

ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES



Prof. Hélio MAGALHÃES DE OLIVEIRA

CIP-Brasil. Catalogação-na-fonte
Câmara Brasileira do Livro. SP.

Engenharia de Telecomunicações/ Hélio Magalhães de Oliveira – 1ª Ed.
Recife: HM, 2012
673 p. il.

Bibliografia

ISBN

1. Telecomunicações 2. Engenharia de Telecomunicação
I. de Oliveira, Hélio Magalhães

CDD-621.38

Índices para catálogo sistemático:

1. Telecomunicações: Engenharia 621.38



Copyfree:

todos os direitos de cópia total ou parcial são cedidos, desde que de uso gratuito.

A Minha Mãe,

Prof^a. **Djanira Magalhães Florêncio** - *in memoriam*.

Flash back: Sobre lições aprendidas

Djanira, partistes à Pasárgada [e mais longe]
[há disso longincuo idos].
Decisiva em minha existência e sentido
Ensinastes-me a valorizar o conhecimento
Primar pela convivência com os inteligentes
Adiante e além das trivialidades da maioria...
Sempre avançada, dinâmica
A ninguém, o texto da minha vida
É mais devedor...

A minha muito Amada **Nereide**,

<<Toi qui, comme un coup de couteau,
Dans mon cœur plantif es entrée;
Toi qui, forte comme un troupeau
De démons, vins, folle et parée...>>
Le Vampire.

<<Le succube verdâtre et le rose lutin
T'ont-ils versé la peur et l'amour de leurs urnes?
Le cauchemar, d'un point despotique et mutin,
T'a-t-il noyée au fond d'un fabuleux Minturnes?>>
La muse Malade.

<<Je t'adore à l'égal de la voûte nocturne,
O vase de tristesse, Ô grande taciturne,
Et t'aime d'autant plus, belle, que tu me fuis,
Et que tu me parais, ornement de mes nuits,
Plus ironiquement accumuler les lieues
Qui séparent mes bras des immensités bleues.

*Je m'avance à l'attaque, et je grimpe aux assauts
Comme après un cadavre un chœur de vermisses,
Et je chéris, Ô bête implacable et cruelle!
Jusqu'à cette froideur par où tu m'es plus belle!>>
*Parfun exotique.**

C. Baudelaire.

H.M. de Oliveira.

DEDICO.

Página deixada intencionalmente em branco

Engenharia de Telecomunicações

ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Hélio MAGALHÃES DE OLIVEIRA, EE, MEE, Docteur

Mestre em Engenharia Elétrica, UFPE, Recife
Docteur de l'*Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*,
TELECOM-Paris

Professor do Departamento de Eletrônica & Sistemas
Universidade Federal de Pernambuco

RECIFE-PE

Página deixada intencionalmente em branco

Engenharia de Telecomunicações

ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES



H. M. DE OLIVEIRA, Docteur

Página deixada intencionalmente em branco

AVANT PROPOS

Engenharia de Telecomunicações: *Ab fundamentis*. Este texto consiste em uma “iniciação” aos sistemas de telecomunicações e destina-se primariamente a um curso de um a dois semestre para estudantes de Graduação em Engenharia Elétrica, Eletrônica e Telecomunicações. O material apresentado tem como base as notas de aula do curso "*Princípios de Comunicações*", ministrado aos estudantes de Engenharia Eletrônica e Engenharia da Computação na Universidade Federal de Pernambuco. Não se trata, aqui, de um texto definitivo sobre a Engenharia de Telecomunicações. O objetivo é bem mais modesto: O intuito é apresentar aos iniciantes no ramo das Telecomunicações, um esboço panorâmico das principais técnicas, circuitos e ferramentas para a abordagem e compreensão de tais sistemas — *Felix qui potuit rerum conoscere causas*, **Virgilius**. As pretensões, entretanto, não se encerram aí. Procura-se também proporcionar uma minúscula "janela" sobre a História das Telecomunicações. Obviamente, existem bons livros texto no assunto, porém esta obra procura ocupar um espaço particular de estilo, enfoque e conteúdo. A motivação para a sua preparação adveio parcialmente do fato que os Engenheiros situam-se numa fronteira entre o "teórico" e o "prático", entre o excessivo formalismo e abstração e a heurística, visando encontrar soluções adequadas — simples, economicamente viáveis. Esta ponte entre o "mundo abstrato" e o "mundo físico" é uma tarefa árdua, sofrendo críticas tanto dos *rigorosos* quanto dos *praticistas*. Não se trata de um manifesto em favor da perda de rigor (vale lembrar a citação de **Herman Von Helmholtz**: "nada mais prático que uma boa teoria"), muito menos um apoio à falácia "a teoria na prática é outra", mas de procurar atingir um equilíbrio na dosagem de rigor necessária à obtenção de soluções de Engenharia.

O livro é apresentado em sete capítulos, sendo que os dois primeiros tratam de material basilar, um mini-curso revisado de *Sinais & Sistemas*, enquanto que os capítulos restantes são dedicados ao estudo dos Sistemas de Telecomunicação *de facto*. No primeiro capítulo são introduzidos os fundamentos da Análise (determinística) de Sinais, estudando expansões ortogonais, noções de acústica e de análise harmônica, a Série e a Transformada de Fourier, espectro de Sinais, bem como fundamentos sobre a Transformada Discreta (DFT) e bidimensional. Teoremas de energia (Parseval, Rayleigh) são apresentados. Os Sistemas Lineares são abordados no capítulo seguinte, com ênfase à Realizabilidade Física, medidas de Largura de Faixa, Filtros clássicos (Butterworth, Chebyshev, Nyquist etc.) – do tipo passa-baixa, passa-alta e passa-faixa – sejam passivos ou ativos. O terceiro capítulo discute detalhadamente os princípios dos Sistemas Clássicos Analógicos: Os Sistemas Modulados em Amplitude (AM). Comparam-se os vários tipos de AM (AM, AM-SC, SSB, VSB etc.). O Capítulo quarto aborda a construção de receptores e transceptores, incluindo rádios AM, o receptor de televisão (monocromático), o receptor CB, e o telefone fixo. Esquemas comerciais de receptores são apresentados para consolidar o aprendizado. A configuração dos Receptores Superheteródinos de Armstrong é estudada, incluindo receptores comerciais e princípios da Televisão / teledifusão. Analisam-se alguns aspectos sobre Telefonia, como Multiplex em centrais locais, Tandem e Internacionais, etc. O princípio básico de funcionamento dos Analisadores de Espectro é também descrito. O Capítulo seguinte trata dos Sistemas Modulados em Frequência (FM). Detalhes sobre sistemas FM, métodos de geração, figuras de Lissajours, moduladores Armstrong usados em estações comerciais, demodulação (especialmente via PLL e DPLL), configurações de receptores, incluindo pré(de)-acentuação e o receptor FM estereofônico (decodificador estéreo e sistema Qsound) são incluídos. Introduzem-se também alguns conceitos fundamentais sobre a Telefonia Celular (com base no sistema AMPS). Os Sistemas de Comunicação Digital (pulsados) são tratados no último capítulo, incluindo sistemas PAM e PTM, assim como os Sistemas Digitais Codificados, como PCM, Delta e variantes, incluindo rudimentos sobre *Vocoders* e síntese de voz, sistemas com predição linear LPC e variantes (e.g., CELP). O teorema da Amostragem de Shannon-Nyquist e outros fundamentos da conversão A/D e D/A são abordados. A multiplexação digital é discutida, apresentando-se as Hierarquias Digitais clássicas, com destaque ao padrão ITU (antigo CCITT). Noções sobre comunicação de dados, transmissão em banda básica e MODEMS, são também apresentadas. No último capítulo, descreve-se, numa breve e introdutória abordagem, uma miscelânea de aspectos da tecnologia digital moderna, incluindo: *compact disc*, PLL Digital, radiodifusão digital DAB, gravação mp3, técnicas de Acesso múltiplo (FDMA, TDMA), modems \times DSL, *Bluetooth*, OFDM, TV Digital no Brasil, Codificação em fac-símiles, comunicações espaciais, até sistemas de radionavegação e posicionamento e códigos de barra, por exemplo. Características básicas das interfaces seriais (RS-232-C, RS-449) e paralelas (Centronics, GPIB) são apresentadas. A rede digital de Serviços integrados (banda estreita e banda larga) é apresentada. Isto inclui

noções sobre sistemas plesiocronos e SDH/SONET. Comentários sobre o efeito biológico de ondas eletromagnéticas são também apresentados além de Projetos de Enlaces Digitais. Um sumário sobre comunicações ópticas é também apresentado, incluindo algumas redes brasileiras. Os exercícios selecionados (uma coletânea com cerca de 500 Problemas) apresentados são um extrato de listas de problemas semanais e Exercícios Escolares. Algumas respostas foram incluídas, porém não foram revisadas e eventualmente pode haver alguma incorreção. Pode parecer inadmissível abordar os Sistemas de Comunicação sem levar em conta seu comportamento em presença de ruído. Porém, tendo em vista a larga gama de assuntos e informações, um primeiro curso pode procurar enfatizar apenas aspectos sistêmicos. Este ponto polêmico encontrará por certo alguma oposição em meios acadêmicos. Nesta versão preliminar, a análise de desempenho de sistemas em presença de ruído foge ao escopo e não é discutida, apesar de extremamente elegante, importante e até agradável ao autor. Tratando-se de um longo manuscrito, a ocorrência de um acentuado número de erros é inevitável — adicione-se a grande quantidade de informações compiladas de uma Cornucópia de fontes bibliográficas. Comentários e críticas construtivas por parte de leitores e colegas são, portanto, bem-vindas.

Meu denso reconhecimento técnico e pessoal a dois contribuidores especiais, destacados entre os demais: Meus colegas Prof. Dr. **Renato José de Sobral Cintra** (Depto de Estatística, UFPE) e Prof. Dr. **Tiago Henrique Falk** (NRS-EMT, Montreal). Estes, além das tantas contribuições como peritos, apresentaram-me com uma afinidade marcante. Convém lembrar que o autor beneficiou-se intensamente dos comentários de colegas professores do DES, destacando-se especialmente as inúmeras sugestões do Prof. Dr. **Valdemar Cardoso da Rocha Jr.** (UFPE) e o Prof. Dr. **Edval J. Pinheiro Santos** (chefe do LDN, lab. De nanoeletrônica, UFPE), a quem devo por contribuições construtivas. Agradecimentos notadamente distintos ao colega Prof. Dr. **Rafael Dueire Lins** (CIn, UFPE), Um perfil de construtor e positivo. Do corpo do Departamento de Eletrônica e Sistemas, UFPE, beneficiei-me particularmente do convívio, sugestões, inspiração e compartilhamento de idéias com Prof. Dr. **Ricardo Menezes Campello de Souza**, e Profa Dra **Márcia Mahon de Souza**, além de Prof. **Alberto Mesquita Jr.**

Prof Dr. **Fernando Menezes Campello de Souza** desempenhou papel basilar na minha formação acadêmica e sua influencia na minha forma de “pensar” e na descoberta das belezas do universo probabilístico têm sido particularmente admiráveis. Discussões com Prof. Dr. **Paul Jeszensky** (USP), Prof. Dr. **Roger Hoefel** (UFRGS) e Prof. Dr. Major **Francisco Assis** (UFCG) me foram enriquecedoras. A revisão histórica (entre outros tópicos) contou com o auxílio vibrante de **Arquimedes José de Araújo Pascoal**, MSc, que compartilha o entusiasmo sobre a História das Ciências. Meu colega Prof **Alcione Alves**, (Faculdade Maurício de Nassau, Recife) estimulou bastante adotando o texto, e também comentando parte do material. Numerosas melhorias pedagógicas foram estimuladas ou sugeridas por comentários de bons estudantes do curso de Graduação e monitores, aos quais são endereçados sinceros agradecimentos. Melhorias, comentários e inúmeras sugestões valiosas em diferentes temas foram proporcionadas por Dr. **Eric Albert Bouton**, Dra. **Luciana Reginaldo Soares** e Prof. **João Paulo Cruz Lopes Miranda**. Agradecimentos sinceros também a: Dr. **André Neuman Kauffman**, **André Ricardson Gomes** (MS), **Atef Ibrahim Irshaid Shari'a** (MS), **Caio Marcelo Fernandes Barros** (MS), **Camila Ascendina**, Dr. **Danilo Silva**, **Diego Felix de Souza** (MS), **Giovanna Angelis Andrade de Araújo** (MS), **Helfarne Aurélio do Nascimento**, **Hercílio Menezes Cavalcanti**, **Leandro Cardoso da Rocha**, **Leandro Henrique Espíndola de Almeida**, Prof Dr. **Marcelo Menezes Carvalho**, **Marcos Müller de Vasconcelos** (MS), **Maria Luíza de Moraes Melo**, **Paulo de Souza Xaxá**, **Pedro Augusto Lopes Barbosa**, **Pedro Filipe Leite Correia de Toledo**, **Pedro Andrade Lima Sá de Melo**, **Pedro Paulo Lima**, **Roberto Fernando Batista Sotero Filho** (MS), **Rodrigo Arce**, **Rodrigo Gurgel Fernandes Távora** (MS), **Romero Guerra de Souza**, **Thyago Neves Porpino**, **Severino Gilson Peixoto de Oliveira Júnior**, **Viviane Lucy de Sousa**, entre outros. O autor também agradece o incentivo importante recebido da família, em particular por **Nilson Magalhães de Oliveria**, **Iclília M. de Oliveira** e **Gladys M. de Oliveira Lira**. **Dirceu Florêncio da Silva** *in memoriam* também foi sempre decisivo para meu mundo, a quem agradeço. Finalmente, os agradecimentos vão à toda a equipe do Sr **Iranildo Mendonça**, e ao próprio “poderoso chefe”, pela reiterada colaboração na edição cuidadosa de diversas edições prévias deste texto.

Recife, Janeiro de 2012.

o autor. e-mail: helio.m.de.oliveira@pq.cnpq.br
<http://www2.ee.ufpe.br/codec/deOliveira.html>
http://www2.ee.ufpe.br/codec/WEB_PCOM.html

CONTEÚDO

ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS	1
1.1 <i>Sistemas de Comunicações</i>	1
1.2 <i>A Expansão em Série de Funções Ortogonais</i>	13
1.3 <i>A Série Trigonométrica de Fourier</i>	15
1.4 <i>Áudio, Engenharia Acústica, Música e Instrumentos</i>	18
1.5 <i>A Representação Exponencial</i>	22
1.6 <i>A Transformada de Fourier</i>	25
1.7 <i>Transformada de Fourier de Funções Periódicas</i>	37
1.8 <i>A Integral de Convolução</i>	38
1.9 <i>Propriedades da Transformada de Fourier</i>	40
1.10 <i>A DFT E A FFT</i>	46
1.11 <i>Transformadas Baseadas em Sinais Constantes por Partes</i>	52
1.12 <i>Transformadas Bidimensionais</i>	54
TRANSMISSÃO DE SINAIS ATRAVÉS DE REDES LINEARES	73
2.1 <i>Caracterização de Redes Lineares</i>	74
2.2 <i>Realizabilidade Física</i>	78
2.3 <i>Transmissão Sem Distorção</i>	81
2.4 <i>Tempo de Subida versus Banda Passante</i>	91
2.5 <i>Filtros Lineares Passivos</i>	99
2.6 <i>Filtros de Butterworth</i>	104
2.7 <i>Filtros de Chebyshev</i>	107
2.8 <i>Filtros de Bessel</i>	109
2.9 <i>Filtros de Nyquist cosseno elevado (cosseno levantado)</i>	114
2.10 <i>Filtros Ativos Lineares</i>	117
SISTEMAS DE MODULAÇÃO EM AMPLITUDE	135
3.1 <i>Sistemas de Modulação AM</i>	138
3.2 <i>Potências Dissipadas em AM</i>	145
3.3 <i>Geração de Sinais AM</i>	148

3.4	Moduladores Quatro Quadrantes	163
3.5	Demodulação de sinais AM	171
3.6	Sistemas de Modulação SSB	180
3.7	Geração de sinais SSB	182
3.8	Demodulação de Sinais SSB	188
3.9	Comparação entre as variantes dos Sistemas AM	190
3.10	Multiplexação FDM e Telefonia	191
3.11	Sistemas de Modulação VSB	202
3.12	Conversor de Frequência (Misturador)	206
	RECEPTORES E TRANSCEPTORES	223
4.1	O Receptor Superheteródino	223
4.2	O Receptor CB	239
4.3	O Receptor Homodino	242
4.4	O sistema AM estéreo	244
4.5	Esquemas Comerciais de Rádio AM	245
4.6	Som entre Portadoras	253
4.7	Sobre a Escolha das Modulações em Teledifusão	261
4.8	Esquemas Comerciais de Televisores Monocromáticos	268
4.9	Princípios da Telefonia.	275
4.10	Multiplexação em Quadratura	283
4.11	O Analisador de Espectro	284
	SISTEMAS DE MODULAÇÃO EXPONENCIAL	295
5.1	Sistemas FM e PM	297
5.2	Sinais FM Banda Estreita	300
5.3	Sinais FM Banda Larga	302
5.4	Dissipação de Potência em FM	306
5.5	Banda Passante e Regra de Carson	309
5.6	Geração de Sinais FM	314
5.7	Detecção de Sinais FM	327
5.8	Aplicações do PLL na demodulação de AM	346
5.9	Redes de Pré-Ênfase e De-Ênfase (DOLBY)	349

5.10	Sistema FM Estereofônico	353
5.11	Noções Sobre Comunicações Celulares	363
SISTEMAS DIGITAIS		387
6.1	Crescimento dos Sistemas Digitais	387
6.2	Teoria da Amostragem (Nyquist-Shannon-Kotel'nikov)	390
6.3	Sistemas PAM (Pulsos Modulados em Amplitude)	395
6.4	Sistemas PTM (Pulsos Modulados no Tempo)	401
6.5	Modulação por Duração dos Pulsos (PDM ou PWM)	403
6.6	Modulação por Posição de Pulsos (PPM)	407
6.7	Multiplexação por Divisão no Tempo (Mux Digital)	411
6.8	Sistemas PCM	424
6.9	Repetidores Regenerativos e Recuperação de Relógio	433
6.10	Hierarquia Mux Digital (PDH)	440
6.11	Modulação Delta e Variantes	455
6.12	Codificação Linear Preditiva (LPC) e Vocoders	468
6.13	Princípios da Transmissão de Dados	472
6.14	Transmissão de Dados: MODEMs	483
6.15	Noções Sobre Comunicações Ópticas	506
TECNOLOGIAS SELECIONADAS		529
7.1	Tecnologia Digital: Compact Disc (Digitalização em CDs)	529
7.2	Interfaces de Comunicações: Comunicação Serial e Paralela	537
7.3	PLL Digital: DPLL	545
7.4	OFDM	553
7.5	Técnicas de Acesso Múltiplo: (FDMA e TDMA)	555
7.6	mp3 (áudio)	558
7.7	DAB: Radiodifusão Digital.	563
7.8	TV Digital No Brasil	564
7.9	Codificação em fac-símiles	569
7.10	Códigos de Barra: EAN e UPC	571
7.11	Rede Digital de Serviços Integrados: N-ISDN	573
7.12	SDH: Hierarquia Digital Síncrona e SONET	578

7.13	Modems ADSL	612
7.14	LANs (Local Area Network), Ethernet e Protocolo TCP	615
7.15	Espalhamento Espectral e Bluetooth	622
7.16	Comunicações Espaciais: Satélites e Sondas	624
7.17	Sistemas de Radionavegação e de Localização Global	630
7.18	Efeitos Biológicos de Ondas Eletromagnéticas	633
7.19	RDS – Sistema de dados via rádio	636
7.20	Sintetizadores Eletrônicos: Yamaha DX7	640
7.21	Projetos de Enlaces Digitais	644
	SÉRIE DAS RECOMENDAÇÕES DO CCITT (Atual ITU)	648
	LITERATURA BRASILEIRA SELECIONADA	649
	LEITURA SELECIONADA E REFERÊNCIAS	649
	APENDICE - ASCII	657
	ÍNDICE REMISSIVO	661
	INDICE ONOMÁSTICO	669

Capítulo I

ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS

Neste capítulo são apresentadas algumas noções sobre Telecomunicações e a ferramenta básica para a compreensão dos sinais: *A análise de Fourier*. A série e a transformada de Fourier são estudadas, mostrando como realizar a análise do espectro de sinais determinísticos. As técnicas abordadas propiciam o estabelecimento da maior parte dos principais resultados da teoria das comunicações e auxiliam na análise e compreensão de virtualmente todos os sistemas empregados em Telecomunicações. O objetivo da análise de sinais é extrair informações relevantes do sinal através de uma transformação nele realizada. A análise no domínio freqüencial tem vasta aplicação em Engenharia. O primeiro contato dos estudantes com a série e transformada de Fourier dá-se normalmente em cursos de caráter estritamente matemático. O intuito deste capítulo é essencialmente discutir diversos aspectos da análise espectral, sempre procurando enfatizar analogias, ilustrações, interpretações e demonstrações facilmente compreensíveis para estudantes de Engenharia. Além do tratamento clássico, procura-se introduzir rudimentos de outras ferramentas potentes, apresentando a Transformada Discreta de Fourier (DFT e FFT), a Transformada de Fourier para sinais bidimensionais.

1.1 Sistemas de Comunicações

No dia a dia do mundo moderno, o homem depara-se com sistemas de comunicação em uma freqüência explosiva e até assustadora. A transmissão (associada ao processamento) da informação tornou-se uma das áreas mais importantes e revolucionárias das últimas décadas. O mundo está sofrendo uma transformação radical em consequência das novas tecnologias de Informação e Telecomunicações. Especialmente após a Internet, a maior revolução depois da escrita. O Sistema mundial de comunicações permite conversar, ensinar, aprender, fazer conferências, comprar, vender produtos, trocar informações de todos os tipos. O problema é que a tecnologia da informação está sendo distribuída (e usada) de forma desigual. Dados no final do século indicam que o número de linhas telefônicas nos 50 países menos desenvolvidos do mundo é cerca de 1,5 milhões, o que equivale a menos de 1% das linhas nos EUA. A densidade telefônica nos países desenvolvidos é superior a 100/hab (100 terminais por 100 habitantes) enquanto que nos países mais pobres é de 0,2/hab. No Brasil, uma densidade de 100/hab foi atingida no ano 2010. A radiodifusão comercial, a telegrafia [ANDR 1989, SIMO 1996], a televisão [KNAPP & TEBO 1978, ALENCAR 2007], o fac-símile, a telefonia, o computador digital e os microcomputadores são de uso intensivo e rotineiro. Um dos destaques é sem sombra dúvida “novo” sistema telefônico que cobre todo o planeta, particularmente para acesso à Internet. Tecnologias emergentes, hoje disponíveis, como a Rede Integrada de Serviços Digitais (RDSI ou *ISDN- Integrated Service Digital Network*), constituem um marco no processo evolutivo, permitindo transmissão integrada de texto, dados, voz, fotos, gráficos e imagens. O acesso individual do assinante a rede pode ser feito por linha discada (MODEM), BRI (acesso básico da RDSI), ou por novos sistemas, como MODEMs xDSL. Um dos maiores impactos da tecnologia Telecomunicações- Informática (Telemática) vem sendo, sem dúvida alguma, a rede mundial Internet. Tal avanço ainda foi mais marcante com a criação, por **Tim Berners-Lee**, em 1989, do http (*hypertext transfer protocol*), que

resultou no nascimento da WEB (**World Wide Web**). Entretanto, a influência das Telecomunicações por vezes estende-se de maneira menos perceptível, porém não menos importante.

A aviação comercial depende fortemente das comunicações e dos sistemas de RADAR (**Radio Detection And Ranging**). O controle de processos industriais automatizados muitas vezes necessita da transmissão de informações. Nas previsões das condições meteorológicas, as quais apresentam influência capital na agricultura e na predição de catástrofes, o uso dos sistemas de comunicação (telemetria e sensoriamento remoto) é imprescindível. Fotografias obtidas através do sensoriamento por satélite chegam a uma precisão de 1 m². Outro serviço moderno de grande importância é o Serviço de Rádio Determinação por Satélite (**GPS- Global Position by Satellite**) que permite determinar a posição exata de meios de transporte, caminhões de carga, embarcações, aviões etc. [BRISK 1990]. Estes são referidos como Sistemas de rastreamento de posição. A larga utilização de computadores digitais tem demandado intensamente os sistemas de transmissão de dados. Tarefas como interligação de computadores, estabelecendo redes de computadores, necessitam da transmissão de informação. As comunicações espaciais realizadas com o emprego de satélites e sondas [PRITCH 1984, POSN *et al.* 1990] têm prestado enormes serviços a humanidade, permitindo transmissão de dados digitais, voz (telefonia), sinais de TV e imagens para localização de jazidas minerais, guias de navegação (aérea, marítima e terrestre), posicionamento do usuário e advertência contra colisões, entre outros recursos, por exemplo. O MINITEL[®] é um dos sistemas de vídeo-texto modernos mais difundidos na França e presta serviços inestimáveis. Seu uso já é tão comum quanto o telefone clássico, embora introduzido em 1985. Outras aplicações tais como telessupervisão, telemetria, telecomando, comunicações militares, comunicações marítimas, fac-símile, picturephone[®], rádio amadorismo entre outras, também são largamente utilizadas. O **Compact Disc CD** [CD 1988] invadiu praticamente todos os lares. Há uma substituição gradual dos videocassetes convencionais pelos DVDs. Antenas parabólicas para recepção de Televisão por satélite (**DBS- Direct Broadcast System**), a telefonia celular, sistemas de TV por cabo (**CATV- Cable Television**), o correio eletrônico (*e-mail*), os enlaces de fibras ópticas [GIOZ *et al.* 1991] e enlaces de rádio digital são comuns em um número crescente de cidades. Vários países já introduziram a TV de alta definição (**HDTV- High Definition TeleVision**). Cabos submarinos são de uso rotineiro nas ligações internacionais [EHRB 1983]. A radiodifusão digital (**DAB- Digital Audio Broadcast**) surge como alternativa de qualidade para o rádio convencional [FOX 1994, SURG 1996]. Aparecem novas aplicações, tais como Rádio sobre IP e telefonia sobre IP. Os Bancos de Dados prestam enormes serviços, mas é necessário acessá-los, especialmente à distância. O número de novas e diferentes aplicações cresce a cada dia. A transmissão à distância de dados médicos tem prestado uma ajuda inestimável à Medicina e ao Homem. Sistemas de Aviso/chamadas à distância (*paging* ou *bip*) são também comuns hoje em dia. O processamento, armazenagem e tratamento de imagens médicas têm permitido avanços inimagináveis, como a Tomografia Computadorizada, etc. Os orelhões públicos estão se transformando em *Tokens*, um tipo de orelhão que permite acesso a WEB, entre outras facilidades.

Por estas e outras razões, o setor de Telecomunicações é um dos setores da economia que apresentam um dos maiores índices de crescimento, em todos os países do mundo, a despeito de crises, recessões etc. Por exemplo, no Brasil, a *Holding TELEBRÁS* constituiu, antes da privatização, a 2^a maior empresa brasileira em receita, patrimônio líquido e valor de mercado [TELE 1973]. Foi a maior empresa de Telecomunicações da América Latina e 11^a planta instalada no planeta. Em 1965 foi criada a Embratel sob forma de empresa pública, para explorar os serviços de Telecomunicações Interestaduais e conexões internacionais (16/09/65, cf. Lei n° 4.117 de 1962). Criada em 1972, a Telecomunicações Brasileiras S/A - Telebrás atuava como companhia controladora de empresas operacionais e era constituída por 27 operadoras (Telesp, Telerj, Telepar, Telemig, ..., Telpe etc.) e a Embratel, esta última responsável pelos serviços de longa distância locais e internacionais (Cf. Lei n° 5.792 11/07/72). O monopólio na exploração de serviços públicos de telecomunicações no Brasil foi mantido na constituição de 1988, porém emenda

constitucional em 1995 passou a permitir a outorga de concessões a empresas privadas. A relação de operadoras no país, antes da privatização, é fornecida a seguir-

Empresas pólo: *Telepará, Telma, Telaima, Teleamazon, Teleacre, Teleamapá, Teleron, Telepisa, Telasa, Telebahia, Teleceará, Telergipe, Telern, Telpa, Telpe, Telemig, Telerj, Telesp, Telest, Telebrasilíia, Telegoiás, Telems, Telemat, Telepar, Telesc.* Empresas não-pólo e independentes: Ceterp, CTBC (MG e SP), CRT, CTMR (RS), Sercomtel, STPML (PR), STPMRB (SP).

A privatização do Sistema Telebrás iniciou-se a partir de 1995, com a aprovação de uma emenda constitucional pondo fim ao monopólio estatal na operação de serviços de Telecomunicações, num processo polêmico (declarações ouvidas em "grampo" telefônico), conduzido sob aprovação do Ex^{mo} Sr. Presidente da República da época. Um enorme patrimônio brasileiro foi transferido a grupos privados. O serviço de Telecomunicações brasileiro introduziu novas operadoras estrangeiras no sistema. Os leilões envolveram inicialmente a telefonia celular, a telefonia fixa, em concessões divididas em diversas regiões, e os sistemas de cobertura nacional. Um quadro geral das operadoras para a telefonia celular (banda A e banda B), embora com modificações esporádicas, é mostrado na Fig. 1.1. Para a rede nacional DDD e DDI, o sistema ficou controlado pela MCI americana (sob o nome Embratel) e por um consórcio entre "Sprint, France Telecom e National Grid", sob o nome Intelig. Um quadro descritivo das operadoras da rede fixa (empresa principal e sua concorrente, dita empresa "espelho") é esboçado na Fig. 1.2. Ao invés do propalado e defendido paradigma de exploração do mercado pulverizado, gerando concorrência e redução de preços, a tendência tem sido a concentração das operadoras, gerando um pequeno número de grandes operadoras oferecendo uma larga gama de serviços (telefonia fixa, móvel, ligações locais e a longa distância etc.).

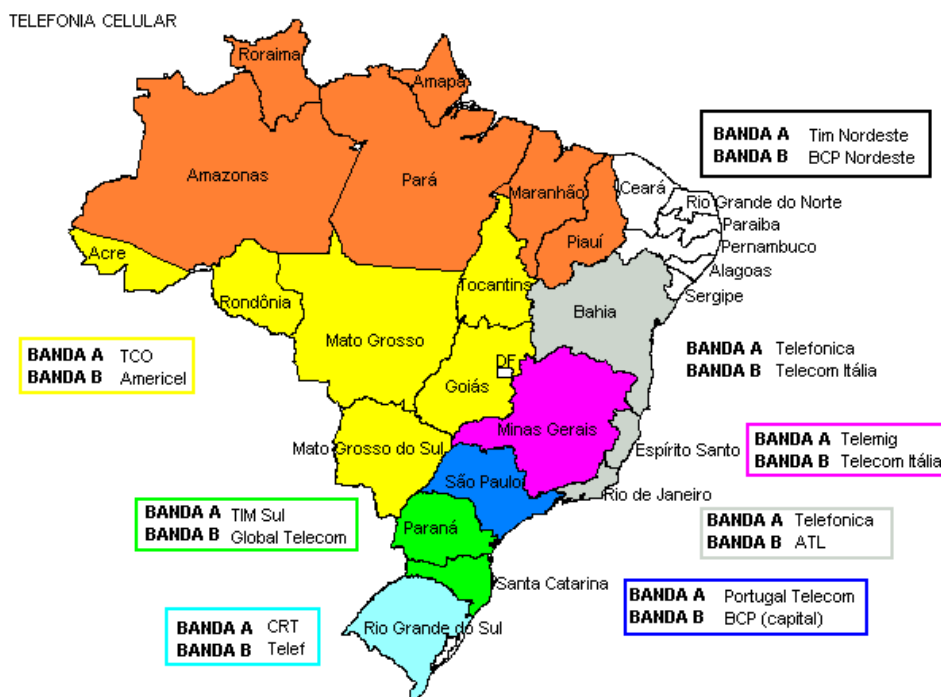


Figura 1.1 - Operadoras da telefonia celular no Brasil, após a privatização do sistema.

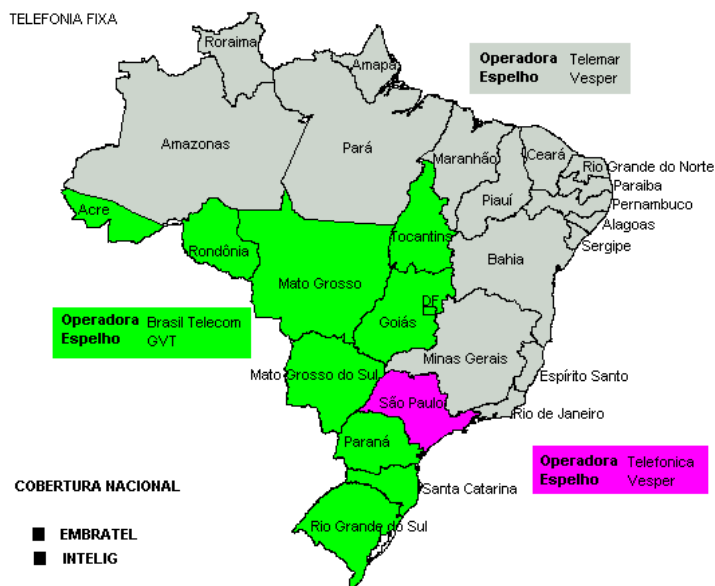


Figura 1.2 - Operadoras do sistema de Telefonia fixa após a privatização do sistema.

A comunicação pode ser realizada através de diferentes meios de transmissão, dependendo da faixa de frequências empregada, como por exemplo: Pares de fios, coaxiais; Ondas terrestres e propagação direta; Ondas celestes; Reflexão ionosférica; Espalhamento troposférico etc.; Espaço (via satélite); Linhas de fita; Guias de onda; Fibras ópticas etc. Como ilustração, alguns dos meios de comunicação mais usados para a transmissão de sinais são apresentados nas figuras que seguem.

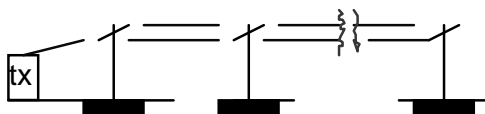


Figura 1.3 – Ilustração de Transmissão via cabo.

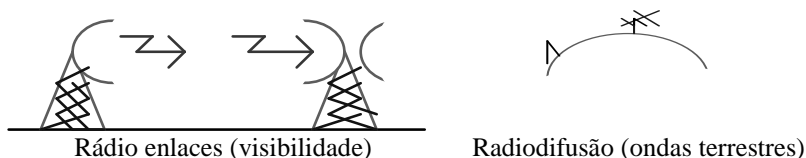


Figura 1.4 - Propagação Direta (Ondas Terrestres).

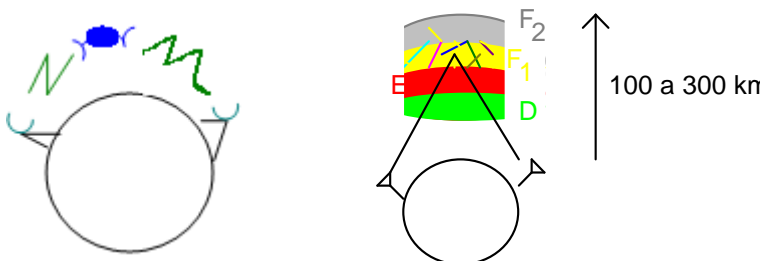


Figura 1.5a- Transmissão via satélite. b- Propagação Ionosférica.

As comunicações aqui tratadas são frequentemente aquelas realizadas pelo intermédio de ondas eletromagnéticas (OEM) em diferentes frequências. A Tabela I.1, a seguir, resume algumas das principais faixas do espectro utilizadas, bem como algumas aplicações típicas.

Tabela I.1 - Faixas do Espectro e Aplicações Típicas.

Faixa de Frequência	Aplicações e comprimento de onda
ELF 30 - 300 Hz	Macroondas para comunicações submarinas.
VF 300 - 3 kHz	Voz, Telefonia analógica.
VLF 3 - 30 kHz	Navegação, Telegrafia. (<i>Miriamétricas</i>)
LF 30 - 300 kHz	Comunicação por linhas de potência. (<i>Quilométricas</i>)
MF 300k - 3 MHz	Radiodifusão AM, comunicação móvel, radioamador. (<i>Hectométricas</i>)
HF 3 - 30 MHz	Comercial, militar, Telefone rádiomóvel e faixa-cidadão. (<i>Decimétricas</i>)
VHF 30- 300 MHz	TV e FM, Controle de tráfego aéreo. (<i>Métricas</i>)
UHF 300 - 3 GHz	TV, Comunicação militar via satélite, Radar de aeroporto. (<i>Decimétricas</i>)
SHF 3 - 30 GHz	Satélites, Comunicações espaciais, Microondas. (<i>Centimétricas</i>)
EHF 30- 300 GHz	Radioastronomia, Radar de pouso, Rádio-altímetro. (<i>Milimétricas</i>)
OF 300-300 THz	Comunicações ópticas: Infravermelho e Luz visível. (<i>Decamilimétricas</i>)

NB- os limites das faixas de frequência envolvendo $3 \cdot 10^N$ são estabelecidos em função do comprimento de onda $\lambda=c/f$, levando em conta que $c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s. Assim, os valores limítrofes das faixas são múltiplos do metro.

O significado das abreviações usualmente empregadas (primeira coluna da tabela anterior) é descrito como segue:

ELF	Frequências extremamente baixas;	
VF	Frequências de voz;	
VLF	Frequências muito baixas;	10^8 - 10^4 m
LF	Frequências baixas; (OL - Ondas longas)	10^4 - 10^3 m
MF	Frequências médias; (OM - Ondas médias)	10^3 - 10^2 m
HF	Frequências altas; (OC - Ondas curtas)	10^2 - 10^1 m
VHF	Frequências muito altas;	10-1 m
UHF	Frequências ultra altas;	100-10 cm
SHF	Frequências super altas;	10-1 cm
EHF	Frequências extremamente altas;	10-1 mm
OF	Frequências ópticas.	μ m

A faixa de microondas inicia na faixa superior de UHF, estendendo-se pela faixa de SHF. Os sistemas de telecomunicações envolvem a transmissão de duas classes de sinais: **Os Sinais Analógicos** e **os Sinais Digitais**. Os sinais analógicos apresentam amplitudes (e.g. corrente ou tensão) que variam no *continuum*, enquanto que os digitais são sinais cujas amplitudes variam apenas em níveis discretos.

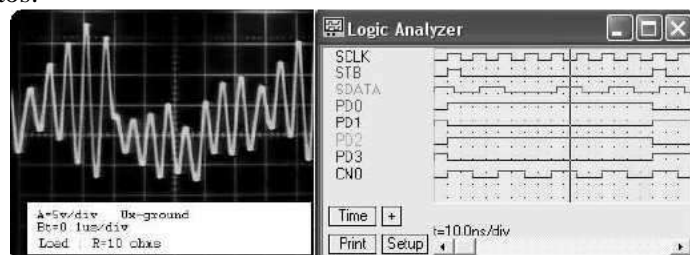


Figura 1.6 - Exemplos de sinais: sinal analógico e sinal digital.

O problema básico em um sistema de comunicação se resume em transmitir a informação através de um meio de transmissão (Possivelmente ruidoso), de modo a proporcionar no receptor, a recuperação do sinal com fidelidade ou confiabilidade aceitável.

Ionosfera

As comunicações de rádio, em altas frequências, são possíveis devido ao grande número de camadas ionizadas sobre a superfície da terra. Entretanto, a densidade de íons varia substancialmente com a altura e o tempo. Durante períodos diurnos, a ionização afeta quatro camadas, **D, E, F1 e F2** (com alturas típicas 50-90, 90-100, 100-200, 200-300 km, respectivamente). A camada D corresponde predominantemente a uma região de absorção e a camada E varia muito quando há luz solar. Já as camadas F1 e F2 apresentam ionização alta, permitindo a reflexão de altas frequências. As camadas D e E desaparecem nos períodos noturnos, enquanto que F1 e F2 fundem-se numa única camada que apresenta grande importância para comunicações de longo alcance na faixa HF.

Troposfera

Camada atmosférica em alturas da ordem de somente 10 km. Transmissões de microondas na faixa SHF a distâncias além do horizonte óptico. São obtidas por espalhamento troposférico (Reflexão e Refração). Em regiões vastas, como a Amazônia, Alasca etc., o sistema de enlace de microondas não pode dispor de antenas retransmissoras situadas a distâncias médias de 50 km. Adotou-se o método da tropodifusão, no qual a antena é dirigida para a atmosfera e, por espalhamento, captam-se os sinais a grandes distâncias. Enlaces de tropodifusão no sistema Embratel incluem, por ex.: Belém - Manaus, Campo Grande - Rio Branco e Porto Velho - Manaus.

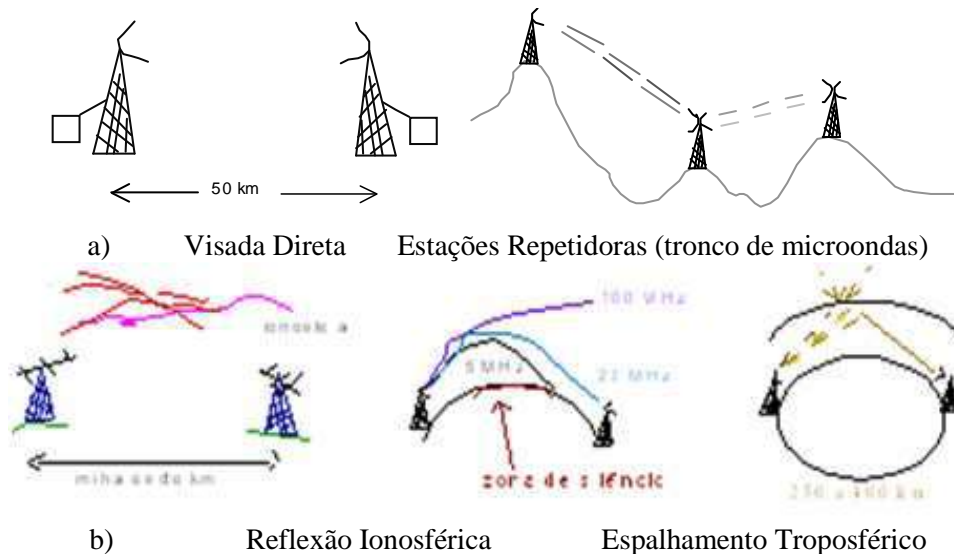


Figura 1.7 - Transmissão via Rádio- Propagação. a) Rádio Visibilidade; b) Propagação Atmosférica.

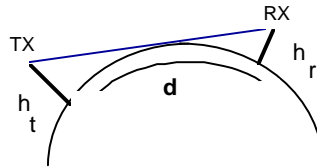
Tabela I.2 - Resumo de Alguns Meios de Transmissão.

Linhas Físicas	Espaço Livre
Pares de fios	Rádio MF
Cabos de pares coaxiais	Rádio HF
Guias de onda	Rádio VHF, UHF
Fibras ópticas	Rádio SHF

Propagação por ondas diretas.

O alcance da propagação em linha de visada é limitado pela curvatura de Terra, que define o horizonte óptico (e.g. enlaces de microondas, repetidoras para TV etc.). A máxima distância d entre o transmissor (TX) e receptor (RX) depende da altura das antenas; mostra-se que para h expressas em metros, tem-se

$$d = 4\sqrt{h_t} + 4\sqrt{h_r} \text{ (km)}$$



Um alcance típico para propagação em linha direta (radiovisibilidade) é $d = 4(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) = 4(4 + 4) = 32 \text{ km}$ e o alcance típico é inferior a 50 km.

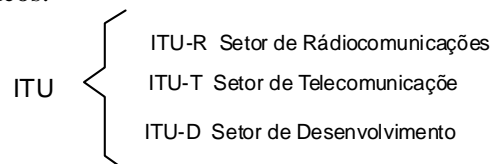
<http://www.vwlowen.co.uk/java/horizon.htm>

Tabela I.3 - Características dos Sistemas de Rádio.

Sistemas Rádio Tropodifusão	Sistemas Rádio HF	Sistemas Rádio UHF/VHF	Sistemas Rádio SHF
Entre VHF e SHF Típico 1 a 2 GHz	Refração Ionosférica Baixa Capacidade	Propagação em visada Capacidade média	Rádio Visibilidade Baixa Potência (e.g. 1 W) Alta qualidade
Potência Antena Alcance 400 km sem repetidoras	Longas distâncias Baixa confiabilidade	Médias distâncias Poucas repetidoras	longas distâncias Alta capacidade repetidora

O extinto Departamento Nacional de Telecomunicações do Brasil (DENTEL) (hoje ANATEL- Agência Nacional de Telecomunicações, uma agência reguladora) estabelece normas visando primordialmente controlar a qualidade das transmissões e a poluição do espectro, especificando critérios técnicos no que diz respeito a: Sensibilidade de frequência, banda passante, potência máxima transmitida, espúrios, intermodulação etc.

O organismo mais importante em Telecomunicações, a nível mundial, é o ITU (*International Telecommunication Union*, antigo CCITT) [BELL *et al.* 1980]. Atualmente, o ITU é constituído por três setores básicos:



Estes setores relacionam-se respectivamente com: alocação e uso do espectro eletromagnético; questões técnicas e recomendações para padronização internacional; e desenvolvimento em escala global. Para os Engenheiros Eletricistas (Elétrica & Eletrônica), a associação mais importante é sem dúvida o IEEE (*The Institute of Electrical and Electronic Engineering* com cerca de 200.000 sócios, espalhados pelo mundo inteiro).

Além do ITU, outros organismos de padronização são importantes no contexto mundial, especialmente:

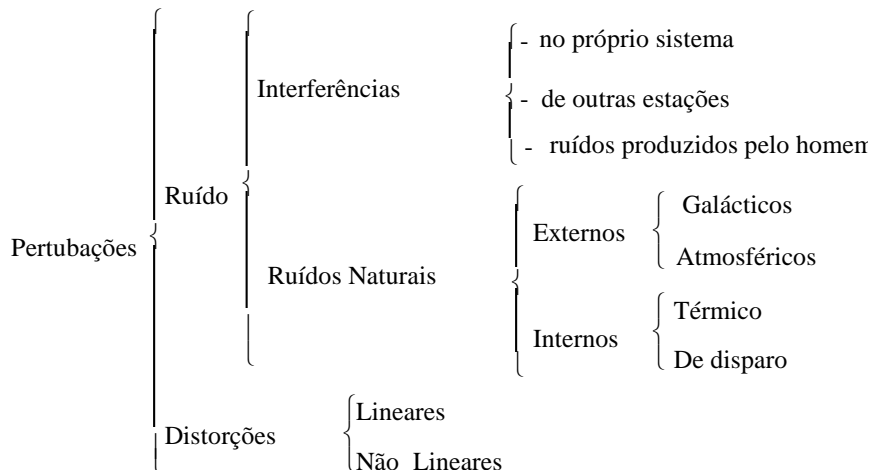
- CCITT- *Consultatif Committee International Telegraph and Telephone*, hoje ITU
(*Comité Consultatif Internationale Télégraphique et Téléphonique*)
- IEEE- *The Institute of Electrical and Electronic Engineering*
- EIA- *Electric Industries Association*
- ISO- *International Standard Organization*
- FCC- *Federal Communication Commission*
- ANSI- *American National Standards Institute*
- BSI- *British Standards Institution*
- DIN- *Deutsches Institut fuer Normung*
- AFNOR- *Association Française de Normalisation*
- ECMA- *European Association for Standardization Infor. and Comm. Systems*

A Tabela I.4 apresenta aspectos geográficos na seleção de “meios de transmissão”.

Tabela I.4 - Aspectos Geográficos da Seleção dos meios de Transmissão.

Tipo de Sistema	Cobertura	Meio de TX selecionado
Móvel	Curtas distâncias	VHF – UHF
	Longas distâncias	HF - SHF (Satélite)
Fixo	Urbana	Cabos de pares: Aéreos e subterrâneos
		Coaxiais
	Interurbana	Cabos coaxiais
		Espaço livre HF, SHF
		Típico 2 a 15 GHz
Internacional	Cabo Submarino	

Os tipos de perturbações freqüentes nos enlaces de comunicação podem ser classificados como mostra o esquema a seguir. (N.B. As distorções desaparecem na ausência de sinal).



Muito embora a comunicação analógica ainda seja bastante utilizada, tem sido verificado um maior crescimento na transmissão de dados digitais. Além de sinais inerentemente discretos, sinais analógicos muitas vezes são digitalizados utilizando-se conversores A/D, transmitidos em sistemas digitais e posteriormente recuperados sob a forma analógica pelo uso de conversores D/A. O surgimento do computador digital deu um grande impulso às necessidades de comunicação de dados. Uma forte sinergia existente entre as comunicações digitais e a computação deu origem a **Telemática**. Etimologicamente, a palavra provém do neologismo francês *Télématique*, usada na

Europa desde a década de 70, para denotar a convergência entre Telecomunicações e Informática. Os principais motivos que determinam o crescimento do uso dos sistemas de comunicação digital (Eletrônica Digital- [SHA 1938]) estão relacionados com o baixo custo, confiabilidade e privacidade/autenticidade. O desenvolvimento da tecnologia da fabricação de CI's e técnicas para processamento de sinais digitais (PDS) permitiu um decréscimo substancial no custo dos equipamentos, bem como uma melhoria na qualidade e versatilidade dos circuitos digitais.

A confiabilidade na comunicação digital está usualmente associada à taxa de erros presente no sistema. Com relação a este aspecto, a potencialidade dos sistemas digitais foi definitivamente estabelecida pelo brilhante **Claude Elwood SHANNON** (1916-2001) em 1948 através do *teorema da codificação para canal ruidoso*, em um trabalho que gerou a moderna teoria das comunicações [SHA 1948]. Shannon demonstrou que sob certas condições, é possível projetar um sistema de modo a se obter uma taxa de erros tão pequena quanto se deseje. A qualidade superior é um dos maiores atrativos da Comunicação Digital (CDs, Gravação Digital, radiodifusão digital DAB, TV digital alta definição HDTV etc.). Essencialmente, a redução na ocorrência de erros é conseguida pelo aumento da complexidade do sistema e introduz um retardo na recuperação da informação.



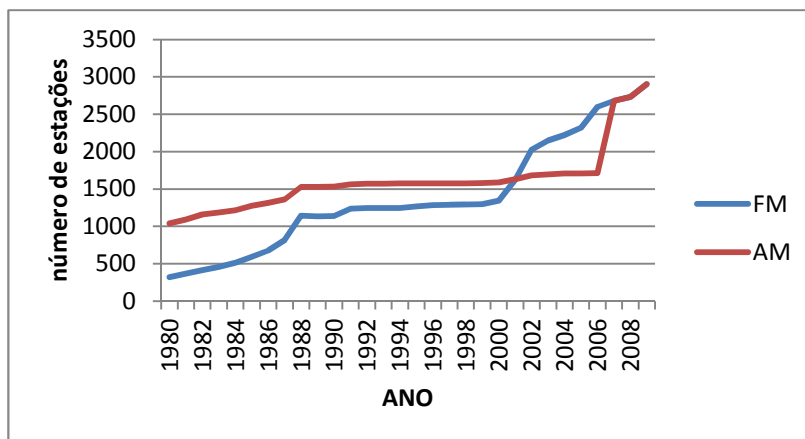
Claude Elwood Shannon. O cientista de Telecomunicações do Século XX (correção: de todo tempo)

Outro aspecto que tem assumido importância está relacionado com a privacidade da comunicação [DENN 1982, BIC 1991]. Normalmente há interesse que o acesso às informações seja possível apenas para usuários devidamente autorizados. As técnicas utilizadas para proporcionar o sigilo da informação são estudadas na criptografia, cujos fundamentos também foram introduzidos por Shannon, uma área cujas principais aplicações são relativamente recentes. As contribuições de Shannon são extensas e constituem o marco mais importante das Telecomunicações, de forma que o autor costuma referenciar os acontecimentos na época pré ou pós-shannoniana em homenagem a um dos mais brilhantes cientistas contemporâneos e de toda a História da Ciência. Alguns dados sobre o desenvolvimento tecnológico mundial valem ser citados. A existência do *Homo sapiens* é estimada em 300.000 anos. Com relação aos conhecimentos existentes, vale uma distribuição do tipo: 20% foi criado nos 300.000 anos, e 80% foi criado no período pós-guerra (cerca de 60 anos). Por que somente agora o mundo experimenta tal avanço tecnológico? A principal razão é o acesso a informação. Vivemos na época da Revolução da Informação. Algumas estimativas apontam que os conhecimentos científicos duplicam a cada década. Como idéia desde enorme avanço, dentro de 10 anos, cerca de 50% dos objetos que serão usados ainda não foram sequer inventados! Falando em cenários futuros, é óbvio difícil fazer qualquer previsão confiável. Entretanto, alguns escritores falando de tecnologia do futuro, apontam cenários [KURZ 1999]. «Devemos discorrer sobre futuro – até mesmo sobre cenários aparentemente inalcançáveis – ainda que qualquer que seja nossa visão, ela provavelmente venha a parecer boba dentro de alguns anos» (HMdO).

Os primeiros sistemas estudados são aqueles usados para transmissão em radiodifusão comercial AM e FM e televisão comercial, cujas características são apresentadas na tabela I.5. Em 1955, o Brasil contava com cerca de 500 emissoras e meio milhão de receptores. O número de rádios-receptores no país (segundo IBGE) 1970- 12.000.000, 1980- 35.000.000 e 1985- 50.000.000. Vale citar que no Brasil, existem cerca (dados 1995) de 2.500 estações de radiodifusão (AM - OM / OT / OC) em funcionamento, contra em torno de três dezenas em 1937.

Registros da Telebrás indicam os seguintes números de estações de radiodifusão comercial (1995):

1986 **AM**: OM 1.144, OC 29, OT 77; **FM**: 449 (total 1.699 estações).
 1995 **AM**: OM 2.097, OC 120, OT 527; **FM**: 2.607 (total 5.351 estações).
 2005 **AM**: OM 1.568, OC 66, OT -; **FM**: 1.427.
 2009 **AM**: OM 1.773, OC 66, OT -; **FM**: 2.903.



Com relação à telefonia no Brasil foi iniciada através do decreto imperial assinado em 15/11/1879 (D. Pedro II, após a visita a feira na Filadélfia). O decreto estabelecia uma concessão de uma década para Charles Paul Mackie (Boston, MA), para explorar a rede telefônica no Rio de Janeiro e Niterói. Em 13/10/1880, surgiu a Companhia Telefônica do Brasil CBT, com sede em Boston, EUA. As três primeiras linhas (1,6 km) interligavam três aparelhos em maio de 1881. Já em 1901, São Paulo atingiu a marca de 1.040 aparelhos. Em (1995, o sistema Telebrás atendia cerca de 19.000 localidades, com uma planta telefônica de aproximadamente 15.000.000 de terminais e densidade telefônica 10,3 p/ hab. (terminais por 100 hab). A teledensidade no Brasil alcançou em 2009 o índice de 80,56 (A consolidação dos números da telefonia esta disponível no portal www.anatel.gov.br, na visão Sala de Imprensa, canal "Anatel em dados"). Para ter uma idéia das dimensões atuais, o leitor é referido aos dados de Comunicações móveis celulares no Brasil, Capítulo 5. Em 3/4/1930, o Rio de Janeiro inaugurou o serviço de radiotelefone internacional (para EUA, Chile, Argentina, e Uruguai). Porém, apenas em 1975, o Brasil aderiu ao sistema DDI (discagem direta Internacional).

1918	57.000	1983	6.199.000
1939	280.000	1984	6.673.000
1970	1.980.000	1985	6.968.000
1974	1.920.000	1986	7.314.000
1975	2.215.000	1987	7.720.000
1976	2.292.000	1988	8.420.000
1977	3.647.000	1994	12.938.862
1978	4.235.000	1995	15.587.365
1979	4.688.000	2002	38.800.000
1980	5.093.000	2003	39.200.000
1981	5.395.000	2004	40.000.000
1982	5.778.000		

O crescimento do número de terminais telefônicos fixos tem sido exponencial, com mostrado na Fig. 1.8. Entretanto, nas últimas décadas, o crescimento começa a atingir uma etapa mais ou menos linear. De fato, o processo normal (exponencial) de aceleração de uma tecnologia não se mantém perpetuamente e a curva de crescimento usualmente tende a transformar-se em logística (c.f. hipótese de **D. de Solla Price**, Univ. of Yale). Este comportamento ainda não é válido para a tecnologia celular, que se encontra atualmente em plena expansão.

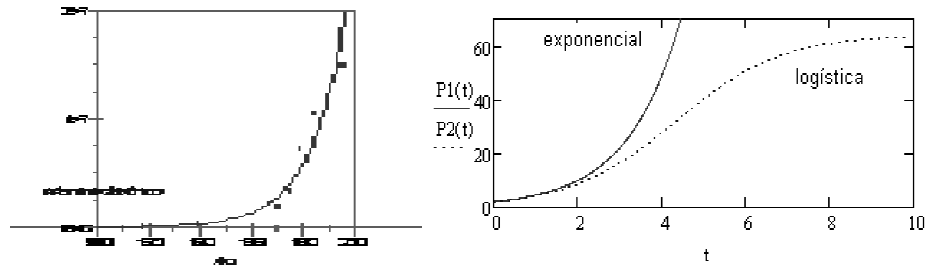


Figura 1.8- Crescimento do número de terminais telefônicos fixos no Brasil; curva típica de comportamento de tecnologias.

Tabela I.5 - Alocação do espectro de algumas aplicações importantes.

Atividade	Alocação do Espectro	Faixa por Estação
Rádiodifusão AM	500 a 1600 kHz	10 kHz
(Polícia, Bombeiros...)	30 a 50 MHz	10 kHz
Rádiodifusão FM	88 a 108 MHz	215 kHz
Navegação Aeronáutica	108 a 122 MHz	215 kHz
Canais de TV (em VHF)	54 a 72 MHz (canais 2,3,4)	6 MHz
	76 a 88 MHz (canais 5,6)	6 MHz
	174 a 216 MHz (canais 7 a 13)	6 MHz
Canais de TV (em UHF)	470 a 890 MHz (canais 14 a 83)	6 MHz
Telefonia Celular	(depende do sistema)	30 kHz
Televisão por satélite DBS	1 a 2 GHz	27 MHz

Outro dado curioso diz respeito à participação de empresas no mercado mundial, tanto com relação a fabricantes de equipamentos, quanto a companhias de serviços em Telecomunicações.

Tabela I.6 - Mercado Mundial de Telecomunicações

Fabricantes de Equipamentos	País	US\$ bilhões	Comp. de Serviços em Telecomunicações	País	US\$ bilhões
NTT	Japão	44,2	AT&T	EUA	12,2
AT&T	EUA	25,1	ALCATEL	França	12,0
DBTELEKOM	Alemanha	24,8	SIEMENS	Alemanha	8,6
BT	UK	24,3	ERICSSON	Suécia	7,5
FRANCE TELECOM	França	21,1	NEC	Japão	7,4

(Fonte: *IEEE Spectrum*, Jan.1992,p.38)

Lista dos Maiores companhias em Telecomunicações (2007).

Alcatel, Avaya, Bosch, Cisco Systems, Ericsson, Fujitsu, Huawei Technologies, Intel, Lucent, Motorola, NEC, Nokia, Nortel, Samsung, Siemens, UT Starcom.

Uma pesquisa realizada no final do século pela NAE (*National Academy of Engineering*, USA, ref. <http://www.greatachievements.org>), mostra uma classificação feita por Engenheiros sobre técnicas de maior impacto no Século XX, o que fornece uma visão global interessante sobre a Engenharia.

1. *Eletrificação*
2. *Automóvel*
3. *Avião*
4. *Tratamento de água*
5. *Eletrônica*
6. *Rádio e Televisão*
7. *Mecanização da agricultura*
8. *Computadores*
9. *Telefone*
10. *Ar condicionados e refrigeração*
11. *Autovias Interestaduais*
12. *Exploração espacial*
13. *Internet*
14. *Imagens: raios X, filmes*
15. *Equipamentos domésticos*
16. *Tecnologias da saúde*
17. *Tecnologia do petróleo*
18. *Laser e fibras ópticas.*

Já uma pesquisa realizada pelo IEEE, desta vez especificamente na Engenharia Elétrica, as maiores evoluções no Século XX foram:

1. *Sistemas de Potência em Larga Escala*
2. *Sistemas Telefônicos Globais*
3. *Computadores e Aplicativos*
4. *Sistemas de Radiodifusão e Pessoal*
5. *Dispositivos Eletrônicos*
6. *Redes de Computadores*
7. *Sistemas Eletrônicos Médicos*
8. *Aplicações Domésticas Elétricas*
9. *Sistemas de Controle de Tráfego Aéreo*
10. *Sistemas de Controle com Realimentação*
11. *Processamento de Sinais, Voz e Imagens.*

Tabela I.7 – Aplicações envolvendo Telecomunicações.

ALGUMAS APLICAÇÕES

Cabos submarinos
Cartões inteligentes (*smart cards*)
Compact Disc (CDs)
Compactação de dados (ZIPs, ARJs...)
Comunicações pessoais (PCS)
Comunicação submarina (macroondas)
Comunicações biomédicas
Comunicações espaciais (sondas)
Controle e priorização de acesso
Correio eletrônico (e-mail)
Criptografia (DES, IDEA, SAFER...), Segurança de dados
Documentos eletrônicos
Fac-símile (Fax)
Gravação digital (alta qualidade)
Guias de Navegação
Internet e redes mundiais
ISDN (Redes Digitais de Serviços Integrados RDSI)
Minitel[®] (vídeo-texto)
Multimídia
Música ambiente (SCA)

Navegação aeronáutica
 Proteção contra ruído
 Radar (*Radio Detection and Ranging*)
 Radio astronomia
 Rádio determinação (GPS)
 Rádioaltímetros
 Radioamadorismo
 Radiodifusão comercial (AM, FM)
 Radiodifusão digital (DAB)
 Rastreadores com GPS
 Redes de computadores (LANs, WANs..)
 Sensoriamento remoto
 Serviço de mensagens *Paging*
 Síntese de voz (LPC, *Vocoders*...)
 Telecomando
 Teleconferência
 Telefonia fixa (analógica / digital) & Telefonia celular
 Telegrafia
 Telessupervisão
 Televisão comercial (VHF)
 Televisão de alta-definição (HDTV)
 Televisão direta por satélite (DBS - DTH)
 Transferência eletrônica de fundos (TEF)
 Transmissão de informação Genética
 TV holográfica (3DTV)
 TV por cabo (CATV)

Ainda a título de fornecer uma visão geral, segue a lista dos “Maiores Engenheiros de Todos os Tempos”, de acordo com uma pesquisa realizada pelo IEEE (vide [IEEE 1984]).

GALERIA

J.C. Maxwell | T.A. Edison | M. Faraday | N. Tesla | G. Marconi | H. Hertz | A.G. Bell | A.M. Ampère | O. Heaviside | G.S. Ohm | Lee de Forest | C. Steinmetz | E.W. Armstrong | V.K. Zworykin | M. Pupin | R.W. Hamming | H. Nyquist | W. Shockley | J. Bardeen | W. Brattain | C.E. Shannon | J. Von Neumann | J. Mauchly | R. Noyce | N. Wiener | G. Ungerboeck | Steve Jobs/S. Wosniak |

1.2 A Expansão em Série de Funções Ortogonais

Para a análise (decomposição) de sinais no tempo, $-\infty < t < +\infty$, o estudo restringe-se *sempre* a uma "janela" finita $a < t < b$, na qual o sinal é estudado. Ver-se-á que a fixação deste intervalo é essencial e obrigatória no processo de expansão.

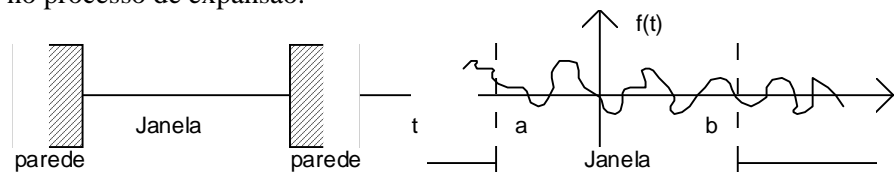


Figura 1.9 - Exemplo de Janela usada no desenvolvimento de um sinal contínuo.

Definição: Um conjunto de sinais definidas em $a < t < b$ é dito ser ortogonal, se e somente se o produto interno entre cada par verifica $\langle \phi_i(t), \phi_k(t) \rangle = K_j \cdot \delta_{i,k}$, em que $\delta_{i,k}$ é o símbolo de Kronecker,

$$\delta_{i,k} = \begin{cases} 0 & \text{se } i \neq k \\ 1 & \text{se } i = k \end{cases} \quad \blacksquare$$

Esta definição provém do cálculo do ângulo θ entre vetores f e g :

$$\text{Se } \theta = 90^\circ \Rightarrow \cos \theta = 0 \Rightarrow \langle f, g \rangle = 0.$$

A especificação clara e inequívoca do intervalo (a, b) é imprescindível para definir o produto interno. Observe a forte analogia com o produto escalar usual no espaço euclidiano, definido por

$$\langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = \sum_{i=0}^N x_i y_i \text{ enquanto que a mesma soma no } \textit{continuum} \text{ vale } \langle x(t), y(t) \rangle = \int x(t) y(t) dt.$$

Procurando expressar $f(t)$ como combinação linear das funções ortogonais, tem-se:

$$f(t) \cong C_1 \phi_1(t) + C_2 \phi_2(t) + \dots + C_m \phi_m(t), \quad a < t < b.$$

Os valores dos C_i 's são chamados de coeficientes de Fourier da expansão.

O erro cometido na aproximação é uma função $f_e(t)$ definida em $a < t < b$ como

$$f_e(t) := f(t) - \sum_{i=1}^m C_i \phi_i(t).$$

A escolha dos coeficientes deve ser feita de modo a minimizar a norma do erro, ou de modo equivalente, seu quadrado, $\xi := \|f_e(t)\|^2$.

O problema de minimização $\text{Min } \xi$ deve ser solucionado, em que

$$C_i \\ i = 1, 2, \dots, n$$

Tomando-se a derivada parcial na expressão de $\frac{\partial \xi}{\partial C_i} = 0$, obtêm-se os valores para os coeficientes de Fourier (aqueles que minimizam a norma do erro acima definido):

$$C_i = \frac{\langle f(t), \phi_i(t) \rangle}{\langle \phi_i(t), \phi_i(t) \rangle} \quad \text{para } i=1, 2, 3, \dots, m.$$

O resultado mais importante ao se considerar conjuntos ortogonais é que o aumento de m (introdução de mais um sinal ortogonal) *não altera a solução prévia dos demais coeficientes* obtidos no Problema de Minimização: Necessita-se apenas calcular o novo coeficiente introduzido.

Logo a expansão em série de funções ortogonais pode ser feita considerando funções $\{\phi_i(t)\}_{i=1}^{+\infty}$ ortogonais de acordo com um produto interno definido positivo e o desenvolvimento é

expresso por $f(t) \cong \sum_{i=1}^{\infty} C_i \phi_i(t)$, $a < t < b$, em que $C_i = \frac{1}{K} \langle f(t), \phi_i(t) \rangle$ ($\forall i$). Neste caso particular, é possível uma interpretação bastante interessante para o critério de erro utilizado.

- Imaginando que uma possibilidade consiste em procurar minimizar o valor médio do erro no intervalo estudado, i.e. $\bar{f}_e := \frac{1}{b-a} \int_a^b f_e(t) dt$, verifica-se que este critério não é desejável. Erros *por excesso* são compensados por erros *por falta*, podendo resultar erro nulo para uma má aproximação.
- Este problema pode ser evitado utilizando como medida do erro o valor médio do módulo, ou o valor médio quadrático do erro. No último caso:

$$\overline{f_e^2} := \frac{1}{b-a} \int_a^b f_e^2(t) dt.$$

Este critério, muito atrativo, é o mais utilizado nas várias situações em que se deseja avaliar o erro cometido por aproximações. Erros de pequena intensidade são tratados de modo diferente de grandes erros, os quais são “penalizados” pela função quadrática. Pode ser prontamente observado que a série generalizada minimiza do erro médio quadrático (EMQ), pois: $\|f_e(t)\| = \int_a^b f_e^2(t) dt$.

TEOREMA (desigualdade de Bessel). Se $\{\phi_i(t)\}_{i=1}^{+\infty}$ é um conjunto ortogonal, e se $f \in L^2$ (i.e., $\|f\| < +\infty$), então a expansão ortogonal $f(t) \cong \sum_{i=1}^{\infty} C_i \phi_i(t)$ verifica $\sum_{i=1}^{\infty} K_i C_i^2 \leq \int_a^b |f(t)|^2 dt = \|f(t)\|^2$. ■

Isso significa que a aproximação ortogonal tem sempre energia menor que o sinal decomposto, não importando o número de termos da série. A energia da versão aproximada (truncada ou não) é limitada pela energia do sinal.

Corolário. Se $f \in L^2$, então $\lim_{n \rightarrow \infty} |C_n| = 0$ (os coeficientes de Fourier vão à zero). ■

Para funções de quadrado integrável, vale a IDENTIDADE DE PARSEVAL:

$$\sum_{i=1}^{\infty} K_i C_i^2 = \int_a^b f^2(t) dt . \blacksquare$$

1.3 A Série Trigonométrica de Fourier

A representação clássica da série de Fourier é obtida escolhendo o conjunto de funções ortogonais $\{\phi_m(t)\}$ composto por funções trigonométricas. Para desenvolver-se uma função $f(t)$, $a < t < b$, em série, considera-se o conjunto: $\{\phi_m(t)\} = \{\sin mw_0 t, \cos mw_0 t\}_{m=0}^{+\infty}$ em que w_0 é a chamada frequência da fundamental.

De um modo geral, costuma-se usar a notação $f(t)$, $t_0 < t < t_0 + T$ para explicitar a amplitude do intervalo/janela considerado ($t_0 = a$ e $T = b - a$). Faz-se necessário enfatizar o intervalo no qual se considera o desenvolvimento, assim como a frequência da fundamental, outrossim, o resultado *não tem* nenhum sentido. Para sinais periódicos, frequentemente a janela coincide com o período do sinal.

A frequência fundamental w_0 deve ser escolhida como $w_0 = 2\pi/T$ para garantir a ortogonalidade das funções $\{\phi_m(t)\}$;

$\forall n, m$ inteiros, valem as relações:

- $\langle \sin nw_0 t, \cos mw_0 t \rangle = \langle \cos nw_0 t, \sin mw_0 t \rangle = 0$,
- $\langle \sin nw_0 t, \sin mw_0 t \rangle = \langle \cos nw_0 t, \cos mw_0 t \rangle = T/2 \delta_{n,m} \quad n \neq 0, m \neq 0$.

O produto interno é $\langle \phi_n(t), \phi_m(t) \rangle = \int_{t_0}^{t_0+T} \phi_n(t) \phi_m(t) dt$.

Tentativas e abordagens próxima à série de Fourier foram tentadas por Matemáticos como Euler, d'Alembert, Bernoulli etc., porém, presentindo as dificuldades envolvidas, todos falharam em ousar mais (nota histórica sobre Fourier em <http://www2.ee.ufpe.br/codec/JeanFourier.html>).

Pode ser mostrado que $\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{+\infty}$ definido da forma supracitada, constitui um conjunto ortogonal completo, daí por que não se utilizam apenas cossenos (ou senos) para obter-se o desenvolvimento em série. A série trigonométrica de Fourier para uma função $f(t)$, $t_0 < t < t_0 + T$, pode ser escrita sob a forma:

$$f(t) \cong a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(nw_0 t) + b_n \sin(nw_0 t), \quad t_0 < t < t_0 + T,$$

em que $w_0 = 2\pi/T$ e os coeficientes de Fourier são dados por:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos nw_0 t dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin nw_0 t dt, \quad n > 1;$$

É interessante observar que se o sinal $f(t)$ é uma tensão (ou corrente), o valor de a_0 representa o nível dc do sinal periódico correspondente a $f(t)$.

As vantagens do uso da série de Fourier com relação às outras expansões em séries de funções ortogonais são:

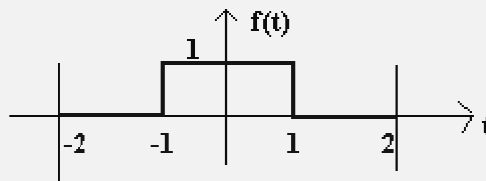
- A série minimiza o erro médio quadrático, o qual é um critério de erro muito interessante, matematicamente simples e com rica interpretação.
- Devido à *periodicidade* dos ϕ_n 's, a série adequada no desenvolvimento de funções periódicas. Existe também inerente a esta escolha, uma rica interpretação em termos de "componentes periódicas que constituem o sinal" (funcionam como bases canônicas dos espaços euclidianos).

Outra forma muito comum de apresentação da série trigonométrica de Fourier é $n \geq 0$:

$$f(t) \cong \sum_{n=0}^{+\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad , \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad \text{em que } c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{e} \quad \phi_n = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

Sugestão: Desenvolva $\cos(n\omega_0 t + \phi_n) = \cos \phi_n \cdot \cos n\omega_0 t - \text{sen} \phi_n \cdot \text{sen} \omega_0 t$ e compare com a representação trigonométrica canônica.

Exercício 1. Desenvolver em série trigonométrica de Fourier a função $f(t)$ definida no intervalo $-2 < t < 2$, esboçada na figura em seguida.



Solução: Tem-se que $T=4$ e $\omega_0=\pi/2$. Logo, $b_n = 0$ e

$$a_0 = \frac{1}{4} \int_{-1}^{+1} dt = \frac{1}{2} \quad , \quad a_n = \frac{2}{4} \int_{-1}^{+1} \cos \frac{n \pi t}{2} dt = \frac{\text{sen}\left(\frac{n \pi}{2}\right)}{\frac{n \pi}{2}}$$

A função conhecida como *função sample* (Função Amostral) é sem dúvida a mais importante função em Análise de sinais. Seu gráfico é representado a seguir, lembrando do resultado fundamental de Cálculo I (lembrete etimológico: do Latim, *calculus*=pedrinha, usada em

antigas contagens) que: $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\text{sen } x}{x} = 1$.

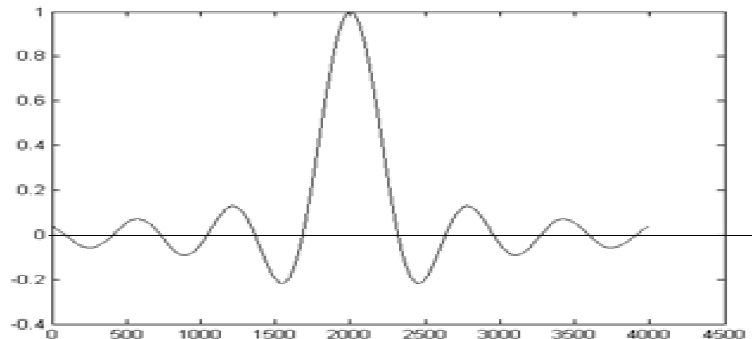


Figura 1.10 - Função Amostral (função *sample*).

Logo, $a_0 = \frac{1}{2}$, $a_n = Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right)$ e $b_n = 0$ resultando em

$$f(t) \cong \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}t\right) \quad -2 < t < 2.$$

Qual o valor obtido pela série para $f(1)$ e $f(-1)$?

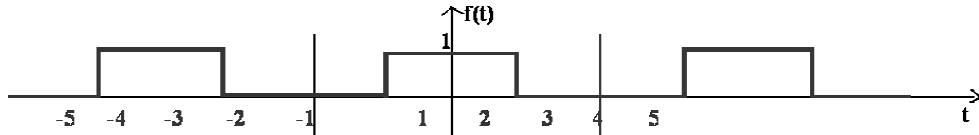


Figura 1.11 - Sinal periódico (onda quadrada).

Se a função considerada para o desenvolvimento em série é uma função periódica, então a representação é válida na reta real $-\infty < t < +\infty$. A série de Fourier em $-2 < t < 2$ (obtida anteriormente) representa também a função em qualquer intervalo.

APPLETS SOBRE SINTESE DE FOURIER

- <http://www.earlevel.com/Digital%20Audio/harmonigraf.html>
- <http://www.ufv.br/dma/intermat/APPLETS/CALCULO4/fourier/fourier.htm>
- <http://www.univ-lemans.fr/enseignements/physique/02/divers/syntfour.html>
- <http://www.ece.unb.ca/thesis98/ee4000aj/Fourieralt.html>
- <http://www.phy.ntnu.edu.tw/ntnujava/viewtopic.php?t=33>

APPLETS SOBRE HARMÔNICOS

- <http://mysite.verizon.net/vzeoacw1/harmonics.html>
- <http://www.cepa.if.usp.br/fkw/sound/sound.html>
- <http://library.thinkquest.org/19537/cgi-bin/showharm.cgi>

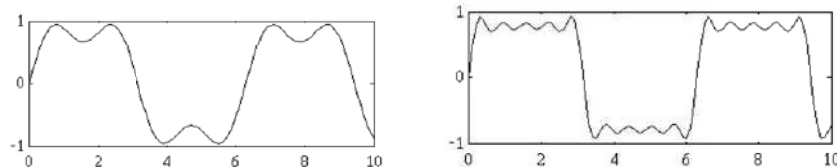


Figura 1.12 - Convergência da série de Fourier
(a) até o 3º harmônico (b) até o 9º harmônico.

O conceito de unicidade da série de Fourier deve ser bem entendido. *Dois funções apresentando a mesma série são sempre idênticas a menos dos pontos de descontinuidade. Para um sinal periódico, a unicidade também é válida no sentido que apenas uma série de Fourier representa este sinal, nos pontos de continuidade em $-\infty < t < +\infty$.*

Para uma função aperiódica $f(t)$, $a < t < b$, é possível o uso de várias séries de Fourier diferentes que a representam neste intervalo. Por exemplo, a função $f(t) = t^2$ $0 < t < 1$, pode ser representada pelo desenvolvimento em série de uma das várias funções periódicas (extensões). Modificar o tamanho da Janela implica em alterar o conteúdo harmônico do sinal e outra série diferente é obtida!

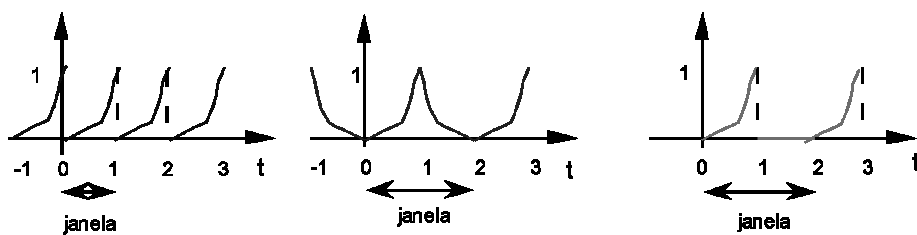


Figura 1.13 - Diferentes sinais periódicos para representar t^2 , $0 < t < 1$.

Para sinais de quadrado integrável, a relação de Parseval descrita na seção precedente resulta em:

$$2a_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n^2 + b_n^2) = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f^2(t) dt .$$

A representação de um sinal $f(t)$ no domínio das frequências é denominada de espectro (cuja etimologia provém do Latim, *Spectrum*=fantasma), termo cunhado por Sir Isaac Newton. A maior parte dos sinais é estudada e interpretada no domínio freqüencial, daí a importância da análise do espectro. No desenvolvimento em série observa-se que a menor freqüência presente no sinal, w_0 , é a chamada de freqüência fundamental. As demais freqüências são múltiplas deste valor, nw_0 , e são chamados de harmônicos. Neste caso, caracteriza-se seu espectro discreto. A representação do espectro é feita de modo a fornecer informações sobre a amplitude e a fase das várias componentes "freqüências" do sinal.

1.4 Áudio, Engenharia Acústica, Música e Instrumentos

Em óptica, a luz de qualquer matiz pode ser sintetizada a partir de cores fundamentais do arco-íris. Em música, ela descreve como o som pode ser analisado como uma mistura de tons puros. O som tem três características: a altura, a intensidade e o timbre [HOOD 1995].

O ouvido humano pode escutar nominalmente sons na faixa de até 20 kHz, sendo que o limite superior tende a decrescer com a idade (a maioria dos adultos não consegue escutar acima de 16 kHz). A faixa de sons perceptíveis pelo ouvido humano é da ordem de 10 oitavas, ou 2^{10} , ou 1024:1, ou seja, de 16 Hz a 16 kHz (assume-se que a faixa audível típica é de 20 Hz a 20 kHz).

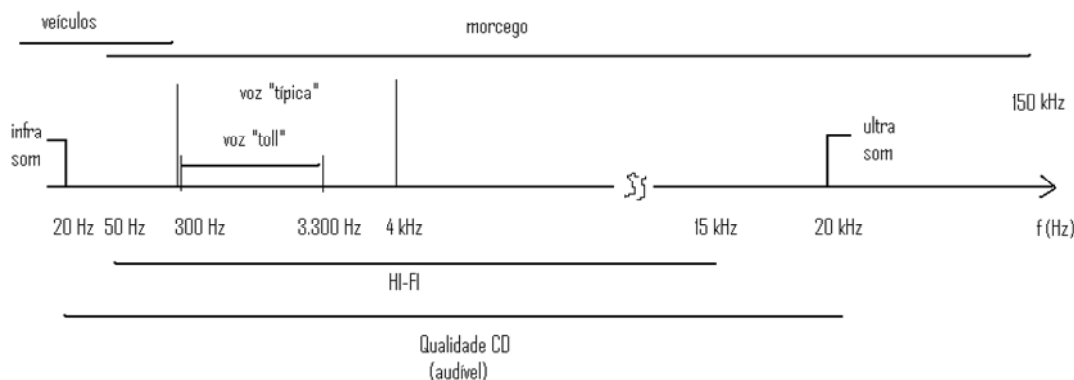


Figura 1.14 - Faixas de freqüência de áudio e contíguas: infra-som, sons audíveis (voz e música), ultra-som.

A altura do som relaciona-se com a freqüência (audível 20 Hz a 20 kHz). Um som mais baixo (respectivamente alto) é mais grave (respectivamente agudo). A intensidade relaciona-se com a amplitude dos coeficientes de Fourier da decomposição. A faixa de freqüências entre dois tons é referida como intervalo.

		intervalo
Dó	uníssona	1/1
Ré	2ª maior	
Mi	3ª maior	
Fá	quarta	4/3
Sol	quinta	3/2
Lá	6ª maior	
Si	7ª maior	
Dó	oitava	2/1

Por exemplo, um dó com fundamental 500 Hz está uma quinta acima de uma nota sol em 375 Hz. Um tom em 1 kHz corresponde a um dó uma oitava acima do dó em 500 Hz. A escala musical é sempre em escala logarítmica, sendo adotada a base 2 (oitavas). As notas são caracterizadas pela fundamental. A amplitude especifica a intensidade do som, i.e., a potência produzida pela fonte sonora. O timbre especifica a combinação harmônica gerada. Em todos os instrumentos musicais, o som é constituído de uma nota fundamental e certo número de harmônicos que o caracterizam. Os primeiros harmônicos determinam o timbre do som e os de ordem mais elevada tem importância no "brilho". Um violino, uma flauta e um piano, produzindo uma mesma nota dó (mesma frequência), fornecem sons ligeiramente diferentes, pois embora produzam a fundamental (dó), o conteúdo harmônico produzido por cada instrumento é diferente. Pela mesma razão, duas pessoas repetindo a mesma frase produzem apresentam timbres diferentes, permitindo reconhecer o falante. A flauta doce, por exemplo, é um dos instrumentos musicais de som mais puro, i.e., de menor conteúdo harmônico.

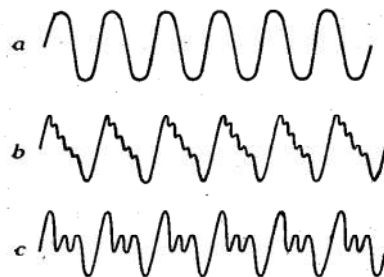


Figura 1.15 - a) Forma de onda de uma nota dó pura em 512 Hz b) Mesma nota emitida por um piano c) Mesma nota emitida por órgão.

A escala diatônica (dó, ré, mi, fá, sol, lá, si, dó) já era usada pelos gregos antigos e tornou-se a escala de referência da música ocidental contemporânea. A cada oitava (dobro da frequência), as notas se reproduzem. Por exemplo, 250 Hz corresponde a um dó, uma oitava acima, em 500 Hz, tem-se novamente um dó. A escala internacional (Londres 1939) hoje adotada define o Dó em 512 Hz. Todas as frequências que são potências de 2 correspondem, portanto, a uma nota dó, o que facilita tremendamente uma avaliação rápida [LA RECHERCHE 1995].

A idéia é que uma nota soa “algo similar” ao seu segundo harmônico, pois há dois ciclos completos no intervalo de tempo que corresponde a um ciclo, podendo uma forma de onda “estar contida” na outra: todos os zeros do sinal de menor frequência são também zeros do sinal de maior frequência, o seu 2º harmônico (vide ilustração).

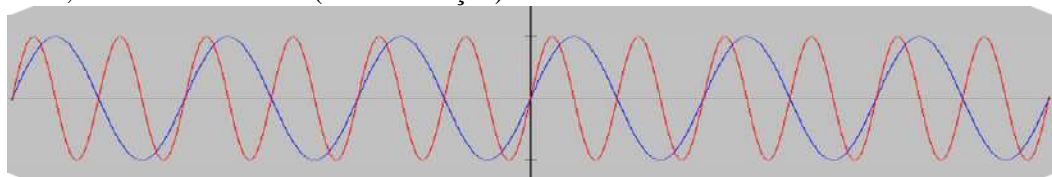


Figura 1.16 - Dois sinais harmônicos: Observe que todos os zeros do sinal mais lento estão também presentes no sinal mais rápido.

Os intervalos musicais (dentro de uma oitava) são apresentados na tabela a seguir.

Tabela I.8 - Os intervalos musicais (dentro de uma oitava).

INTERVALO	TOM	f_2/f_1	
prima	dó	1,000	1/1
2 ^a maior	ré	1,125	9/8
3 ^a maior	mi	1,250	5/4
4 ^a	fá	1,133	4/3
5 ^a	sol	1,500	3/2
6 ^a maior	lá	1,667	5/3
7 ^a maior	si	1,875	15/8
8 ^a	dó	2,00	2/1

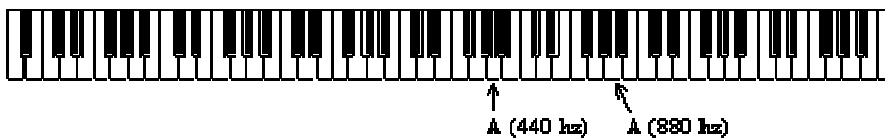


Figura 1.17 - Teclado de um piano, mostrando diversas oitavas. A nota lá é indicada em duas oitavas consecutivas. A mais grave nota do piano tem frequência 28 Hz, e a mais alta 4.186 Hz.

APPLETS SOBRE PIANOS E INSTRUMENTOS

- <http://www2.ee.ufpe.br/codec/WaveShaper.exe>
- http://www.frontiernet.net/~imaging/play_a_piano.html
- <http://www.cs.ubc.ca/~kvdoel/bellsJavaSound/bells.html>
- http://www.stat.ucla.edu/~dinov/courses_students.dir/04/Spring/Stat233.dir/STAT233_notes.dir/JavaApplet.html
- <http://lectureonline.cl.msu.edu/~mmp/applist/sound/sound.html>
- <http://www.jhu.edu/~signals/listen-new/listen-newindex.htm>

A **Engenharia Acústica** é um ramo da engenharia elétrica que lida com sons e vibrações e tipicamente envolve as seguintes tarefas:

- Gravar e/ou reproduzir sons.
- Sintetizar sons.
- Identificar falantes, verificar integridade de gravações etc.
- Reduzir sons indesejáveis.
- Usar sons (ultra-sons) como um indicativo de outra propriedade física (e.g. diagnóstico médico, sonar).

Estereofonia refere-se a um sistema de áudio com dois canais, referindo-se à sua distribuição espacial. É frequentemente binaural, no qual duas trilhas distintas são gravadas (frequentemente de forma simultânea). Uma figura ingênua e simplificada ilustra os diferentes modos de gravação. Na prática são sempre utilizados múltiplos microfones e a geração dos sinais (1, 2 ou 4) é feita em uma mesa de mixagem.

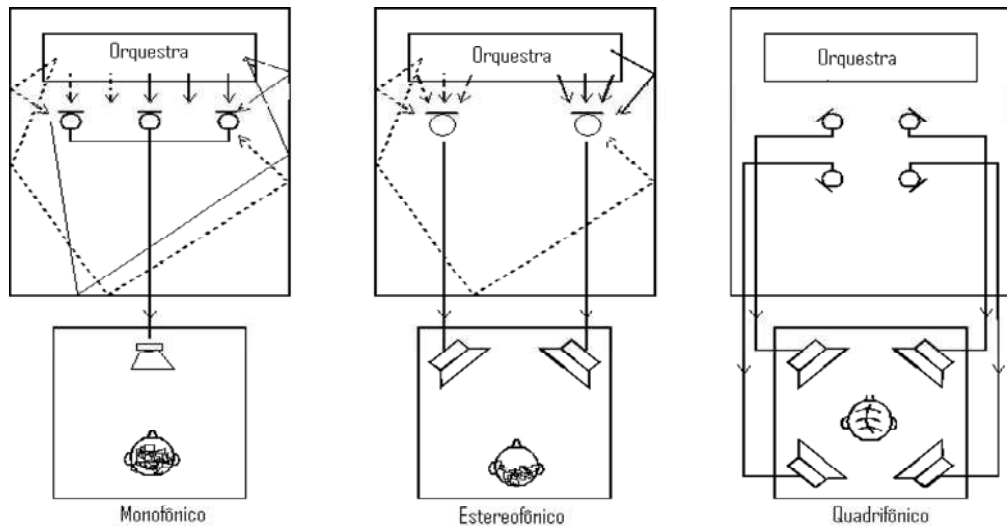


Figura 1.18 - Modos de gravação: mono, estéreo e quadrifônico.

Tabela I.9 - Tipos de Alto-Falantes.

Tipo de FTE	tamanho	freqüências	Características principais
<i>Sub-woofer</i>	12" (34")	20 – 100 Hz	<16 Hz são mais "sentidas" que ouvidas.
<i>Woofers</i>	12" (18")	100 – 500 Hz.	A localização não é crítica, pois são <i>omnidirecional</i> .
<i>Midrange</i>	5"	500 Hz – 6 kHz	contém a maior parte da energia de voz/música.
<i>Tweeter</i>	1"	6 – 20 kHz	responsável pelo "brilho" do som; localização crítica, pois é altamente direcional.

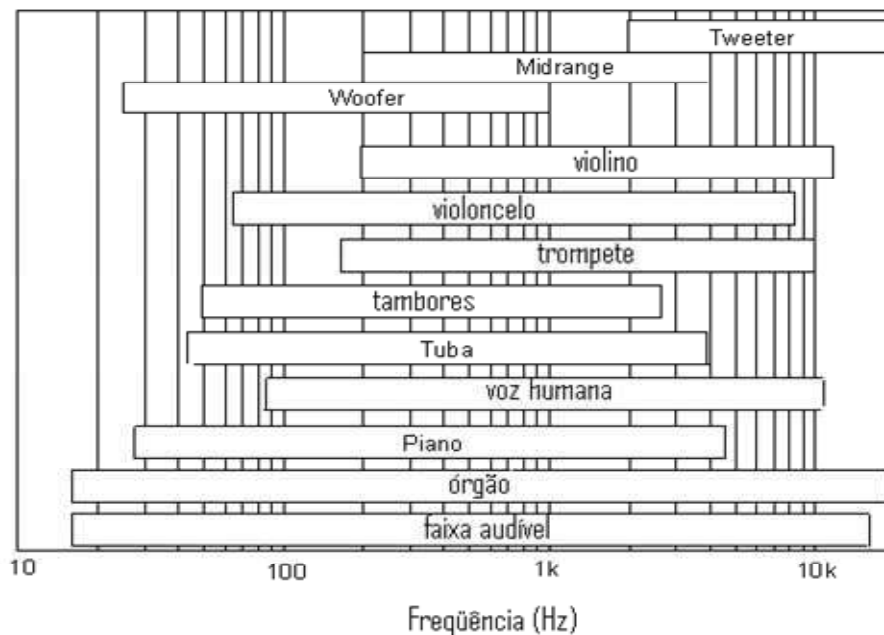


Figura 1.19 - Faixa de freqüências relevantes de certos instrumentos musicais: violino, violoncelo, trompete, tambores, tuba, piano e órgão. Alcance típico da resposta de alto-falantes (*tweeter, midrange e woofer*).

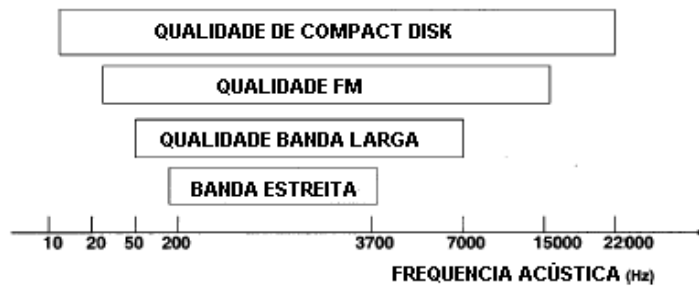


Figura 1.20 - Qualidade de sinais de áudio em Telecom: Telefonia, AM, FM e CD.

Análise de Harmônicos

O espectro unilateral consiste no esboço dos valores de c_n e ϕ_n no domínio freqüencial apenas para valores positivos de w . Assim, para a onda quadrada do exercício 1, têm-se

$$\left| \text{Sa} \left(\frac{n \pi}{2} \right) \right| = \begin{cases} 0, & n \text{ par} \\ \frac{2}{n \pi}, & n \text{ ímpar} \end{cases}$$

e o espectro unilateral pode ser esboçado, resultando nos gráficos que se seguem.

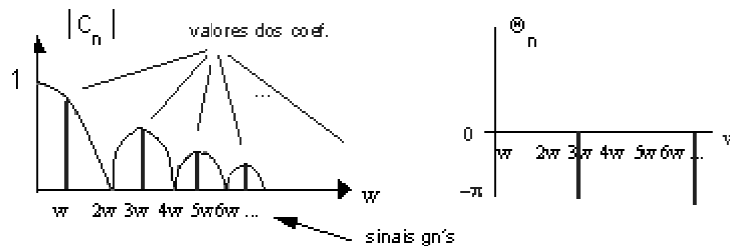


Figura 1.21 - Espectro de uma onda quadrada (raias), Magnitude e fase.

As funções periódicas são adequadas para o desenvolvimento em série de Fourier, $f(t)=f(t\pm mT)$, em que T é período. Neste caso, as seguintes propriedades são válidas.

Tabela I.10 - Análise Harmônica de Sinais Reais.

Sinal	Condição	Coefficientes
Par	$f(t) = f(-t)$	$\exists a_n \neq 0 ; (\forall n) b_n = 0$
Ímpar	$f(t) = -f(-t)$	$(\forall n) a_n = 0 ; \exists b_n \neq 0$
Apenas harmônicos ímpares	$f(t) = -f(t \pm T/2)$	$(\forall k) a_{2k} = b_{2k} = 0$
Apenas harmônicos pares	$f(t) = f(t \pm T/2)$	$(\forall k) a_{2k+1} = b_{2k+1} = 0$

APPLETS SOBRE SÉRIE DE FOURIER TRIGONOMÉTRICA

- <http://www.falstad.com/fourier/>
- <http://www.indiana.edu/~acoustic/s522/fourapdkp.html>
- <http://links.math.rpi.edu/applets/appindex/fourier-series-trog.html>
- <http://homepages.gac.edu/~huber/fourier/index.html>

1.5 A Representação Exponencial

A representação exponencial da série de Fourier é a mais utilizada e é equivalente a série trigonométrica para sinais reais. Entretanto, ela pode também ser aplicada a sinais complexos e, portanto, é mais geral.

Considera-se no desenvolvimento, um produto interno Hermitiano para funções complexas expresso por

$$\langle \phi_i(t), \phi_k(t) \rangle = \int_a^b \phi_i(t) \cdot \phi_k^*(t) dt, \text{ em } a < t < b.$$

A ortogonalidade de funções complexas implica na relação $\int_a^b \phi_i(t) \cdot \phi_k^*(t) dt = 0$.

Para um sinal $f(t)$, $t_0 < t < t_0 + T$, $w_0 = 2\pi/T$, podem ser escolhidas funções exponenciais complexas para a expansão em série (um conjunto completo para sinais complexos na janela T).

$$\{\phi_n(t)\} = \{e^{jn w_0 t}\}_{n=-\infty}^{+\infty} \text{ em que } j = \sqrt{-1}.$$

A ortogonalidade entre pares de funções é facilmente verificada:

$$\langle e^{jn w_0 t}, e^{jm w_0 t} \rangle = \int_{t_0}^{t_0+T} e^{j(n-m)w_0 t} dt = \begin{cases} T & \text{se } n = m \\ 0 & \text{se } n \neq m \end{cases}$$

A Série de Fourier pode imediatamente ser escrita sob a forma

$$f(t) \cong \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n e^{jn w_0 t}, \quad t_0 < t < t_0 + T,$$

com $F_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jn w_0 t} dt \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

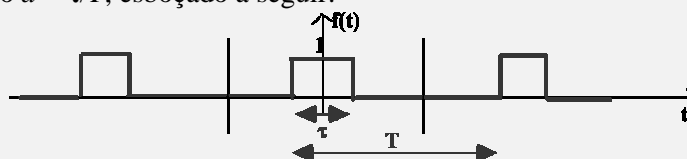
Os coeficientes de Fourier F_n podem ser números complexos e estão relacionados com os coeficientes trigonométricos por o que pode ser prontamente verificado pelo leitor. Das relações prévias se conclui imediatamente que:

- Se $f(t)$ for par $\rightarrow F_n = F_{-n} = a_n / 2$ e os coeficientes são reais;
- Se $f(t)$ for ímpar $\rightarrow F_n = F_{-n} = -jb_n / 2$ e os coeficiente são imaginários puros.

APPLET SOBRE SERIE DE FOURIER EXPOENCIAL

- http://www.valdosta.edu/~cbarnbau/math_demos_folder/FT/sawtooth.htm#

Exercício 2. Encontrar o desenvolvimento exponencial da série de Fourier para um trem de pulsos com ciclo de trabalho $d = \tau/T$, esboçado a seguir.



Solução:

Assumindo uma fundamental $w_0 = 2\pi/T$, tem-se:

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-jn w_0 t} dt = d \cdot Sa(n\pi\tau/T), \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

e, portanto, $f(t) \cong \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d Sa(n\pi\tau/T) e^{jn w_0 t}, \quad -\infty < t < +\infty.$

Outra representação conhecida como *espectro bilateral* de um sinal pode ser obtida a partir de sua série exponencial. Se F_n é complexo, são necessários os gráficos de $|F_n|$ e $\angle F_n$. Para o sinal do exercício anterior, F_n é real e o espectro de amplitude e fase pode ser condensado.

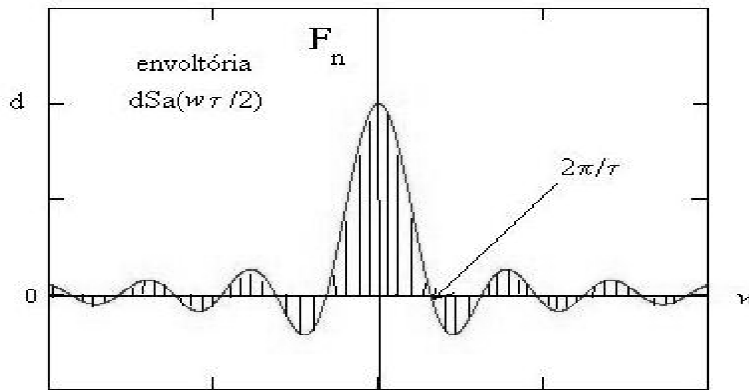


Figura 1.22 - Espectro bilateral de um trem de pulsos: passagem do discreto ao contínuo.

O número de linhas espectrais antes de frequência $B=1/\tau$ Hz (correspondente ao primeiro zero da envoltória, $\omega=2\pi\tau$) é $\lfloor T/\tau \rfloor$, na qual a função *floor* $\lfloor x \rfloor$ representa o maior inteiro menor que x .

O espaçamento entre raias consecutivas é sempre $\omega_0=2\pi/T$ rd/s. ■

A série de Fourier exponencial bidimensional para com o sinal $f(x,y)$ desenvolvido em uma janela $x_0 < x < x_0+H$, $y_0 < y < y_0+V$, com frequências fundamentais (na horizontal e na vertical) $\omega_{0x}:=2\pi/H$ e $\omega_{0y}:=2\pi/V$, é expressa por

$$f(x,y) \cong \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} F_{n,m} e^{jn\omega_{0x}x + jm\omega_{0y}y}$$

com coeficientes $F_{n,m} = \frac{1}{HV} \iint f(x,y) e^{-j(m\omega_{0x}x + n\omega_{0y}y)} dx dy$.

A iluminação (sinal de luminância) de uma cena é dada por $I(x,y)$, desenvolvido numa janela retangular $x_0 < x < x_0+H$, $y_0 < y < y_0+V$. O sinal normalmente é parametrizado no tempo, t , através das velocidades de varredura s_x , $x=s_x t$ e $y=s_y t$.

Assim, $v(t)=I(s_x t, s_y t)=I(x,y)$. Considerando a expressão da série bidimensional (exponencial) de Fourier, tem-se:

$$v(t) \cong \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} F_{n,m} e^{jn\omega_{0x}S_x t + jm\omega_{0y}S_y t}$$

A expansão em série 2-D avaliada fora da janela, tal como em 1-D, comporta-se como periódica. Imagine um único plano infinito (parede infinita) no qual são reproduzidas telas (janelas) de um número infinito de imagens idênticas!

Uma imagem estática é um sinal duplamente periódico, contendo harmônicos das frequências de linha (H) e das frequências de quadro (V), somas e diferenças. Desde que usualmente $\omega_{oh} \gg \omega_{ov}$ e $|F_{n,m}|$ decresce rapidamente com o produto n,m , as linhas espectrais vão se agrupar em torno de harmônicos de f_{oh} , com largas "lacunas" entre os aglomerados. No caso de imagem em movimento, as linhas espectrais convergem em "amontoados" contínuos, mantendo, porém os espaços vazios. Este fato permitiu posteriormente a inclusão do sinal de croma (TV colorida) sem aumentar a faixa de frequências usadas (banda passante), mantendo requisitos de compatibilidade entre a transmissão colorida e monocromática [CARL 1981].

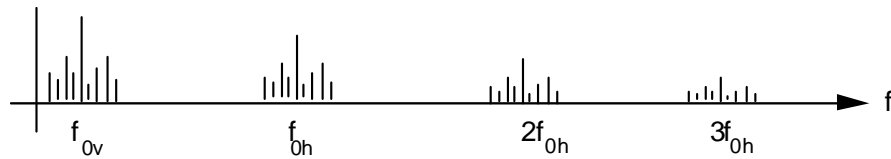


Figura 1.23 - Espectro típico de um sinal de vídeo (TV - preto e branco): Aglomeramentos em torno de harmônicos da frequência do horizontal.

APPLETS SOBRE IMAGENS & 2D-ESPECTROS

- <http://www.seeingwithsound.com/javoice.htm>
- http://www.s2.chalmers.se/research/image/Java/applets_list.htm
- <http://www.jcrystal.com/steffenweber/JAVA/jfourier/jfourier.html>

Proposição 1. (Critério de Dirichlet, circa 1830)

Se $f(t)$ é limitada e tem um número finito de máximos e mínimos locais, bem como um número finito de pontos de descontinuidade (as conhecidas *condições de Dirichlet*), então:

$$\frac{f(t+0) + f(t-0)}{2} = a_0 + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t. \quad \blacksquare$$



Gustav Dirichlet (1805-1859).

Proposição 2. (Teorema de Fourier) Se $f(t)$ é uma função seccionalmente diferenciável, então vale o resultado da proposição anterior. \blacksquare

Assim, praticamente a totalidade dos sinais físicos manipulados apresenta propriedades de convergência pontual.

APPLETS SOBRE AUDIO E FOURIER

- http://www.phys.unca.edu/demos/demos_sound.asp várias applets
- <http://web.mit.edu/jorloff/www/fouriersound/fouriersound.html>
- <http://library.thinkquest.org/19537/java/Wave.html>

APPLETS ENVOLVENDO REPRESENTAÇÃO FASORIAL

- <http://www.sciences.univ-nantes.fr/physique/perso/gtulloue/Elec/Fourier/fourier1.html>
- <http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/eecs20/berkeley/phasors/demo/phasors.html>

1.6 A Transformada de Fourier

No caso de sinais *aperiódicos*, o uso da transformada de Fourier aparece como ferramenta natural para a análise do espectro. Um dado sinal físico possui duas representações equivalentes, porém diferentes: No domínio do tempo e no domínio da frequência [PAPO 1962, BRIG 1988, FIGU 1977, BRAC 1978, BAY & MAR 1988, IEEE 1996].

Definição (ANÁLISE DE FOURIER): A transformada de Fourier de um sinal $f(t)$ $-\infty < t < +\infty$ é $F(w) := \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$, denotada algumas vezes $\mathfrak{F}[f(t)]$, se a integral existe. ■

Conhecendo-se o espectro $F(w)$ de um sinal, é possível torná-lo no domínio temporal utilizando a transformada inversa (SÍNTESE DE FOURIER): $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(w)e^{j\omega t} dw$. ■

A unicidade da transformada pode ser demonstrada [KREI 1972], garantindo que duas funções com a mesma transformada são idênticas a menos dos pontos de descontinuidade. Diz-se então que $f(t)$ e $F(w)$ formam um par de transformada, indicando isso por

$$f(t) \leftrightarrow F(w).$$

De fato, a unicidade considera classes de funções equivalentes, idênticas a menos dos pontos de descontinuidade, em termos mais rigorosos. A variável w não deve ser encarada como uma variável muda (como fazem os matemáticos); ela tem interpretação inequívoca: O conceito de frequência deve estar associado a uma repetição periódica-senoidal [MAN 1981].

A Idéia da Transformada

Sinais aperiódicos podem ser encarados como funções periódicas, para as quais o período de repetições cresce *ad infinitum*. A princípio, são apenas admitidos sinais absolutamente integráveis na reta real, i.e. $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt < +\infty$.

Funções no espaço L^2 [FIGU 1977] são simplesmente interpretadas como sinais elétricos (em tensão ou corrente) de energia finita, calculando-se a energia dissipada através de um resistor padrão, i.e., $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt < +\infty$. A motivação tradicional consiste na passagem da série à transformada de Fourier. Sinais aperiódicos podem ser encarados como funções periódicas para as quais o período de repetição cresce *ad infinitum*. Considera-se então um período T finito. Assim, com $\omega_0 := 2\pi/T$, vale a representação em série dentro do intervalo especificado,

$$f(t) \approx \sum_{-\infty}^{+\infty} F_n \exp(jn\omega_0 t) \cdot$$

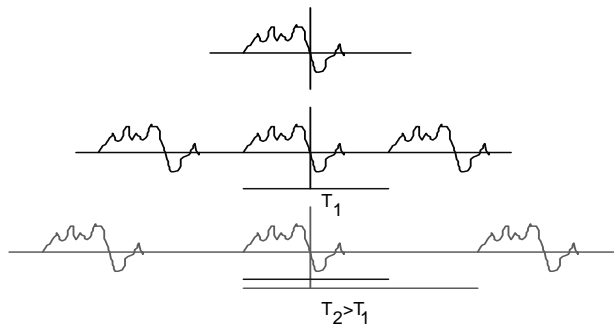


Figura 1.24 - Sinais aperiódicos vistos como periódicos com período crescente *ad infinitum*.

O raciocínio utilizado para introduzir informalmente a transformada pode ser bastante ilustrado referindo-se ao Exercício 1, para avaliar o espectro do sinal:

$$f(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } |t| < \tau \\ 0 & \text{se } |t| \geq \tau \end{cases}$$

A expansão em série exponencial de Fourier, admitindo-se um período T , resulta em

$$f(t) \cong \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t},$$

em que $\omega_0 := 2\pi/T$ e $F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$.

Ao tornar-se o limite $T \rightarrow \infty$ (notar a simetria em torno da origem), os efeitos no espectro discreto são os seguintes:

- a) Diminuição no espaçamento entre as raias;
- b) Aumento no número de linhas espectrais (densidade de raias);
- c) As amplitudes no espectro discreto tendem a zero.

$$\lim_{T \rightarrow \infty} |F_n| = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left| \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{jn\omega_0 t} dt \right| = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |f(t)| dt = 0.$$

O espectro descontínuo é definido para as frequências $0, \omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ etc. Assim $\Delta\omega = (n+1)\omega_0 - n\omega_0 = \omega_0$ e quando $T \rightarrow +\infty$ tem-se que $\Delta\omega \rightarrow 0$. O sinal passa a ser analisado (decomposto) em toda a reta real, ao invés de fazê-lo através de uma janela finita.

Isto aumenta o número de linhas espectrais e o espectro discreto tende a um espectro contínuo (veja no Exercício 2). No limite, em vez dos harmônicos discretos $n\omega_0$ as frequências presentes assumem qualquer valor na reta.

Os valores $n\omega_0$ são substituídos por ω variando no *continuum*. Como os coeficientes de Fourier F_n tendem a zero, é necessário reescalona-los (*zoom*) de forma que possam ser visualizados convenientemente. O produto do coeficiente de Fourier por T corresponde a uma simples mudança de escala necessária para visualizar o espectro adequadamente. Trata-se de um *zoom*. Desta forma, procura-se interpretar $F(\omega)$ como um conjunto de coeficientes de Fourier indexado no *continuum*.

Em resumo: Aumentando-se T , observam-se no espectro obtido os efeitos da diminuição do espaçamento entre raias bem como o aumento no número de linhas espectrais (i.e., aumento da densidade de raias), enquanto as amplitudes do espectro discreto tendem a zero, ou seja, os coeficientes de Fourier anulam-se: $\lim_{T \rightarrow +\infty} |F_n| = 0$.

“Define-se”, $F(\omega) \cong \lim_{T \rightarrow \infty} F_n T = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-j\omega t} dt$, de modo que

$F(\omega) := \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$ corresponde a uma representação do espectro do sinal aperiódico.

A idéia da transformada inversa de Fourier pode ser compreendida observando-se que

$$F_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{F(\omega)}{T} = \lim_{\substack{T \rightarrow \infty \\ \omega_0 \rightarrow 0}} \frac{\omega_0}{2\pi} F(\omega)$$

O espaçamento entre raias consecutivas é $\Delta\omega = \omega_0$, de modo que a série exponencial

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \quad \text{corresponde a:} \quad f(t) \approx \sum_{-\infty}^{+\infty} \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{F(\omega) \Delta\omega}{2\pi} e^{jn\Delta\omega t}$$

Na passagem ao limite o somatório transforma-se em integral,

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Embora sem rigor matemático, esta representação é bastante interessante para introdução da transformada. Ela corresponde a uma expansão em “Série de Fourier” contendo um número infinito não-enumerável de harmônicos.

A propriedade mais usada da transformada é que o operador é um operador linear, i.e.

Linearidade

$$\mathfrak{F} [f(t) + g(t)] = \mathfrak{F} [f(t)] + \mathfrak{F} [g(t)] ,$$

$$\mathfrak{F} [c f(t)] = c \mathfrak{F} [f(t)] \quad c \text{ é um complexo. } \blacksquare$$

A propriedade de unicidade verifica-se no mesmo sentido que em séries, todavia a validade do resultado agora é na reta real inteira, não em uma janela finita.

Duas funções bastante usadas na análise de sinais são a Porta e o Triângulo, definidas de acordo com:

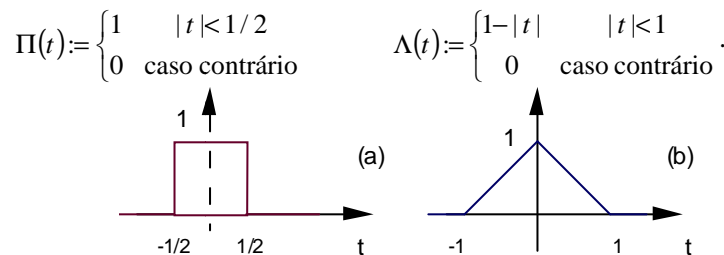


Figura 1.25 - Pulso Retangular e Triangular: Função Porta e Triângulo.

Exercício 3. Avaliar a transformada de Fourier da função porta (gate)

$$\Pi \left(\frac{t}{\tau} \right) = \begin{cases} 1 & \text{se } |t| \leq \tau / 2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$$

Solução:

Usando a definição, $F(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t/\tau) e^{-jw t} dt = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-jw t} dt$.

Avaliando diretamente a integral, tem-se:

$$F(w) = \frac{e^{jw \frac{\tau}{2}} - e^{-jw \frac{\tau}{2}}}{jw} = \tau \cdot \frac{e^{jw \frac{\tau}{2}} - e^{-jw \frac{\tau}{2}}}{2j \frac{w \tau}{2}}, \text{ donde}$$

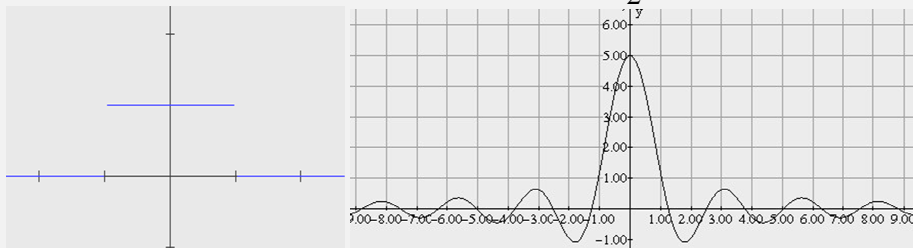


Figura 1.26 - Pulso retangular e seu espectro.

O resultado é verificado facilmente a partir da solução do exercício 1 e corresponde à *envoltória do espectro discreto*. Os zeros no espectro ocorrem para $sen(w\tau/2) = 0$ ou $w=n(2\pi/\tau)$, n inteiro. Observa-se que $\lim_{|w| \rightarrow \infty} F(w) = 0$, o que é válido para todo sinal físico.

Em 1942, **R.V.L. Hartley** introduziu uma transformada mais simétrica que a transformada de Fourier, com a vantagem adicional de resultar em apenas sinais reais, em contraste com o espectro complexo usual nas transformada de Fourier. A transformada de Hartley é definida por $F(v) := \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)cas(vt)dt$, $v \in \mathbb{R}$, em que $cas(t) := \cos t + \sin t$. Usa-se também a função associada $cas'(t) := \cos t - \sin t$ [HAR 1984].



Ralph Vinton Lyon Hartley (1888-1970).

Embora vista inicialmente como uma ferramenta de aplicação numérica tendo conexão com o mundo físico apenas via a transformada de Fourier, a transformada de Hartley mostrou-se ser um instrumento poderoso em um grande número de aplicações. O espectro de Hartley de um sinal real é sempre real.

Esta transformada é uma involução: sua transformada inversa é exatamente igual à transformada direta (antitransformada = transformada). Assim, o mesmo algoritmo usado para transformar quanto para inverter à transformada.

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(v)cas(vt)dt.$$

Considerações sobre a Transformada

<<L'étude approfondie de la nature est la source féconde des découvertes mathématiques...>> J. Fourier.

No caso geral, a transformada $F(w)$ de um sinal $f(t)$ é uma função complexa da frequência. Alguns resultados de interesse são obtidos quando $f(t)$ é um sinal real. Da identidade de Euler, $e^{j\theta} = \cos \theta + j\sin \theta$, tem-se:

$$F(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cos(wt)dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \sin(wt)dt$$

Proposição. Dado um par de transformada $f(t) \leftrightarrow F(w)$, então

- a) se $f(t)$ é real e par, então $F(w)$ é real e par,
- b) se $f(t)$ é real e ímpar, então $F(w)$ é imaginário e ímpar. ■

$$F(w) = 2 \int_0^{+\infty} f(t) \cdot \cos(wt)dt \text{ para } f(t) \text{ real e par;}$$

$$F(w) = -2j \int_0^{+\infty} f(t) \cdot \sin(wt)dt \text{ para } f(t) \text{ real e ímpar.}$$

O espectro do sinal pode ser estudado na forma magnitude e fase, reescrevendo a função complexa $F(w)$ sob a forma $F(w) = |F(w)| \cdot e^{j\theta(w)}$.

Proposição. Se $f(t)$ é um sinal real e $f(t) \leftrightarrow F(w)$, então $|F(w)| = |F(-w)|$ e $\theta(w) = -\theta(-w)$. ■

Esta proposição implica que todos os espectros dos sinais fisicamente existentes apresentam simetria par no módulo e simetria ímpar na fase do espectro. A verificação pode ser feita notando-se que para sinais reais

$$F^*(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t)e^{j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{j\omega t} dt = F(-w)$$

Expressando $F^*(w) = |F(w)| e^{-j\theta(w)}$ e $F(-w) = |F(-w)| e^{j\theta(-w)}$ e levando em conta que as duas funções complexas são idênticas, seguem-se as condições sobre o módulo e fase.

Interessante mencionar que o ouvido humano é praticamente insensível a fase do sinal, respondendo a $|F(w)|$. Para entender este fato, imagine um sinal (co)senoidal puro.

Este sinal é senoidal ou cossenoidal? Qual a fase associada? Obviamente a resposta depende de uma origem (arbitrária) dos tempos. Assim, $\cos w_0 t$, $\sin w_0 t$, $\cos(w_0 t + \theta)$, $\sin(w_0 t + \theta)$, correspondem todos a um mesmo “apito”, na frequência w_0 (se esta está na faixa audível).

Existência

Uma condição suficiente para a existência da transformada de Fourier é que (via desigualdade de integrais) $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt < +\infty$. ■

A integrabilidade absoluta de $f(t)$ é apenas suficiente, porém não necessária para a existência de $F(w)$. Ela garante, via desigualdade de integrais, um espectro limitado, i.e., $(\forall w) |F(w)| < +\infty$. Entretanto, nos casos para os quais esta condição não se verifica, a transformada não pode ser avaliada diretamente da definição. O sinal $f(t)$ pode então ser representado como o limite de uma seqüência de funções absolutamente integráveis. Esta abordagem permite estender o conceito de transformada de Fourier para sinais que não são de energia finita e foi introduzida por **N. Wiener**. Normalmente os resultados não são limitados para algumas frequências particulares do espectro (divergem em algum ponto do espectro).

Impulso Unitário de Dirac

É sabido que a conhecida “função” impulso unitário ou *delta de Dirac* $\delta(t)$ não é uma função no sentido matemático estrito. Na verdade, $\delta(t)$ é um membro de uma classe especial conhecida como funções generalizadas [BOU 1964, BAY&MAR 1988, deO 2007].

Devido ao fato de não ser uma função, o impulso é definido por uma regra de atribuição, ao invés de uma equação convencional:



Paul Dirac (1902-1984) [Engenheiro Eletricista].

Definição: Dada qualquer função ordinária $f(t)$ contínua em $t=0$, $\delta(t)$ é definido pela regra de atribuição

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t) \delta(t) dt = \begin{cases} f(0) & t_1 < 0 < t_2, \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad \blacksquare$$

Tomando-se $f(t)=1$, vê-se que um impulso na origem apresenta as propriedades:

$$\delta(t) = 0 \quad t \neq 0 \text{ (por muito abuso!) e } \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1.$$

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{-\varepsilon}^{+\varepsilon} \delta(t) dt = 1, \text{ para } \varepsilon \text{ arbitrariamente pequeno.}$$

Isto pode ser interpretado dizendo-se que o delta tem área unitária concentrada em torno do ponto $t = 0$. Sua representação gráfica é mostrada a seguir.

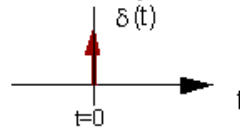


Figura 1.27 - Delta de Dirac (Impulso Unitário).

Utilizando a definição, pode ser visto facilmente que $\delta(t)$ está relacionada com o degrau de Heaviside unitário através da relação:

$$\int_{-\infty}^t \delta(t') dt' = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} = u(t)$$

Diferenciando ambos os membros (!), resulta $\delta(t) = \frac{du(t)}{dt}$.

As funções convencionais que apresentam as propriedades do $\delta(t)$ no limite, podem ser usadas para avaliar expressões envolvendo impulsos. Em particular, dado $\varepsilon > 0$, se $\delta_\varepsilon(t)$ define uma seqüência de funções pares tais que para qualquer função contínua na origem $f(t)$ têm-se

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta_\varepsilon(t) dt = f(0) \quad \text{e} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \delta_\varepsilon(t) dt = 1$$

diz-se então que $\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \delta_\varepsilon(t) = \delta(t)$.

Como exemplo de algumas seqüências de funções que tendem ao impulso, o leitor é referido à Tabela I.11.

AMOSTRAGEM PONTUAL: Através de uma mudança na variável de integração, segue-se a propriedade de amostragem pontual da função impulso.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta(t - t_0) dt = f(t_0), \text{ se } f \text{ é contínua em } t_0.$$

A transformada de Fourier de um impulso existe no limite e pode ser avaliada sem grandes dificuldades.

$$\mathfrak{F}[\delta(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t} \Big|_{t=0} = 1, \text{ ou } \delta(t) \leftrightarrow 1.$$

Tabela I.11 - Seqüências de funções que definem um impulso de Dirac.

Pulso retangular	$\delta_\varepsilon(t) = \frac{1}{\varepsilon} \Pi\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)$	
Função amostral	$\delta_\varepsilon(t) = \frac{1}{\pi\varepsilon} Sa\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)$	
Pulso gaussiano	$\delta_\varepsilon(t) = \frac{1}{\varepsilon} e^{-\pi^2 t^2 / \varepsilon^2}$	
Pulsos exponenciais	$\delta_\varepsilon(t) = \frac{1}{\varepsilon} e^{- t /2\varepsilon}$	
Pulsos triangulares	$\delta_\varepsilon(t) = \frac{1}{\varepsilon} \Lambda\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)$	

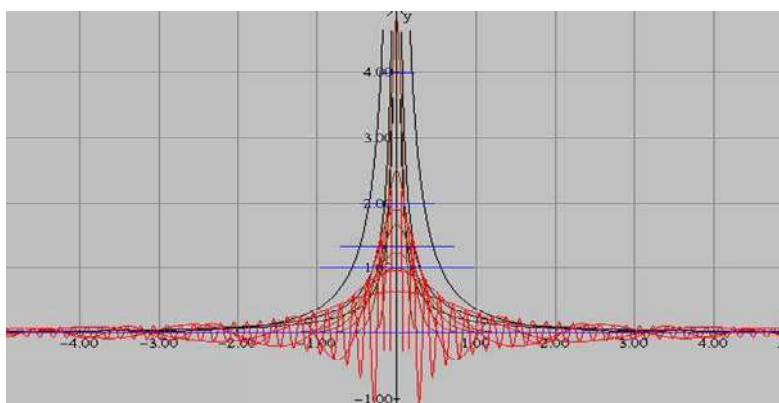


Figura 1.28 - Diferentes seqüências de funções que tendem a um impulso de Dirac.

NOTA: Qualquer que seja a seqüência $\delta_\varepsilon(t)$ empregada, ao tomarem-se suas transformadas, obtém-se, no limite, o mesmo resultado.

A distribuição $K\delta(t)$, em que K é uma constante real $K \in \mathbb{R}$, obedece a uma regra de atribuição similar àquela da definição do impulso de Dirac, exceto pelo fato que "extrai" o valor de $Kf(0)$, f contínua na origem. Desde que a área sob a distribuição é K (ao invés da unidade), diz-se um impulso de Dirac de área K , de representação idêntica. Este resultado pode ser generalizado, mostrando-se que para qualquer função $g(t)$ contínua na origem, $g(t)\delta(t)$ corresponde a uma distribuição com área $g(0)$, i.e, uma distribuição que aplicada a um sinal $f(t)$ atribui o valor $g(0)f(0)$ se a integral envolve a origem, e o valor zero caso contrário, sendo assim idêntica a uma distribuição $g(0)\delta(t)$. Também é fácil demonstrar (seguem detalhes na próxima seção) que as distribuições $\delta(at)$ e $\frac{1}{|a|}\delta(t)$, $a \neq 0$, são idênticas, fato denotado por $\delta(at) = \frac{1}{|a|}\delta(t)$, $a \neq 0$.

Um pioneiro no uso de distribuições (ainda sob outra denominação) foi o grande **Oliver Heaviside**, que enfrentou assombrosa resistência dos contemporâneos [Nahin, J.1990, *Sci.Am.*].

Ainda sobre a Teoria das Distribuições



Laurent Schwarz (1915-2002).

Rigorosamente, uma distribuição é um funcional linear contínuo sobre o espaço vetorial das funções reais infinitamente deriváveis.

Outra distribuição muito interessante é a distribuição $\delta'(t) = \frac{d\delta(t)}{dt}$, a derivada do impulso de Dirac (referida como *doublet unitário*). Esta distribuição é definida pela seguinte regra de atribuição:

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t)\delta'(t)dt = \begin{cases} -f'(0) & \text{se } t_1 < 0 < t_2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases},$$

para todo sinal $f(t)$ com derivada contínua na origem.

Veja que esta definição é perfeitamente compatível com a noção de derivada usual, considerando o quociente de Newton:

$$\delta'(t) = \frac{d\delta(t)}{dt} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{\delta(t+h) - \delta(t)}{h}$$

Neste caso, $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t)f(t)dt = \lim_{h \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\delta(t+h) - \delta(t)}{h} f(t)dt$, ou seja,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t)f(t)dt = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t+h)f(t)dt - \frac{1}{h} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t)f(t)dt =$$

$$\lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(-h) - f(0)}{h} = -f'(0)$$

Interessante observar que

$$\int_{-\infty}^t \delta'(\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(\tau)u(t-\tau)d\tau = -\frac{d}{d\tau}u(t-\tau)|_{\tau=0} = \delta(t)$$

Assim, $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t) f(t) dt = -f'(0)$.

Generalizando este resultado, chega-se a distribuições da forma:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta^{(n)}(t) f(t) dt = (-1)^n f^{(n)}(0)$$

Para todos os sinais f com enésima derivada contínua na origem. Isto permite lidar com sinais que não possuem espectro formal (não são sinais de energia), tais como:

$$t \leftrightarrow 2\pi j \delta'(w)$$

$$\delta'(t) \leftrightarrow jw$$

$$tu(t) \leftrightarrow \pi j \delta'(w) - \frac{1}{w^2}.$$

Proposição.

Se f é derivável, mostre que a derivada do produto se aplica quando um dos sinais é um impulso, i.e., o formula da derivada do produto vale para a distribuição $f(t) \cdot \delta(t)$, i.e., $[f(t) \cdot \delta(t)]' = f'(t) \cdot \delta(t) + f(t) \cdot \delta'(t)$. ■

Alguma cautela é requerida na manipulação de distribuições, especialmente identidades. Distribuições “isoladas” não têm sentido, exceto sob uma integração, como estabelecido nas respectivas regras de atribuição que as definem. A igualdade entre duas distribuições deve ser interpretada corretamente, pois é um conceito “extensional” de igualdade. Duas distribuições são idênticas quando elas resultam na mesma regra de atribuição. A identidade $(t+1)\delta(t) = \delta(t)$, deve ser formalmente verificada.

1º membro: $\forall g(t)$ contínua na origem, tem-se:

$$\int_{t_1}^{t_2} g(t) [(t+1)\delta(t)] dt = \int_{t_1}^{t_2} g(t) t [\delta(t)] dt + \int_{t_1}^{t_2} g(t) [\delta(t)] dt = \begin{cases} g(0) & t_1 < 0 < t_2 \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases}$$

2º membro: $\forall g(t)$ contínua na origem, tem-se:

$$\int_{t_1}^{t_2} g(t) \delta(t) dt = \begin{cases} g(0) & t_1 < 0 < t_2 \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases}$$

Na prática, usam-se freqüentemente regras simples com $f(t)\delta(t) = f(0)\delta(t)$, f contínua na origem, sem maiores cuidados. O argumento é que como $\delta(t)$ é essencialmente nula “fora” da origem, então apenas o ponto $f(0)$ pondera a distribuição de Dirac original.

Outras propriedades interessantes da distribuição de Dirac incluem:

$$f(t) \cdot \delta'(t) = f(0) \cdot \delta'(t) - f'(0) \cdot \delta(t)$$

$$f'(t) \cdot \delta(t) = f'(0) \cdot \delta(t)$$

$$(f(t) \cdot \delta(t))' = f(t) \cdot \delta'(t) + f'(t) \cdot \delta(t) = f(0) \cdot \delta'(t)$$

$$f(t) * \delta'(t) = f'(t)$$

$$\delta(t^2 - a^2) = \frac{1}{2|a|} [\delta(t - a) + \delta(t + a)], \quad a \neq 0 \text{ e}$$

$$\delta(\text{sent}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n\pi).$$

Para lidar com sinais descontínuos (e.g. delta de Dirac envolvendo um sinal com descontinuidade

simples na origem), vale observar que $u(t) \cdot \delta(t) = \frac{1}{2} \delta(t)$, uma identidade no sentido *igualdade entre*

distribuições. Uma demonstração simples segue de: $u(t)\delta(t) = u(t) \frac{du(t)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{du^2(t)}{dt}$.

Mas $u^2(t) = u(t)$ e o resultado segue. Assim, a distribuição $f(t)\delta(t)$ pode ser facilmente avaliada mesmo quando $f(t)$ não é contínua na origem. Separando a parte contínua de $f(t)$, denotada por $f_c(t)$, tem-se

$$f(t) = f_c(t) + [f(0+) - f(0-)]u(t).$$

Note que $f(0+) - f(0-)$ representa o salto, que só ocorre a partir da origem, $t=0$. Claro que $f_c(0-) = f(0-)$ e de modo que $f(0) = \frac{f(0+) + f(0-)}{2}$, como esperado, assumindo $u(0) = 1/2$. Assim,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\delta(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f_c(t)\delta(t)dt + [f(0+) - f(0-)] \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)\delta(t)dt, \text{ ou seja,}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\delta(t)dt = f(0-) + \frac{[f(0+) - f(0-)]}{2}.$$

Wiener generalizou a idéia de transformada de Fourier para sinais que não possuem transformadas de Fourier no sentido estrito, através do uso da distribuição de Dirac.

Exercício 4. Calcular a integral de Fourier para os sinais que seguem e esboçar o espectro correspondente.

- a) $f(t) = e^{-at} u(t)$ b) $f(t) = A$ c) $f(t) = \text{sgn}(t)$ d) $f(t) = u(t)$.

Solução:

a) $\int_{-\infty}^{+\infty} |e^{-at} u(t)| dt = \int_0^{+\infty} e^{-at} dt = \frac{1}{a} < +\infty$, logo a transformada existe. Usando diretamente a definição, tem-se:

$$F(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-at} u(t) e^{-jw t} dt = \int_0^{+\infty} e^{-(a+jw)t} dt = \frac{1}{-(a+jw)} \cdot e^{-(a+jw)t} \Big|_0^{+\infty}.$$

Como $\lim_{t \rightarrow \infty} e^{-(a+jw)t} = \lim_{t \rightarrow \infty} e^{-at} e^{-jw t} = 0$, tem-se $F(w) = \frac{1}{a+jw}$.

Constata-se que f não é par nem é ímpar, daí F não ser real ou imaginário puro.

$$\text{Logo, } |F(w)| = \frac{1}{\sqrt{a^2 + w^2}} \text{ e } \varphi(w) = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{w}{a}\right).$$

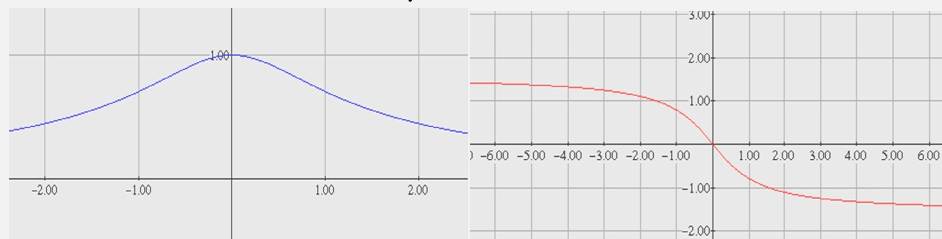


Figura 1.29 - Espectro do sinal \underline{a} (pulso exponencial unilateral): (a) magnitude e (b) fase.

b) $\int_{-\infty}^{+\infty} |A| dt = +\infty$, logo a transformada só pode existir no limite.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A e^{-jw t} dt = A \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jw t} dt.$$

Lembrando que $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$, a transformada inversa de 1 é

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jw t} dw = \delta(t), \text{ ou trocando as variáveis } \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jw t} dt = \delta(w).$$

Logo, $\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} dt = 2\pi\delta(\omega)$ e $A \leftrightarrow 2\pi A \cdot \delta(\omega)$.

Resultado idêntico é obtido assumindo que $A = \lim_{T \rightarrow \infty} A\Pi\left(\frac{t}{2T}\right)$: Usando o resultado do exercício 2, segue-se que

$$F(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} 2AT \cdot Sa(\omega T) = 2\pi A \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{T \cdot Sa(\omega T)}{\pi} = 2\pi A \delta(\omega).$$

O espectro é mostrado a seguir e indica que apenas um valor DC está presente no sinal.

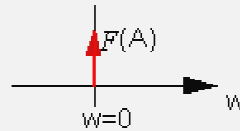


Figura 1.30 - Espectro do sinal c (constante).

c) Por definição, $\text{sgn}(t) := \begin{cases} +1 & \text{se } t > 0 \\ -1 & \text{se } t < 0 \end{cases}$. Observando $\int_{-\infty}^{+\infty} |\text{sgn}(t)| dt = +\infty$, vê-se que é necessário escrever $\text{sgn}(t)$ em termos do limite de funções absolutamente integráveis. Seja então:

$$\text{sgn}(t) = \lim_{a \rightarrow 0} e^{-at}u(t) - e^{at}u(-t).$$

Do item a, $e^{-at}u(t) \leftrightarrow \frac{1}{a + j\omega}$, e por escalonamento tem-se $e^{at}u(-t) \leftrightarrow \frac{1}{a - j\omega}$.

Assim, $\text{sgn}(t) \leftrightarrow \lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{a + j\omega} - \frac{1}{a - j\omega} = \frac{2}{j\omega}$, imaginário puro.

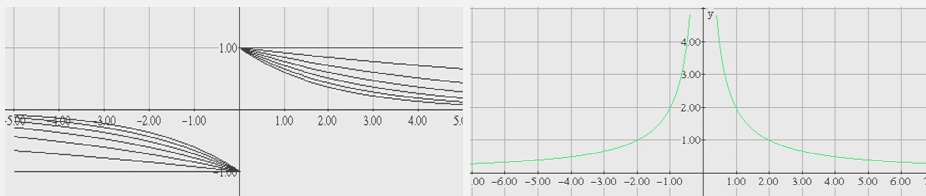


Figura 1.31 - Espectro do sinal c (função sinal).

d) Novamente, $\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)| dt = +\infty$, e a definição não pode ser usada diretamente. A transformada, se existir, ocorre no limite. Escrevendo $u(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(t)$, utilizando a linearidade do operador \mathfrak{F} e

os resultados b e c, tem-se: $u(t) \leftrightarrow \pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega}$.



Figura 1.32 - Espectro do sinal d (degrau unitário).

Exercício 5. Avaliar o espectro dos sinais $\exp(j\omega_c t)$, $\cos(\omega_c t)$ e $\text{sen}(\omega_c t)$.

Solução:

a) $F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega_c t} e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega_c - \omega)t} dt = 2\pi\delta(\omega - \omega_c)$, pelo exercício 8b.

b) Usando a relação $\cos(w_c t) = \frac{e^{jw_c t} - e^{-jw_c t}}{2}$, aplicando a linearidade da transformada e o resultado do item a anterior, segue-se: $\cos(w_c t) \leftrightarrow \pi[\delta(w + w_c) + \delta(w - w_c)]$. Como o sinal é par, o espectro é real e apenas a frequência w_c está presente.

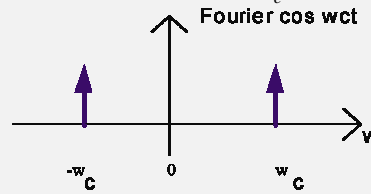


Figura 1.33 - Espectro de um tom cosenoidal puro: apenas a frequência w_c é (pontualmente) refletida no espectro.

Como o sinal não é absolutamente integrável, a transformada pode ser avaliada no limite, exemplo:

$$\mathfrak{F}[\cos(w_c t)] = \lim_{k \rightarrow \infty} \int_{-k/2}^{k/2} \cos(w_c t) e^{-jw t} dt$$

c) De modo inteiramente análogo, $\sin(w_c t) = \frac{e^{jw_c t} - e^{-jw_c t}}{2j}$ resultando em:

$$\sin(w_c t) \leftrightarrow j\pi[\delta(w + w_c) - \delta(w - w_c)]$$

Como o sinal é ímpar, a transformada é imaginária e constata-se o fato que apenas a frequência w_c está presente no espectro.

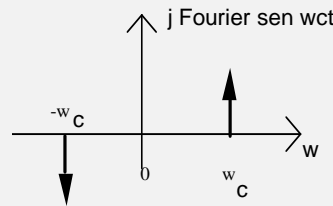


Figura 1.34 - Espectro de um tom senoidal. Compare com a figura anterior.

A pergunta mais comum entre principiantes em análise espectral é: "O que realmente significa a presença de frequências negativas no espectro? Existe algum significado físico?" A resposta é simples: um sinal físico (real) sempre apresenta simetria e as frequências ocorrem aos pares (f e $-f$). Qual a frequência do sinal $\cos w_c t$ ou $\sin w_c t$?

Como $\cos(w_c t) = \cos(-w_c t)$, a frequência poderia ser de modo indistinguível $-w_c$ ou $+w_c$ e $\sin(w_c t) = -\sin(-w_c t)$, idem. Ocorre que $\cos(w_c t) = \frac{e^{jw_c t} + e^{-jw_c t}}{2}$ e ambas as frequências estão simultaneamente presentes no sinal, com amplitudes idênticas e não há maneira de separá-las!

1.7 Transformada de Fourier de Funções Periódicas

A transformada de Fourier foi obtida a partir da série de Fourier no caso limite, de modo a tratar sinais aperiódicos. No caso de sinais periódicos qualquer função $f(t)$ verifica $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt < +\infty$, mas a transformada pode ser avaliada no limite. Como $f(t)$ é periódica, de período T , é possível expressá-la em série de Fourier.

$$f(t) \cong \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n e^{jnw_0 t} \quad w_0 = 2\pi/T, \quad -\infty < t < +\infty.$$

A transformada deste sinal é dada por $F(w) = \mathfrak{S} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n (e^{jn\omega_0 t})$. Utilizando-se da linearidade do operador e do “par-transformada” $e^{jn\omega_0 t} \leftrightarrow 2\pi\delta(w - n\omega_0)$, têm-se:

$$F(w) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n \delta(w - n\omega_0).$$

Portanto, o espectro de um sinal periódico é composto por impulsos localizados na frequência fundamental e harmônicas, sendo desta maneira um **espectro discreto**. O uso da transformada de Fourier permite unificar o tratamento dado aos sinais periódicos ou não, na determinação do espectro.

1.8 A Integral de Convolução

A integral de convolução, produto de convolução ou simplesmente convolução é definida como $f_1(t) * f_2(t) := \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(\tau) f_2(t - \tau) d\tau$ e é uma operação largamente utilizada na análise de sinais [OPPE&SCH 1975]. Qualquer rede linear (sistema linear) realiza uma integral desse tipo, como será mostrado no Capítulo 2.

A convolução obedece às seguintes leis:

- i) Comutativa $f_1(t) * f_2(t) = f_2(t) * f_1(t)$
- ii) Distributiva $f_1(t) * [f_2(t) + f_3(t)] = f_1(t) * f_2(t) + f_1(t) * f_3(t)$
- iii) Associativa $f_1(t) * [f_2(t) * f_3(t)] = [f_1(t) * f_2(t)] * f_3(t)$ ■

A etimologia provável da palavra convolução advém do termo médico que se refere as “dobras complicadas” típicas do cérebro e pode ser memorizada como uma contração de “com evolução”, uma vez que o cálculo das integrais impróprias é realizada evoluindo a variável τ desde $-\infty$ a $+\infty$. A convolução envolve o cálculo de um número infinito (não contável) de integrais impróprias, uma para cada valor de τ . Um dos sinais permanece fixo, $f_1(\tau)$, enquanto o outro desliza continuamente com origem em τ_1 .

Os produtos de funções “. e *” são relacionados via o operador \mathfrak{S} . Curiosamente, o elemento neutro do produto de convolução é a transformada de Fourier do elemento neutro do produto convencional (a função sempre 1, identidade, $f(t)=1$).

Para avaliar a integral, normalmente recorre-se ao procedimento gráfico para auxiliar na determinação dos intervalos de integração. Como exemplo, considera-se a seguinte convolução $t u(t) * u(t)$.

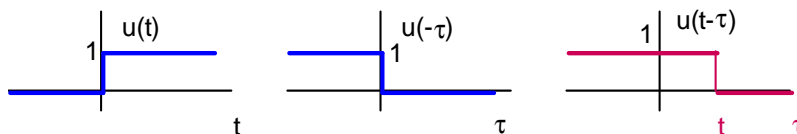
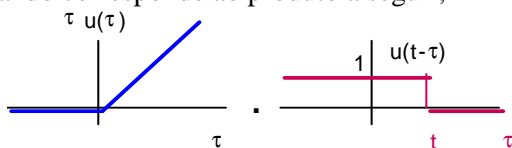


Figura 1.35 - Transformações envolvidas na operação de convolução: uma ilustração.

O integrando corresponde ao produto a seguir,



em que t varia desde $-\infty$ até $+\infty$.

$$\text{Logo, } tu(t) * u(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ \int_0^t \tau d\tau = t^2 / 2 & t \geq 0 \end{cases} = \frac{t^2}{2} u(t).$$

A função resultante é contínua e este fato deve ser sempre usado para verificar a solução obtida (exceto quando envolve impulsos). Outro exemplo interessante corresponde a convolução $\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$. Neste caso, usa-se uma variável de integração t' para evitar confusão.

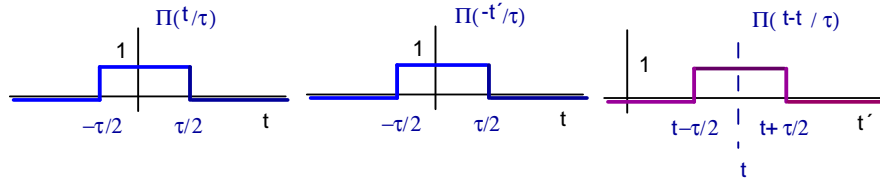
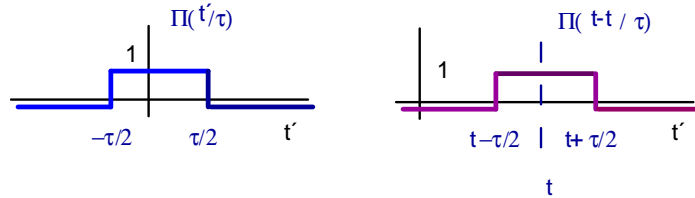


Figura 1.36 - Transformações envolvidas na operação de convolução: ilustração.

Desta feita o integrando corresponde à função:



Então,

$$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 0 & \text{para } t + \frac{\tau}{2} \leq -\frac{\tau}{2} \\ \int_{-\tau/2}^{t+\tau/2} dt' = t + \tau & \text{para } -\frac{\tau}{2} \leq t + \frac{\tau}{2} \leq \frac{\tau}{2} \\ \int_{t-\tau/2}^{\tau/2} dt' = -t + \tau & \text{para } -\frac{\tau}{2} \leq t - \frac{\tau}{2} \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{para } t - \frac{\tau}{2} \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

O resultado é esboçado em seguida e $\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) = \tau \Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)$.

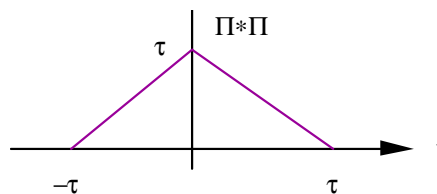


Figura 1.37 - Convolução de duas funções porta.

Com relação à derivação, valem as seguintes identidades:

a. $(f \cdot g)' = f' \cdot g + f \cdot g'$

b. $(f * g)' = f' * g = f * g'$

Os resultados de maior aplicação da integral de convolução estão relacionados com a convolução de impulso unitário, empregando a definição do delta de Dirac, têm-se: $f(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\delta(t - \tau)d\tau = f(t)$, provido que f seja contínua na origem. Já na convolução de uma função com um impulso ocorrido em um tempo t_0 , obtém-se a mesma forma de onda deslocada apenas de t_0 segundos, isto é, $f(t) * \delta(t - t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\delta(t - t_0 - \tau)d\tau = f(t - t_0)$.

Assim, vale o resultado:

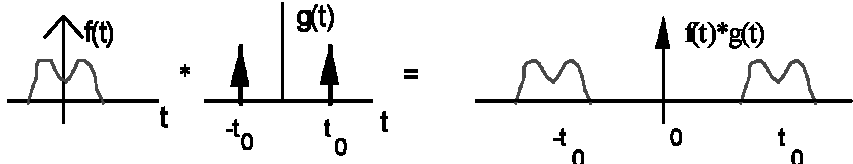


Figura 1.38 - Convolução com o Impulso Unitário (deslocamento): O teorema da modulação.

Valem também propriedades envolvendo distribuições, tais como $(f(t) * \delta(t))' = f'(t)$.

TEOREMA DE PARSEVAL. (Marc-Antoine Parseval des Chênes).

Seja $f(t) \leftrightarrow F(w)$ um sinal real, de energia finita. Então a energia do sinal pode ser calculada em qualquer dos domínios, i.e, $\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |F|^2(f)df$. ■

1.9 Propriedades da Transformada de Fourier

Sejam $f(t) \leftrightarrow F(w)$ e $g(t) \leftrightarrow G(w)$ pares de Transformada de Fourier.

- P1. Simetria $F(t) \leftrightarrow 2 \pi f(-w)$
- P2. Escalonamento $f(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} F(\frac{w}{a})$, $a \neq 0$
- P3. Deslocamento no tempo $f(t - t_0) \leftrightarrow e^{-jw t_0} F(w)$
- P4. Deslocamento na freqüência $f(t)e^{jw_0 t} \leftrightarrow F(w - w_0)$
- P5. Diferenciação no tempo $D^n f(t) \leftrightarrow (jw)^n F(w)$
- P6. Diferenciação na freqüência $(-jt)^n f(t) \leftrightarrow D^n F(w)$
 $\int_{-\infty}^t f(t')dt' \leftrightarrow \frac{1}{jw} F(w)$
- P7. Integração
- P8. Convolução no tempo $f(t)*g(t) \leftrightarrow F(w).G(w)$
- P9. Convolução na freqüência..... $f(t).g(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} F(w) * G(w)$

P1-Usando a fórmula da inversão:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(w)e^{-jw t} dw = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(x)e^{jw t} dx.$$

Então $2\pi.f(-t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(x)e^{-jx t} dx$ e fazendo a troca de variável t por w ,

têm-se, $2\pi.f(-w) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(x)e^{-jw x} dx$; portanto, $F(t) \leftrightarrow 2\pi f(-w)$.

P2 - Da definição de transformada, $\mathfrak{S}[f(at)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f(at)e^{-j\omega t} dt$. Há dois casos a serem considerados: $a > 0$ e $a < 0$. Tomando $x=at$ e $dx=a \cdot dt$.

$$\text{Para } a > 0 \quad f(at) \leftrightarrow \frac{1}{a} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-j\omega \frac{x}{a}} dx = \frac{1}{a} \cdot F\left(\frac{\omega}{a}\right) ;$$

$$\text{Para } a < 0 \quad f(at) \leftrightarrow \frac{1}{a} \cdot \int_{+\infty}^{-\infty} f(x) e^{-j\omega \frac{x}{a}} dx = \frac{1}{-a} \cdot F\left(\frac{\omega}{a}\right) .$$

$$\text{Logo, } f(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} F\left(\frac{\omega}{a}\right).$$

P3 - Tomando-se a transformada de $f(t-t_0)$,

$$\mathfrak{S}[f(t-t_0)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t-t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt .$$

Efetuada-se a mudança de variável $x=t-t_0$; $dx = dt$,

$$f(t-t_0) \leftrightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-j\omega(x+t_0)} dx = e^{-j\omega t_0} F(\omega) .$$

P4 - Similar ao item anterior.

P5 - A fórmula de inversão é $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$ e, portanto,

$$\frac{df(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega .$$

Admitindo-se que é possível trocar a ordem da derivação - integração,

$$\frac{df}{dt} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} j\omega F(\omega) e^{j\omega t} d\omega , \text{ se a integral existe.}$$

$$\text{Assim: } \frac{df}{dt} \leftrightarrow j\omega F(\omega) .$$

A demonstração pode ser concluída usando o princípio da indução finita, supondo que

$$\frac{d^{n-1} f}{dt^{n-1}} \leftrightarrow (j\omega)^{n-1} F(\omega) \text{ isto é, que } \frac{d^{n-1} f}{dt^{n-1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} (j\omega)^{n-1} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega .$$

Diferenciando a equação precedente e supondo que a ordem das operações $\frac{d}{dt}$ e $\int_{-\infty}^{+\infty}$ comuta, têm-se

$$\text{se } \frac{d^n f}{dt^n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} (j\omega)^n F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \text{ e a dedução está concluída.}$$

Observação:

Não é garantida a existência da transformada, mas se ela existe, é dada por $(j\omega)^n F(\omega)$.

P6 - Similar ao item anterior.

P7 - Definindo-se a função $\varphi(t) := \int_{-\infty}^t f(t') dt'$, a transformada de Fourier é $\mathfrak{S}[\varphi(t)] = \Phi(\omega)$.

Logo $\Phi(\omega)$ existe se $\varphi(t)$ é absolutamente integrável, isto é, se

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\varphi(t')| dt' < +\infty . \text{ Isto só é possível se } \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0 , \text{ ou seja, quando } \int_{-\infty}^{+\infty} f(t') dt' = 0 .$$

Utilizando P5, $\varphi(t) \leftrightarrow \Phi(\omega) \Rightarrow \frac{d\varphi}{dt} \leftrightarrow j\omega \Phi(\omega)$. Mas $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d}{dt} \int_{-\infty}^t f(t') dt' = f(t) \leftrightarrow F(\omega)$. Portanto,

$F(w) = jw\phi(w)$. Então, $\phi(w) = F(w) / jw$, provido que $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t')dt' = F(0) = 0$

Assim, $F(w) / jw$ é limitada em $w=0$ e $\phi(0) = \lim_{w \rightarrow 0} \frac{F(w)}{jw}$, de modo que a transformada da integral é $\int_{-\infty}^t f(t')dt' \leftrightarrow \frac{F(w)}{jw}$, provido que $F(0)=0$.

Admitindo-se que $F(0) \neq 0$, a transformada só pode existir no limite, pois $\phi(t)$ não é absolutamente integrável. Neste caso mostra-se que

$$\int_{-\infty}^t f(t')dt' \leftrightarrow \frac{F(w)}{jw} + \pi F(0)\delta(w).$$

P8 - O produto de convolução $f_1(t)*f_2(t)$ é expresso por

$$f_1(t) * f_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(\tau)f_2(t - \tau)d\tau$$
 e sua transformada vale

$$\mathfrak{S}[f_1(t) * f_2(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jw\tau} f_1(\tau)f_2(t - \tau)d\tau dt.$$

Para sinais de energia finita $E_i < +\infty, i=1,2$ é possível inverter a ordem de integração de acordo com o teorema [FIGU 1977]:

TEOREMA (FUBINIZINHO): Se $f: \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ é seccionalmente contínua e $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x,y)| dx dy < +\infty$, $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x,y)| dy dx < +\infty$,

Então $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x,y)| dx dy = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x,y)| dy dx$. ■



Guido Fubini (1879-1943).

Precauções devem ser tomadas na troca da ordem de uma integração dupla (ou duplo somatório). A *finitude* das integrais iteradas não assegura que a integral existe (no teorema de Fubini, usam-se integrais sobre $|f|$ e não sobre f). Por exemplo, para

$$f(x,y) := \begin{cases} x^2 - y^2 & 0 < x, y \leq 1 \\ x^2 + y^2 & \text{caso contrário} \\ 0 & \end{cases}$$

as integrais $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x,y)dxdy$ e $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x,y)dydx$ ambas existem ($-\pi/4$ e $\pi/4$, respectivamente), mas a integral de $f(.,.)$ não existe, nem a ordem pode ser invertida.

Invertendo-se a ordem de integração, a transformada pode ser determinada:

$$\mathfrak{S}[f_1(t)*f_2(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(\tau) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jw\tau} f_2(t - \tau) dt d\tau$$

Fazendo-se a mudança de variável $x = t - \tau$ logo $dx = dt$,

$$\mathfrak{S}[f_1(t) * f_2(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} F_2(w).e^{-jw\tau} f_1(\tau)d\tau = F_2(w). \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jw\tau} f_1(\tau)d\tau$$

Portanto, $f_1(t)*f_2(t) \leftrightarrow F_1(w).F_2(w)$.

P9 - Similar ao item anterior.

Observação: A demonstração de P7 pode ser realizada com o auxílio de P8;

$$f(t) * u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t')u(t-t')dt' = \int_{-\infty}^t f(t')dt' := \varphi(t) . \text{ Logo, } f(t) * u(t) \leftrightarrow F(w) \left[\frac{1}{jw} + \pi\delta(w) \right], \text{ ou seja,}$$

$$\int_{-\infty}^t f(t')dt' \leftrightarrow \frac{F(w)}{jw} + \pi F(0)\delta(w)$$

Exercício 6. Calcular a transformada de Fourier de um pulso Gaussiano,

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right).$$

Solução: Da definição de transformada, lembrando que $f(t)$ é par, $F(w) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} e^{-t^2/2} \cos(wt) dt$.

Derivando-se a função $F(w)$, $F'(w) = \frac{dF}{dw} = -\frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} t e^{-t^2/2} \text{sen}(wt) dt$, se $F'(w)$ existe.

Mas: $|F'(w)| \leq \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} t e^{-t^2/2} dt = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} < +\infty$ e conseqüentemente $F'(w)$ existe.

Resolvendo a integral por partes:

$$u = \text{sen}(wt) \quad du = w \cos(wt) dt$$

$$dv = t e^{-t^2/2} dt \quad v = -e^{-t^2/2}$$

$$F'(w) = -\frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \text{sen}(wt) e^{-t^2/2} \Big|_0^{+\infty} + w \int_0^{+\infty} e^{-t^2/2} \cos(wt) dt \right\}$$

donde

$$F'(w) = -\frac{2}{\sqrt{2\pi}} w \int_0^{+\infty} e^{-t^2/2} \cos(wt) dt = -wF(w) .$$

Logo a transformada $F(w)$ obedece à equação diferencial $F'(w) + wF(w) = 0$, com a condição inicial

$$F(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-t^2/2}}{\sqrt{2\pi}} dt = 1 \quad (\text{integral da curva normal usada em probabilidade e estatística}).$$

O fator integrante é $I = e^{\int w dw} = e^{w^2/2}$ e $(F(w)e^{w^2/2})' = 0$.

$\Rightarrow F(w) = k e^{-w^2/2}$. Utilizando-se a condição inicial, vem $F(w) = e^{-w^2/2}$.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \leftrightarrow e^{-w^2/2} .$$

A transformada de Fourier de um pulso Gaussiano é ainda um pulso Gaussiano! Devido a sua **característica auto-recíproca**, o sinal Gaussiano ocupa uma posição de destaque na teoria das transformadas e em análise. (veja também prob. 1.73).

Definição: Um sinal $f(t)$ é dito ser banda limitada se existe uma freqüência w_m tal que $\Im f(t) = F(w) = 0$, para $|w| \geq w_m$. De modo similar, um sinal é dito tempo limitado se e só se existe um instante t_m tal que $f(t) = 0$ para $|t| \geq t_m$. ■

Podemos demonstrar rigorosamente que não é possível obter-se um sinal *simultaneamente* limitado no tempo e na frequência. A proposição apresentada a seguir oferece um argumento nesta direção. Os sinais físicos são estritamente limitados no tempo, mas o espectro obtido pode ser virtualmente nulo para frequências elevadas. Assim, para propósitos práticos, muitos sinais são considerados como banda limitada. (veja [WOZ&JAC 1967]). Uma das proposições comumente citadas em cursos envolvendo sinais, quase sempre sem prova, é comentada a seguir [SLE 1976].

Proposição [deO & RAM 1995]. Sinais determinísticos não podem ser simultaneamente limitados no tempo e na frequência. ■

Esboço da prova:

Um sinal $f(t)$ estritamente limitado na frequência, banda limitada em w_m , pode ser escrito sob a forma

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-w_m}^{+w_m} F(w) e^{j\omega t} dw,$$

em que $F(w)$ é sua transformada de Fourier (supondo existente).

A demonstração é feita por *reductio ad absurdum*.

Suponha que $f(t)$ é também estritamente limitado no tempo. Isto significa que $\exists(t_m \in \mathbb{R} | f(t)=0 (\forall |t| \geq t_m))$. Obviamente, $f(t) = f(t) \cdot \Pi\left(\frac{t}{2t_m}\right)$, conforme a ilustração a seguir.

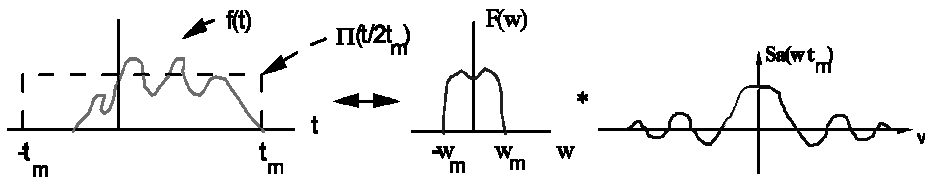


Figura 1.39 - Inexistência de sinais limitados simultaneamente no tempo e na frequência. Ilustração com base no teorema da convolução.

Logo, pela propriedade **P9** da transformada de Fourier, $F(w) = (2\pi)^{-1} \cdot F(w) * 2t_m Sa(wt_m)$.

Claramente, em geral, $F(w) * Sa(wt_m) \neq 0, -\infty < w < +\infty$.

A convolução anterior resulta, portanto, em um sinal $F(w)$ que **não** é estritamente banda limitada, o que contradiz a hipótese. **Q.E.D.**

Sinais de formato-invariante: Eigenfunctions do Operador Fourier

Seja \mathcal{E} (respectivamente \mathcal{O}) o funcional que extrai a parte par (respect. parte ímpar) de um sinal.

Proposição 1. Seja $f(t) \leftrightarrow F(w)$ um "par-transformada" de Fourier arbitrário. Então o sinal $h(t) := \sqrt{2\pi} \mathcal{E}[f(t)] + \mathcal{E}[F(t)]$ é um invariante sob Transformada de Fourier. Além disso, $F\{h(t)\} = \sqrt{2\pi} h(w)$.

Prova:

Segue da definição de $h(\cdot)$ que $2h(t) = \sqrt{2\pi} [f(t) + f(-t)] + [F(t) + F(-t)]$.

Tomando-se a Transformada de Fourier, $2H(w) = \sqrt{2\pi} [F(w) + F(-w)] + [2\pi f(-w) + 2\pi f(w)]$

e a prova é concluída. ■

Corolário. Cada função par $f(t) \leftrightarrow F(w)$ induz um invariante-Fourier $h(t) = \sqrt{2\pi} f(t) + F(t)$ ■

Por exemplo, os sinais $h_1(t) = \sqrt{2\pi} \frac{1}{1+t^2} + \pi e^{-|t|}$, $h_2(t) = \sqrt{2\pi} |t| - \frac{2}{t^2}$ têm espectro com formato similar

ao sinal no tempo. Um exemplo extra e notável é $\text{sech}\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}t\right) \leftrightarrow \sqrt{2\pi} \text{sech}\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}w\right)$.

Proposição 2. Seja $f(t) \leftrightarrow F(w)$ um "par-transformada" arbitrário. Então o sinal $h(t) := \sqrt{2\pi} \mathcal{O}[f(t)] - j \cdot \mathcal{O}[F(t)]$ é um invariante sob transformada de Fourier. Ademais, $F\{h(t)\} = -j\sqrt{2\pi} h(w)$.

Prova: Similar àquela da proposição 1. ■

Corolário. Cada função ímpar $f(t) \leftrightarrow F(w)$ induz um invariante-Fourier $h(t) = j\sqrt{2\pi} f(t) - F(t)$ ■

Tabela I.12 - Diversos sinais invariantes (autofunções de Fourier), cujo espectro tem formato idêntico ao sinal original (formatação invariante à transformada de Fourier).

Função	Autovalor
$f_1(t) = e^{-t^2/2}$	$\lambda_1 = \sqrt{2\pi}$
$f_2(t) = \frac{4}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot t }}$	$\lambda_2 = \sqrt{2\pi}$
$f_3(t) = \text{sech}\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot t\right)$	$\lambda_3 = \sqrt{2\pi}$
$f_4(t) = t \cdot e^{-t^2/2}$	$\lambda_4 = -j \cdot \sqrt{2\pi}$

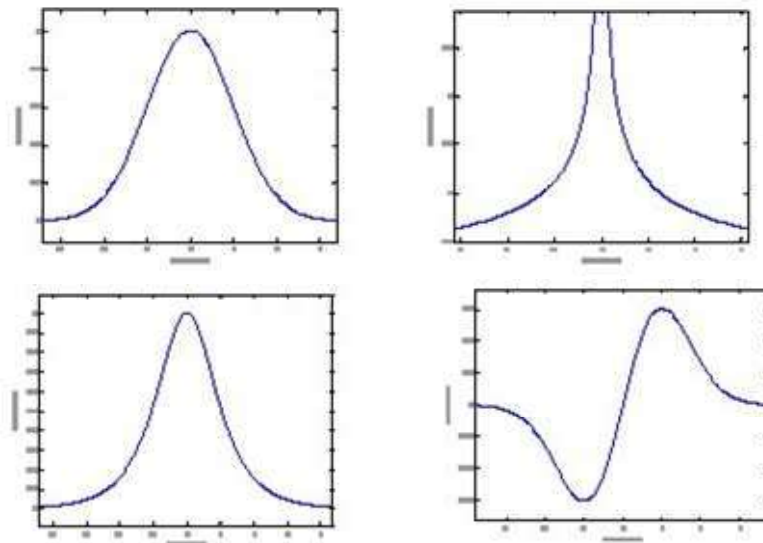


Figura 1.40 - Diversos sinais invariantes (autofunções de Fourier), cujo espectro tem formato idêntico ao sinal original (formatação invariante à transformada de Fourier).

1.10 A DFT E A FFT

Em casos práticos, normalmente a avaliação da transformada de Fourier não é feita utilizando os procedimentos até agora descritos. Muitas vezes não se dispõe de uma expressão analítica para a função que se deseja analisar o espectro. A transformada discreta de Fourier (DFT) é muito usada no estudo do espectro de sinais e é determinada com o auxílio de computador digital [BRIG 1974, BRAC 1978, DELL 1982].

Considerando-se N amostras do sinal no domínio do tempo, denotadas $f(n)$, $n=0,1,2,\dots,N-1$, a DFT é dada por um conjunto de N amostras do sinal no domínio da frequência, denotadas por $F(k)$, $k=0,1,2,\dots,N-1$ e definidas por

$$F(k) := \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right).$$

Diz-se então que $f(n) \leftrightarrow F(k)$ formam um par transformada e a re-obtenção do sinal no domínio do temporal pode ser feita usando a transformada inversa discreta de Fourier:

$$f(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right),$$

como é demonstrado a seguir.

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j\frac{2\pi n}{N}k} &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} f(l) \exp\left(-\frac{j2\pi l k}{N}\right) \right] e^{j\frac{2\pi n}{N}k} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} f(l) \exp\left(-\frac{j2\pi k(n-l)}{N}\right). \end{aligned}$$

Invertendo-se a ordem dos somatórios acima, tem-se que:

$$\sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j\frac{2\pi n}{N}k} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} f(l) \left[\sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi k}{N}(n-l)} \right].$$

O somatório inverso pode ser calculado empregando a relação $1 + z + z^2 + \dots + z^{N-1} = \frac{1-z^N}{1-z}$, válida para qualquer complexo $z \neq 1$. [CHU 1975, AVI 2000].

Logo
$$\sum_{k=0}^{N-1} \left[e^{j\frac{2\pi(n-l)}{N}} \right]^k = \begin{cases} N & \text{se } n = l \\ \frac{1 - e^{j2\pi(n-l)}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} & \text{se } n \neq l \end{cases}.$$

Então
$$\sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j\frac{2\pi n}{N}k} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} f(l) N \delta_{n,l} = f(n).$$

Propriedades similares àquelas da transformada de Fourier (Seção 1.8) são demonstráveis para a DFT. Em particular:

$$\text{Se } x(nT_s) \leftrightarrow X\left(\frac{k}{NT_s}\right) \text{ e } y(nT_s) \leftrightarrow Y\left(\frac{k}{NT_s}\right)$$

P1 - Linearidade.

$$x(nT_s) + y(nT_s) \leftrightarrow X\left(\frac{k}{NT_s}\right) + Y\left(\frac{k}{NT_s}\right).$$

P2 - Simetria.

$$\frac{1}{N} X(nT_s) \leftrightarrow x\left(-\frac{k}{NT_s}\right).$$

P3 - Deslocamento no Tempo.

$$x(nT_s - lT_s) \leftrightarrow X\left(\frac{k}{NT_s}\right) e^{j2\pi kl/N}.$$

P4 - Teorema da Convolução em Frequência.

$$x(nT_s).y(nT_s) \leftrightarrow \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X\left(\frac{i}{NT_s}\right) Y\left(\frac{k-i}{NT_s}\right) = \frac{1}{N} X\left(\frac{k}{NT_s}\right) * Y\left(\frac{k}{NT_s}\right).$$

P5 - Teorema de Parseval.

$$\sum_{n=0}^{N-1} x^2\left(\frac{n}{NT_s}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left| X\left(\frac{k}{NT_s}\right) \right|^2$$

As amostras da DFT são periódicas, verificando as relações:

$$F(k+mN) = F(k) \quad e \quad f(n+mN) = f(n) \quad m = 1,2,3,\dots$$

Quando se deseja trabalhar com os valores de frequência e tempo, usa-se:

$$f(nT_s) \leftrightarrow F\left(\frac{k}{NT_s}\right) \text{ em que } F\left(\frac{k}{NT_s}\right) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_s) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right),$$

em lugar da notação simplificada $f(n) \leftrightarrow F(k)$.

Um aumento na quantidade N de amostras consideradas (e uma escolha do tempo de amostragem T_s) implica em uma melhor representação do espectro. Aos que desejam fazer uso prático da DFT, aconselha-se consultar as referências indicadas, para assegurar uma correta utilização e interpretação dos resultados. Devido à simetria, somente a parte de DFT corresponde à primeira metade, $0 \leq k \leq N/2$, deve ser considerada como aproximação para o espectro do sinal amostrado.

Transformadas (Fourier, Gabor, Hilbert, do cosseno, wavelets, etc.) vem desempenhando um papel extremamente relevante em Engenharia. Um dos exemplos mais conhecidos é a célebre Transformada discreta de Fourier (DFT), que tem encontrado aplicações nas mais diferentes áreas do conhecimento, particularmente em Engenharia Elétrica. Um segundo exemplo interessante é a transformada integral de Hartley [[HAR 1984](#)].

J.W. Cooley (IBM) em colaboração com J.W. Tukey (Bell Labs) conseguiram uma revolução maior no tratamento digital de sinais em 1965, com a publicação da transformada rápida de Fourier, a FFT [[CERV 1969](#), [BRIG 1974](#), [DELL 1994](#)]. Trata-se de um método engenhoso e altamente eficiente de reagrupar os cálculos dos coeficientes de uma DFT. Muitos *softwares* dispõem de rotinas para o cálculo da FFT, e.g., MATHEMATICA™, MATLAB™, MATHCAD™ etc.

Ao invés do cálculo da DFT diretamente pela definição, faz-se uso de um algoritmo conhecido como a FFT (*Transformada Rápida de Fourier*) que permite avaliar a DFT com menor esforço computacional. A FFT não é um tipo diferente de transformada e sim uma técnica que possibilita avaliar DFT de forma mais rápida e econômica. Um programa para o cálculo da transformada discreta utilizando a FFT encontra-se apresentado no apêndice, desenvolvido em linguagem PASCAL. Entre as aplicações da FFT, destacam-se: a determinação do espectro, realização de integrais de convolução, simulação de filtros e codificação de voz (Comandos do Matlab: *fft*, *ifft*, *Hilbert*, *fft2*).

A FFT pode ser usada no processamento digital de sinais e tem se mostrado muito atrativa. Como exemplo de aplicação, considere o caso de uma ampliação fotográfica onde há granulação. Para melhorar a qualidade, é possível sujeitá-la a uma filtragem passa-baixa bidimensional. Inicialmente a foto é digitalizada, sendo então calculada a DFT bidimensional [[GON&WOO 1993](#)]. As altas frequências são removidas usando a função de transferência de um LPF e a transformada discreta inversa é usada para obter a imagem processada. Maiores detalhes são encontrados em

referências especializadas [BRIG 1974]. Há atualmente um grande número de Transformadas Rápidas [OPPE&SCH 1975], [KOVA&VETT 2001]. Especificamente, a Transformada Aritmética de Fourier, AFT, vem surgindo como um método atrativo na avaliação do espectro [CIN&deO 2004].

A FT não basta? Por que a DFT?

As potencialidades da análise espectral com base na Transformada de Fourier contínua são bem estabelecidas. Ainda que teoricamente atrativo, o cálculo prático do espectro via transformada clássica (empregando propriedades ou soluções analíticas) não é comum. Vários sinais de interesse (como voz, vídeo etc.) não possuem expressões analíticas para descrevê-los. A maneira usual de lidar com sinais físicos é "calcular" a transformada através de um equipamento (*Hardware*): **O analisador de espectro**. Este instrumento realiza o cálculo da Transformada de Fourier e exibe o resultado em tela [SPEN&WORS 1993]. Esta pode ser a solução mais interessante para avaliar o espectro de sinais. Entretanto, com o desenvolvimento de técnicas de Processamento de Sinais DSP (e Processadores em *chip*), a DFT aparece como uma solução prática cada vez mais atrativa. A redução acentuada no custo dos DSPs e o aumento da capacidade de processamento (e.g. milhões de MIPS-Mega instruções por segundo), em conjunto com o aparecimento de novas técnicas eficientes para a avaliação de transformadas discretas (as ditas Transformadas Rápidas), vêm permitindo "operar" em tempo real com muitos sinais. Assim, as transformadas discretas vêm se firmando como ferramentas "por excelência" na análise espectral.

O tamanho dos analisadores de espectro não pode ser comparado ao tamanho reduzido dos DSPs, que adicionalmente permitem operação em grande velocidade, viabilizando numerosas aplicações. Muitas placas de aquisição de dados com conversores A/D já incorporam *chip* DSD para o cálculo da FFT, permitindo estudar o sinal adquirido no domínio freqüencial.

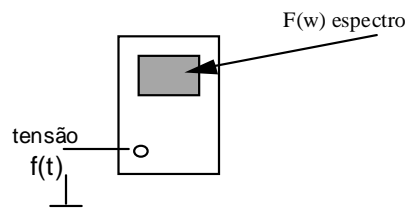


Figura 1.41 - O analisador de espectro. Ilustração.

Aplicação do algoritmo FFT é ilustrada estimando-se um espectro de um pulso retangular amostrado a uma taxa de $T_s^{-1} = 1$ amostra/seg a partir da origem e empregando $N=128$ amostras no cálculo da DFT.

Assim, as amostras são dadas por:

$$\begin{aligned} x(n) &= 1 + j0 \quad \text{para } n=1,2,\dots,29 \\ x(n) &= 0 + j0 \quad \text{para } n= 31,32,\dots,127 \\ x(0) &= x(30)=1/2 + j0. \end{aligned}$$

Naturalmente, as amplitudes teóricas do módulo da transformada valem:

$$|X(kf_s)| = 30 |Sa(k\pi 30/128)|, \quad k=0,1,\dots, 127.$$

Uma tabela (não incluída) exibe os valores do módulo da transformada, calculados segundo a expressão analítica e pela transformada discreta via FFT. Os resultados são esboçados, a título comparativo.

Devido à presença de descontinuidade o valor mostrado no instante t deve ser consistente com $f(t)=1/2 [f(t+) + f(t-)]$ de modo que a fórmula de inversão continue válida. No exemplo a seguir, assume-se $h(0) = 0,5$. Note-se que a DFT é simétrica em torno do ponto $k=N/2$.

Isto se segue do fato que a parte real (resposta imaginária) da transformada de um sinal real é par (respectivamente ímpar). Assim, o resultado obtido para $k > N/2$ corresponde simplesmente às frequências negativas. Claramente, as aproximações são mais pobres nas altas frequências.

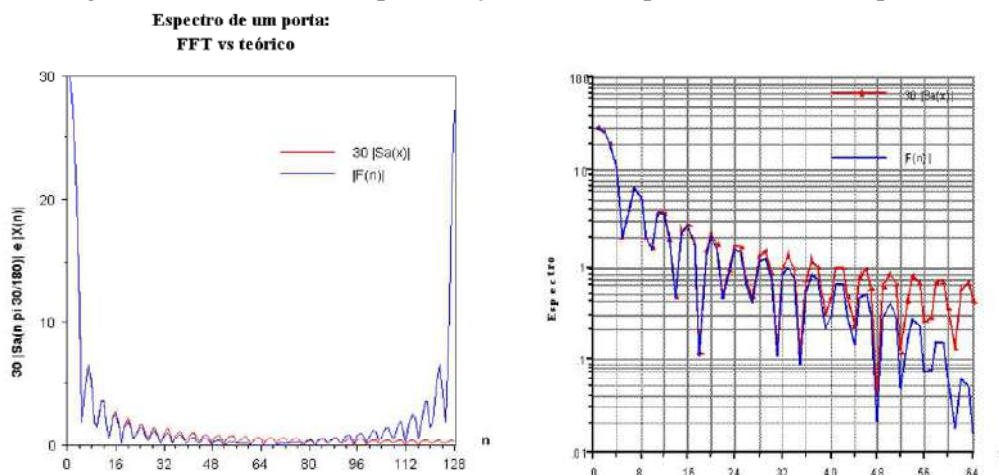


Figura 1.42 - Magnitude do espectro discreto da função porta (escala linear e log).

Exercício 7. Avaliar com auxílio de microcomputador (programa FFT) a DFT do sinal $h(t) := e^{-t}u(t)$, tomando $N=32$ amostras e considerando o intervalo entre as amostras $T_s = 0,25$ seg. (taxa de amostragem).

Solução:

As curvas resultantes (pontos obtidos pela FFT curva teórica) são esboçadas para comparação.

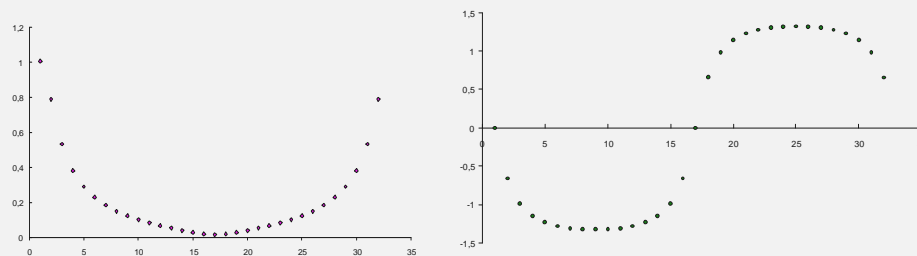


Figura 1.43 - DFT parte real e imaginária. Transformada de um pulso exponencial.

Na figura mostrada anteriormente são mostradas as partes real e imaginária da transformada. É fácil perceber novamente que as aproximações são bastante pobres nas altas frequências. Para reduzir o erro, torna-se necessário um aumento de N e/ou uma diminuição de T_s . Supondo que a transformada discreta de Fourier é empregada na avaliação do espectro de sinais reais contínuos, são requeridas operações de discretização (amostragem), truncamento e introdução de periodicidade sobre o sinal original.

O desenvolvimento gráfico da DFT é apresentado em exemplo simples no intuito de visualizar os efeitos desta operação no espectro estimado pela DFT.

Uma versão discreta para a Transformada de Hartley, a DHT de comprimento N (denotada $\mathbf{v} \leftrightarrow \mathbf{V}$) foi proposta em 1983 por **R. Bracewell**, de acordo com:

$$V_k := \sum_{i=0}^{N-1} v_i \operatorname{cas}\left(\frac{2\pi ki}{N}\right), k=0,1,2,\dots,N-1.$$

Esta transformada é similar a transformada de Fourier, diferenciando-se apenas pela ausência do j no termo $\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)$. Mostra-se que a transformada inversa de Hartley é dada por:

$$v_i = \sum_{k=0}^{N-1} V_k \text{cas}\left(\frac{2\pi ki}{N}\right), \quad i=0,1,2,\dots,N-1.$$

Deduzem-se facilmente as relações que conectam a transformada de Hartley com a transformada de Fourier:

$$V_k = \Re(F_k) - \Im(F_k),$$

$$\Re(F_k) = \frac{1}{2}(V_{N-k} + V_k) \quad \Im(F_k) = \frac{1}{2}(V_{N-k} - V_k)$$

Desse modo, calcular a Transformada de Hartley é praticamente idêntico a calcular a transformada de Fourier: ambas apresentam a mesma complexidade multiplicativa.

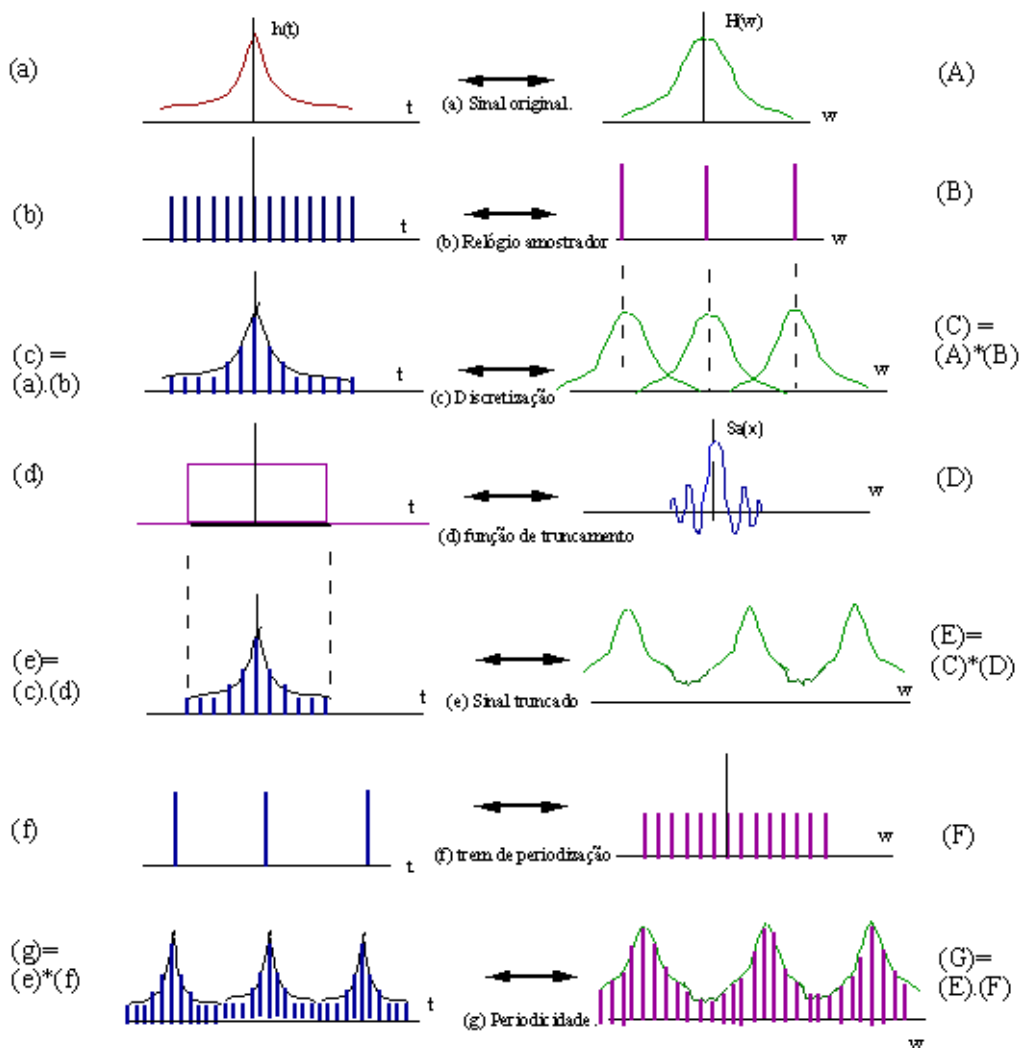


Figura 1.44 - Desenvolvimento da DFT: Discretização, truncamento e periodização.

O efeito do truncamento desaparece quando $N \rightarrow +\infty$ (janela infinita). As *funções amostrais* (no domínio f) tendem a um impulso e a convolução dos espectros (c) e (d) = (e) reproduz exatamente (c) !

Tabela I.13 - Representações de Fourier para sinais.

Tempo	Contínuo	Discreto
<i>Frequência</i>		
<i>Contínua</i>	$F(\omega) := \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$ $-\infty < \omega < +\infty$ transformada de Fourier	$F(e^{j\omega}) := \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f[k]e^{-j\omega k}$ $0 \leq \omega < 2\pi$ Fourier de tempo discreto
<i>Discreta</i>	$F_n := \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t)e^{-jn\omega_0 t} dt$ $n\omega_0, n \in \mathbb{Z}$ série de Fourier	$F[n] := \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}k.n}$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ (DFT)

Esta redução do número de operações representa uma economia significativa no esforço computacional, como mostra a tabela a seguir.

Tabela I.14 - Complexidades na avaliação da DFT de comprimento N .

N	N^2 (DFT)	$N*\text{Log}_2 N$ (FFT)	Vantagem
2	4	2	2
4	16	8	2
8	64	24	2,67
16	256	64	4
32	1024	160	6,4
64	4096	384	10,67
128	16384	896	18,29
256	65536	2048	32
512	262144	4068	56,89
1024	1048576	10240	102,4
2048	4194304	22528	186,18
4096	16777216	49512	341,33
8192	671088964	106496	630,15

- <http://www.dartmouth.edu/~chemlab/info/resources/spectrum/spectrum.html>
- <http://www.dsptutor.freeuk.com/analyser/SpectrumAnalyser.html>
- http://www.cs.rit.edu/~ncs/color/a_spectr.html

A propósito de algoritmos rápidos, menção especial aos artigos OLIVEIRA R.C. de, CAMPELLO DE SOUZA R.M., DE OLIVEIRA H.M., Matrix Expansions for Computing the Discrete Hartley Transform, *IEEE/SBrT International Telecommunication Symposium, ITS 2010*; DE OLIVEIRA H.M., CAMPELLO DE SOUZA R.M., OLIVEIRA, R.C. de, A Matrix Laurent Series-based Fast Fourier Transform for Blocklengths $N \equiv 4 \pmod{8}$. *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'09*, Blumenau, SC Outubro, 2009.

APPLETS SOBRE ANALISADOR E FFT

- <http://pirate.shu.edu/~wachsmut/Java/FFT/>
- <http://www.dsptutor.freeuk.com/analyser/SpectrumAnalyser.html>
- <http://www.umoncton.ca/genie/electrique/Cours/Hamam/SignalProc/Analyser/SignalAnalyser.htm>

1.11 Transformadas Baseadas em Sinais Constantes por Partes

Por simplicidade, considera-se um sinal constante por partes. Nestes casos, bases de sinais constantes por partes (Walsh, Haar, etc.) podem ser mais adequadas, conduzindo a outras transformadas. Um sinal de teste (constante por partes) é mostrado na figura que segue.

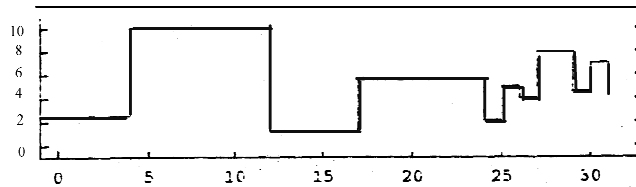


Figura 1.45 - Um sinal 1-D de teste, constante por partes.

Outro possível sinal de teste (contínuo) é mostrado a seguir.

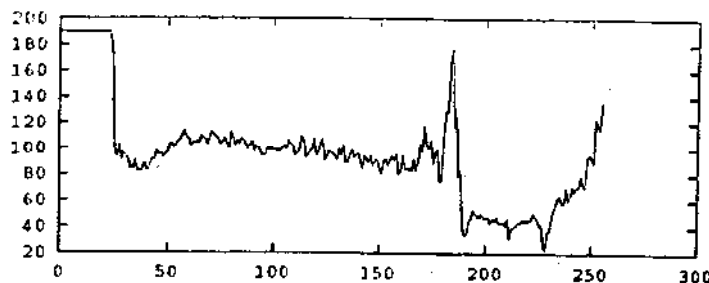


Figura 1.46 - Trecho de sinal de teste do tipo vídeo (sinal de uma linha horizontal).

A Transformada de Walsh.

Uma transformada com propriedades similares a transformada de Fourier, mas um pouco mais simples de implementar por considerar bases de "sinais constantes por partes", é a TRANSFORMADA DE WALSH.

Um conjunto de funções digitais ortogonais (as funções de Walsh) pode ser gerado com o auxílio das matrizes (ortogonais) de Hadamard, resultando em expansões em Série de Walsh-Hadamard.

Seja Δ a matriz de Hadamard de ordem 2, $\Delta = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ e considere a matriz de ordem 4

gerada por um produto de Kronecker, i.e., $\begin{bmatrix} \Delta & \Delta \\ \Delta & -\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$.

Os sinais usados numa Transformada de Walsh de comprimento 4 são mostrados em seguida.

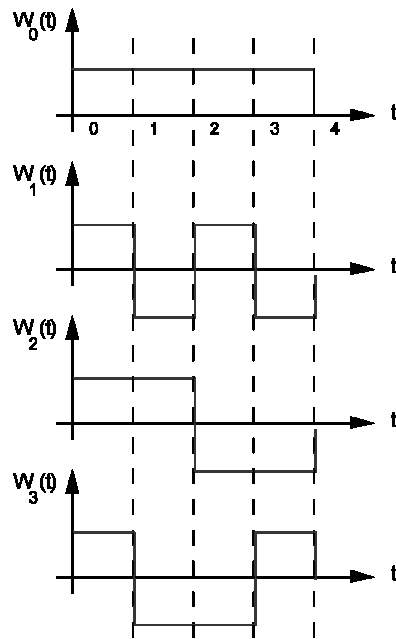


Figura 1.47 - Portadoras de Walsh.

Verifica-se que os sinais $W_i(t)$ (portadoras de Walsh) são ortogonais no intervalo de definição.

A função pode ser reconstruída via $f(t) \cong \sum_{i=0}^{N-1} \omega_i W_i(t)$. Considerando o exemplo do sinal de teste (1), o espectro de Walsh correspondente é mostrado:

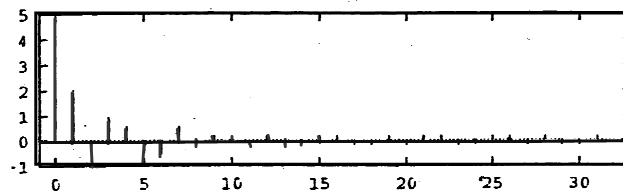


Figura 1.48 - Espectro de Walsh do sinal de teste 1.

A transformada também pode ser usada para analisar (decompôr) o sinal de teste (2), resultando em um erro na aproximação. A análise via decomposição de Walsh resulta no espectro de Walsh mostrado a seguir.

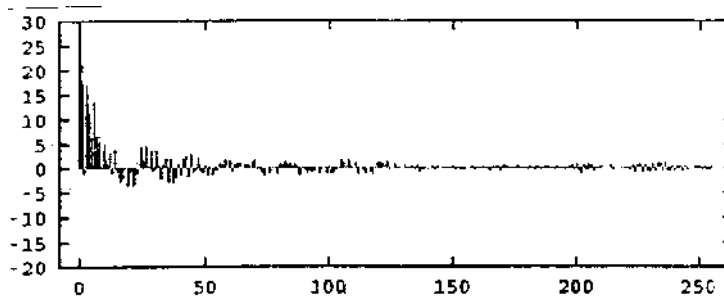


Figura 1.49 - Espectro de Walsh do sinal de teste 2.

A síntese baseada na decomposição de Walsh resulta numa boa aproximação, dependendo do número de funções usadas na "base" (i.e., o comprimento da transformada).

1.12 Transformadas Bidimensionais

A análise espectral envolvendo imagens lida frequentemente com transformadas de Fourier bidimensionais.

Para sinais $f(x,y)$, define-se a

$$F(w_x, w_y) := \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \exp(-jw_x x - jw_y y) dx dy$$

e denota-se o par-transformada por: $f(x,y) \leftrightarrow F(w_x, w_y)$. ■

A análise de alguns sistemas bidimensionais com simetria circular (e.g. alguns sistemas ópticos) pode ser simplificada através de uma única variável radial, ao invés de duas variáveis x e y independentes.

$$F(u, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) e^{-j2\pi(ux+vy)} dx dy$$

A transformada unidimensional com um núcleo de Bessel é encontrada através das seguintes relações:

$$f(x,y) = \mathbf{f}(r) \quad \text{em que } r^2 = x^2 + y^2,$$

$$F(u,v) = \mathbf{F}(q) \quad \text{em que } q^2 = u^2 + v^2.$$

As transformações de coordenadas correspondem a:

$$\begin{aligned} x + jy &= r \cdot e^{j\theta} \\ u + jv &= q \cdot e^{j\phi} \end{aligned}$$

$$\text{em que: } x = r \cdot \cos \theta \quad y = r \cdot \sin \theta \quad u = q \cdot \cos \phi \quad v = q \cdot \sin \phi.$$

O Jacobiano da transformação (x,y) em (r,θ) é $r \cdot dr \cdot d\theta$. Note que $x \cdot u + y \cdot v = r \cdot \cos \theta \cdot q \cdot \cos \phi + r \cdot \sin \theta \cdot q \cdot \sin \phi = r q \cdot (\cos \theta \cdot \cos \phi + \sin \theta \cdot \sin \phi) = r q \cdot \cos(\theta - \phi)$.

$$\begin{aligned} F(u, v) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \exp(-j2\pi(ux + vy)) dx dy = \\ &= \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \mathbf{f}(r) \exp(-j2\pi q r \cos(\theta - \phi)) r dr d\theta \end{aligned}$$

Assim,
$$F(u, v) = \int_0^{\infty} \mathbf{f}(r) \left[\int_0^{2\pi} \exp(-j2\pi q r \cos \theta d\theta) \right] r dr$$

Mas
$$J_0(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\beta \cos \zeta} d\zeta$$
 de modo que

$$F(u, v) = 2\pi \int_0^{\infty} \mathbf{f}(r) r J_0(2\pi q r) dr := \mathbf{F}(q)$$

A Transformada de Hankel-Bessel (ordem zero): $\mathbf{f}(r) \leftrightarrow \mathbf{F}(q)$

$$\mathbf{F}(q) := 2\pi \int_0^{\infty} \mathbf{f}(r) r J_0(2\pi q r) dr$$

$$\mathbf{f}(r) = 2\pi \int_0^{\infty} \mathbf{F}(q) q J_0(2\pi q r) dq \quad \blacksquare$$

PROBLEMAS PROPOSTOS I.

1.1 Revise as definições de espaço vetorial, produto escalar, produto Hermitiano e norma.

1.2 Verificar que $\langle f(t), g(t) \rangle := \int_a^b p(t)f(t)g(t) dt$, com $p(t) > 0$ em $a \leq t \leq b$, constitui um produto interno de funções reais. Admitir apenas a classe de funções para as quais o produto existe. Mostre como consequência

que $\|f(t)\| = \left[\int_a^b p(t) f^2(t) dt \right]^{1/2}$ define uma norma.

- Resp. i) $\|f\| \geq 0$ e $\|f\| = 0 \Leftrightarrow f =_{p.p.} 0$;
 ii) $\|\alpha f\| = |\alpha| \|f\|, \forall \alpha \in \mathfrak{R}$;
 iii) $\|f+g\| \leq \|f\| + \|g\|$.

1.3 Que condições devem ser impostas sobre a função de ponderação $p(t)$ de modo que $\langle f(t), g(t) \rangle := \int_a^b p(t)f(t)g(t) dt$ defina um produto Hermitiano?

Resp. $p(t) \geq 0$

1.4 Os polinômios de Tchebyshev de primeira espécie são definidos pelas relações:

$T_n(t) = \cos(n \arccos t)$ em $|t| \leq 1$. Assim, $T_0(t) = 1, T_1(t) = t, T_2(t) = 2t^2 - 1, T_3(t) = 4t^3 - 3t$ etc. Mostrar que $\{T_n(t)\}$ são ortogonais no intervalo $[0, 1]$ com relação à função de peso $p(t)$ dada por $p(t) = \frac{1}{\sqrt{1-t^2}}$. Sugestão: Calcular

a integral fazendo a mudança de variável $\arccos t = \theta$.

1.5 Utilizando os resultados da questão anterior, demonstre que um sinal $f(t)$ definido em $|t| < 1$, pode ser desenvolvido em série ortogonal:

$$f(t) \cong \frac{c_0}{2} T_0(t) + c_1 T_1(t) + c_2 T_2(t) + \dots$$

Qual deve ser a escolha dos coeficientes c_n ? Justifique. Assuma $\{T_n(t)\}$ completo.

Resp. $c_n = 2 \langle f(t), T_n(t) \rangle / \pi$ para $n = 1, 2, 3, \dots$

1.6 Os polinômios de Hermite, Laguerre e Legendre são encontrados pela fórmula de Rodrigues, respectivamente

$$H_0(t) = 1 \quad H_n(t) = (-1)^n e^{t^2/2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-t^2/2}$$

$$L_0(t) = 1 \quad L_n(t) = \frac{e^t}{n!} \frac{d^n}{dt^n} t^n e^{-t}$$

$$P_0(t) = 1 \quad P_n(t) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dt^n} (t^2 - 1)^n$$

Encontre os três primeiros polinômios de cada família de polinômios.

Resp. $H_0(t) = 1, H_1(t) = 2t, H_2(t) = 4t^2 - 2, H_3(t) = 8t^3 - 12t$;
 $L_0(t) = 1, L_1(t) = -t + 1, L_2(t) = t^2 - 4t + 2, L_3(t) = -t^3 + 9t^2 - 18t + 6$;
 $P_0(t) = 1, P_1(t) = t, P_2(t) = (3t^2 - 1)/2, P_3(t) = (5t^3 - 3t)/2$ etc.

1.7 As propriedades de ortogonalidade são expressas pelas relações seguintes:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-t^2/2} H_n(t) H_m(t) dt = 2^n n! \sqrt{\pi} \delta_{n,m}$$

$$\int_0^{+\infty} e^{-t} L_n(t) L_m(t) dt = (n!)^2 \delta_{n,m}$$

$$\int_{-1}^{+1} P_n(t) P_m(t) dt = \frac{2}{2n+1} \delta_{n,m}$$

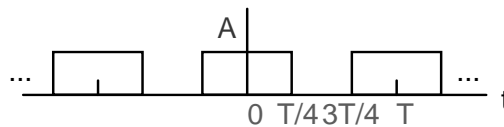
a) Encontre a expansão em série de polinômios de Hermite para uma função genérica $f(t)$. Quais os coeficientes do desenvolvimento?

b) Repita o item anterior para polinômios de Laguerre e de Legendre, especificando os intervalos de validade.

Resp. a) $f(t) \cong \sum_{n=0}^{+\infty} E_n H e_n(t)$, em que $E_n = \frac{1}{2^n n! \sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-t^2} f(t) H e_n(t) dt$. b) $0 < t < +\infty, |t| \leq 1$.

1.8 Explique porque a série de Fourier é mais importante que os outros desenvolvimentos em séries de funções ortogonais.

1.9 a) Avalie o erro médio quadrático resultante da aproximação da onda quadrada $f(t)$, por $a_0 + a_1 \cos w_0 t + a_3 \cos 3w_0 t$, ou seja, até o 3º harmônico. Desenhe a aproximação.



b) É possível, alterando o diagrama do item anterior, obter harmônicos pares e ímpares no desenvolvimento em série de Fourier de $f(t)$? Justifique.

Resp. a) $\epsilon \approx A^2/36$, b) sim.

1.10 Seja $f(t)$ um sinal periódico, $t_0 \leq t < t_0 + T$, derivável e com derivada absolutamente integrável. Demonstrar que $\exists M \mid (\forall n \in \mathbb{N}) \mid a_n \mid \leq M/n \quad e \quad \mid b_n \mid \leq M/n$.

Qual o significado deste resultado? Sugestão: Aplique integração por partes.

Resp. $M = \frac{1}{\pi} \int_{-T/2}^{T/2} \mid f'(t) \mid dt$. Os coeficientes de Fourier tendem a zero, à medida que a ordem do harmônico

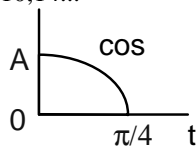
cresce. Além disso, $\sum_{n=1}^{+\infty} a_n^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n^2 < +\infty$.

1.11 A obtenção dos coeficientes de Fourier na série pode ser simplificada se a função periódica satisfaz certas condições de simetria. Demonstre a validade das proposições:

- a) Se $f(t)$ é par, então todos os termos em seno da série são nulos,
- b) Se $f(t)$ é ímpar, então todos os termos em cosseno da série são nulos,
- c) Se $f(t) = -f(t \pm T/2)$, chamada simetria de meia onda, então todos os harmônicos pares anulam-se.
- d) Qual a condição para a existência de apenas harmônicos pares? O que se conclui desta condição?

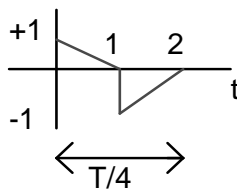
1.12 Obtenha uma série trigonométrica que represente $f(t)$ em $[0, \pi/4]$, de modo a conter:

- a) Termos em seno e cosseno com frequências $w=4, 8, 12, 16, \dots$
- b) Somente termos em seno $w=2, 6, 10, 14, \dots$

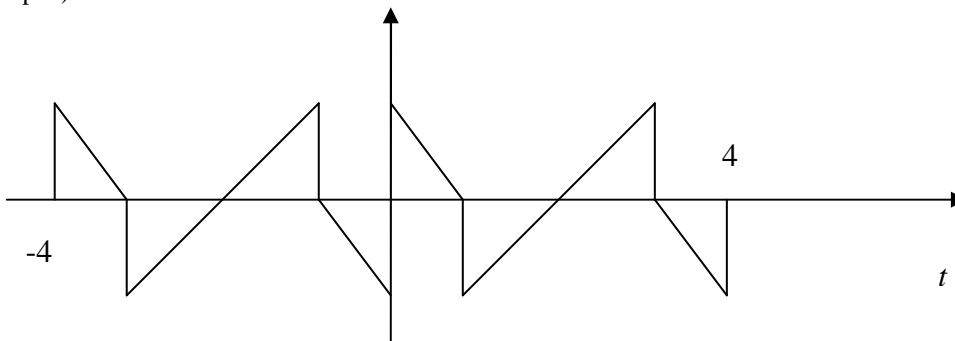


1.13 Uma forma de onda periódica é exibida apenas em um quarto do período, e deve ser completada de modo que:

- a) A função seja ímpar, contendo apenas harmônicos pares,
- b) A função seja par, contendo harmônicos pares e ímpares.



Resp. a)



1.14 Desenvolver em série de Fourier a função $f(t)=t$, definida em $0 < t < 1$, contendo apenas:

- a) Harmônicos ímpares b) Harmônicos pares
 c) Mostre que a série converge em $t=1$ tanto no item a como no b.

Resp. a) $f(t) = \begin{cases} -t & -1 < t < 0 \\ t & 0 < t < 1 \end{cases}$, período $T=2$.

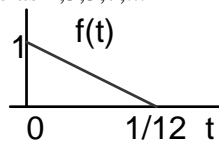
b) $f(t) = \begin{cases} t+1 & -1 < t < 0 \\ t & 0 < t < 1 \end{cases}$, período $T=2$.

c) Use critério de Dirichlet.

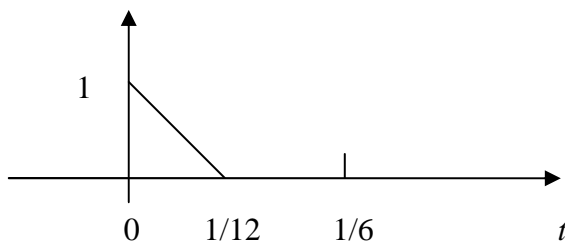
1.15 Desenvolver $f(t)=t$ em $0 < t < 1$ msec em série de cossenos contendo apenas harmônicos ímpares com fundamental 500 Hz. (Não é necessário obter a série, apenas exibir a forma de onda periódica completa).
 Sugestão: Observar que o nível dc não influi no conteúdo harmônico.

1.16 Para o sinal $f(t)$ mostrado a seguir, encontre uma série de Fourier que o represente no intervalo $(0, 1/12)$, contendo:

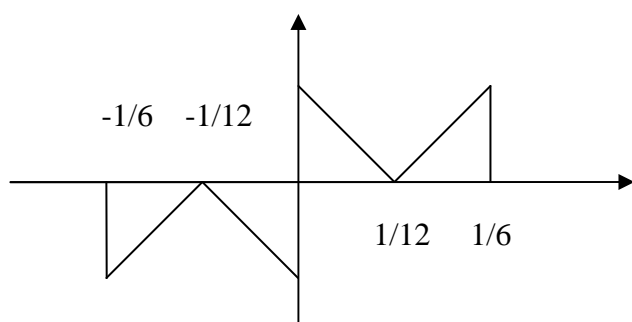
- a) Termos em seno e cosseno, com frequências 6,12,18,24,...
 b) Apenas termos em seno, com frequências 3,9,15,21,...
 c) idem, com frequências 3,6,9,12,...
 d) Apenas termos em cosseno, com frequências 1,3,5,7,...



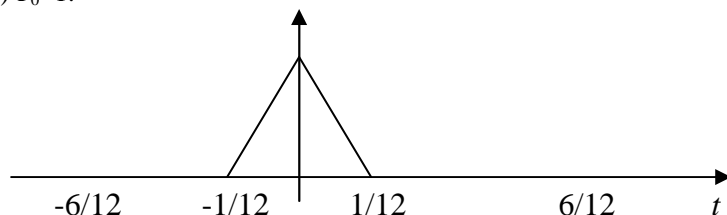
a) $T_0=1/6$.



b) $T_0=1/3$.

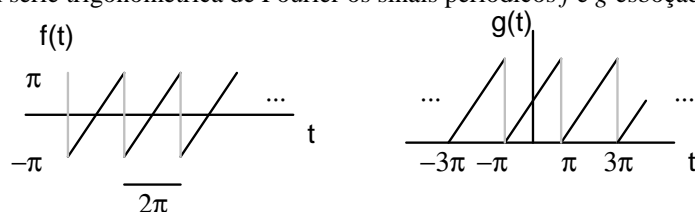


d) $T_0=1$.



1.17 Desenvolver em série trigonométrica de Fourier $f(t)=A \operatorname{sgn}(\operatorname{sen} \omega_0 t)$.

1.18 Desenvolver em série trigonométrica de Fourier os sinais periódicos f e g esboçados:



Sugestão: retire o nível dc.

Resp. $\pi + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n} \operatorname{sen}(nt)$.

1.19 Esboce o gráfico da senoide retificada onda completa $f(t)=\frac{\pi}{2} |\operatorname{sen} 2\pi t|$, e encontre a respectiva representação em série trigonométrica de Fourier.

Resp. $1 - 2 \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(4n\pi t)$.

1.20 Desenvolva em série trigonométrica uma senoide retificada em meia onda. Compare com o resultado da questão anterior.

Resp. F_n é o dobro d'aquela da onda retificada meia-onda, exceto por $F_{\pm 1}$ que passa a ser nulo. Interprete.

$\frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(4n\pi t) + \frac{\pi}{4} \operatorname{sen}(2\pi t)$.

1.21 Determine a expansão em série trigonométrica associada às funções "trens":

a) Um trem de impulsos (pente de Dirac)

$\delta_T(t) := \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t-nT)$

b) Um trem de pulsos (pente)

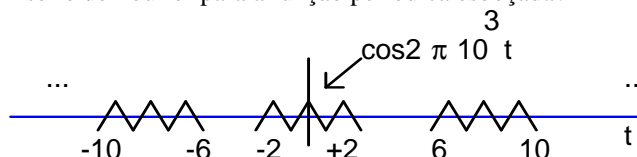
$$\Pi_T(t) := \sum_{-\infty}^{+\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{T/m}\right)$$

Resp. a) $\frac{1}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{+\infty} \text{cas}(nw_0t)$, $\text{cas}(x) := \cos(x) + \text{sen}(x)$.

1.22 Desenvolva na representação trigonométrica da série de Fourier, a função periódica $f(t) = \cosh \mu t \quad |t| \leq \pi$, com μ fracionário. Sugestão: Obtenha inicialmente a série na representação exponencial e use a relação entre os coeficientes F_n , a_n e b_n .

Resp. $\frac{2\mu \sinh \mu\pi}{\pi} \left(\frac{1}{2\mu^2} - \frac{\cos t}{1^2 + \mu^2} + \frac{\cos 2t}{2^2 + \mu^2} - \frac{\cos 3t}{3^2 + \mu^2} + \dots \right)$.

1.23 Qual a expansão em série de Fourier para a função periódica esboçada?



Resp. $a_0 = 0$; $a_n = \frac{1}{8} \left\{ \text{Sa} \left(2\pi \left(10^3 + \frac{n\pi}{8} \right) \right) + \text{Sa} \left(2\pi \left(10^3 - \frac{n\pi}{8} \right) \right) \right\}$, $n \geq 1$.

1.24 Mostre que a função periódica $f(t) = \exp(x \cos w_c t)$ pode ser desenvolvida em série trigonométrica de Fourier. Sugestão: Refira-se às funções de Bessel modificadas de primeira espécie.

1.25 Desenvolva em série trigonométrica a função $g(t)$ cuja definição em um período é $g(t) = t^2$, $0 < t < 2\pi$. Aplicando este resultado, mostre que

a) $\frac{\pi^2}{12} = 1 - \frac{1}{2^2} + \frac{1}{3^2} - \frac{1}{4^2} + \frac{1}{5^2} - \dots$

b) $\frac{\pi^2}{6} = 1 + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{4^2} + \frac{1}{5^2} + \dots$

Resp. $t^2 \equiv \frac{1}{3} + \frac{1}{\pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \cos(2\pi n t) - \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n} \text{sen}(2\pi n t)$ $0 < t < 1$. Avalie então a série para $t=1$ e $t=1/2$.

1.26 A função $p(t) = \begin{cases} e^{-t} & 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$ é utilizada para gerar um sinal periódico expresso por $v(t) =$

$\sum_{-\infty}^{+\infty} p(t-n)u(t-n)$, em que $u(t)$ é o degrau unitário (Heaviside). Qual a expansão de $v(t)$ em série trigonométrica?

Sugestões:

$$\int e^{at} \text{sen} bt \, dt = \frac{e^{at} (a \text{sen} bt - b \text{cos} bt)}{a^2 + b^2} \quad \int e^{at} \text{cos} bt \, dt = \frac{e^{at} (a \text{cos} bt + b \text{sen} bt)}{a^2 + b^2}$$

Resp. $f(t) \equiv (1 - e^{-1}) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{(1 - e^{-1})}{1 + (2\pi n)^2} [\cos(2\pi n t) + 2\pi n \cdot \text{sen}(2\pi n t)]$,

$$a_0 = (1 - e^{-1}); \quad f(0) = f(1) = (1 + e^{-1}) / 2; \quad \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{1 + (2\pi n)^2} = \frac{(3 - e)}{2(e - 1)}$$

1.27 A função periódica $f(t) = -\ln\left|\sin\frac{\pi}{2T}t\right|$, $0 < t < T$ é desenvolvida em série trigonométrica. Esboce o espectro discreto associado a esta forma de onda.

Resp. $f(t) \cong \ln 2 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{T}t\right)$, $0 < t < T$.

1.28 (Outras formas para expandir em séries de Fourier) Encontre o desenvolvimento em série trigonométrica para os seguintes sinais: $\cos(\text{sen}t)e^{\cos t}$ e $j\text{sen}(\text{sen}t)e^{\cos t}$.

Sugestão: Considere o desenvolvimento em série de MacLaurin (!) para a função complexa e^z , com $z = e^{jt}$. Obtenha as partes real e imaginária do sinal $\exp(e^{jt})$.

Resp.

$$1 + \cos t + \frac{\cos 2t}{2!} + \frac{\cos 3t}{3!} + \frac{\cos 4t}{4!} + \dots \text{ e } \text{sen } t + \frac{\text{sen } 2t}{2!} + \frac{\text{sen } 3t}{3!} + \frac{\text{sen } 4t}{4!} + \dots$$

1.29 Determine o conteúdo harmônico da extensão periódica do sinal $h(t) = \text{sgn}(t)e^{-|t|}$ em $t < 1$, i.e.,

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t} & 0 < t < 1 \\ -e^t & -1 < t < 0 \end{cases}$$

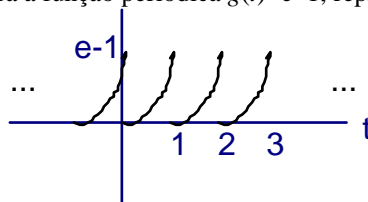
1.30 Desenvolver em série de Fourier a seguinte função: $f(t) = A \text{sen } \alpha|t|$.

1.31 Demonstrar que sempre se pode expressar uma função $f(t)$ qualquer como a soma de duas funções componentes, sendo a primeira par e a segunda ímpar, i.e., $f(t) = f_e(t) + f_o(t)$. Encontre as componentes par e ímpar para $u(t)$ e $e^{-at}u(t)$.

1.32 Representar o sinal $A \text{sgn}(\pi\sqrt{3} \text{sen}(2\pi t/T_0))$ mediante uma série de Fourier.

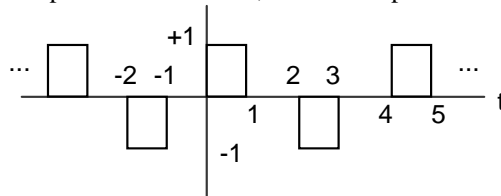
Resp. $f(t) \cong \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n\pi} [1 - \cos(n\pi)] \text{sen}\left(\frac{n2\pi}{T}t\right)$.

1.33 Obtenha a série exponencial para a função periódica $g(t) = e^{-|t|} - 1$, representada graficamente como:



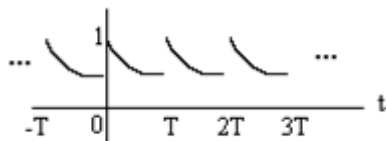
Resp. $f(t) \cong (e - 2) + \sum_{n \neq 0} \frac{(e - 1)}{1 + 2\pi n} e^{j2\pi n t}$.

1.34 Qual a representação do sinal periódico mostrado, em série exponencial?



Resp. $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{[1 - e^{-jn\pi/2}][1 - e^{-jn\pi}]}{jn2\pi} e^{jn\pi/2}$, $-\infty < t < +\infty$.

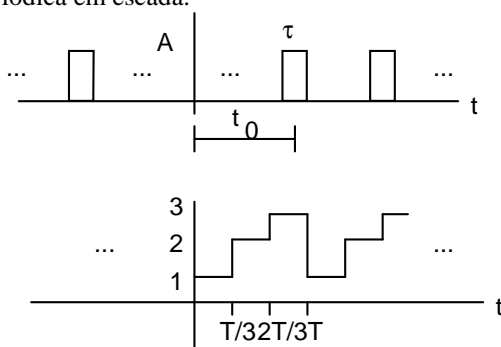
1.35 O sinal $f(t)=e^{-at}$ $0 \leq t < T$, com $a > 0$, encontra-se esboçado a seguir, considerando-o periódico. Determine a série de Fourier associada a tal sinal.



Resp. $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1-e^{-aT}}{aT+jn2\pi} \right] e^{jnw_0t}$, $-\infty < t < +\infty$, $w_0 = 2\pi/T$.

1.36 Considere a função real do tempo, definida por $f(t)=\text{sgn}(t) \cdot e^{-t}$, $-1 < t < 1$, periódica com período $T=2$. Esboce $f(t)$ e determine o respectivo desenvolvimento em série exponencial de Fourier.

1.37 Desenvolva em série complexa de Fourier o trem de pulsos a seguir, e empregue o resultado para expandir em série a função periódica em escada.



Resp. Para $t_0=0$, $A=1$ e $\tau=T/3$, $f(t) \cong \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \sum_{n=1}^{+\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right)$ $-\infty < t < \infty$.

A escada corresponde, portanto, a $f_{escada}(t) = f\left(t - \frac{T}{6}\right) + 2f\left(t - \frac{T}{2}\right) + 3f\left(t - \frac{5T}{6}\right)$.

1.38 Calcular as seguintes convoluções:

a) $e^{-a(t-t_0)} u(t) * [\delta(t) - \delta(t-t_0)]$ b) $t^2 [u(t+1) - u(t-1)] * \Pi(t/2)$

Resp. a) $e^{-a(t-t_0)} [u(t) - e^{at_0} u(t-t_0)]$; b) $\begin{cases} 0 & t \leq -2 \\ \frac{1}{3} + \frac{(t+1)^3}{3} & -2 \leq t \leq 0 \\ \frac{1}{3} - \frac{(t-1)^3}{3} & 0 \leq t \leq 2 \\ 0 & t \geq 2 \end{cases}$

1.39 Mostre que $\Lambda(t/2) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(t-nT)$, $T \geq 2$, constitui um polígono que passa através dos pontos (nT, a_n) . Esboce o resultado para $T=2$.

1.40 Avaliar as expressões que seguem, envolvendo o delta de Dirac:

a) $\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \delta(t-3) dt$ b) $t^2 * \delta(t-2)$ c) $\sqrt{t} \delta(t-7)$ d) $\ln|t| * \delta(t)$

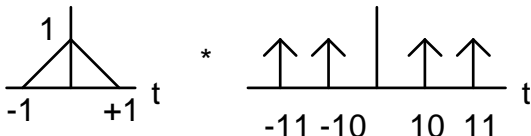
e) $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(3t) \sin t dt$ f) $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(2t-1) e^t dt$ g) $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \delta(t-2) dt$

Resp. 9, $(t-2)^2$, $\sqrt{7} \cdot \delta(t-7)$, $\ln|t|$, 0, $e^{1/2}/2$, 0.

1.41 Efetuar as convoluções relacionadas, utilizando o método gráfico.

- a) $u(t)*e^{-t} u(t)$ b) $e^{-t} u(t)*e^{-3t} u(t)$ c) $u(t)*t.u(t)*u(t)$
 d) $e^{-at} u(t)*e^{-bt}$ $a, b > 0$.
 Resp. a) $(1-e^{-t}).u(t)$; b) $(1-e^{-2t}).u(t)/2$; c) $t^3/3 ! u(t)$; d) $e^{-bt}/(a-b)$, $a > b$.

1.42 Calcule e esboce o resultado dos produtos de convolução envolvendo impulsos:

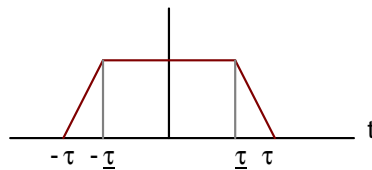
- a) $(t-3)\Pi\left(\frac{t-4}{2}\right)*[\delta(t+5)+\delta(t-5)]$
 b) $\delta(w-w_0)*\delta(w-w_1)$
 c) 

1.43 Avaliar graficamente os seguintes produtos de convolução, esboçando as respectivas soluções:

- a) $\tau \Lambda(t/2\tau)*\Pi(t/\tau)$ b) $\Pi\left(\frac{t-\tau/2}{\tau}\right)*e^{-t}$ c) $e^{-2t} u(t)*\Pi(t-2)$
 d) $\Pi(t/\tau)*\Pi(t/\tau)*\Pi(t/\tau)$

1.44 Mostre que a convolução de duas "portas" de larguras diferentes, $\Pi(t/\tau_1)*\Pi(t/\tau_2)$, para $\tau_1 \geq \tau_2$, resulta num trapézio com base maior $\tau_1+\tau_2$ e base menor $\tau_1-\tau_2$.

Resp. $\tau = (\tau_1+\tau_2)/2$ e $\underline{\tau} = (\tau_1-\tau_2)/2$.



1.45 Avalie a convolução $\frac{1}{\pi} * \frac{-1}{\pi}$. Sugestão: Use o domínio da frequência.

1.46 Calcular o produto convolucional $f(t)*g(t)$ quando f e g são periódicas definidas em um período pelas relações:

$$f(t) = \begin{cases} A & |t| < 1 \\ 0 & 1 < |t| < 2 \end{cases} \quad \text{e} \quad g(t) = 1-|t|, \quad |t| \leq 1.$$

1.47 a) Avalie a integral $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(g(t))f(t) dt$, sabendo que os zeros de $g(t)$ são $t_1, t_2, t_3 \dots t_n$ e que $g^{(n)}(t)$ existe para cada n . Admita ainda $g'(t_i) \neq 0, i=1,2,3,\dots,n$.

b) Demonstre que se f tem descontinuidade de primeira ordem na origem, então vale o seguinte resultado:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot \delta(t-\tau) d\tau = \frac{f(t+0)+f(t-0)}{2}.$$

Resp. a) $\sum_{i=1}^n \frac{f(t_i)}{|g'(t_i)|}$.

1.48 Um sinal real $f(t)$ de período T , tem frequência máxima $f_{max} = N/T$. A energia média de um sinal periódico é dada por $E_{av} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt$. Mostre que $E_{av} = \sum_{n=-N}^N |F_n|^2$, em que F_n é o n ésimo coeficiente de

Fourier da expansão.

1.49 O que é possível concluir com relação a um sinal f cujo espectro de frequências é:

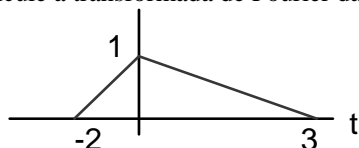
- a) Discreto b) Contínuo c) Contém uma parte discreta e outra contínua.

Resp. a) periódico; b) aperiódico; c) superposição de componente de a e b.

1.50 Aplique a propriedade da transformada da derivada para encontrar a transformada de Fourier do degrau unitário. A resposta obtida é correta? Por que?

1.51 Calcular, empregando dois métodos diferentes em cada item, a transformada dos sinais porta e triângulo. Resp. Porta: definição, derivação; triângulo: derivação, convolução.

1.52 Calcule a transformada de Fourier das seguintes funções:

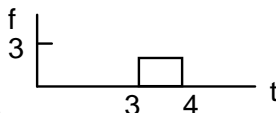


a)

b) $f(t) = A \Pi(t/\tau) \cos w_0 t$

Resp. a) $F(w) = \frac{Sa(w)e^{jw} - Sa\left(\frac{3w}{2}\right)e^{-j3w/2}}{jw}$; b) $\frac{A\tau}{2} \left\{ Sa\left(\frac{(w-w_c)\tau}{2}\right) + Sa\left(\frac{(w+w_c)\tau}{2}\right) \right\}$.

1.53 Determine o espectro dos seguintes sinais:



a) $1/t, t \neq 0$.

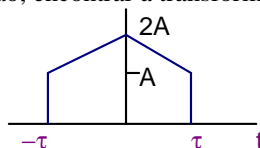
b) $Sa(w_0(t-t_0))$.

c)

d) $t^2 f(at) u(t-2)$, se $f(t) \leftrightarrow F(w)$.

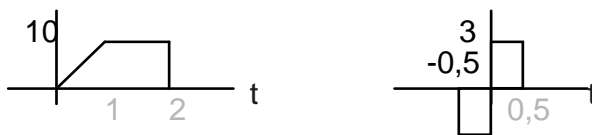
e) $\Pi(t/\tau) \cos w_0 t$.

1.54 Aplicando o princípio da superposição, encontrar a transformada do pulso:



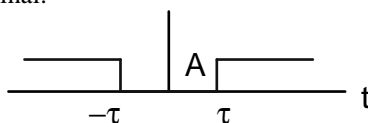
Resp. Use $\Lambda + \Pi$. $A \mathcal{F}Sa^2(w\tau/2) + 2A \mathcal{F}Sa(w\tau)$.

1.55 Dois sinais $f_i(t), i=1,2$ estão esboçados. Encontre o espectro de ambos.



Resp. $F_2(w) = -3jSa\left(\frac{w}{4}\right)sen\left(\frac{w}{4}\right)$.

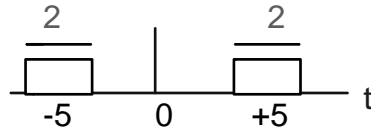
1.56 Esboce o espectro do seguinte sinal:



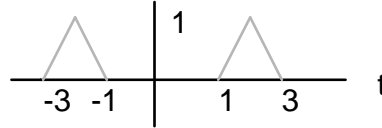
Sugestão: Escreva-o em termos de uma função porta.

Resp. $2\pi A \delta(w) - 2\tau A Sa(w\tau)$.

1.57 Empregando pelo menos dois processos diferentes, determinar a transformada de Fourier do sinal:



1.58 Calcule o espectro do sinal triangular apresentado a seguir.



Resp. $2 \text{Sa}^2(w/2) \cos 2w$.

1.59 Dado que $f(t) \leftrightarrow F(w)$, avaliar o espectro das seguintes combinações de sinais:

- a) $t^2 f(at)$ b) $f(a-bt)$ c) $f(t) * \delta(t-4)$ d) $f(t) e^{jw_0 t}$.

Resp. $-\frac{1}{|a^3|} F^{(2)}\left(\frac{w}{a}\right)$, $\frac{1}{|b|} e^{-jw\frac{a}{b}} F\left(-\frac{w}{b}\right)$, $F(w) e^{-j4w}$, $F(w-w_0)$.

1.60 Repita a questão anterior para as seguintes composições:

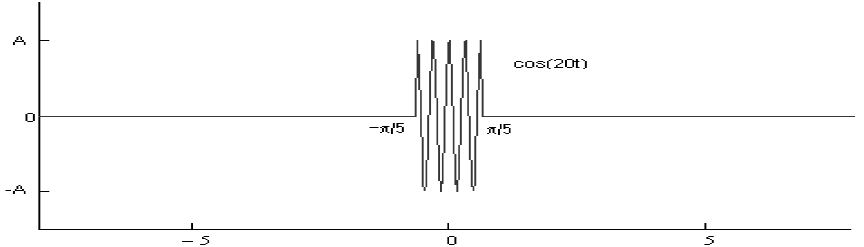
- a) $t df/dt$ b) $t f(-2t)$ c) $(t-k) f(t-k)$ d) $f(t) u(t-1)$.

Resp. $jF'(w)$, $F(w) + wF'(w)$, $-\frac{j}{4} F'\left(-\frac{w}{2}\right)$, $-jF'(w) e^{-jwk}$.

1.61 Calcule e desenhe o espectro de um tom defasado $\cos(at-\theta_0)$.

Resp.

1.62 Avaliar o espectro de frequências de um pulso senoidal com duração $2\pi/5$:



Resp. — — — — —

1.63 Esboce o sinal e mostre o espectro correspondente, nos casos $t_0 \gg 0$:

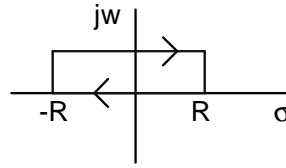
$$\{\text{Sa}(t-t_0) + \text{Sa}(t+t_0)\} \cos w_0 t. \quad \text{Sa}^2(2t).$$

Resp. $\pi \left\{ \Pi\left(\frac{w-w_0}{2}\right) + \Pi\left(\frac{w+w_0}{2}\right) \right\} \cos(w+w_0)t_0; \quad \frac{1}{4} \Lambda\left(\frac{w}{4}\right)$.

1.64 Avalie e esboce o espectro de uma senoide iniciando na origem (nula para valores negativos), i.e., $\sin w_c t \cdot u(t)$. Repita para um tom $\cos w_c t \cdot u(t)$.

Resp. $\frac{w_c}{w_c^2 - w^2} + \frac{\pi}{2j} [\delta(w-w_c) - \delta(w+w_c)]; \quad \frac{jw}{w_c^2 - w^2} + \frac{\pi}{2} [\delta(w-w_c) + \delta(w+w_c)]$.

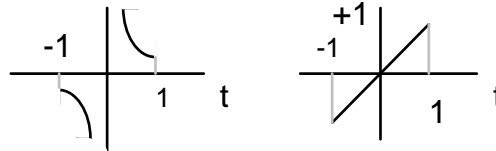
1.65 Aplicando a definição, calcule a transformada de Fourier de um pulso Gaussiano. Sugestão: Uma integral de contorno é requerida. $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$.



Resp. $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \leftrightarrow e^{-w^2/2}$.

1.66 Determine a transformada de Fourier dos sinais f e g dados por

$$f(t) = \frac{1}{t} \Pi(t/2) \text{ e } g(t) = t \Pi(t/2).$$



Resp. a) $2 \cdot \text{Si}(|w|)$; b) $j \frac{d\text{Sa}(w)}{dw}$.

1.67 Calcular a transformada da função $f(t) = \ln |t|$.

Sugestão: Use o teorema da derivação. $\ln(t) \cdot u(t) + \ln(-t) \cdot u(-t)$.

Resp. $-\pi/w$.

1.68 Calcule o espectro de um pulso cossenoidal deslocado:

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} (1 + \cos \frac{\pi t}{\tau}) & |t| \leq \tau \\ 0 & |t| \geq \tau \end{cases}$$

Sugestão: Um meio é determinar $\mathfrak{F}'(t)$.

1.69 Determine o espectro dos dois sinais descritos pelas expressões analíticas:

$$f(t) = \frac{1}{a+b(t-t_0)^2} \quad a, b > 0 \text{ e } g(t) = A \text{Sa}^2(w_0(t-\tau)).$$

Resp. a) $\frac{\pi}{\sqrt{ab}} e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}/|w|} \cdot e^{-jw t_0}$; b) $A \mathcal{A}\left(\frac{w}{2w_0}\right) \cdot e^{-jw \tau}$.

1.70 Calcular a anti-transformada de Fourier do sinal $\frac{2\tau^2}{\tau^2 + w^2} \text{Sa}\left(\frac{w\tau}{2}\right)$.

Sugestão: $\exp(-a|t|) \leftrightarrow \frac{2a}{a^2 + w^2}$.

Resp. $\begin{cases} 2j\tau \left[e^{-t\tau} \left(\frac{e^{t\tau} - e^{-\tau^2}}{2j\tau^2} \right) + e^{t\tau} \left(\frac{e^{-t\tau} - e^{-\tau^2}}{2j\tau^2} \right) \right] & |t| \leq \tau \\ 2j\tau \cdot e^{-\tau|t|} \cdot \text{Sa}(\tau^2) & |t| \geq \tau \end{cases}$

1.71 Empregando a análise de Fourier, avaliar o espectro dos seguintes sinais:

a) $f(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} A \cos(w_0 x + \theta) \frac{1}{t-x} dx$

b) $f(t) = \begin{cases} V \cos^2(\pi 10^6 t), & |t| \leq 0,5 \mu\text{s} \\ 0 & |t| > 0,5 \mu\text{s} \end{cases}$

Resp. a) $\left[\pi A \delta(w - w_0) e^{-j\theta} + \pi A \delta(w + w_0) e^{j\theta} \right] - j \operatorname{sgn}(w)$.

1.72 Considere o sinal $f(t) = \begin{cases} e^{j\beta t^2} & a \leq t \leq b \\ 0 & \text{fora deste intervalo} \end{cases}$

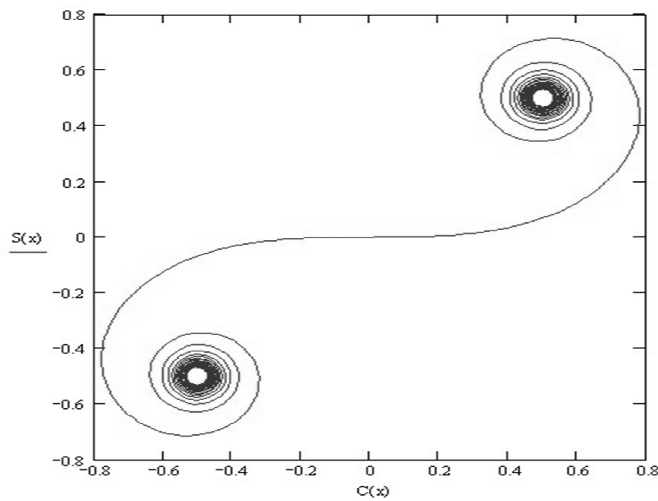
Determine a transformada de Fourier em termos da integral de Fresnel:

$$K(x) = \int_0^x e^{j\pi\tau^2/2} d\tau \text{ com } K(x) = C(x) + jS(x), \text{ em que}$$

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi}{2} \tau^2 d\tau, \text{ Integral Cosseno de Fresnel,}$$

$$S(x) = \int_0^x \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} \tau^2 d\tau, \text{ Integral Seno de Fresnel.}$$

Vide $S(x) \times C(x)$ CORNU SPIRAL.



$$\text{Resp. } \sqrt{\frac{\pi}{2\beta}} \left[K \left(\frac{2\beta b - w}{\sqrt{2\beta\pi}} \right) - K \left(\frac{2\beta a - w}{\sqrt{2\beta\pi}} \right) \right] e^{-jw^2/4\beta}$$

1.73 Calcule a transformada de Fourier do pulso Gaussiano $v(t) = Ae^{-\pi(t/\tau)^2}$.

1.74 Calcular a transformada de Fourier da função $f(t) = |t|^{-1/2}$, $t \neq 0$, empregando a função fatorial generalizado de Euler $\Gamma(\cdot)$.

$$\int_0^\infty e^{-pt} t^\alpha dt = \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{p^{\alpha + 1}} \text{ e } \Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}.$$

$$\text{Resp. } \left| \frac{2\pi}{w} \right|^{1/2}.$$

1.75 Encontre o espectro do sinal $x(t) = Ae^{-a|t|} \operatorname{Sa}(w_0 t)$.

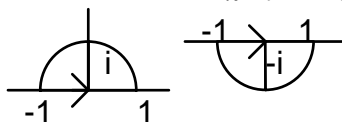
$$\text{Resp. } X(w) = \frac{A}{w_0} \operatorname{sgn}(a) \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{w + w_0}{a} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{w - w_0}{a} \right) \right], \quad |w| < +\infty.$$

1.76 Mostrar que o espectro $F(w)$ de um sinal $f(t)$ genérico pode ser desenvolvido em série de Taylor como:

$$F(w) = m_0 - jm_1 w - m_2 \frac{w^2}{2!} + jm_3 \frac{w^3}{3!} + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} (-j)^n m_n \frac{w^n}{n!}, \text{ em que } m_n \text{ representa o } n\text{-ésimo momento}$$

do sinal, i.e., $m_n = \int_{-\infty}^{\infty} t^n f(t) dt$. Sugestão: Utilize a diferenciação na frequência.

1.77 Avalie a transformada de Fourier do sinal: $f(t) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{t^2 - 2t + 2}$.



Sugestão: Uma integral de contorno é requerida. Use decomposição em frações parciais.

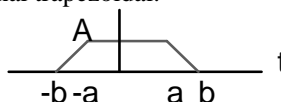
1.78 Calcular a transformada de Fourier de um sinal Gaussiano modulado:

$$f(t) = A \cos w_0 t e^{-\pi[(t-t_0)/\tau]^2}$$

1.79 Qual o espectro do pulso de Cauchy $z(t) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{1+t^2}$? (Integral de contorno).

Resp. $e^{-|w|}$.

1.80 Determine a transformada de um sinal trapezoidal.



Sugestão: Use duas vezes a derivada.

Resp. $F(w) = \frac{2A}{b-a} \left(\frac{\cos aw - \cos bw}{w^2} \right)$.

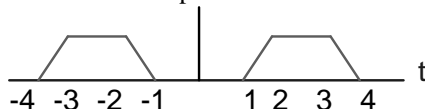
1.81 Avaliar a transformada de Fourier do sinal $f(t)$, em termos da função de Bessel de 1ª espécie.

$$f(t) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{a^2 + t^2}}, \quad |t| < a.$$

Sugestão: Faça a mudança de variável $\theta = \arccos(t/a)$.

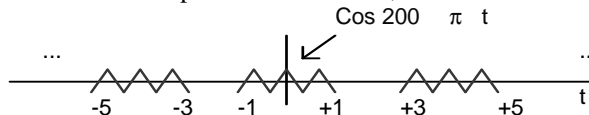
Resp. $J_0(aw)$.

1.82 Calcule a transformada de Fourier do sinal trapezoidal:



Resp. $4 \text{Sa}(w/2) \text{Sa}(w) \text{Cos}(5w/2)$.

1.83 Um sinal corresponde a uma série de pulsos cossenoidais, como indicado.



Resp. $\frac{\pi A}{2} \left[\sum_{-\infty}^{+\infty} \text{Sa} \frac{n\pi}{2} \delta(w - \frac{n\pi}{2} - 200) + \sum_{-\infty}^{+\infty} \text{Sa} \frac{n\pi}{2} \delta(w - \frac{n\pi}{2} + 200) \right]$.

1.84 Escreva $g(t) = \exp(-|t|)$ em termos de $f(t) = \exp(-t)u(t)$ e encontre $G(w)$. Daí obtenha também a transformada de Fourier $\mathfrak{S}\left(\frac{1}{a + bt^2}\right)$, $a, b > 0$.

Resp. $\frac{\pi}{\sqrt{ab}} e^{-\sqrt{a/b}|w|}$.

1.85 Para a função $f(t) = Aae^{-at}u(t)$, $a > 0$, determine $|F(w)|$ e $\mathcal{O}(w)$, e esboce as curvas correspondentes ao sinal e sua transformada.

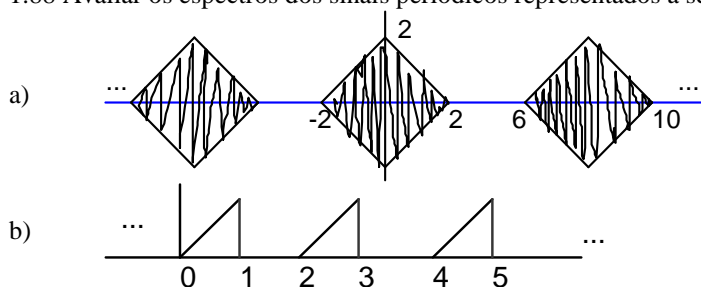
Resp. $Aae/(a+jw)^2$.

1.86 O que se pode esperar da transformada do sinal $f(t) = e^{-|at|} \text{sgnt}$, levando em conta a simetria? Avalie o espectro e confirme o fato.

Resp. sinal ímpar, espectro imaginário puro $\frac{1}{j} \left(\frac{1}{\pi w} * \frac{2|a|}{a^2 + w^2} \right)$.

1.87 Encontre a transformada de um pulso parabólico, $v(t) = V[1 - (t/\tau)^2]$, $|t| < \tau$.

1.88 Avaliar os espectros dos sinais periódicos representados a seguir:



1.89 Considere a função $Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty \exp(-\zeta^2/2) d\zeta$. Calcular $\mathfrak{F}\{Q(t)\}$.

Sugestão: Expressar $\int_t^\infty f(\zeta(\zeta))$ em termos de uma convolução do integrando e o degrau unitário.

Resp. $\pi\delta(w) + \frac{1}{jw} \cdot e^{-w^2/2}$

1.90 A função χ^2 (qui quadrado com n graus de liberdade) é dada pela expressão:

$f(t) = K \cdot t^{(n-2)/2} e^{-t/2} u(t)$, $n > 2$. Determine K de modo a normalizar $f(t)$, i.e., $\int_{-\infty}^{+\infty} f(\zeta) d\zeta = 1$, e calcule a transformada do sinal normalizado. Sugestão: Use a função Gama de Euler (fatorial generalizado):

$\Gamma(x) = \int_0^\infty u^{x-1} e^{-u} du$.

Resp. $K = 1/2^{n/2} \Gamma(n/2)$ e $F(w) = (1 + 2jw)^{-n/2}$.

1.91 Calcule a Transformada de Fourier da função $\cos(\alpha^2 + \beta t)$, $\alpha, \beta > 0$ reais.

Sugestão: Complete o quadrado e use a Integral de Fresnel.

Dados: $K(\infty) = (1 + j) / 2$ e $C(\infty) = S(\infty) = 1 / 2$.

Resp. $\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \left\{ \exp \left[j \left(\frac{\beta + w}{2\sqrt{\alpha}} \right)^2 - j \frac{\pi}{4} \right] + \exp \left[-j \left(\frac{\beta - w}{2\sqrt{\alpha}} \right)^2 + j \frac{\pi}{4} \right] \right\}$.

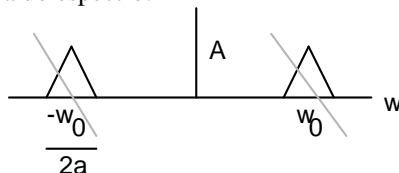
1.92 Avalie o espectro $\mathfrak{F} \cos(w_0 t^2)$. Compare com o resultado da questão anterior.

Sugestão: Use a Integral de Fresnel. $K(\infty) = (1 + j) / 2$.

Resp. $\sqrt{\frac{\pi/2}{w_0}} \left(\cos \frac{w^2}{4w_0} + \text{sen} \frac{w^2}{4w_0} \right)$.

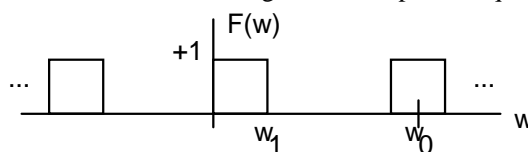
1.93 A expressão $f(t) = \frac{te^{-t^2/2\sigma^2}}{\sigma^2}$ descreve a chamada curva de Rayleigh. Esboce $f(t)$ e determine sua transformada de Fourier.

1.94 Obtenha a transformada inversa do espectro:



Resp. $\frac{Aa}{\pi} \text{Sa}\left(\frac{a}{2}(t-t_0)\right) \cdot \cos(w_0(t-t_0))$.

1.95 Calcular a transformada inversa de Fourier do seguinte sinal, provido que $2w_1 < w_0$:



Resp. $f(t) = \frac{w_1}{\pi} \text{Sa}(w_1 t) \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} \cos(nw_0 t) \right]$.

1.96 Avalie a TIF (Transformada Inversa de Fourier) para cada dos espectros:

a) $F(w) = u(w-w_0) e^{-jw t_0}$ b) $F(w) = \text{sgn}(3w)$ c) $A \cos^2(w t_0)$
 d) $\sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(w - n w_0)$ e) $F(w) = \begin{cases} A & |w-w_0| < a/2 \\ 0 & |w-w_0| > a/2 \end{cases} \quad w_0 \gg a/2$.

Resp. a) $\frac{1}{2} \delta(t-t_0) - \frac{e^{-jw_0(t-t_0)}}{2\pi j(t-t_0)}$; b) j/t ; c) use $\Im\left(\frac{A}{2} + \frac{A}{2} \cos 2w_0 t\right)$;

d) $\frac{1}{w_0} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{2\pi m}{w_0}\right)$; e) $\frac{aA}{2\pi} \cos(w_0 t) \cdot \text{Sa}\left(\frac{at}{2}\right)$.

1.97 Calcular a transformada inversa de Fourier correspondente ao espectro $F(w) = \text{sen } \beta|w|$.

Resp. Use $\text{sen}(\beta w)u(w) + \text{sen}(-\beta w)u(-w)$.

1.98 Determine a TIF do sinal $\frac{2}{jw} e^{-\sigma^2 w^2/2}$. Use pares conhecidos de transformadas.

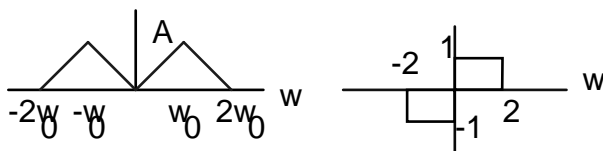
Resp. $1 - 2Q\left(\frac{t}{\sigma}\right)$. (use $\frac{1}{2\pi} \text{sgn}(t) * \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-t^2/2\sigma^2}$).

1.99 Obter o sinal cujo espectro é descrito por $F(w) = [\pi\delta(w) + \frac{1}{jw}] \Pi(w/2w_0)$.

1.100 Avaliar a transformada inversa de Fourier do sinal $F(w) = \text{Sa}(w) \cdot \cos(w t_0)$.

Resp. $\frac{1}{2} \Pi\left(\frac{t}{2}\right) * \frac{1}{2} [\delta(t-t_0) + \delta(t+t_0)] = \frac{1}{4} \left\{ \Pi\left(\frac{t-t_0}{2}\right) + \Pi\left(\frac{t+t_0}{2}\right) \right\}$.

1.101 Encontre a transformada inversa de Fourier para os sinais:

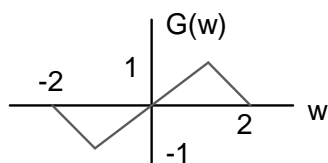


1.102 Considere três espectros $F_i(w) = |F(w)| \exp j\Theta_i(w)$ diferindo apenas em fase das componentes. Assumindo magnitude $|F(w)| = \Pi(w/2w_0)$ e fases dadas $\Theta_1(w) = 0$, $\Theta_2(w) = -wt_0$ e $\Theta_3(w) = \pi/2 \operatorname{sgn}(w)$, esboce $|F|$ e Θ em cada caso e encontre os respectivos sinais no domínio temporal, $f_i(t)$, $i=1,2,3$.

Resp. $f_1(t) = \frac{w_0}{\pi} \cdot \operatorname{Sa}(w_0 t)$, $f_2(t) = \frac{w_0}{\pi} \cdot \operatorname{Sa}(w_0(t - t_0))$, $f_3(t) = \frac{1}{\pi} * \operatorname{Sa}(w_0 t)$.

1.103 Calcular a TIF (Transformada Inversa de Fourier) das seguintes funções:

a) $\frac{\pi}{2} [\delta(w - w_0) + \delta(w + w_0)] + \frac{jw}{w_0^2 - w^2}$,



b)

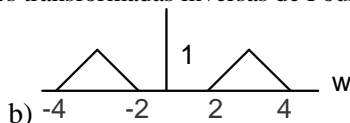
Resp. a) $\cos(w_0 t)u(t)$ b) $\frac{j}{\pi} \operatorname{Sa}^2(t/2) \operatorname{sen}(t)$.

1.104 Encontre o sinal cujo espectro é $F(w) = e^{-aw^2} \operatorname{Sa}(bw)$, $a, b > 0$.

Resp. $e^{-aw^2} \operatorname{Sa}(bw) \leftrightarrow \frac{1}{4b} [\operatorname{erfc}(2\sqrt{at} - b) - \operatorname{erfc}(2\sqrt{at} + b)]$.

1.105 Calcular as seguintes transformadas inversas de Fourier:

a) $A \frac{\operatorname{sen}^2 wt_0}{(wt_0)^2}$



b)

Resp. $\begin{cases} \frac{A}{2t_0} (1 - \frac{|t|}{2t_0}) & |t| \leq 2t_0 \\ 0 & \text{senão.} \end{cases}$, e $\frac{1}{\pi} \operatorname{Sa}^2(t/2) \cos 3t$.

1.106 Mostre um esquema para avaliar uma integral de convolução por computador digital, com o auxílio do algoritmo FFT.

107 Demonstre a propriedade de linearidade da DFT, i.e.,

$$f(l) \leftrightarrow F(n) \text{ e } g(l) \leftrightarrow G(n) \text{ então } \alpha f(l) + \beta g(l) \leftrightarrow \alpha F(n) + \beta G(n).$$

1.108 Calcule a DFT para os seguintes sinais ($N=2$, $N=4$): $\{1, 1\}$ e $\{1, 1, 0, 0\}$.

Resp. a) $\{1, 0\}$ b) $\left\{ \frac{1}{2}, \frac{1+j}{4}, 0, \frac{1-j}{4} \right\}$

1.109 Calcule a DFT do sinal $f(l)=1$, $l=0,1,2,\dots,m-1$; $f(l)=0$, $m \leq l \leq N-1$, o equivalente discreto de um pulso retangular. Faça um esboço do espectro $F(k)$ para $k \leq 2N$. Considere $N=100$ e $m=10$.

Sugestão: $1 + \cos \theta + \cos 2\theta + \dots + \cos n\theta = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{\operatorname{sen}[(n+1/2)\theta]}{\operatorname{sen} \theta/2}$,

Resp. $F(k) = \frac{m}{N} \exp(-2\pi j \frac{k}{N} \frac{m-1}{2}) \frac{\operatorname{sen}(\pi k m/N)}{m \operatorname{sen}(\pi k/N)}$.

1.110 Em alguns casos, tais como sinais de TV, é necessário o emprego da transformada bidimensional de Fourier, obtida de acordo com as relações:

$$F(u, v) \equiv \iint_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-j2\pi(ux+vy)} dx dy \quad f(x, y) \equiv \iint_{-\infty}^{\infty} F(u, v) e^{j2\pi(ux+vy)} du dv$$

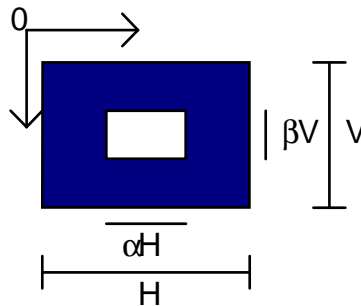
Deduzas propriedades de Linearidade, escalonamento e deslocamento no tempo para o caso bidimensional.

Resp. $\{f_1(x, y) + f_2(x, y)\} \leftrightarrow F_1(u, v) + F_2(u, v)$; $\{f(x - x_0, y - y_0)\} \leftrightarrow F(u, v) \exp(-j2\pi(ux_0 + vy_0))$

$$a, b \neq 0 \{f(ax, by)\} \leftrightarrow \frac{1}{|ab|} F\left(\frac{u}{a}, \frac{v}{b}\right);$$

1.111 (Espectro de Sinais bidimensionais). Considere o padrão de imagem apresentado na figura a seguir, correspondente a um quadro de um sinal de vídeo, *um sinal de vídeo estático para testes* ou uma foto, por exemplo. Assuma a origem $h=0, v=0$ no canto esquerdo superior. O sinal de luminância associado é expresso por:

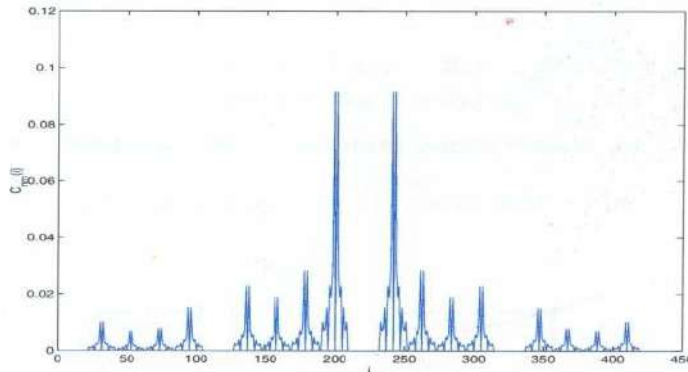
$$I(h, v) = \begin{cases} 1 & \text{se } \frac{H}{2} - \frac{\alpha H}{2} < h < \frac{H}{2} + \frac{\alpha H}{2}, \quad \frac{V}{2} - \frac{\beta V}{2} < v < \frac{V}{2} + \frac{\beta V}{2} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}$$



a) Determine o espectro do sinal, através do desenvolvimento em série bidimensional.

b) Considere os seguintes parâmetros: $\alpha=0,6$ $\beta=0,4$ e $f_h=20f_v$. Sendo $f_{nm} = mf_h + nf_v$, e esboce o espectro do sinal.

Resp. $|C_{mn}| = \alpha\beta |Sa(m\pi\alpha) Sa(n\pi\beta)|$.



1.112 Deduza a fórmula de Poisson (S. Denis), relacionando amostras no tempo e na frequência: Se $f(t) \leftrightarrow$

$$F(f), \text{ então vale } \sum_{-\infty}^{+\infty} f(kT_s) = f_s \sum_{-\infty}^{+\infty} F(nf_s).$$

Resp. $\sum_{-\infty}^{+\infty} f(kT_s) = f_s \sum_{-\infty}^{+\infty} F(nf_s).$

1.113 Os sinais $f_1(t)=|t|$ e $f_2(t)=t.u(t)$ não são de energia finita. Usando a teoria das distribuições, determine os espectros generalizados.

Resp. $|t| \leftrightarrow -\frac{2}{w^2}$ e $tu(t) \leftrightarrow j\pi\delta'(w) - \frac{1}{w^2}.$

1.114 Em fenômenos de difração de Fraunhofer, mostra-se que existe uma relação entre o padrão de difração e a característica de absorção do anteparo. Sendo λ o comprimento de onda da luz monocromática incidente,

e $f(x)$ o coeficiente de transmissão no ponto x , mostra-se que o padrão de difração (amplitude complexa da onda resultante) na tela é

$$F(\kappa) = F\left(2\pi \frac{\sin \theta}{\lambda}\right) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-j2\pi \frac{\sin \theta}{\lambda} x} dx$$

em que $\kappa = 2\pi (\sin \theta) / \lambda$.

Para avaliar a difração em uma fenda de comprimento a , calcule a distribuição da intensidade da luz difratada na direção θ , considerando o coeficiente de transmissão indicado (porta). Mostre que

$$I = (Aa)^2 Sa^2\left(\frac{\pi a \sin \theta}{\lambda}\right).$$

Capítulo II

TRANSMISSÃO DE SINAIS ATRAVÉS DE REDES LINEARES

As redes Lineares são aquelas caracterizadas pelo **Princípio da Superposição**, isto é, a resposta a uma combinação linear de excitações é igual à combinação linear das respostas de cada das excitações atuando separadamente. Formalmente, se um dado sinal $x_1(t)$ produz uma saída $y_1(t)$ quando aplicado ao sistema e um sinal $x_2(t)$ resulta em uma saída $y_2(t)$, então a excitação dada pelo sinal combinado $\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)$, para α e β escalares, fornece uma resposta expressa por $\alpha y_1(t) + \beta y_2(t)$, como ilustrado na figura a seguir [WILL&TAY 1988, TAY 1992].

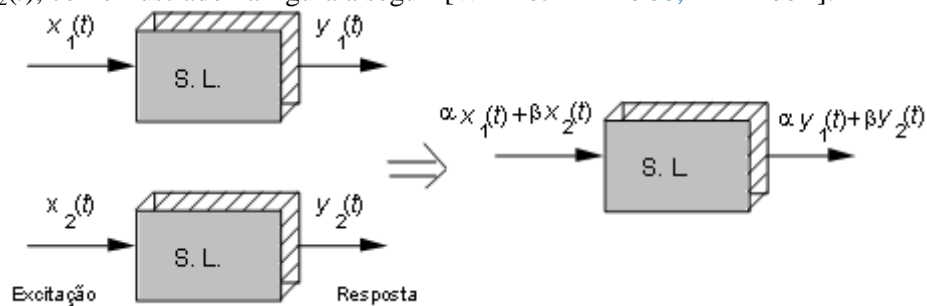


Figura 2.1 - Redes Lineares: Princípio da Superposição.

Os sistemas lineares podem ser classificados como variantes ou invariantes no tempo. Os sistemas invariantes no tempo, também conhecidos como sistemas a parâmetros fixos, apresentam adicionalmente a propriedade de *estacionaridade*, ou seja, obedecem a propriedade ilustrada na Fig. 2.2, relativa a independência da origem dos tempos.

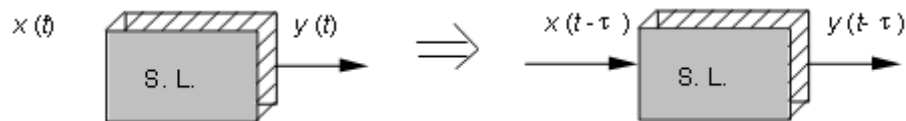


Figura 2.2 - Estacionaridade em sistemas de parâmetros fixos.

Exemplos de sistemas lineares a parâmetros fixos são os sistemas regidos por equações diferenciais lineares com coeficientes constantes [KRE 1972, CAR 1981, TAY 1992]. O filtro RC esboçado na Fig. 2.3 é um sistema linear invariante, pois os sinais de entrada e saída obedecem a uma equação diferencial linear

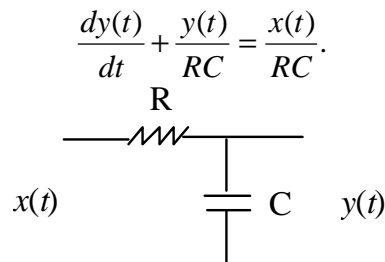


Figura 2.3 - Filtro RC (integrador simples).

É evidente que todos os filtros envolvendo apenas componentes resistivos, capacitivos e indutivos constituem sistemas lineares com parâmetros fixos.

2.1 Caracterização de Redes Lineares

Utilizando-se os resultados obtidos no primeiro capítulo, observa-se que $f(t)=f(t)*\delta(t)$, de forma que um sinal $f(t)$ arbitrário é reproduzido quando convoluido com um impulso unitário, i.e.,

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\delta(t - \tau)d\tau.$$

Escrevendo a integral anterior em termos de um limite de uma soma direta de Riemman, tem-se

$$f(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(n\Delta\tau)\delta(t - n\Delta\tau)\Delta\tau.$$

Deste modo, um sinal $f(t)$ qualquer pode ser encarado como uma soma infinita de impulsos aplicados nos instantes $n\Delta\tau$, com intensidade $f(n\Delta\tau)\Delta\tau$.

Admitida conhecida a resposta a um impulso aplicado no instante τ , denotada $h(t;\tau)$ e aplicando o princípio da superposição, a resposta obtida na saída do filtro quando a excitação é $f(t)$, é:

$$r(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [f(n\Delta\tau)\Delta\tau]h(t;n\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)h(t;\tau)d\tau.$$

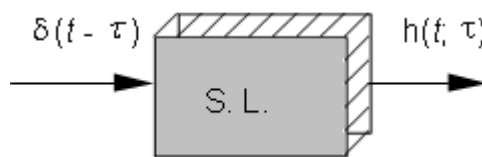


Figura 2.4 - Resposta ao impulso unitário.

A discussão (superficial) realizada mostra que qualquer sistema linear pode ser caracterizado por um operador integral e um núcleo (*kernel*) h . Cada sistema implementa uma transformada (analógica) linear particular.

Proposição. Se um sistema é linear, então a resposta $r(t)$ a uma excitação f arbitrária é dada por $r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)h(t;\tau)d\tau$ e a inversa é verdadeira (condição de necessidade e suficiência). ■

Interpretação: A resposta de um sistema linear pode ser encarada como uma “transformada” da excitação, em que o núcleo da transformação é $h(t;\tau)$. Quando a resposta impulsional corresponde a um BPF, a transformação é do tipo wavelet [deO 2007].

No caso de sistemas invariantes no tempo, a resposta ao impulso é estacionária, de modo que se verifica $h(t;\tau)=h(t-\tau)$, como indicado na Fig. 2.5.

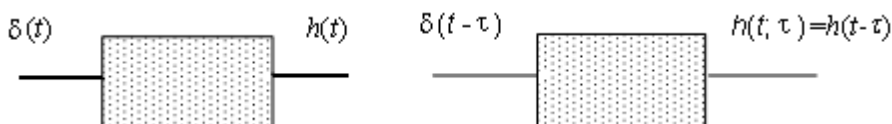


Figura 2.5 - Resposta ao impulso: Sistemas de parâmetros fixos.

Neste caso a resposta da rede é $r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)h(t - \tau)d\tau = f(t) * h(t)$, obtida convoluindo-se a resposta ao impulso unitário com a excitação. Assim, um sistema linear pode ser caracterizado simplesmente e completamente através da sua função de ponderação $h(t)$. *Filtragem* e *convolução* definem qualquer sistema linear invariante no tempo. Isso fornece uma idéia da importância da convolução na modelagem de sistemas e na Engenharia.

É possível trabalhar no domínio da frequência, analisando o espectro dos sinais envolvidos. A Transformada de Fourier da resposta ao impulso unitário $h(t)$ é conhecida como **função de Transferência** do sistema, $H(w) := \mathfrak{F}h(t)$. O espectro do sinal de saída é:

$$R(w) = F(w).H(w) \leftrightarrow r(t) = f(t) * h(t).$$

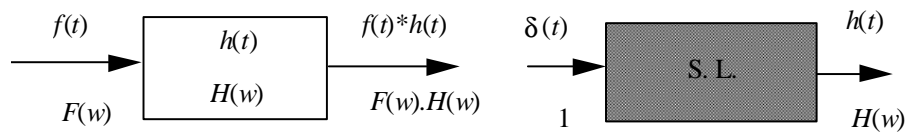


Figura 2.6 - Caracterização de um filtro linear.

O fato de a rede modificar o espectro do sinal de entrada, dando tratamento desigual às várias frequências (normalmente atenuando uma dada faixa com relação à outra) pode ser interpretado como um processo de "filtragem" de trechos do espectro. Apenas aplicando um impulso unitário como excitação é suficiente para se obter toda a informação para caracterizar o filtro linear. Mas qual o significado prático de um impulso? Observando o espectro de $\delta(t)$, vê-se que ele contém componentes com a mesma amplitude para todas as frequências possíveis. Quando usado como excitação, equivale a aplicar simultaneamente um conjunto de osciladores independentes cobrindo todas as frequências imagináveis, com a mesma amplitude e fase. Isto determina o comportamento do sistema para todas as frequências, daí caracterizar completamente o sistema, pois todo sinal de interesse pode ser decomposto (via série Fourier) em soma de uma infinidade de componentes de frequência. Para o circuito RC descrito, a função de transferência pode ser avaliada facilmente, usando um divisor de tensão (c.f. Fig. 2.3):

$$H(w) = \frac{R(w)}{F(w)} = \frac{1/jwC}{R + 1/jwC} = \frac{1}{1 + jwRC}.$$

A resposta ao impulso unitário do sistema é obtida simplesmente anti-transformando \mathfrak{F} a função de transferência citada:

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/RC} u(t).$$

Normalmente estuda-se o comportamento da função de transferência (que possivelmente é complexa) através de $|H(w)|$ e $\angle H(w)$, a magnitude e a fase da função de transferência do sistema. No caso particular já citado,

$$|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (wRC)^2}} \quad \text{e} \quad \angle H(w) = -\text{tg}^{-1} wRC.$$

Diagrama de Bode

Considere o espectro escrito por $H(w) = \frac{1}{1 + jw}$ (um filtro RC normalizado, com constante de tempo $RC=1$). A parte real e a parte imaginária do espectro encontram-se esboçadas a seguir.

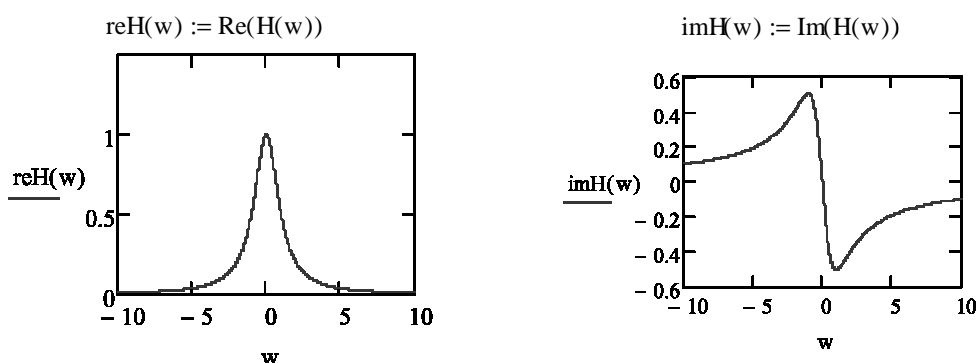


Figura 2.7 - Parte Real e parte imaginária da Função de transferência de filtro RC.

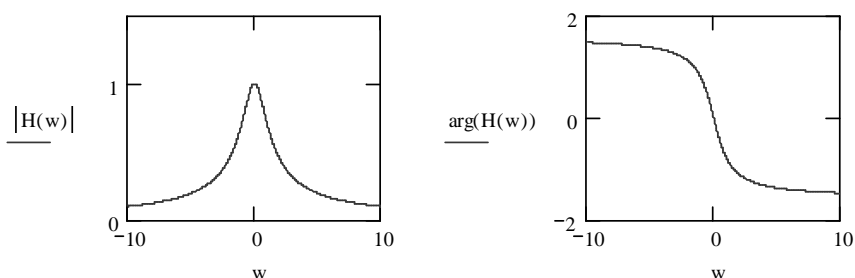


Figura 2.8 - Função de Transferência de um filtro RC.

É comum traçar o gráfico da magnitude $|H(w)|$ em escala di-log, o que é referido como Diagrama de Bode.

A atenuação do filtro normalmente é expressa em decibéis $20 \log_{10} |H(w)|$. Para a rede RC descrita, tem-se:

$$\log |H(w)| = -\frac{1}{2} \log_{10} [1 + (wRC)^2]$$

O comportamento assintótico pode ser avaliado facilmente com segue:

- Para $w \ll 1/RC$ $|H(w)|_{dB} \approx 0$,
- Para $w \gg 1/RC$ $|H(w)|_{dB} \approx -20 \log_{10} \frac{w}{1/RC}$.

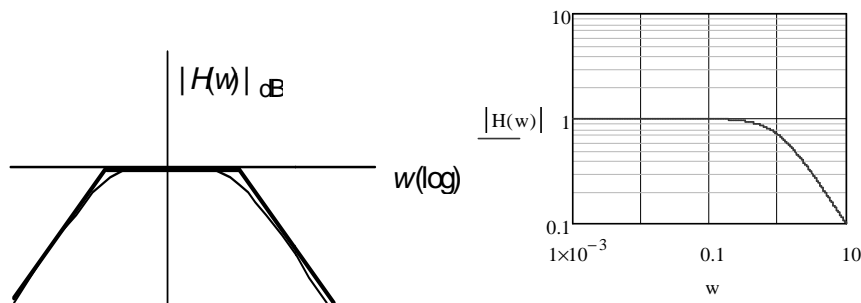


Figura 2.9 - Diagrama de Bode para o circuito RC.

A resposta deste filtro a um pulso retangular de largura τ é esboçada a seguir para $\tau \gg RC$ e $\tau \ll RC$, respectivamente. O comportamento da rede muda em torno da frequência $w=1/RC$.

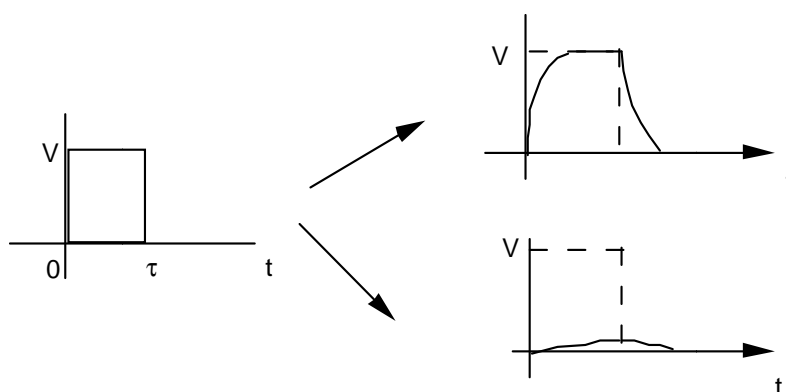


Figura 2.10 - Possíveis respostas de um circuito RC a um pulso de largura τ

A distorção é tanto menor quanto maior for a largura do pulso com relação à constante de tempo RC do circuito. Isto significa que sinais de muito curta duração (pulsos muito estreitos) podem sofrer distorções severas.

Vários canais práticos podem ser modelados como redes lineares, a exemplo do canal telefônico. Um exemplo típico de resposta ao impulso deste tipo de canal é ilustrado a seguir.

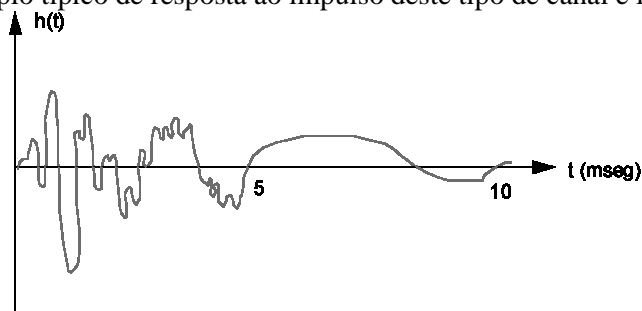


Figura 2.11 - Resposta ao impulso típica de um canal telefônico.

Outra modalidade interessante de aplicação de redes lineares está ligada ao cancelamento de ruídos e vibrações. Uma técnica bastante eficiente na supressão de ruídos e vibrações consiste na emissão de ondas acústicas de mesma frequência e amplitude, mas em oposição de fase. Esta técnica tem sido aplicada a bordo de aviões a hélice tipo turbo - propulsores e até em automóveis sofisticados (Mercedes Benz top). O ANCAS (*Active Noise Controller for Aircraft Seat*) desenvolvido pela *Dassault Electronique-França* consiste de uma controladora eletrônica acoplada a um módulo acústico que atenua praticamente todo tipo de ruído em banda larga até 1.000 Hz, reduzindo de 25 dB o ruído em 500 Hz e apresentando uma atenuação global da ordem de 10 dBA [ELLI&NEL 1993].

A conexão de filtros lineares em cascata, isto é, quando a saída do primeiro filtro é aplicada como excitação para o segundo filtro, resulta ainda em um sistema linear cuja função de transferência (global) é expressa pelo produto das funções de transferência (individuais) dos filtros conectados, i.e., $H(w)=H_1(w).H_2(w)$. A demonstração deste fato é imediata.

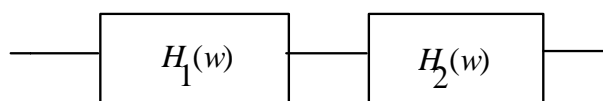


Figura 2.12 - Conexão em cascata de filtros lineares.

Ainda no contexto de filtros lineares (sistema lineares), vale citar a filtragem espacial, usada freqüentemente no tratamento de imagens estáticas. Os filtros lineares espaciais são

caracterizados por uma função de transferência bidimensional $H(w_x, w_y) = \mathcal{F} h(x, y)$. Um quadro (cena) $f(x, y) \leftrightarrow F(w_x, w_y)$ é filtrado resultando em um sinal bidimensional (outra cena) dado por

$$r(x, y) = \mathcal{F}^{-1} R(w_x, w_y) = \mathcal{F}^{-1} \{ F(w_x, w_y) \cdot H(w_x, w_y) \}.$$

A transformada bidimensional é freqüentemente denotada por $F(u, v) = |F(u, v)| \exp(j\Theta(u, v))$. Embora a representação da magnitude $|F(u, v)|$ conduza a gráficos de superfície (*surface plots*), uma representação mais usual é feita em termos da função intensidade, em que o espectro é mostrado no plano, com intensidade (em escala de cinza) proporcional à magnitude da transformada. A fim de melhor visualizar o espectro, desde que apenas as partes brilhantes (próximas ao nível de branco) da imagem são visíveis na tela, adota-se também o espectro sob a forma

$$|F(u, v)|_{cmp} := c \cdot \log(1 + |F(u, v)|).$$

2.2 Realizabilidade Física

A realizabilidade física de um filtro linear pode ser discutida tanto no domínio do tempo quanto da freqüência. Um filtro linear cuja resposta ao impulso é nula para valores negativos de t , i.e., $h(t) = 0$ para $t < 0$, é dito ser um filtro causal. Se $h(t)$ tem valores não nulos para $t < 0$, a saída aparece antes de a entrada ser aplicada. Este filtro é dito ser antecipatório e tal característica não é possível de ser implementada na prática (relação causa-efeito). Apenas os filtros causais são realizáveis fisicamente. Será verificado que os filtros lineares ideais não são causais, entretanto filtros práticos podem ser projetados para aproximar-se da característica ideal, pelo menos para propósitos de Engenharia (ao mesmo tempo, o retardo introduzido cresce).

No domínio da freqüência, a realizabilidade física dos filtros lineares foi investigada em 1934 por **Raymond E.A.C. Paley** e **N. Wiener** (1894-1984), ao responder a seguinte questão: "Sob que condições uma função $H(w)$ é o espectro de uma função causal?".

Uma condição de necessidade e suficiência sobre a magnitude $|H(w)|$ de quadrado integrável para ser o módulo da Transformada de uma função causal é que

Condição de Paley-Wiener:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\ln |H(w)||}{1+w^2} dw < +\infty. \quad \blacksquare$$

Se obedecida, significa que existe uma fase $\Theta(w)$ apropriada a qual pode ser associada a $|H(w)|$ de modo que o espectro $H(w) = |H(w)| \exp(j\Theta(w))$ tenha inversa causal. Não há procedimento para determinar tal fase, tratando-se apenas de um resultado de existência!

Algumas conclusões importantes podem ser obtidas a partir desta condição:

a) Qualquer filtro cuja função de transferência se anule para um intervalo de freqüências, não é realizável fisicamente (pode, entretanto, anular-se pontualmente).

Supondo que $|H(w)| = 0$ para um dado intervalo na reta (pequeno quanto possa ser), $w_1 < |w| < w_2$, então

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\ln |H(w)||}{1+w^2} dw > \int_{w_1}^{w_2} \frac{|\ln |H(w)||}{1+w^2} dw = +\infty.$$

b) Nenhum filtro realizável pode atenuar sinais com rapidez maior que uma exponencial.

Supondo que $|H(w)| = e^{-c|w|^n}$, vê-se que

$$\lim_{B \rightarrow \infty} \int_0^B \frac{|w|^n}{1+w^2} dw \text{ diverge para } n \geq 2.$$

N.B. Decorre da aplicação básica da teoria dos resíduos para o cálculo de integrais impróprias:

$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{p(x)}{q(x)} dx$, p e q polinômios sem fator comum, a integral diverge quando $\text{Grau } q(x) < \text{Grau } p(x)$,

e $q(x)$ não tem zeros reais.

Assim, o filtro Gaussiano não é realizável fisicamente (vide Prob. 2.23). Entretanto, esta característica pode ser aproximada por um filtro realizável. Este resultado explica o porquê dos diagramas de Bode são “dominados” por assíntotas lineares (retas assíntotas). Como o gráfico de Bode é dilog, retas correspondem às atenuações exponenciais.

Normalmente, a realizabilidade é discutida no domínio temporal, exceto para uns poucos casos nos quais as conclusões podem ser obtidas diretamente no domínio freqüencial.

Outra questão importante está relacionada com a estabilidade de filtros.

Definição. Um sistema linear de parâmetros fixos é dito ser estável, se qualquer função limitada aplicada na entrada (como excitação), produz uma saída também limitada. ■

Uma característica relevante de sistemas lineares concerne a sua estabilidade. Normalmente, embora a condição sob a integrabilidade absoluta da resposta impulsional seja descrita nos textos, a vasta maioria demonstra apenas a suficiência, não apresentando prova sobre a necessidade. No que se segue uma prova alternativa simples é fornecida que pode ser compreendida facilmente por estudantes de graduação [deO 1995]. Denotando $\text{sgn}(x)$ a função sinal, $\text{sgn}(x) := -1$ se $x < 0$ e $\text{sgn}(x) := +1$ se $x > 0$, tem-se:

TEOREMA (Estabilidade). Uma rede linear invariante é estável se e só se a sua resposta impulsional é absolutamente integrável. ■

Prova.

Suficiência (\Leftarrow). Decorre da desigualdade de Cauchy-Schwartz para integrais. Admitindo que h é absolutamente integrável, $\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau < +\infty$. Lembrando da relação entrada-saída no filtro linear e usando a desigualdade de Cauchy-Schwartz para integrais, tem-se:

$$|r(t)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) f(t - \tau) d\tau \right| \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| |f(t - \tau)| d\tau.$$

Se a excitação aplicada na entrada é limitada (arbitrária, porém limitada), então $\exists M$ tal que $|f(t - \tau)| \leq M < +\infty$ e por isso $|r(t)| \leq M \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau < +\infty$, ou seja, a resposta é também limitada e o sistema é estável.

Necessidade (\Rightarrow).

Admitindo que o sistema seja estável, qualquer excitação limitada $f(t)$ possui resposta também limitada. Em particular, a saída para uma excitação limitada $f(t) = \text{sgn}[h(-t)]$ é limitada, i.e.,

$\forall t \left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \text{sgn}[h(\tau - t)] d\tau \right| < +\infty$. Avaliando-se a expressão no instante particular $t=0$,

$$|r(0)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \text{sgn}[h(\tau)] d\tau \right| < +\infty.$$

Levando-se em consideração o fato que $h(\tau) \text{sgn}[h(\tau)] = |h(\tau)|$, segue-se que

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau \right| = \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau < +\infty \text{ e, portanto, } h \text{ é absolutamente integrável } \quad \mathbf{Q.E.D.}$$

Normalmente a realizabilidade e estabilidade de filtros são discutidas no plano complexo $\sigma \times j\omega$ utilizando a função de transferência $H(s)$, empregando transformada de Laplace. Se um filtro é realizável e estável, então a função de transferência $H(s)$ é analítica para todo $s = \sigma + j\omega$, $\sigma > 0$. Isto significa que não deve haver pólos sobre o eixo $j\omega$ ou no semi-plano direito [SVE 1967, MIL&JOH 1973, BLI&ZVE 1976, WILL&TAY 1988, TAY 1992].

Medidas de Ganho e Atenuação.

As medidas usadas em sistemas de transmissão são freqüentemente expressas em unidades logarítmicas. A unidade básica é o Bell (em homenagem **A.G. Bell**), definida pelo fator de amplificação $g = \log_{10}(P_o/P_i)$ Bell, em que P_i e P_o denotam a potência do sinal de entrada e do sinal de saída, respectivamente, expressas em mesma unidade. Na prática, adota-se quase que exclusivamente a subunidade decibel (dB),

$$g = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i} \text{ dB.}$$

Uma amplificação positiva ($g > 0$) é chamada de ganho e um resultado negativo ($g < 0$) é referido como atenuação. Claro que as potências P_i e P_o devem ser expressas na mesma unidade – o valor em dB exprime sua comparação (valor relativo).

Outras unidades derivadas empregadas na prática são o dBm, dBu, dBr entre outras (e.g, dB0, dBm0 etc.). Usa-se também a unidade dBi para denotar o ganho de uma antena direcional com relação a uma antena anisotrópica expresso em dB. O dB acústico usualmente é definido em relação à potência mínima audível (limiar de audibilidade de pressão, equivale a $20 \mu\text{Pa}$), 10^{-12} W/m^2 , valendo $10 \cdot \log_{10}(P/10^{-12})$ dBA – um som de intensidade 120 dB significa $P = 1 \text{ W/m}^2$, o que corresponde ao limiar de sensação de dor.

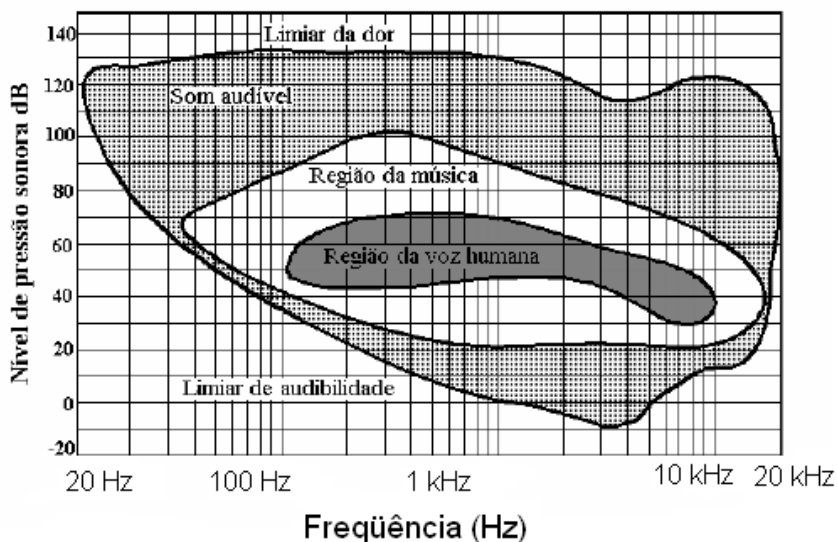


Figura 2.13 - Faixa audível e nível sonoro. Notar contornos entre inaudível e dor.

Em contraste com o dB e dBr, o dBm e dBu são unidades absolutas de potência. No caso do dBm, expressa-se a amplificação relativa a um sinal padrão de 1 mW – indica quantos dB o sinal está acima ou abaixo de 1 mW. Assim,

$$g_m = 10 \log_{10} \frac{P \text{ (mW)}}{1 \text{ (mW)}} \text{ dBm.}$$

O dBu expressa quanto uma dada tensão está acima ou abaixo do valor padrão 0,775 V.

$$U = 20 \log_{10} \frac{V \text{ (Volts)}}{0,775 \text{ (Volts)}} \text{ dBu.}$$

Os valores em dBu e dBm estão relacionados pela seguinte equação:

$$g_m = U \text{ (dBu)} + 10 \cdot \log_{20} \frac{600 \text{ } (\Omega)}{R \text{ } (\Omega)} \text{ (dB)} \text{ dBm.}$$

Unidades de medida expressa em dBr definem o nível de potência relativo a um ponto de referência, no qual a potência pode diferir de 1 mW. O dBr fornece o fator de amplificação entre pontos arbitrários, com relação a um ponto de referência fixo no sistema de transmissão.

Sendo o valor absoluto da potência no ponto de referência B de -10 dBm, os valores de potência são -13 dBm (A), -10 dBm (B), -13,5 dBm (C) e -8 dBm (D).

Calculando em decibéis: $R_{dB} = 10 \log_{10} R \text{ dB}$

$R =$	1	2	4	8	10	
$R_{dB} =$	0	3	6	9	10	dB

$R = r \cdot 10^N \quad 1 < r < 10; \quad R_{dB} = r_{dB} + 10 \cdot N$

2.3 Transmissão Sem Distorção

A passagem de um sinal através de um sistema linear pode introduzir severas distorções no sinal. Algumas redes distorcem mais que outras; necessita-se uma maneira de compará-las. Este fato conduz à formulação da seguinte questão: "Quais os requisitos que deve cumprir uma rede linear para transmitir um sinal sem causar distorção?". A informação transportada pelo sinal está essencialmente na forma de onda, não importando ganhos/atenuações e/ou atrasos que ocorram na transmissão [LAT 1979; TAU&SCH 1988]. Se o sinal de saída $r(t)$ é uma reprodução perfeita (exata) da excitação $f(t)$, a resposta deve ser da forma $r(t) = k \cdot f(t - t_0)$, como ilustrado (réplica do sinal original, contendo essencialmente as mesmas características).

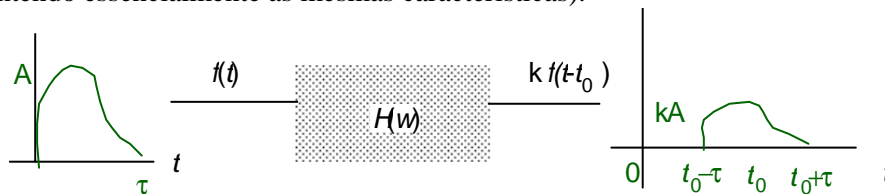


Figura 2.14 - Transmissão sem distorção em redes lineares.

Um sistema qualquer que não introduz distorções, necessariamente deve ser linear. Esta é uma das razões da importância dos sistemas lineares. Por exemplo, amplificadores usados nos receptores (rádio, TV, etc.) devem ser *Amplificadores Lineares*. A função de transferência necessária para que o sistema não introduza distorções pode ser encontrada facilmente observando-se os seguintes pares de transformadas:

$$f(t) \leftrightarrow F(w), \quad r(t) = k \cdot f(t - t_0) \leftrightarrow R(w) = k \cdot F(w) e^{-jw t_0}.$$

Lembrando da relação entre os dois espectros, dada por $R(w) = H(w) \cdot F(w)$, conclui-se que

$$H(w) = k \cdot e^{-jw t_0}.$$

Analisando o comportamento da magnitude e da fase da função de transferência (complexa), são estabelecidas duas condições sob a função de transferência do sistema (cabo, canal, amplificadores, circuitos etc.)

$$\begin{cases} |H(w)| = k \\ \Theta(w) = -w t_0 \end{cases} \quad -\infty < w < +\infty,$$

cujos comportamentos encontram-se esboçados na Fig. 2.15 (este filtro é realizável?).

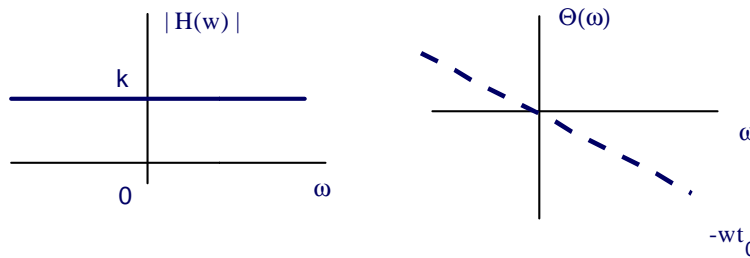


Figura 2.15 - Função de Transferência (ideal) para uma transmissão sem distorção.

A condição sobre o módulo da função de transferência permanecer constante é mais naturalmente compreendida- todos os coeficientes de Fourier (cada numa frequência diferente) devem ser atenuados ou amplificados de um mesmo valor. Já a condição sobre a fase de $H(w)$ pode ser compreendida admitindo uma excitação senoidal ("todas" as excitações complicadas podem ser expressas em termos de vários harmônicos) $\cos w_0 t$ e uma resposta com atraso, i.e., $k \cdot \cos w_0(t-t_0) = k \cdot \cos(w_0 t - w_0 t_0)$. Imaginando um sinal desenvolvido em série de Fourier, para que o atraso introduzido em cada componente harmônica seja idêntico, as fases devem variar proporcionalmente às frequências harmônicas. Este resultado significa que o sistema deve atenuar igualmente todas as componentes do sinal e introduzir defasagem nas componentes, proporcional a frequência das mesmas. No caso geral, a distorção de fase resulta em atrasos diferentes para cada frequência, dados por $\Theta(w) = -w \cdot t_0(w)$. Alguns coeficientes de Fourier "chegam" primeiro na saída da rede e o sinal obtido na saída não é uma versão correta do sinal de entrada. Define-se então:

Atraso de fase
$$t_0(w) := -\frac{\Theta(w)}{w},$$

Atraso de grupo (retardo de grupo)
$$D(w) := -\frac{d\Theta(w)}{dw}.$$

Estas duas funções são importantes na análise e projeto de filtros lineares [BLIN&ZVE 1976; MIL&JOH 1973; ZVE 1967]. Para melhor compreender sua utilidade, recomenda-se resolver o Prob. 2.27. Uma rede de qualidade (que não introduz distorções severas) deve apresentar $t_0(w)$ e $D(w)$ o mais constante possível. (vide comandos Grpdelay, angle, Abs no Matlab).

A atenuação dos canais práticos, normalmente expressa em decibéis, é usualmente negativa ($|H| < 1$). Usa-se frequentemente este valor em módulo, $L(f) := -|H(f)|_{dB}$.

Os meios usuais não verificam estas condições. Um cabo coaxial, por exemplo, tem uma atenuação α e fase β dependentes da frequência:

$$\alpha \approx 8,64\sqrt{f} + 0,05f \text{ dB/km e } \beta \approx -\sqrt{LC} f \text{ rd/km.}$$

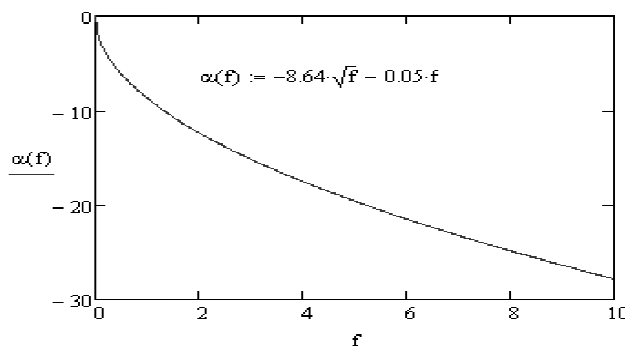


Figura 2.16 - Atenuação típica em um cabo coaxial. Note a dependência com a frequência, de modo que há distorção se a banda usada é grande.

Em termos práticos, deve-se procurar manter o módulo da função de transferência praticamente constante dentro da faixa de freqüências de interesse, simultaneamente procurar manter a fase proporcional à freqüência nesta mesma faixa. Por exemplo, o filtro da Fig. 2.17 pode transmitir sinais cujo espectro está concentrado na faixa $|w| \leq w_c$ (ou $|w-w_0| \leq w_c$) praticamente sem introduzir distorções. A questão fundamental que se põe é como escolher w_c .

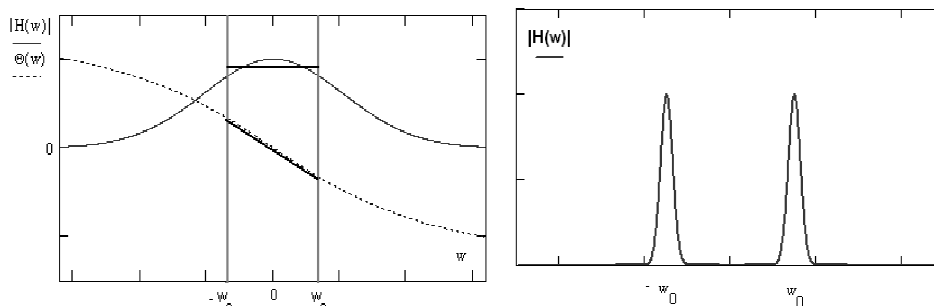


Figura 2.17 - Transmissão em filtros realizáveis, em faixa limitada de freqüências.

A freqüência w_c é chamada de "freqüência de corte" da rede e a faixa 0 até f_c Hz (na qual praticamente não há distorção no sinal aplicado) tem largura $B=f_c$ Hz e é referida como a Banda Passante do filtro.

De um modo geral, a largura de faixa na qual os sinais não são severamente distorcidos é referida como **Banda Passante**. Este exemplo mostra a necessidade da definição de critérios para determinar a freqüência de corte e conseqüentemente a banda passante, de um filtro linear. O conceito de banda passante depende fortemente do critério usado para avaliá-la. O conceito deve ser encarado como algo qualitativo [SLE 1976; LAT 1989].

Um critério bastante utilizado consiste em considerar a freqüência de corte $w_{3\text{ dB}}$ correspondendo à freqüência na qual há uma atenuação de 3 dB (**Banda Passante de Meia Potência**). Observe que

$$20 \log_{10} \frac{(1/\sqrt{2}) \cdot |H(0)|}{|H(0)|} = -20 \log \sqrt{2} \approx -3 \text{ dB}$$

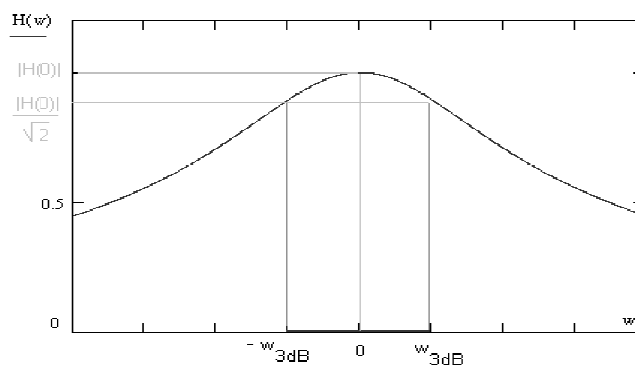


Figura 2.18 - Freqüência de corte de um filtro linear. Observe a queda na amplitude de $|H|$.

Além do critério de 3 dB, vários outros critérios para avaliar a banda passante têm sido usados, como indicado em [SKL 1983]. Esta definição ambígua leva freqüentemente a resultados quantitativamente diferentes, ainda que não qualitativamente.

- Banda Passante de Meia Potência (3 dB)
- Banda Passante Equivalente Retangular
- Banda Passante Entre Zeros (*Null-To-Null*)
- Banda Passante de Conteúdo Fracional de Potência (90%, 99%).

A banda passante entre zeros às vezes é adotada como critério – ela corresponde à faixa de frequências necessária a passagem do lóbulo principal do espectro. Entretanto, ela nem sempre é definida. A banda passante de potência fracional (95%) é medida considerando o valor de B tal que

$$\int_{-2\pi B}^{+2\pi B} |F(w)|^2 dw = 0,95 \int_{-\infty}^{+\infty} |F(w)|^2 dw.$$

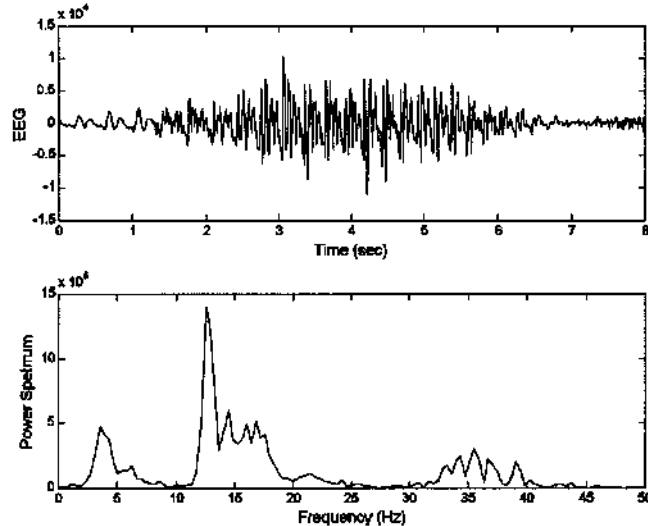


Figura 2.19 - Eletroencefalograma (EEG): Sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência. Avaliação da banda passante requerida.

A banda passante equivalente é definida através da banda rms, definida na análise a seguir. Enfim, vale citar uma formulação para o *Princípio da Incerteza de Heisenberg* (tempo \times frequência), desenvolvida por **Dennis Gabor** (1900-1978) [GAB 1946] (Nobel 1971). Trata-se de uma relação entre a duração efetiva de um sinal e sua banda passante efetiva, obtida no contexto de sinais determinísticos. Seja $f(t)$ um sinal de energia finita, não necessariamente real, possuindo transformada $F(w)$. Definem-se os momentos temporais e frequenciais pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned} \overline{t^n} &:= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t) t^n f(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t) f(t) dt} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{+\infty} t^n |f(t)| dt, \\ \overline{w^n} &:= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} F^*(w) w^n F(w) dw}{\int_{-\infty}^{+\infty} F^*(w) F(w) dw} = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\infty}^{+\infty} w^n |F(w)| dw. \end{aligned}$$

Considere então a seguinte analogia com a teoria das Probabilidades: O integrando $|f(t)|^2/E$ denotando uma densidade de energia no tempo, em que a energia E é um fator de normalização para que a integral da densidade seja unitária. É usual trabalhar-se com a densidade espectral de energia $\psi(w)=|F(w)|^2$, cuja integral definida em dado intervalo de frequências fornece a energia do sinal nesta faixa do espectro.

A duração (respectivamente Banda Passante) efetiva de um sinal $f(t)$ (respectivamente $F(w)$) pode ser definida via:

$$\begin{aligned} \Delta t &:= \left[2\pi \overline{(t - \bar{t})^2} \right]^{1/2} \quad \text{Duração r.m.s.,} \\ \Delta f &:= \left[2\pi \overline{(f - \bar{f})^2} \right]^{1/2} \quad \text{Banda r.m.s.,} \end{aligned}$$

Δt e Δf correspondem aos desvios padrões (i.e., raiz quadrada da variância), medidas de espalhamento.

Aplicando argumentos típicos da mecânica quântica [GAB 1946], Gabor estabeleceu uma relação de incerteza do tipo:

$$\Delta t \cdot \Delta f \geq 1/2,$$

estabelecendo que t e f não podem ser *simultaneamente* definidos de forma exata.

Os valores de Δt e Δf são freqüentemente referidos como largura de pulso equivalente e banda passante equivalente, respectivamente.

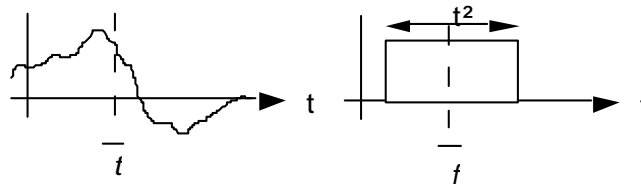


Figura 2.20 - a) sinal; b) pulso equivalente-- duração rms.

Exercício 8. Mostre que o pulso gaussiano $f(t) = e^{-t^2/2\sigma^2}$ atinge a cota inferior do princípio da incerteza de Gabor-Heisenberg.

Solução: $\Delta t = \sqrt{2\pi} \frac{\sigma}{\sqrt{2}}$ e $\Delta f = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{2}\sigma}$

Aparelho fonador

O trato vocal pode ser modelado como uma rede linear. A título de exemplo, considere o modelo simples mostrado a seguir.

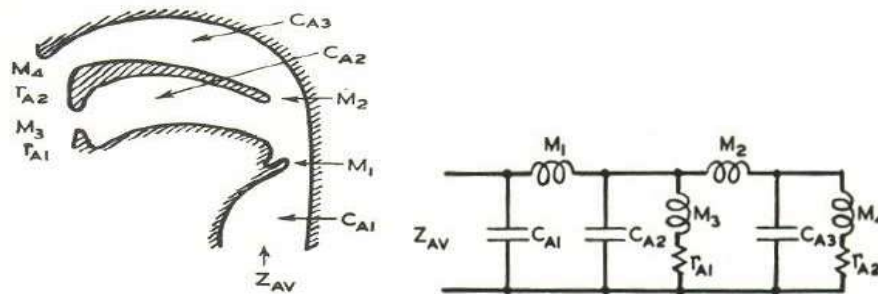


Figura 2.21 – Exemplo de modelo linear para o trato vocal.

Timothy Heidler sofreu um grande acidente de moto em 1978 e perdeu a laringe, onde ficam localizadas as cordas vocais. Além da perda completa da voz, perdeu o olfato e paladar. Em 1998 foi submetido ao primeiro transplante de laringe e traquéia em Cleveland. Ele recuperou a voz e participa em um coro da igreja na Pensilvânia. A voz recuperada não é similar aquela do doador. De fato, a produção de voz depende não apenas das cordas vocais, mas também do impacto do ar expirado o qual depende da capacidade pulmonar.

Exercício 9. Aproximação com limitação em banda para sinais de voz. Embora sinais de voz não sejam estritamente sinais banda-limitada, pode-se considerar sua máxima freqüência f_m como a componente de maior amplitude significativa (não desprezível).

Solução.

Considere (p.ex.) como componentes espectrais não-significativas àquelas com atenuação maior que 60 dB relativamente ao nível rms do sinal. A densidade espectral, expressa em dB relativo ao valor rms do sinal, para um sinal típico de voz é mostrada na figura a seguir.

A limitação (prática) em banda passante para sinais de voz pode ser estimada usando a aproximação:

$$[S_{voz}(w)]_{dB} \cong \begin{cases} -30dB & 100Hz \leq f \leq 500Hz \\ -30 - 10 \log_2 \frac{f(Hz)}{500} & f \geq 500Hz \end{cases}$$

Neste caso, tem-se $f_m \approx 4$ kHz.

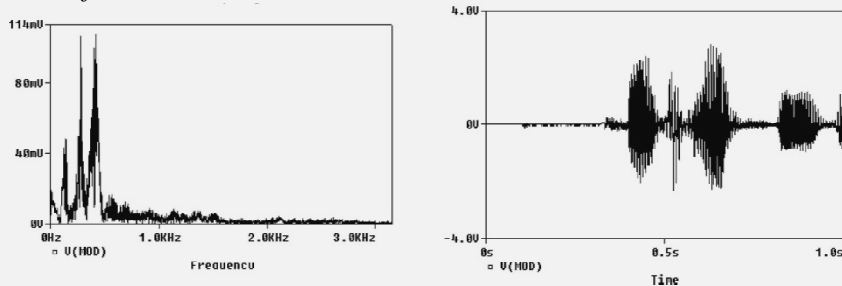


Figura 2.22a - Sinal de voz típico: espectro e forma de onda no tempo.

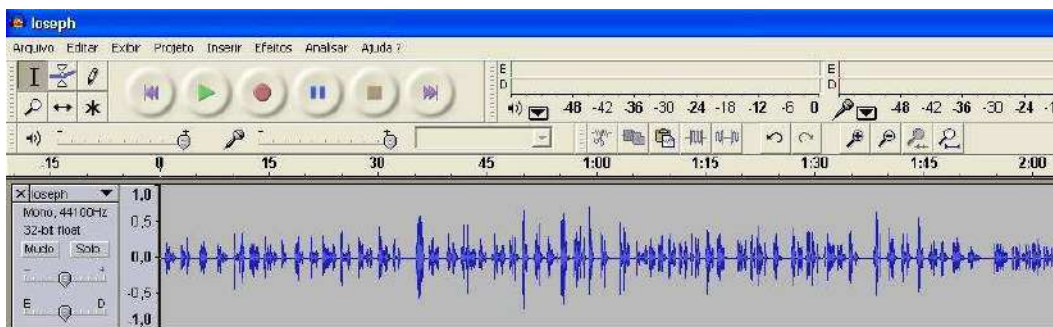
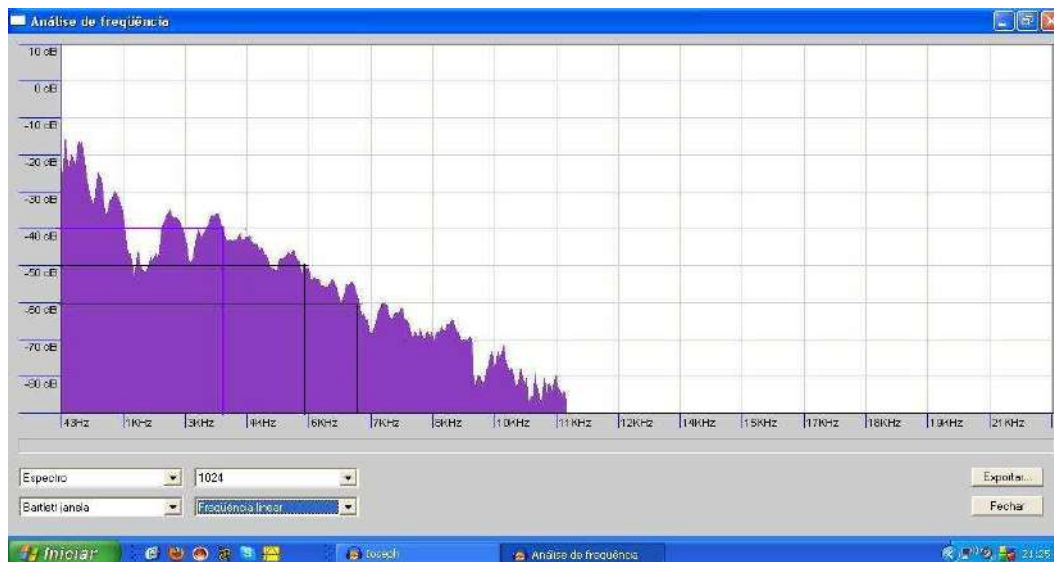


Figura 2.22b – Espectro de voz de H.M. de Oliveira recitando *Iamque Joseph* (versão em latim de: E agora José? Carlos Drummond de Andrade). -40 dB até 4 kHz.

Visando fornecer uma ordem de grandeza (tão importante para se ter idéia do nível de funcionamento, crucial em Engenharia), considere as seguintes relações sinais-ruído típicas:

Voz quase ininteligível	10 dB
Voz telefonia	30 dB
Voz AM	40 dB
Áudio HI-FI	60 dB

Modelos de Propagação para Rádiocomunicação Móvel

Um sumário de alguns dos principais modelos de propagação e previsão em banda estreita é apresentado a seguir.

d em km, distância entre antena emissora (estação base) e receptora (estação móvel)
 f em MHz, frequência da portadora
 h_b em m, altura da antena da estação de base
 h_m em m, altura da antena da estação móvel

1) Modelo de Espaço Livre

Prevê a atenuação de propagação em direção radial numa região ideal sem fronteiras. A atenuação (em decibéis) é expressa por:

$$L_F = 32,45 + 20 \log d + 20 \log f \text{ dB}$$

2) Modelo da Terra Plana

Prevê a atenuação de propagação levando em consideração os efeitos das alturas das antenas.

$$L = 120 - 20 \log h_b - 20 \log h_m + 40 \log d \text{ dB}$$

3) Modelo de Okumura

Modelo empírico mais usado, válido para zonas urbanas, suburbanas e rurais. Restrições de validade:

$$150 \leq f \leq 2.000 \text{ MHz}; 30 \leq h_b \leq 1000 \text{ m}; 1,5 \leq h_m \leq 3 \text{ m}; 1 \leq d \leq 100 \text{ km}.$$

4) Modelo de Hata (M. Hata, 1980, IEEE Trans. Vehi. Tech., VT-29, n.3, Aug., 317-325)

Introduzido para evitar os inconvenientes do uso de curvas do modelo de Okumura. Hata realizou ajustes, descrevendo o modelo através de fórmulas.

$$150 \leq f \leq 1.500 \text{ MHz}; 30 \leq h_b \leq 200 \text{ m}; 1 \leq h_m \leq 10 \text{ m}; 1 \leq d \leq 20 \text{ km}.$$

Zona Urbana.

$$L_p = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_b - \alpha(h_m) + (44,9 - 6,55 \log h_b) \log d \text{ dB}$$

fator de correção:

$$\text{pequenas e média cidades } \alpha(h_m) = (1,1 \log f - 0,7) h_m - (1,5 \log f - 0,8)$$

$$\text{metrópoles- } \alpha(h_m) = 8,29 (\log 1,54 h_m)^2 - 1,1 \quad \text{para } f \leq 200 \text{ MHz}$$

$$\alpha(h_m) = 3,2 (\log 11,75 h_m)^2 - 4,97 \quad \text{para } f \geq 400 \text{ MHz}.$$

Zona Suburbana.

$$L_{ps} = L_p - 2[\log(f/28)]^2 - 5,4 \text{ dB}$$

Zona Aberta

$$L_{p0} = L_p - 4,78 [\log f]^2 + 18,33 \log f - 40,94 \text{ dB}.$$

Equalização

A distorção linear consiste em distorções na amplitude e/ou na fase da função de transferência e pode teoricamente ser eliminada pelo uso de Redes de Equalização. Estas redes são sistemas *LINEARES* que "corrigem" as distorções numa dada função de transferência. Admitindo que o sinal é transmitido sobre um canal com distorção $H_C(w)$, um filtro linear $H_{EQ}(w)$ pode ser colocado em cascata de forma a eliminar (controlar) a distorção. Para isto, a função de transferência do filtro equalizador (ele sempre possui F.deT., pois é um sistema linear) deve ser projetada de tal modo que a função global correspondente à cascata do sistema a equalizar e aquela do equalizador verifique a relação $H_C(w).H_{EQ}(w) = K_1.e^{-jw t_1}$, em que K_1 e t_1 são constantes mais ou menos arbitrárias.

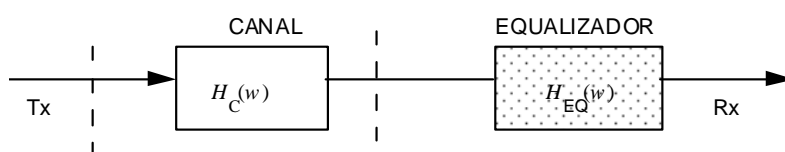
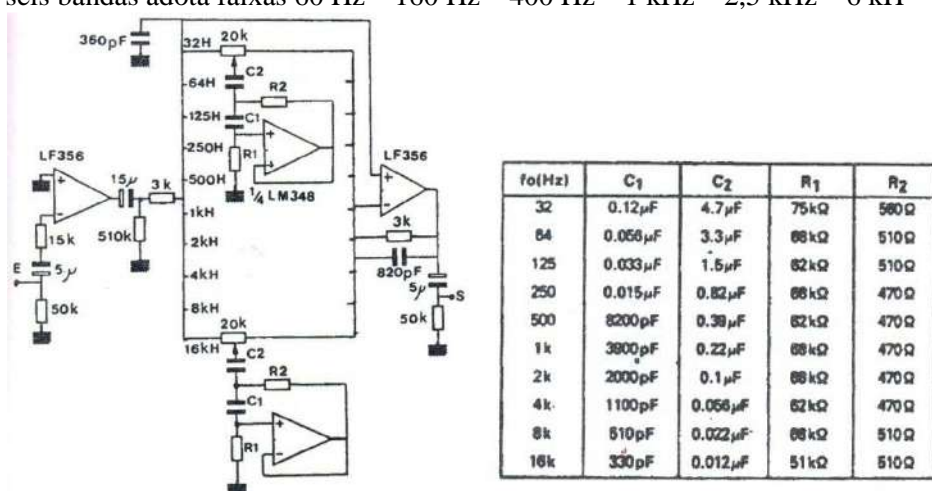


Figura 2.23 - Projeto de Redes de Equalização.

Quase sempre não é possível obter equalização perfeita, porém freqüentemente são possíveis excelentes aproximações práticas (tão boas quanto se queira), de modo a reduzir as distorções presentes a níveis toleráveis.

Um modelo simples de equalização manual é a conhecida “equalização por bandas”, largamente empregado em rádios e/ou toca-fitas. Neste caso, o espectro a equalizar é dividido em diversas bandas (faixas de freqüência). Cada faixa tem o ganho controlado por um potenciômetro (um controle por faixa de freqüência) que ajusta o ganho. Por exemplo, um equalizador de áudio com seis bandas adota faixas 60 Hz – 160 Hz – 400 Hz – 1 kHz – 2,5 kHz – 6 kHz – 12 kHz.



(a)



Figura 2.24 – (a) Circuito para equalização em uma banda de frequências [BOUR 2006].
(b) Equalizador em 10 bandas no *Windows Media Player*.

Um módulo idêntico é usado para cada faixa da equalização, de acordo com a tabela apresentada (um módulo para cada faixa). O ajuste dos capacitores e resistores indicados seleciona a banda de frequência da faixa de áudio. Um equalizador bastante utilizado (de fato, o mais usado) é o filtro transversal, que é um dispositivo muito flexível. É constituído por uma linha de retardo com derivações, as quais sofrem ganhos ajustáveis para gerar a saída. A conveniência destes filtros é que os ganhos (dos *taps*) são alterados facilmente, modificando a função de transferência implementada. Isto não acontece com filtros constituídos por elementos localizados. Na verdade, estes foram os primeiros **filtros digitais** (F.I.R.) introduzidos em Engenharia Elétrica!



Norbert Wiener (1894-1964). Um mega-gigante da EE.

A equalização linear pode ser feita ajustando-se os coeficientes de acordo com um critério do tipo distorção de pico (*Zero-forcing algorithm*) ou com um critério tipo EMQ (*MSE-Algorithm*).

Eles constituem um dos modelos mais frequentes para filtros lineares variantes no tempo simplesmente introduzindo coeficientes c_i 's dependentes do tempo. Esta possibilidade do ajuste dinâmico dos coeficientes foi introduzida por C.E. **Shannon** em 1950. Em 1964, foi usada por **R.W. Lucky** no primeiro equalizador automático para correção da dispersão de pulsos. São também largamente usados em outros equalizadores para minimizar os efeitos da Interferência Intersimbólica em Sistemas Digitais - ISI (e.g. *Zero forcing equalizers*) [BIN 1988].

Um exemplo de um filtro transversal com três derivações é apresentado logo a seguir, em que c_{-1}, c_0, c_1 são os ganhos ajustáveis e $\Delta = T_s$ é o atraso introduzido em cada estágio.

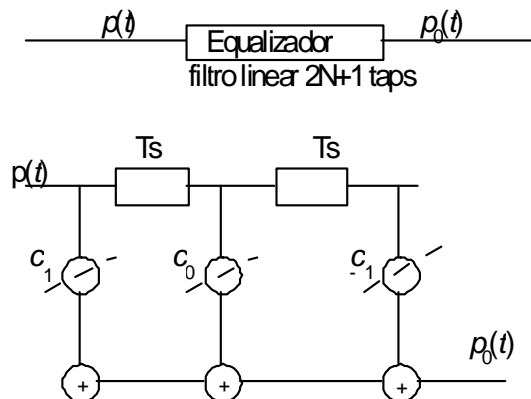


Figura 2.25 - Filtro Transversal com 3 derivações (equivale a FIR 3-taps).

Neste caso, a saída é $y(t) = c_{-1}x(t) + c_0x(t-\Delta) + c_1x(t-2\Delta)$ e a função de transferência implementada pelo filtro é

$$H_{EQ}(w) = (c_{-1}e^{jw\Delta} + c_0 + c_1e^{-jw\Delta})e^{-jw\Delta}.$$

Considerando-se um canal cuja função de transferência apresenta ondulações na amplitude, isto é,

$$H_c(w) = K(1 + \alpha \cos wT)e^{-jw t_0}, \quad \alpha \ll 1,$$

então o filtro equalizador deve apresentar função de transferência $H_{EQ}(w)$ dada por:

$$H_{EQ}(w) = \frac{K_1/K}{1 + \alpha \cos wT} e^{-jw(t_1-t_0)}.$$

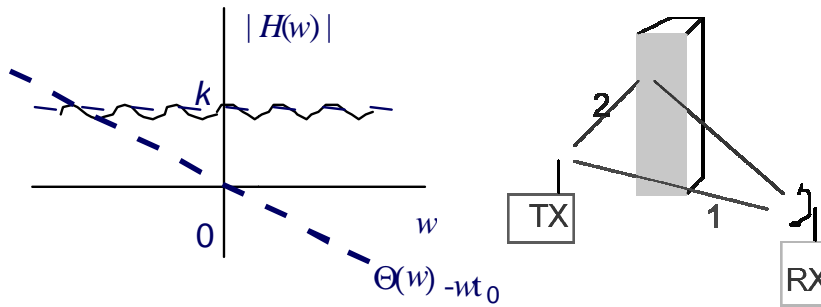


Figura 2.26 - Distorções na Amplitude (ondulação) da Função de Transferência.

Embora este comportamento da função de transferência assemelhe-se, numa primeira análise, algo extremamente teórico, trata-se de um comportamento muito comum na prática de Telecomunicações (vide Prob. 2.31/2.32). Este modelo é inteiramente usual e adotado em todos os canais envolvendo propagação em ambiente urbano, como mostrado na Fig. 2.26.

Tomando-se os dois primeiros termos da aproximação em série de Taylor:

$$(1 + \alpha \cos wT)^{-1} \approx 1 - \alpha \cos wT = 1 - \frac{\alpha}{2} e^{jwT} - \frac{\alpha}{2} e^{-jwT}.$$

Assim, uma aproximação prática para o filtro equalizador é expressa por

$$H_{EQ}(w) \cong \frac{K_1}{K} \left[-\frac{\alpha}{2} e^{jwT} + 1 - \frac{\alpha}{2} e^{-jwT} \right] \cdot e^{-jw(t_1-t_0)}.$$

Escolhendo $K_1=K$ e $t_1-t_0=T \Rightarrow t_1=t_0+T$, obtém-se um ajuste de coeficientes correspondendo a:

$$c_{-1}=c_1=-\alpha/2, \quad c_0=1 \quad \text{e} \quad \Delta=T, \quad \text{para equalizar a distorção do canal.}$$

Dependendo dos ganhos adotados nas derivações, é possível equalizar ondulações na amplitude, na fase ou em ambas componentes da função de transferência. Outros tipos de distorção podem evidentemente ser controlados. Existe uma enorme quantidade de técnicas de equalização, incluindo: equalização *zero forcing*, equalização cega, equalização adaptativa, equalização fracionada $3T/4$ etc., constituindo praticamente uma área [BIN 1988].

No caso geral, para uma linha constituída de $2M$ retardos (e, portanto, $2M+1$ derivações), têm-se $H_{EQ}(w) = \left(\sum_{m=-M}^M c_m e^{-jwm\Delta} \right) e^{-jw\Delta}$ que tem a forma de uma Série de Fourier com período $1/\Delta$.

Diagrama de Nyquist

A função de transferência do canal com ondulação na amplitude (multitrajeto) pode ser usada para ilustrar o diagrama de Nyquist. Considere o canal com $\alpha=0,15$, $T=0,5$ e $t_0=1$ segundo, resultando

$$\text{em } \underline{H}(w) := (1 + 0.15 \cos(w \cdot 0.5)) \cdot e^{-\sqrt{-1} \cdot w \cdot 1}.$$

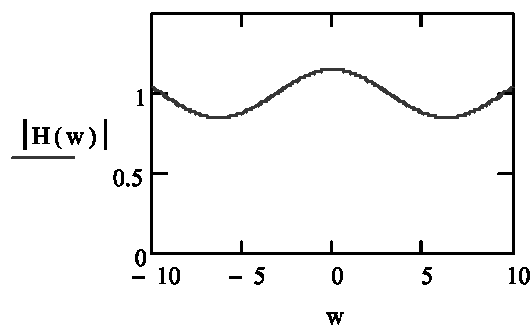


Figura 2.27 – Função de transferência com ondulação na magnitude.

O diagrama de Nyquist corresponde ao traçado expresso por “parte imaginária” versus “parte real”

de um sinal no domínio frequência (seja espectro ou função de transferência). No caso do canal citado, obtém-se:

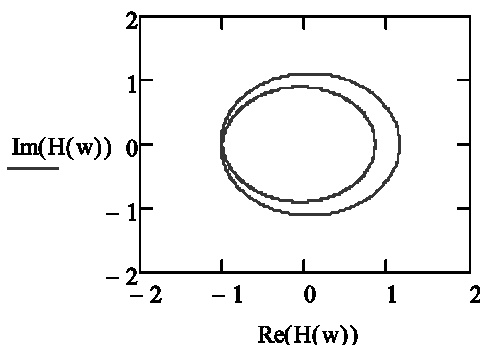


Figura 2.28 - Diagrama de Nyquist para o canal multi-trajeto com dois raios.

Densidade Espectral de Potência de Sinais Determinísticos

O tratamento espectral via transformada é usual para sinais de energia, entretanto há muitos sinais de interesse os quais não são de quadrado integrável, i.e, a integral correspondente à energia, diverge. Nestes casos, deve-se examinar a Densidade Espectral de Potência. A potência dissipada por um sinal (tensão) $f(t)$ é dada por

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt \quad \blacksquare$$

A função truncada $f_T(t) = f(t)\Pi(t/T)$ é um sinal de energia, i.e., $\int_{-\infty}^{+\infty} f_T^2(t) dt < +\infty$. Então existe a transformada e $f_T(t) \leftrightarrow F_T(w)$.

$E_T = \int_{-\infty}^{+\infty} f_T^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |F_T^2(w)| df$. Daí, $\int_{-T/2}^{+T/2} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |F_T^2(w)| df$. A potência dissipada pelo sinal $f(t)$ pode ser expressa por

$$P = \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|F_T^2(w)|}{T} df.$$

Define-se a *Densidade Espectral de Potência* de um sinal através da relação:

$$S_f(w) := \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|F_T^2(w)|}{T} \quad (\text{unidades de Watts/Hz}).$$

A função de autocorrelação (ACF) é dada pela expressão

$$\mathfrak{R}_f(\tau) := \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t)f(t-\tau) dt.$$

Escrevendo a integral envolvendo $f(t)$ em termos do sinal truncado $f_T(t)$, tem-se:

$$\int_{-T/2}^{+T/2} f(t)f(t-\tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f_T(t)f_T(t-\tau) dt = f_T(\tau) * f_T(-\tau).$$

Dividindo-se ambos os membros da igualdade por T , no limite $T \rightarrow +\infty$ e tomando-se a transformada de Fourier em ambos os membros, obtém-se a relação entre a autocorrelação e a densidade espectral de potência (dita relação de Wiener-Kinchine):

$$\mathfrak{F} \mathfrak{R}_f(\tau) = S_f(w). \quad \blacksquare$$

2.4 Tempo de Subida versus Banda Passante

Variações rápidas na amplitude de um sinal elétrico significam que há componentes de alta frequência presentes. A rapidez com a qual o sinal sofre mudanças está associada ao seu conteúdo de altas frequências. Ao se transmitir um sinal com descontinuidade em um filtro passa baixa LPF, a saída não pode mudar bruscamente. As componentes de alta frequência são mais atenuadas, e a subida torna-se mais lenta. O tempo de subida deve estar relacionado com a banda passante do filtro: Quanto menor a frequência de corte, maior o tempo gasto. Para valores mais elevados da frequência de corte, o tempo de subida torna-se menor (relação inversamente proporcional) [LAT 1989].

Admitindo um LPF ideal cuja função de transferência é dada por uma porta $H(w) = \prod \left(\frac{w}{2w_c}\right) e^{-jw t_0}$, a resposta a um degrau unitário pode ser determinada como segue.

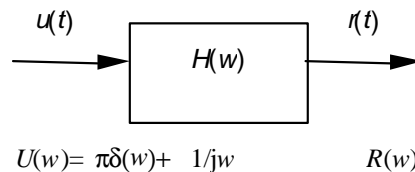


Figura 2.29 - Resposta ao degrau unitário de um LPF.

Logo, a relação entrada/saída é:

$$R(w) = H(w) \cdot U(w) = \prod \left(\frac{w}{2w_c}\right) e^{-jw t_0} \left[\pi \delta(w) + \frac{1}{jw} \right], \text{ ou seja,}$$

$$R(w) = \pi \delta(w) + \frac{1}{jw} \prod \left(\frac{w}{2w_c}\right) e^{-jw t_0}.$$

Calculando a anti-transformada de Fourier, obtém-se a resposta do filtro no domínio temporal:

$$r(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \delta(w) + \frac{1}{jw} \prod \left(\frac{w}{2w_c}\right) e^{-jw t_0} \right\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\prod (w/2w_c)}{jw} e^{jw(t-t_0)} dw.$$

$$\text{Assim, } r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-w_c}^{+w_c} \frac{e^{jw(t-t_0)}}{jw} dw.$$

Desenvolvendo a exponencial complexa (via fórmula de Euler)

$\exp(jw(t-t_0)) = \cos w(t-t_0) + j \text{sen} w(t-t_0)$, vem imediatamente:

$$\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{+w_c} \frac{\text{sen} w(t-t_0)}{w} dw.$$

Efetuando-se a mudança de variável de integração $\zeta := w(t-t_0)$, segue-se então que

$$\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{+w_c(t-t_0)} \frac{\text{sen} \zeta}{\zeta} d\zeta.$$

A integral acima não é determinada de forma fechada (não admite primitiva) e é chamada de "**Integral seno**", denotada por

$$Si(x) := \int_0^x Sa(\zeta) d\zeta.$$

Em particular, a integral $\int_0^{\infty} Sa(\zeta) d\zeta = \frac{\pi}{2}$ é a conhecida integral de Dirichlet. A função integral seno desempenha um papel fundamental na análise do fenômeno de Gibbs (estudo da convergência de séries de Fourier em torno de pontos de descontinuidade) [deO 2007].

Os valores da *Integral Seno* podem ser encontrados em tabelas* (tal como a integral

correspondente a uma Gaussiana), sendo os gráficos da função $Si(x)$ e uma aproximação linear $\tilde{Si}(x)$ esboçados na Fig. 2.30.

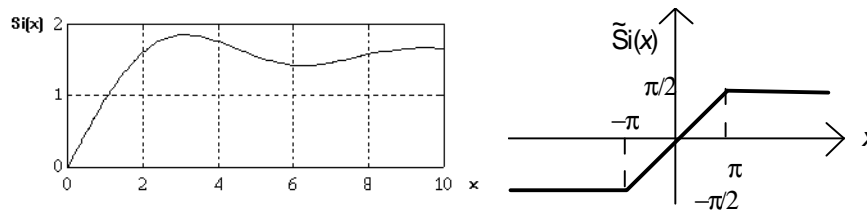


Figura 2.30 - Função Integral Seno e sua aproximação linear.

A resposta do filtro passa baixa ideal a um degrau unitário é expressa por:

$$r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si[w_c(t - t_0)]$$

Os sinais de entrada e saída do filtro são esboçados na Fig. 2.31 para propósitos de comparação.

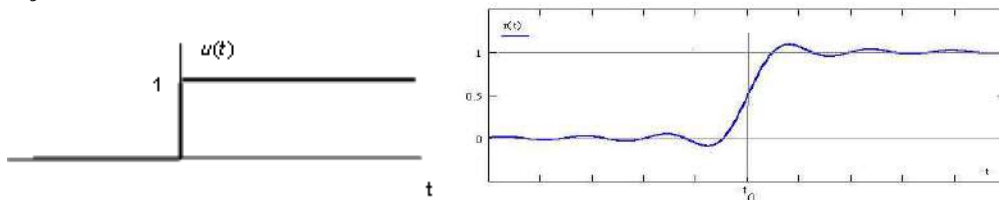


Figura 2.31 - Efeito da limitação de Banda Passante em um degrau unitário.
a) Sinal de entrada: Degrau Unitário b) Resposta ao degrau do LPF ideal

A saída é distorcida, visto que o filtro é banda limitada, mas não o espectro do sinal. Se a banda passante fosse infinita (ou substancialmente grande), o critério de transmissão sem distorção se aplicaria. Nestes casos, a saída $r(t)$ tenderia ao pulso $u(t)$, apenas com um atraso de t_0 seg.

Uma característica importante da resposta a um degrau unitário é o tempo de subida t_r , usualmente definido como o tempo requerido para o sinal ir de 10% a 90% do seu valor final. Às vezes, define-se t_r como o tempo requerido para que o sinal varie do valor mínimo ao máximo. Outra definição, usada aqui, é o tempo necessário para ir desde o valor inicial ao valor final, com uma inclinação igual à máxima inclinação da resposta ao degrau.

Para o filtro estudado, tem-se $t_r = \pi/w_c$ e isto determina que o produto *Tempo de subida* \times *banda passante* é uma constante (outras definições conduzem a resultados semelhantes):

$$t_r \cdot f_c = 0,5.$$

A forma exata da relação inversa entre tempo de subida e largura de banda não é univocamente definida, dependendo da definição adotada. Vale salientar, todavia, que em todos os casos a relação obtida é do tipo $f_c = K/t_r$, sendo K uma constante [SCH 1979, LAT 1989].

Observa-se que quanto menor for t_r , menor será a distorção; entretanto, o retardo de t_0 seg está sempre presente na saída. A figura a seguir mostra uma aproximação prática da resposta obtida devido à limitação na banda passante.

Se $f_c \rightarrow +\infty$, então $t_r \rightarrow 0$ e a saída não é distorcida!

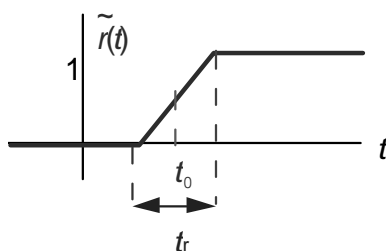


Figura 2.32 - Aproximação da Resposta ao degrau (LPF).

Resultados qualitativamente similares são encontrados considerando-se outros LPF's, em particular com aqueles cuja magnitude da função de transferência não muda substancialmente na frequência de corte. Como exemplo, a resposta ao degrau unitário de um filtro Gaussiano com fase linear (ver Prob. 2.55) é mostrada a seguir (para estes filtros, não se observam a presença de ondulações na resposta-ripples).

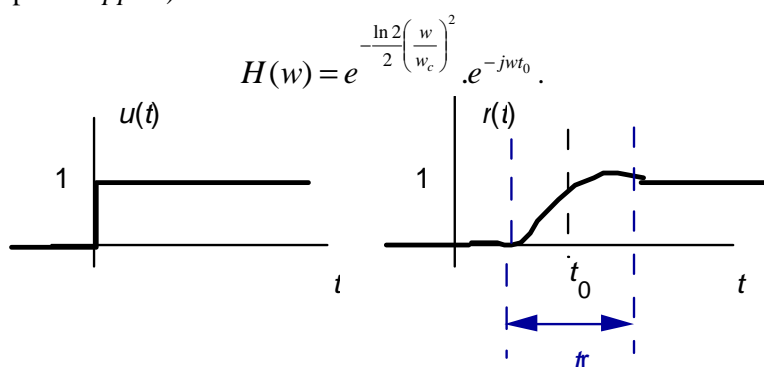


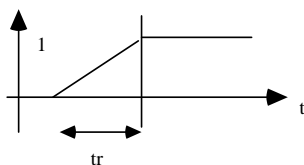
Figura 2.33 - Excitação degrau e resposta para um LPF Gaussiano.
(a) Degráuo unitário; (b) Resposta ao degrau- Filtro Gaussiano.

a) Critério da inclinação máxima.

Avaliando a maior inclinação da resposta ao degrau, basta derivar $r(t)$:

$$\frac{d r(t)}{d t} = \frac{1}{\pi} \text{Sa}(w_c(t - t_0))w_c$$

O valor máximo do $\text{Sa}(\cdot)$ ocorre quando o argumento é nulo (no caso, em $t=t_0$) e vale 1. A máxima inclinação é, portanto, $r'(t_0)=w_c/\pi=2f_c$.

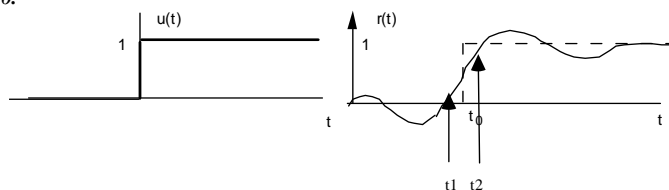


$$\text{tg } \theta = r'(t_0) = (1-0)/t_r = 1/t_r = 2f_c$$

(Olhe no gráfico!)

Assim, $t_r=0,5/f_c$.

b) Critério 10%-90%.



Deslocando a origem dos tempos para t_0 , (para facilitar)

Em $t_1 \Rightarrow r(t_1) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si}[w_c t_1] = 0,1$

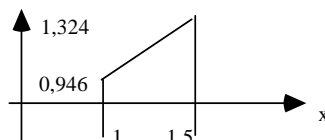
$1/\pi \text{Si}(w_c t_1) = -0,4$; como Si é ímpar, $\text{Si}(-w_c t_1) = 0,4\pi$.

Em $t_2 \Rightarrow r(t_2) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si}[w_c t_2] = 0,9$

$1/\pi \text{Si}(w_c t_2) = 0,4$; ou, $\text{Si}(w_c t_2) = 0,4\pi$.

Em ambos os casos, deve-se calcular o valor de x tal que $\text{Si}(x) = 0,4\pi = 1,2566..$

Procurando o argumento na tabela da INTEGRAL SENO (anexo ao capítulo), verifica-se que o valor deve estar situado entre $1 < x < 1,5$ (pois $\text{Si}(1) = 0,9461 < \text{Si}(x) < \text{Si}(1,5) = 1,3247$).



Via simples interpolação linear:

Daí $w_c t_i = x \approx 1,41$ ou $t_i = 1,41/w_c$. $i=1,2$. Mas $t_r = t_2 - t_1 = 2t_i = 1,41/\pi f_c$.

Este resultado é mais uma vez próximo ao critério anterior, inversamente proporcional à frequência de corte (limitação em banda) do sistema.

Assim, $t_r = 0,4488/f_c$ (substancialmente próximo comparado ao valor $t_r = 0,5/f_c$). Qualquer que seja o critério adotado para avaliar t_r , o resultado é da forma K/f_c em que K é uma constante.

No sinal de vídeo-composto empregado em televisão, o tempo de subida mais crítico ocorre no apagamento (retraço), no pulso de sincronismo Horizontal. Qual a banda passante mínima necessária para reconhecer a borda do pulso que permite comandar o sincronismo?

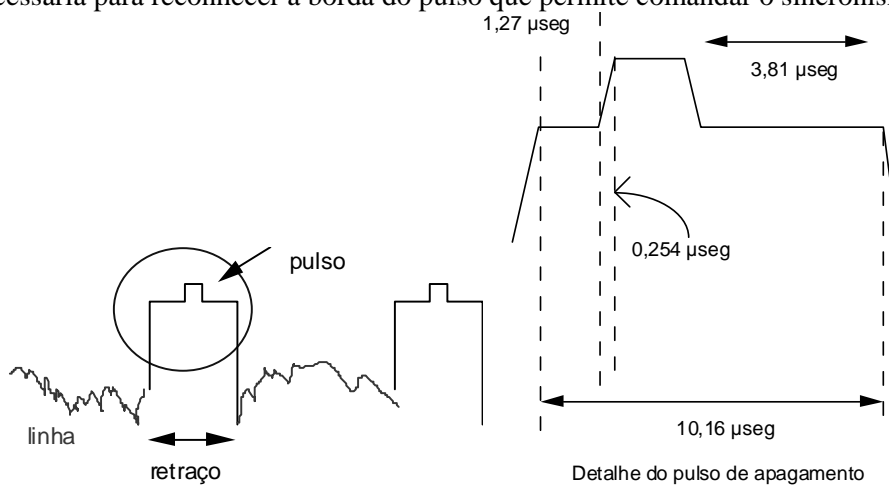


Figura 2.34 – Sinal vídeo composto de TV. Informação da linha e retraço, com detalhes do pulso de apagamento do Horizontal e pulso de sincronismo H.

Assumindo o requisito mínimo de largura de faixa como sendo inversamente proporcional ao tempo de subida, tem-se $f_c = 1,97$ MHz. Comparando este valor com o valor da banda passante adotado nos sistemas comerciais de TV, para os quais se usa 4 MHz de largura para o sinal vídeo-composto, conclui-se que não há nenhum problema em detectar o pulso de sincronismo.

Estes resultados obtidos permitem determinar facilmente os efeitos da limitação de banda passante em um pulso retangular. Este resultado é de importância capital em sistemas de comunicação digital e em circuitos eletrônicos digitais de uma forma geral.

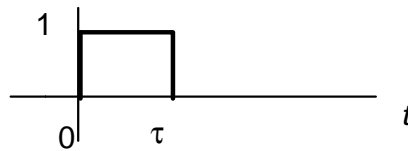


Figura 2.35 - Pulso Retangular.

O pulso $\Pi\left(\frac{t-\tau/2}{\tau}\right)$ mostrado na Fig. 2.35, quando aplicado a um sistema com característica de LPF ideal, resulta em uma saída aproximadamente trapezoidal. Isto pode ser verificado decompondo o pulso em termos de degraus unitários:

$$\Pi\left(\frac{t-\tau/2}{\tau}\right) = u(t) - u(t-\tau)$$

Utilizando o princípio da superposição e a *estacionaridade* do filtro, tem-se que

$$r(t) = \frac{1}{\pi} \{Si w_c(t-t_0) - Si w_c(t-t_0-\tau)\}$$

Para $w_c \gg \frac{1}{\tau}$ isto implica em $r(t_r) \approx 1/2$.

Esta resposta pode ser visualizada na Fig. 2.36, bem como uma aproximação prática mediante um pulso trapezoidal. Observa-se que a limitação na banda passante provoca dispersão no pulso.

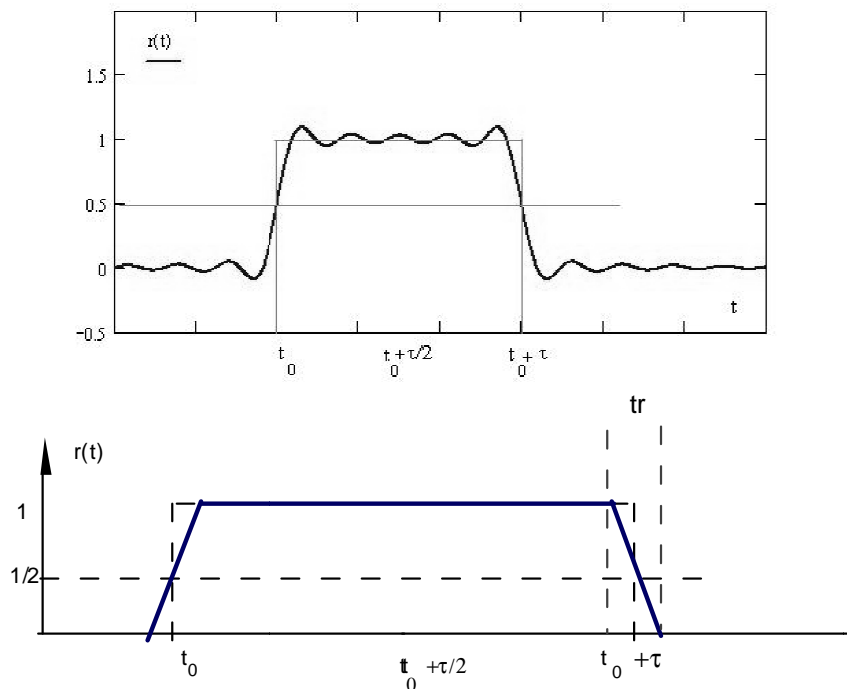


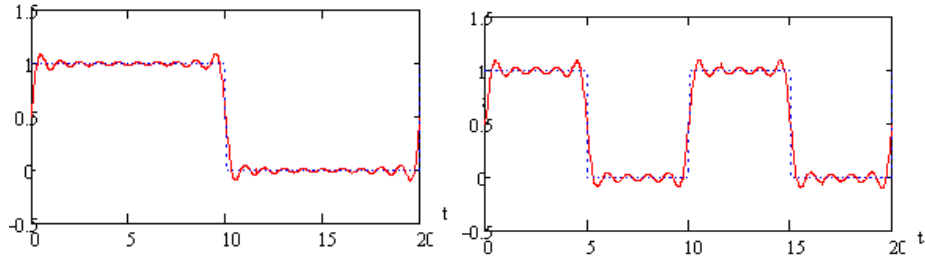
Figura 2.36 - Pulso retangular transmitido com limitação na Banda Passante.

Este modelo é usado em circuitos eletrônicos digitais (vide *Handbooks*) para representar pulsos, assim como em alguns sistemas de comunicação digital (vide e.g., TDM/PPM, Seção 6.7).

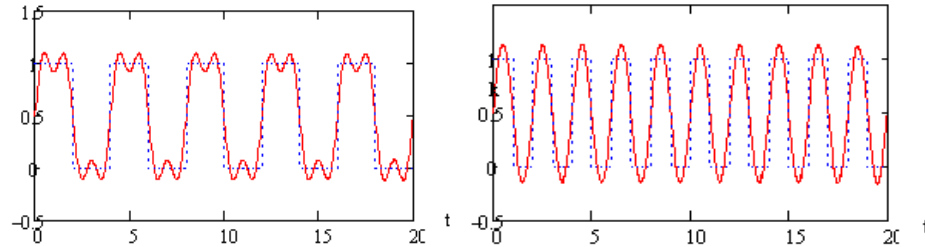
Análise de Canal com Limitação em Banda

Frequência de Corte normalizada em 1 p.u. Hz: Aumento gradual da taxa do relógio.

1) Resposta para relógio com frequência $f = 0,05 f_c$ e $f = 0,1$



2) Resposta para relógio com frequência $f = 0,25 f_c$ e (CASO LIMITE) $f = 0,5 f_c$



3) Resposta para relógio com frequência $f = f_c$ e $f = 2 f_c$

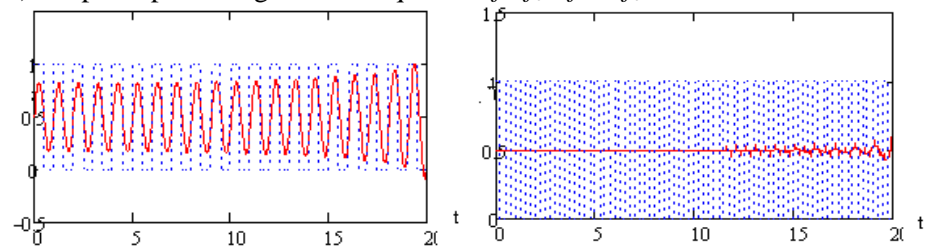


Figura 2.37 – Efeitos da limitação de banda passante na transmissão digital.

Os sistemas digitais devem "trabalhar" dentro de certos padrões. Por exemplo, o gabarito de pulsos definido para a interface S em ISDN (Rede Digital Integrada de Serviços- RDSI), para uma carga de 50Ω , especifica diversos parâmetros:

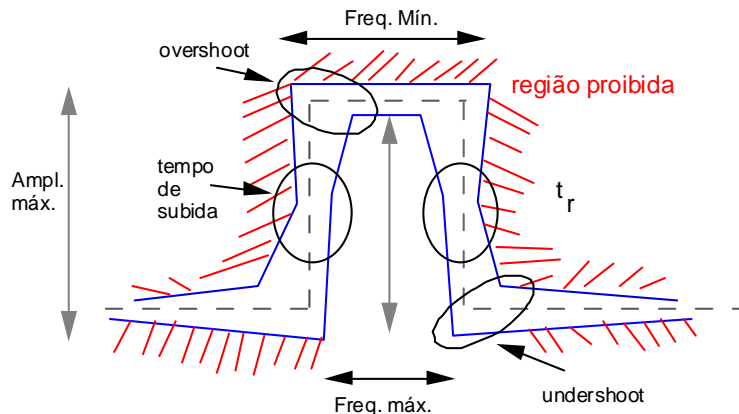


Figura 2.38 - [c.f. Recomendação I.430 CCITT]

Exercício 10. Uma das formas de acesso em sistemas digitais modernos com taxa de 160 kbps é o acesso RDSI (ISDN), usando um código de linha 2B1Q. O espectro do sinal RDSI é dado por

$$P(w) = \frac{5}{9} \frac{V_p^2}{R} \cdot \text{sinc}^2\left(\frac{w}{w_0}\right) \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{w}{w_3}\right)^4},$$

em que $f_3 = 80$ kHz, $f_0 = 80$ kHz, $V_p = 2,5$ V e $R = 135 \Omega$. A potência nominal de transmissão é de 13,5 dBm.

Solução.

O esboço (dBm/Hz) da densidade de potência na faixa até 240 kHz é mostrado. No gráfico, use a faixa de atenuação de 0 a -180 dB/Hz. Qual a banda a 90% para a transmissão do sinal em RDSI?

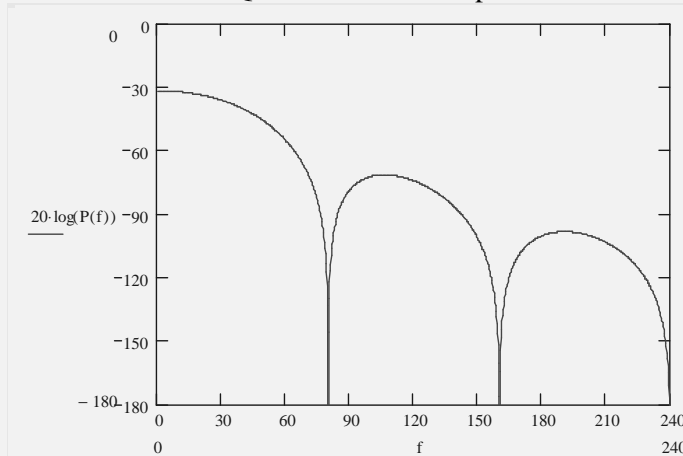


Figura 2.39 - Densidade espectral (dBm/Hz) de uma linha para RDSI (faixa 0-240 kHz)

O maior problema nos sistemas de comunicação via par trançado (tais como xDSL) é a interferência devido ao acoplamento no percurso (diafonia). Há dois tipos de diafonia:

Diafonia próxima – NEXT (*near-end crosstalk*)

Diafonia distante – FEXT (*far-end crosstalk*)

O modelo para a densidade de potência da diafonia em um cabo com 50 pares (típico em xDSL) depende da densidade de potência do sinal. Se há N pares interferentes no cabo, então para $1 \leq N < 50$, f em Hz, tem-se

$$P_{NEXT}(f) = 8,818\sqrt{f^3} \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \cdot 10^{-14} \cdot P(f)$$

$$P_{FEXT}(f) = 2,4384d \cdot f^2 \cdot \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \cdot 10^{-20} \cdot P(f)$$

2.5 Filtros Lineares Passivos

Filtros lineares podem ser implementados apenas com elementos passivos, tais como capacitores, resistores e indutores. A utilização adicional de elementos ativos permite a construção de filtros ativos [SÁN&COR 1994]. Neste caso, a implementação é feita tipicamente com auxílio de AMP-OPs e valores padronizados de resistores e capacitores, de modo a não incluir indutores. Trata-se aqui de uma opção prática, pois indutores são elementos de difícil construção e medição. Entretanto, detalhes relativos ao projeto de filtros ativos não serão tratados aqui. Algumas noções básicas são apresentadas na Seção 2.10.



H.W. Bode, Pioneiro em Realimentação e Estabilidade.

Existem basicamente quatro tipos de filtros de interesse:

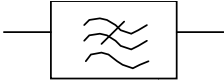

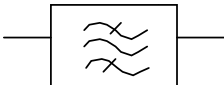

- filtros passa-baixa (LPFs),
- filtros passa-alta (HPFs),
- filtros passa-faixa (BPFs)
- filtros rejeita-faixa (BSFs).

As características ideais para estes filtros são exibidas nas funções de transferência a seguir [ZVE 1967, WILL&TAY 1988]. Um filtro espacial passa-baixas ideal é definido pela relação

$$|H(u, v)| := \begin{cases} 1 & \text{se } D(u, v) \leq D_0 \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases}$$

em que $D(u, v) := (u^2 + v^2)^{1/2}$ e D_0 é a frequência de corte.

Tabela II.1- Tipos de filtros lineares.

Tipo de Filtro	Função de Transferência	Representação
LPF ideal	$H(\omega) = k \prod \left(\frac{\omega}{2\omega_B} \right) e^{-j\omega t_0}$	
HPF ideal	$H(\omega) = k \left(1 - \prod \left(\frac{\omega}{2\omega_B} \right) \right) e^{-j\omega t_0}$	
BPF ideal	$k \left(\prod \left(\frac{\omega - \omega_0}{2\omega_B} \right) e^{j\omega_0 t_0} + \prod \left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_B} \right) e^{-j\omega_0 t_0} \right) e^{-j\omega t_0}$	
BSF ideal	$k \left(1 - \prod \left(\frac{\omega - \omega_0}{2\omega_B} \right) - \prod \left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_B} \right) \right) e^{-j\omega t_0}$	

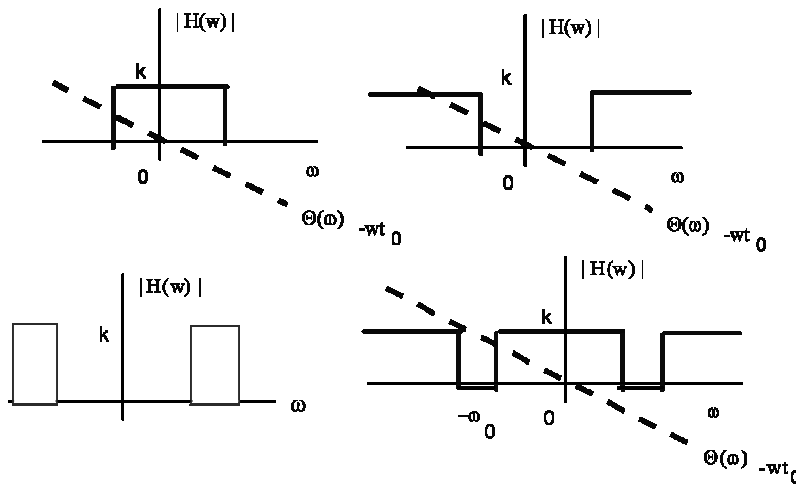


Figura 2.40 - Filtros ideais tipo LPF, HPF, BPF e BSF.

Os dois filtros mais simples de interesse são os integradores (LPF), $H(\omega)=1/j\omega$ e os derivadores (HPF), $H(\omega)=j\omega$ (vide propriedades **P5** e **P7**). De um modo geral, os filtros passa-baixa são freqüentemente referidos como integradores, caracterizados por possuírem apenas pólos na função de transferência. Já os filtros passa-alta são referidos como derivadores, caracterizando-se pela presença de apenas zeros na função de transferência. Entre os BSF, os mais usados são os *Notch filter* que procuram suprimir uma dada freqüência (N-BSF). Como exemplo, o sinal $+BT$ da fonte de alimentação (linha de força) apresentam muitas vezes interferências na freqüência da rede 60 Hz, ou harmônicos 120 Hz, 180 Hz etc. que podem ser "rejeitadas" com um filtro.

Aplicando o critério de Paley-Wiener (Seção 2.2), vê-se facilmente que todos estes filtros são antecipatórios. Filtros causais podem ser empregados para aproximar – tão bem quanto se deseje – este comportamento. Três famílias de filtros realizáveis, largamente empregados na construção prática de LPFs, HPFs, BPFs e BSFs são apresentados a seguir, mostrando como projetá-los. Filtros implementados com componentes R , sL e $1/sC$ só podem resultar em funções de transferência racionais, i.e., aquelas da forma $H(s)=P(s)/Q(s)$, em que P e Q são polinômios (**Filtros racionais**).

Projeto empírico de indutores

A maioria dos circuitos eletrônicos práticos de Telecomunicações envolve o uso de indutores, particularmente devido ao baixo custo. Entretanto, a disponibilidade destes dispositivos difere daquela de resistores e capacitores, que são fabricados em larga escala. Para auxiliar no projeto de indutores, apresenta-se uma fórmula empírica para estimar a indutância de uma bobina simples com núcleo cilíndrico. Se o meio que constitui o núcleo da bobina é o ar e ela tem apenas uma única camada com N espiras, com diâmetro D (em cm) e com comprimento l (em cm), mostra-se que

$$L \cong \frac{\pi^2 D^2 N^2}{10^3 l} \mu\text{H}$$

é a indutância estimada. Assim, expressando o diâmetro e o comprimento em mm, obtém-se que o número de espiras do enrolamento pode ser estimado de acordo como:

$$N \cong \frac{100}{\pi} \frac{\sqrt{l.L}}{D} \cong 31,23 \frac{\sqrt{l.L}}{D} .$$

Um método prático ligeiramente mais preciso para determinar o número de espiras de um indutor com enrolamento cilíndrico de uma única camada consiste em usar a aproximação

$$N \cong \left[k \cdot \frac{\sqrt{l.L}}{D} \right]$$

em que L é a indutância desejada expressa em μH , l o comprimento da bobina em mm e D o diâmetro do núcleo da bobina, sendo k uma constante tabelada que depende essencialmente da relação D/l .

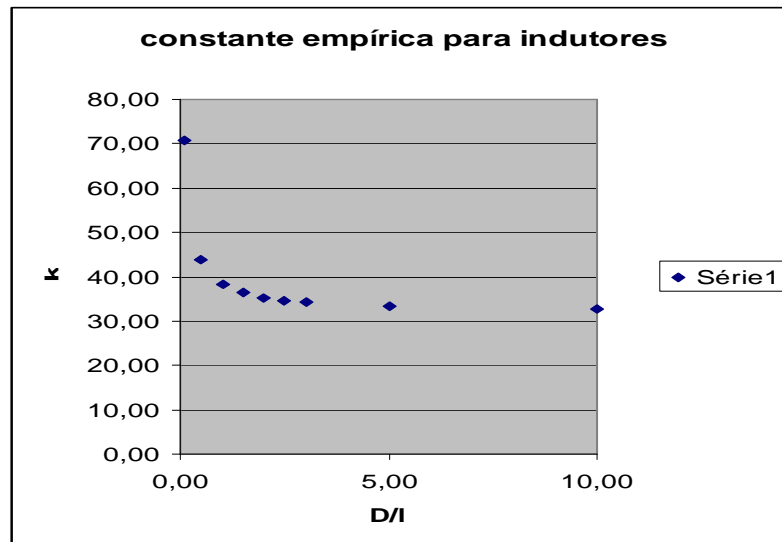


Figura 2.41 - Projeto de indutores: constante empírica para ajuste.

Os valores podem ser obtidos usando o ajuste:

$$k = \exp\{0,041 \ln^2(D/l) - 0,1646 \ln(D/l) + 3,6563\} \quad R^2 = 0,9991.$$

Se as espiras são enroladas com fio esmaltado, o número AWG pode ser usado para obter o diâmetro D (em mm) usando a fórmula $D(\text{mm}) = 8,255 \cdot e^{-0,116 \cdot \text{AWG}}$.

A tabela a seguir mostra os valores:

Tabela II.2 – Dados sobre fios esmaltados para enrolamento de bobinas.

AWG	D (mm)	Resistência (Ω/km)	Corrente máxima (A)
12	2,052	5,10	10
13	1,828	6,49	7,5
14	1,628	8,17	6,0
15	1,450	10,30	4,8
16	1,291	12,90	3,7
17	1,150	16,34	3,2
18	1,024	20,73	2,5
19	0,9116	26,15	2,0
20	0,8118	32,69	1,6
21	0,7230	41,46	1,2
22	0,6438	51,50	0,92
23	0,5733	56,40	0,73
24	0,5106	85,00	0,58
25	0,4547	106,20	0,46
26	0,4049	130,70	0,37
27	0,3606	170,00	0,29
28	0,3211	212,50	0,23
29	0,2859	265,60	0,18
30	0,2546	333,30	0,15
31	0,2268	425,00	0,11
32	0,2019	531,20	0,09

$$D(\text{mm}) \cong 8,255 \cdot e^{-0,116 \cdot \text{AWG}}$$

$$I(\text{A}) \cong 164,53 \cdot e^{-0,2347 \cdot \text{AWG}}$$

$$\rho(\Omega/\text{km}) \cong 0,3137 \cdot e^{0,2323 \cdot \text{AWG}}$$

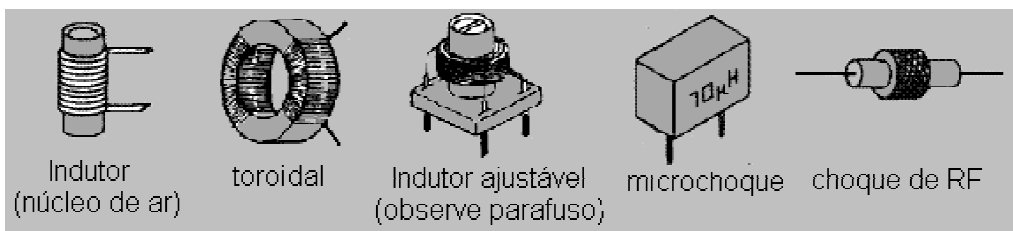


Ilustração: tipos e formatos de indutores.

O Filtro Sintonizado (circuito tanque para sintonia)

O filtro BPF de maior uso prático em Telecomunicações é o simples "circuito tanque" ou "circuito sintonizado", mostrado na Fig. 2.42. A impedância L//C é expressa por $Z_r = \frac{j\omega L}{1 - (\omega\sqrt{LC})^2}$. A

freqüência ω_r que torna a impedância Z_r infinita, dita freqüência de ressonância, ocorre quando:

$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ rd/seg. As impedâncias nessa freqüência são $|Z_L| = |Z_C| = \sqrt{L/C}$. Calculando agora

$Z = R // Z_r$, a impedância total, tem-se que:

$$Z = \frac{RZ_r}{R + Z_r} = \frac{R}{1 - j \frac{R}{\omega L} [1 - (\omega\sqrt{LC})^2]}$$

Note que na freqüência de ressonância a impedância reduz-se à parte resistiva. Finalmente, é possível reescrever Z sob a forma:

$$Z = \frac{R}{1 - j \frac{R}{\omega L} \frac{\omega_r}{\omega} [1 - (\frac{\omega}{\omega_r})^2]}$$

Definindo-se uma frequência normalizada $\omega = \omega/\omega_r$ e o fator de Qualidade Q do tanque $Q = \frac{R}{\omega_r L} = \omega_r LC$, determina-se a função de transferência $H(\omega)$ do filtro:

$$H(\omega) = \frac{V_0}{I_i} = Z = \frac{R}{1 - jQ \left(\frac{1 - \omega^2}{\omega} \right)}$$

Examinando-se por fim a magnitude da função de transferência, tem-se o gráfico mostrado logo a seguir.

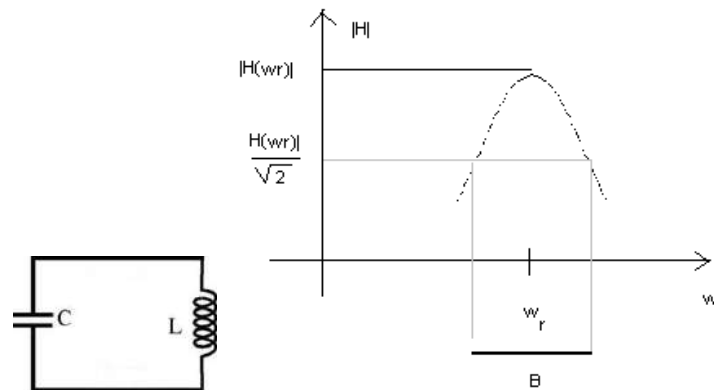


Figura 2.42 - Função de transferência do circuito sintonizado (tanque).

Para encontrar a frequência de corte (3 dB), deve-se impor a condição:

$|H(\omega_{3dB})| = \frac{|H(\omega_r)|}{\sqrt{2}} = \frac{R}{\sqrt{2}}$, o que ocorre em $Q^2 \left[\frac{1 - \omega^2}{\omega} \right]^2 = 1$. A solução corresponde assim às raízes

reais positivas da equação $\omega^2 \pm \frac{1}{Q} \omega - 1 = 0$, que são dadas por $\frac{\omega_{3dB}}{\omega_r} = \mp \frac{1}{2Q} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4}$.

A banda passante de 3 dB expressa em Hertz, $B = \omega_{3dB} / 2\pi$ Hz, para o filtro será $\frac{B}{f_r} = \frac{1}{Q}$. O inverso

do fator de qualidade fornece exatamente a banda passante relativa do filtro.

As três classes de filtros lineares realizáveis adotadas na maioria das implementações práticas são: Filtros de **Butterworth**, Filtros de **Chebyshev** e Filtros de **Bessel** [SVE 1967; MIL&JOH 1973; BLIN&SVE 1976; TAY 1992].

A estratégia utilizada consiste em considerar um LPF "**normalizado**" de uma destas classes. A partir deste filtro, é possível construir o filtro desejado através de uma simples operação de transformação conhecida como "*Transformação de de-normalização*". Em outras palavras, a realização de um LP, HP, BP ou BS pode ser implementada aplicando-se uma transformação de frequência a um LP normalizado (ponto de partida de todos os projetos). O projeto de filtros é usualmente realizado empregando a Transformada de Laplace ao invés da Transformada de Fourier.

Os LPFs estudados são redes contendo somente pólos, com função de transferência racional, do tipo

$$H(s) = \frac{k}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0},$$

em que n é a ordem do filtro. A função de transferência descrita pode ser usada para implementar diferentes filtros, dependendo da escolha dos a_n 's: Butterworth, (T)chebyshev, Bessel, Cauer, Gegenbauer, Elíptico, Síncrono, Gaussiano, entre outros.

Filtros lineares passivos deste tipo (apresentando a função de transferência da forma descrita anteriormente) podem ser implementados utilizando n elementos reativos, sob diversas configurações distintas, e em particular, nas duas mostradas a seguir. A implementação de funções de transferência racionais do tipo $P(s)/Q(s)$, razão entre polinômios permite a implementação com indutores/capacitores, lembrando as impedâncias $1/sC$ e sL .

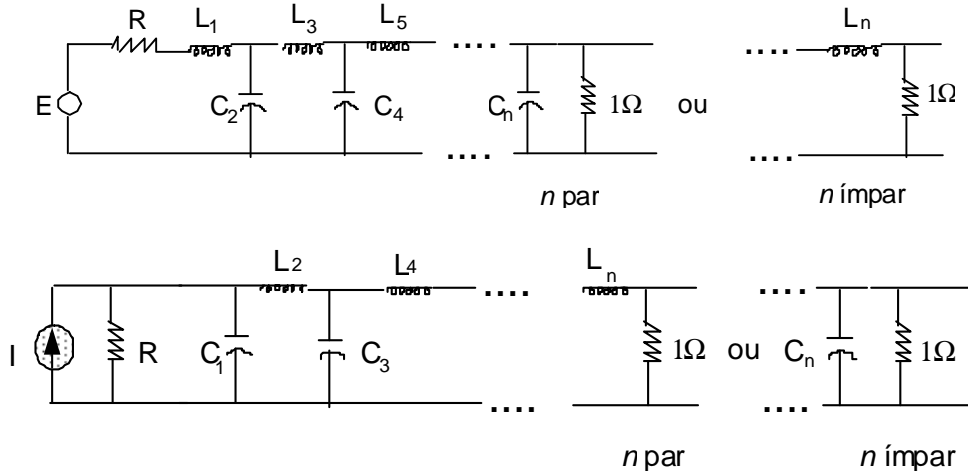


Figura 2.43 - Redes Lineares LPF com apenas pólos e $H(s)$ racional.

Vale observar que diferentes configurações para a rede podem implementar uma mesma função de transferência.

Os filtros de Butterworth e Chebyshev correspondem a aproximações realizáveis da função de transferência ideal, i.e., $|H(w)| = \Pi(w/2)$, que não é causal. Isto é obtido considerando-se que aproximações para uma resposta com magnitude $|H(w)|$ retangular podem ser feitas através de

$$|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \psi_n^2(w)}}$$

em que $\varepsilon \leq 1$ é um número real positivo e $\psi_n(w)$ é um polinômio de ordem n contendo apenas potências pares (ou potências ímpares) do argumento w .

Em algumas situações, as características de fase da função de transferência são mais importantes (e.g. linhas de retardo), de modo que são de interesse aproximações para filtros com retardo constante. Isto corresponde a um filtro com fase aproximadamente linear, $\theta(w) = -wt_0$. O retardo de grupo e atraso de fase tornam-se relevantes no projeto. Nestes casos, o filtro de Bessel é um dos filtros mais usados para aproximar uma rede que introduz retardo puro, $H(w) = \exp(-jw)$.

2.6 Filtros de Butterworth

Filtros desta classe são obtidos escolhendo-se $\varepsilon = 1$ e $\psi_n(w) = w^n$, resultando em uma função de transferência do tipo:

$$|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + w^{2n}}}$$

Independente da ordem n da aproximação (que melhora com o aumento de n) tem-se sempre $|H(0)| = 1$ e $|H(1)| = 1/\sqrt{2}$, de modo que o filtro é sempre normalizado (frequência de 3 dB de 1 rd/s).

Estes filtros foram concebidos pelo Engenheiro **Stephen Butterworth** (1885–1958, O.B.E. - *Order of the British Empire*), da *Admiralty Research Laboratories*, nascido próximo à cidade de Manchester. No artigo: “On the theory of filter amplifiers”, *Experimental Wireless*, October, 1930, pp.536-541, ele propõe a função de transferência e apresenta construções de LPF, BPF, HPF e BSF.

A Fig. 2.44 ilustra a característica da magnitude da função de transferência $H(w)$ para várias ordens de filtro.

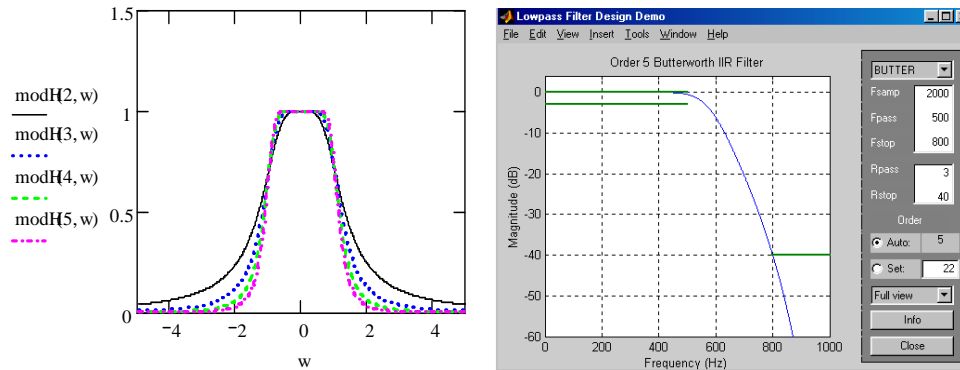


Figura 2.44 - Filtros de Butterworth (diversas ordens n).

Incidentalmente, o simples LPF tipo RC estudado anteriormente (Seção 2.1, diagrama de Bode) é um filtro de Butterworth de 1ª ordem. Para um filtro de ordem n , as n primeiras derivadas de $|H(w)|$ são nulas na origem $w=0$, isto é,

$$\left. \frac{d^k |H(w)|}{dw^k} \right|_{w=0} = 0, \quad 1 \leq k \leq n.$$

Assim, o desenvolvimento em série de Taylor de $|H(w)|$ em torno da origem é o mais plano possível (*Maximally flat*).

A obtenção da função de transferência realizável com esta característica para o módulo de H pode ser feita da forma ilustrada nos exemplos apresentados a seguir.

Para um filtro de 2ª ordem, $|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1+w^4}}$ e, portanto, $|H(w)|^2 = \frac{1}{1+w^4}$.

Substituindo $s \leftarrow jw$ e $s^2 \leftarrow -w^2$, tem-se que: $H(s).H(-s) = \frac{1}{1+s^4}$.

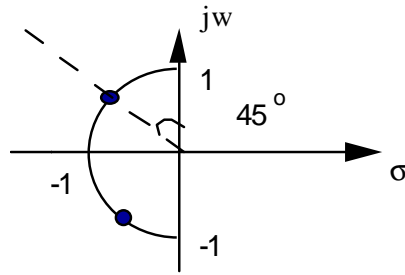
As raízes do polinômio do denominador (pólos) são

$$-\frac{\sqrt{2}}{2} \pm j\frac{\sqrt{2}}{2} \quad \text{e} \quad \frac{\sqrt{2}}{2} \pm j\frac{\sqrt{2}}{2}.$$

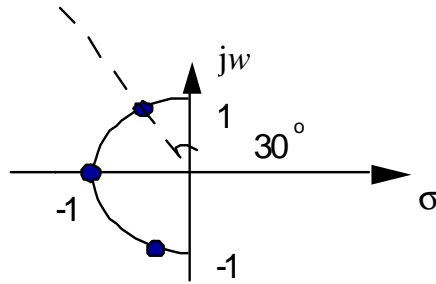
Note que no mundo físico, se lida com $|H(w)|$ em que a frequência w é uma variável real. Assim, $|H(w)|$ não possui pólos e não diverge. Na passagem ao plano complexo $|H(w)|$ para $|H(s)|$ no qual a frequência s é complexa, dá-se o aparecimento dos pólos.

Associando os pólos do semi-plano esquerdo à $H(s)$ para que o filtro seja realizável, obtém-se:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$



$$H(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$



Para um filtro de ordem 3, procedendo-se de forma idêntica, obtém-se imediatamente que:

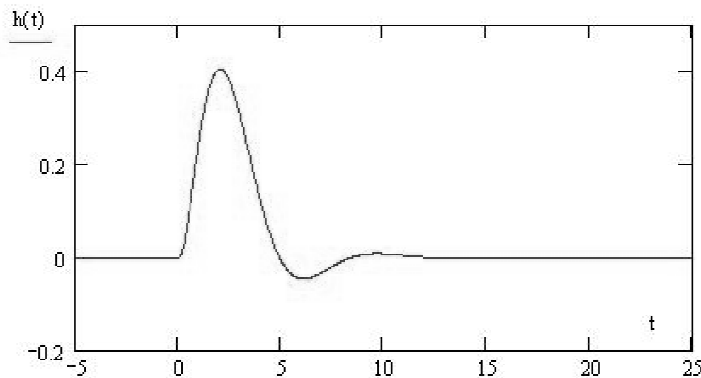
$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1 - s^6}$$

As raízes do denominador são ± 1 , $-\frac{1}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2}$ e $\frac{1}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2}$. Novamente, associando à $H(s)$ somente os pólos no semi-plano esquerdo (que coincidem em número exatamente com a ordem $n=3$ do filtro), tem-se a função de transferência cujo módulo define um filtro de Butterworth:

Logo, o filtro de Butterworth de 3ª ordem apresenta uma função de transferência dada por

$$H(w) = \frac{1}{1 - 2w^2 + j(2w - w^3)}$$
, e a resposta impulsional correspondente é:

$$h(t) = \left\{ e^{-t} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-t/2} \cos\left(\frac{\sqrt{3}}{2}t + 30^\circ\right) \right\} u(t)$$



Os polinômios obtidos no denominador das funções $H(s)$ são conhecidos como "**Polinômios de Butterworth**" e são tabelados. Para $n=4$, por exemplo, pode-se escrever diretamente:

$$H(s) = \frac{1}{s^4 + 2,613s^3 + 3,414s^2 + 2,613s + 1}$$

Em qualquer dos casos, independentemente da ordem, todos os pólos caem sobre *uma circunferência de raio unitário*, centrada na origem do plano s e espaçadas de π/n rad. Os dois pólos (conjugados complexos) mais próximos do eixo imaginário jw estão afastados de $\pi/2n$ deste eixo.

Os pólos da função $H(s)$ de um Butterworth de ordem n , no caso geral, são $\sigma_k + jw_k$, com:

$$\begin{cases} \sigma_k = -\text{sen}(2k-1) \frac{\pi}{2n} \\ w_k = \text{cos}(2k-1) \frac{\pi}{2n} \end{cases}, \quad k = 1, 2, \dots, n.$$

e obedecem à equação $\sigma_k^2 + w_k^2 = 1$; portanto, os pólos caem realmente sobre a circunferência de raio unitário no plano de Argand-Gauss [ÁVI 1974].

Conhecidas as funções de transferência dos filtros, é possível encontrar os valores dos elementos R, C, L para implementá-la. Obtém-se a função de transferência do filtro em termos dos valores literais dos componentes passivos e igualando-a a função desejada chega-se a um sistema (solúvel) de equações com n variáveis e n incógnitas. A seguir são mostrados os valores dos componentes para dois filtros de Butterworth. A ordem de grandeza das capacitâncias e indutâncias envolvidas não deve preocupar: De fato, este é um filtro normalizado, com freqüência de corte em 0.15915494581.. Hz! (1 rd/s).

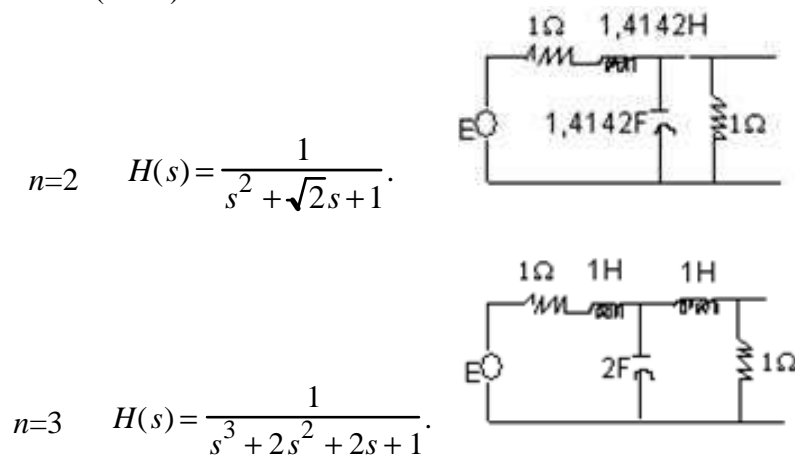


Figura 2.45 - Exemplos de filtros de Butterworth (ordem 2 e 3).

2.7 Filtros de Chebyshev

Uma aproximação de eqüi-ondulação para a unidade dentro da banda de passagem do filtro é obtida escolhendo como os polinômios de Chebyshev, Pafnuti Tchebycheff (1821-1894). (ver Prob. 1.4). Assim

$$|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2(w)}}$$

em que $T_n(w) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} w) & \text{para } |w| \leq 1, \\ \cosh(n \cosh^{-1} w) & \text{para } |w| \geq 1. \end{cases}$

O valor de ϵ determina a altura da ondulação (*ripple*). Neste caso todas as frequências na banda passante são consideradas e o desvio máximo entre 1 e $|H(w)|$ é cotado superiormente. Para esta classe de filtros, o parâmetro usualmente especificado é a atenuação máxima permitida dentro da banda de passagem, $A_{máx}$, expressa em decibéis, a qual é relacionada com a amplitude da ondulação via $\epsilon = \sqrt{10^{0,1A_{máx}} - 1}$. Tipicamente, a ondulação máxima assumida é de 0,1 dB ou 0,01 dB dentro da banda de passagem. Para n ímpar, tem-se que $T_n(0)=0$ e $|H(0)|=1$. Um esboço do módulo da função de transferência para $n=5$ é mostrado. A ordem n indica o número de meios ciclos (máximos até mínimos) existentes. Estes filtros foram propostos por W. Causer em 1931.

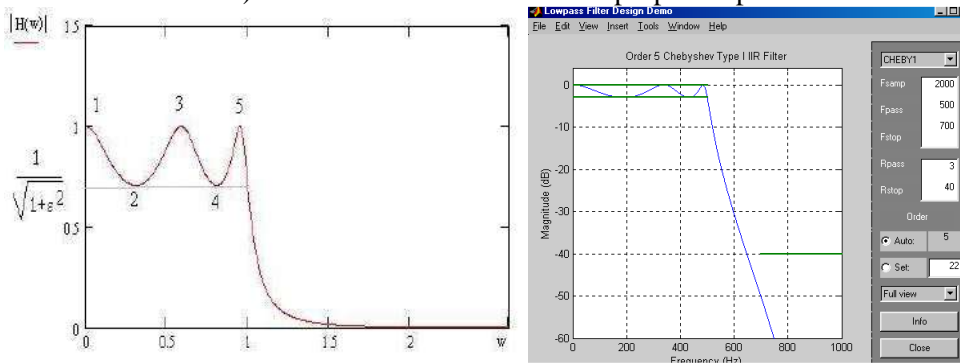


Figura 2.46 - Magnitude da função de transferência de um filtro de Chebyshev (observe: ordem 5).

A frequência de corte do filtro (frequência de 3 dB) é obtida facilmente impondo a condição que $|H(w_c)|=1/\sqrt{2}$, isto é, $\epsilon^2 T_n^2(w_c) = 1$. Substituindo $T_n(w)$ e lembrando que $w_c > 1$ (Até a frequência 1 rd/s, a atenuação máxima é muito pequena, inferior a 3 dB), obtém-se que

$$w_c = \cosh \left[\frac{1}{n} \cosh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right].$$

Da mesma forma que na seção precedente na análise do filtro de Butterworth, a função de transferência pode ser obtida escrevendo:

$$H(s).H(-s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(s)},$$

e atribuindo a $H(s)$ todos os pólos localizados no semi-plano esquerdo do plano complexo.

Os pólos dos filtros de Chebyshev são expressos por $\sigma_k + jw_k$ com

$$\begin{aligned} \sigma_k &= -\sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \sin(2k-1) \frac{\pi}{2n} \\ w_k &= \cosh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \cos(2k-1) \frac{\pi}{2n} \end{aligned} \quad k = 1, 2, \dots, n-1,$$

e obedecem à equação:

$$\frac{\sigma_k^2}{\sinh^2 \zeta} + \frac{w_k^2}{\cosh^2 \zeta} = 1, \quad \text{com } \zeta = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}.$$

Os pólos caem, portanto, sobre uma elipse inscrita a circunferência de raio unitário (após a normalização do corte, veja ilustração).

Um filtro de 3ª ordem com $\epsilon=0,1$ apresenta frequência de corte $w_c=1,5404$ rd/s e os eixos são $\sinh \zeta=1,1743$ e $\cosh \zeta=1,5424$. Os três pólos da função de transferência não normalizada são $-1,1743$ e $-0,5871 \pm j 1,3357$. Para projetar o filtro normalizado ($w_c=1$) correspondente, basta simplesmente dividir o valor de todos os pólos por w_c calculado.

No exemplo descrito, os pólos do filtro de Chebyshev normalizado correspondem, portanto, à $-0,7623$ e $-0,3811 \pm j 0,8671$. A função de transferência procurada é dada por

$$H(s) = \frac{k}{(s + 0,7623)(s^2 + 0,7622s + 0,8971)}$$

Comparando a atenuação fora da faixa de passagem, entre um filtro de Butterworth e um de Chebyshev de mesma ordem, verifica-se que a atenuação é bem maior para estes últimos. Ao se introduzir a possibilidade de oscilações dentro da banda passante, o filtro pode ter um decaimento mais rápido. Devido à mudança abrupta de atenuação que ocorre na frequência de corte, os filtros de Chebyshev raramente são recomendados em aplicações envolvendo pulsos.

Outras famílias de filtros realizáveis podem ser obtidas pela escolha de $\psi_n(w)$, e.g., os filtros elípticos, em que $\psi_n(w) = U_n(w)$ é a função Jacobiana elíptica $|H(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 U_n^2(w)}}$, etc.

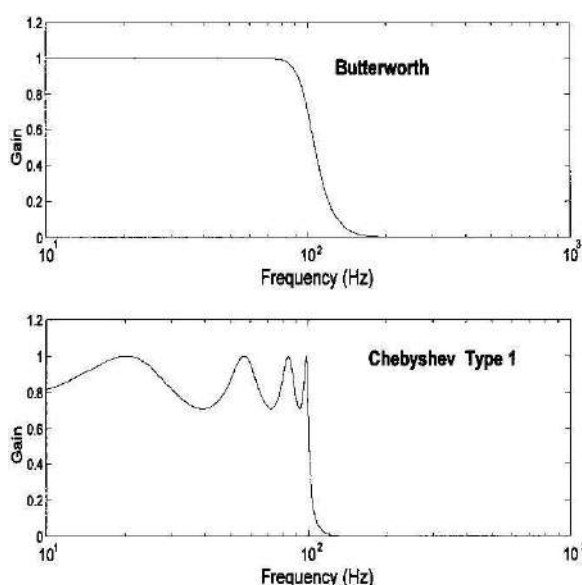


Figura 2.47 - Comparação entre filtros de Butterworth e Chebyshev de mesma frequência de corte e mesma ordem. Veja que a atenuação fora da banda de passagem é maior para o filtro de Chebyshev, porém a um preço de ondulação na faixa de passagem.

2.8 Filtros de Bessel

Trata-se de uma aproximação realizável de um filtro que introduz um retardo puro normalizado $t_0=1$ seg, $H(w)=e^{-jw t_0}$. A técnica introduzida por Storch [STO 1954] consiste em usar a relação

$$H(s) = \frac{1}{e^s} = \frac{1}{\sinh s + \cosh s}$$

Truncando a expressão de $\cotgh s$ após n termos, o resultado é uma função racional em s :

$$\cot gh s = \frac{1}{s} + \frac{1}{\frac{3}{s} + \frac{1}{\frac{5}{s} + \frac{1}{\frac{7}{s} + \frac{1}{\dots}}}}$$

O numerador está associado com $\text{sh } s$ e o denominador à $\text{ch } s$. Assim, a soma "numerador+denominador" fornece uma aproximação polinomial desejada para o denominador de $H(s)$. Por exemplo, projetando-se um filtro de 3ª ordem, o truncamento realizado corresponde à:

$$\cot \text{gh } s \approx \frac{1}{s} + \frac{1}{\frac{3}{s} + \frac{1}{\frac{5}{s}}} = \frac{6s^2 + 15}{s^3 + 15s}$$

Logo $\text{sh } s + \text{ch } s \leftarrow k'(s^3+6s^2+15s+15)$ e a função de transferência procurada é:

$$H(s) = \frac{k}{s^3 + 6s^2 + 15s + 15}$$

O valor de k é selecionado de maneira que $H(0)=1$. Logo:

$$H(w) = \frac{15}{-jw^3 - 6w^2 + 15jw + 15}$$

Este método conduz a um retardo de grupo o mais plano possível em $w=0$, independentemente da ordem do truncamento da série de potências.

Os polinômios do denominador de $H(s)$ são os polinômios de Bessel e podem ser encontrados pela seguinte fórmula recursiva:

$$B_n(s) = (2n-1)B_{n-1}(s) + s^2 B_{n-2}(s), \text{ com } B_0(s)=1 \text{ e } B_1(s)=s+1.$$

No caso dos filtros de Bessel, os pólos caem sobre um caminho do tipo elipsoidal, porém fora do círculo unitário.

A tabela a seguir sumariza os primeiros polinômios de Butterworth, Chebyshev e Bessel.

Tabela II.3 - Alguns Polinômios Especiais de ordem inferior a 5.

Butterworth	Chebyshev	Bessel
$s+1$	s	$s+1$
$s^2+1,4142s+1$	$2s^2-1$	s^2+3s+3
s^3+2s^2+2s+1	$4s^3-3s$	$s^3+6s^2+15s+15$
$s^4+2,6131s^3+3,4142s^2+2,6131s+1$	$8s^4-8s^2+1$	$s^4+10s^3+43s^2+105s+105$
$s^5+3,2361s^4+5,2361s^3+5,2361s^2+3,2361s+1$	$16s^5-20s^3+5s$	$s^5+15s^4+105s^3+402s^2+945s+945$

Nas figuras seguintes são esboçados alguns dos primeiros filtros normalizados (LPF) pertencentes às famílias precedentemente abordadas.

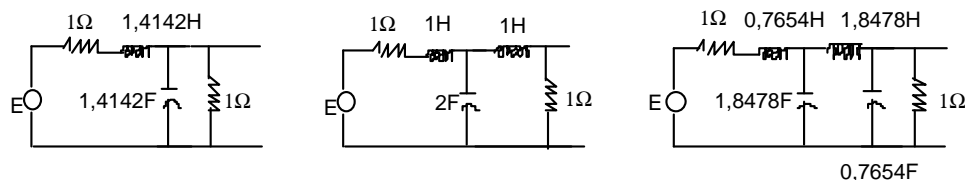


Figura 2.48 - Filtros normalizados de Butterworth de ordem 2, 3 e 4, respectivamente.

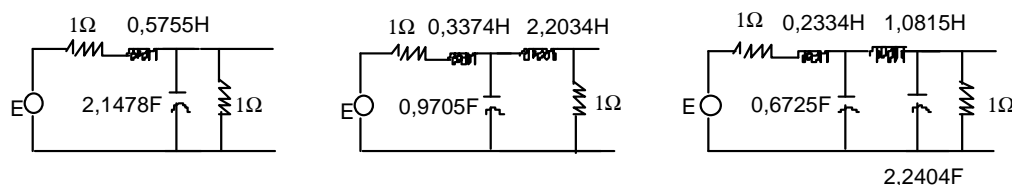


Figura 2.49 - Filtros normalizados de Bessel de ordem 2, 3 e 4, respectivamente.

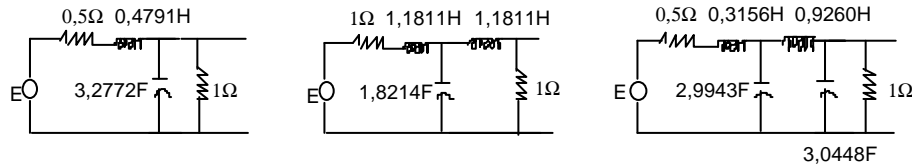


Figura 2.50 - Filtros normalizados de Chebyshev de ordem 2, 3 e 4, respectivamente (com ondulação 0,01 dB)

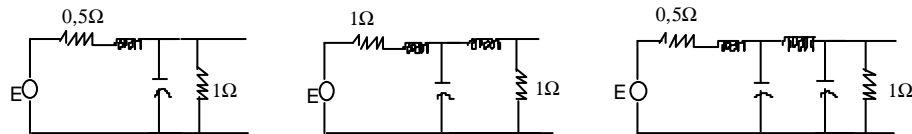


Figura 2.51 - Filtros normalizados de Chebyshev de ordem 2, 3 e 4, respectivamente (com ondulação 0,01 dB)

Regra Prática: Interpretando o número de pólos de LPFs

Como caso simples, visando avaliar grosseiramente o efeito dos pólos em LPFs, considere um LPF do tipo Butterworth para estudar o comportamento assintótico. Estudando assintoticamente tem-se $|w| \gg w_c$

$$|H_n(w)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (w/w_c)^{2n}}} \approx \frac{1}{\sqrt{(w/w_c)^{2n}}} = \frac{1}{|w/w_c|^n}$$

A atenuação decai polinomialmente com $1/|w|^n$, sendo n a ordem do filtro (número de pólos). Assim

$$G = 20 \cdot \log_{10} |H_n(w)| \approx 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{|w/w_c|^n} \right) = -20 \cdot n \cdot \log(|w/w_c|)$$

O diagrama de Bode correspondente é mostrado.

Em w_c	$-20 \cdot n \cdot \log 1 = 0$ dB
Em $10 w_c$	$-20 \cdot n \cdot \log 10 = -20 n$ dB
Em $100 w_c$	$-20 \cdot n \cdot \log 100 = -40 \cdot n$ dB

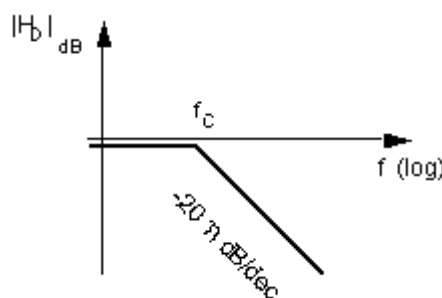


Figura 2.52 – Atenuação de filtro LPF com n pólos.

A cada década, são $-20n$ dB adicionais (atenuação 20 dB/década). A atenuação do filtro após a frequência de corte, assintoticamente reduz de -20 dB/década a cada pólo adicionado. Assim, a atenuação em um LPF de 10 pólos na frequência $10w_c$ é -200 dB etc.

Regra: -20 dB/década/pólo ou -6 dB/década/oitava.

CAPACITORES

- **poliestireno**

Estes capacitores são os mais adequados para filtros por causa de sua tolerância estreita e grande faixa de capacitância. Eles também têm excelente estabilidade de temperatura.

- **cerâmicos**

Estes podem ser de três tipos; metalizados, resina e disco. O tipo metalizado tem boa tolerância (+ 2%) e boa estabilidade de temperatura. O tipo resina mergulhada tem tolerâncias típica de 5%. Tipos de disco têm tolerância mais pobres, tornando-os impróprios para o projeto de filtros.

- **mica prateada**

Estes capacitores têm a menor tolerância (1%), mas o valor máximo comumente disponíveis só pode ser 4,7 nF. Eles têm boa estabilidade de temperatura, o que é importante para circuitos que operem em condições adversas de temperatura (uma ampla faixa de temperaturas).

- **poliéster**

Quando um capacitor de maior valor é necessário esta pode ser uma escolha adequada. Sua tolerância situa-se na faixa entre + 5% e 10%, mas sua estabilidade de temperatura é relativamente pobre.

- **eletrolíticos e tântalo**

Usados em fontes, ACG, acoplamentos, mas são impróprios para circuitos de filtros. Eles são polarizados (+ -) e maiores valores de capacitância podem ser obtidos com estes capacitores, porém com tolerância de 20% ou maior. Sua capacitância pode se modificar com o uso.

Transformações de De-normalização

O Projeto de filtros LPF, HPF, BPF ou mesmo BSF é realizado simplesmente empregando transformações de denormalização sobre os filtros normalizados LPF. A operação a ser realizada consiste na substituição de cada elemento passivo (indutores, capacitores, resistores) do filtro normalizado por novo(s) elemento(s) passivo(s) encontrados de acordo com o tipo de transformação requerida (Veja as transformações expressas na tabela de *transformações de denormalização*).

É relativamente fácil interpretar o efeito e a razão das transformações indicadas. Os parâmetros considerados na denormalização de filtros são especificados na seguinte lista:

f_c	← frequência de corte do filtro
R_r	← resistência de-normalizada de carga
f_1 e f_2	← frequência de corte baixa e alta, respectivamente.
$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$	← frequência central-média geométrica das frequências de corte
$a = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$	← Inverso da banda passante relativa (fator de qualidade).

N.B.- Na construção de BPFs faixa estreita (NBPF), a frequência central aproxima-se da média aritmética das frequências f_1 e f_2 e a característica tende a tornar-se simétrica em torno de f_0 . Nestes casos, os valores obtidos para os elementos localizados podem atingir faixas não muito práticas e outras técnicas alternativas podem ser necessárias.

Tabela II.4 - Transformações de Denormalização de Filtros.

Tipo de conversão	Transformação	Efeitos s/ impedâncias individuais	Novos Elementos
N-LPF ← LPF	$\frac{s}{w_c} \leftarrow s$	$\frac{L'}{R_r} \leftarrow \frac{L}{R_r}$ $\frac{C'}{R_r} \leftarrow \frac{C}{R_r}$	$L = \frac{L'R_r}{w_c}$ $C = \frac{C'}{R_r w_c}$
N-LPF ← HPF	$\frac{w_c}{s} \leftarrow s$	$\frac{L'}{R_r} \leftarrow \frac{C}{R_r}$ $\frac{C'}{R_r} \leftarrow \frac{L}{R_r}$	$C = \frac{1}{L'R_r w_c}$ $L = \frac{R_r}{C'w_c}$
N-LPF ← BPF	$a \left(\frac{s}{w_c} + \frac{w_c}{s} \right) \leftarrow s$	$\frac{L'}{R_r} \leftarrow \frac{L}{R_r} \parallel \frac{C}{R_r}$ $\frac{C'}{R_r} \leftarrow \frac{C}{R_r} \parallel \frac{L}{R_r}$	$L = aL'R_r / w_c$ $C = \frac{1}{aL'R_r w_c}$ $C = aC' \frac{1}{R_r w_c}$ $L = \frac{1}{aC'} \frac{R_r}{w_c}$
N-LPF ← BSF	$\frac{1}{a \left(\frac{s}{w_c} + \frac{w_c}{s} \right)} \leftarrow s$	$\frac{L'}{R_r} \leftarrow \frac{C}{R_r} \parallel \frac{L}{R_r}$ $\frac{C'}{R_r} \leftarrow \frac{L}{R_r} \parallel \frac{C}{R_r}$	$L = \frac{L'R_r}{a w_c}$ $C = \frac{a}{L'R_r w_c}$ $C = \frac{C}{a R_r w_c}$ $L = \frac{a}{C'} \frac{R_r}{w_c}$

†Nota: N-LPF denota um filtro normalizado.

Como regra empírica (prática) no projeto de BPFs, deve ser requerido que o fator de qualidade $Q=f_0/B$ seja mantido nos limites $10 < Q < 100$. Vide comandos “Analog Filter” no aplicativo MATLAB: Besseap, Buttap, Cheblap.

Entre os BSF's, os mais usados são banda estreita (NBSF- *Notch filter*) que procuram suprimir uma dada frequência (normalmente interferência). Se vê o diagrama de atenuação (Bode) para um filtro supressor de 60 Hz.

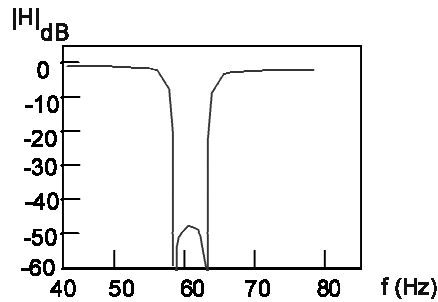


Figura 2.53 - Filtro supressor (notch) 60 Hz.

A identificação dos pólos é útil na determinação da resposta ao impulso, com o auxílio de decomposição em frações parciais.

$H(w) = \frac{jw - 1}{(2 - w^2) + 3jw}$

Exercício 11. Determine a resposta impulsional do filtro

Solução.

Usando $H(s) = \frac{s-1}{(s+2)(s+1)}$, chega-se a $H(w) = \frac{3}{2+jw} + \frac{-2}{1+jw}$ conduzindo a $h(t) = 3e^{-2t}u(t) - 2e^{-t}u(t)$, realizável.

2.9 Filtros de Nyquist cosseno elevado (cosseno levantado)

Uma família de filtros (ou modelos de canais lineares) de enorme interesse prático nas transmissões digitais apresenta funções de transferência cujos espectros são ditos "cosseno rolado" (*full-cosine roll-off*).

A equação geral para a função de transferência destes filtros é expressa por:

$$|H(w)| = \begin{cases} \frac{H(0)}{2} \left(1 - \text{sen} \frac{\pi}{2} \left(\frac{|w| - w_0}{\alpha w_0} \right) \right) & 0 < |w| < (1 - \alpha)w_0 \\ 0 & (1 - \alpha)w_0 < |w| < (1 + \alpha)w_0, \\ & |w| > (1 + \alpha)w_0 \end{cases}$$

$\Theta(w) = -j\omega t_0$, defasamento suposto linear.

FILTROS DE NYQUIST (Observando duas escolhas:)

I. PULSO RETANGULAR

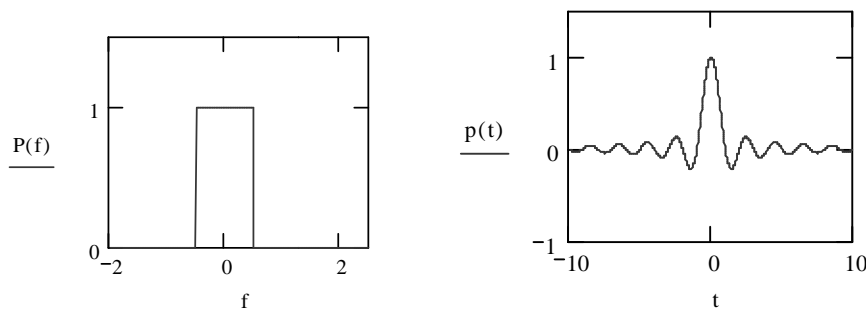


Figura 2.54 - resposta ao impulso de filtros sem ISI.

A resposta impulsional do filtro descrito corresponde a um pulso $p(t)$ determinado facilmente com o auxílio de propriedades da Transformada de Fourier:

Se $f(t) \leftrightarrow F(w)$ então $F(t) \leftrightarrow 2\pi f(-w)$.

Escolhendo os parâmetros $\tau = 2\pi/T_s$ e $A=p(0)T_s$ obtém-se:

$$p(t) = p(0) \frac{\text{sen}(\pi/T_s)}{\pi/T_s}$$

Estes filtros apresentam alguns problemas: são filtros irrealizáveis, bastante sensíveis ao tremor de fase (*jitter*) e apresentam decaimento lento, favorecendo a interferência intersimbólica. Uma saída para contornar tais problemas consiste no uso de outro tipo de filtro de Nyquist, descrito a seguir.

II. COSSENO ELEVADO (Nyquist)

$0 \leq \alpha \leq 1$ fator de rolament

$$P(f) = \begin{cases} \frac{p(0)T_s}{2} \left(1 - \text{sen} \frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1}{2T_s} \right) \right) & 0 < |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ 0 & \frac{1-\alpha}{2T_s} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases}$$

A resposta impulsional $p(t) \leftrightarrow P(f)$ do filtro NYQUIST pode ser determinada:

$$p(t) = p(0) \cdot \frac{\text{sen} \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2}$$

Comentários:

Quando $\alpha=0$, o filtro reduz-se ao caso anterior. Há um decrescimento tanto mais rápido quanto menor for α . Este filtro não é realizável; mas pode ser aproximado através de filtros realizáveis.

Na prática, o que usar? São empregados filtros com fator de *rolloff* pequeno:

$rolloff=0,125$	MODEM 4.800 bps
$rolloff=0,09375$	MODEM 19.200 bps
$rolloff=0,35$	MODEM celular digital IS-54.

Como $0 \leq \alpha \leq 1$, a banda passante de um filtro de Nyquist tipo cosseno rolado está restrita entre f_0 (correspondente à banda mínima) e $2f_0$. O parâmetro α é referido como fator de debordamento (*fator de rolamento*), pois ele determina em quanto a banda excede o valor mínimo f_0 , i.e., o quanto o espectro "rola" para fora da função que corresponde ao filtro ideal de espectro retangular. Em particular, o valor $\alpha=0$ corresponde a um LPF ideal e $\alpha=1$ corresponde ao filtro conhecido como cosseno deslocado ou cosseno elevado (*raised-cosine*), com

$$H(w) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{w}{w_0} \right) \right] \prod \left(\frac{w}{2w_0} \right) e^{-jw t_0}$$

cuja resposta impulsional retardo, t_0 a parte, (refira-se ao problemas 1.68 e 2.66) é dada por:

$$h(t) = 2f_0 \frac{\cos(2\pi f_0 t)}{1 - 4f_0^2 t^2} Sa(2\pi f_0 t)$$

No caso geral, a resposta ao impulso $h(t)$ associada à função de transferência não é causal, visto que $|H(w)|=0$ sobre uma banda de frequências, violando o critério de Paley-Wiener.

Entretanto, devido a característica de atenuação gradual, estes filtros são tecnicamente realizáveis através de aproximações razoáveis, i.e., podem ser mais facilmente implementados aproximadamente por filtros lineares realizáveis que o filtro ideal ($\alpha=0$).

A resposta impulsional, retardo excluído, corresponde à:

$$h(t) = H(0)Sa(w_0 t) \frac{\cos(\alpha w_0 t)}{1 - (2\alpha t w_0 / \pi)^2}.$$

Para maiores detalhes, vide [SCW p.160; LAT 1989 p.151-153; KAW-Kaleh p.45-47]. A Fig. 2.55 apresenta os espectros de filtros cosseno elevado e respectivas respostas impulsionais para alguns valores do fator de rolamento. Estes filtros tem enorme importância no controle da Interferência Intersimbólica (ISI) quando da Comunicação Digital (Capítulo V). Implementações atualmente são realizadas com filtros digitais, e.g FIR 48 *taps*.

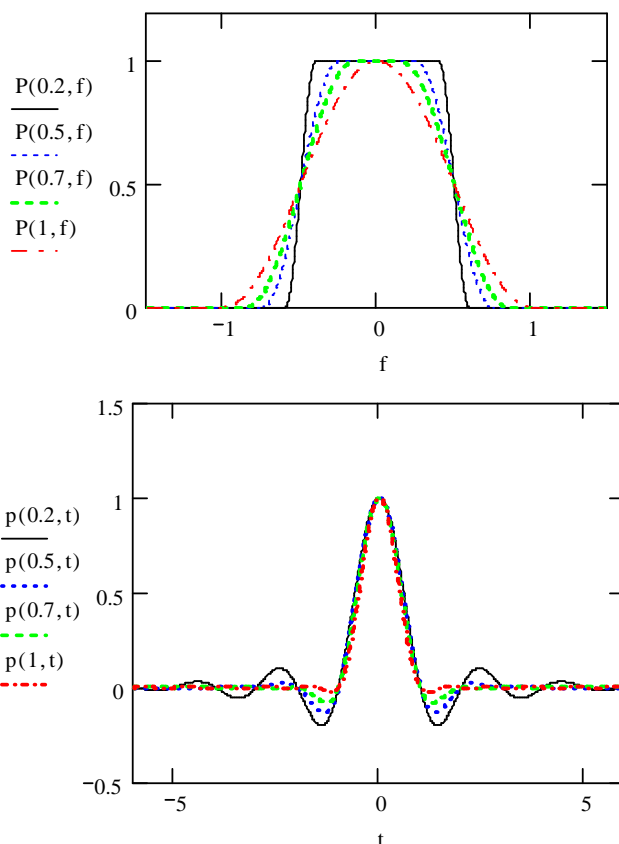


Figura 2.55 - Pulsos Cosseno Elevado (Nyquist): Espectro e Resposta Impulsional.

No caso de equalizadores, os filtros transversais possuem derivações (*taps*) espaçadas de acordo com o tempo-símbolo T_s , i.e., o recíproco da velocidade de modulação $1/T_s$. Uma classe de equalizadores de grande importância é aquela constituída pelos Equalizadores a Espaçamento Fracionário [UNG 1976], FSE. Para filtros de Nyquist com fator de rolamento α , o espectro estende-se até $\frac{1+\alpha}{T_s}$ ($1/T_s$ bauds sendo a taxa de sinalização). Pode-se empregar equalizadores com

o espaçamento entre as derivações em $T_s/(1+\alpha)$. Assim:

para $\alpha=1,0$ tem-se $T/2$ -FSE; para $\alpha=0,5$ tem-se $2T/3$ -FSE; para $\alpha=0,33$ tem-se $3T/4$ -FSE.

As vantagens deste procedimento são discutidas em literatura especializada. Estes filtros desempenham um papel importante na teoria dos sistemas multiportadora OFDM, largamente utilizados (Modems, rádio digital, TV digital, comunicação digital sem fio, redes wi-fi etc.)

2.10 Filtros Ativos Lineares

Qualquer filtro passivo com função de transferência $H(w)$ verifica a relação $|H(w)| \leq 1$, o que pode ser interpretado como segue: O ganho inferior à unidade significa que os filtros apresentam apenas perdas (atenuação e não amplificação), sendo a característica de filtragem a tradução da "atenuação em função da frequência". Uma implementação prática atrativa de filtros das famílias estudadas consiste na construção dos "filtros ativos". A inclusão de um elemento(s) ativo(s) (O AMP-OP) permite a implementação evitando indutores, podendo até fornecer ganho real, contrastando com os filtros passivos [MIL&JOH 1973].

Filtros passa-baixas de ordem 1 e 2 são mostrados a seguir. O ajuste dos elementos permite adaptar a função de transferência gerando o filtro desejado (c.f. Prob. 2.64). Ademais, a ordem do filtro pode ser aumentada pela colocação de células em cascata, por exemplo, como na Fig. 2.57.

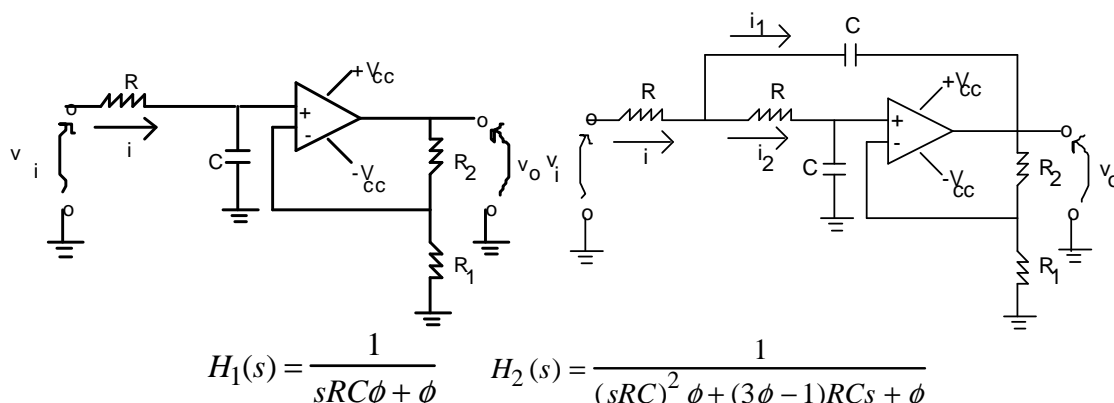
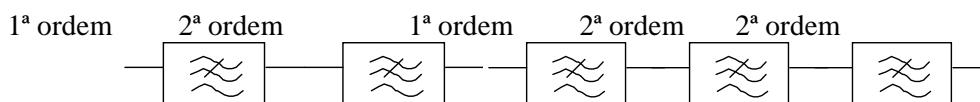


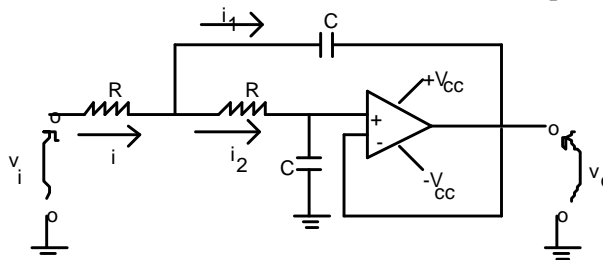
Figura 2.56 - Filtros ativos de 1ª e 2ª ordem e respectivas funções de transferência.



Filtro de 3ª ordem (atenuação 60 dB/ década) Filtro de 5ª ordem (atenuação 100 dB/ década)

Figura 2.57 - Aumento da ordem de filtros usando cascata (atenuações elevadas).

Finalmente, apresenta-se, a título ilustrativo, células de filtros ativos tipo LPF, HPF e BPF.



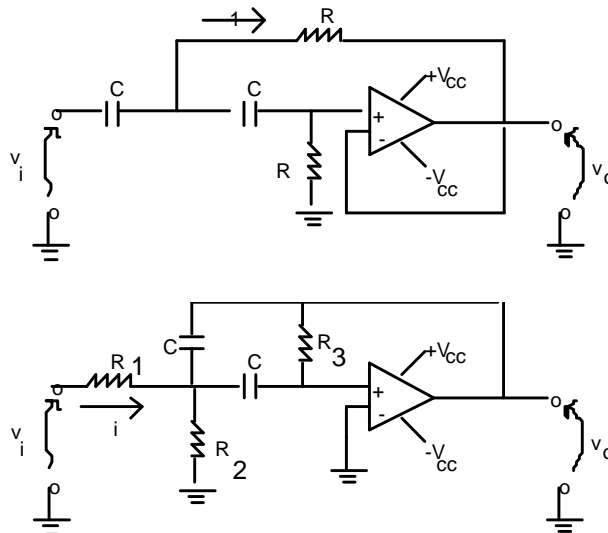


Figura 2.58 - Exemplos de implementação de filtros ativos (LPF, HPF, BPF).

Os filtros ativos já estão disponíveis em CIs, e.g., AF 150, LMF 100 e MF4 e MF10 da *National Semiconductors* [NATIO 1989].

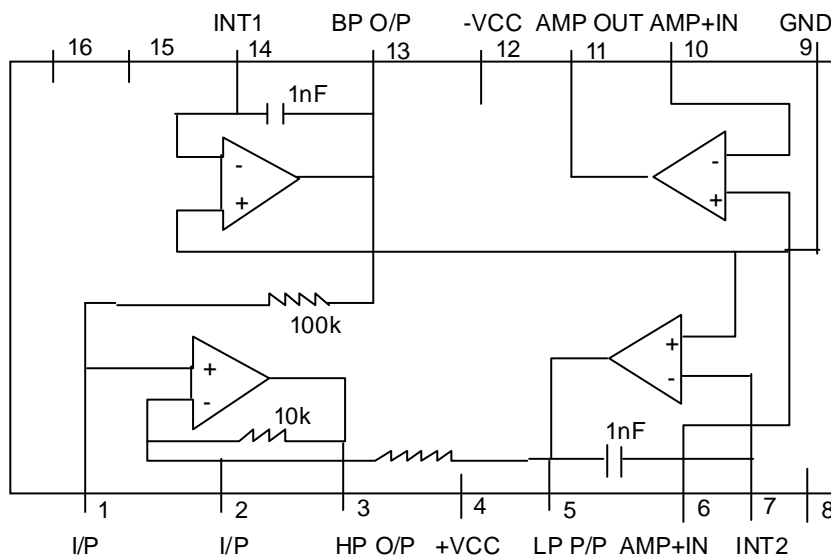


Figura 2.59 - Configuração de CI filtro ativo universal (LPF, HPF ou BPF) AF100.

Resistores externos normalmente são tomados com tolerância 5%, sendo os valores fabricados tabelados (em Ω ou múltiplos $\times 1$ k):

<http://www.vwlowen.co.uk/java/resistor.htm>
<http://www.vwlowen.co.uk/java/polycap.htm>

10, 11, 12, 13, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 75, 82, 91, 100 Ω
 110, 120, 130, 150, 160, 180, 200, 220, 240, 270, 300, 330, 360, 390, 430, 470, 510, 560, 620, 680, 750, 820, 910
 1 k Ω , 1k1, 1k2, 1k3, 1k5, 1k6, 1k8, 2k, 2k2, 2k4, 2k7, 3k Ω ...



AF150 Universal Wideband Active Filter

General Description

The AF150 wideband active filter is a general second order lumped RC network. Only four external resistors are required to program the AF150 for specific second order functions. Low pass, high pass and band pass functions are available simultaneously at separate outputs. Notch and all pass functions can be formed by summing the outputs with an external amplifier. Higher order filters are realized by cascading AF150 active filters with appropriate programming resistors.

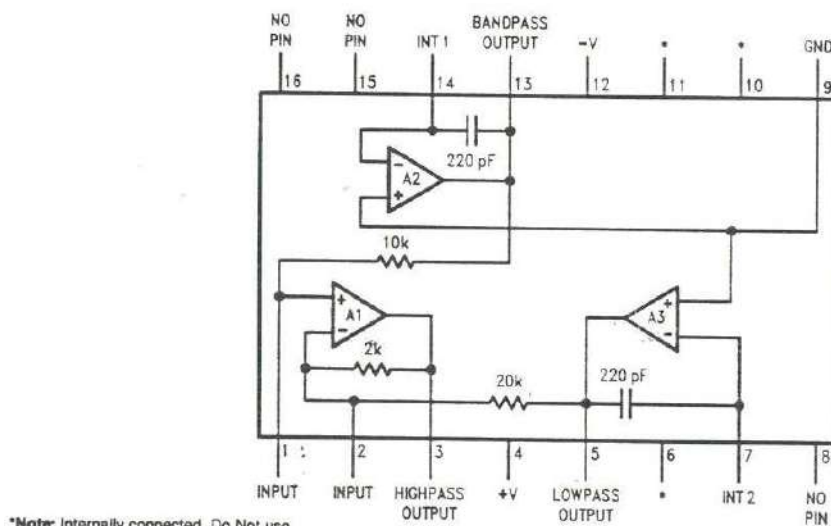
Any of the classical filter configurations, such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev can be formed.

Features

- Independent Q, frequency, gain adjustments
- Low sensitivity to external component variation
- Separate low pass, high pass, band pass outputs
- Inputs may be differential, inverting or non-inverting
- All pass and notch outputs may be formed
- Operates to 100 kHz
- Q range to 500
- Power supply range
- High accuracy
- Q frequency product

±5V to ±18V
±1% unadjusted
 2×10^5

Connection Diagram



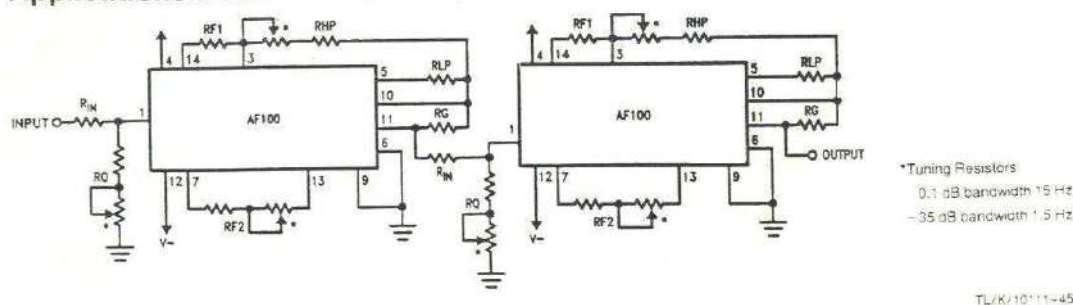
*Note: Internally connected. Do Not use.

Top View

Ceramic Dual-In-Line Package
Order Number AF150-1CJ or AF150-2CJ
See NS Package Number HY13A

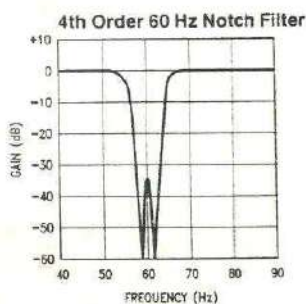
TL/K/10112-1

Applications Information (Continued)



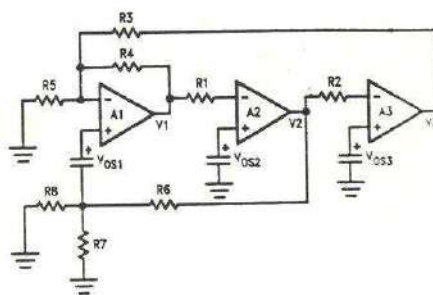
*Tuning Resistors
 0.1 dB bandwidth 15 Hz
 -35 dB bandwidth 1.5 Hz

TL/K/10111-45



TL/K/10111-46

FIGURE 26. Implementations of a 60 Hz Notch from Computer Calculations



V1 = V_{OS2}
 V2 = V_{OS3}

TL/K/10111-47

$$V_3 = \frac{\left[1 + \left(\frac{R_3 - R_5}{R_3 R_5} \right) R_4 \right] \left[V_{OS1} + V_{OS3} \left(\frac{R_7 R_8}{R_7 R_8 + R_6 (R_7 + R_8)} \right) \right] - V_{OS2}}{\frac{R_4}{R_3}}$$

FIGURE 27. DC Output Voltage Due to Amplifier V_{O3}

DEFINITION OF TERMS

- A_{MAX} Maximum passband peak-to-peak ripple
- A_{MIN} Minimum stopband loss
- f_Z Frequency of jw axis pair
- f_O Frequency of complex pole pair
- Q Quality of pole
- f_C Passband edge
- f_S Stopband edge
- A_{H_P} Gain from input to highpass output
- A_{B_P} Gain from input to bandpass output
- A_{L_P} Gain from input to lowpass output
- A_{A_{M_P}} Gain from input to output of amplifier
- R_f Pole frequency determining resistance
- R_Z Zero frequency determining resistance
- R_Q Pole quality determining resistance
- f_H Frequency above center frequency at which the gain decreases by 3 dB for a bandpass filter
- f_L Frequency below center frequency at which the gain decreases by 3 dB for a bandpass filter
- BW The bandwidth of a bandpass filter
- N Order of the denominator of a transfer function

BIBLIOGRAPHY

- R.W. Daniels: "Approximation Methods for Electronic Filter Design", McGraw-Hill Book Co., New York, 1974
- G.S. Moschytz: "Linear Integrated Networks Design", Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1975
- E. Christian and E. Eisenmann, "Filter Design Tables and Graphs", John Wiley & Sons, New York, 1966
- A.I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", John Wiley & Sons, New York, 1967
- Burr-Brown Research Corp., "Handbook of Operational Amplifier Design and Applications", McGraw-Hill Book Co., New York, 1971

Figura 2.60 –Filtros Ativos Universais em CI.

Atualmente, além dos filtros ativos, vem sendo largamente adotados os filtros digitais. Cada dia aumenta em número de aplicações, com a diminuição do custo dos DSPs e aumento da capacidade (MIPS). Neste caso, emprega-se a Transformada Z ao invés da Transformada S de Laplace [OPE&SCH 1975]. A implementação de filtros digitais FIR é similar àquela do Filtro Transversal de Wiener, porém com entradas e saídas discretas.

Existem duas classes de filtros digitais: Filtros com Resposta ao Impulso Finita (FIR) e Filtros com Resposta ao Impulso Infinita (IIR). Estes filtros podem ser implementados em processadores digitais de sinais (DSP, e.g., a família TMS 320 da Texas; DPS32 da AT&T; DSP96002 *Motorola*; ADSP2100 *Analog Devices* etc.) em ordem bastante elevada, como por exemplo, 50 pólos ou mais, fornecendo uma atenuação de 1.000 dB/ década fora da faixa de passagem! Isto mostra o potencial do Processamento Digital de Sinais.

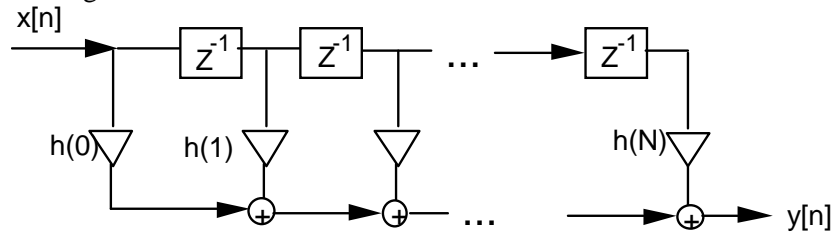


Figura 2.61 - Filtro Digital FIR de ordem N (implementação direta).

TABELAS.

$$Si(x) = \int_0^x Sa(\zeta) d\zeta$$

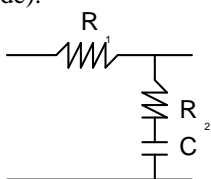
x	$Si(x)$	$Si(x+0,5)$
0	0,0000	0,4931
1	0,9461	1,3247
2	1,6054	1,7785
3	1,8487	1,8331
4	1,7582	1,6541
5	1,5499	1,4687
6	1,4247	1,4218
7	1,4546	1,5107
8	1,5742	1,6296
9	1,6650	1,6745
10	1,6583	

$$I(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x Sa^2(\zeta) d\zeta$$

x	$I(x)$	$I(x+0,5)$
0	0,0000	0,3096
1	0,5713	0,7546
2	0,8561	0,8955
3	0,9027	0,9036
4	0,9110	0,9248
5	0,9386	0,9472
6	0,9498	0,9499
7	0,9514	0,9555
8	0,9606	0,9646
9	0,9662	0,9664
10	0,9668	
15	0,9795	
20	0,9838	
25	0,9873	
30	0,9894	
35	0,9908	
40	0,9921	
∞	1,0000	

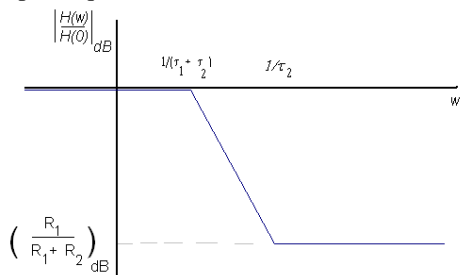
PROBLEMAS PROPOSTOS II.

2.1 Determinar a função de transferência do circuito, esboçando também diagramas de amplitude e de fase versus frequência (curvas de Bode).



$\tau_1 = R_1 C$ e $\tau_2 = R_2 C$.

Resp. Frequência de corte: $1/(\tau_1 + \tau_2)$; $1/\tau_2$.



2.2 Indicar que tipo de sinais podem ser transmitidos com fidelidade razoável através de um canal modelado por um filtro RC LPF com $R=2k\Omega$ e $C=1\text{ nF}$, e qual o retardo envolvido.

Resp. 455 kHz, 2,2 μseg .

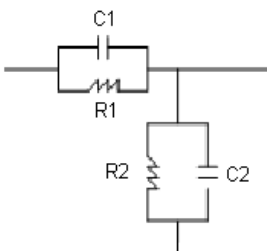
2.3 A região de transição de um filtro passa-baixa é definida como a faixa de frequências (positivas) entre bandas passantes de 3 dB e 10 dB. Encontre esta região para um LPF RC, como percentagem da frequência de corte do filtro.

Resp. 3 dB $w=1/RC$, 10 dB $w=3/RC$; $\frac{w_{10dB} - w_{3dB}}{w_{3dB}} = 2 = 200\%$

2.4 Para um filtro passa-baixa Gaussiano, descrito pela F.T. $H(w) = K e^{-\frac{\ln 2}{2} (w/w_c)^2}$, calcule qual a frequência de corte (3 dB) e compare-o com o filtro RC, estudando a região de transição. (refira-se a 2.3).

Resp. $(\sqrt{\ln 10 / \ln 2} - 1) 100\%$.

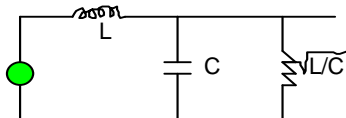
2.5 Um circuito resistivo é freqüentemente empregado como atenuador (e.g., em pontas de prova de osciloscópios). Os resistores R_1 e R_2 apresentam capacitâncias distribuídas C_1 e C_2 . Qual deve ser a relação entre os valores de R e C para que não haja distorção?



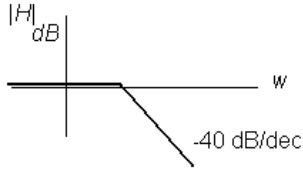
Sugestão: Use o divisor de tensão.

Resp. $R_1 C_1 = R_2 C_2$ Use $H(w) = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$; $Z_2 = k Z_1$.

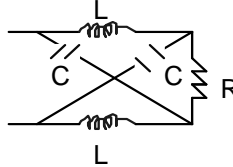
2.6 Determinar a função de transferência do filtro passa-baixa, calculando o módulo e a fase. Indicar quais os sinais que podem ser transmitidos com fidelidade e encontrar o retardo na saída.



Resp. $H(w) = \frac{1}{-w^2LC + jw\sqrt{LC} + 1}$; $|H(w)| = \left[(w^2LC)^2 - (w^2LC) + 1 \right]^{-1/2}$, $\Theta(w) = -tg^{-1} \frac{w\sqrt{LC}}{1 - w^2LC}$.



2.7 Enunciar que tipo de sinais podem ser transmitidos através do filtro linear mostrado, praticamente sem introduzir distorções. Assuma $R = \sqrt{LC}$.



Resp. $H(w) = \frac{1 - jw\sqrt{LC}}{1 + jw\sqrt{LC}}$; $|H(w)| \cong 1$, $\Theta(w) = -2.tg^{-1}w\sqrt{LC} \approx -w2\sqrt{LC}$, $w < 1/\sqrt{LC}$.

2.8 Uma linha de retardo pode ser modelada empregando seções em série (cascata) do filtro acima. Mostre que a Função de Transferência é dada por

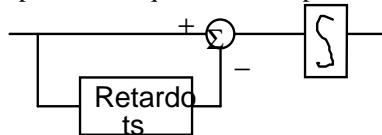
$$H(w) = \left[\frac{1 - jw\sqrt{LC}}{1 + jw\sqrt{LC}} \right]^n$$

Esboce o gráfico do módulo e da fase de $H(w)$. Enuncie condições sobre sinais para que os mesmos possam ser transmitidos com fidelidade. Determine qual o retardo introduzido pela rede. As redes de retardo usualmente envolvem parâmetros distribuídos.

Sugestão: Encontre a impedância de entrada do filtro da questão anterior.

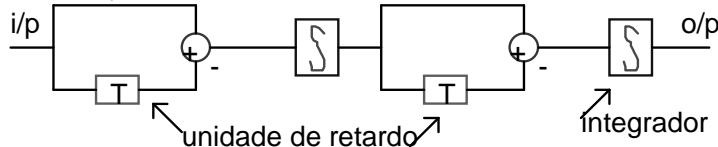
Resp. A impedância de entrada de um retículo age como carga sobre o retículo que o precede (existe casamento apropriado). Condição $w < w_c$, $w_c = 1/\sqrt{LC}$, $R_1 = \sqrt{L/C}$, $t_0 = 2n\sqrt{LC}$.

2.9 O circuito conhecido como Retentor de ordem zero (ZOH) é usado como LPF. Encontre a resposta ao impulso e a função transferência, comparando-a àquela do filtro passa-baixa ideal.



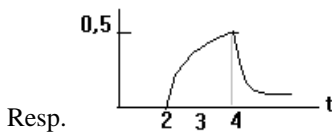
Resp. $\frac{1}{jw} (1 - e^{-jw t_s})$. Comparando: $t_s Sa\left(\frac{wt_s}{2}\right) e^{-jw t_s / 2}$ vs $\prod\left(\frac{w}{w_s}\right)$, $w_s = 2\pi/t_s$.

2.10 Determinar a função de transferência e a resposta ao impulso unitário do seguinte sistema linear (para facilitar, use a questão anterior):

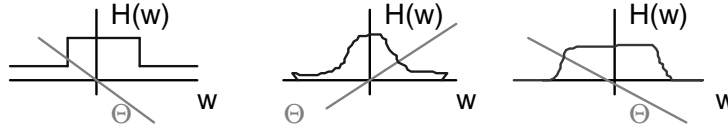


Resp. $T^2 Sa^2\left(\frac{wT}{2}\right) e^{-jwT} = H_{ZOH}^2(w)$.

2.11 Um filtro linear tem resposta impulsional $e^{-2t} u(t)$. Qual o sinal de resposta quando um pulso $\Pi\left(\frac{t-3}{2}\right)$ é aplicado na entrada? Comente sobre a realizabilidade do filtro. Ele é invariante no tempo?



2.12 Discuta a realizabilidade física dos filtros cujas funções de transferência são mostradas.



Resp. Use o critério de Paley-Wiener. Todos eles não são realizáveis.

2.13 Sob que condições um filtro linear *variante no tempo* é fisicamente realizável?

Sugestão: Refira-se a causalidade.

Resp. $h(t, \tau) = 0 \quad \forall t \leq \tau$.

2.14 A resposta de uma rede linear a um impulso unitário aplicado decorridos t_0 seg, é dada por $u(t-t_0)/(t_0+1)$.

O sistema é invariante no tempo? Avalie e esboce a resposta a uma excitação em degrau $u(t-5)$. Este filtro é fisicamente realizável?

Resp. Não, $r(t) = \ln\left(\frac{t+1}{6}\right) u(t-5)$, Sim.

2.15 Demonstrar o teorema de Parseval da Energia a partir da propriedade de convolução no tempo.

Resp. Mostre que $f(t) * f(-t) \leftrightarrow |F(w)|^2$ e faça $t \rightarrow 0$.

2.16 Prove que, para sinais de energia finita $E < +\infty$, a magnitude do espectro anula-se assintoticamente, i.e.,

$$\lim_{|w| \rightarrow \infty} |F(w)| = 0.$$

$$|w| \rightarrow \infty$$

Sugestão: Aplique a definição de limite, particione a integral de $|F(w)|^2$ em diferentes intervalos e prove por *reductio ad absurdum*.

2.17 Sabendo que $f(t) \leftrightarrow F(w)$ representa um par transformada de Fourier, exprimir a integral $\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt$ por outra integral equivalente no domínio da frequência. Admitir $f(t)$ um sinal real de energia finita. (*Teorema da Energia de Parseval*).

Resp. $\int_{-\infty}^{+\infty} |F(2\pi f)|^2 df$.

2.18 Sabendo que $f(t) \leftrightarrow F(w)$ e $g(t) \leftrightarrow G(w)$ representam pares transformada de Fourier, exprimir a integral $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) g^*(t) dt$ por outra integral equivalente no domínio da frequência. Admitir f e g sinais de energia finita. (*Teorema da Energia de Rayleigh*).

Resp. $\int_{-\infty}^{+\infty} F(w) G^*(w) dw / 2\pi$.

2.19 (Interpretação de densidade de energia de sinais determinísticos).

A energia de um sinal $f(t) \leftrightarrow F(w)$ é dada por $E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(w)|^2 dw$ de forma que a densidade espectral de

energia é $\psi(w) = |F(w)|^2$ com $E = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi^2(w) df$. Mostre que a $2|F(w)|^2$ representa a energia por banda unitária em J/Hz.

Sugestão: Considere um NBPF centrado em w_0 , de largura $\Delta w \ll w_0$, e mostre que o conteúdo de energia presente no sinal de entrada próximo à frequência w_0 é dado por $E_0 \cong 2|F(w_0)|^2 \Delta f$.

2.20 Demonstre que a passagem de um sinal numa rede linear modifica a densidade espectral de energia

segundo a relação $\psi_o(w) = |H(w)|^2 \psi_i(w)$, i.e., o espectro de densidade de energia da resposta é igual ao da excitação, ponderado pelo quadrado da função de transferência da rede.

2.21 A relação de Incerteza de Gabor, embora demonstrada originalmente de forma elegante, pode ser alternativamente provada acompanhando os seguintes passos: Assuma, sem perda de generalidade, que

$$\bar{t} = \bar{f} = 0.$$

a) Escreva o produto $\Delta t \Delta w$, empregando as definições, sob a forma

$$\Delta t \Delta w = \frac{2\pi}{E} \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 f^2(t) dt \int_{-\infty}^{+\infty} w^2 |F(w)|^2 dw}, \text{ onde } E \text{ é a energia do sinal.}$$

b) Mostre então que $w^2 |F(w)|^2 \leftrightarrow f(t) * f(-t)$.

c) Conclua do item anterior, para $t=0$, que (Parseval)

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} w^2 |F(w)|^2 dw = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)^2 d\tau.$$

d) Aplique a desigualdade de Cauchy-Schwartz para integrais, mostrando que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 f^2(t) dt \int_{-\infty}^{+\infty} f'(t)^2 dt \geq \left[\int_{-\infty}^{+\infty} t f(t) f'(t) dt \right]^2.$$

e) Estabeleça conseqüentemente a cota $\Delta t \Delta f \geq \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} t f(t) \frac{df(t)}{dt} dt \right|$, escrita em termos de uma integral de Riemann-Stieltjes.

f) Avalie a integral do 2º membro, provando que

$$\frac{t f^2(t)}{2} \Big|_{f(-\infty)}^{f(+\infty)} - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt = -E/2, \text{ concluindo a demonstração.}$$

2.22 Um filtro linear tem resposta impulsional $h(t)$. Demonstre que a resposta ao degrau unitário é dada pela integral da resposta ao impulso, i.e., $r(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) d\tau$.

2.23 O passa-baixa Gaussiano tem Função de Transferência expressa por

$$H(w) = K e^{-\frac{\ln 2}{2} (w/w_c)^2} e^{-jw \frac{n\pi}{2w_c}}. \text{ Encontre a freqüência de corte (3 dB) e a resposta ao impulso deste filtro. Assuma } K=1, \text{ para simplificar.}$$

$$\text{Resp. } w_c \text{ e } h(t) = \frac{w_c}{\sqrt{2\pi \ln 2}} \exp\left[-\frac{(w_c t - n\pi/2)^2}{2 \ln 2}\right].$$

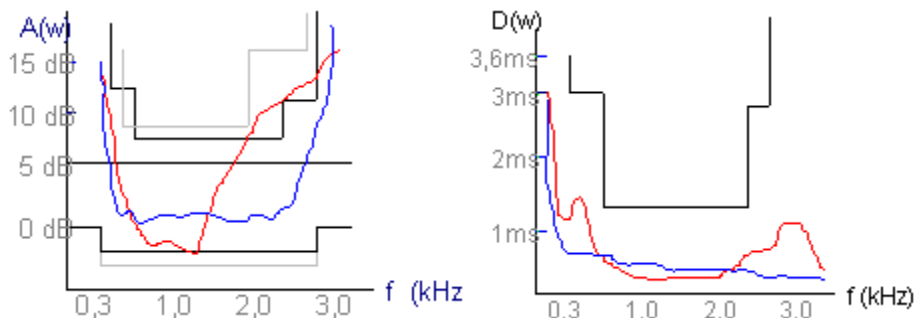
2.24 Calcule a resposta ao degrau unitário para o filtro acima descrito (vide 2.22).

$$\text{Resp. } r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{w_c t - n\pi/2}{\sqrt{2 \ln 2}}\right).$$

2.25 Explique como funcionam os Equalizadores manuais empregados em rádios e/ou toca-fitas em veículos. O que significam os valores 60 160 400 1000 2500 6000 12000 (típicos) associados aos potenciômetros? A escala de atenuação é em decibéis. Por que tais equalizadores incluem um amplificador?

Resp. Freqüência central das bandas de freqüência amplificadas independentemente. São equalizadores ativos, com ganho.

2.26 (Distorção). As linhas telefônicas introduzem distorções e necessitam o uso de equalizadores. Para simulações, o CCITT apresenta gabaritos nas recomendações da série M (e.g., M1040, M1025 etc.), indicando as características de distorção de amplitude e de tempo de propagação de grupo. Observando os gabaritos na faixa 300-3400 Hz, conclua: Qual a linha de melhor qualidade? Explique.



Resp. Linha com ambos, atenuação e retardo de grupo, mais constantes e banda passante maior.

2.27 (Retardos de envoltória e portadora) Considere os efeitos de redes lineares cuja fase não obedece à condição de transmissão sem distorção. Suponha um sinal em torno de uma dada frequência w_c , expresso por $e(t) \cdot \cos w_c t$. Para simplificar, seja $H(w) = K \cdot e^{j\theta(w)}$ em que $\arg H(w) = \theta(w)$ é não linear. Aproximando em série de Taylor (1ª ordem) em torno da frequência da portadora w_c e usando as definições de retardo de grupo e atraso de fase, demonstre que $\theta(w) \approx -w_c t_c - (w - w_c) t_e$, em que $t_c = t_0(w_c) = -\theta(w_c) / w_c$ e $t_e = D(w_c) = -d\theta(w) / dw|_{w_c}$. Aplicando a propriedade de deslocamento no tempo, mostre que a resposta a uma excitação $e(t) \cdot \cos w_c t = e(t) \Re \{ e^{jw_c t} \}$ será: $e(t - t_c) \cos w_c (t - t_c)$. Interprete os efeitos dos atrasos de grupo e fase.

2.28 Construa um equalizador empregando um filtro transversal com 3 derivações para uma distorção freqüencial do tipo cosseno elevado (prob. 1.68).

Resp. $\Delta = \pi / 2w_c$; $c_{-1} = c_1 = -1$, $c_0 = 2$; $t_1 = \pi / 2w_c$.

2.29 Demonstre que existem uma infinidade de diferentes ajustes para um filtro transversal (com linha de retardo e derivações) equalizando uma dada distorção.

Sugestão: Modifique proporcionalmente os ganhos das derivações.

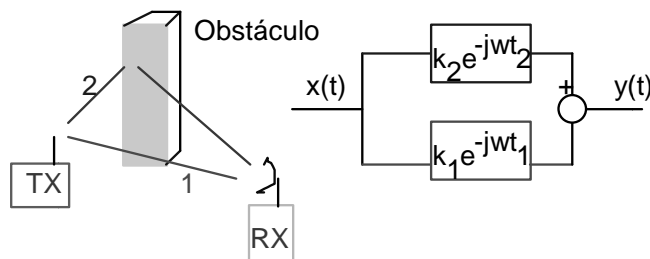
Resp. dado k uma constante arbitrária, $c_i' = kc_i$, $\forall i$.

2.30 Uma rede linear apresenta função de transferência com pequenas ondulações na fase, i.e., $H(w) = \prod (w / 2w_c) e^{-j(wt_0 + \alpha \sin wT)}$ $\alpha \ll 1$. Esboce as características de módulo e fase correspondentes e encontre a resposta a um sinal $f(t)$ banda limitada. Construa um equalizador usando um filtro transversal com 3 derivações.

Sugestão: Desenvolva $\exp(j\alpha \sin wT)$ em série de Taylor, e use a aproximação truncada.

Resp. $H(w) \approx e^{-jwT_0} - \frac{\alpha}{2} e^{jw(t_0+T)} + \frac{\alpha}{2} e^{-jw(t_0+T)}$.

2.31 Considere um canal de comunicações no qual há propagação por multi-trajetórias. Em uma análise simplificada suponha que, devido à presença de um obstáculo, existem dois caminhos de propagação do sinal. Admita que as duas trajetórias sejam caracterizadas por atenuações K_1 e K_2 , respectivamente, e por retardos no tempo t_1 e t_2 , respectivamente. Obviamente, o caminho direto (1) apresenta menor atenuação e menor retardo que o caminho de reflexão (2), i.e., $K_2 \ll K_1 < 1$ e $t_2 > t_1 > 0$. Mostre que o modelo que caracteriza tal comportamento é aquele apresentado na figura a seguir. Encontre a função de transferência e demonstre que ela apresenta ondulações na magnitude $|H(w)|$, semelhantes ao canal descrito na sec. (Equalização). Encontre o valor dos parâmetros K , α e T na expressão $|H(w)| \cong K(1 + \alpha \cos wT)$ e justifique as hipóteses assumidas.



Resp. $k_1 [1 + \frac{k_2}{k_1} \cos 2\pi f(t_2 - t_1)]$.

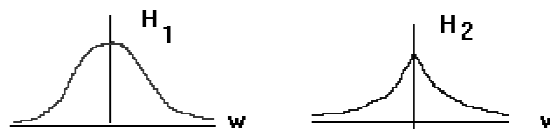
2.32 Discuta o caso de trajetórias múltiplas considerando N caminhos. Calcule a função de transferência, colocando-a sob a forma $H(\omega) = K_1 [1 + \sum_{i=2}^N \alpha_i \cos \omega T_i] e^{j\omega t_1}$ e interprete os coeficientes α_i 's e T_i 's. Mostre que o canal pode ser equalizado com um filtro transversal. Quantas derivações são necessárias?

2.33 Estimar uma cota inferior para a largura de faixa rms de um pulso retangular de largura τ seg. Examine o compromisso "Compressão em um domínio equivale à expansão no outro".

Resp. $\Delta t \cong \frac{\tau}{\sqrt{2}}$ e $\Delta f \geq \sqrt{3/2\pi} \frac{1}{\tau} \cong \frac{1/\tau}{\sqrt{2}}$.

2.34 Avalie a banda passante para os dois filtros especificados, empregando os critérios: Conteúdo fracional (99% de energia), Banda de 3 dB e largura de faixa equivalente.

$$|H_1(\omega)| = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) \text{ e } |H_2(\omega)| = \exp\left(-\frac{1}{2}\left|\frac{\omega}{\omega_0}\right|\right).$$

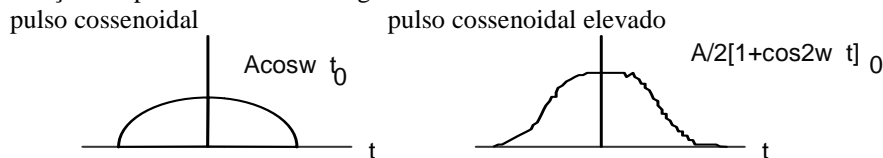


Resp. 3 dB: $\omega_{c1} \approx 0,83\omega_0$ e $\omega_{c2} \approx 0,69\omega_0$.

2.35 Qual a banda passante exigida para um filtro passa-baixa ideal, de modo que $f(t) = e^{-10k(t-t_0)}u(t-t_0)$ aplicado na entrada, 90% da energia esteja presente na saída?

Resp. $|F| = \frac{1}{\sqrt{(10k)^2 + \omega^2}}$ e $B = 10k \cdot \text{tg}\left(0,9 \frac{\pi}{2}\right)$

2.36 Determinar o espectro dos sinais abaixo indicados, expressando-os em função de $\text{Sa}(k\omega)$. Em cada caso, pede-se esboçar o espectro e estimar a largura de faixa.



Resp. $\frac{2A}{\omega_0} \frac{\cos\left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{2}\right)}{1 - (\omega/\omega_0)^2} \text{ e } \frac{A\pi}{2\omega_0} \frac{\text{Sa}\left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{2}\right)}{1 - (\omega/2\omega_0)^2} \cdot \int_0^B \frac{d\omega}{a^2 + \omega^2} = 0,9 \int_0^\infty \frac{d\omega}{a^2 + \omega^2}$,

com $a=10k$.

2.37 A função de transferência de um filtro síncrono é dada por $H(w)=a^n/(jw+a)^n$. Determine a sua resposta impulsional e discuta a realizabilidade física.

Resp. $a^n \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} e^{-at} u(t)$.

2.38 O filtro síncrono de ordem n é descrito por $H(w)=a^n/(jw+a)^n$. Obtenha a módulo da função de Transferência e encontre o valor de a para que o filtro esteja normalizado, i.e., $w_{3dB}=1$ rad/s.

Sugestão: Observe $H(s)H(-s)$.

Resp. $a = \frac{1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$.

2.39 Calcule a resposta ao impulso do filtro síncrono e discuta a sua realizabilidade física. Implemente os filtros síncronos normalizados de ordem 1 e 2.

2.40 A função de transferência de um filtro síncrono é dada por $H(w)=a^n/(jw+a)^n$. Determine a reposta impulsional e discuta a realizabilidade física. Obtenha a resposta ao degrau unitário, admitindo um filtro síncrono de segunda ordem.

Sugestão: Use o fato que a resposta ao degrau de um filtro linear é a integral da resposta ao impulso! (cf. prob. 2.22).

Resp. $r(t) = \int_{-\infty}^t a^2 t e^{-at} u(t) dt$, realizável, $r(t) = \frac{1}{a^2} \{1 - [1 + at].e^{-at}\} u(t)$.

2.41 O filtro Gaussiano é irrealizável, posto que a sua função de transferência viole o critério de Paley-Wiener. Uma aproximação de Taylor para este filtro pode ser feita considerando $|H(w)|^2=1/\exp(w^2)$, desenvolvendo o denominador em série e truncando-a após n termos. Encontre a freqüência de 3 dB para o passa-baixa Gaussiano de 2ª ordem, e a normalize para $w_{3dB}=1$ rd/seg. Projete um filtro com freqüência de corte de 1 MHz.

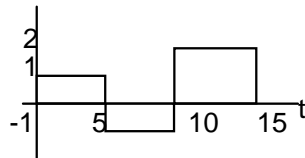
2.42 Um pulso $e^{-at}u(t)$, $a>0$, é aplicado a um LPF ideal. Mostre que a resposta a esta excitação é dada por:

$$r(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{w_c} \frac{a \cos w(t-t_0)}{a^2 + w^2} + \frac{w \operatorname{sen} w(t-t_0)}{a^2 + w^2} dw, \text{ de modo que se } w_c \gg a, \text{ então tem-se a}$$

aproximação: $r(t) \approx \frac{1}{\pi} \operatorname{Si} w_c(t-t_0) + \frac{1}{2} e^{-a|t-t_0|}$. Avalie e comente o resultado quando $a=0$.

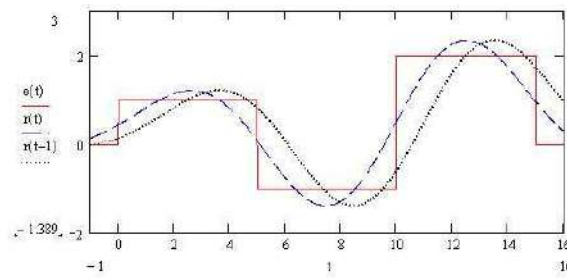
Resp. $r(t) \approx \frac{1}{\pi} \operatorname{Si} w_c(t-t_0) + \frac{1}{2} e^{-a|t-t_0|}$.

2.43 Usando a aproximação trapezoidal para a resposta de um pulso aplicado em um LPF ideal, construir o gráfico da resposta à excitação mostrada, se a freqüência de corte é de 1 MHz e o retardo introduzido é 1 µseg. (A escala de tempos é em µs).



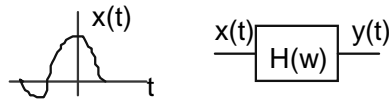
Resp. $t_r=0,5$ µseg. Excitação: $u(t)-2u(t-5)+3u(t-10)-2u(t-15)$. Aplique superposição:

$$\frac{1}{\pi} \{ \operatorname{Si}(t-1) - 2\operatorname{Si}(t-6) + 3\operatorname{Si}(t-11) - 2\operatorname{Si}(t-16) \}$$



2.44 Avalie a transformada inversa da função: $H(w)=(1+\alpha \cos w t_0) e^{-j w t_1}$, $|\alpha| \leq 1$. Em seguida, calcule a convolução $f(t) * \mathcal{F}^{-1}\{H(w)\}$ e formule uma interpretação para o resultado obtido.

2.45 Considere um canal cuja função de transferência apresenta pequenas ondulações na amplitude, de acordo com $H(w) = (1+\alpha \cos w t_0) e^{-j w t_1}$. Determine a resposta ao impulso, e dado o sinal $x(t)$ esboçado na figura a seguir, qual a saída $y(t)$ obtida?



Resp. $y(t) = x(t - t_1) + \frac{\alpha}{2} [x(t - t_0 - t_1) + x(t + t_0 - t_1)]$ i.e. $x(t)$ e um par de ecos atenuados.

2.46 Um sistema linear apresenta a função de transferência com ondulações: $H(w) = [1 - \alpha + \alpha \cos 2\pi n \frac{w}{w_c}] \Pi(\frac{w}{2w_c}) e^{-j w t_0}$, indicada na figura, $\alpha < 1/2$. Mostre que a resposta ao degrau é:

$r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \left\{ (1 - \alpha) Si[w_c(t - t_0)] + \frac{\alpha}{2} Si[w_c(t - t_0) - 2\pi n] + \frac{\alpha}{2} Si[w_c(t - t_0) + 2\pi n] \right\}$ Sugestão: Parta do resultado da resposta ao degrau do LPF ideal.

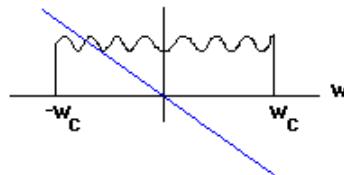
2.47 Com relação à questão anterior foi demonstrado que a resposta ao degrau para um LPF com flutuações era dada por

$$r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \left\{ (1 - \alpha) Si[w_c(t - t_0)] + \frac{\alpha}{2} Si[w_c(t - t_0) - 2\pi n] + \frac{\alpha}{2} Si[w_c(t - t_0) + 2\pi n] \right\}$$

Empregando a aproximação linear para a integral seno (fig.texto) esboce esta resposta, considerando $\alpha=1/4$ e $n=2$.

2.48 Considere um filtro passa-baixa com flutuações na amplitude da F.T. como indicado.

$$|H(w)| = \begin{cases} 1 - \alpha + \alpha \cos 2\pi n \frac{w}{w_c} & |w| \leq w_c, \\ 0 & \text{fora do intervalo acima.} \end{cases} \quad \Theta(w) = -w t_0$$



Determine a resposta do circuito quando um degrau $u(t)$ é aplicado na entrada. Use integral seno $Si(x)$.

2.49 Um canal com desvanecimento seletivo apresenta uma característica de transferência $H(w) = (1+2\alpha \cos w T) e^{-j w t_0}$. Calcule a resposta impulsional correspondente, $h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{(1+2\alpha \cos w T) e^{-j w t_0}\}$. Para uma excitação $x(t)$, obtenha a saída $y(t)$, e mostre que ela é constituída pelo sinal superposto por um par de ecos.

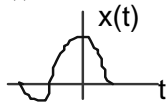
Tome $\alpha=0,5$ e $x(t)$ uma porta de largura τ . Desenhe as respostas obtidas nos seguintes casos: $T=2\tau$, $T=\tau/2$ e $T=\tau/4$.

Resp. $y(t)=x(t-t_0)+\alpha x(t-t_0+T)+\alpha x(t-t_0-T)$.

2.50 Para o canal com flutuações na fase da função de transferência, determine, usando as aproximações, a resposta ao impulso unitário

$$h(t)=\mathcal{F}^{-1}\{\exp(-j\omega t_0 - \alpha \cdot \text{sen } \omega T)\}, |\alpha| \ll \pi.$$

Esboce a resposta $y(t)$ para o sinal de entrada $x(t)$ mostrado. Compare com a solução do problema anterior.



Resp. Use $H(\omega) \approx e^{-j\omega t_0} - \frac{\alpha}{2} e^{-j\omega(t_0+T)} + \frac{\alpha}{2} e^{j\omega(t_0+T)}$, par de ecos em $t_0 \pm T$, com ecos invertidos (vide questão anterior).

2.51 O tempo de subida t_r de um filtro linear é dado pelo inverso da maior inclinação da resposta ao degrau unitário. Se $h(t)$ é a resposta ao impulso, calcule t_r em função de $h(t)$.

Resp. $t_r = \frac{1}{h_{\max}(t)}$.

2.52 Deduza a seguinte cota inferior sobre o tempo de subida de redes lineares, em termos da função de transferência:

$$t_r \geq \frac{2\pi}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)| d\omega}. \text{ Sob que condições a igualdade é atingida? } h(t)=\mathcal{F}^{-1}H(\omega).$$

Resp. Quando o filtro introduz atraso constante: $\Theta(\omega)=-\omega t_0$ ou $t_d(\omega)=t_0$ e $t_r=1/h(t_0)$.

2.53 Empregando o resultado da questão anterior, deduza uma cota inferior para o tempo de subida dos filtros passa-baixa: Ideal, Gaussiano, Síncrono, e Butterworth.

Sugestão: $\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d\omega}{(\alpha^2 + \omega^2)^k} = \frac{\sqrt{\pi} \Gamma(-1/2)}{\alpha^{2k+1} (k-1)!}$.

2.54 Mostre que o tempo de subida t_r para o filtro síncrono é dado por $t_r = \frac{(n-1)! e^{n-1}}{a(n-1)^{n-1}}$.

2.55 Encontre o tempo de resposta (ou de subida) t_r para o filtro Gaussiano. Mostre que é ainda inversamente proporcional à banda passante.

Resp. $t_r = \sqrt{2\pi \ln 2} / \omega_c$.

2.56 Um filtro passa-baixa de função de transferência $H(\omega)$ é dito ser "maximal plano" se as primeiras M derivadas de $|H(\omega)|$ são nulas na origem. Mostre que os filtros de Butterworth possuem esta característica.

2.57 A função de transferência de um filtro de Butterworth de 3ª ordem é dada por

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - 2\omega^2 + j[2\omega - \omega^3]}.$$

Calcule a resposta ao impulso.

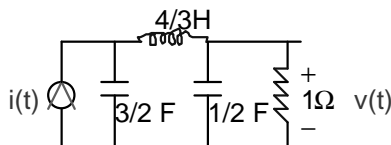
Sugestão: Decomponha $(1+2s+2s^2+s^3)^{-1}$ em frações parciais.

Resp. $h(t) = [e^{-t} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-t/2} \cos(\frac{\sqrt{3}}{2}t + 30^\circ)]u(t)$.

2.58 Usando a integral de convolução, calcular:

- a) A resposta, no tempo, do circuito Butterworth 1^a ordem a uma excitação $A \cdot \Pi[(t-\tau/2)/\tau]$.
 b) A resposta ao degrau unitário $u(t)$ de um filtro passa-baixa com função de transferência $H(w) = A e^{-jwT}$ $|w| < w_0$, e nula fora deste intervalo.

2.59 Mostre que o passa-baixa da figura a seguir é um filtro de Butterworth e determine a frequência de corte.



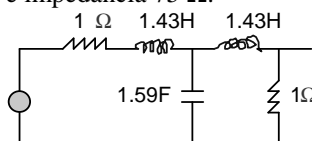
Resp. $|H(w)| = 1/\sqrt{1+w^6}$.

2.60 Mostre que a transformação de de-normalização de um passa-baixa para um passa-faixa, $a \cdot (s/w_0 + w_0/s) \leftarrow s$ leva:

- a) Um indutor numa associação série indutor/capacitor,
 b) Um capacitor numa associação paralela indutor/capacitor.
 Interprete os efeitos desta operação.

Resp. sL transforma-se em $a(s/w_0 + w_0/s)L = s \frac{aL}{w_0} + \frac{1}{s \left(\frac{L}{aw_0} \right)}$

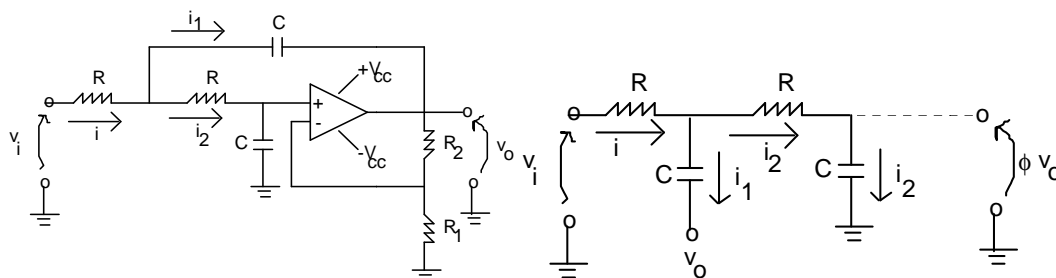
2.61 Dado o filtro de Chebyshev normalizado de 3^a ordem e ondulação na faixa de passagem $\epsilon = 0,1\text{dB}$, projete um HPF com corte em 50 MHz e impedância 75 Ohm.



2.62 Projete um passa-alta de Chebyshev de 4^a ordem, tendo frequência de corte 20 kHz, com impedância da fonte 400 Ohm, para uma carga de 800 Ohm. Considere uma ondulação 0,01 dB na banda.

$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4
1,1000	0,9500	1,9382	1,7608	1,0457
1,1111	0,8539	1,9460	1,7439	1,1647
1,2500	0,6182	2,0749	1,5417	1,6170
1,4286	0,4948	2,2787	1,3336	2,0083
1,6667	0,3983	2,5709	1,1277	2,4611
2,0000	0,3156	2,9943	0,9260	3,0448
2,5000	0,2418	3,6406	0,7293	3,8746
3,3333	0,1744	4,7274	0,5379	5,2085
5,0000	0,1121	6,9102	0,3523	7,8126
10,000	0,0541	13,4690	0,1729	15,5100
∞	1,5287	1,6939	1,3122	0,5229

2.63 (Filtros ativos) Sob que condições sobre R_2/R_1 o filtro ativo de 2^a ordem mostrado na ilustração a seguir constitui um filtro de Butterworth? Suponha o AMP-OP ideal e defina $\phi = R_1/(R_2 + R_1)$. Mostre que o ganho de tensão é $A_v = 3\sqrt{2}$ e que a frequência de corte é $w_c = 1/RC$. Qual a atenuação em dB/década após a frequência de corte?



Filtro ativo de 2ª ordem (2 pólos) Circuito equivalente para Amp-op ideal.
 Resp. $R_2/R_1=2\sqrt{2}$; $A_v=|H(0)|=3\sqrt{2}$ e $\omega_c=1/RC$; -40 dB/década.

2.64 (Projeto de filtros ativos) Ajuste o valor de R_2/R_1 no filtro de 2ª ordem da questão anterior de modo a resultar em um filtro:

- a) Butterworth b) Síncrono c) Bessel.

Resp. $H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/\phi}{(sRC)^2 + \frac{3\phi-1}{\phi}sRC + 1}$.

Assim, $\phi=1/(3-\sqrt{2})$ Butterworth, $\phi=1$ Síncrono e $\phi=1/(3-\sqrt{3})$ Bessel.

2.65 Demonstre que a resposta impulsional do filtro cosseno elevado é dada por

$$h(t) = 2f_0 \frac{\cos 2\pi f_0 t}{1 - 4f_0^2 t^2} Sa(2\pi f_0 t)$$

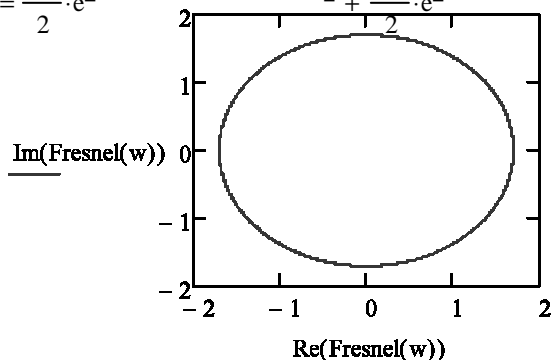
2.66 Partindo da expressão geral da função de transferência para filtros de Nyquist com fator de *debordamento* α , demonstre a expressão para a resposta ao impulso mostrada no texto, sec. 2.9.

Resp. $h(t) = 2f_0 \frac{\cos 2\pi f_0 t}{1 - 4f_0^2 t^2} Sa(2\pi f_0 t)$

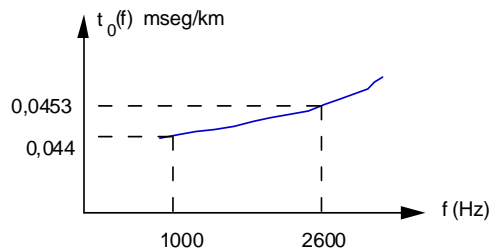
2.67 O filtro passa-baixa ideal é bastante sensível a tremores de fase (*jitter*). Nyquist propôs filtros realizáveis que minimizam os efeitos da interferência intersimbólica, e que podem ser facilmente aproximados pela característica de amplitude de cosseno deslocado. Calcule a resposta impulsional e compare com aquela do filtro ideal. Que conclusões podem ser extraídas?

2.68 Trace o diagrama de Nyquist para o espectro descrito no problema 1.72 Capítulo 1 (Fresnel),

Resp.
$$\text{Fresnel}(w) := \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot e^{-\left[\sqrt{-1} \cdot \frac{(w+1)}{2} - \sqrt{-1} \cdot \frac{\pi}{4}\right]} + \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot e^{-\left[-\sqrt{-1} \cdot \frac{(-w+1)}{2} + \sqrt{-1} \cdot \frac{\pi}{4}\right]}$$



2.69 Um sistema 2-FSK de transmissão de dados a 2.400 bits/s aloca os tons 1 kHz e 2,6 kHz para os bits 1 e 0, respectivamente. Considere a transmissão em uma linha física de extensão 35 km com resposta $t_0(w)$. Assumindo a emissão de uma seqüência 1001101..., esboce o sinal recebido. Comente o resultado.



2.70 Uma das formas de acesso em sistemas digitais modernos com taxa de 160 kbps é o acesso RDSI (ISDN), usando um código de linha 2B1Q. O espectro do sinal RDSI é expresso por

$$P(w) = \frac{5 V_p^2}{9 R} \cdot \text{sinc}^2\left(\frac{w}{w_0}\right) \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{w}{w_3}\right)^4}$$

em que $f_3 = 80$ kHz, $f_0 = 80$ kHz, $V_p = 2,5$ V e $R = 135 \Omega$. Avalie a

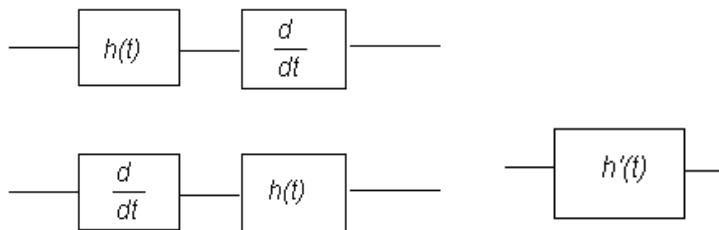
banda passante exigida.

2.71 Um filtro passa-baixa de Butterworth bidimensional de ordem n tem função de transferência dada por

$$|H(u, v)| = \frac{1}{1 + (\sqrt{2} - 1)[D(u, v)]^{2n}}$$

Trace o gráfico $|H(u, v)| \times D(u, v)$ e o gráfico de superfície $|H(u, v)| \times u \times v$ e interprete o resultado.

2.72 Discuta o funcionamento dos sistemas lineares invariantes apresentados a seguir e comente os resultados.



2.73 Calcule a resposta ao impulso do filtro $H(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + (w/w_c)^2}} e^{-jw t_0}$

Sugestão: Vide as funções $K_n(\cdot)$. Resp. $h(t) = \frac{w_c}{\pi} K_0(w_c(t - t_0))$, causal.

TABELA Valores da Integral Seno Si.

Si(x+Δx) { de 0 até 10, passos 0,5 }

Δx\X	0	1	2	3	4	5
0,0	0,0000	0,9461	1,6054	1,8487	1,7582	1,5499
0,5	0,4931	1,3247	1,7785	1,8331	1,6541	1,4687

Δx\X	5	6	7	8	9	10
0,0	1,5499	1,4247	1,4546	1,5742	1,6650	1,6583
0,5	1,4687	1,4218	1,5107	1,6296	1,6745	

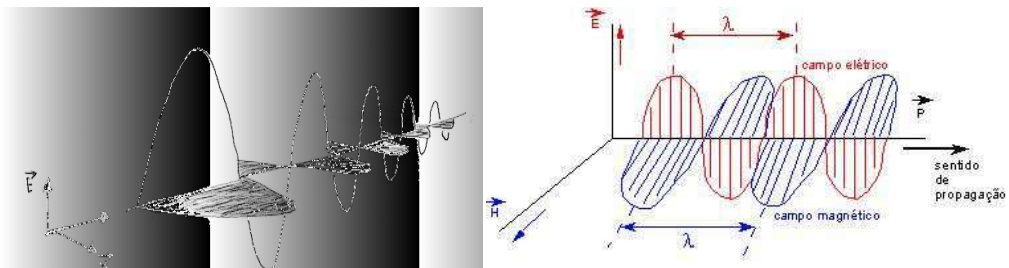
Página deixada intencionalmente em branco

Capítulo III

SISTEMAS DE MODULAÇÃO EM AMPLITUDE

Grande parte dos sistemas analógicos de comunicações emprega modulação em Amplitude - AM, como é o caso da radiodifusão comercial AM e da transmissão de sinais imagem de televisão. Vários tipos de sistemas AM são empregados na prática desde os anos 20, dependendo da aplicação envolvida. Neste capítulo são estudados detalhadamente os fundamentos dos sistemas de modulação AM DSB, AM DSB-SC, AM SSB e AM VSB, descritos inicialmente sem nenhuma análise do comportamento em presença de ruído (!).

A pergunta mais natural neste estágio é “o que é modulação e quais as razões do seu uso?”. Esta questão é respondida mostrando que esta é uma maneira adequada de transportar a informação. O sinal analógico natural é uma onda eletromagnética senoidal $A \cdot \cos \omega_c t$, conhecida como onda portadora, cuja frequência $f_c = \omega_c / 2\pi$ está associada à frequência da estação. A modulação consiste na transmissão de um sinal de informação através da variação de características, por exemplo, amplitude, fase ou frequência, de uma onda portadora irradiada. Fundamentalmente, a operação de modulação visa adaptar a mensagem ao meio de transmissão – espaço livre ou suporte físico. Considere a seguinte analogia: a mensagem a ser transmitida de um ponto a outro corresponde a um indivíduo que deseja deslocar-se de um local a outro. A portadora funciona como um “veículo” para viabilizar o transporte da mensagem (pessoa). São possíveis inúmeros tipos de modulação, assim como são possíveis inúmeros meios de transporte (bicicleta, moto, carro, trem avião etc.), cada um deles apresentando suas vantagens e desvantagens.



**Figura 3.1- Propagação do sinal de rádio (Ondas eletromagnéticas).
Notar que os campos E e B propagam-se ortogonalmente.**

Em 1888, **H. Hertz** publicava os resultados de suas pesquisas sobre as propriedades das ondas de rádio em seu famoso artigo “Sobre ondas eletromagnéticas no ar e seus reflexos”, Ele mostrou que estas novas radiações, previstas por **James C. Maxwell**, comportavam-se como a luz, sendo parte do mesmo espectro eletromagnético. Hertz firmemente estabeleceu a validade da teoria de Maxwell. Em 1896, **Guglielmo Marconi** recebeu a patente do seu sistema de rádio (telegrafia sem fio), com alcance 2 a 9 milhas. Mas o brasileiro Landell de Moura realizou as primeiras transmissões de voz e obteve patente anterior a este feito.

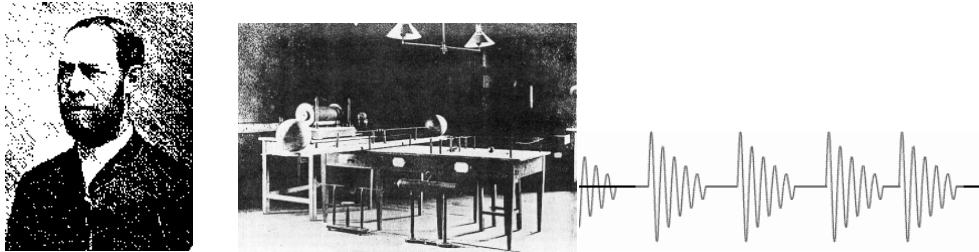


Figura 3.2 - Heinrich Rudolph Hertz (1857-1894). Laboratório. Tipo de sinal irradiado.

A História do Rádio no Brasil

O anematófono: Primeiro equipamento para transmissão de ondas Hertzianas (rádio)

Muitas vezes uma invenção ou um desenvolvimento pioneiro é ofuscado por desenvolvimentos posteriores de maior sucesso comercial e os créditos da invenção são atribuídos a quem contribuiu de modo significativo para o largo uso da técnica. Não se trata apenas de discutir um problema de primazia. Um exemplo muito conhecido é o da Aviação (Irmãos Wright vs Santos Dumont). Outros exemplos incluem a invenção do Telefone (Graham Bell vs Antonio Meucci) e mesmo a invenção do Rádio (Marconi vs Landell). Não se trata de diminuir os méritos daqueles considerados pela vasta maioria como os criadores.

O pioneiro **Landell de Moura** pode ser considerado como o primeiro inventor do telefone sem fio e o pai do Rádio (<http://www2.ee.ufpe.br/codec/Landell.htm>). Nascido em 1862, em Porto Alegre, construiu seu primeiro transmissor em 1892. O padre gaúcho fez uma transmissão de voz por ondas luminosas da Avenida Paulista para Sant'Ana em 1894, num enlace de rádio de 8 km. (pai, Sr Moura, Pernambuco e mãe Sra. Landell, ascendência Escocesa) A propósito das experiências de Landell, a seguinte nota foi publicada no Jornal do Commercio São Paulo:

"No Domingo próximo passado, no alto de Sant'Anna, na cidade de São Paulo, o padre Roberto Landell de Moura fez uma experiência com vários aparelhos de sua invenção, no intuito de demonstrar algumas leis por ele descobertas no estudo da propagação do som, da luz e da eletricidade, através do espaço, da Terra e do elemento aquoso, as quais foram coroadas de brilhante êxito. Esses aparelhos, eminentemente práticos, são com tantos corolários, deduzidos das leis supracitadas. Assistiram a esta prova, entre outras pessoas, o Sr. P.C.P. Lupton, representante do Governo Britânico, e sua família".

Depois da experiência, registrou patente de suas invenções no Brasil e nos EUA. No Brasil, sua patente (n° 3279) foi concedida em 1900. Nos Estados Unidos, o telefone sem fio, o telégrafo sem fio e o transmissor de ondas eletromagnéticas receberam patente em 1904. A descrição pelo próprio Landell de seus equipamentos:

O **anematófono** - é um aparelho com o qual, sem fio, gera-se os efeitos da telefonia comum, porém com muito maior nitidez e segurança, visto que funciona ainda mesmo com vento e mau tempo (...)

O **Teletition** - espécie de telegrafia fonética, com o qual sem fio, duas pessoas podem se comunicar, sem que seja ouvidas por outra. Creio que com este meu sistema poder-se-á transmitir, a grandes distâncias e com muita economia, a energia elétrica, sem que seja preciso usar-se fio ou cabo condutor.

Em 1905, o Presidente Rodrigues Alves nega ao padre **Landell** a oportunidade de comprovar a comunicação telegráfica entre navios em alto mar. Acreditava, diz-se, que o padre era louco (junte-se uma perseguição da arquidiocese: ele está se desviando do bom caminho). Na década de 80, alunos de Engenharia remontaram o *anematófono* como descrito por Landell. E ele funcionou com sucesso!



Figura 3.3 –a) Padre Roberto Landell de Moura (1861-1928).



Figura 3.3 – b) Centelhador de Marconi e G. Marconi (1874-1937).

1899 Douvres e Wimereux:

<<Sr Marconi envia a Sr Branly seus respeitosos cumprimentos, pela telegrafia sem fio através da Mancha, este belo resultado em parte devido às notáveis contribuições do Sr. Branly>>

1901 A primeira transmissão de rádio transatlântica (Poldhu-Terra Nova) ocorreu em 12/12/1901.

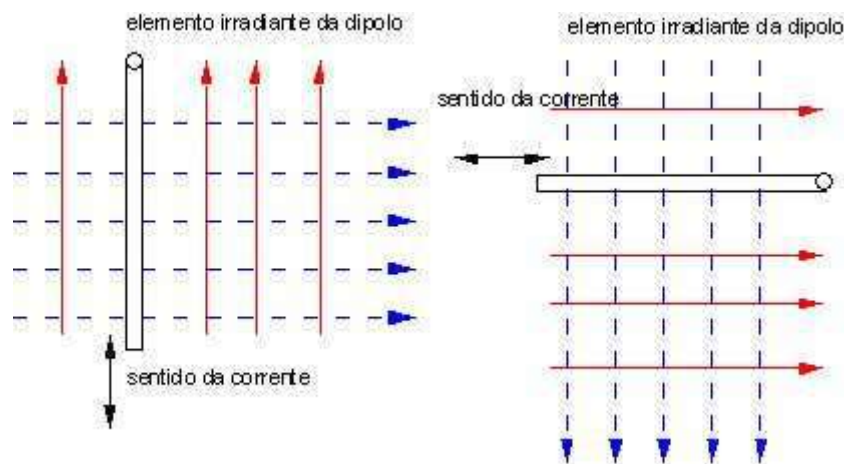


Figura 3.4 - Polarização: vertical e horizontal.

A necessidade do emprego da modulação para realizar transmissão no espaço livre pode ser compreendida facilmente, exemplificando com a transmissão de sinais de voz (ou música). O microfone é um transdutor acústico-elétrico inventado em 1878, pelo Inglês **Edward Hughes**. Admitindo que as componentes importantes de frequência de um sinal de voz (elétrico) típico situam-se entre 300 Hz e 4 kHz e que várias estações transmitem simultaneamente diferentes sinais de voz, os problemas aparecem facilmente. Se todas as estações transmitem nesta faixa, cada receptor captaria *simultaneamente* todas as diferentes estações. É necessária a alocação de uma faixa de frequência diferente para cada estação, de forma que o receptor possa selecionar aquela de seu interesse. Outro motivo importante está relacionado com a construção de antenas. As dimensões utilizadas devem ser da ordem de grandeza do comprimento de onda irradiado.

O exemplo mais simples é a antena dipolo ($\lambda/2$ ou $\lambda/4$ etc.) mostrada na Fig. 3.5, usada para captar sinais em torno da frequência $f = c/\lambda$, em que c é a velocidade da luz.

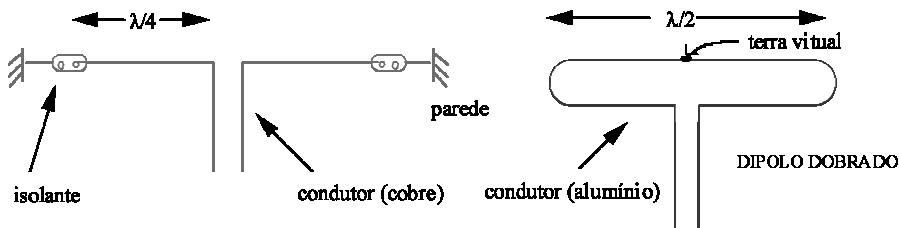


Figura 3.5 - Antena Dipolo de meio comprimento de onda.

O comprimento de antenas correspondentes a faixa de frequências do sinal de voz é, portanto da ordem de centenas de quilômetros, cuja construção é absolutamente inviável. Observa-se também uma enorme diferença no comprimento da antena necessário para recepção em cada extremo da faixa. Neste caso, a largura de faixa corresponde ao intervalo $4 \text{ kHz} - 300 \text{ Hz} \approx 4 \text{ kHz}$. Entretanto, se as frequências transmitidas são de $30.000,3 \text{ kHz}$ a 30.004 kHz (largura de faixa idêntica a anterior), uma boa antena dipolo corresponde a $\lambda=10 \text{ m}$. Esta antena é adequada em qualquer dos extremos da faixa. Curiosamente, o termo "antena" provém do fato que a dipolo (criada por **A. Popov**) assemelha-se aos órgãos sensitivos que os insetos possuem! Vale citar o pioneiro no rádio, o Francês Prof. **Édouard-Éugène Branly** (1844-1940) que em 1894 concebeu a primeira "antena" [REVUE 1993]. Em resumo, a modulação é utilizada principalmente devido a:

- a) Necessidade de alocação do espectro
- b) Viabilizar a construção de antenas
- c) Permitir a irradiação eficiente do sinal no espaço.

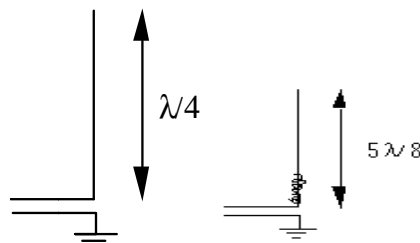


Figura 3.6 - Dipolo típica usada em estações de radiodifusão. Uma redução no tamanho e ganho efetivo podem ser obtidos através de bobinas de carga. A antena vertical aterrada é referida como antena de Marconi.

3.1 Sistemas de Modulação AM

Por que escolher o sinal fundamental (portadora) como senoide? Trata-se do sinal AC mais simples, pois DC não irradia (não gera variação de campo). Campos elétricos variantes geram campos magnéticos variantes, que por sua vez geram campos elétricos e assim sucessivamente, permitindo a propagação da onda eletromagnética. Então sinais AC, e não DC devem ser usadas na transmissão.

<http://www.phy.ntnu.edu.tw/ntnujava/viewtopic.php?t=52>

Os sinais utilizados são uma portadora $A.\cos\omega_c t$ e o sinal modulador $f(t)$, banda limitada, contendo a informação que se deseja transmitir. O sinal modulado é obtido variando a Amplitude da portadora de acordo com o sinal a ser transmitido (daí o nome AM).

Um dos inventores da AM foi o americano (origem canadense) Prof. **Reginald Aubrey Fessenden** (1866-1932) [BRITT 1996].

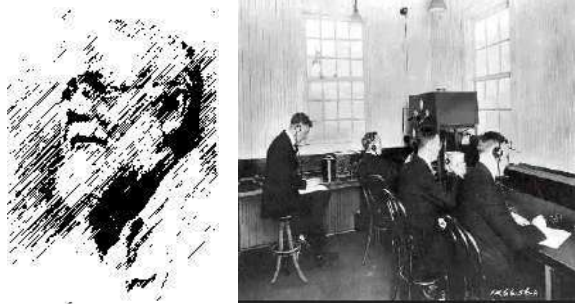


Figura 3.7 – Reginald Aubrey Fessenden (1866-1932), KDKA em 1906, primeiro programa irradiado

As duas formas mais simples de sinais modulados em amplitude correspondem ao “Sinal AM” e o “Sinal AM portadora suprimida”.

$$\varphi_{AM-SC}(t) = Af(t) \cos w_c t \quad \text{Sinal AM-SC,}$$

$$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + f(t) \cos w_c t \quad \text{Sinal AM.}$$

O interesse em introduzir uma portadora sem modulação ao sinal AM-SC é explicado posteriormente.

Inicialmente, por simplicidade, considera-se apenas a transmissão de um tom Senoidal puro na frequência $f_m = w_m / 2\pi$, i.e., $f(t) = A_m \cos w_m t$. Este é o caso conhecido como único tom (o autor sempre menciona que – ao ser obrigado a escolher um único tom – que seja Jobim. Afinal compõe samba de uma nota só!). Este é o sinal analógico mais simples. Os sinais AM correspondentes são:

$$\varphi_{AM-SC}(t) = AA_m \cos w_m t \cos w_c t \quad \text{AM-SC,}$$

$$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + A_m \cos w_m t \cos w_c t \quad \text{AM.}$$

Freqüentemente, o sinal AM é colocado sob uma forma mais conveniente, escrevendo

$$\varphi_{AM}(t) = A \left[1 + \frac{A_m}{A} \cos w_m t \right] \cos w_c t .$$

A relação entre a amplitude máxima do sinal modulador e a amplitude máxima da portadora é referida com o índice (ou profundidade) de modulação, ou seja,

$$m := \frac{A_m}{A} .$$

Este valor muitas vezes é fornecido como porcentagem de modulação, definida por $m\% := m \cdot 100 \%$.

O termo entre colchetes representa a **envoltória** do sinal AM e pode ser mais bem compreendido com o auxílio das figuras a seguir.

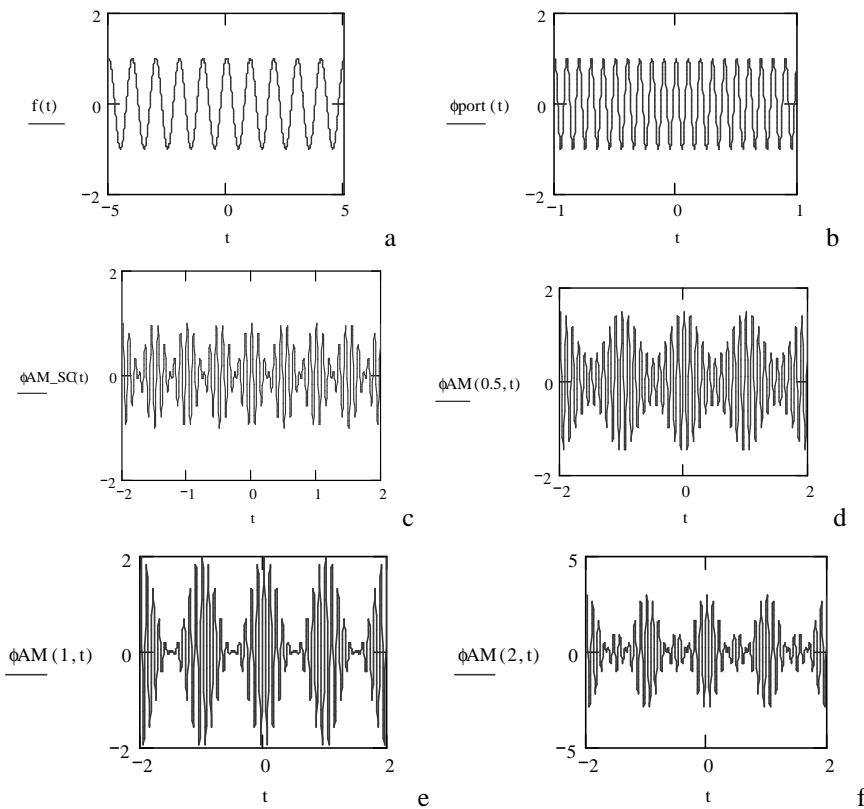


Figura 3.8 - Tom senoidal modulado em AM, para diferentes Índices de Modulação.

As Figs. 3.8 a e b mostram o sinal modulator e a portadora, respectivamente, supondo que $w_m \ll w_c$. O produto destas duas formas de onda gera o sinal AM-SC, esboçado na Fig. 3.8 c. Para desenhar as formas de onda correspondentes ao sinal AM, considera-se o produto da envoltória $A[1 + m \cos w_m t]$ e a portadora $A \cdot \cos w_c t$. As Figs. 3.8 d, e e f mostram as formas de onda da envoltória e do sinal modulado, para vários valores do índice m : $m < 1$, $m = 1$ e $m > 1$, respectivamente.

Para o sinal modulado AM com índice de modulação $m \leq 1$, vê-se que a envoltória do sinal modulado transporta precisamente a informação do sinal transmitido $f(t)$. Já quando $m\%$ é superior a 100% (Fig. 3.8 f), a envoltória modulada não é uma onda senoidal na frequência w_m ; há uma perda de informação nos pontos onde a curva $A[1 + m \cos w_m t]$ assume valores negativos. Este efeito é conhecido como “**sobremodulação**” e distorce o sinal recuperado a partir da envoltória. Em sistemas AM, deve ser exigido $m \leq 1$, para que a envoltória contenha exatamente uma réplica do sinal a ser transmitido.

Um estudo do espectro do sinal AM (ou AM-SC) pode ser realizado sem dificuldade, empregando a relação trigonométrica clássica de adição de arcos:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A + B) + \cos(A - B)]$$

Então,

$$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + \frac{mA}{2} \{ \cos(w_c + w_m)t + \cos(w_c - w_m)t \}.$$

Considerando os pares $f(t) \leftrightarrow F(w)$ e $\varphi_{AM}(t) \leftrightarrow \Phi_{AM}(w)$, o esboço do espectro do sinal modulator $\mathfrak{F} f(t)$ e do espectro do sinal modulado $\mathfrak{F} \varphi_{AM}(t)$ é mostrado.

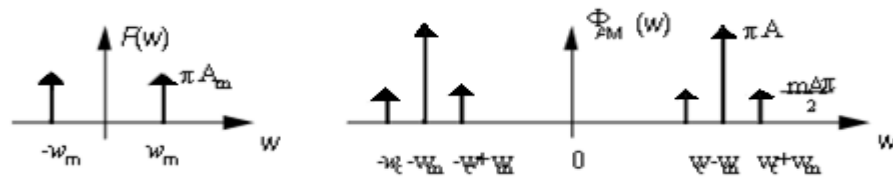


Figura 3.9 - Espectro do Sinal AM para um tom senoidal puro.

O espectro do AM-SC é idêntico, apenas não possui a raia central correspondente à frequência w_c . No espectro, tem-se a presença de três frequências distintas: $w_c - w_m$, w_c e $w_c + w_m$. A conclusão imediata é que o circuito para gerar um sinal AM não pode ser uma rede linear, pois frequências diferentes da frequência da excitação aparecem na saída.

A análise pode prosseguir considerando várias frequências presentes no sinal modulador.

Por exemplo, assumindo $f(t) = \sum_{i=0}^m A_i \cos(w_i t + \theta_i)$.

Sem perda de generalidade assume-se que $w_{i-1} < w_i$, $i=1,2,3,\dots,m$. Isto pode corresponder, por exemplo, ao desenvolvimento de um sinal em série de Fourier num dado trecho, tomando apenas os primeiros harmônicos do desenvolvimento.

O sinal modulador aplicado é banda limitada em w_m rad/seg (veja hipótese já mencionada).

$$\text{Então } \varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + \left[\sum_{i=0}^m A_i \cos(w_i t + \theta_i) \right] \cos w_c t.$$

Utilizando-se da propriedade distributiva do produto em relação à soma,

$$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + \left[\sum_{i=0}^m A_i \cos(w_i t + \theta_i) \cdot \cos w_c t \right].$$

Aplicando a identidade trigonométrica citada anteriormente, vem imediatamente

$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + \sum_{i=0}^m \frac{A_i}{2} \{ \cos[(w_c + w_i)t + \theta_i] + \cos[(w_c - w_i)t - \theta_i] \}$, e o espectro é então obtido muito facilmente.

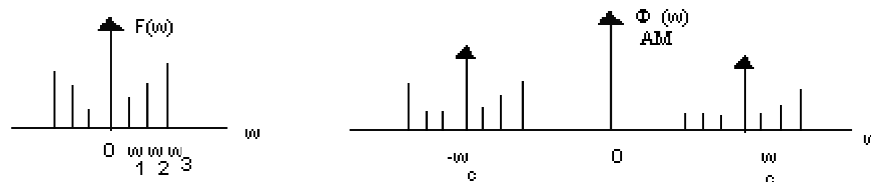


Figura 3.10 - Espectro do Sinal AM para vários tons senoidais.

Observa-se que o espectro resultante corresponde à **superposição** dos espectros de cada um dos tons operando separadamente. Isto caracteriza uma propriedade de linearidade no espelho dos sistemas AM (Princípio da Superposição).

Para entender claramente como funciona uma modulação em amplitude, é apresentado o principal resultado:

Teorema Da Modulação.

Se $f(t)$ é um sinal (real) transformável, $f(t) \leftrightarrow F(w)$, então

$$f(t) \cdot \cos w_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(w + w_c) + F(w - w_c)]. \blacksquare$$

Prova.

Empregando o Teorema da Convolução na frequência (P9), $f_1(t) \cdot f_2(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} F_1(\omega) * F_2(\omega)$, com $f_1(t)=f(t)$ e $f_2(t)=\cos\omega_c t$, tem-se:

$f(t) \cdot \cos\omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} F(\omega) * \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$. Aplicando as propriedades da integral de convolução, segue-se o resultado. **Q.E.D.**

Admitindo um sinal $f(t)$ banda limitada em ω_m rad/seg, então o espectro do sinal AM é

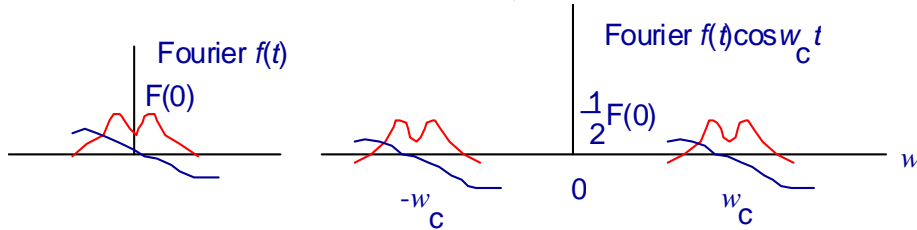


Figura 3.11 - Espectro de um sinal AM (arbitrário).

Algumas conclusões interessantes podem ser obtidas facilmente. Na modulação AM, o espectro do sinal de informação não é alterado, mas apenas transladado para a frequência ω_c da portadora (nova origem). A translação do espectro para uma nova faixa de frequência, com centro na frequência da estação, permite a alocação do espectro. Desta forma, várias rádios podem transmitir simultaneamente sem superpor as informações. O valor da frequência ω_c utilizado para a portadora é escolhido de acordo com a finalidade da transmissão: **Ondas Médias (OM)**, **Ondas Curtas (OC)**, **Ondas Tropicais (OT)**, Televisão Comercial VHF etc. Para a radiodifusão comercial AM, a faixa de frequências permitida pela legislação (Ondas Médias) é de:

$$540 \text{ kHz} \leq f_c \leq 1.600 \text{ kHz (verifique o mostrador do seu rádio).}$$

Este teorema mostra claramente a necessidade de se considerar sinais de banda-limitada para transmissão em AM, caso contrário haveria superposição das partes centradas em $-\omega_c$ e $+\omega_c$ rad/seg. Felizmente, os sinais de interesse prático, tais como voz, música e vídeo, cumprem razoavelmente este requisito.

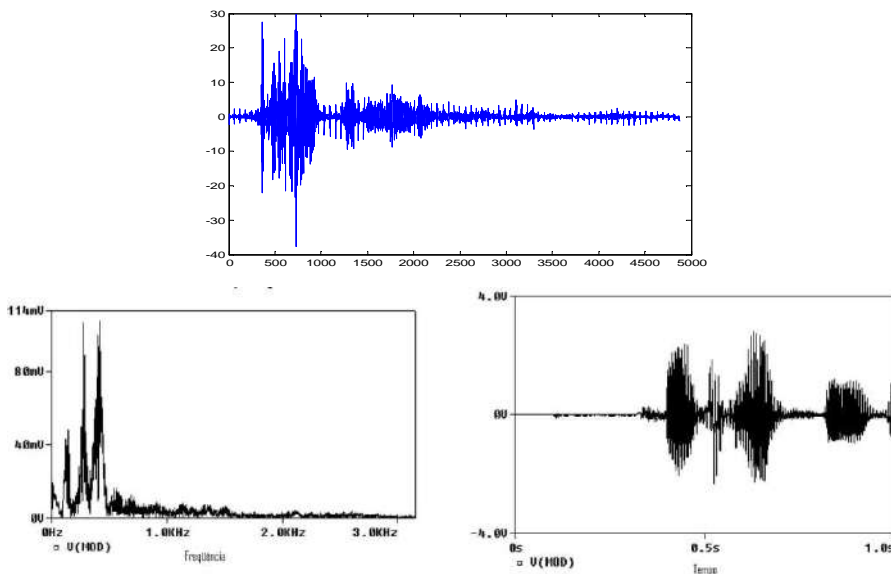


Figura 3.12 - Sinal de voz típico: Espectro e forma de onda no tempo.

Sinais de voz são praticamente limitados em 4 kHz (na faixa 300 Hz a 4 kHz), como mostrado no espectro típico (Porém a inteligibilidade do sinal de voz é obtida mesmo para uma relação sinal-ruído de 8 dB, tomando somente freqüências entre 500 Hz e 2 kHz!). Uma representação mais simples é usual (a "Gravata de Borboleta"), como mostrada na Fig. 3.13 b. Isto não significa que o conteúdo da energia cresce para as altas freqüências: Trata-se apenas de uma forma simplificada e conveniente de representar um espectro complicado.

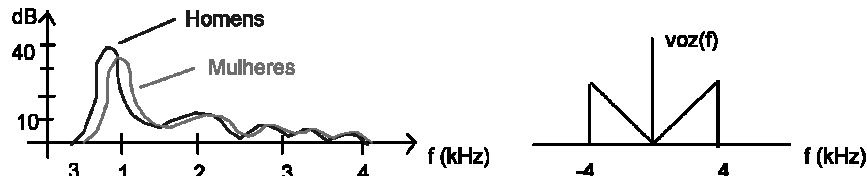


Figura 3.13 - Espectro típico para voz e representação simplificada em "gravata Borboleta".

Já os sinais de áudio se estendem de 30 Hz até 15 kHz, sendo que freqüências acima de 20 kHz praticamente não são audíveis, correspondendo à faixa de ultra-sons.

Na radiodifusão AM são considerados sinais limitados em banda de 50 Hz a 5 kHz, o que resulta em boa qualidade para transmissão de voz e em deficiências para a transmissão de sons de música em alta fidelidade (essa é uma das razões da qualidade inferior dos sistemas AM, comparados a FM). Assim, uma rádio operando em freqüência 940 kHz (freqüência da estação, citada pelo locutor) tem o espectro ocupando freqüências ocupando a faixa de 935 kHz a 945 kHz. O espaço ocupado no espectro AM comercial é de 10 kHz / estação de rádio. A relação sinal-ruído (SNR) tipicamente exigida é da ordem de 33 dB (30-45 dB).

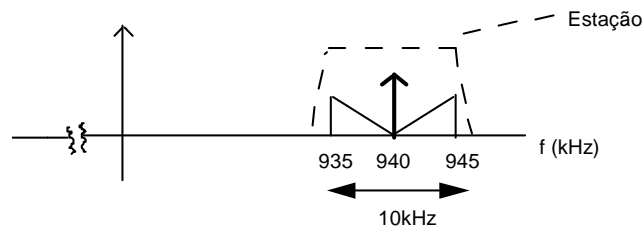


Figura 3.14 - Espectro de uma estação comercial AM de Radiodifusão.



Figura 3.15 Trechos de som de sinal de voz (domínio temporal) explicitando as periodicidades em sons vocálicos e o caráter "ruído" para sons fricativos.

Atualmente, o padrão CCITT (1987) propõe uma banda de 50 Hz a 7 kHz, o ganho em baixas freqüências contribuindo para aumentar a naturalidade do sinal reproduzido e em altas freqüências proporcionando maior inteligibilidade e diferenciação [JAY 1990]. De um modo geral, a transmissão convencional de AM dobra a largura da faixa (banda) exigida para o sinal original. Um filtro BPF deve ser utilizado no receptor para selecionar a estação que se deseja captar.

O pioneiro do Rádio, o Francês **Édouard-Eugène Branly** (1844-1940), concebia em 1894, a primeira “antena”, o que permitiu aumentar sensivelmente a distância da ligação entre emissor/receptor.

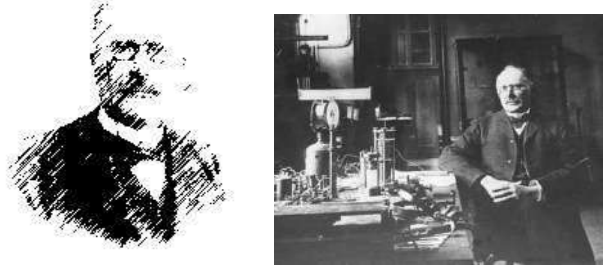


Figura 3.16 – Edouard Eugène Branly (1844-1940).

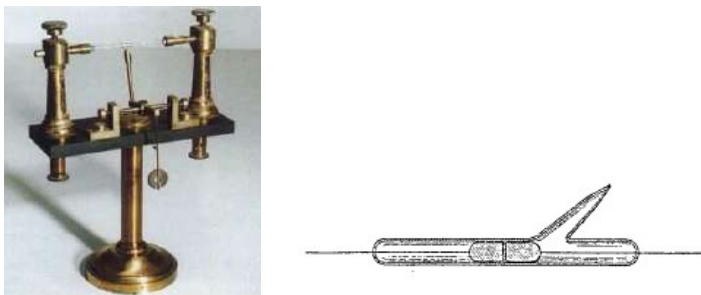


Figura 3.17 – O coesor de Branly para detecção de ondas eletromagnéticas. O circuito foi empregado por Marconi nos experimentos de telegrafia sem fio.

Uma nova abordagem foi proposta por **A. Popov**, criando a antena dipolo. O tipo de antena adequado depende da faixa de frequências usada. A tabela a seguir exhibe algumas das antenas mais usadas nas respectivas faixas do espectro.



Figura 3.18 - Alexandr Stepanovich Popov (1859-1905).

Uma antena (fonte de campo eletromagnético) *isotrópica* irradia simetricamente em todas as direções, de modo que a densidade de potência recebida (W/m^2) depende apenas da distância r do ponto de observação à fonte, i.e., independe da direção de observação. A densidade de potência a uma distância r da fonte é $R_{iso}(r)=P/4\pi r^2$ W/m^2 , em que P é a potência total emitida.

No caso geral, uma antena pode irradiar com privilégio em certas direções (usa-se coordenadas r, θ, ϕ ao invés de x, y, z). Antenas direcionais apresentam ganhos. O ganho de uma antena é definido como a relação entre a densidade de potência efetivamente recebida e aquela que seria recebida irradiando a mesma potência total com uma antena isotrópica. O ganho $g(\theta, \phi)$ numa direção θ, ϕ vale: $g(\theta, \phi)=R(\theta, \phi, r)/R_{iso}(r)$ e normalmente é expresso em dB; $g_{dB}(\theta, \phi)=10 \log g(\theta, \phi)$.

Tabela III.1- Antenas Típicas.

Faixa de Frequências	Antenas Típicas
HF	Dipolo 1/2 (cobre)
VHF	Tubos Rígidos -Yagi (Alumínio)
UHF	Helicoidais
SHF	Parabólicas



Figura 3.19 – diferentes tipos de antenas. Dipolo, Yagi, helicoidal, parabólica.

3.2 Potências Dissipadas em AM

Nos sistemas AM, parte da potência do sinal transmitido é dissipada pela portadora, a qual não transporta informação efetiva. Isto resulta em uma menor eficiência no aproveitamento da potência da estação.

Para avaliar qualitativamente a distribuição de potências em um sinal AM, os valores da potência média e potência de pico dissipadas são estudados a seguir.

O valor eficaz de uma tensão $v(t)$ periódica (de período T) é expresso por $V_{eff} := \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t') dt'}$, e a potência média dissipada por um resistor e submetido a esta tensão é dada por $P_{av} = \frac{V_{eff}^2}{R}$. Normalmente os valores normalizados de potência média são usados, admitindo um resistor padrão de 1Ω :

$$P_{av} := \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t') dt' \text{ Watts,}$$

Observe que isto é a energia dissipada em um período por unidade de tempo.

Inicialmente, considerando um tom único senoidal modulado em AM (N.B. No caso de um único tom, que seja Jobim, o único capaz de compor um samba de uma nota só!), tem-se

$$\varphi_{AM}(t) = A \cos w_c t + \frac{mA}{2} \{ \cos(w_c + w_m)t + \cos(w_c - w_m)t \}.$$

O valor eficaz de uma onda senoidal $v(t)=A \cdot \cos w_c t$ é $V_{eff}=A/\sqrt{2}$ e a potência média correspondente é $P_{av}=A^2/2$. O leitor é convidado a revisar os resultados dos problemas 3.3 e 3.4. Então; tem-se a seguinte distribuição de potência:

a) Potência dissipada pela portadora

$$P_{Port} = (A/\sqrt{2})^2 = \frac{A^2}{2} \text{ Watts.}$$

b) Potência dissipada pelas bandas laterais

$$P_{BLAT} = P_{LSB} + P_{USB} = \frac{(mA/2)^2}{2} + \frac{(mA/2)^2}{2} = \frac{m^2 A^2}{4} \text{ Watts.}$$

c) Potência total dissipada pelo sinal AM

$$P_{AM} = P_{Port} + P_{BLAT} = \frac{A^2}{2} + \frac{m^2 A^2}{4} = \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \text{ Watts.}$$

As seguintes relações são prontamente estabelecidas:

$$\begin{aligned} \bullet \quad P_{BLAT} / P_{Port} &= \frac{m^2}{2}, \\ \bullet \quad P_{BLAT} / P_{AM} &= \frac{m^2}{2+m^2}, \end{aligned}$$

Em sistemas AM práticos, há restrição sobre o índice de modulação. Lembrando que a condição $m \leq 1$ deve ser obedecida, obtém-se:

$$\begin{aligned} P_{BLAT} / P_{Port} &\leq \frac{1}{2}, \quad \text{ou} \quad \frac{P_{BLAT}}{P_{Port}} \leq 50\%, \\ P_{BLAT} / P_{AM} &\leq \frac{1}{3}, \quad \text{ou} \quad \frac{P_{BLAT}}{P_{AM}} \leq 33,3\%. \end{aligned}$$

(Note que $\eta := P_{BLAT} / P_{AM}$ representa uma relação Potência útil / Potência total, ou seja, um rendimento da modulação).

Isto significa que, na melhor das hipóteses, as bandas laterais dissipam 33% da potência total da estação, sendo o restante desperdiçado pela portadora (um rendimento inferior a 33%).

Este é o preço pago para permitir o uso da detecção de envoltória (c.f. Seção 3.5).

Os resultados podem ser facilmente estendidos para o caso multitom, considerando o sinal AM sob a forma

$$\varphi_{AM}(t) = A[1 + m_1 \cos w_1 t + m_2 \cos w_2 t + \dots + m_n \cos w_n t + \dots] \cos w_c t, \text{ com } \sum_{i=1} m_i \leq 1.$$

Neste caso, a potência dissipada pelas bandas laterais é dada por

$$P_{BLAT} = P_{BLAT1} + P_{BLAT2} + \dots = \frac{m_1^2 A^2}{4} + \frac{m_2^2 A^2}{4} + \dots \text{ Watts.}$$

Definindo um índice de modulação total para este sinal modulador como sendo

$$m_t^2 = \sum_{i=1} m_i^2 \quad \text{ou} \quad m_t := \left(\sum_{i=1} m_i^2 \right)^{1/2}, \text{ segue-se então que}$$

$$P_{BLAT} = \frac{m_t^2 A^2}{4}.$$

Este resultado é idêntico ao anteriormente encontrado, apenas usando o índice de modulação multitom. Novamente, $m_t \leq 1$ é *condition sine qua non* para evitar sobremodulação, de forma que as conclusões anteriores permanecem válidas.

Exercício 12. (Potência Mínima Necessária para Detecção de AM)

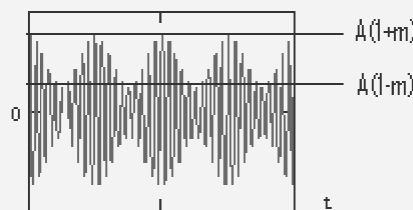


Figura 3.20 – Dimensionando a potência mínima necessária para detectar AM.

Solução. Usando um diodo de Germânio para obter condução com menores tensões (maior sensibilidade), $V_f \approx 0,2$ V. supondo $m \approx 0,9$, um alto índice de modulação, impondo $A(1-m) \geq 0,2$, tem-se $A \geq 2$ Volts. Admitindo uma impedância típica do detector de $1 \text{ k}\Omega$, a potência do sinal na entrada do detector deve ser superior a $P = \frac{A^2/2}{R} \geq 2 \text{ mW}$.

Para estudar a potência de pico dissipada em AM, considera-se o diagrama fasorial do sinal AM. Para um tom puro, a expressão do sinal modulado pode ser colocada sobre a forma

$$\varphi_{AM}(t) = \text{Re} \left[A + \frac{mA}{2} e^{jw_m t} + \frac{mA}{2} e^{-jw_m t} \right] e^{jw_c t}.$$

No diagrama fasorial $e^{jw_c t}$ é representado por um vetor unitário, girando no sentido anti-horário com uma frequência de w_c rad/seg.

Os termos entre colchetes correspondem respectivamente a:

- um fasor de módulo A
- um fasor de módulo $mA/2$, girando no sentido anti-horário com velocidade w_m rad/seg.
- um fasor de módulo $mA/2$, girando no sentido horário com velocidade w_m rad/seg.

O esboço é mostrado na Fig. 3.21 e o conjunto gira a uma frequência w_c rad/seg. O sinal AM corresponde à parte real do vetor resultante, i.e., sua projeção sobre o eixo real.

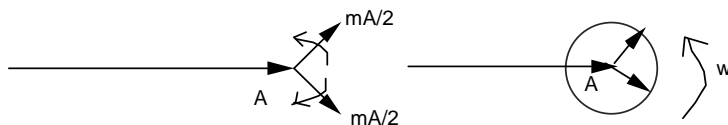


Figura 3.21 - Diagrama Fasorial AM para um tom senoidal puro.

As componentes verticais da soma dos três vetores são nulas, enquanto que as componentes horizontais determinam o vetor resultante. Assim, o fasor resultante varia apenas em amplitude. A projeção da resultante no eixo real (horizontal) fornece, a cada instante, o valor do sinal modulado.

A Fig. 3.22 mostra o fasor resultante em diferentes instantes de tempo. A amplitude da resultante varia de $A(1-m)$ a $A(1+m)$. O vetor resultante sofre apenas variação na amplitude, mas a fase com relação à portadora permanece inalterada, daí o nome de AM para estes sistemas.

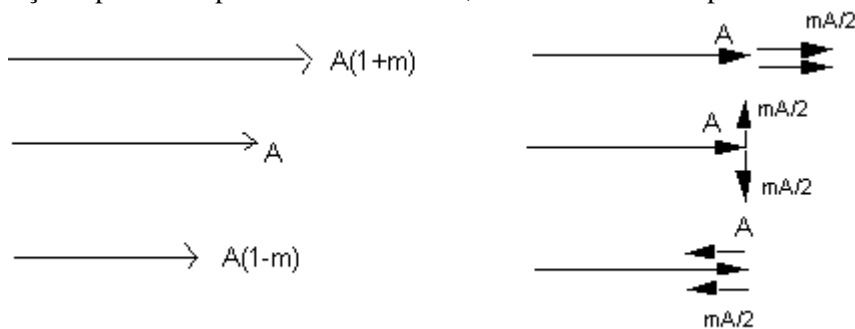


Figura 3.22 - Fasor Resultante em Diferentes Instantes.

A potência de pico dissipada por um sinal AM é obtida do diagrama fasorial, no instante em que a amplitude do fasor resultante é máxima:

$$v_{pico} = A + \frac{mA}{2} + \frac{mA}{2} = A(1+m) \text{ de modo que}$$

$$P_{pico} = \frac{v_{pico}^2}{R} = A^2(1+m)^2 \text{ Watts,}$$

Usa-se também $P_{pico} = \frac{v_{pico}^2}{R} = A^2(1+m)^2$ Watts PEP, (potência de pico do envelope, com carga normalizada – *peak envelope power*).

A relação entre a potência média dissipada e a potência de pico é expressa por

$$\frac{P_{AM}}{P_{pico}} = \frac{\frac{A^2}{2}(1+\frac{m^2}{2})}{A^2(1+m)^2} = \frac{2+m^2}{4(1+m)^2}.$$

Para $m = 100\%$, por exemplo, $P_{pico} = 5,33 P_{AM}$, ou $PEP = 2,66 P_{AM}$.

Por exemplo, uma estação com potência 400 W, dissipa em alguns instantes uma potência ligeiramente superior a 2 kW! Isto constitui uma grande desvantagem dos sistemas AM.

3.3 Geração de Sinais AM

O sinal de áudio quando aplicado na entrada do modulador gera novas frequências na saída. Desde que sistemas lineares (invariantes no tempo) não produzem novas componentes de frequência (explique), os dispositivos usados para a geração de sinais AM – os moduladores – devem ser dos tipos “não lineares” ou “lineares por parte” (tipo particular de não linearidade).

Na prática, três tipos de moduladores são utilizados, dependendo da aplicação envolvida (Nível de potência, distorção aceitável, ausência ou presença de portadora etc.).

$$\text{Moduladores AM} \left\{ \begin{array}{l} \text{Lei de Potências} \\ \text{Chaveados} \\ \text{Balanceados} \end{array} \right.$$

Um dos aspectos importantes nos Transmissores (ou transceptores) está relacionado com a sua ligação à antena. É importante assegurar a máxima transferência de potência da linha (e.g. coaxial, tipicamente 50 Ω) para o elemento irradiador. O comprimento da linha é importante para garantir uma irradiação eficiente. A relação entre a energia incidente e a refletida na linha de transmissão é avaliada através da medição da SWR – Coeficiente de onda estacionária. Este parâmetro é limitada inferiormente pela unidade, i.e., $SWR \geq 1$; uma relação $SWR = 1$ implica em nenhuma potência refletida (ponto de ótimo) enquanto que $SWR \rightarrow \infty$ significa que toda a energia incidente é refletida. Se a metade da potência irradiada é refletida, então $SWR = 5,83$. Normalmente, dispõe-se no aparelho de um medidor de SWR e na prática procura-se manter a $SWR \leq 1,5$, sendo que valores superiores eventualmente causam uma dissipação de potência excessiva nos transistores de saída (amplificadores de RF), causando a "queima" do aparelho pelo aquecimento dos transistores. O comprimento da antena é relacionado à frequência do canal e o ajuste deve ser feito de forma a "atender" razoavelmente todos os canais. Por exemplo, para um transceptor CB (Faixa do Cidadão) com 40 canais, o ajuste deve ser feito no canal 21.

Moduladores de Lei de Potências

Este tipo de modulador normalmente é usado para a geração de sinais AM com pequena potência e utiliza dispositivos eletrônicos com característica não-linear tais como: diodos semicondutores, transistores de junção [IEEE 1998], transistores efeito de campo FET etc.

A idéia essencial é produzir o produto $a.b$ empregando o termo central do desenvolvimento do produto notável $(a+b)^2=a^2+2.a.b+b^2$.

O elemento não linear opera em torno de um ponto de polarização, de modo que as variações incrementais podem ser aproximadas por

$$I_0 \cong av_i + bv_i^2 + cv_i^3 + \dots \approx av_i + bv_i^2.$$

A presença do termo quadrático na característica do dispositivo é *conditio sine qua non*, daí serem também chamados de “moduladores de Lei quadrática”. Termos de ordem superior normalmente apenas introduzem distorções indesejáveis. Uma configuração típica de um modulador deste tipo é mostrada na figura que segue. Observa-se que a tensão de controle v_i não é a tensão “através” do dispositivo.

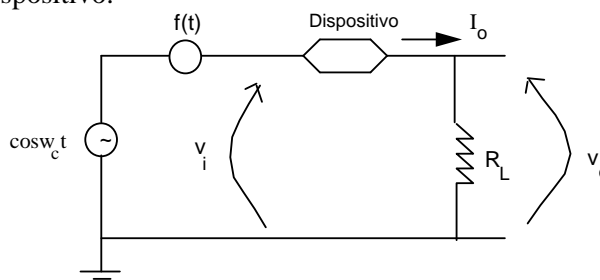


Figura 3.23 - Configuração Típica de um Modulador AM.

A tensão de saída é $v_o(t) = R_L I_o(t) = R_L \{av_i(t) + bv_i^2(t)\}$. Substituindo $v_i(t) = f(t) + \cos w_c t$, devolvendo e agrupando os termos de interesse, chega-se a seguinte expressão:

$$v_o(t) = \underbrace{R_L [af(t) + b \cos^2 w_c t + bf^2(t)]}_{\text{Termos indesejáveis}} + \underbrace{aR_L \left[1 + \frac{2b}{a} f(t) \right]}_{\text{Termo AM}} \cos w_c t.$$

O sinal resultante é um AM, com amplitude $A=aR_L$ e índice de modulação $m=2b/a$ e contém termos indesejáveis que devem ser eliminados. Usualmente $b \ll a$. Determinando o espectro $V_o(w)$ do sinal de saída (com auxílio das conclusões do problema 3.10), tem-se o espectro apresentado na Fig. 3.24.

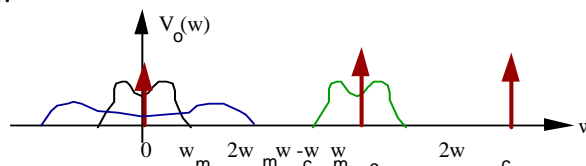


Figura 3.24 - Espectro do sinal de saída do Modulador (Lei quadrática).

Deste modo é possível a obtenção de um sinal AM simplesmente adicionando um filtro passa-faixa centrado na frequência da portadora. A condição para que não haja superposição dos diversos espectros envolvidos é que $w_c - w_m > 2w_m$, ou $w_c > 3w_m$. Na prática, a condição $w_c \gg 3w_m$ é verificada, facilitando o projeto do filtro e não constitui nenhuma restrição prática. (Em AM ondas Médias OM, $f_c \approx 1.000$ kHz e $f_m \approx 5$ kHz!).



Figura 3.25 - Lee de Forest (1873-1961): Nasce a Eletrônica (fiat lux!).

Naquela época, coincidentemente, nasce a eletrônica com o aparecimento do diodo e triodo. Neste último, a relação entre a corrente de placa e a tensão da grade é quadrática. Rádio e eletrônica nasceram juntos e um impulsionou dramaticamente o desenvolvimento do outro.

Um exemplo é apresentado a seguir, tomando como elemento de característica não-linear um FET operando na região de saturação (e.g., BF 245), em que

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{p0}} \right)^2, \quad |v_{GS}| < |V_{p0}|$$

em que $V_{p0} < 0$ é a tensão de constrição (estrangulamento), I_{DS} a corrente DRENO-FONTE e V_{GS} a tensão PORTA-FONTE.

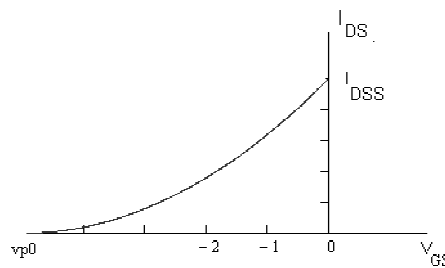


Figura 3.26 – Característica de transistor FET.

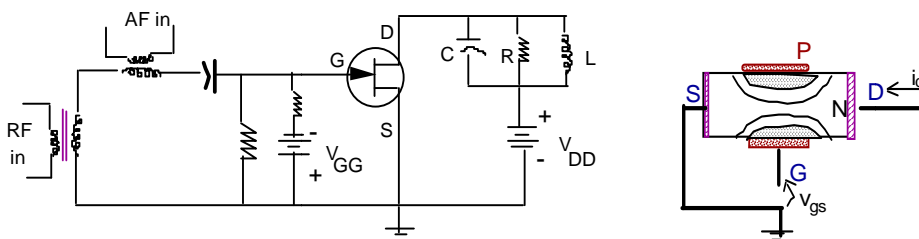


Figura 3.27 - Modulador AM quadrático com FET.

V_{GG} e V_{DD} polarizam o FET na região de saturação (usualmente com $V_{GG} = V_{p0}/2$), onde a característica é de Lei quadrática. O circuito RLC sintonizado funciona como BPF, filtrando o sinal AM, eliminando os termos indesejáveis. Uma montagem mais completa é apresentada a seguir (trata-se do mesmo circuito, adicionando detalhes para implementação).

N-channel silicon field-effect transistors BF245A; BF245B; BF245C

FEATURES

- Interchangeability of drain and source connections
- Frequencies up to 700 MHz.

APPLICATIONS

- LF, HF and DC amplifiers.

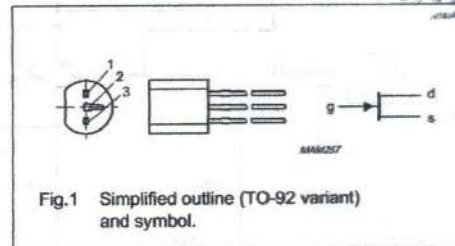
DESCRIPTION

General purpose N-channel symmetrical junction field-effect transistors in a plastic TO-92 variant package.

CAUTION
The device is supplied in an antistatic package. The gate-source input must be protected against static discharge during transport or handling.

PINNING

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	d	drain
2	s	source
3	g	gate



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{DS}	drain-source voltage		-	-	± 30	V
V_{GSoff}	gate-source cut-off voltage	$I_D = 10 \text{ nA}; V_{DS} = 15 \text{ V}$	-0.25	-	-8	V
V_{GS0}	gate-source voltage	open drain	-	-	-30	V
I_{DSS}	drain current	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0$				
	BF245A		2	-	6.5	mA
	BF245B		6	-	15	mA
	BF245C		12	-	25	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 75 \text{ }^\circ\text{C}$	-	-	300	mW
$ y_{fs} $	forward transfer admittance	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0;$ $f = 1 \text{ kHz}; T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	3	-	6.5	mS
C_{rs}	reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 20 \text{ V}; V_{GS} = -1 \text{ V};$ $f = 1 \text{ MHz}; T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	1.1	-	pF

Figura 3.28 - Dados sobre o transistor de efeito de campo BF245.

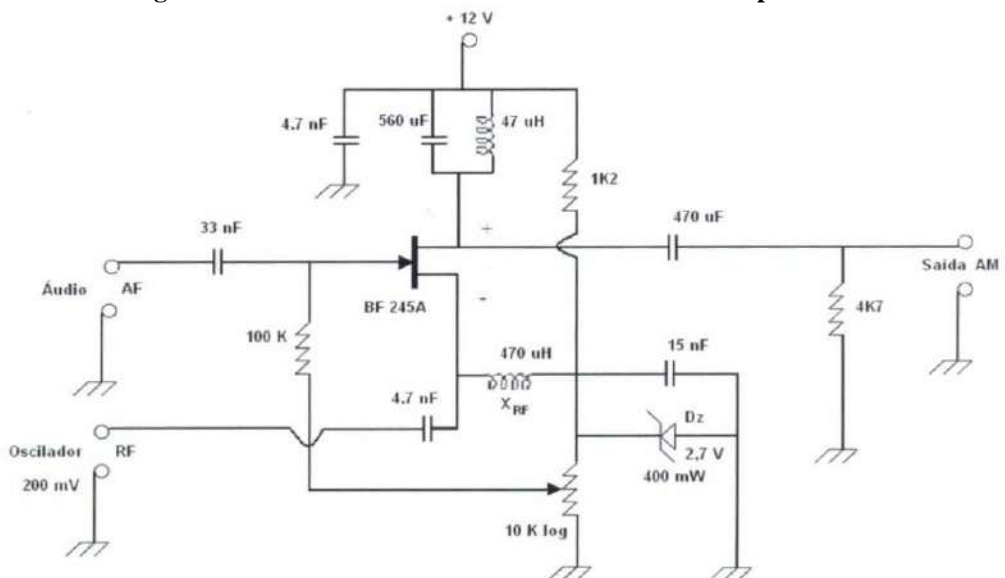


Figura 3.29 – Modulador AM de lei quadrática. Construção com único transistor, BF 245A (FET).

A qualidade do modulador AM pode ser investigada usando o método do trapézio (Prob.3.7). O índice de modulação m pode ser estimado facilmente (Prob. 3.9).

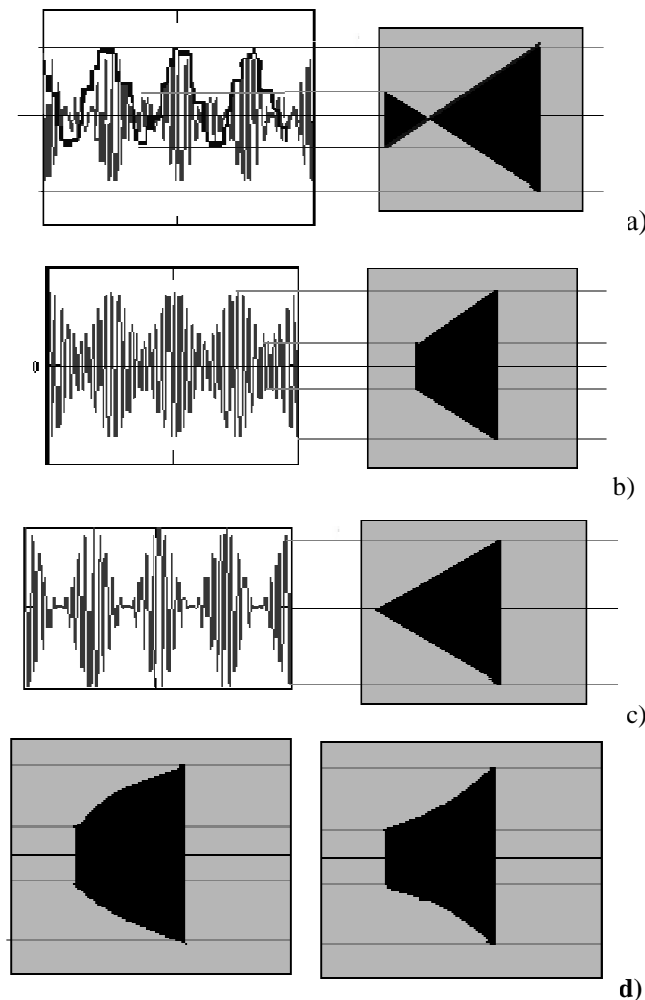


Figura 3.30 - Método do trapézio. Saída visualizada no osciloscópio colocado em modo X-Y (sem varredura interna), sendo um sinal AM injetado no eixo vertical e o sinal modulador (único tom) ao eixo horizontal. (a) sobremodulação (b) AM com índice $m = (V_{\max} - V_{\min}) / (V_{\max} + V_{\min}) < 1$ (c) AM com $m=100\%$. (d) Moduladore com Distorção.

Nomenclatura de semicondutores (diodos e transistores)

	Diodos	Transistores
Sistema Europeu	L ₁ L ₂ XXX	
Sistema Americano	1NXXX	2NXXX
Sistema Japonês	1SXXXX	2SXXXX

Por exemplo, BF180, 1N4001, BZY88, 2N4444, AA113, 2SB562, BC108, BPX48F, BF180, BZY88, BFY50, BB105, OA91... (há códigos próprios de alguns fabricantes).

O sistema europeu de classificação de semicondutores utiliza (quase invariavelmente) duas letras de identificação seguidas de três caracteres de especificação.

L ₁		L ₂	
A	Germânio	A	diodo propósito geral
B	Silício	B	diodo varicap
C	liga de Gálio	E	diodo túnel
D	Fotodiodos	P	fotodiodo
		Z	diodo zener
			<i>potência</i>
			<i>freqüência</i>
		C	baixa baixa (LF)
		D	alta baixa (LF)
		F	baixa alta (HF)
L	alta	alta	(HF)
		...	
S	alta (comutação)		
U	alta (comutação)		
		...	
OA= BA (no código europeu)			LF<100 kHz

Por exemplo, BF180 é transistor HF baixa potência, BZY88 é um diodo zener de Silício, AA113 é um diodo de Germânio, BC108 identifica um transistor de baixa freqüência, BPX48F é um fotodiodo, BB105 corresponde a um diodo varicap.

Moduladores Chaveados

Freqüentemente é mais interessante o uso de moduladores que gerem o sinal AM com o nível de potência necessária para a transmissão. Se a potência é gerada abaixo do nível necessário à transmissão, então são requeridos amplificadores lineares de potência para RF. Por outro lado, estes amplificadores não devem apresentar praticamente nenhuma característica não linear, pois isto implicaria na geração de novos termos na modulação (intermodulação). Estas restrições elevam o custo do transmissor. Os moduladores mais simples e que permitem geração de AM com potência elevada são os moduladores chaveados ou lineares por partes.

A Modulação AM consiste num produto de funções. O produto mais simples de ser implementado envolve multiplicação por 0 ou por 1, o que equivale a um chaveamento (1= ON, 0=OFF). A função de chaveamento $S(t)$ representa os efeitos da chave, sobre um dado sinal (ver Fig. 3.31).

Duas técnicas são usadas para geração de AM com estes moduladores, conforme explicado a seguir.

- i) O sinal modulador é somado a um nível dc de modo a garantir que $B+f(t)>0$. Neste caso a implementação do produto $[B+f(t)]$ por $S(t)$ reduz-se simplesmente a construção de uma chave que, ora permite a passagem, ora bloqueia o sinal.

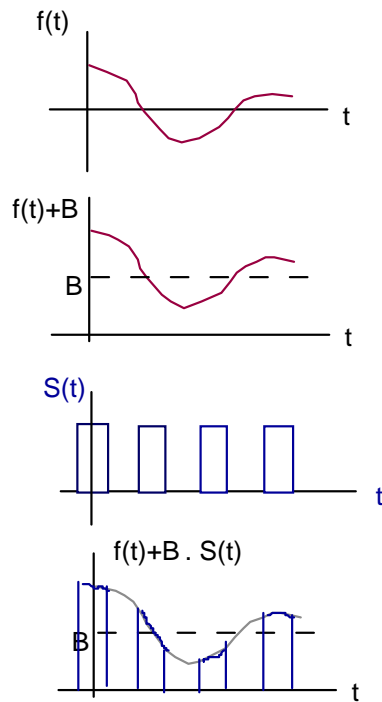


Figura 3.31 - Modulador chaveado - Formas de onda.

A função de chaveamento $S(t)$ é periódica, com período $T=2\pi/w_c$ e ciclo de trabalho $d:=\tau/T$. Utilizando o desenvolvimento em série de Fourier para o trem de pulsos, tem-se

$$S(t) \cong d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos nw_c t, \quad -\infty < t < +\infty.$$

O espectro do sinal amostrado (chaveado) pode então ser obtido:

$$[B + f(t)]S(t) \cong dB + df(t) + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) [B + f(t)] \cos nw_c t, \quad -\infty < t < +\infty.$$

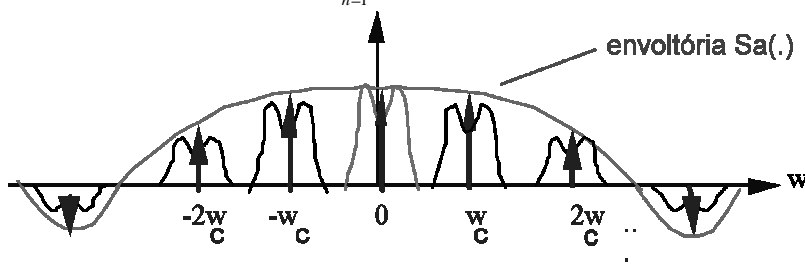


Figura 3.32 - Modulador chaveado - Espectro.

Após uma filtragem com um passa-faixa centrado em w_c ,

$$[B + f(t)]S(t)|_{BPF} \cong [B + f(t)]2dSa(\pi d) \cos w_c t,$$

o que corresponde a um sinal AM, onde a amplitude da portadora e o índice de modulação valem, respectivamente: $A=2dBSa(\pi d)$ e $m=1/B$.

- ii) Outra forma de gerar um sinal AM consiste em chavear o sinal modulador somado à portadora. Esta operação é ilustrada na Fig. 3.33.

Analisando $[B \cos \omega_c t + f(t)]S(t)$, usando a expansão de Fourier para a chave, chega-se a:

$$[f(t) + B \cos \omega_c t]S(t) \cong [f(t) + B \cos \omega_c t] \left\{ d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos n\omega_c t \right\}.$$

Separando os termos de interesse em torno da frequência ω_c ,

$$[f(t) + B \cos \omega_c t]S(t) \cong dB \cos \omega_c t + dB Sa(2\pi d) \cos \omega_c t + 2df(t) Sa(\pi d) \cos \omega_c t + \dots$$

Os demais termos são eliminados na filtragem BPF, resultando $[f(t) + B \cos \omega_c t]S(t)|_{BPF} \cong dB(1 + Sa(2\pi d)) \cos \omega_c t + 2d Sa(\pi d) f(t) \cos \omega_c t$. Colocando sob a forma de padrão para sinais AM, tem-se $A[1+m.f(t)]\cos \omega_c t$, onde $A=d.B[1+Sa(2\pi d)]$ e $m=[2Sa(\pi d)]/B[1+Sa(2\pi d)]$. Deve ser observado o "sincronismo" necessário entre a chave $S(t)$ e a portadora $B.\cos \omega_c t$.

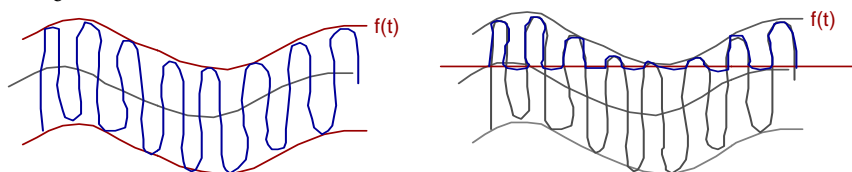


Figura 3.33 - (a) Sinal modulador somado à portadora (b) Sinal do item a, com chaveamento.

Exercício 13.

Como exemplo simples, considere o modulador a diodo esboçado na Fig. 3.34, supondo uma resistência direta r_d e resistência direta muito alta. O Modulador mostrado a seguir é chamado *Modulador Síncrono a Diodo*.

Solução.

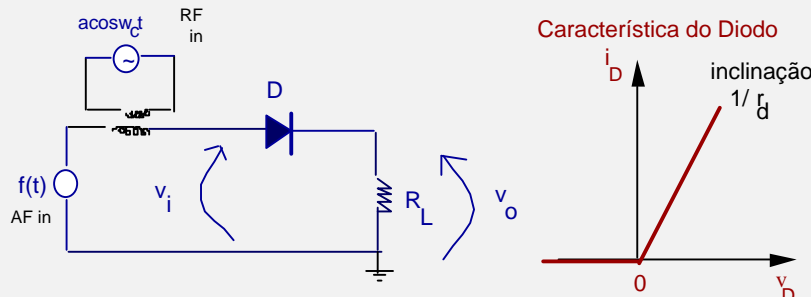


Figura 3.34 - Modulador chaveado com diodo.

Usando a Lei de Kirchoff (Gustav Robert (1824-1887)), $V_i - V_D = V_o$. Mas $V_o = R_L \cdot i_D$, logo

$$i_D = -\frac{1}{R_L} v_D + \frac{v_i}{R_L} \text{ (reta de carga).}$$

O diodo deve obedecer à curva característica do dispositivo e a equação da reta de carga, simultaneamente. O ponto de intersecção entre as curvas fornece a tensão e corrente do diodo. Observando-se a figura que segue, tem-se:

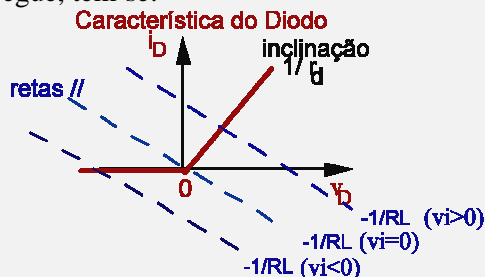


Figura 3.35 – Característica de um diodo e retas de carga para modulador a diodo.

Se $v_i \leq 0$, então $i_D = 0$;

Se $v_i \geq 0$, então $i_D = \frac{1}{R_L + r_d} v_i$, ou $i_D = \frac{1}{R_L + r_d} v_i u(v_i)$.

Admitindo que $|f(t)| \ll a$, a expressão $v_i(t) = a \cos \omega_c t + f(t)$ tem o sinal praticamente controlado pelo termo da portadora, $a \cos \omega_c t$. Então

$$v_o(t) \cong \begin{cases} \frac{R_L}{R_L + r_d} v_i & \text{para } a \cos \omega_c t > 0, \\ 0 & \text{para } a \cos \omega_c t < 0. \end{cases}$$

Ou seja,

$$i_D \approx \frac{1}{R_L + r_d} [f(t) + a \cos \omega_c t] u(a \cos \omega_c t).$$

O sinal $S(t) = u(a \cos \omega_c t)$ representa uma onda quadrada com frequência ω_c rad/seg, (cf. Capítulo D):

$$u(a \cos \omega_c t) \cong \frac{1}{2} + \sum_{n=1, \text{impar}}^{+\infty} Sa(n\pi/2) \cos n\omega_c t, \quad -\infty < t < +\infty.$$

A saída $v_o(t)$ depois de aplicada a um BPF centrado em ω_c resulta em um sinal $v_o|_{\text{BPF}} \approx A [1 + m \cdot f(t)] \cos \omega_c t$, com

$$A = \frac{a}{2} \left(\frac{R_L}{R_L + r_d} \right) \quad \text{e} \quad m = \frac{4}{\pi a}.$$

Um circuito correspondente a esta análise é apresentado na figura que segue. C_b representa um capacitor de "by pass" para RF.

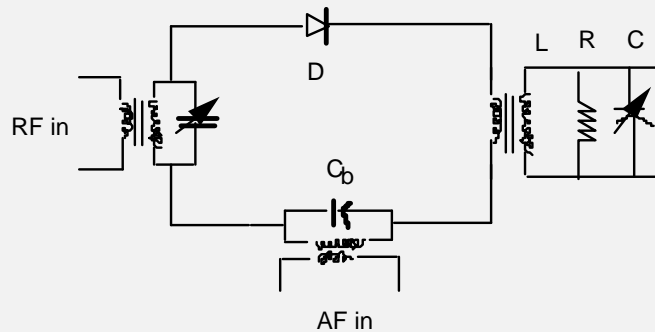


Figura 3.36 - Modulador chaveado a Diodo.

Moduladores síncronos a diodo são empregados em aplicações com baixo nível de sinal na saída, com boa linearidade e índice de modulação elevado. São freqüentemente empregados como Moduladores em **videogames**.

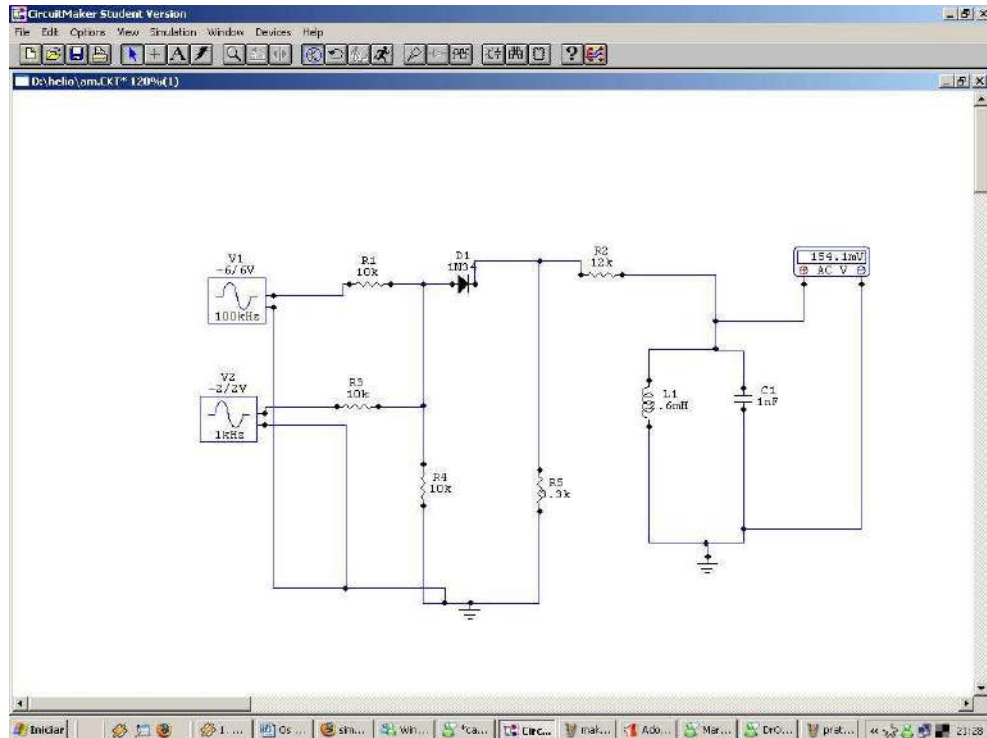


Figura 3.37 - Implementação do modulador no *Circuit Maker*.

Moduladores chaveados podem ser construídos empregando transistor como uma chave [IEEE 1998], operando na região de corte ou na região ativa (Classe C), dependendo da amplitude da portadora. Um esquema simplificado de modulador com transmissor é mostrado na Fig. 3.38. A base do transistor não é polarizada proposadamente.

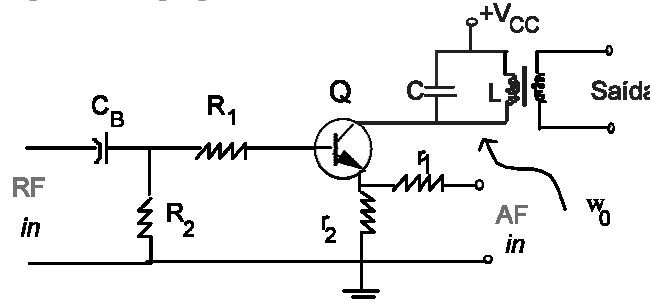
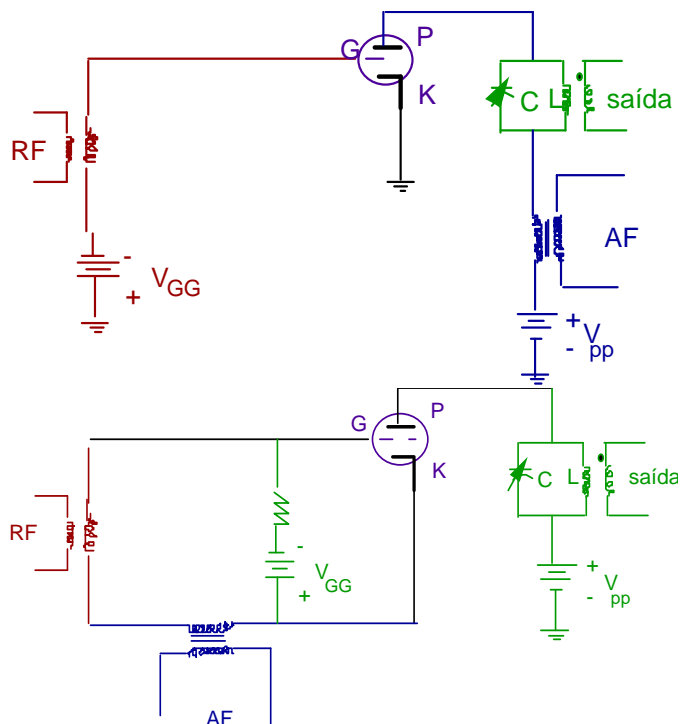


Figura 3.38 - Modulador chaveado a Transistor (Modulador Síncrono).

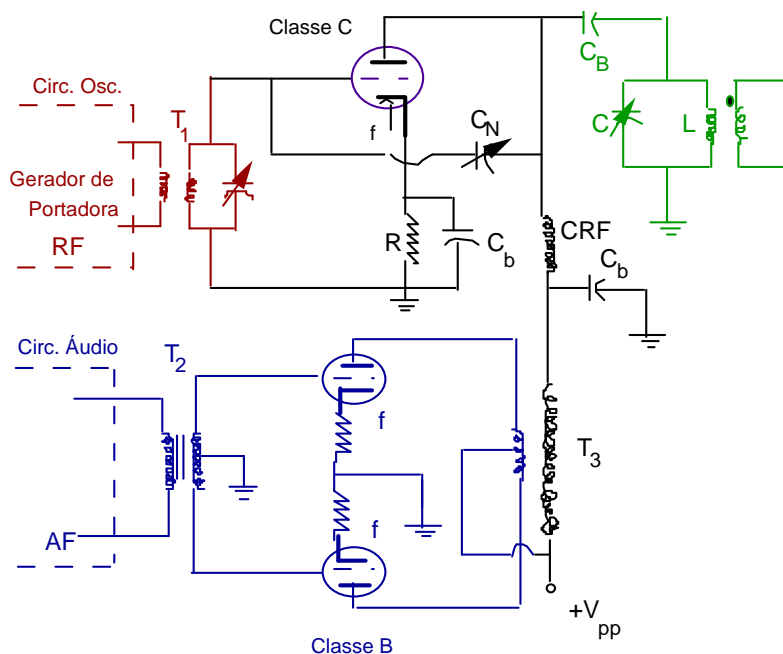
Nos ciclos negativos da portadora de RF, o transistor funciona no corte. Já nos ciclos positivos, ele conduz (Região ativa) resultando em uma corrente de coletor que depende do sinal de áudio. O circuito tanque LC no coletor funciona como filtro BPF, de forma a obter-se o sinal AM na saída. Uma aplicação essencial dos moduladores chaveados consiste em moduladores AM para **radiodifusão comercial**. Neste caso, ainda hoje são usadas válvulas eletrônicas de forma que o sinal é gerado com alto nível de potência.

São empregados amplificadores classe C, grade modulado ou placa modulado, correspondentes a $[B + f(t)]S(t)$ e $[B \cos w_c t + f(t)]S(t)$, respectivamente.



**Figura 3.39 - (a) Modulador chaveado classe C placa modulado
(b) Modulador chaveado Classe C grade modulado.**

A grade é polarizada fortemente negativa (V_{pp}), de modo que só há corrente de placa nos picos da portadora (classe C). Configurações práticas para estes circuitos, empregados para radiodifusão AM, são mostradas a seguir.



**Figura 3.40 - Circuito Típico de Estações Comerciais Radiodifusão AM
(Amplificador classe C placa modulado)**

- T1 → Transformador *Driver* de RF
- T2 → Transformador *Driver* de AF
- T3 → Transformador Modulador
- LC → Circuito sintonizado como BPF
- $+V_{pp}$ e R → Determinam o ponto de polarização
- C_N → Capacitor para neutralizar o efeito Miller
- C_b → Capacitor de "by pass" para RF
- C_B → Capacitor de acoplamento dc
- CRF → Choque de RF

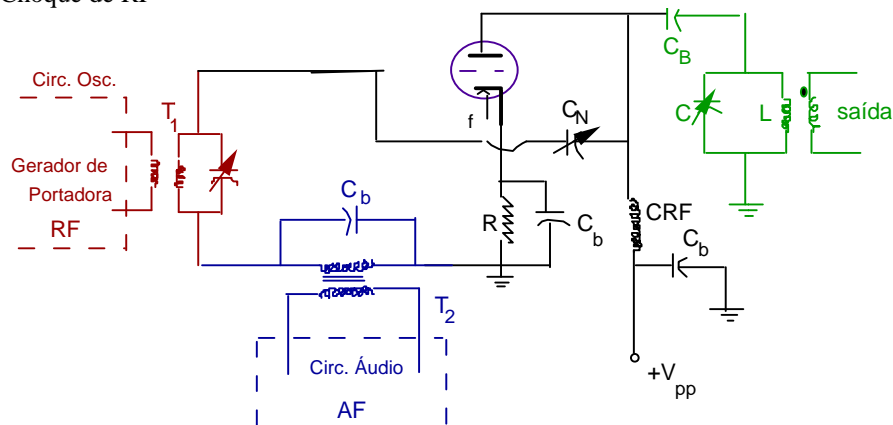


Figura 3.41 - Amplificador Classe C grade modulado. Circuito Típico.

Um exemplo típico de moduladores AM em **transceptores comerciais** é o "modulador a transistor com trafo de áudio". O Transistor deve ser de alta potência (e.g., $V_{CE} \sim 50$ V e $I_C \sim 10$ A!), exigindo dissipadores apropriados.

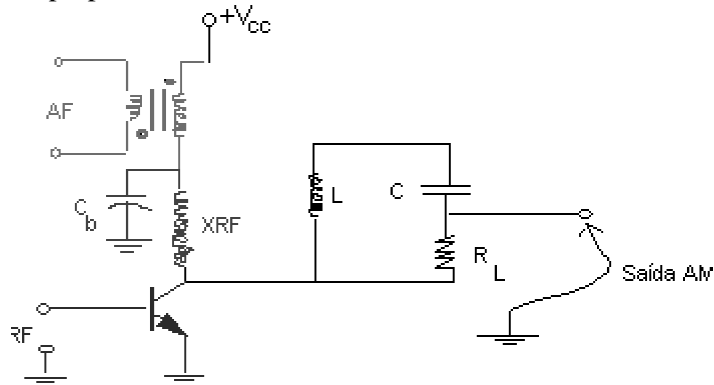


Figura 3.42 - Modulador a transistor com trafo de áudio.

Nos anos 90, já se tornaram disponíveis linhas comerciais com transmissores transistorizados AM com até 10 kW!

Moduladores Balanceados

Em geral, para se gerar um sinal AM-SC, dois moduladores AM são usados, arranjados em configuração dita balanceada, para cancelar a portadora. Estes moduladores são chamados de moduladores balanceados e o diagrama de blocos correspondente é mostrado a seguir.

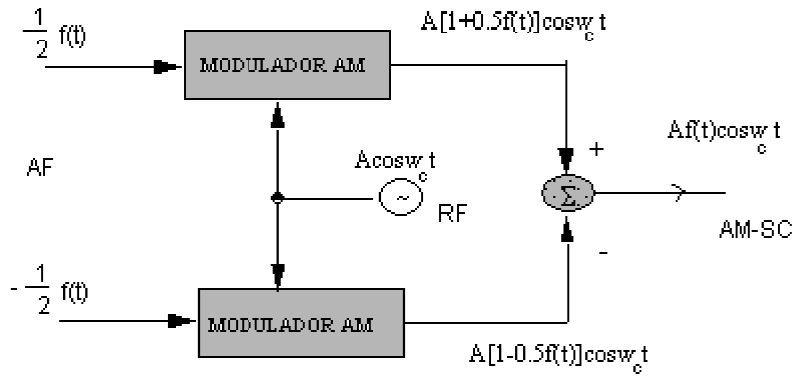


Figura 3.43 - Configuração Básica de um Modulador Balanceado.

Os moduladores AM empregados devem apresentar características idênticas, de modo que haja supressão da portadora. Para níveis elevados de potência, o projeto deste tipo de modulador é muito mais complicado que a geração de AM. O problema prático que requer o uso da configuração balanceada é que não existem dispositivos com uma característica $i_0 = kv_i^2$ exatamente idênticos. Em aplicações práticas, o cancelamento não é total, mas há supressão da portadora a um nível cerca de 50 dB.

Na ausência de sinal, $f(t)=0$, a saída seria teoricamente nula, mas usualmente existe "um resíduo da portadora". A supressão da portadora é freqüentemente medida como a razão entre as tensões de pico na saída do modulador na presença e na ausência do sinal AF.

Algumas configurações simples são apresentadas visando esclarecer o procedimento empregado na construção de moduladores balanceados.

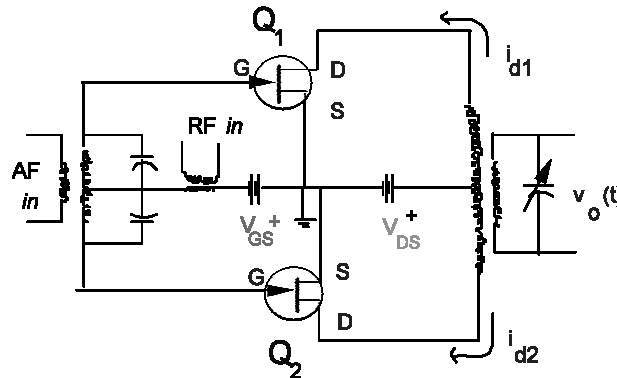


Figura 3.44 - Modulador Balanceado com par de FET.

As tensões DC de porta e dreno, V_{GS} e V_{DS} , são novamente escolhidas de modo que os FETs operam na região de saturação.

Admitindo que os transistores sejam idênticos, as correntes de dreno serão:

$$i_{d1} = a + bv_{gs1}(t) + cv_{gs1}^2(t), \quad e \quad i_{d2} = a + bv_{gs2}(t) + cv_{gs2}^2(t),$$

em que

$$v_{gs1}(t) = v_{g1} = f(t) + A \cos w_c t, \quad e \quad v_{gs2}(t) = v_{g2} = -f(t) + A \cos w_c t.$$

A portadora é aplicada em fase nas duas portas de FETs, enquanto que o sinal modulador aparece defasado de 180° em uma delas, o que é obtido usando a derivação central. As saídas de corrente são combinadas na derivação central do primário do transformador de saída. O sinal resultante é filtrado no secundário do transformador.

Na prática, devido a não existir simetria perfeita, a portadora não é totalmente cancelada, mas é fortemente suprimida (em torno de 40-45 dB!).

As correntes aplicadas no primário do *trafo de saída* são em sentidos invertidos, gerando fluxos opostos. A corrente no secundário é proporcional à corrente do primário, em função da relação de espiras, de modo que

$$v_o(t) = K(i_{d1} - i_{d2}).$$

Substituindo os valores de i_d , após algumas manipulações e simplificações, têm-se: $v_o(t) = K[2bf(t) + 4cAf(t) \cos w_c t]$, ou $v_o(t) = [4KcAf(t) \cos w_c t]$. Sinal AM-SC.

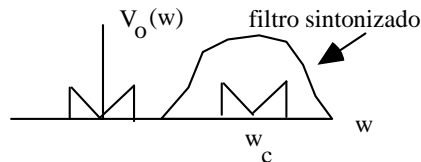


Figura 3.45 – Espectro de saída do modulador balanceado.

O modulador AM com diodo pode também ser empregado para gerar uma configuração balanceada. A dificuldade está relacionada com a exigência de características idênticas para os dispositivos, para assegurar a supressão de portadora.

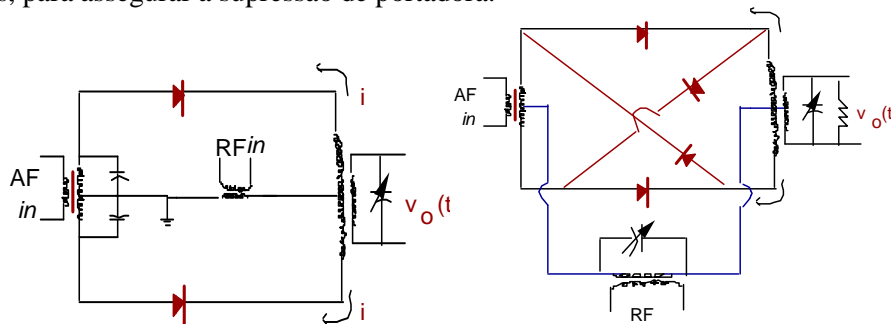
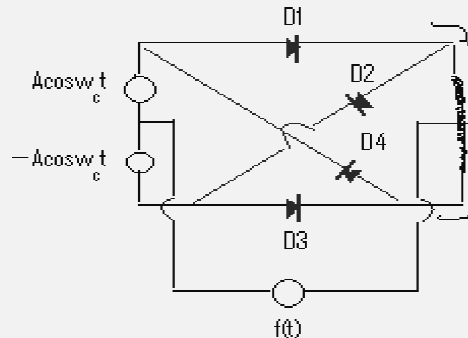


Figura 3.46 - (a) Modulador Balanceado com Diodos
(b) Modulador Duplamente Balanceado (em anel).

Exercício 14. Análise simplificada do modulador em anel.



Solução. Impondo $A \gg |f(t)|$ e $|f(t)| < V$, condições para corte/condução, os diodos são praticamente controlados pela portadora.

Caso 1. No semiciclo positivo: D1 e D2 conduzem; D3 e D4 cortam.

Caso 2. No semiciclo negativo: D1 e D2 cortam; D3 e D4 conduzem.

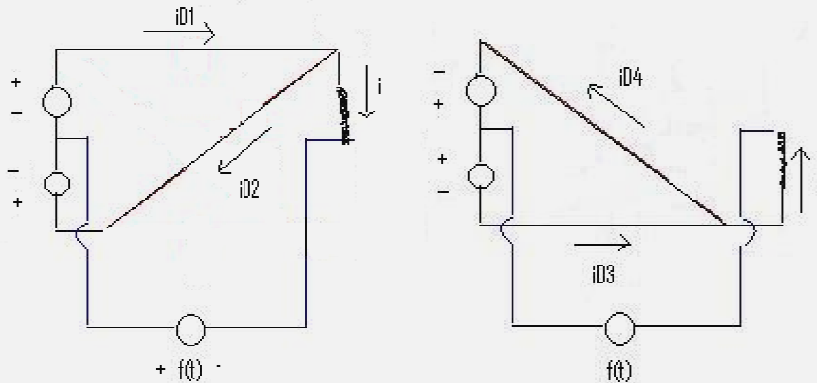


Figura 3.47 - Análise de um modulador AM em anel.

Sendo R a resistência do primário do trafo de saída, a corrente que circula no primário é:

$$i(t) = i_{D1}(t) - i_{D2}(t),$$

$$\text{então } i(t) = \frac{A \cos \omega_c t + f(t)}{R} - \frac{A \cos \omega_c t - f(t)}{R} = \frac{2f(t)}{R}.$$

$$\text{No caso } i(t) = i_{D3}(t) - i_{D4}(t), \quad i(t) = -\frac{2f(t)}{R}.$$

A corrente de saída no secundário do transformador será $i_0(t) = \frac{n_1}{n_2} i(t) = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{2}{R} \cdot f(t) \cdot \text{sgn}(A \cos \omega_c t)$, ou seja, $i_0(t) = K \cdot f(t) \cdot S(t)$ em que $S(t)$ é uma chave controlada pela portadora de RF.

Outra configuração de modulador balanceado com diodos é o modulador balanceado em anel, ou modulador duplamente balanceado.

Um procedimento bastante simples para obtenção de AM-SC consiste em chavear o sinal AF com a frequência correspondente à portadora desejada. Isto pode ser implementado com uma ponte de diodos, sendo conhecido como modulador balanceado em ponte. A idéia é idêntica ao modulador chaveado (1º tipo), contudo sem adicionar o nível dc B. O circuito é mostrado na Fig. 3.48, supondo que os diodos são idênticos.

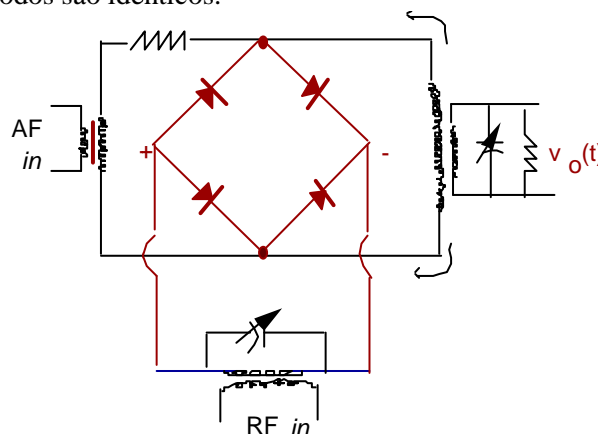


Figura 3.48 - Modulador Balanceado em Ponte.

Com o sinal da portadora com a polaridade mostrada na Fig. 3.48, os diodos conduzem e a saída é nula. Quando a polaridade é invertida, os diodos são cortados e o sinal AF aparece na saída. Desta

maneira é gerado um sinal na saída que corresponde ao sinal $f(t).S(t)$, chaveado, e o filtro sintonizado extrai o sinal AM-SC. Este modulador pode ser implementado usando um CI (e.g., LM 3019), um “array” de diodos constituindo uma ponte e dois diodos adicionais isolados. Os diodos são fabricados na mesma pastilha de silício e apresentam características praticamente idênticas.

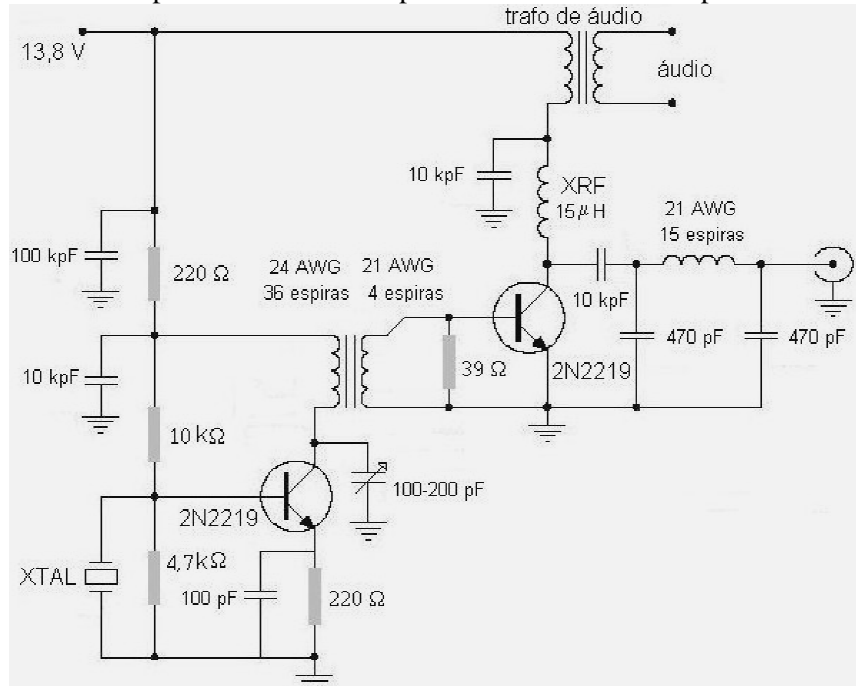


Figura 3.49 – Modulador AM na faixa OM com transistores de RF.

Atualmente, grande parte dos moduladores são implementados em circuitos integrados, de modo que a seção seguinte trata de fornecer uma idéia sobre a configuração interna de um CI modulador de quadrantes típico.

3.4 Moduladores Quatro Quadrantes

Configuração Interna de um Modulador Construído em Circuito Integrado

A concepção de um modulador em CI típico é analisada passo a passo, mostrando configurações intermediárias que permitem a compreensão do circuito. Ver-se-á que a análise interna envolve, nestes casos, trabalhar com correntes ao invés de tensões, embora que as saídas sejam freqüentemente em tensões [PED&MAY 1991].

(a) Espelhos de Corrente.

A implementação de Fontes de Corrente constante em CI pode ser feita através da seguinte configuração:

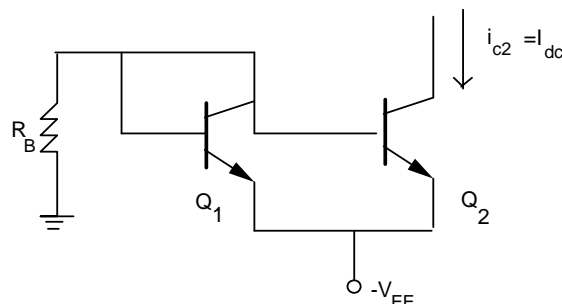


Figura 3.50 - Fonte de corrente implementada em CI.

A corrente do emissor e a tensão de base-emissor de um transistor são relacionadas por

$$i_E = I_{ES} e^{v_{BE}q/k_B T}$$

em que

- $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K é a constante de Boltzmann,
- $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C é a carga do elétron,
- I_{ES} é a corrente de saturação do emissor (Tipicamente $I_{ES} = 2 \cdot 10^{-16}$ para Silício).

Na temperatura ambiente, tem-se $k_B T/q \approx 26$ mV. A equação pode ser usada para determinar os valores de v_{BE} (ou V_{BE} no caso de polarização) necessários para produzir vários valores de i_E (ou I_E).

Tabela III.2 - Relação V_{BE} e I_E .

V_{BE} (mV)	i_E (mA)
700	0,1
760	1
820	10
880	100

A Tabela III.2 mostra que v_{BE} varia apenas ligeiramente para grandes variações de i_E ; em muitas aplicações, a tensão v_{BE} pode ser tomada aproximadamente como $v_{BE} \approx 3/4 V = V_\gamma$. Isto é consequência da relação exponencial.

Os transistores Q_1 e Q_2 têm o mesmo valor de tensão base-emissor v_{BE} . Admitindo que eles são fabricados na mesma pastilha (*chip*), suas características serão praticamente idênticas e é bastante razoável supor $I_{ES1} = I_{ES2}$. Então:

$$I_{R_B} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{EE} - 3/4}{R_B}, \quad (V_{CE} \gg V_{BE}).$$

Aplicando a Lei de Kirchoff, $I_{R_B} = I_{B1} + I_{C1} + I_{B2} = I_{E1} + I_{B2}$.

Com ambos Q_1 e Q_2 funcionando na região na ativa, $I_{B2} = (1 - \alpha) I_{E2}$, portanto, $I_{R_B} = I_{E1} + (1 - \alpha) I_{E2}$. Daí

extrai-se o valor da corrente de emissor de Q_2 , $I_{E2} = \frac{V_{EE} - 0,75}{R_B}$, ou seja, $I_{E2} = \frac{V_{EE} - 0,75}{R_B}$,

lembrando que α é próximo da unidade.

A corrente no coletor de Q_2 é constante e expressa por

$$I_{C2} = I_{E2} \approx \frac{V_{EE} - 0,75}{R_B}.$$

(b) Multiplicador com Par Diferencial

Uma configuração largamente usada em CIs corresponde a dois transistores idênticos, conectados como mostra a fig. 3.51, de modo que a corrente total do emissor, I_K , é fornecida por uma fonte de corrente constante.

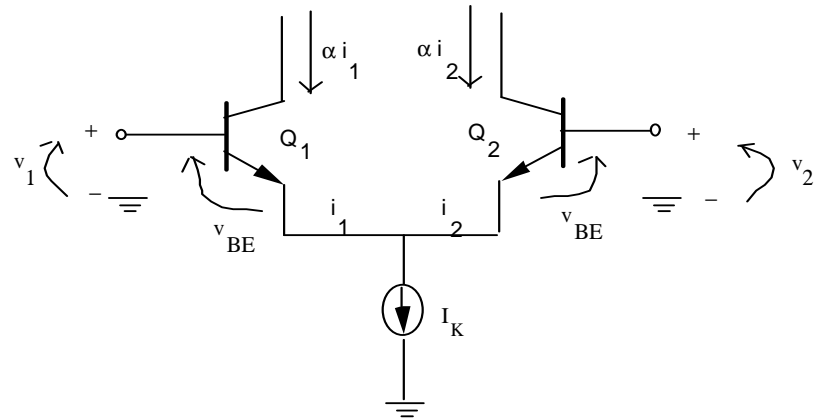


Figura 3.51 - Transistores em Par diferencial.

Supondo transistores integrados no mesmo *chip*, $I_{S1}=I_{S2}=I_S$ e, portanto,

$$i_1 = I_S e^{v_{BE1}q/k_B T} \quad \text{e} \quad i_2 = I_S e^{v_{BE2}q/k_B T}.$$

Mas $v_{BE1} - v_{BE2} = v_1 - v_2$ e portanto, tem-se a seguinte relação entre correntes dos emissores:

$$\frac{i_1}{i_2} = e^{(v_1 - v_2)q/k_B T}.$$

Aplicando a lei dos nós, $i_1 + i_2 = I_K$, donde $i_2 = \frac{I_K}{1 + e^z}$ e $i_1 = \frac{I_K}{1 + e^{-z}}$,

em que $z = (v_1 - v_2)q/k_B T$.

Um multiplicador com par diferencial pode ser implementado sob a forma mostrada a seguir. Denota-se i_n a corrente do emissor do Transistor Q_n , $n=1,2,3,4$.

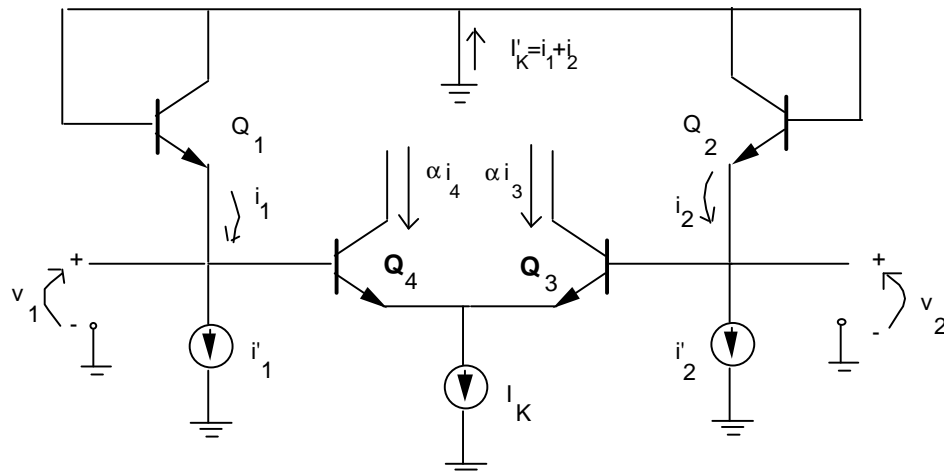


Figura 3.52 - Multiplicador um quadrante.

Neste caso, $I_{ES1}=I_{ES2}$ e $I_{ES3}=I_{ES4}$, de forma que

$$i_1 = \frac{I_K}{1 + e^z} \quad \text{e} \quad i_2 = \frac{I_K}{1 + e^{-z}}; \quad i_3 = \frac{I_K}{1 + e^z} \quad \text{e} \quad i_4 = \frac{I_K}{1 + e^{-z}}.$$

Mas

$$\begin{cases} i'_1 = (1 - \alpha)i_4 + i_1 \\ i'_2 = (1 - \alpha)i_3 + i_2 \end{cases}$$

Os transistores empregados apresentam β elevado, tipicamente $\beta \geq 150$, logo as seguintes aproximações são válidas: $i_1 \approx i'_1$ e $i_2 \approx i'_2$.

$$\text{Então: } i_3 \cong \frac{I_K i'_1}{I'_K} \quad \text{e} \quad i_4 \cong \frac{I_K i'_2}{I'_K}.$$

Assumindo-se $I'_K = \text{cte}$, i_3 é proporcional ao produto $i'_1 \cdot I_K$ e, da mesma forma, por simetria, i_4 é proporcional ao produto $i'_2 \cdot I_K$.

No intuito de evitar o corte de qualquer dos transistores (a análise assume por hipótese que o funcionamento é na ativa), i'_1, i'_2 e $I_K > 0$ bem como $i'_1, i'_2 < I'_K$.

O multiplicador produz uma saída apenas com valores em um quadrante do plano de coordenadas cartesianas (São referidos como *Multiplicadores de um Quadrante*).

(c) Multiplicador de Dois Quadrantes

Um multiplicador de dois quadrantes pode ser construído tirando vantagem da natureza balanceada do par diferencial; para isto, definindo uma corrente i_{i1} tal que:

$$i'_1 = \frac{I'_K + i_{i1}}{2} \quad \text{e} \quad i'_2 = \frac{I'_K - i_{i1}}{2}.$$

A faixa dinâmica de i_{i1} é $\pm I'_K$ e, portanto, ocupa dois quadrantes.

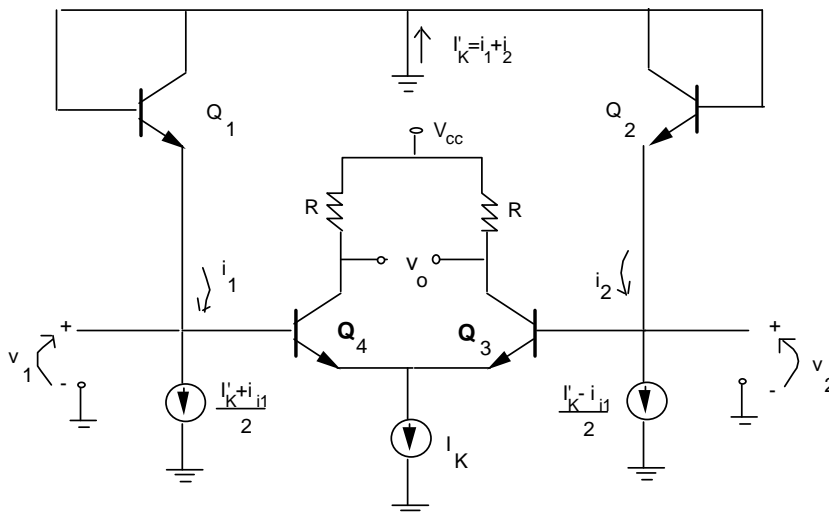


Figura 3.53 - Configuração Interna de um CI modulador 2 Quadrantes.

Assim, as expressões para as correntes dos emissores são:

$$i_3 = \frac{I_K}{2} \left(\frac{i_{i1}}{I'_K} + 1 \right) \quad \text{e} \quad i_4 = \frac{I_K}{2} \left(\frac{-i_{i1}}{I'_K} + 1 \right).$$

Subtraindo i_4 de i_3 no coletor do par diferencial,

$$i_o = \alpha(i_3 - i_4) = \alpha \frac{I_K \cdot i_{i1}}{I'_K}.$$

A saída v_o obtida, $v_o = R \cdot i_o$, é uma multiplicação em dois quadrantes entre duas correntes. Este multiplicador é suficiente para gerar um sinal AM, visto que $\forall t \ A \cdot [1 + m \cdot f(t)] > 0$. Entretanto, para gerar AM-SC, requer-se um multiplicador de *quatro quadrantes*.

(d) Multiplicador de Quatro Quadrantes

A construção de um modulador 4 quadrantes (balanceado), pode ser feita conectando-se um par de multiplicadores de 2 quadrantes na forma exibida na figura a seguir.

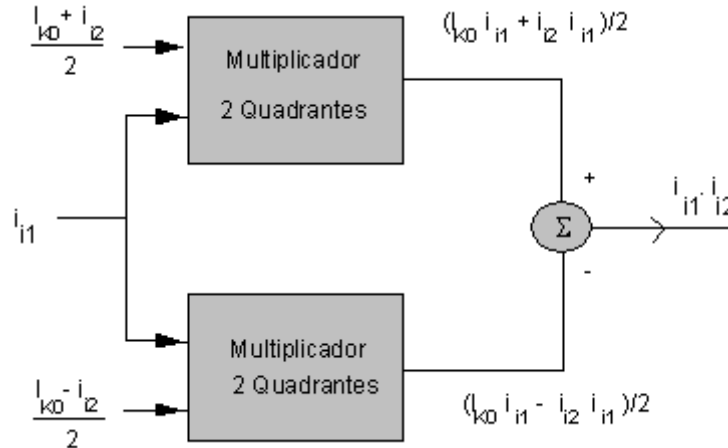


Figura 3.54 - Montagem Balanceada 2 x 2-Quadrantes para implementar Moduladores 4-Quadrantes.

O circuito que corresponde a esta montagem balanceada é mostrado a seguir.

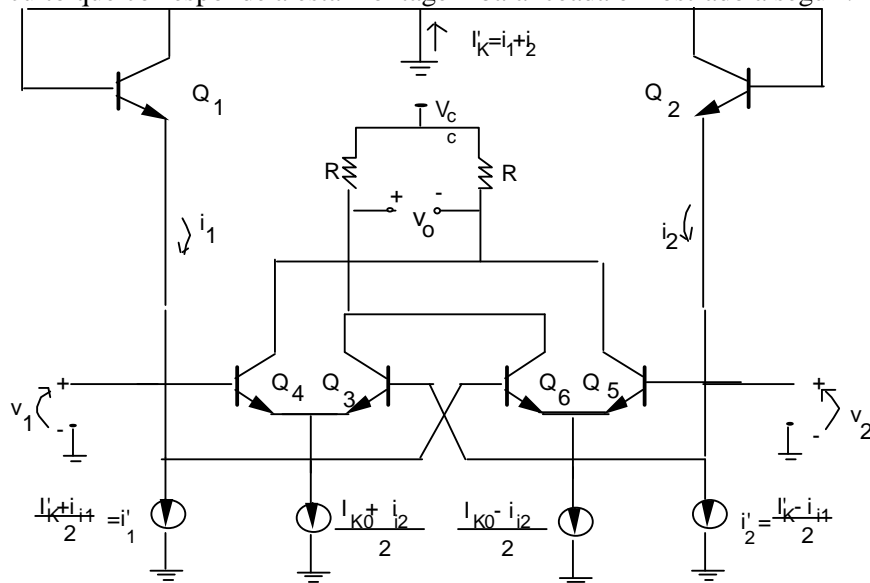


Figura 3.55 - Configuração Interna de um CI modulador 4 Quadrantes.

O circuito final (completo) correspondente ao diagrama de blocos é mostrado a seguir.

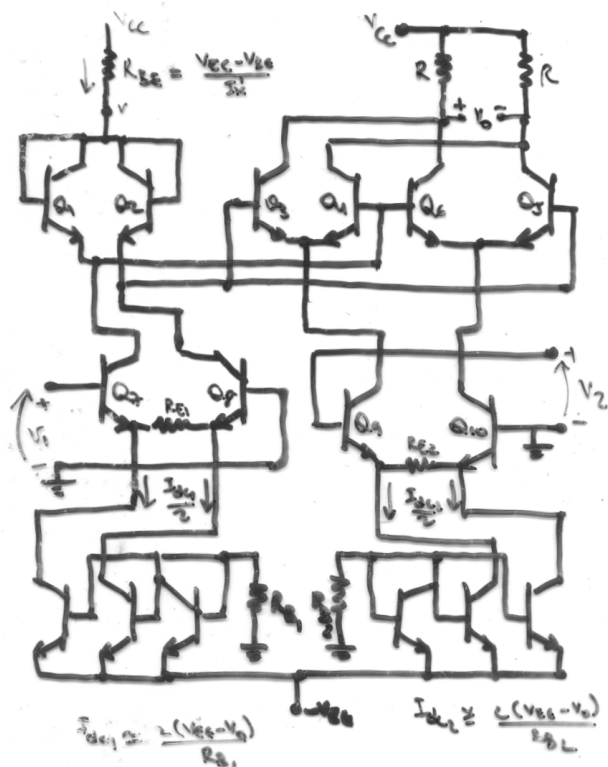


Figura 3.56 - Circuito Integrado de um Modulador Balanceado (4-Quadrantes, configuração Interna do CI).

As demonstrações detalhadas para este multiplicador de quatro quadrantes podem ser encontradas em **B. Gilbert** "A precise Four-Quadrant Multiplier with subnanosecond Response" [GILL 1968], [PED&MAYA 1991].

Na maioria dos multiplicadores do tipo mostrado, todos os transistores são integrados em uma única pastilha, sendo os resistores (e.g., R , R_{B1} , R_{B2} , R_{E1} , R_{E2} e R_{BB}) adicionados externamente.

Mostra-se que

$$v_0(t) = \frac{4\alpha^2 R}{R_{E1} R_{E2} I_{dc1}} v_{i1}(t) \cdot v_{i2}(t), \text{ em que } \frac{I_{dc1}}{2} \approx \frac{V_{EE} - V_\gamma}{R_{B1}} \text{ e } \beta \gg 1.$$

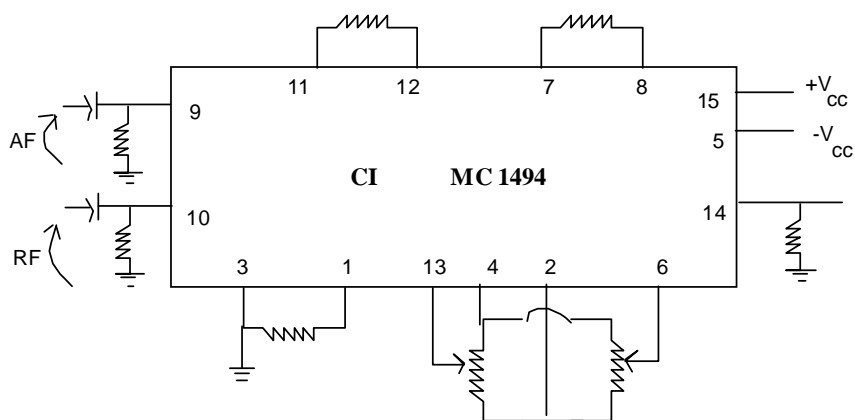


Figura 3.57 - Montagem e Pinagem de um modulador AM em CI (MC1494).

As restrições impostas para assegurar que os transistores estejam corretamente polarizados são (tipicamente, $R < 400\Omega$):

$$\text{MAX}\left\{-V_{EE} + V_{\gamma}; -R_{E1} \frac{I_{dc1}}{2}\right\} < v_{i1} < \text{MIN}\left\{V_{BB}; R_{E1} \frac{I_{dc1}}{2}\right\}$$

$$\text{MAX}\left\{-V_{EE} + V_{\gamma}; -R_{E2} \frac{I_{dc2}}{2}\right\} < v_{i2} < \text{MIN}\left\{V_{BB} - V_{\gamma}; R_{E2} \frac{I_{dc2}}{2}\right\},$$

$$\alpha^2 I_{dc2} R < V_{CC} - V_{BB} + 2V_{\gamma}.$$

Há uma enormidade de moduladores AM em circuito integrado. Como exemplos de moduladores (balanceados) quatro quadrantes disponíveis comercialmente: Os CIs Motorola MC 1494, MC 1595 (MC 1496 G) são moduladores para baixa potência, ou o SN 76514, LM 13600, entre muitos. Alguns exemplos são apresentados na seqüência.

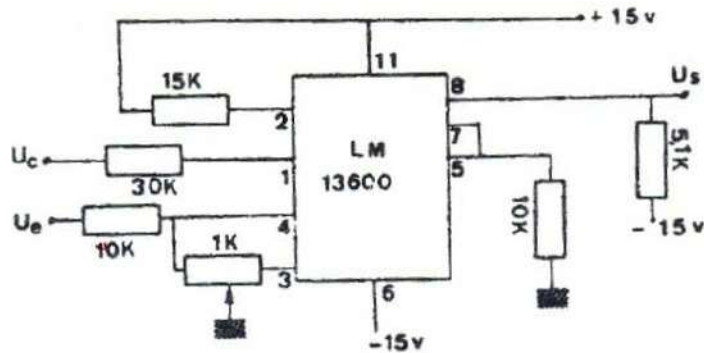
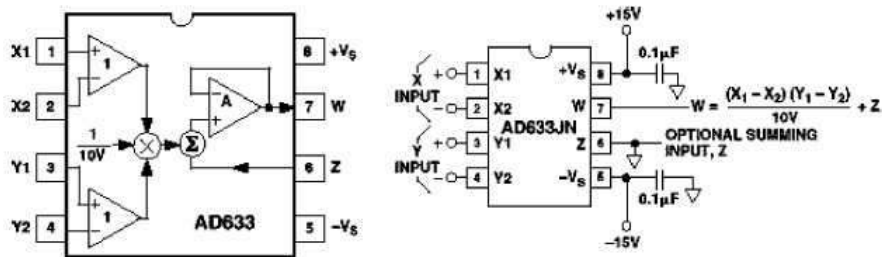


Figura 3.58 - Exemplo de modulador AM em CI usando o integrado LM 13600.





10 MHz, 4-Quadrant Multiplier/Divider

AD734

FEATURES

- High Accuracy
 - 0.1% Typical Error
- High Speed
 - 10 MHz Full-Power Bandwidth
 - 450 V/ μ s Slew Rate
 - 200 ns Settling to 0.1% at Full Power
- Low Distortion
 - 80 dBc from Any Input
 - Third-Order IMD Typically -75 dBc at 10 MHz
- Low Noise
 - 94 dB SNR, 10 Hz to 20 kHz
 - 70 dB SNR, 10 Hz to 10 MHz
- Direct Division Mode
 - 2 MHz BW at Gain of 100

APPLICATIONS

- High Performance Replacement for AD534
- Multiply, Divide, Square, Square Root
- Modulator, Demodulator
- Wideband Gain Control, RMS-DC Conversion
- Voltage-Controlled Amplifiers, Oscillators, and Filters
- Demodulator with 40 MHz Input Bandwidth

PRODUCT DESCRIPTION

The AD734 is an accurate high speed, four-quadrant analog multiplier that is pin-compatible with the industry-standard AD534 and provides the transfer function $W = XY/U$. The AD734 provides a low-impedance voltage output with a full-power (20 V pk-pk) bandwidth of 10 MHz. Total static error (scaling, offsets, and nonlinearities combined) is 0.1% of full scale. Distortion is typically less than -80 dBc and guaranteed. The low capacitance X, Y and Z inputs are fully differential. In most applications, no external components are required to define the function.

The internal scaling (denominator) voltage U is 10 V, derived from a buried-Zener voltage reference. A new feature provides the option of substituting an external denominator voltage, allowing the use of the AD734 as a two-quadrant divider with a 1000:1 denominator range and a signal bandwidth that remains 10 MHz to a gain of 20 dB, 2 MHz at a gain of 40 dB and 200 kHz at a gain of 60 dB, for a gain-bandwidth product of 200 MHz.

The advanced performance of the AD734 is achieved by a combination of new circuit techniques, the use of a high speed complementary bipolar process and a novel approach to laser-trimming based on ac signals rather than the customary dc methods. The wide bandwidth (>40 MHz) of the AD734's input stages and the 200 MHz gain-bandwidth product of the multiplier core allow the AD734 to be used as a low distortion

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAM

14-Lead DIP
(Q Package and N Package)



demodulator with input frequencies as high as 40 MHz as long as the desired output frequency is less than 10 MHz.

The AD734AQ and AD734BQ are specified for the industrial temperature range of -40°C to +85°C and come in a 14-lead ceramic DIP. The AD734SQ/883B, available processed to MIL-STD-883B for the military range of -55°C to +125°C, is available in a 14-lead ceramic DIP.

PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD734 embodies more than two decades of experience in the design and manufacture of analog multipliers, to provide:

1. A new output amplifier design with more than twenty times the slew-rate of the AD534 (450 V/ μ s versus 20 V/ μ s) for a full power (20 V pk-pk) bandwidth of 10 MHz.
2. Very low distortion, even at full power, through the use of circuit and trimming techniques that virtually eliminate all of the spurious nonlinearities found in earlier designs.
3. Direct control of the denominator, resulting in higher multiplier accuracy and a gain-bandwidth product at small denominator values that is typically 200 times greater than that of the AD534 in divider modes.
4. Very clean transient response, achieved through the use of a novel input stage design and wide-band output amplifier, which also ensure that distortion remains low even at high frequencies.
5. Superior noise performance by careful choice of device geometries and operating conditions, which provide a guaranteed 88 dB of dynamic range in a 20 kHz bandwidth.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

3.59- Multiplicador 4 quadrantes AD734 (Analog Devices).

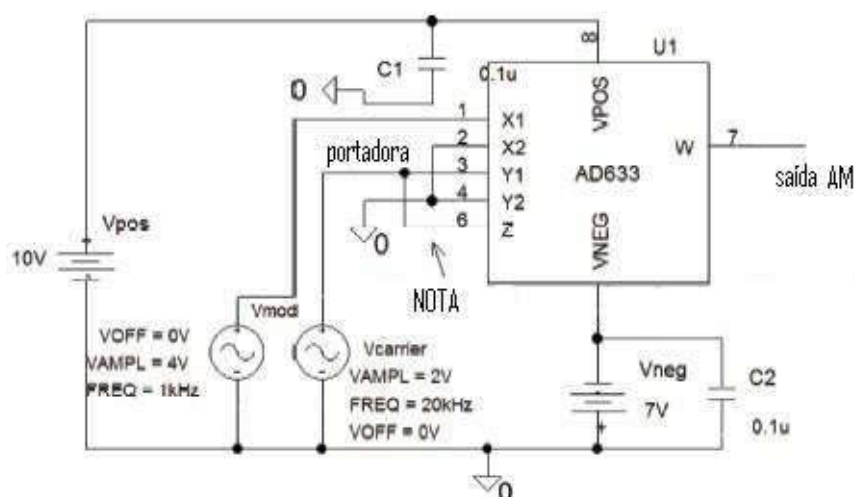


Figura 3.60 - Modulador AM em CI usando o AD633. Geração de AM ou AM-SC. Desconecte a entrada “Z” da portadora e aterre-a para gerar AM-SC (vide NOTA na figura).

3.5 Demodulação de sinais AM

Uma vez captado o sinal AM no receptor, é necessário proceder-se a re-obtenção do sinal de informação transmitido. A recuperação do sinal modulador pode ser feita de várias maneiras distintas. As formas mais usadas são a detecção síncrona e a detecção de envoltória, para a demodulação de sinais AM-SC e AM, respectivamente. A recuperação em sistemas AM também pode ser realizada com detector de lei quadrática ou mesmo com o detector por retificação, entre outros. Na maioria dos transceptores, a intensidade do sinal recebido pode ser avaliada através de um medidor, o *S-meter*, que mede a potência de RF na entrada do receptor. Assim é possível conhecer/informar a intensidade do sinal recebido (na linguagem de rádio amador: estou te "copiando" Santiago +7 para sinal muito forte, ou Santiago +1 para sinal muito fraco, ou valores intermediários – Santiago==S).

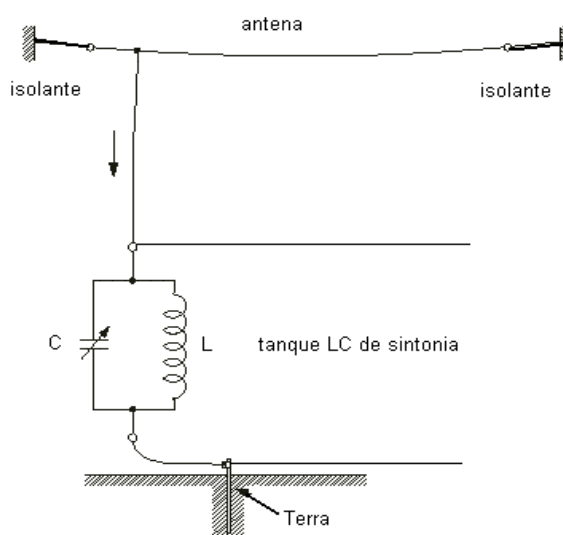


Figura 3.61 – Recepção (*front end*): Antena dipolo aterrada com tanque de sintonia LC, realizada com capacitor variável.

Detector “Lei Quadrática”

Em 1874, **F. Braun** (Nobel 1909, inventor do osciloscópio) observou a ocorrência de retificação em contatos metálicos com cristal galena – o avô do diodo. A demodulação de sinais AM pode ser obtida empregando um dispositivo que apresente uma característica quadrática, $I_o = k \cdot V_i^2$, seguido de filtragem passa-baixa. Historicamente, este foi o primeiro detector prático, empregados nos primeiros receptores AM construídos (anos 20-30). Eram usados cristais de Galena cuja característica é praticamente quadrática, daí o nome de “*Rádio de Galena*” (Galena é um sulfeto natural de chumbo. como o ponto de fusão do chumbo é baixo, esses cristais eram preparados “em casa”).

Admitindo que $v_i = \varphi_{AM}(t) = A[1 + f(t)] \cos \omega_c t$, o sinal $I_o(t)$ corresponderá a:

$$I_o(t) = kA^2 [1 + f(t)]^2 \cos^2 \omega_c t = kA^2 [1 + 2f(t) + f^2(t)] \frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2},$$

O espectro é avaliado facilmente e encontra-se esboçado na Fig. 3.62.

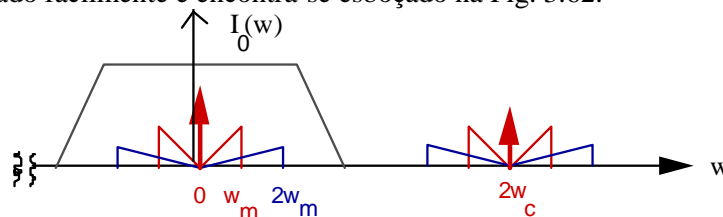


Figura 3.62 - Espectro no Detector de Lei Quadrática.

O sinal selecionado após o filtro passa-baixa é dado por

$$I_o|_{LPF} = \underbrace{\frac{kA^2}{2}}_{\text{termo dc}} + \underbrace{kA^2 f(t)}_{\text{sinal recuperado}} + \underbrace{\frac{kA^2}{2} f^2(t)}_{\text{distorção}}$$

Vê-se claramente que há um termo de distorção presente na saída. Entretanto, como $|f(t)| \leq 1$, tem-se que $|f(t)|^2 \leq 1$ e a distorção pode ser aceitável provido que $|f(t)| \ll 1$. Atualmente, este método não é mais utilizado para detecção de sinais AM, devido a este termo de distorção sempre presente.

A seguir, o esquema de um 1º rádio-receptor para estações AM muito fortes, empregando um diodo como cristal e um só amplificador AF: requer antena longa (10 m) e fone sensível, pois não tem potência suficiente para alimentar um alto-falante. Uma ponta metálica exploradora dos pontos mais sensíveis da superfície do cristal é ligada ao tanque oscilante. Esta configuração foi muito usada nos primórdios do rádio: Os baixo-falantes – o diodo usado era um cristal de galena e a amplificação obtida por uma única válvula eletrônica.

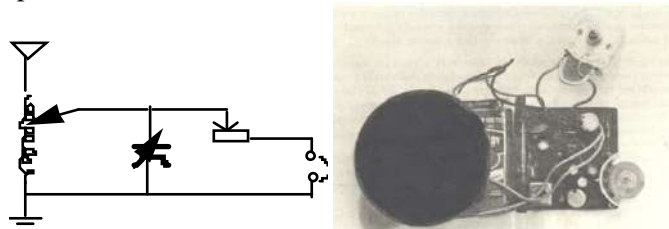


Figura 3.63- a Rádio receptor simples.

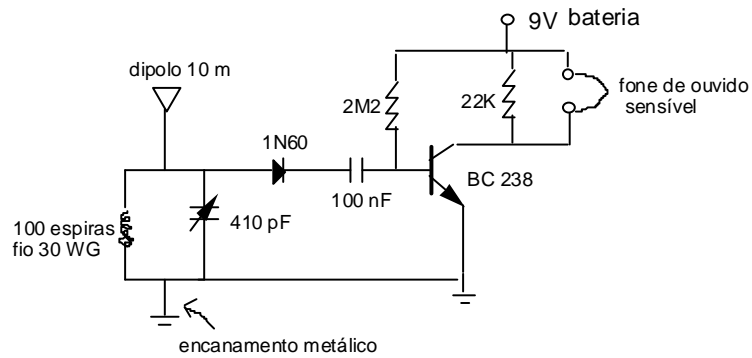


Figura 3.63b - Esquema Rádio receptor simples.

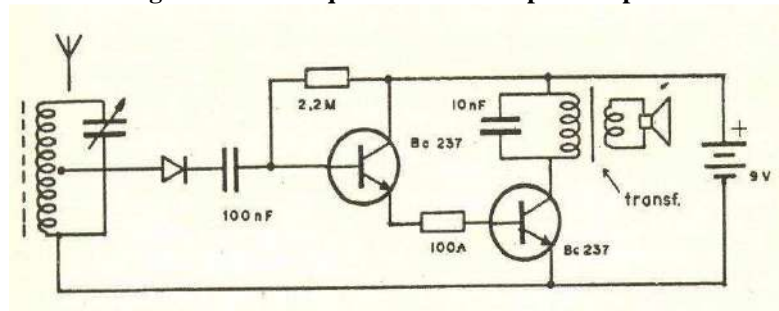


Figura 3.64 - Rádio receptor AM simples para sintonia de única estação. A detecção é realizada no diodo e os transistores são amplificadores de áudio.

Detecção Síncrona

O processo de detecção síncrona consiste em modular novamente o sinal modulado AM, de forma a deslocar (transladar) o espectro para a banda básica. Estes demoduladores podem ser usados tanto em sistemas AM-SC quanto em sistemas AM. É exigido um oscilador no receptor [BUR 1972], o oscilador local, cuja frequência e fase são idênticas (sincronizadas) àquelas da portadora no transmissor, daí o nome de detecção “síncrona”. Formas simplificadas para os diagramas do TX e RX em sistemas AM-SC são mostradas.

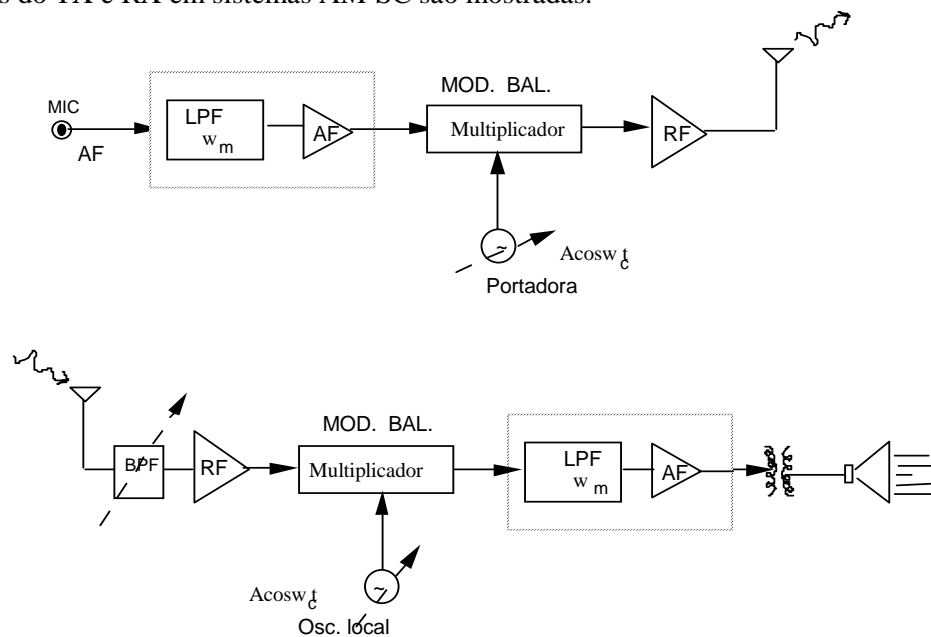


Figura 3.65 - Diagrama Simplificado do TX (a) e RX (b) AM-SC. Recepção de uma única estação.

O funcionamento deste receptor pode ser compreendido com o auxílio do teorema da modulação (vide Capítulo I).

<u>Domínio t</u>	<u>Domínio f</u>
$f(t)$	$F(w)$
$\varphi(t)=f(t).\cos w_c t$	$\Phi(w)=1/2[F(w-w_c)+F(w+w_c)]$
$\varphi(t).\cos w_c t$	$1/2 [\Phi(w-w_c)+\Phi(w+w_c)]$

Substituindo $\Phi(w)$ em função de $F(w)$, o espectro do sinal no receptor é:

$$\begin{aligned} \mathfrak{S} \varphi(t) \cos w_c t &= \frac{1}{4} [F(w - 2w_c) + F(w) + F(w) + F(w + 2w_c)] \\ &= \frac{1}{2} F(w) + \frac{F(w - 2w_c) + F(w + 2w_c)}{4} \end{aligned}$$

Após uma filtragem LPF, o sinal $f(t)$ é recuperado sem distorções, uma vez assegurada ser verificada a condição $2w_c - w_m \gg w_m$ (Transição do filtro).

Os espectros correspondentes a vários pontos no TX e RX são mostrados, ilustrando o funcionamento.

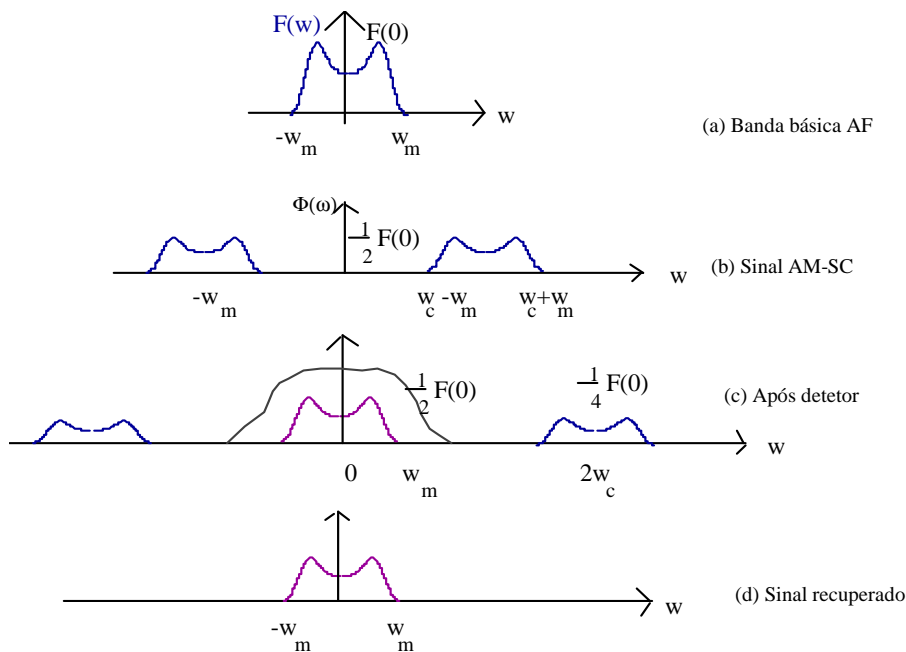


Figura 3.66 - Espectros na Detecção Síncrona de AM.

Os espectros desenhados ilustram que ao modular novamente o sinal AM, ele é trasladado novamente de w_c , retornando à origem. Repetindo a análise no domínio temporal (um mero exercício),

$$\varphi(t).\cos w_c t = [f(t)\cos w_c t].\cos w_c t = f(t).\cos^2 w_c t.$$

Usando então a identidade $\cos^2 w_c t = (1 + \cos 2w_c t)/2$, segue-se:

$$\varphi(t).\cos w_c t = \frac{f(t)}{2} + \frac{f(t)}{2} \cos 2w_c t.$$

Este sinal contém a mensagem $f(t)$ superposta a $f(t)$ modulada por uma portadora em $2w_c$; como mostrado no esboço do espectro, permitindo assim a recuperação do sinal transmitido $f(t)$. Neste processo, os valores de frequência e fase da portadora gerada no receptor devem estar “sincronizados” com o transmissor. Os efeitos da ausência de sincronismo são discutidos a seguir, supondo que o oscilador local difere da portadora transmitida.

- a) Sincronismo de frequência: se há diferença de Δw rad/s entre a frequência do oscilador local e a portadora, então

$$\varphi(t) \cdot \cos(w_c + \Delta w)t = [f(t) \cdot \cos w_c t] \cdot \cos(w_c + \Delta w)t = \frac{f(t)}{2} \{ \cos \Delta w t + \cos(2w_c + \Delta w)t \}$$

Após o LPF, o sinal recuperado é $\frac{f(t)}{2} \cdot \cos \Delta w t$.

O sinal recuperado é distorcido e a distorção depende do desvio de frequência Δw . Se $\Delta w = 0$, o resultado é idêntico ao anterior, i.e., quando o receptor está sincronizado corretamente. Para sinais de voz, um erro de $|\Delta w| > 30$ Hz é intolerável; em receptores práticos é assegurado que $|\Delta w| \leq 10$ Hz para detecção aceitável. Obviamente, quanto maior a frequência da portadora, maiores as dificuldades de manutenção do sincronismo.

- b) Sincronismo de fase: Admitindo que haja uma diferença de fase entre o sinal do oscilador local e a portadora, então

$$\varphi(t) \cdot \cos(w_c t + \theta) = [f(t) \cdot \cos w_c t] \cdot \cos(w_c t + \theta) = \frac{f(t)}{2} \{ \cos \theta + \cos(2w_c t + \theta) \}$$

Após o LPF, o sinal recuperado é $\frac{f(t)}{2} \cdot \cos \theta$.

Se a diferença de fase for constante, o sinal é recuperado sem distorções para θ pequeno. No entanto, à medida que θ cresce e aproxima-se de $\pi/2$, o sinal é fortemente atenuado. Se ultrapassa este valor, há uma inversão de fase no sinal de saída. Obviamente pode haver erro de frequência e fase simultaneamente, porém a análise é deixada para o leitor.

Atualmente, a maioria dos receptores que emprega a detecção síncrona faz uso do dispositivo PLL (*Phase Locked Loop*). Entretanto, tal receptor será objeto de estudo apenas em capítulo futuro.

Detecção de Envoltória

Aparentemente, não há nenhuma razão em se considerar os sistemas AM ao invés dos sistemas AM-SC. Entretanto, no caso da transmissão AM-SC, a envoltória do sinal modulado não transporta a informação do sinal de áudio. Há trechos onde existe a reversão na fase (sobremodulação) de forma que o envelope é distorcido, i.e., não contém uma replica do sinal original.

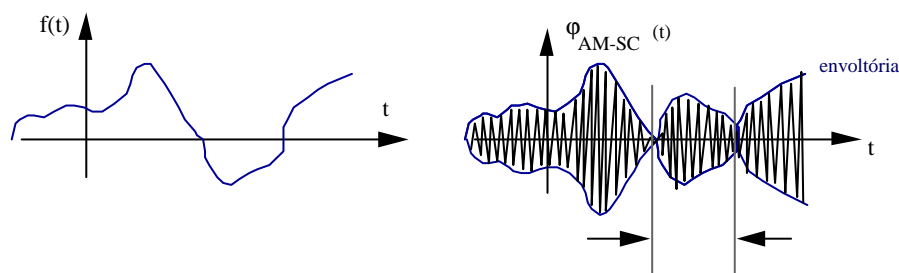


Figura 3.67 - Modulação AM-SC com sobremodulação.

Vê-se que a envoltória transporta informação sobre o módulo do sinal $f(t)$ e não sobre o próprio sinal $f(t)$. A detecção de envoltória não pode ser aplicada para sinais AM-SC, pois o envelope recuperado não corresponde ao sinal transmitido.

Quando a transmissão é realizada em AM, observa-se que toda a informação está contida na envoltória do sinal modulado (réplica). A escolha da profundidade de modulação $m \leq 1$ assegura que a sobremodulação é evitada.

A recuperação da envoltória de um sinal pode ser feita empregando um circuito bastante simples e de baixo custo, facilitando a construção dos receptores. Este circuito pode ser usado apenas em sistemas AM, mas não em AM-SC, e evitar os problemas relativos à manutenção do sincronismo entre transmissor e receptor. Uma configuração simples para o detector de envelope é mostrada, o que explica sua atratividade para receptores práticos.

No caso de radiodifusão comercial AM, o número de receptores é milhares de vezes superior ao número de estações. A diminuição do custo dos receptores é bastante interessante, mesmo à custa de uma diminuição na eficiência de transmissão. Os receptores AM com detecção de envoltória tornam-se muito mais baratos comparados aos receptores para AM-SC, os quais exigem uma detecção síncrona.

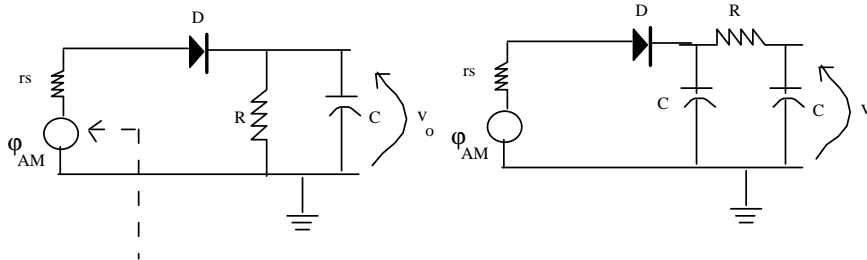


Figura 3.68 - Circuito detector de envoltória: Filtro RC e filtro em Π .

O funcionamento do detector é discutido admitindo que o diodo D é ideal e que a impedância de entrada é desprezível (praticamente nula). Uma análise breve e qualitativa mostra que no ciclo positivo do sinal de entrada o diodo D conduz e o capacitor carrega-se rapidamente com esta tensão. Assim, até atingir o valor de pico, o diodo permanece conduzindo e a saída acompanha a entrada. Quando a tensão de entrada começa a decrescer do valor de pico, o diodo é cortado, isto porque a tensão no capacitor será maior que a tensão de entrada. Enquanto o diodo permanece cortado, o capacitor descarrega-se sobre o resistor com constante de tempo RC. Isto ocorre até quando a tensão do capacitor voltar a ser menor que a tensão de entrada, fazendo com que o diodo volte a conduzir. A operação é bem ilustrada na figura que segue.

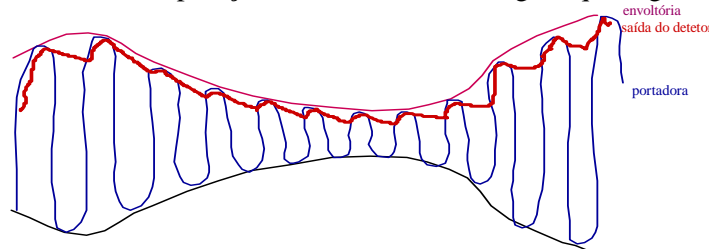


Figura 3.69 - Forma de onda na saída de um detector de envoltória.

A constante RC do detector deve ser bem projetada, de modo que a saída esteja próxima da envoltória.

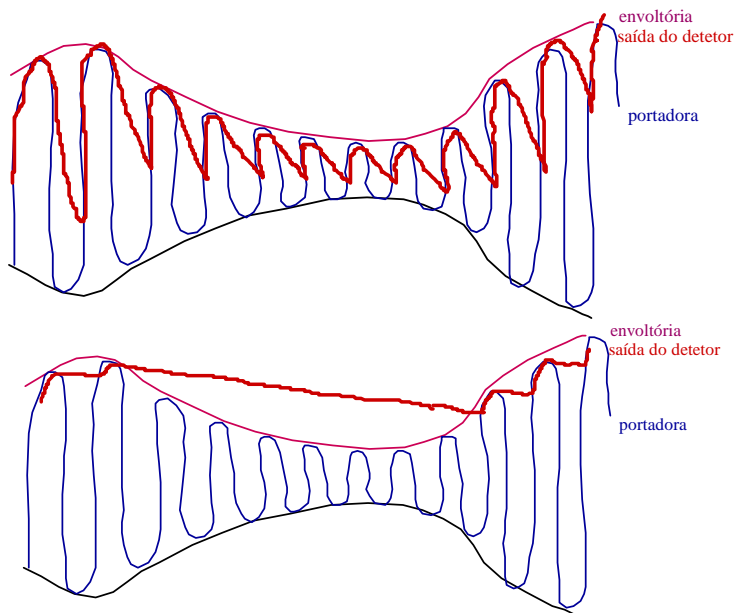


Figura 3.70 - Efeitos do mau dimensionamento da constante RC do detector de envoltória.

A figura mostrada anteriormente ilustra os efeitos do projeto inadequado para a constante RC do detector de envelope. Não deixe de acessar o excelente site na URL: <http://www.discip.crdp.ac-caen.fr/phch/lycee/terminale/modem/modem.htm>.

A baixa impedância de entrada pode ser obtida empregando a saída de um amplificador operacional (AMP-OP), como mostrado a seguir.

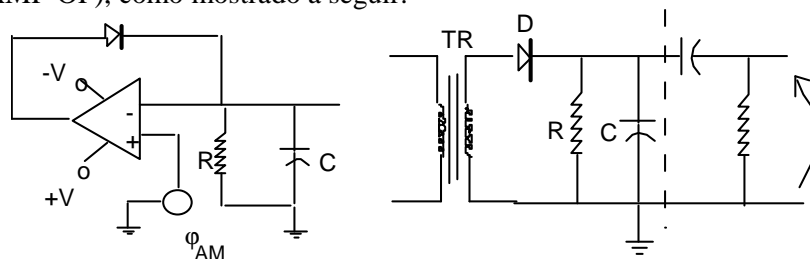


Figura 3.71 - Implementações do Detector de Envoltória.

Na prática, a baixa impedância de entrada é quase sempre conseguida usando um transformador, lembrando que a impedância do primário referida ao secundário depende da relação entre o número de espiras. A saída do detector apresenta também uma componente que representa a amplitude média da envoltória. Adicionalmente, utiliza-se um filtro R_2C_2 que age como bloqueador de nível dc. Isto faz com que o detector tenha uma resposta pobre para baixas componentes de frequência do sinal modulador.

O dimensionamento da constante de tempo do detector é discutido a seguir. A primeira conclusão é que RC deve ser escolhida tal que $RC \gg 1/f_c$ caso contrário a constante será muito pequena (Fig. 3.70 a)

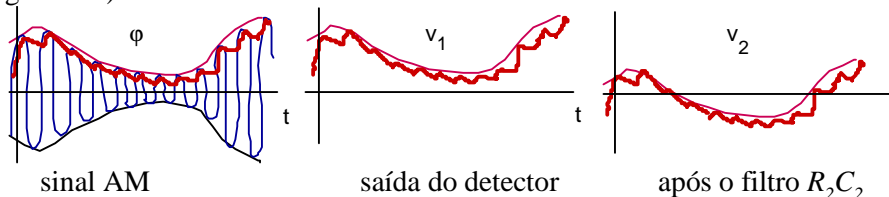


Figura 3.72 - Recuperação da informação com detector de envelope.

Admitindo que o sinal modulador corresponda apenas a um tom de áudio, $f(t)=A_m \cos w_m t$, a envoltória AM é $r(t)=A(1+m \cos w_m t)$.

Em um dado instante t_0 , a taxa de variação da envoltória é expressa por

$$\left. \frac{dr(t)}{dt} \right|_{t_0} = -mAw_m \operatorname{sen} w_m t_0.$$

Durante o período de descarga (diodo cortado), a tensão no capacitor é dada por $v(t)=V_0 e^{-t/RC}$, onde V_0 é o valor inicial da tensão no pico da envoltória. O tempo considerado é da ordem de um ciclo da portadora, $1/f_c$, e desde que $RC \gg 1/f_c$, é possível aproximar $v(t)$ usando os dois primeiros termos da série de Taylor (1685-1731):

$$v(t) = V_0 e^{-t/RC} \approx V_0 \left(1 - \frac{t}{RC}\right).$$

A taxa de descarga do detector é obtida diferenciando esta equação: $\frac{dv(t)}{dt} \approx -\frac{V_0}{RC}$, em que V_0 corresponde ao valor da envoltória num dado instante de tempo t_0 (fixo).

$$\text{Logo } \left. \frac{dv(t)}{dt} \right|_{t_0} \approx -\frac{A(1+m \cos w_m t_0)}{RC}.$$

A constante de tempo de descarga do capacitor deve ser superior a taxa de variação da envoltória para que a tensão de saída siga o envelope sem pular ciclos intermediários, i.e., $|dv/dt|_{t_0} \geq |dr/dt|_{t_0}$.

Por isso, deve-se assegurar que \forall instante t_0

$$\frac{A(1+m \cos w_m t_0)}{RC} \geq mAw_m \operatorname{sen} w_m t_0, \text{ ou seja:}$$

$$RC \leq \frac{1+m \cos w_m t_0}{mw_m \operatorname{sen} w_m t_0} := \chi(t_0).$$

O valor mínimo da expressão ao lado direito fornece uma cota superior sobre o valor da constante de tempo. Diferenciando (com relação à t_0) o lado direito da equação para χ e igualando a zero, têm-se:

$$\frac{d\chi}{dt_0} = 0 \quad (\text{mínimo}) \Rightarrow \cos w_m t_0 = -m, \text{ portanto, } RC \leq \frac{1}{w_m} \frac{\sqrt{1-m_0^2}}{m_0}.$$

Se o modulador deve seguir a envoltória todo o tempo, então m deve ser menor ou igual a um valor m_0 determinado pela equação precedente.

$$m \leq m_0 = \frac{1}{\sqrt{1+(w_m RC)^2}}.$$

Na prática, esta condição deve ser obedecida para baixos valores de índice de modulação, usualmente $m_0=0,3$ ou $0,4$, nos sistemas de radiodifusão transmitindo música. Isto assegura uma distorção aceitável na demodulação.

Exercício 15. Projetando um detector de envoltória. Considere um detector com impedancia de entrada 200Ω , montado com filtro em Π , com resistência R idêntica, $R=200 \Omega$. Qual o valor dos capacitores adequados para detecção de voz?

Solução. Suponha que o controle de volume é efetuado através de um potenciômetro de $R_p=5\text{ k}\Omega$ log. O circuito deve ser capaz de tratar com sinais até 5 kHz, assumida como sendo a frequência de corte (-3 dB). Com o esquema equivalente mostrado, v_o corresponde ao volume máximo. A função de transferência $V_o(w)/V_i(w)$ é dada por (Mathcad®)

$$\text{modH}(f, R, C, R_p) := \frac{R_p}{\sqrt{\left[(R_p + 2 \cdot R) - (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2 \cdot R_p \right]^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2 \cdot (3 \cdot R_p + R)^2}}$$

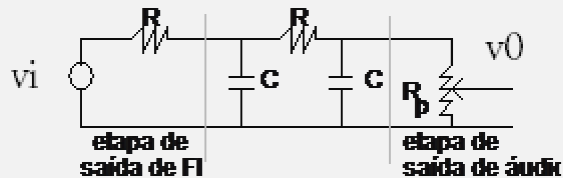


Figura 3.73 – modelo detecção de envoltória.

Ajustando diversos valores de capacitancias, adota-se C que resulte em uma frequência de 3 dB aproximadamente 5 kHz, resultando em $C= 66\text{ kpF}$ (black violet yellow). (<http://www.vwlowen.co.uk/java/polycap.htm>)

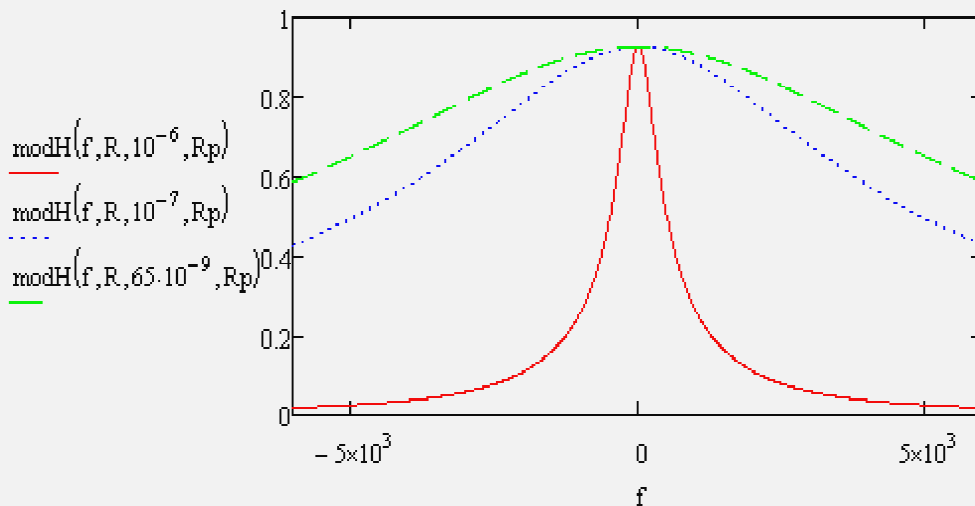


Figura 3.74- resposta do detector de envoltória para difentes ajustes de parâmetros.

Detector com Retificador

Outro circuito típico usado na prática para demodulação do sinal AM é apresentado e analisado a seguir.

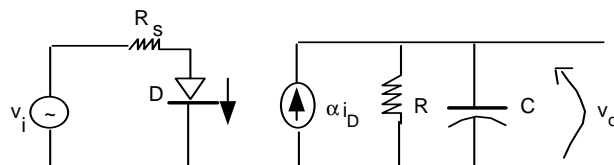


Figura 3.75 - Detecção AM por Retificação.

Uma análise simplificada admite que a característica do diodo corresponde ao modelo linear por partes, resultando em:

$$i_D = \begin{cases} \frac{v_i}{r_d + R_s}, & v_i > 0 \\ 0, & v_i \leq 0. \end{cases} \quad \text{Então} \quad i_D = \frac{v_i}{r_d + R_s} u(v_i).$$

A recuperação do sinal transmitido é feita assumindo que o sinal AM $v_i = \varphi_{AM}(t) = A[1 + f(t)] \cos w_c t$ é aplicado na entrada.

Logo, $u(v_i) = u(A[1 + f(t)] \cos w_c t) = u(\cos w_c t)$.

A função na equação anterior é periódica e corresponde a uma chave, $u(v_i) = S(t)$, em que $S(t)$ é precisamente uma onda quadrada com frequência w_c . Assim,

$$\frac{1}{2} + \sum_{n=1, \text{ímpar}}^{+\infty} Sa(n\pi/2) \cos n w_c t, \quad -\infty < t < +\infty \quad \text{e} \quad i_D(t) \approx \frac{A[1 + f(t)] \cos w_c t}{r_d + R_s} \cdot S(t).$$

O espectro do sinal no diodo pode ser facilmente obtido aplicando o teorema da modulação e supondo que $w_c \gg w_m$.

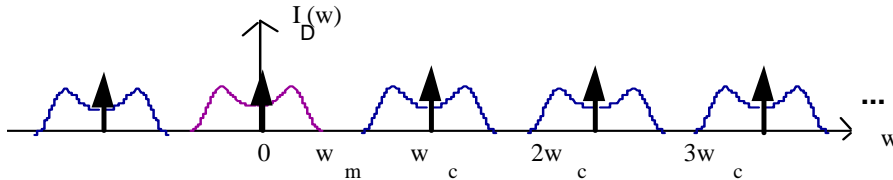


Figura 3.76 - Espectro - Detector com Retificador.

As componentes em baixa frequência correspondem a

$$i_D(t)|_{LPF} \approx \frac{A[1 + f(t)]}{\pi(r_d + R_s)}.$$

A corrente na fonte $I_i = \alpha i_D = \alpha \frac{v_i}{r_d + R_s} S(t)$ é aplicada a um filtro RC usado como passa-

baixas, para recuperar o sinal modulador: $V_o(w) = \frac{1}{G + jwC} I_i(w)$.

A função de transferência é $H(w) = \frac{R}{1 + jwRC}$, ou seja, um filtro passa-baixas LPF tipo

Butterworth 1ª ordem, com $|H(w)| = \frac{R}{\sqrt{1 + (wRC)^2}}$.

Se $w_c \gg w_m$, o filtro pode ser projetado (escolha de RC) com função de transferência plana na faixa de frequências até w_m e com grande atenuação na faixa acima de $w_c - w_m$. Observa-se que a relação w_c/w_m deve ser bastante grande para assegurar um bom desempenho do filtro (para OM,

$w_c/w_m > 500 \text{ k} / 5\text{k} = 100$). Se isto é verificado, então $v_o \approx \frac{\alpha}{\pi} \frac{R}{(r_d + R_s)} A f(t)$, a menos do termo dc.

Desta forma, o sinal modulador é recuperado na saída.

3.6 Sistemas de Modulação SSB

Observando o espectro do sinal AM-SC, verifica-se que parte das frequências presentes encontra-se acima da frequência central e outra parte encontra-se abaixo deste valor. Isto constitui um par de bandas laterais: a Banda lateral superior (Upper Side Band) e a Banda lateral inferior (Lower Side Band). O espectro a seguir ilustra este fato.

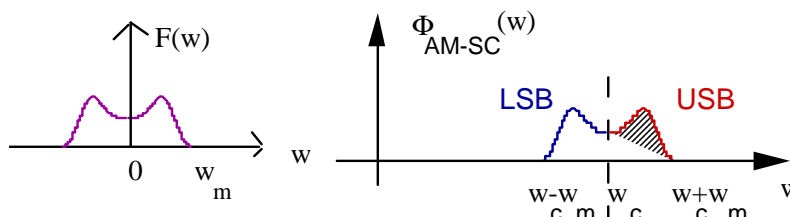
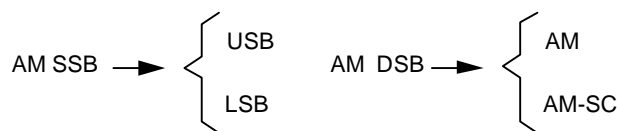


Figura 3.77 - Bandas laterais de um sinal AM

Os sistemas AM e AM-SC utilizam ambas as bandas na transmissão do sinal e são chamados de *sistemas Banda Lateral Dupla* ou AM DSB. Outro tipo de sistema AM é aquele que utiliza apenas uma banda lateral para transmitir o sinal; sistemas estes denominados de Banda Lateral Única ou SSB (*Single Side Band*). Existem, portanto, dois tipos de SSB, conforme a banda utilizada: o SSB - USB e o SSB - LSB.



Durante muito tempo foi alegado que as bandas laterais eram meramente uma ficção matemática. Em 1915, **H. D. Arnold** demonstrou experimentalmente que um receptor ordinário de rádio poderia reproduzir um sinal de voz após a remoção da banda lateral inferior por uma filtragem. Quase simultaneamente, Carson (!) chegou à mesma conclusão analiticamente e patenteou um sistema SSB com uma recepção por detecção homodina (Veja Seção 3.12 adiante).

Não há nenhuma diferença (teórica ou prática) em se utilizar USB (Urubu Sai de Baixo, na gíria dos radioamadores) ou LSB, tanto no ponto de vista de implementação, como no ponto de vista de desempenho do sistema.

Os sistemas SSB são superiores aos sistemas DSB com relação a muitos aspectos, porém apresentam em contrapartida um maior custo e complexidade.

O espectro dos sinais SSB correspondentes ao sinal $F(w)$ da Fig. 3.78 é mostrado a seguir.

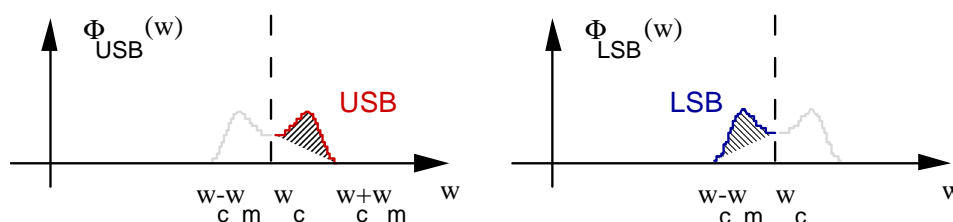


Figura 3.78 - Espectro de sinais Banda Lateral Única SSB.

Três métodos diferentes são normalmente utilizados para a geração de sinais de banda lateral única:

1. Método de filtragem (D. Arnold)
2. Método de deslocamento de fase (R.V.L. Hartley)
3. Método de Weaver (3º método) (C.S. Weaver)

3.7 Geração de sinais SSB

Método de filtragem

Teoricamente, um sinal SSB pode ser obtido gerando um sinal AM-SC e passando este sinal através de um filtro passa-faixa BPF. Entretanto, como um BPF ideal é fisicamente irrealizável, o uso de um filtro prático pode resultar em distorções inaceitáveis.

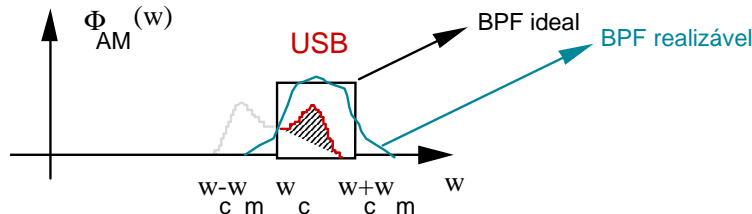


Figura 3.79 - Uso de filtro para selecionar banda lateral.

Os sistemas SSB são utilizados normalmente na transmissão de sinais de voz, cujo espectro típico tem componentes de frequência situadas na faixa de 300 Hz a 4 kHz.

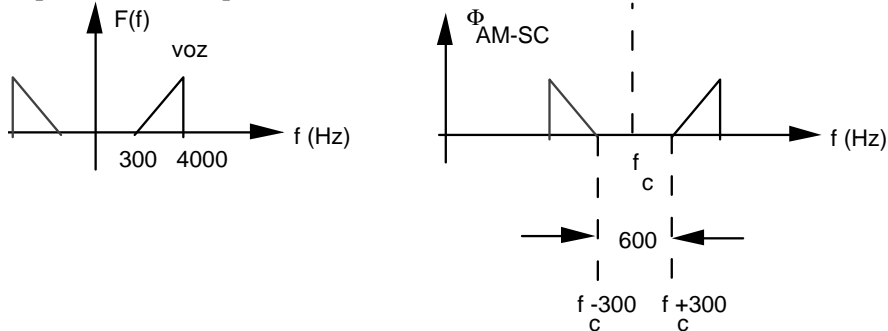


Figura 3.80 - Sinal de voz modulado em AM (representação).

Felizmente esta característica particular do sinal de voz é adequada para a geração de sinais banda lateral única filtrando o sinal AM-SC. Há um intervalo de 600 Hz (vide figura) para alocar a região de transição do filtro construído para selecionar apenas uma das bandas. Se a frequência da portadora é da ordem de até centenas de kHz, não há problemas na construção do filtro. Entretanto, se a frequência da portadora é demasiadamente grande (dezenas de MHz), este espaçamento torna-se muito pequeno para permitir a atenuação da banda lateral indesejada. Para aumentar a região disponível para a transição do filtro linear, usa-se uma modulação intermediária usualmente na frequência de 100 kHz, seguida da filtragem da banda superior, 100,3 a 104 kHz.

O novo sinal gerado é então modulado de forma a deslocá-lo para a frequência f_c do canal desejado. Somente então se procede a filtragem da banda USB ou LSB para a transmissão. O diagrama de blocos para um transmissor SSB é mostrado no próximo diagrama.

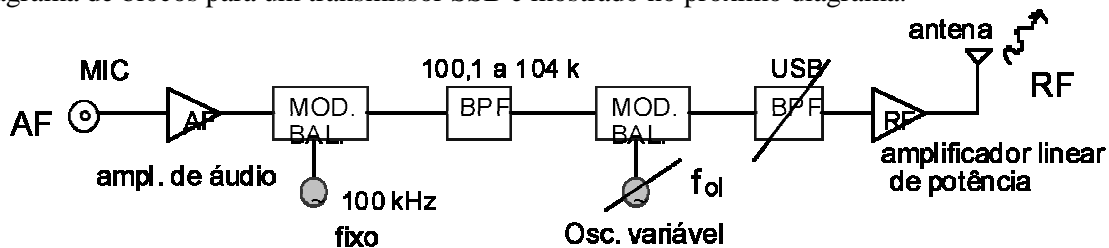


Figura 3.81 - Esquema de transmissor SSB para faixa de 80 m (3,75 MHz).

Os espectros unilaterais do sinal nos vários pontos do transmissor são mostrados. Para modular em SSB um sinal através de uma portadora f_c MHz, o oscilador variável deve ter uma frequência $f_{OL}=f_c-0,1$ MHz na geração de SSB-LSB. Já no caso da geração de SSB-LSB, deve ser usada a frequência $f_c+0,1$ MHz para oscilador local.

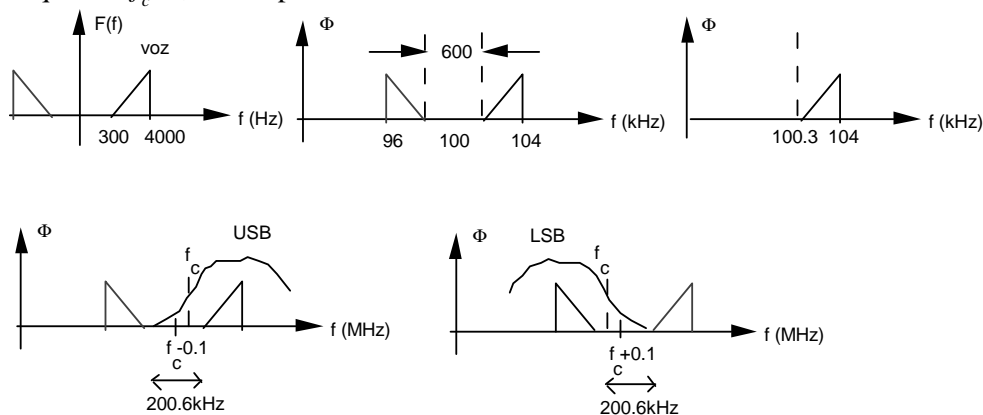


Figura 3.82 - Espectro em vários pontos de um Transmissor SSB típico.

Esse é sem dúvida o mais difundido entre os métodos de geração de sinais banda lateral única. Os filtros de Banda Lateral são freqüentemente "filtros mecânicos", nos quais os sinais elétricos são transformados em ondas sonoras que se propagam através de um meio onde são filtradas e são posteriormente re-convertidas em sinais elétricos. Estes filtros lineares são chamados de filtros "ultrassônicos", apresentando um fator Q alto e são muito seletivos.

A faixa usual de freqüência para transceptores SSB é de 2 a 26 MHz. Em alguns transceptores práticos é comum o uso de duas modulações intermediárias, tipicamente com osciladores fixos em 100 kHz e 1,6 MHz (e.g. prob 3.52). O autor por muito tempo modulou como o Antigo PX72590 (QRA Magalhães), após PX7-D-1916/01 (/02 em 1985).

Método por Deslocamento de Fase

Método introduzido por **Ralph V.L. Hartley** em uma patente em 1928. Uma maneira alternativa de se gerar sinais SSB é obtida através do estudo de uma representação matemática para estes sinais. Considerando inicialmente a transmissão de um tom senoidal, o sinal DSB-SC é

$$\varphi_{AM-SC}(t) = A_m \cos w_m t \cdot \cos w_c t, \text{ o qual pode ser escrito sob a forma}$$

$$\varphi_{SSB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos(w_c \pm w_m)t.$$

O sinal banda lateral única correspondente é expresso por $\varphi_{SSB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos(w_c \pm w_m)t$.

Desenvolvendo o cosseno da soma de arcos, $\cos(A \pm B)$, segue-se imediatamente que

$$\varphi_{SSB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos w_m t \cos w_c t \mp \frac{A_m}{2} \sin w_m t \sin w_c t.$$

O sinal SSB é constituído pela combinação de dois sinais, um em fase com a portadora e uma componente em quadratura (defasada de 90°) com relação à portadora.

O resultado pode ser estendido para sinais multi-tons, demonstrando que o sinal SSB para um sinal modulador da forma $f(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cos(w_i t + \theta_i)$ é dado por

$$\varphi_{SSB}(t) = \left[\sum_{i=1}^m \frac{A_i}{2} \cos(w_i t + \theta_i) \right] \cdot \cos w_c t \mp \left[\sum_{i=1}^m \frac{A_i}{2} \cos(w_i t + \theta_i) \right] \cdot \sin w_c t.$$

O sinal modulado pela portadora em quadratura é um sinal idêntico a $f(t)$, porém com todas as componentes de frequência defasadas de $-\pi/2$. Isto sugere que dado um sinal $f(t)$ banda limitada, com espectro contínuo, o sinal banda lateral única correspondente consiste de

$$\varphi(t) = f(t) \cos w_c t \mp \hat{f}(t) \sin w_c t,$$

em que $\hat{f}(t)$ é um sinal "idêntico" a $f(t)$, porém com defasamento de 90° em todas as componentes do espectro. Este sinal é muitas vezes referido como o "sinal harmônico conjugado de $f(t)$ ".

A verificação que o sinal $\varphi(t)$ é um sinal SSB pode ser feita no domínio w . Antes, algumas considerações sobre o sinal $\hat{f}(t)$ devem ser feitas.

A obtenção de um defasamento constante de 90° em todas as componentes de frequência de um sinal pode ser realizada através de um sistema linear, cuja função de transferência vale:

$$|H(w)|=1 \text{ e } H(w)=\mathcal{O}(w)=-\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(w).$$

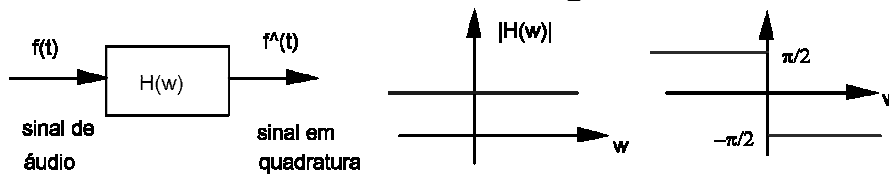


Figura 3.83 - Obtenção do sinal conjugado harmônico: sistema linear.

$$\text{Então, } H(w) = e^{-j\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn} w}.$$

Observando que

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn} w\right) = \cos(\pi/2) \text{ e } \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn} w\right) = \operatorname{sgn} w \operatorname{sen}(\pi/2),$$

conclui-se que $H(w) = -j \operatorname{sgn} w$.

A resposta impulsional do filtro pode ser obtida facilmente aplicando a propriedade da simetria:

$$\operatorname{sgn} t \leftrightarrow \frac{2}{jw} \Rightarrow \frac{2}{jt} \leftrightarrow 2\pi \operatorname{sgn}(-w).$$

$$\text{Logo } \frac{1}{\pi t} \leftrightarrow -j \operatorname{sgn}(w) \text{ e } h(t) = \frac{1}{\pi t}.$$

Digressão: [A Transformada de Hilbert.](#)

A transformada de Hilbert (David, 1862-1943) de um sinal $f(t)$ é definida por

$$\mathbb{H} := \frac{1}{\pi} v.p. \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau.$$

Vale salientar que o resultado é um sinal no tempo e o operador não produz uma "mudança" no domínio (exponente da escola formalista, define a Matemática através de um jogo de fichas sem sentido, seguindo regras pré-determinadas, porém sem sentido).

O sinal conjugado harmônico de $f(t)$ pode ser encontrado usando a resposta ao impulso, isto é,

$$\hat{f}(t) = \frac{1}{\pi} * f(t). \text{ Isto significa que } \hat{f}(t) \text{ é exatamente a transformada de Hilbert } \mathbf{HT} \text{ do sinal } f(t),$$

$$\text{i.e., } \hat{f}(t) = \mathbb{H} f(t).$$

[Entendendo a transformada de Hilbert:](#)

Os efeitos da Transformada de Hilbert sobre um sinal real são compreendidos de forma mais simples observando o domínio freqüencial. Qualquer trecho de um sinal de energia pode ser visto como uma composição de ondas cossenoidais e senoidais (série de Fourier). O mesmo mecanismo ocorre no caso contínuo. Qual a operação necessária para "transformar" um cosseno em seno, para uma dada freqüência fixa, porém arbitrária? Comparando as expressões

$$\cos w_0 t = \frac{e^{jw_0 t} + e^{-jw_0 t}}{2} = \frac{e^{jw_0 t}}{2} + \frac{e^{-jw_0 t}}{2} \quad \text{sen} w_0 t = \frac{e^{jw_0 t} - e^{-jw_0 t}}{2j} = -j \frac{e^{jw_0 t}}{2} + j \frac{e^{-jw_0 t}}{2}$$

vê-se que a freqüência w_0 deve ser multiplicada por $-j$, enquanto que a freqüência $-w_0$ deve ser multiplicada por j . Se esta operação for efetuada para cada freqüência (no *continuum*), todas senoidais serão defasadas. Ademais, a operação realizada é "linear", com função de transferência $H(w) = -j \text{sgn}(w)$, e devido à simetria, a resposta ao impulso é "real ímpar".

Retornando à idéia inicial, procurar-se-á obter o espectro do sinal $\varphi(t) = f(t) \cos w_c t \mp \hat{f}(t) \text{sen} w_c t$. Aplicando o teorema da modulação, têm-se

- $f(t) \cos w_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(w + w_c) + F(w - w_c)]$, e
- $\hat{f}(t) \text{sen} w_c t \leftrightarrow \frac{j}{2} [\hat{F}(w + w_c) - \hat{F}(w - w_c)]$

Portanto, usando a linearidade de \mathfrak{S} ,

$$\Phi(w) = \mathfrak{S} \varphi(t) = \frac{1}{2} [F(w + w_c) + F(w - w_c)] \mp \frac{j}{2} [\hat{F}(w + w_c) - \hat{F}(w - w_c)]$$

Substituindo $\hat{F}(w) = H(w)F(w) = -j \text{sgn}(w)F(w)$, tem-se que:

$$\Phi(w) = \left\{ \frac{1}{2} \mp \frac{1}{2} \text{sgn}(w + w_c) \right\} F(w + w_c) + \left\{ \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \text{sgn}(w - w_c) \right\} F(w - w_c)$$

Escolhendo $\varphi_+(t) = f(t) \cos w_c t + \hat{f}(t) \text{sen} w_c t$, então:

$$\Phi_+(w) = \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(w + w_c) \right\} F(w + w_c) + \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sgn}(w - w_c) \right\} F(w - w_c)$$

Lembrando que $u(t) = \frac{1}{2} + \text{sgn}(t)$ e que $\text{sgn}(t)$ é uma função ímpar,

$$\Phi_+(w) = u(w + w_c)F(w + w_c) + u(w_c - w)F(w - w_c)$$

Sem perda de generalidade, admite-se um espectro $F(w)$ de forma mostrada na figura a seguir. Vê-se que o sinal $\varphi_+(t)$ corresponde a um sinal LSB.

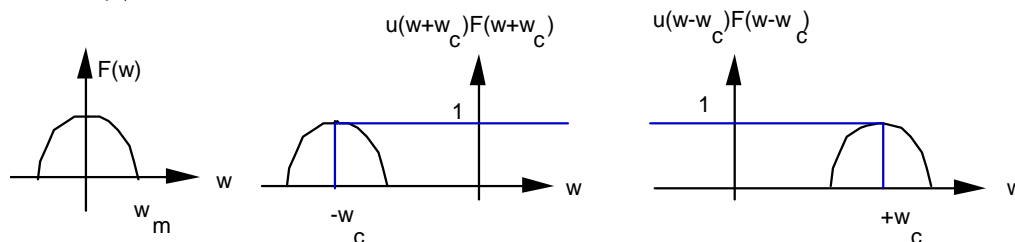


Figura 3.84 - Geração de SSB por deslocamento de fase.

Por outro lado, se $\varphi_+(t) = f(t) \cos w_c t + \hat{f}(t) \sin w_c t$ então o espectro correspondente é

$$\Phi_-(w) = u(-w - w_c)F(w + w_c) + u(w - w_c)F(w - w_c).$$

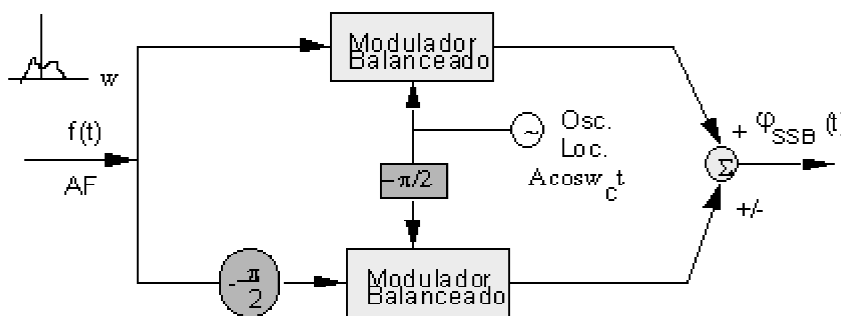
Pode ser verificado facilmente que este espectro é de um sinal banda lateral única USB.

Conclui-se analiticamente que um sinal SSB associado a um sinal modulador $f(t)$ pode ser sempre representado sob a forma

$$\varphi_{SSB}(t) = f(t) \cos w_c t \pm \hat{f}(t) \sin w_c t.$$

Se o sinal positivo é usado, gera-se a LSB, enquanto que o sinal negativo gera uma USB.

Esta representação para sinais SSB conduz naturalmente a geração de SSB por deslocamento de fase. O diagrama de blocos deste método é mostrado na Fig. 3.85.



3.85 - Geração de SSB por deslocamento de fase.

Este modulador pode ser usado quando o sinal a ser transmitido possui componentes de áudio importantes em baixa frequência. Um problema fundamental no projeto do transmissor SSB usando deslocamento de fase está relacionado com a implementação da rede defasadora de 90° , quando $f(t)$ é um sinal com componentes de frequência em uma faixa de largura não desprezível. O defasador de $-\pi/2$ para a portadora é simples de ser construído, mas isto não acontece para a outra rede de defasamento.

Em relação à Transformada de Hilbert, um dos resultados importantes é o Teorema de Bedrosian [BED 1963], enunciado como:

TEOREMA (de Bedrosian p/ sinais Reais).

Sejam $f(t) \leftrightarrow F(w)$ e $g(t) \leftrightarrow G(w)$ sinais reais de energia. Se $F(w)=0 (\forall |w|>a)$ e $G(w)=0 (\forall |w|<b)$, em que $b \geq a \geq 0$, então $\mathcal{H} f(t).g(t) = f(t) . \mathcal{H} g(t)$ ■.

O Método de Weaver (Terceiro Método)

O terceiro método para geração de SSB foi desenvolvido por Weaver [WEA 1956] e pode ser explicado para sinais que contém baixas frequências de áudio. Neste caso não é requerida a construção de uma rede de retardo 90° em banda larga. Entretanto, exige o uso de 4 moduladores balanceados, aumentando a complexidade e o custo. Veja também [PER 1980] para geração digital deste método.

O diagrama de blocos para o transmissor é mostrado na Fig. 3.86. A banda lateral superior é gerada tomando-se a frequência do oscilador $w_c + W/2$ e a soma dos sinais do ramo superior e inferior. A banda lateral inferior é obtida empregando-se a frequência $w_c - W/2$ para o oscilador e subtraindo os sinais do ramo superior e inferior.

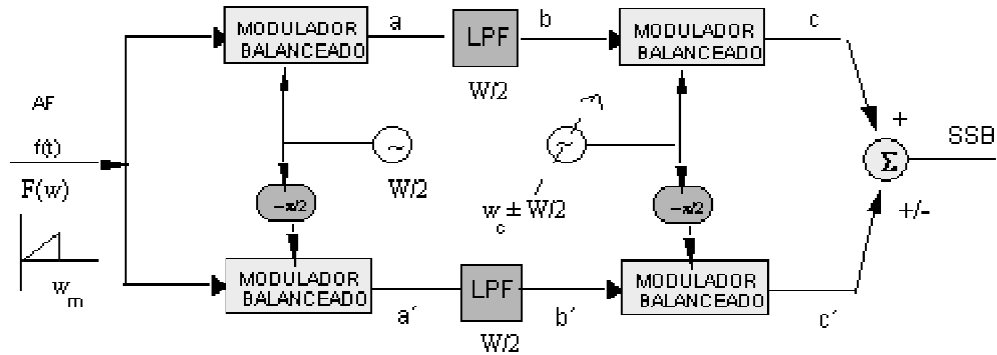


Figura 3.86 - Modulador SSB - Método de Weaver.

Admite-se que o sinal modulador é a banda limitada em w_m rad/s e que W é escolhida verificando $W/2 \leq w_m$.

Uma análise preliminar considerando um tom senoidal $A_m \cos w_m t$ é realizada a seguir, demonstrando como o sinal banda lateral única é gerado.

No ramo superior, têm-se

$$\text{Em a} \quad A \cos w_m t \cos \frac{W}{2} t = \frac{A}{2} \left\{ \cos \left(w_m + \frac{W}{2} \right) t + \cos \left(w_m - \frac{W}{2} \right) t \right\}$$

$$\text{Em b} \quad \frac{A}{2} \cos \left(w_m - \frac{W}{2} \right) t$$

$$\text{Em c} \quad \frac{A}{2} \cos \left(w_m - \frac{W}{2} \right) t \cos \left(w_c + \frac{W}{2} \right) t = \frac{A}{4} \left\{ \cos \left(w_c + w_m \right) t + \cos \left(w_c + W - w_m \right) t \right\}$$

No ramo inferior, têm-se

$$\text{Em a}' \quad A \cos w_m t \sin \frac{W}{2} t = \frac{A}{2} \left\{ \sin \left(\frac{W}{2} + w_m \right) t + \sin \left(\frac{W}{2} - w_m \right) t \right\}$$

$$\text{Em b}' \quad \frac{A}{2} \sin \left(\frac{W}{2} - w_m \right) t$$

$$\text{Em c}' \quad \frac{A}{2} \sin \left(w_m - \frac{W}{2} \right) t \cos \left(w_c + \frac{W}{2} \right) t = \frac{A}{4} \left\{ \cos \left(w_c + w_m \right) t - \cos \left(w_c + W - w_m \right) t \right\}$$

Somando $c+c'=A/2 \cos(w_c+w_m)t$. Apenas a banda lateral superior é gerada. Com um procedimento idêntico, mostra-se facilmente como gerar LSB.

A dedução com detalhes da geração SSB partindo de um sinal qualquer banda limitada é deixada como exercício ao leitor (veja problemas 3.66/67). Um esboço do espectro do sinal em cada ponto do ramo superior do diagrama mostra que as duas bandas laterais, USB e LSB, são geradas as duas bandas superpostas; na combinação final uma delas é reforçada enquanto que a outra é cancelada.

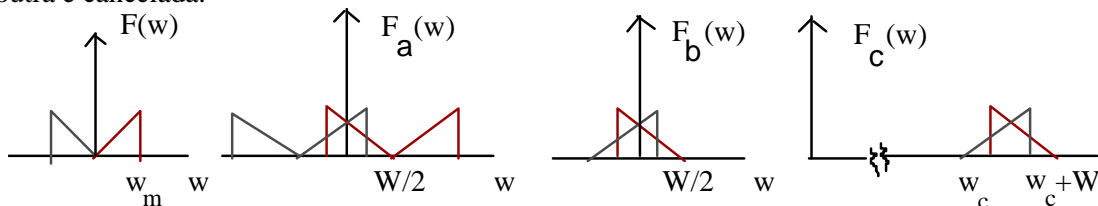


Figura 3.87 - Espectros dos sinais na geração SSB (Weaver).

3.8 Demodulação de Sinais SSB

Um sinal SSB arbitrário, independentemente do método de geração, pode ser escrito na sua representação

$$\varphi_{SSB}(t) = f(t) \cos w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} w_c t.$$

Ao realizar-se uma detecção síncrona no receptor, de forma idêntica a demodulação AM-SC, obtém-se:

$$\begin{aligned} \varphi_{SSB}(t) \cos w_c t &= f(t) \cos^2 w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} w_c t \cos w_c t = \\ &= \frac{f(t)}{2} [1 + \cos 2w_c t] \pm \frac{\hat{f}(t)}{2} \text{sen} 2w_c t \end{aligned}$$

Então $\varphi_{SSB}(t) \cos w_c t$ pode ser reescrito como

$$= \frac{f(t)}{2} + \frac{1}{2} [f(t) \cos 2w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} 2w_c t].$$

A saída do modulador corresponde a um sinal em banda básica e um sinal SSB na frequência $2w_c$. Após o filtro LPF, é recuperado o sinal transmitido:

$$\varphi_{SSB}(t) \cos w_c t \Big|_{LPF} = \frac{f(t)}{2}.$$

Os problemas relativos ao sincronismo da portadora novamente são críticos. Supondo que o oscilador local gera uma portadora com erro de frequência Δw rad/s e erro de fase θ rad, então

$$\varphi_{SSB}(t) \cos [(w_c + \Delta w)t + \theta] = [f(t) \cos w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} w_c t] \cos [(w_c + \Delta w)t + \theta].$$

Desenvolvendo a expressão e agrupando termos na mesma faixa do espectro,

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} f(t) \cdot \cos(\Delta w t + \theta) \mp \frac{1}{2} \hat{f}(t) \cdot \text{sen}(\Delta w t + \theta) + \\ &+ \frac{1}{2} f(t) \cos[(2w_c + \Delta w)t + \theta] \pm \frac{1}{2} \hat{f}(t) \text{sen}[(2w_c + \Delta w)t + \theta]. \end{aligned}$$

Após o filtro passa-baixa, os termos nas frequências próximas a $2w_c + \Delta w$ são eliminados e na saída têm-se

$$\frac{1}{2} f(t) \cdot \cos(\Delta w t + \theta) \mp \frac{1}{2} \hat{f}(t) \cdot \text{sen}(\Delta w t + \theta).$$

a) Analisando o erro de fase: supondo $\Delta w=0$ e $\theta \neq 0$,

$$\frac{1}{2} f(t) \cdot \cos \theta \mp \frac{1}{2} \hat{f}(t) \cdot \text{sen} \theta.$$

Se $\theta=0$, o sinal é recuperado. Para $\theta=\pi/2$, o sinal demodulado é $\hat{f}(t)$. Assim, a forma de onda da saída é completamente diferente do sinal transmitido. Entretanto, o ouvido humano é relativamente insensível a distorções na fase. Desta forma, ele quase não distingue $f(t)$ de $\hat{f}(t)$ – e o sinal recuperado é sempre inteligível. Na transmissão de voz em SSB, não há preocupação com erro de fase na detecção. Entretanto, para outro tipo de transmissão, (por exemplo, sinais de vídeo) esta distorção é gravíssima.

b) Analisando o erro de frequência: supondo $\Delta w \neq 0$ e $\theta=0$,

$$\frac{1}{2} f(t) \cdot \cos \Delta w t \mp \frac{1}{2} \hat{f}(t) \cdot \text{sen} \Delta w t.$$

Efeito do desvio de frequência no sinal de áudio recuperado: Na transmissão de sinais de voz, testes subjetivos realizados mostraram que erros de frequência inferiores a ± 10 Hz são aceitáveis. No caso de $|\Delta f| > 10$ Hz, o som da voz recuperada começa a soar algo parecido com a voz do **Pato Donald** (<http://www.cin.ufpe.br/~bcns/pcom/DeteccaoSincrona.html>). Receptores que realizam detecção síncrona dispõem de um botão de ajuste da frequência do oscilador “VOICE LOCK” que permite pequenas variações na frequência do oscilador local, permitindo corrigir o erro de frequência (regulagem ± 1000 Hz sendo feita de “ouvido”). O efeito do erro de frequência é bastante diferente de um disco tocando na rotação errada.



Figura 3.88 - Receptor CB AM- SSB 40 canais. Notar o botão voice lock para eliminação do erro de sincronismo na demodulação (ajuste fino).

Além da detecção síncrona, outro tipo de detecção de sinais SSB pode ser realizado através da re-inserção da portadora no receptor. Neste caso, o transceptor geralmente transmite uma portadora piloto bastante atenuada, cerca de 20 dB do sinal AM. Esta portadora piloto é usada para sincronizar uma portadora de alta potência gerada no receptor. Tomando-se um sinal SSB arbitrário expresso sob a forma, $\varphi_{SSB}(t) = f(t) \cos w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} w_c t$. Inserindo corretamente uma portadora, $A \cdot \cos w_c t$, têm-se, portanto,

$$\begin{aligned} \varphi_{SSB}(t) + A \cos w_c t &= [A + f(t)] \cos w_c t \pm \hat{f}(t) \text{sen} w_c t \\ &= \sqrt{[A + f(t)]^2 + [\hat{f}(t)]^2} \cos \left(w_c t \mp \text{tg}^{-1} \frac{\hat{f}(t)}{A + f(t)} \right). \end{aligned}$$

A envoltória detectada é expressa por:

$$r(t) = \left\{ [A + f(t)]^2 + [\hat{f}(t)]^2 \right\}^{1/2}.$$

Colocando A^2 em evidência na expressão interna, obtém-se

$$r(t) = A \left\{ 1 + 2 \frac{f(t)}{A} + \left[\frac{f(t)}{A} \right]^2 + \left[\frac{\hat{f}(t)}{A} \right]^2 \right\}^{1/2}.$$

Se a portadora re-inserida é de alta potência, então normalmente $|f(t)| \ll A$ e $|\hat{f}(t)| \ll A$. Assim, vale a seguinte aproximação:

$$r(t) \approx A \left\{ 1 + 2 \frac{f(t)}{A} \right\}^{1/2}.$$

Usando o desenvolvimento do binômio, desprezando os termos de ordem mais alta, $(1+x)^n \approx 1+nx$ para $|x| \ll 1$,

$$r(t) \approx A \left\{ 1 + \frac{f(t)}{A} \right\} = A + f(t).$$

A detecção de sinais SSB pode ser realizada re-inserindo uma portadora de alta potência no receptor e efetuando uma detecção de envoltória. Se há erro de fase na portadora re-inserida, o sinal recuperado é idêntico àquele da detecção síncrona. O mesmo acontece quando há erro de frequência. Detecção homodina usando PLL também é comum.

3.9 Comparação entre as variantes dos Sistemas AM

Os sistemas de modulação AM já estudados podem ser comparados com relação a vários diferentes aspectos. Os requerimentos de banda passante, o custo e a complexidade, a eficiência na dissipação de potência e o desempenho na presença de ruído, variam de acordo com o sistema empregado. Embora já exista uma revolução digital, a maioria dos sistemas de radiodifusão ainda permanece analógica. Há duas razões para isto: Primeiro, o estabelecimento de um novo sistema de rádio digital é um procedimento complexo e de longo termo. Etapas regulatórias devem ser realizadas, modificações nos equipamentos de estúdios e transmissão devem ser realizadas, receptores necessitam ser construídos e vendidos. A segunda razão é o chamado problema do “ovo e da galinha”. Sem clientes equipados, as radiodifusoras não se interessam em desenvolver serviços tão custosos e sem programas disponíveis, os fabricantes de receptores não produzem devido ao pequeno mercado. É necessário convencer uma parte substancial da população a adquirir estes serviços. Isto vem ocorrendo no Brasil no caso da TV digital, após 2005.

a) Banda passante:

Os sistemas SSB requerem apenas a metade da largura de banda exigida pelos sistemas DSB. A banda passante usada corresponde exatamente aquela em banda básica e representa a mínima largura que pode ser obtida. $B_{DSB}=2f_m$, $B_{SSB}=f_m$ e $B_{VSB}=(1+\alpha)f_m$ $0<\alpha<1$.

b) Dissipação de Potência:

Os sistemas AM com portadora alocam grande parte da potência à portadora, a qual não transporta nenhuma informação útil. Desta forma, o rendimento do sistema DSB é bastante inferior comparado aos demais sistemas.

Tabela III.3 - Dissipação de potência em sistemas AM.

Potência	AM	AM-SC	SSB
média	300 W	100 W	50 W
de pico	1.600 W	400 W	100 W

Como ilustração, o quadro anterior compara as necessidades de potência para os transmissores dos vários sistemas AM, de modo a resultar no mesmo alcance de transmissão.

c) Custo e complexidade:

Sob este ponto de vista os sistemas AM apresentam-se mais atrativos quando comparados aos sistemas SSB. Os moduladores AM são de mais fácil projeto e construção do que os moduladores balanceados, especialmente em níveis de potência elevados. Ademais, a detecção de envoltória (ou com retificador) é bastante simples, comparada à detecção síncrona. Isto significa que os receptores requeridos para a demodulação e AM são muito mais simples do que aqueles empregados em sistemas de portadora suprimida. A complexidade dos sistemas SSB frente aos sistemas AM resulta em maior custo e maior dificuldade na manutenção.

d) Desempenho em presença de ruído:

Pode ser mostrado que os sistemas banda lateral única apresentam melhor desempenho em presença de ruído do que os sistemas banda lateral dupla. Ainda com relação ao desempenho, outra qualidade atrativa do SSB é que este sistema é menos sensível aos efeitos do desvanecimento seletivo (*fading*) do que os sistemas DSB. O “*fading*” é um fenômeno de natureza aleatória que ocorre freqüentemente nas transmissões de sinais usando a reflexão na ionosfera (HF). Este efeito observa-se principalmente ao se escutar estações em ondas curtas à noite e consiste na variação (aleatória) da intensidade do sinal recuperado. O feixe transmitido é espalhado no meio de propagação, fazendo com que o sinal chegue ao receptor por mais de uma trajetória de propagação,

cada uma delas de diferente comprimento. As condições ionosféricas (condições de propagação) variam aleatoriamente com o tempo. Devido à propagação por trajetórias múltiplas, os vários sinais que chegam ao receptor combinam-se de modo que, ora há interferência e ora um reforço. Isto equivale a uma flutuação na Relação Sinal-Ruído.

e) Comentários adicionais:

A utilização de um ou outro sistema depende fundamentalmente da relação entre o número de transmissores e o número de receptores. Nos casos onde há poucos transmissores e uma quantidade muito grande de receptores, é fundamental a diminuição no custo e complexidade dos receptores. Esta é a razão da preferência dos sistemas AM com portadora na radiodifusão comercial e na televisão. Nesta situação, tipicamente existem o equipamento transmissor e os equipamentos receptores. Em situações onde transceptores (transmissor e receptor no mesmo equipamento) são utilizados, a preferência em geral recai na modulação SSB devido às inúmeras vantagens apresentadas. Nos sistemas de comunicação ponto a ponto é possível justificar o aumento do custo com a obtenção em contrapartida das vantagens inerentes ao sistema SSB, cuja superioridade é evidente. Assim, em comunicações de longo alcance em altas frequências, tais como comunicações marítimas, o sistema SSB é naturalmente preferido.

Alcances típicos nas comunicações SSB (potência típica 100 WPEP) dependem da frequência de operação.

Frequências típicas para transmissão diurna em OC, em função do alcance desejado:

3 a 4 MHz, 100 a 200 km; 5 a 7 MHz, 300 a 500 km; 10 a 15 MHz, 1.000 a 2.000 km etc., além das condições de propagação (dia ou noite, manchas solares...).

Limites típicos de potência são apresentados para estações de radioamadores. A título de fornecer uma ordem de grandeza, o custo total de uma estação AM (dependendo do equipamento, potência etc.) sai por algo em torno de €30.000.

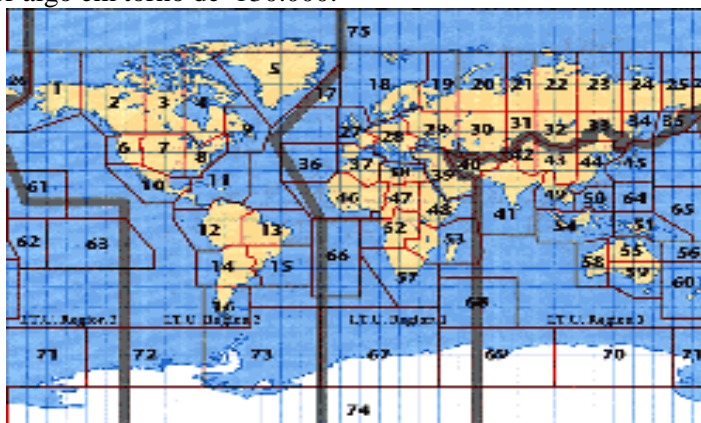


Figura 3.89 - Regiões de Rádio, definidas pela ITU.

3.10 Multiplexação FDM e Telefonia

A multiplexação consiste na transmissão simultânea de vários sinais (mais de um) em um mesmo canal, de tal forma que é possível recuperar cada um deles no destinatário (um termo mais natural seria multicanalização). As técnicas mais usuais para multiplexar sinais são a "FDM – Multiplex por Divisão em Frequência" e a "TDM – Multiplex por Divisão no Tempo" (Há ainda a CDM – Multiplex por Divisão em Códigos).

A idéia da multiplexação (MUX) FDM consiste em transmitir vários sinais misturados no domínio do tempo, porém separados no domínio da frequência (conteúdo harmônico). Cada um dos

canais é alocado em uma faixa de frequências diferente usando normalmente a Modulação SSB* e os sinais modulados são somados gerando um novo sinal referido como Sinal em Banda Básica. Este sinal é encarado pelo modulador como um sinal único, banda limitada. Um esquema típico de MUX é mostrado a seguir.

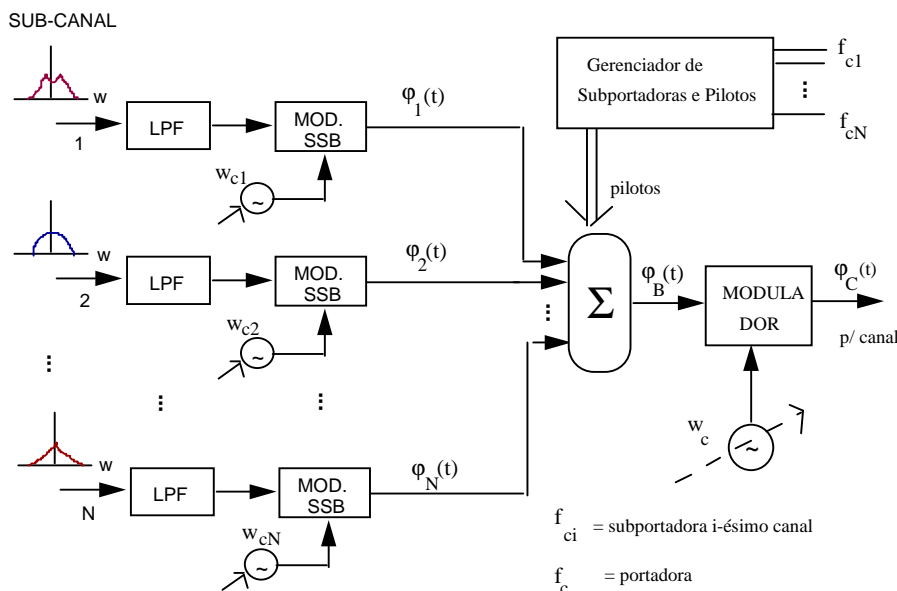


Figura 3.90 - Configuração de um Sistema MUX FDM.

$$\varphi_b(t) = \sum_{i=1}^n \varphi_{c_i}(t), \text{ portanto } \Phi_b(w) = \sum_{i=1}^n \Phi_{c_i}(w).$$

Cada canal é modulado por uma portadora diferente, cujas frequências são adequadamente escolhidas de forma que cada sinal modulado seja alocado em trechos distintos do espectro. Os espectros são justapostos como ilustrado a seguir e normalmente é alocada uma Banda de Guarda (espaçamento livre entre canais) visando facilitar um filtragem posterior.

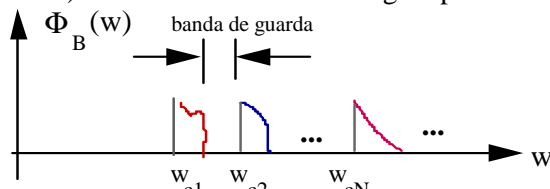


Figura 3.91 - Espectro Típico de Sinais MUX FDM. Subportadoras distintas e banda de guarda.

É fácil estudar o sinal de banda básica $\varphi_b(t)$ no domínio w , entretanto deixa-se ao leitor imaginar este sinal no domínio do tempo...

Este sinal MUX pode ser transmitido diretamente, ou pode ser usado para modular uma portadora em w_c rad/s. O tipo de modulação empregada não é relevante, haja visto que a informação transmitida está contida no sinal em banda de base.

Na detecção, o sinal multiplexado é demodulado recuperando o sinal $\varphi_b(t)$ e filtros passa-faixa são colocados para separar os canais (selecionando apenas um deles em cada linha). Somente então o sinal correspondente um canal é demodulado, usando um oscilador local sincronizado com a subportadora correspondente.

* A modulação não é necessariamente SSB. Vale salientar, entretanto que SSB tem sido a modulação adotada nos MUX FDM para sinais telefônicos desde a década de 20!

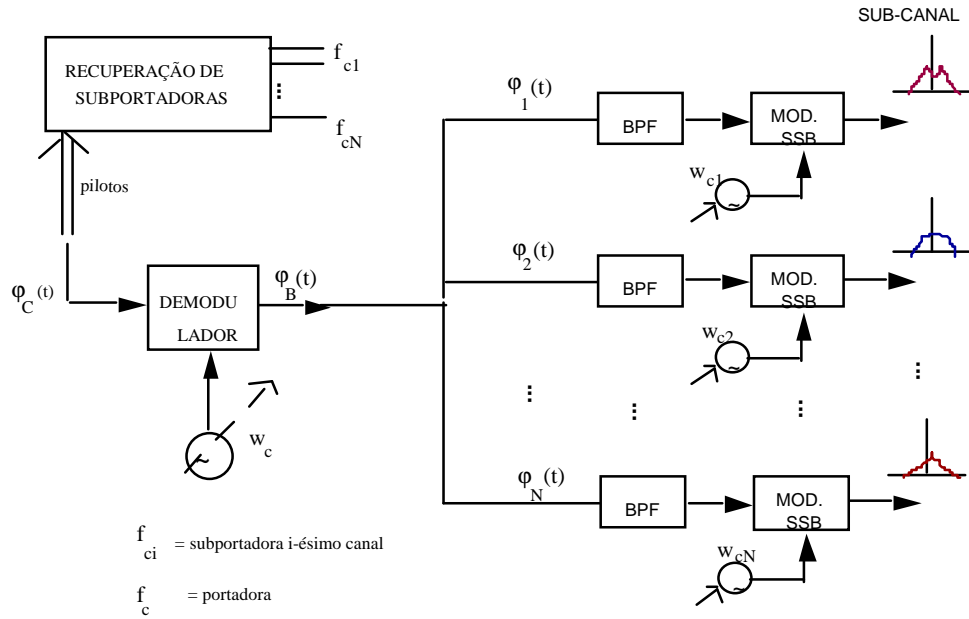


Figura 3.92 - Recepção de sinais FDM (Demultiplex FDM).

O maior problema da FDM é a diafonia (*crosstalk*), uma interferência indesejável entre canais. Existem basicamente duas formas de diafonia em FDM: a presença de não linearidades no sistema e a separação imperfeita nos filtros BPF. A existência de não linearidades causa uma diafonia inteligível, tipo linha cruzada em telefonia, enquanto que a diafonia causada pela separação dos sinais no banco de filtros não é inteligível.

O preço que se paga pela transmissão simultânea de vários canais é um aumento na Banda Passante exigida para o meio de transmissão. A banda necessária para o sinal multiplexado cresce linearmente com o número de canais: Se n canais banda limitada em w_m rad/s são multiplexados, a largura de faixa empregada deve ser $B_{MUX} = n f_m$ Hz. A MUX analógica (FDM) é usada em telefonia, especialmente em centrais interurbanas. Atualmente, contudo, as centrais modernas empregam a multiplexação digital TDM.

Multiplex WDM

Um caso especial de FDM ainda muito empregado atualmente consiste na aplicação em fibras ópticas, a chamada de Multiplexação por Divisão em Comprimento de Onda (**WDM**) e demux WDDM, usual nas faixas (0,82 e 1,3) μm e para (1,3 e 1,55) μm [BER et al. 1997]. Embora os sistemas FDM clássicos, usando modulação SSB, estejam em desuso, Sistemas com fibras ópticas usam largamente a multiplexação WDM (*Wavelength Division Multiplex*), que é essencialmente um FDM adotado a sinais ópticos. A informação de cada tributário é modulada usando um Diodo Laser (DL), que emite comprimento de onda específico para cada subcanal (os Diodos laser são as subportadoras do sistema). Como $\lambda = c/f$, multiplexar em comprimento de onda é o mesmo que multiplexar em frequência. Cada sinal é modulado individualmente e os sinais ópticos são combinados por um acoplador óptico (guia de onda planar). A figura a seguir ilustra um sistema WDM.

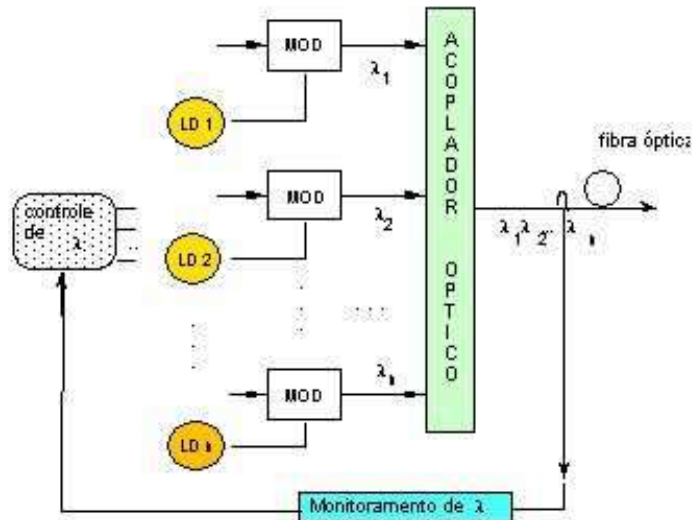


Figura 3.93 - Sistema WDM para multiplex em fibras ópticas. Diferentes Lasers são usados como portadora. A combinação dos sinais é implementada via acoplamento óptico. O circuito equivalente ao gerenciador de subportadoras em FDM corresponde ao monitoramento e controle dos comprimentos de onda.

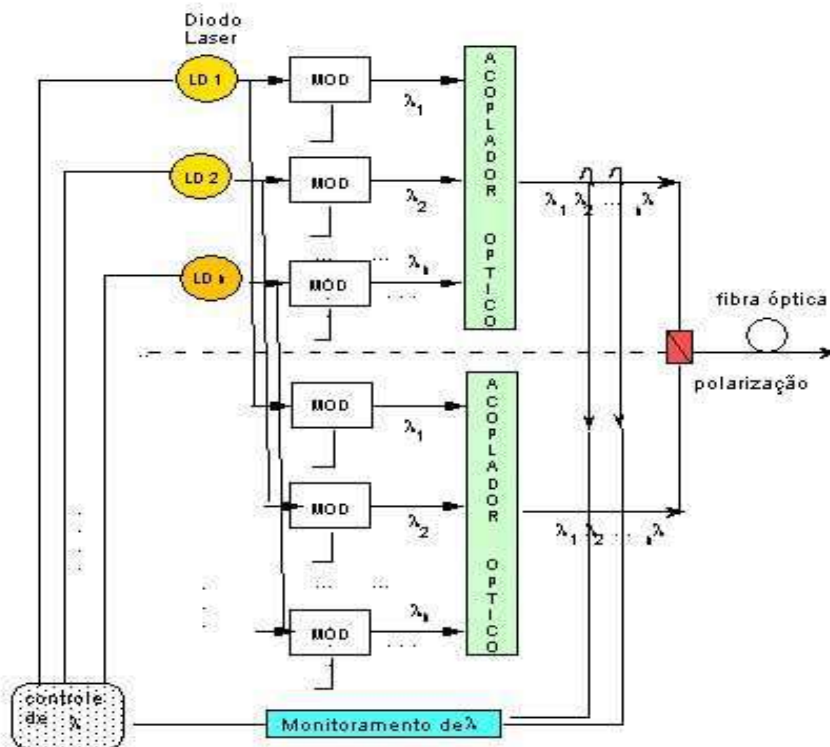


Figura 3.94 - Sistema de WDM. Multiplex óptico por Divisão em Comprimento de onda (incluindo uso de duas polarizações ortogonais).

A saída WDMed é monitorada continuamente, gerando uma realimentação para o controle dos comprimentos de onda usados nas subportadoras ópticas. Tipicamente, a capacidade do Mux pode ser dobrada usando uma multiplexação por polarização da luz (funciona como uma QDM!), como mostrado na Fig. 3.94.

CATV (TV por Assinatura via Cabo)

Outra aplicação direta da FDM é feita nos Sistemas CATV (Assinatura de Televisão por cabo). Grande parte das operadoras de cabo opera na faixa de 54 MHz a 450 MHz, provendo cerca de 60 canais AM-VSB multiplexados.

Hierarquias de Multiplexação

Muito embora seja possível multiplexar um número qualquer de canais, os sistemas comerciais de “mux” para voz em telefonia normalmente seguem uma Hierarquia. As hierarquias Européia e Americana são as mais adotadas no mundo.

Tabela III.4 - Hierarquia FDM Européia (adotada no Brasil).

DESIGNAÇÃO	Intervalo de Frequências	Banda Passante	Nº de Canais
Grupo	60-108 kHz	48 kHz	12
Super grupo	312-552 kHz	240 kHz	60
Grupo Mestre	812-2.044 kHz	1.232 kHz	300
Super Grupo Mestre	8.516-12.388 kHz	3,872 MHz	900
Banda básica 12M	316-12.388 kHz	12 MHz	2.700
Banda básica 60M	4.332-59.684 kHz	60 MHz	10.800

Tabela III.5 - Hierarquia FDM Americana.

DESIGNAÇÃO	Intervalo de Frequências	Banda Passante	Nº de Canais
Grupo	60-108 kHz	48 kHz	12
Super grupo	312-552 kHz	240 kHz	60
Grupo Mestre	564-3.084 kHz	2,52 MHz	600
Jumbo Grupo	0,5-17,5 MHz	17 MHz	3.600
Jumbo Grupo MUX	3,124-60,566 MHz	57 MHz	10.800

Para o sistema da "Bell"

1 supergrupo = 5 grupos
 1 grupo mestre = 10 supergrupos
 1 jumbo grupo = 6 grupos mestre
 1 jumbo grupo mux = 3 jumbos grupos

Para o sistema "CCITT"

1 supergrupo = 5 grupos
 1 grupo mestre = 5 supergrupos
 1 supergrupo mestre = 3 grupos mestre
 Banda 12MHz = 3 supergrupos mestre
 Banda 60MHz = 12 supergrupos mestre.

A banda passante exigida para um canal de voz é de 4 kHz; assim para multiplexar 12 canais de voz tem-se uma banda (mínima) $B=12 \times 4 = 48$ kHz etc.

Observa-se que à medida que as frequências de operação se elevam substancialmente, há aumento nas bandas de guarda correspondentes (devido às dificuldades no projeto dos filtros).

São introduzidos tons pilotos em cada grupo, supergrupo etc., para a medição e ajuste manual dos níveis na operação inicial e regulação automática dos níveis em operação normal. A necessidade da aplicação de um sistema hierárquico em FDM pode ser compreendida admitindo que se deseje, por exemplo, multiplexar 3.600 canais de voz. Com o uso da hierarquia, os problemas de filtragem são solucionados.

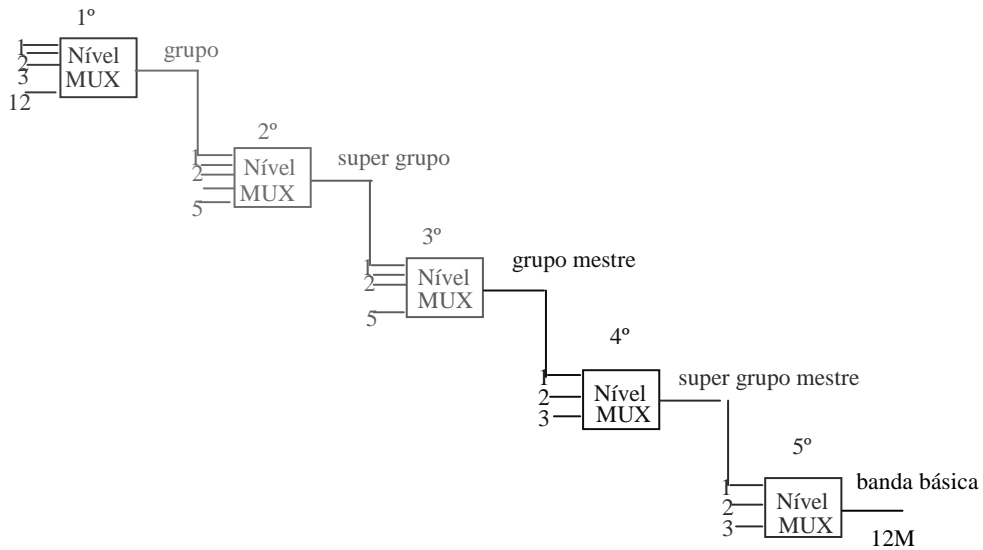


Figura 3.95 - Hierarquia FDM padrão CCITT adotada no Brasil.

O processo de multiplex usando a hierarquia CCITT é ilustrado mostrando alguns espectros.

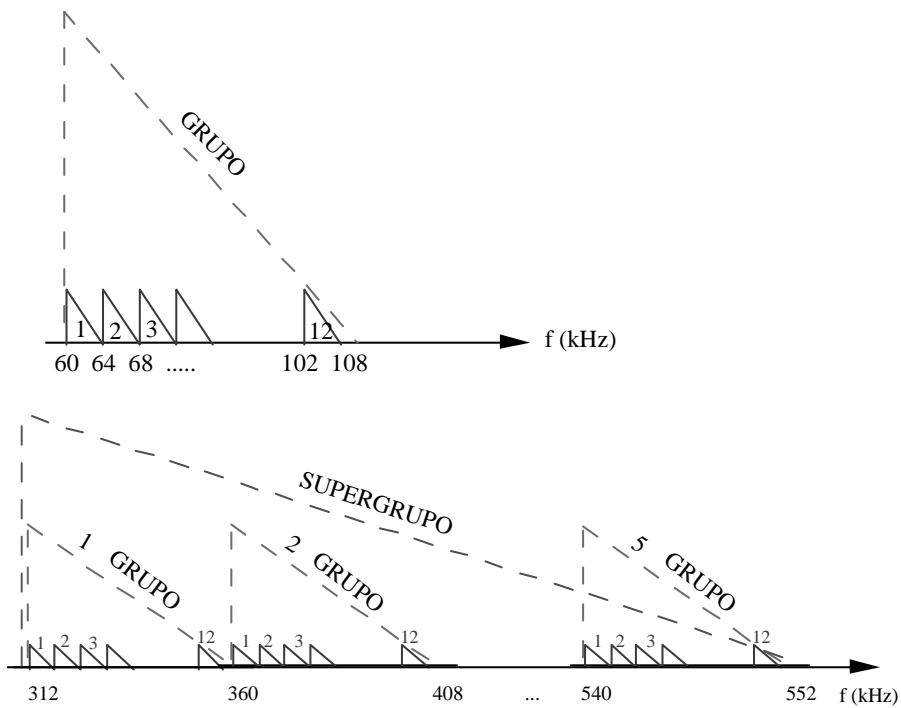


Figura 3.96 - Espectros na Hierarquia FDM (e.g. LSB). Grupo e supergrupo.

O estudo com detalhes destes sistemas de multiplexação (níveis de pilotos etc.) é deixado para cursos de telefonia [SAR 1980, ALE 1998].

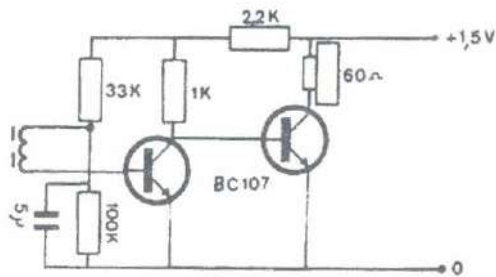


Figura 3.97 - Circuito para escuta em linha telefônica com acoplamento.

Em telefonia, não é possível que um assinante tenha um par de fios conectando-o a cada dos outros assinantes. Um sistema desta forma é inviável devido ao custo proibitivo e dificuldades de manutenção. Ao invés disto, são construídas **centrais locais** que recebem linhas dos usuários de uma dada área geográfica (frequentemente, bairro). Inicialmente, a ligação se fazia com uma operadora (telefonista) que atendia a chamada e realizava a ligação física o par de fios, conectando o assinante com a linha do usuário chamado (chamada de comutação de circuitos). A automatização do telefone chegou através de um episódio bastante curioso. Havia em Kansas City, por volta de 1888, duas empresas funerárias concorrentes. Um dos proprietários, (**Almon B. Strowger**) cujo negócio não ia bem, constatou que a telefonista da cidade era esposa do concorrente e priorizava todas as ligações locais sobre falecimentos. Indignado com a manobra, Strowger construiu o “comutador telefônico automático eletromecânico” que podia completar as ligações – sem intermediação da telefonista. A primeira central automática foi inaugurada em 1892, na cidade de La Porte no Estado de Indiana, atendendo 100 assinantes da localidade. Cada central automática tipicamente comporta até 10.000 assinantes, 0000 a 9999. A identificação completa do assinante é obtida através de um prefixo numérico indicativo da central (três dígitos), seguido do # do assinante na central. Para que assinantes de centrais locais distintas possam estabelecer uma comunicação, faz-se necessário que as centrais locais estejam conectadas entre si. O canal de interligação entre centrais locais (linhas inter-centrais) é usualmente referido como um tronco. São circuitos de tráfego intenso e é comum o uso da multiplexação FDM ou principalmente TDM (6º capítulo). No Brasil, em 1958, foi criada a telenordeste (associação de companhias telefônicas), seguida em 1959 pela criação, nos mesmos moldes, da telecentro e telesul. As três reunidas criaram a telebrasil, a primeira Cia telefônica de âmbito nacional, que deu origem à Telebrás.



Figura 3.98 - Almon Strowger (inventor da comutação).

PLANO DE NUMERAÇÃO- O 1º algarismo do assinante não deve ser 0 ou 1. O código 0 (e 00) é usado para chamadas interurbanas (e internacionais). O número inicial 1 é reservado para serviços especiais, utilidade pública e emergência, como: Informações, reclamação de defeitos, hora certa, despertador, polícia, Corpo de Bombeiros, falta de luz e força etc.

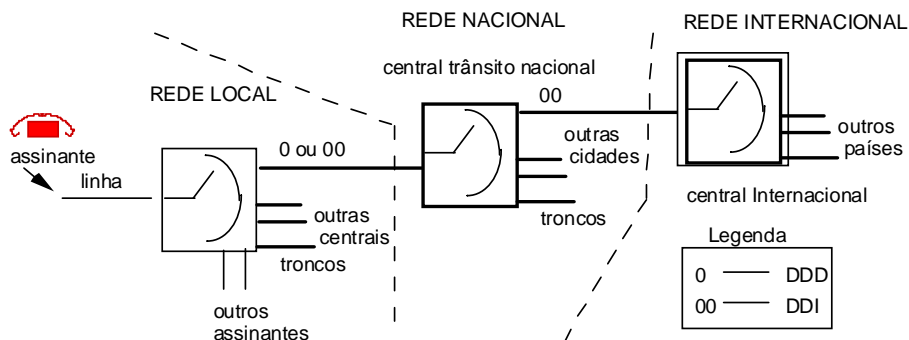


Figura 3.99 - Rede Telefônica: acessos DDD e DDI.

Tipicamente, centrais locais têm uma área de ação de raio 5 a 6 km. O esquema correspondente é mostrado na Fig. 3.100. No Brasil, apenas em 1922, instala-se a primeira central telefônica automática (comutada) em Porto Alegre.

Várias centrais locais podem ser interligadas através de uma **central de trânsito**. O tráfego interurbano é concentrado através das centrais de trânsito em uma **central interurbana**. Sem dúvida, a maior aplicação da MUX ocorre nas centrais interurbanas, onde o tráfego é intenso. Atualmente, elas são centrais digitais do tipo CPA-T – Central de Programação Armazenada, com comutação digital. Esta tecnologia foi introduzida no final da década de 70, especialmente com as centrais AXE Ericsson, NEAX Nec e EWSD Siemens [FERR 2005]. Com o aumento do número de assinantes, chega-se a um ponto em que muitas centrais locais significam aumento demasiado no número de troncos, impossibilitando a interligação entre todas elas. As **centrais tandem** são centrais especiais que comutam chamadas de diversas centrais locais (etimologia: do Latim, *tandem*=enfim). Elas desempenham uma função auxiliar e não possuem prefixos, não atendendo, portanto, assinantes.

Dados da Telebrás indicam 12.938.862 acessos em 1994, com densidade telefônica 9,4 p/ hab. Já em 1995, cerca de 15.587.365 acessos telefônicos instalados, correspondentes a uma densidade telefônica de 10,3 p/ hab. (por 100 habitantes). A título de indicar a rápida evolução da telefonia no Brasil, a DDD foi iniciada apenas em 1969, atendendo apenas duas localidades. Em 1970, apenas 15 cidades possuíam serviço DDD. (DDI em 1975). Compare com disponibilidade atual...

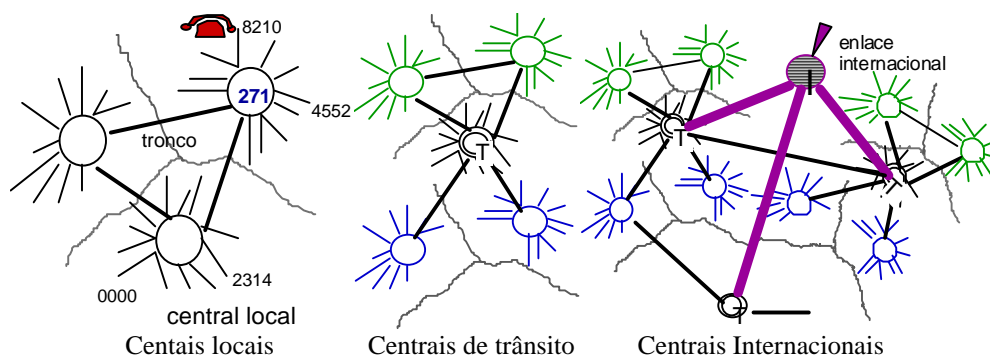


Figura 3.100 – Centrais locais, trânsito e internacionais.

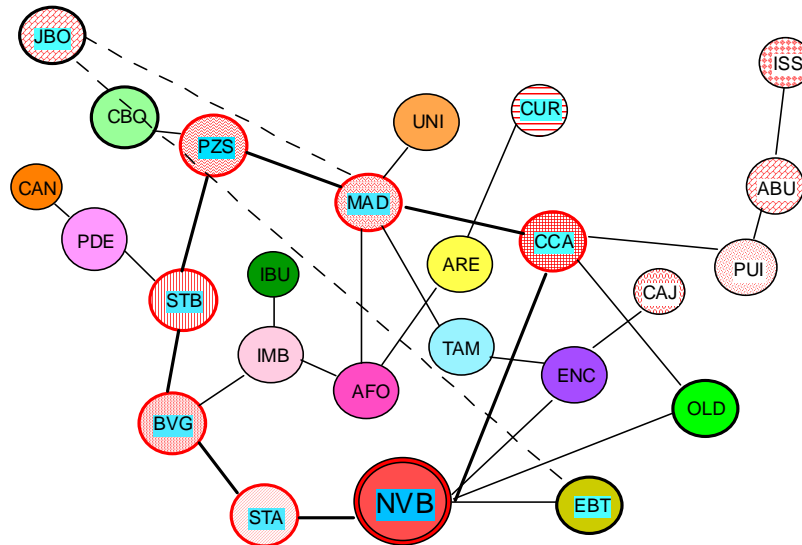


Figura 3.101 – Configuração de centrais telefônicas: Algumas centrais do grande Recife.

Anel principal: NBV (Nova Boa Vista), STA (Santo Antônio), BVG (Boa Viagem), STB (Setúbal), PZS (Prazeres), MAD (Madalena), CCA (Casa Caiada).

A seguir, o código de área dos estados brasileiros, usado em centrais interurbanas.

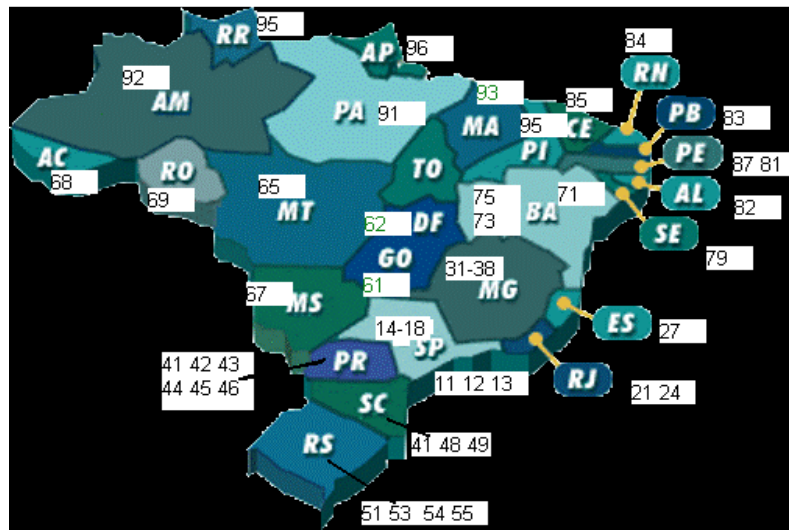


Figura 3.102 – Códigos de área dos estados brasileiros, em centrais interurbanas.

Plano de Numeração do Sistema Telefônico Brasileiro

Telefones com início 0: Ligações DDD

O formato é (0aa) nnnn-xxxx, no qual aa é um código de área (distribuído geograficamente) e nnnn-xxxx é o número do telefone chamado. Para discar é necessário selecionar uma operadora. Ela é especificada por dois dígitos XX antes do código de área, resultando: 0-XX-aa-xxxx, em que XX é o código da operadora.

Tabela III.6 – Códigos de Área

Acre (68)
Alagoas (82)
Amapá (96)
Amazonas (92 e 97)
Bahia (71, 73-75, 77)
Ceará (85 e 88)
Distrito Federal (61)
Espírito Santo (27 e 28)
Goiás (62 e 64)
Maranhão (98 e 99)
Mato Grosso (65 e 66)
Mato Grosso do Sul (67)
Minas Gerais (31 a 39)
Pará (91, 93 e 94)
Paraíba (83)
Paraná (41 a 46)
Pernambuco (81 e 87)
Piauí (86 e 89)
Rio de Janeiro (21, 22 e 24)
Rio Grande do Norte (84)
Rio Grande do Sul (51 a 55)
Rondônia (69)
Roraima (95)
Santa Catarina (47 a 49)
São Paulo (11 a 19)
Sergipe (79)
Tocantins (63)

Números especiais não geográficos

Têm o formato 0ppp-*nnn*-*nnnn*.

Exemplos típicos:

- 0300: Telefones com chamada plena
- 0500: telefones para doação, com máximo fixado em R\$ 30,00
- 0800: telefones sem custo para o usuário que efetua a ligação
- 0900: números de telefone com tarifação específica

Telefones com início 1:

Utilidade Pública

O formato padrão é 1*nn*:

- 100: Direitos humanos
- 128: emergência MERCOSUL
- 190: Polícia militar COPOM
- 191: Polícia rodoviária federal
- 192: ambulância
- 193: Bombeiros
- 194: Polícia federal
- 197: Polícia civil
- 198: Polícia rodoviária estadual
- 199: Defesa civil

Chamadas locais

O formato é *nnnn-nnnn*, no qual o primeiro dígito *n* identifica o serviço (fixo ou móvel) associado:

- 2 a 6: telefones fixos
- 7 a 9: celulares

Chamadas a cobrar

Digita-se o prefixo 9090 : para ligar *nnnn-nnnn*, disque 9090-*nnnn-nnnn*.

Ligações de Celulares

Prefixos podem ser '7', '8' ou '9', porém o '8' refere-se sempre aos sistemas GSM, enquanto que o '9' refere-se aos sistemas com base em AMPS, TDMA e CDMA.

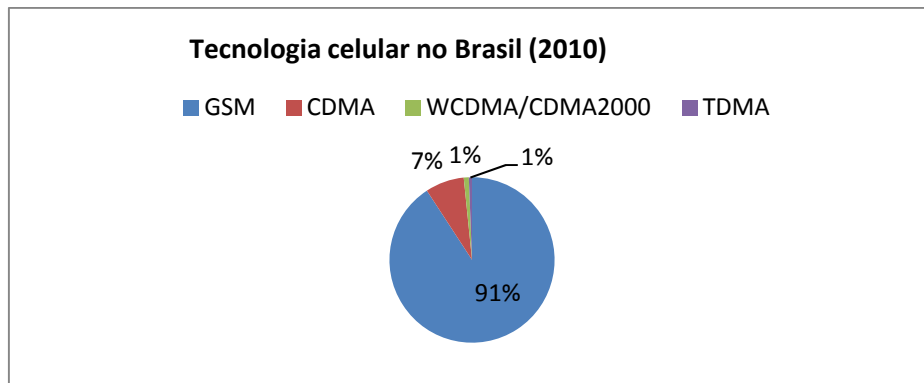


Figura 3.103 – Distribuição das tecnologias de celulares no Brasil.

O serviço telefônico Internacional é provido através de:

- i) Dois sistemas de cabos submarinos para a CEE; **Bracan** e **Atlantis**
- ii) Um sistema de cabo submarino para os EUA; **Brus** 1980
- iii) Comunicação por satélite: Intelsat e Inmarsat; 1969,
- iv) Enlaces de microondas (Argentina, Bolívia, Paraguai), 1978
- v) Cabos de fibras ópticas
- vi) cabos ópticos internacionais:
unisur (Brasil, Argentina e Uruguai); **Américas I** (Brasil EUA).

Unisur – Florianópolis Maldonado-UK

Bracan – Recife Canárias, Maio 1973

Brus – Fortaleza Miami, Outubro 1980

Atlantis – Recife Dakar (Senegal) Lagos (Portugal), Dezembro 1982

Americas I – Fortaleza St Thomas

Columbus II – St Thomas Lagos

Detalhes sobre a localização dos principais cabos de ligação nacional e internacional são ilustrados na próxima figura.



Figura 3.104 – Enlaces de cabos ópticos internacionais no Brasil.

As principais estações terrenas para transmissão internacional por satélite são: Tanguá (Itaboraí-RJ, inaugurada em 28/02/69) e Morungaba (Campinas-SP)

Evolução do número de terminais telefônicos no Brasil

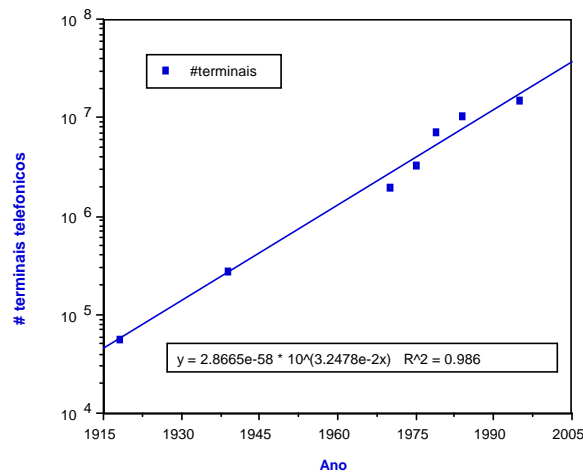


Figura 3.105 – Evolução do número de terminais fixos telefônicos no Brasil.

3.11 Sistemas de Modulação VSB

Outro tipo de modulação em amplitude é o AM VSB (*Vestigial Side Band*), ou banda lateral residual. Trata-se de um sistema híbrido do AM e SSB, concebido por **Harry Nyquist** (1889-1976), que reúne as vantagens de ambos. O sinal VSB é gerado filtrando um sinal AM de maneira que uma das bandas passa quase completamente, enquanto que apenas um resíduo da outra banda é obtido na saída do filtro. A figura a seguir ilustra um sinal VSB.

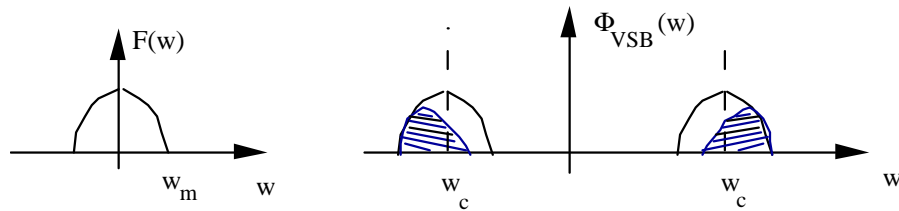


Figura 3.106 – Espectro do sinal VSB (parte hachurada).

Este sistema é indicado na transmissão AM de sinais moduladores com frequência máxima elevada, tendo conteúdo significativo nas baixas frequências. Esse é o caso da transmissão do sinal de vídeo de TV. Em geral, a largura de faixa necessária em VSB pode ser expressa por $B=(1+\alpha)f_m$, em que α denota o resíduo de banda lateral adotado.

Para sinais de vídeo $f_m \approx 4$ MHz, de forma que: $B_{AM} = 8$ MHz e $B_{SSB} = 4$ MHz. O uso da VSB proporciona uma economia na banda passante, $B_{VSB} = 6$ MHz, uma característica desejável encontrada na SSB. Com o uso de portadora de alta potência, a demodulação do sinal VSB pode ser realizada com detector de envoltória, de modo algo similar à detecção SSB com re-inserção da portadora. Isto implica em maior simplicidade e menor custo nos receptores, uma característica desejável encontrada na AM.

O transmissor VSB é mostrado na Fig. 3.107 e consiste de um modulador AM seguido por uma filtragem.

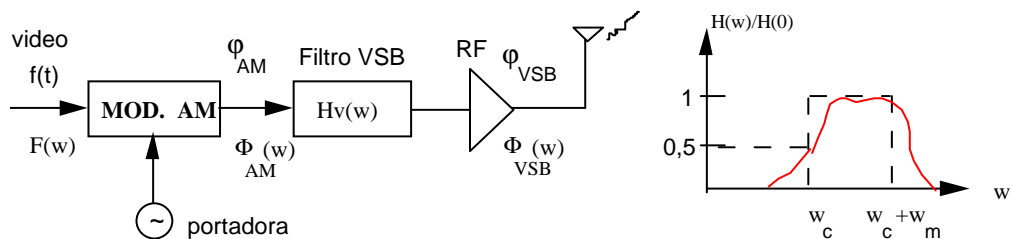


Figura 3.107 – Transmissor VSB para TV (Estação de Televisão).

Que condições devem ser consideradas no projeto do filtro VSB, de tal sorte que o sinal seja recuperado sem distorções? Para responder a esta pergunta, um sistema AM VSB com detecção síncrona será considerado (ainda que, na prática, o sistema tenha portadora de alta potência). A análise a seguir serve apenas para determinar condições sobre o projeto do filtro residual.

O espectro do sinal VSB é facilmente obtido do diagrama do receptor:

$$\phi_v(t) \leftrightarrow \phi_v(w)$$

em que

$$\phi_v(w) = H_v(w)\phi_{AM}(w) = H_v(w)\frac{1}{2}[F(w+w_c) + F(w-w_c)]$$

Realizando uma detecção síncrona ou recepção, admitindo que o oscilador local esteja sincronizado, têm-se $\phi_v(t)\cos w_c t$. Pelo teorema da modulação,

$$\phi_v(t)\cos w_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} \{ \phi_v(w+w_c) + \phi_v(w-w_c) \}$$

Substituindo $\Phi_V(\cdot)$ nesta expressão, obtém-se:

$$\phi_v(t)\cos w_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} \left\{ \frac{H_v(w+w_c)}{2} [F(w+2w_c) + F(w)] + \frac{H_v(w-w_c)}{2} [F(w-2w_c) + F(w)] \right\}$$

ou seja,

$$\Im \varphi_v(t) \cos w_c t = \frac{F(w)}{4} \{H_v(w - w_c) + H_v(w + w_c)\} + \frac{1}{4} \{H_v(w + w_c)F(w + 2w_c) + H_v(w - w_c)F(w - 2w_c)\}.$$

Graficamente, têm-se

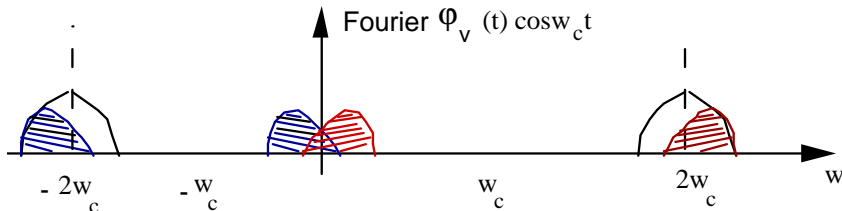


Figura 3.108 - Detecção síncrona do sinal VSB: Observe o sinal em LF.

Com o uso de um filtro passa baixa, o sinal obtido é

$$\Im \varphi_v(t) \cos w_c t |_{LPF} = \frac{F(w)}{4} \{H_v(w - w_c) + H_v(w + w_c)\}.$$

A condição para a re-obtenção sem distorção do sinal modulador implica em projetar o filtro vestigial de modo a verificar a relação:

$$\{H_v(w - w_c) + H_v(w + w_c)\} = cte, \quad |w| < w_m.$$

Portanto, deve haver uma simetria em torno de w_c na região de transição da função de transferência do filtro VSB. A região de transição do filtro inicia a atenuação dentro da banda lateral selecionada e prossegue até o resíduo da outra banda lateral.

As vantagens da modulação VSB são sumarizadas:

- Requer banda passante inferior a AM, ligeiramente superior a SSB;
- Uso de filtros com característica de atenuação mais gradual que os filtros usados em SSB;
- Geração usando moduladores AM, sabidamente de implementação mais simples (exceto portadora integral);
- Demodulação com detector de envelope, reduzindo sensivelmente o custo dos receptores;
- Imunidade no desvanecimento semelhante a do sistema SSB, superior aquela dos sistemas AM;
- Aproveitamento de potência mais eficiente que AM, porém inferior ao SSB.

A escolha na prática para transmissão do sinal de vídeo de TV recai em VSB. Os sistemas AM são preferíveis aos sistemas FM, neste caso específico. A principal razão é que a recepção com trajetórias múltiplas produz severas distorções no sinal quando FM é usado, enquanto que para AM isto resulta em fantasma, na imagem. Entre os sistemas AM, o VSB é adotado na TV comercial por proporcionar economia na banda passante e por apresentar um demodulador simples e prático. Ao invés do diagrama típico já apresentado, freqüentemente opta-se pelo transmissor tipo “portadora integral” (próxima figura). A idéia é evitar que a portadora gerada no modulador AM seja atenuada pelo filtro *vestigial*.

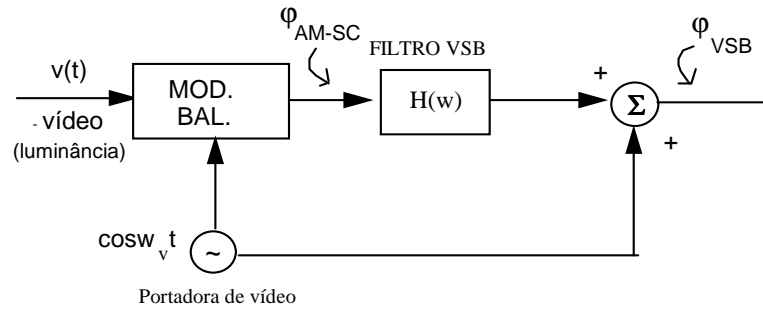


Figura 3.109 - Sistema AM-VSB com portadora integral.

Os videocassetes (VCR) operam a partir do sinal de vídeo (elétrico) gerado pela leitura do cassete e deve modulá-lo para que o aparelho de TV possa captar as imagens. Assim, há um modulador VSB interno em cada VCR e o sistema funciona (potencialmente) como uma estação transmissora de TV, embora com potência extremamente baixa. Este modulador é construído para uma portadora fixa, usualmente na frequência do canal 3, escolhido como padrão. Não há interesse fazer com que o modulador opere na frequência de qualquer canal-- o custo seria mais elevado. O tipo de modulador usado é normalmente modulador síncrono à diodo (chaveado tipo $[B \cdot \cos w_c t + f(t)]S(t)$), econômico e eficiente para o nível de potência gerado.

Diagrama fasorial VSB

Uma maneira de se produzir um sinal VSB é adicionando um pequeno par de bandas laterais ao sinal AM, mas em quadratura com a portadora. Isto é mostrado claramente no diagrama fasorial da figura que segue.

$$\varphi_{VSB}(t) = A(1 + m \cos w_m t) \cos w_c t + kmA \text{sen} w_m t \text{sen} w_c t, \quad 0 < |k| < 1.$$

Observa-se que para $k=0$, têm-se um sinal AM, enquanto que para $|k|=1$ um sinal SSB com portadora é gerado. Valores intermediários geram banda lateral residual.

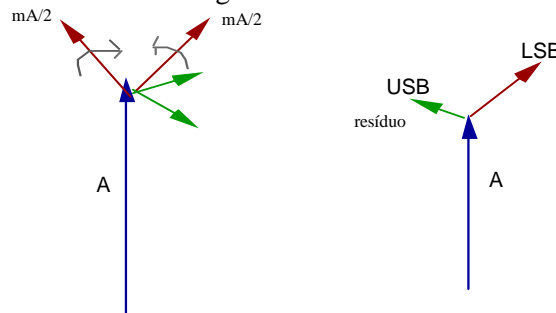


Figura 3.110 - Diagrama fasorial para o sinal VSB.

Unificando os sinais AM.

O uso da representação analítica de sinais SSB permite unificar a modelagem de sinais AM, colocando-as sob o mesmo formalismo:

$$\varphi(t) = A \{ [C + mf(t)] \cos w_c t - m \zeta(t) \text{sen} w_c t \}.$$

$\zeta(t)$ é um termo em quadratura, que pode ser inexistente, cancelar totalmente ou parcialmente uma das bandas laterais. $C=0$ ou 1 indica a presença ou ausência de portadora. Especificamente,

- | | | |
|---|---------------------------------|--------|
| Para $\zeta(t)=0$, tem-se | $\varphi(t) = \varphi_{AM}(t)$ | AM |
| Para $\zeta(t) = \pm \hat{f}(t)$, tem-se | $\varphi(t) = \varphi_{SSB}(t)$ | SSB-SC |
| Para valores intermediários de $\zeta(t)$, | | VSB+C |

3.12 Conversor de Frequência (Misturador)

A conversão de frequência é uma operação que translada o espectro de um sinal de uma faixa de frequência para outra faixa, (ou acima) da faixa inicial.

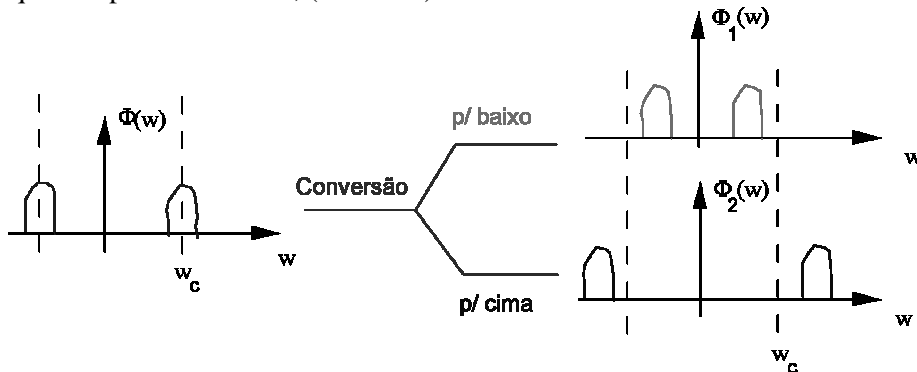


Figura 3.111 - Operação do conversor de frequências: os dois tipos de conversão (para baixo e para cima).

A operação de conversão de frequências é usualmente denominada de heterodinagem e os dispositivos que realizam esta operação são ditos misturadores (ou conversores). Heterodino tem etimologia derivada do grego: *heteros* (contra, oposto), *dynamis* (força). Lembrando que a modulação AM-SC translada o espectro, vê-se que a conversão pode ser efetuada por intermédio de um modulador balanceado seguido de um filtro passa-faixa. A heterodinagem é o princípio fundamental da maioria absoluta dos sistemas de comunicação sofisticados.

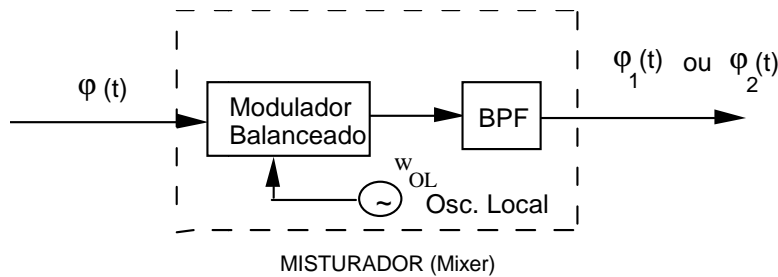


Figura 3.112 - Conversor de frequências (misturador).

O espectro do sinal após o modulador balanceado é mostrado na Fig. 3.113. A escolha do BPF adequado gera a conversão para baixo ou para cima; na figura é mostrada a conversão para frequências inferiores.

Para transladar um espectro centrado em w_c para aquele centrado numa nova frequência w_1 , $w_m < w_1 < w_c$, a frequência do oscilador local pode ser escolhida ou acima de w_c :

$$w_{OL} = w_c - w_1 \quad \text{ou} \quad w'_{OL} = w_c + w_1.$$

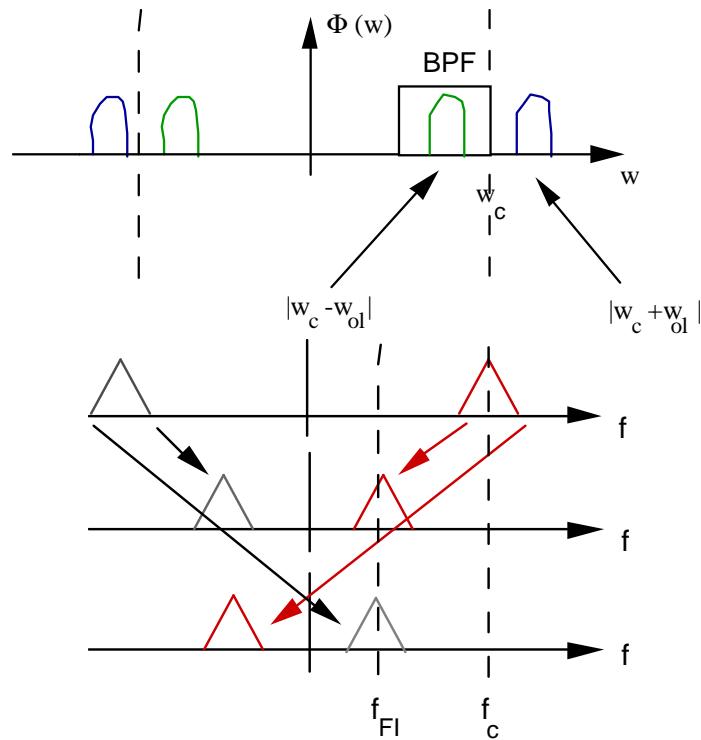


Figura 3.113 - Translação para frequências inferiores: operação do mixer.

Nos receptores, os mixers geralmente são empregados para transladar o sinal de radiofrequência para uma faixa de frequências situada entre a banda básica e a radiofrequência (conversão para baixo).

Exercício 16.

A implementação de misturadores pode ser realizada facilmente com o auxílio de transistores (Fig. 3.114). Um possível circuito é apresentado e analisado a seguir.

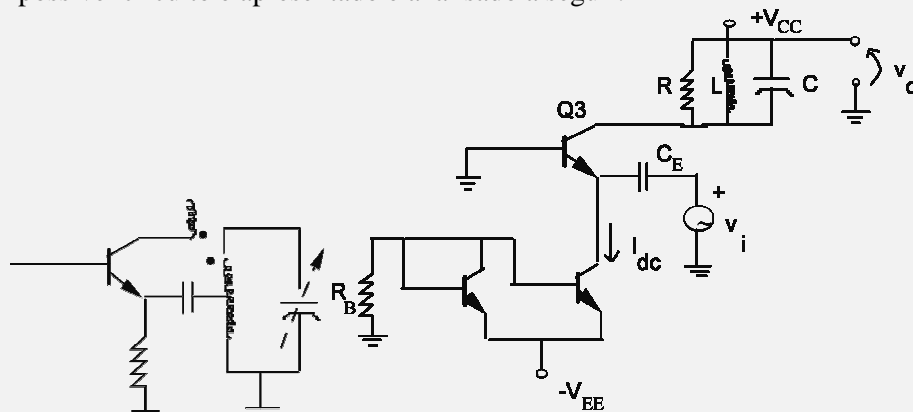


Figura 3.114 - Misturadores (circuitos típicos).

Solução. O sinal aplicado corresponde a $v_i = A \cdot \cos w_{ol}t + r(t) \cdot \cos w_c t$, em que $r(t)$ é a envoltória do

sinal AM. No transistor Q_3 , $v_{EE} = v_C + v_{DC}$. A corrente do emissor é dada por $i_E = I_{E1} e^{\frac{v_{BE}q}{KT}}$

Então
$$i_E = i_{ES} e^{\frac{V_{DC}q}{KT}} e^{x \cos w_{ol}t} e^{\frac{q \cdot r(t)}{KT} \cos w_c t}, x \equiv \frac{qA}{KT}$$

Se $|r(t)| < 2,6 \text{ mV}$, então usando a aproximação em série de Taylor

$$e^{\frac{q \cdot r(t)}{kT} \cos w_c t} \approx 1 + \frac{q \cdot r(t)}{kT} \cos w_c t$$

A função $e^{x \cos w_{OL} t}$ é periódica e pode ser expandida em série de Fourier, resultando

$$e^{x \cos w_{OL} t} = i_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} I_n(x) \cos n w_{OL} t, \quad -\infty < t < +\infty,$$

em que $I_n(x)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie e de ordem n [ABRA&STE 1968]. Assim,

$$i_E \approx I_{ES} e^{V_{dc} q / kT} I_0(x) \left[1 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2 I_n(x)}{I_0(x)} \cos n w_{OL} t \right] \left[1 + \frac{q r(t)}{kT} \cos w_c t \right].$$

A componente de corrente contínua de i_E corresponde a I_{DC} , isto é, $I_{DC} = I_{ES} e^{V_{DC} \frac{q}{kT}} I_0(x)$. Lembrando que $i_c = \alpha i_E$ e usando a identidade trigonométrica $\cos A \cdot \cos B = 1/2 [\cos(A+B) + \cos(A-B)]$, supondo ainda que o filtro RLC paralelo é sintonizado em $w_{FI} = w_{OL} - w_c$, então:

$$v_o(t) = V_{cc} - R \frac{\alpha q}{kT} I_{ES} e^{V_{dc} q / kT} I_0(x) \cdot \frac{I_1(x)}{I_0(x)} r(t) \cos w_{FI} t.$$

Logo, $v_o(t) = V_{cc} - g_c R r(t) \cos w_{FI} t$, em que $g_c := \frac{\alpha q}{kT} I_{dc} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$ é a transcondutância de conversão. Este tipo de misturador amplifica o sinal, além de transladá-lo em frequência. São empregados em grande parte dos receptores superheteródinos existentes (mixer tipo amplificação + translação).

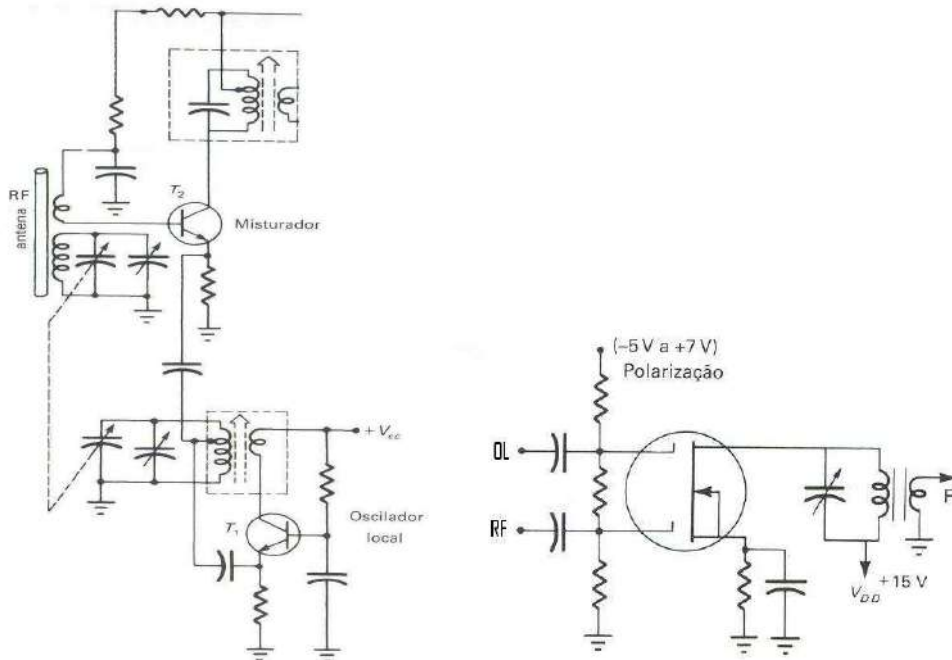


Figura 3.115 – Diversos arranjos de misturadores.

Sistema ISB (Bandas Laterais Independentes)

Em certas aplicações, ambas as bandas laterais AM são usadas, porém transportando informações diferentes. O sinal gerado desta forma, com ou sem *portadora piloto*, é chamado de ISB. O arranjo é mostrado no diagrama a seguir e obviamente trata-se de uma Multiplexação FDM para dois canais de voz.

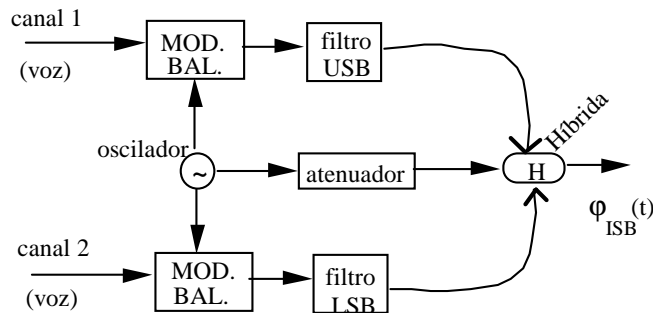


Figura 3.116 - Sistema ISB com piloto.

Data sheets

interSil

HA7210

Date Sheet

February 1999

File Number 0389.8

10kHz to 10MHz, Low Power Crystal Oscillator

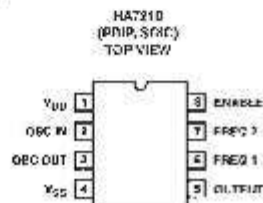
The HA7210 is a very low power crystal controlled oscillator that can be externally programmed to operate between 10kHz and 10MHz. For normal operation it requires only the addition of a crystal. The part exhibits very high stability over a wide operating voltage and temperature range.

The HA7210 also features a disable mode that switches the output to a high impedance state. This feature is useful for minimizing power dissipation during standby and when multiple oscillator circuits are employed.

Ordering information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
HA7210IP	-50 to 75	8 Pin PDIP	F37
HA7210ID (-40 to 125)	-50 to 125	8 Pin SOIC	M012
HA7210CY	-50 to 75	DFP	

Pinout



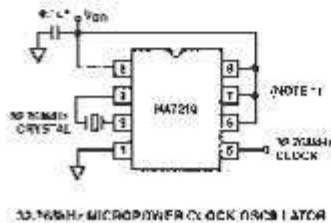
Features

- Single Supply Operation at 32kHz 2V to 7V
- Operating Frequency Range: 10kHz to 10MHz
- Supply Current at 32kHz 5µA
- Supply Current at 1MHz 130µA
- Drives 2 CMOS Loads
- Only Requires an External Crystal for Operation

Applications

- Battery Powered Circuits
- Remote Metering
- Embedded Microprocessors
- Palm Topnotebook PC
- Printed Literature
 - AN-934: Improving HA7210 Start-Up Time

Typical Application Circuit



PROBLEMAS PROPOSTOS III.

3.1 Defina o que você entende por modulação e explique quais as finalidades desta operação. Discuta sobre a utilidade dos moduladores. Resp. Vide texto.

3.2 É possível recuperar sinais AM que sofreram sobremodulação? Explique. Resp. Sim, detecção síncrona.

3.3 Mostre que a tensão eficaz de uma senoide é $V_{eff} = A/\sqrt{2}$. Resp. $V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T A^2 \cos^2 \omega_0 t dt}$. Use $\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$ (a 2ª integral anula-se).

3.4 Mostre que a potência média normalizada do sinal $A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ é dada por: $\frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2)$. Generalize o resultado, mostrando que é válido para várias senoides. Sugestão: Mostre que o período do sinal é o Mínimo Múltiplo Comum de ω_1 e ω_2 . Sob que condições o resultado acima é válido? Resp. A razão ω_1/ω_2 não pode ser irracional.

3.5 Um sinal DSB, com sinal modulador senoidal, dissipa uma potência média de 225 W. Sabendo que a portadora não modulada tem amplitude 20 V, pede-se calcular o índice de modulação. Resp. 0,5.

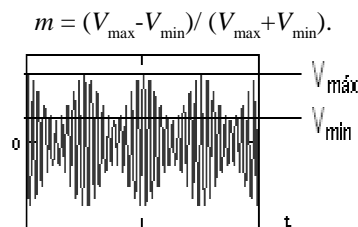
3.6 Explicar o funcionamento de um modulador balanceado e de um demodulador síncrono. Resp. Vide texto.

3.7 Método do Trapézio: Identifique a forma de onda na tela de um osciloscópio no qual um tom senoidal modulado AM é injetado no eixo vertical, e desligando a varredura, sendo o (mesmo) sinal modulador aplicado no horizontal – modo de operação X-Y. Resp. $X = \cos \omega_m t$ e $Y = A[1 + mX] \cos \omega_c t$ (equação de uma reta).

3.8 a) Qual a largura de faixa ocupada por um sinal que consiste da modulação AM de um sinal modulador tom de 15 kHz, com índice de modulação 0,5? Esboçar graficamente este sinal AM nos domínios tempo e frequência, respectivamente.

b) Sendo um sinal AM dado por: $\varphi(t) = 0,125 \cos(2\pi \cdot 10^4 t) + 4 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^3 t) + 0,125 \cos(2\pi \cdot 12 \cdot 10^3 t)$, pede-se determinar: A frequência da portadora, o índice de modulação, a frequência do tom modulador, a potência média e de pico dissipadas. Resp. a) $B = 30$ kHz b) 11kHz, 1/16, 1kHz, $8 + 1/64$ W, $17^2/16$ W.

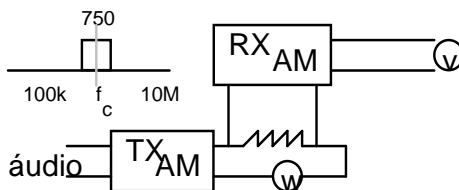
3.9 Um método simples para avaliar o índice de modulação de um sinal AM com tom senoidal consiste em visualizar o sinal AM num osciloscópio e medir as tensões V_{max} e V_{min} da envolvente, como na figura a seguir. Mostre que o índice de modulação vale



3.10 A forma de onda mais ou menos arbitrária $v(t)$ corresponde a um sinal banda limitada em ω_m rad/seg. Mostre que o sinal $v^2(t)$ é também um sinal banda limitada, com componentes restritas à faixa $|\omega| \leq 2\omega_m$. Generalize. Resp. $v^n(t) \Rightarrow |\omega| \leq n\omega_m$.

3.11 Compare as potências média e de pico necessárias para gerar os seguintes sinais: AM, AM-SC e SSB. São dados: O sinal modulador $2 \cdot \cos 2\pi 10^3 t$, portadora $10 \cdot \cos 2\pi 10^6 t$. Resp. 51 W, 1 W, 1/2 W.

3.12 Um transmissor AM é testado com uma carga R e um receptor banda estreita cuja seção de RF é varrida continuamente na faixa 100 kHz à 10 MHz (vide curva de seletividade). Na ausência de áudio, o wattímetro indica 100 W e o voltímetro de valor de pico indica 10 V na frequência 1 MHz. Com um sinal de áudio de 10 V e 1 kHz, o wattímetro indica 150 W. Que frequências existem na saída do receptor e quais as diferentes amplitudes lidas no voltímetro? Resp. $R=0,5 \Omega$, $m=1$, $v_{pico}=20$ V. 1 MHz, 1 MHz \pm 1 kHz.



3.13 Comparar em dB as potências necessárias a dois transmissores, AM e AM-SC, para cobrir uma determinada área com igual intensidade de sinal no receptor.

Resp. $P_{AM} = \frac{A^2}{2} + \frac{m^2 A^2}{4}$; $P_{SC} = \frac{B^2}{4} = m^2 A^2 \Rightarrow 4$. (quatro vezes maior!).

3.14 Comparar os diversos tipos de modulação AM do ponto de vista de:

- a) Simplicidade de equipamento
- b) Eficiência no uso de potência do transmissor
- c) Largura de faixa ocupada.

3.15 Um transmissor irradia 1 kW com portadora não modulada. Quando o sinal de áudio consiste de dois tons com profundidade de modulação 40% e 50%, respectivamente, qual a potência irradiada? Resp. 1,205 kW.

3.16 Dimensionar um detector de envoltória. Considere um sinal com as seguintes características:

- Frequência da portadora 1 MHz
- Índice de modulação 0,4
- Frequência máxima do sinal modulador 5 k Hz.

Resp. $1 \mu\text{seg} \ll RC \leq \left(\frac{5\sqrt{0,84}}{2\pi} \right) \cdot 100 \mu\text{seg}$, e.g. $RC = 40 \mu\text{seg}$.

3.17 Calcular as potências (média e de pico) associadas aos sinais:

- a) $10 \cdot [1 + 0,6 \cos w_m t] \cdot \cos w_c t$ b) $8 \cdot \cos w_m t \cos w_c t$
- c) $4 \cdot \cos w_m t \cos w_c t - 4 \cdot \text{sen} w_m t \text{sen} w_c t$. Dimensionar a constante RC de um detector de envoltória para demodular o sinal item a.

3.18 Encontre valores típicos para a constante RC do detector de envoltória para rádio-difusão AM. (Resp. e.g. 22 μseg).

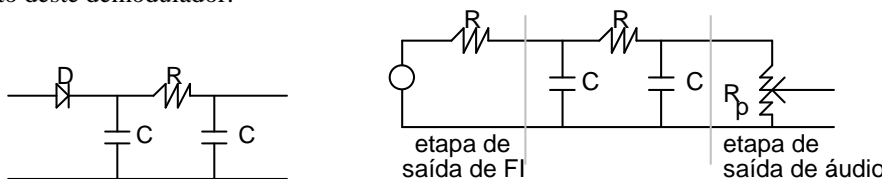
3.19 Um detector de envoltória é usado para recuperar o sinal modulador a partir do sinal AM $\varphi(t) = [1 + m(t)] \cdot \cos w_c t$, em que $m(t)$ é uma onda quadrada tomando valores 0 (zero) Volt ou -0,5 Volt, e tendo um período $T \gg 1/f_c$. Esboçar graficamente o sinal recuperado quando $RC = T/20$ e quando $RC = 4T$.

Resp. A descarga do capacitor ocorre em um tempo da ordem de $5RC$ a) $RC = T/4$ b) $5RC = 20T$ (sinal praticamente dc).

3.20 Mostre que um sinal AM-SC $f(t) \cdot \cos w_c t$ aplicado a um diodo retificador ideal de um detector de envoltória, implica na re-obtenção do módulo de $f(t)$.

Sugestão: $|f(t)| = f(t) \cdot \text{sgn}f(t)$ e $u(t) = 0,5(1 + \text{sgn}(t))$.

3.21 Frequentemente adota-se um detector de envoltória com circuito em Π , também dito *CRC*. Analise o funcionamento deste demodulador.



O filtro em Π deve ser projetado para filtrar LPF o sinal AM retificado com frequência de corte em torno de f_m , a máxima frequência do sinal de áudio. Admitindo que a impedância de saída da etapa de FI é 100Ω , e que o potenciômetro de volume da saída de áudio é de $5 \text{ k}\Omega$ log, e sabendo que a função de transferência é expressa por

$$|H(\omega)| = \frac{R_p}{\sqrt{[(2R + R_p) - R_p(\omega RC)]^2 + \omega^2 [2R_p RC + R^2 C + R_p RC]^2}}$$

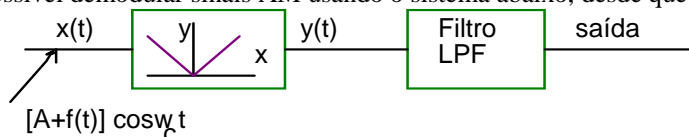
dimensione os capacitores de forma a assegurar uma frequência de corte próxima a 5 kHz (sinal da envoltória).

Resp: $.1 \mu\text{F}$.

3.22 Pede-se determinar, para um detector de envoltória, o menor valor prático de f_c/W , i.e., da relação entre a frequência da portadora e a largura de faixa do sinal em banda básica. Verifique a condição no caso de rádio comercial. Sugestões: Mostre que $RC \gg 1/f_0$. Para que o detector acompanhe a envoltória, deve-se considerar o instante particular t^* em que a taxa de variação da envoltória é máxima. Obtenha então $\exp(-1/RCf_0) \leq 1 + \cos(\pi/2 + \omega_m t/f_0)$, para $m=1$ e em $t^* = \pi/2\omega_m$ ($\omega_m t = \pi/2$). Usando a aproximação em série de Taylor, conclua que $1 - 1/(RCf_0) \leq 1 - \sin(2\pi f_m/f_0)$. Combinando as duas equações sobre RC , chega-se a $f_0/2\pi \gg W = f_m$.

Resp. $f_c/f_m > 20\pi \approx 60$.

3.23 Mostrar que é possível demodular sinais AM usando o sistema abaixo, desde que se tenha $|f(t)| < A$.



- Determinar o espectro de frequências dos sinais $x(t)$, $y(t)$ e $z(t)$.
- Qual a largura de faixa mínima necessária para o filtro passa-baixa?

3.24 Um amplificador linear supostamente apresenta uma pequena não linearidade, sendo sua característica $v_o = 10v_i + 0,5v_i^2$. Determine a distorção do 2º harmônico, i.e., a relação entre as amplitudes do 2º harmônico e a fundamental. Tomando $v_i = \cos \omega_m t$, determine todas as frequências presentes na saída, bem como as potências associadas.

Resp. -38 dB , $\frac{1}{8} + 10 \cos \omega_m t + \frac{1}{8} \cos 2\omega_m t$ (dc, ω_m , $2\omega_m$).

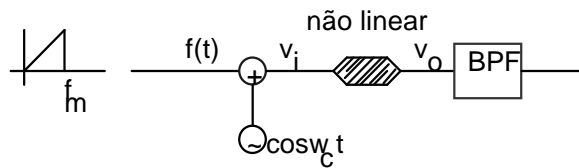
3.25 Um diodo semiconductor na temperatura ambiente tem característica expressa por $i = I_0(e^{40v} - 1)$. Admitindo $v = 0,01(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$, expanda i em série de potências até a terceira ordem, e observe as amplitudes e frequências presentes na saída.

Resp. $\omega_1, \omega_2, \omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2, 2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 + \omega_1, 2\omega_2 - \omega_1$.

3.26 Dado o sinal $\varphi(t) = 4 \cos 2\pi 13 \cdot 10^3 t + 3 \cos 2\pi 11 \cdot 10^3 t + \cos 2\pi 9 \cdot 10^3 t$, determinar o sinal de banda básica resultante da demodulação síncrona de φ , usando um oscilador de frequência 10 kHz .

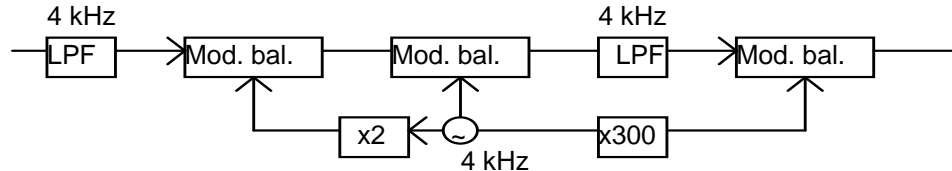
Resp. $2 \cos(2\pi \cdot 1 \text{ kHz}) + 2 \cos(2\pi \cdot 3 \text{ kHz})$.

3.27 Um circuito para geração de AM pequenos sinais usa um dispositivo não linear de característica $v_o = bv_i + cv_i^2 + dv_i^3$. Encontre o espectro $V_o(\omega)$ do sinal de saída e determine sob que condições um sinal AM é obtido sem grandes distorções.



3.28 Explicar o funcionamento de um detector AM o qual é composto de um retificador de onda completa seguido de um LFP. Esboce as formas de onda nas saídas.

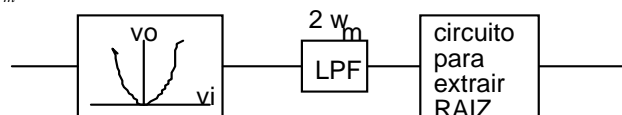
3.29 Analise a operação do transmissor abaixo, esquematizando os espectros em cada ponto do diagrama. Considere a entrada como um sinal de voz.



-Os blocos $\times N$ representam multiplicadores de frequência. Resp. Modulação AM-SC com a banda de frequências (graves-agudos) invertida.

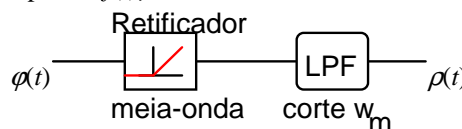
Resp. Modulação AM SC com banda de frequências (graves e agudos) invertida.

3.30 Mostrar que o sistema mostrado a seguir é capaz de demodular sinais AM. Será possível recuperar sinal AM-SC? Assuma $w_c \gg w_m$.



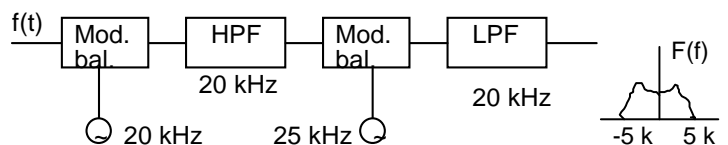
Resp. Sendo ϕ um sinal AM, $\sqrt{\phi^2(t)}|_{LFP} = \frac{A}{\sqrt{2}}|1+f(t)|$. Não.

3.31 O sistema ilustrado representa um demodulador para AM. Determine a expressão do sinal $\rho(t)$ na saída, admitindo $\phi(t)=(A+f(t)).\cos w_c t$. Suponha $|f(t)| < A$.



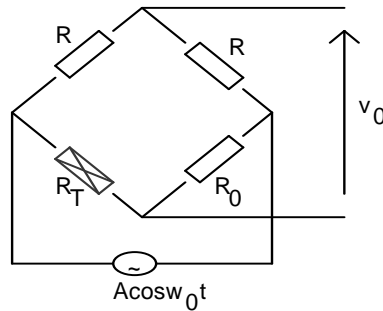
Resp. Na saída tem-se $(A+f(t)).S(t)$, em que $S(t)$ representa um cosseno com retificação de meia onda. Após o LFP, o sinal obtido é $[A+f(t)]a_0=[A+f(t)]/\pi$.

3.32 O sistema mostrado abaixo representa uma forma simplificada de embaralhamento de voz (*scrambling*), usado para assegurar privacidade. Analise a operação do sistema esquematizando os espectros nos pontos a,b,c e d. Mostre que a decodificação pode ser feita por um circuito idêntico. Considere $f(t) \leftrightarrow F(w)$.



Resp. Espectro com altas e baixas frequências invertidas.

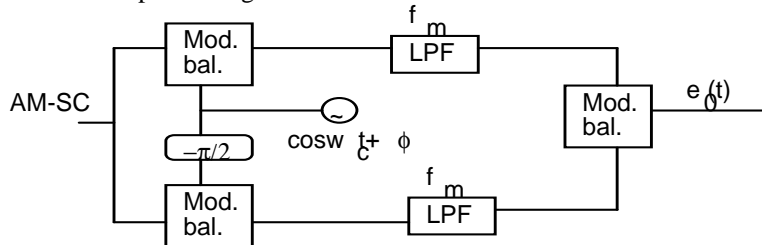
3.33 O circuito em ponte de Wheatstone é freqüentemente usado em medidas de grandezas para as quais existem transdutores cuja resistência varia linearmente com um parâmetro $f(t)$ a medir, $R_T=R_0[1+\alpha f(t)]$, em que $|\alpha f(t)| \ll 1$. Determine a saída da ponte e o tipo de modulação.



Resp. $v_0(t) = \frac{R_T - R_0}{2(R_T + R_0)} A \cos w_0 t \approx \frac{AR_0 \alpha f(t)}{4R_0} \cos w_0 t$ sinal AM-SC.

3.34 a) Considere um sinal $f(t)$, banda limitada em f_m Hz, modulado em AM-SC. A detecção síncrona é empregada no receptor, e o oscilador apresenta um erro de fase ϕ com relação à portadora. Se ϕ é constante, o sinal é recuperado?

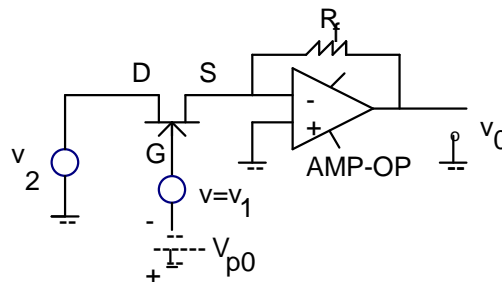
b) Devido às variações na trajetória de propagação do sinal, e.g., causadas por mudanças aleatórias nas condições atmosféricas, o erro de fase ϕ varia de modo aleatório. Determine a saída $e_0(t)$ no circuito abaixo e comente como usá-lo para corrigir o erro de fase.



Resp. $\varphi^3(t) = (A/2) f(t) \cdot \cos \phi$, $\varphi_3(t) = (A/2) f(t) \cdot \sin \phi$, $e_0(t) = \varphi^3(t) \cdot \varphi_3(t) \cong A^2 f^2(t) \cdot \phi$ para pequenos erros de fase. Como $f^2(t)$ é positivo, o sinal de $e_0(\cdot)$ depende de ϕ .

3.35 Verifique o desempenho da detecção de sinais AM, no caso de propagação com trajetos múltiplos, onde o sinal recebido é $\varphi(t) + \alpha \varphi(t - t_a)$, $|\alpha| < 1$. Faça as aproximações necessárias. a) detecção síncrona de AM-SC b) detecção de envelope de AM-DSB. Investigue especialmente as diferenças quando $w_c t_a \approx n\pi$ e $w_c t_a \approx (n+1/2)\pi$.

3.36 Analise o modulador AM mostrado:



Admita as seguintes restrições: $v_{ds} < 100$ mV para limitar a distorção; $0 < v < |V_{p0}| + 0,7$ V para garantir polarização na região de saturação.

a) Mostre que um transistor de efeito de campo JFET canal N operando na região de saturação, funciona como uma condutância controlada à tensão.

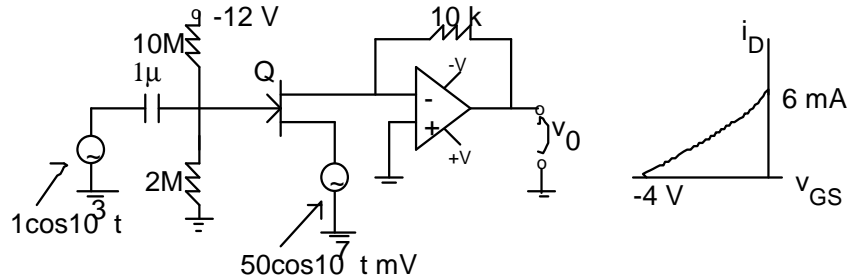
b) A tensão de saída na montagem inversora pode ser escrita em termos da condutância Dreno-Fonte do

JFET. Mostre então que $v_0(t) = -R_f 2 \frac{I_{DSS}}{V_{p0}^2} v_1(t)v_2(t)$. Sugestão: Calcule $g_{DS} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$.

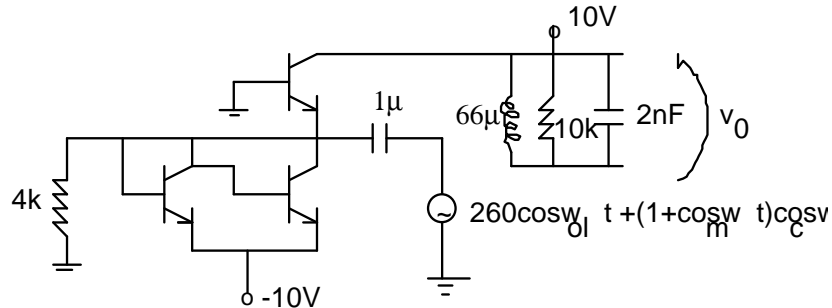
Resp. $g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_{p0}^2} v_1$.

3.37 Projete um circuito simples para gerar áudio com voz do pato Donald.

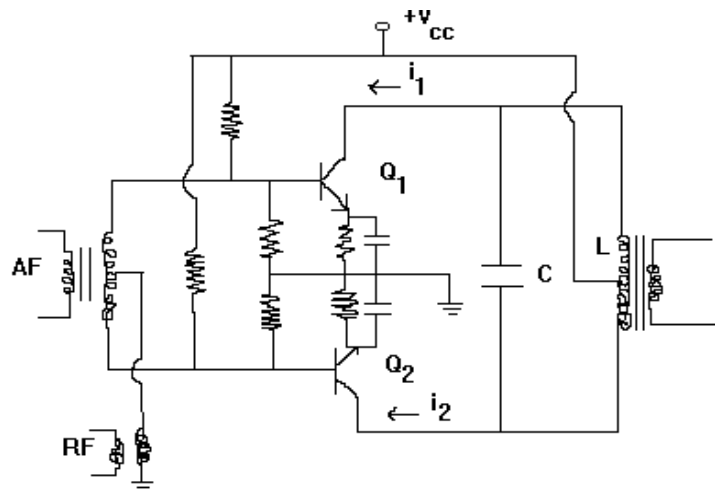
3.38 Obtenha a expressão para a tensão de saída $v_o(t)$ do modulador empregando FET mostrando:



3.39 Obtenha a saída $v_o(t)$ para o circuito mostrado a seguir, e interprete o resultado.



3.40 Comente o circuito abaixo, assumindo que Q_1 e Q_2 são praticamente idênticos, e as correntes de saturação do emissor são $I_{ES1} = I_{ES2}$.



Suponha que o sinal modulador é um tom de 1 kHz de amplitude 0,5 V e que a portadora RF tem amplitude 1V na frequência 1 MHz. Admita o tanque LC sintonizado na frequência da portadora. Determine a expressão do sinal de saída.

Sugestão: Obtenha a relação $i_c \times v_{BE}$ considerando apenas o termo quadrático no desenvolvimento em série de Taylor.

Resp. $v_{BE} = a \cos \omega_c t \pm f(t)$ $i_0 = 4k\beta a f(t) \cos \omega_c t$ $i_c = \alpha v_{BE} + \beta v_{BE}^2$;
 $i_0 = k(i_1 - i_2) = k(2\alpha f(t) + 4\beta a f(t) \cos \omega_c t)$

3.41 (Dificuldades de supressão de portadora). Admita no problema anterior que Q1 e Q2 apresentam um ligeiro desbalanceamento. Avalie o fator de supressão supondo que:

a) $i_{C_2} = 2 v_{BE_2} + 0,50 v_{BE_2}^2$ e $i_{C_1} = 2,05 v_{BE_1} + 0,50 v_{BE_1}^2$

b) $i_{C_2} = 2 v_{BE_2} + 0,51 v_{BE_2}^2$ e $i_{C_1} = 2,10 v_{BE_1} + 0,49 v_{BE_1}^2$

Resp. 26,4 dB - razoável, 20,8 dB - baixa. Sugestão: Mostre que no caso geral $i_c = b v_{BE} + c v_{BE}^2$ tem-se

$$S = 20 \log_{10} \left(1 + 2A_m \frac{c_1 + c_2}{|b_1 - b_2|} \right) \text{ dB}.$$

3.42 Um sinal AM-SC é demodulado com re-inserção de portadora, seguida de detecção de envoltória convencional. Para um tom modulado $\varphi_{AM-SC}(t) = A \cos \omega_m t \cos \omega_c t$, sendo a portadora re-inserida $A' \cos(\omega_c t + \theta)$, determine a razão A/A' de modo a manter a distorção do 2º harmônico inferior a 5%, assumindo $A/A' \ll 1$ e $\theta \ll \pi/2$.

Resp. $A/A' < 0,2$.

3.43 Seja $v(t) = \sum_{i=1}^N [\cos \omega_c t \cos(\omega_i t + \theta_i) - \sin \omega_c t \sin(\omega_i t + \theta_i)]$.

a) Mostre que o sinal é um sinal SSB-SC. O sinal $v(t)$ representa uma banda lateral superior ou inferior? Explique.

b) Escrever a expressão para a banda lateral complementar.

c) Obter uma expressão para o sinal DSB-SC total.

Resp. a) $\sum \cos(\omega_c t + \omega_i t + \theta_i)$ USB b) troque o sinal da portadora – por +, c) $\left[\sum_{i=1}^N \cos(\omega_i t + \theta_i) \right] \cdot \cos \omega_c t$.

3.44 Estudar as implicações decorrentes dos erros de fase e/ou frequência na detecção síncrona, para sinais SSB. Compare-as com o caso de AM-SC.

3.45 Comparar as vantagens e desvantagens dos sistemas de modulação AM-DSB, AM-DSB-SC e AM-SSB, de uma forma geral.

Resp. Vide texto.

3.46 É possível demodular sinais SSB usando um detector de envoltória? Explique.

Resp. Sim, via reinserção de portadora.

3.47 Admita um sinal modulador desenvolvido em série com uma fundamental ω_o e truncado (frequência máxima) ω_m . Encontre as expressões correspondentes para os sinais USB e LSB.

Resp. $B \sum_{i=1}^m \cos((\omega_c \pm \omega_i)t + \theta_i)$.

3.48 Um transmissor de rádio SSB irradia 1 kW de potência média, somada sobre a banda de frequências transmitidas. Qual seria o valor da potência média necessária no caso do transmissor operar no modo DSB, com portadora suprimida, a fim de cobrir a mesma região?

Resp. 0,5 kW ocupando o dobro da banda de frequências.

3.49 Admita que um transceptor AM e um SSB estão operando no mesmo canal, e tentam estabelecer uma comunicação. O que se pode afirmar sobre a inteligibilidade dos sinais?

Resp. A comunicação é inteligível apenas para o operador do transceptor SSB.

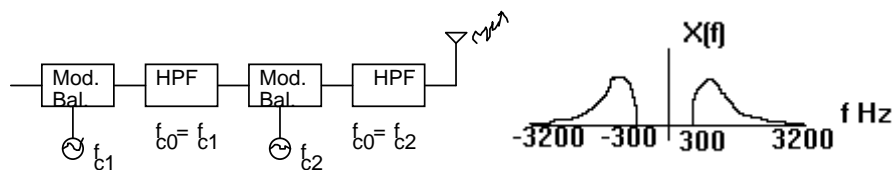
3.50 Dado o sinal SSB $\varphi(t) = \cos(\omega_c - \omega_m)t$, em que ω_c é a frequência angular da portadora e ω_m corresponde à do sinal modulador, pede-se determinar a expressão do sinal demodulado quando:

a) A portadora local (usada na detecção) tem frequência $\omega_c + \Delta\omega$

b) A portadora local usada é $\cos(\omega_c t + \theta)$, onde θ é um valor fixo de fase.

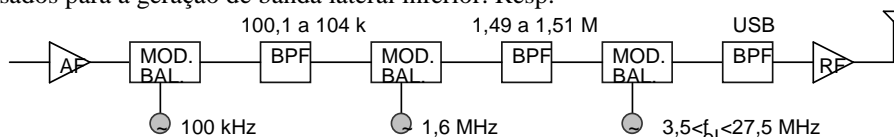
Resp. $0,5 \cos(\omega_m + \Delta\omega)t$; $0,5 \cos(\omega_m t + \theta)$.

3.51 Um filtro de banda lateral, prático para SSB, tem sua região de transição limitada por $f_r > f_o/100$, onde é a frequência nominal de corte. Demonstre que o sistema indicado a seguir gera SSB e determine os valores máximos permitidos para f_{e1} e f_{e2} quando $X(f)$ tem a forma apresentada.



Resp. $f_{c1} \leq 30\text{kHz}$ e $f_{c2} \leq 3,03\text{MHz}$.

3.52 Discuta o funcionamento do transmissor de um transceptor SSB na faixa 2 a 26 MHz mostrado, esboçando espectros em diversos pontos. Indique os filtros e a faixa de frequências do oscilador local que devem ser usados para a geração de banda lateral inferior. Resp.



3.53 Considere uma função $f(t)$ causal. Se sua transformada de Fourier é dada por $F(w)=R(w)+jX(w)$, prove que $R(w)=\hat{X}(w)$ e $X(w)=-\hat{R}(w)$, onde $\hat{\cdot}$ denota a transformada de Hilbert da função. Sugestão: Lembre que $u(t) \leftrightarrow \pi\delta(w)+1/jw$.

3.54 Calcule o sinal conjugado harmônico (Hilbert) de um pulso Gaussiano.

3.55 Prove as seguintes relações:

- a) Se $f(t)$ é par, então $\hat{f}(t)$ é ímpar b) Se $f(t)$ é ímpar, então $\hat{f}(t)$ é par c) $\hat{\hat{f}}(t) = -f(t)$.

3.56 Utilize os resultados da questão anterior para encontrar uma expressão para a transformada inversa de Hilbert TIH, i.e., $\mathcal{H}^{-1}\hat{V}(t)=v(t)$. Resp. vide item c anterior.

3.57 Prove as seguintes transformadas de Hilbert:

- a) $\mathcal{H} \cos w_1 t \cos w_2 t = \cos w_1 t \sin w_2 t$, $w_2 > w_1$ b) $\mathcal{H} \delta(t) = 1/\pi$.

Resp. a) aplique Bedrosian, b) $\mathcal{H} \delta(t) \leftrightarrow j \operatorname{sgn} w$.

3.58 Mostre que uma função par tem sua transformada de Hilbert dada por

$$\mathcal{H}f(t) = \hat{f}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} F(w) \operatorname{sen} wt \, dw, \quad \text{com } f \leftrightarrow F.$$

Resp. $\hat{f}(t) = \mathcal{F}\hat{F}(w)$ e $\hat{F}(w) = -j \operatorname{sgn} w F(w)$, F real e par.

3.59 Usando o resultado da questão anterior, determine $\mathcal{H} \frac{1}{1+t^2}$.

Resp. $\frac{t}{1+t^2}$.

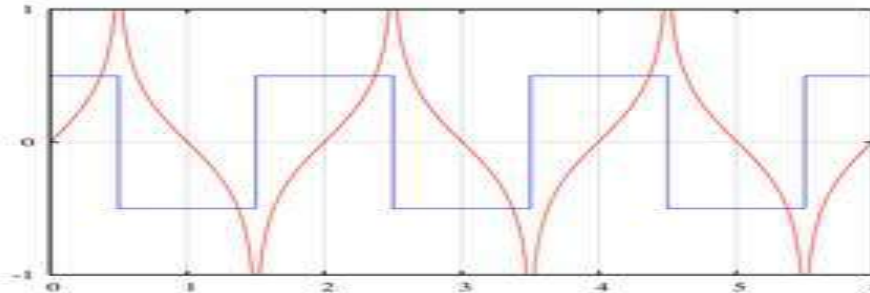
3.60 O sinal conjugado harmônico é usado na representação SSB. Mostre que os sinais $f(t)$ e $\hat{f}(t)$ tem ambos a mesma energia, e que são sinais ortogonais. Explique o resultado.

3.61 Mostrar que se $f(t)$ é um sinal de energia, então a sua transformada de Hilbert é também um sinal de energia. Ademais, prove que ambos os sinais têm energia idêntica, i.e., $\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}^2(t) dt$.

3.62 Verificar que um sinal e sua transformada de Hilbert são ortogonais, vale dizer, $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \hat{f}(t) dt = 0$.

3.63 Calcular a transformada de Hilbert de um pulso retangular e, usando o resultado, comentar sobre a viabilidade ou não da transmissão de sinais digitais via SSB (desenhe a forma de onda).

Resp. $\frac{1}{\pi} \ln \left| \frac{t + \tau/2}{t - \tau/2} \right|$, inviável



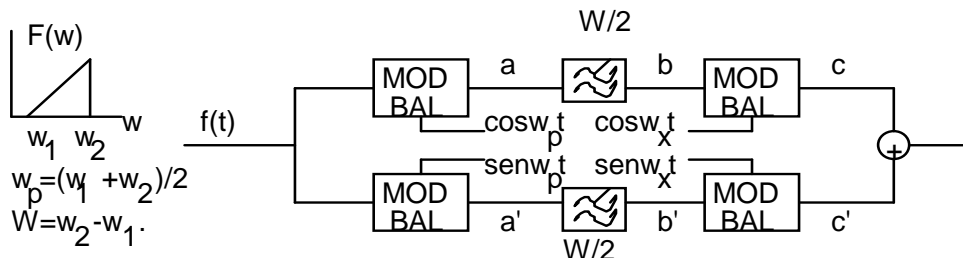
3.64 A geração de SSB pode necessitar de uma rede calculadora de Transformada de Hilbert, i.e., que introduz um retardo de 90° em todas as componentes. Considere uma rede reticulada com função de transferência $H(\omega) = \exp(-j\text{tg}^{-1}\omega/60\pi)$. Supondo sinais com componentes espectrais 300 Hz até 3000 Hz, mostre que $H(\omega) \approx e^{-j\pi/2} \exp(30/f)$ em $300 < f < 3000\text{Hz}$.

Resp. Use $\text{arctg}x \approx \pm \frac{\pi}{2} - \frac{1}{x} + \frac{1}{3x^3} - \frac{1}{5x^5} + \dots$

3.65 Para o modulador SSB usando o método de Weaver, mostre que um sinal banda limitada $F(\omega)$ aplicado nas entradas, gera um sinal banda lateral.

3.66 Descrever o método de Weaver de geração de sinais banda lateral (terceiro método), usando a representação de sinais no domínio da frequência (com o auxílio da Transformada de Fourier).

3.67 Método de Weaver (versão 2): Considerando um sinal com espectro limitado em ω_1 e ω_2 (cf. figura a seguir), mostre avaliando os espectros (com TF) em cada ponto que o sinal na saída é SSB.



3.68 Explique o método de deslocamento de fase para geração de sinais banda lateral única. Esp. Vide teoria.

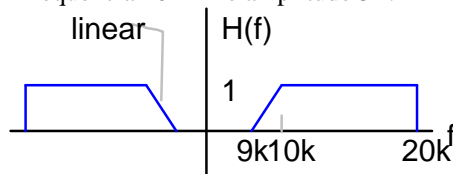
3.69 Descrever o funcionamento de um sistema AM por transmissão com faixa lateral residual (VSB). Como é usualmente feita a detecção deste tipo de sinal?

3.70 Mostre que a detecção de envoltória pode ser usada para demodular VSB com portadora de alta potência, estratégia usada em TV comercial. Resp. Vide texto.

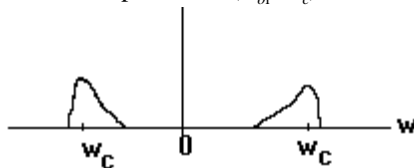
3.71 Usando a função de transferência abaixo indicada (filtro VSB), calcular a expressão do sinal VSB resultante quando o sinal modulado é dado por

(a) $f(t) = A \cdot \text{sen}(100\pi t)$ (b) $f(t) = A \cdot [\text{sen}(100\pi t) + \cos(200\pi t)]$.

Nota: A portadora empregada tem frequência 10 kHz e amplitude 3A.

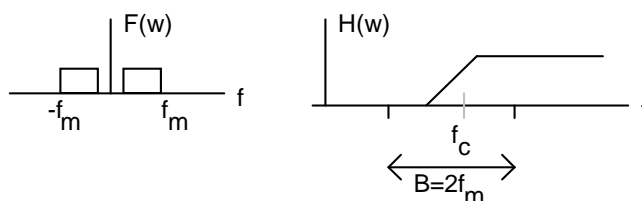


3.72 Considere um sinal de espectro assimétrico. Mostre que a conversão (*down*) de frequências com um misturador cujo oscilador local está acima da portadora ($\omega_{ol} > \omega_c$) resulta na inversão do espectro.



Justifique a inversão do espectro de TV na frequência intermediária. Resp. O espectro centrado em ω_c é transladado para $-\omega_{FI}$ e o espectro em $-\omega_c$ é transladado para ω_{FI} .

3.73 Considere um filtro de banda residual com função de transferência mostrada na figura, sendo a frequência da portadora f_c MHz. Admitindo, por simplificação, um sinal modulador de espectro plano, encontrar o espectro do sinal VSB. Mostrar graficamente que uma detecção síncrona permite uma demodulação correta.



3.74 O que significa a multiplexação por divisão de frequências? Descreva o funcionamento de um equipamento FDM para 12 canais de voz, usando modulação SSB de subportadora, e modulação AM na portadora. Qual a largura de faixa necessária para transmitir este sinal mux via rádio AM? Resp. 96 kHz, não é necessário usar banda de guarda.

3.75 Comente sobre as possíveis vantagens e desvantagens da multiplexação de sinais em frequência FDM.

3.76 Discutir as vantagens e desvantagens do uso de sinais DSB e SSB na implementação de sistemas de Multiplexação na frequência. Resp. compare a complexidade e os requisitos de banda.

3.77 Por que o CCITT padronizou os processos de translação, dividindo-os em estágios? Resp. padronização possibilita o *upgrade*, flexibilidade de projeto, manutenção simplificada, viabilização da filtragem para separar os canais de voz, viabilização do gerenciamento de subportadoras.

3.78 Se um tom de 800 Hz (vide espectro típico de voz) for injetado no canal 3, qual a frequência obtida no grupo básico?

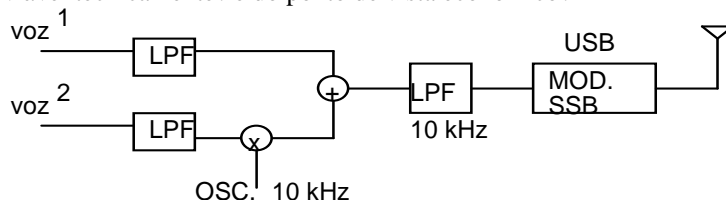
3.79 Na rede de TELEX (*TELEprinter EXchange*), os sinais ocupam uma banda de 120 Hz. Um canal telefônico de 300 a 3300 Hz permite a multiplexação FDM de quantos sinais de telex? A primeira portadora virtual é localizada em 420 Hz, i.e., o primeiro canal ocupa a faixa 420 ± 60 Hz. Resp. 24 canais.

3.80 Dez sinais de voz, cada um deles limitado em 3 kHz, são multiplexados em frequência (FDM) com 1 kHz de banda de guarda entre canais. A modulação de subportadora é SSB. Calcular a largura de faixa ocupada pelo sinal FDM resultante. Resp. 39 kHz.

3.81 a) O primeiro cabo telefônico transoceânico, o TAT-1, lançado em 1956, empregava MUX FDM com 36 canais de voz de 4 kHz. Calcule a banda passante de cabo.
 b) Pouco tempo depois, visando aumentar a capacidade, optou-se por reduzir a qualidade, alocando uma largura de faixa de 3 kHz/canal. Qual o ganho em número de canais obtido com esta simples modificação? Resp. 144 kHz, 48 canais, ganho: 12 canais.

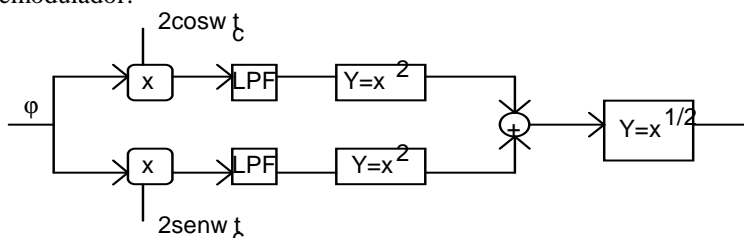
3.82 Esboce um sistema MUX completo para uma central local interligada por um tronco com 180 canais, empregando hierarquia CCITT. Qual o maior nível de hierarquia usado? Resp. 3ª ordem, grupo mestre.

3.83 Faça uma análise do funcionamento do sistema AM abaixo, indicando como construir um receptor adequado. Esboce os espectros nos diversos pontos chaves. Discuta a adoção deste sistema para transmissão estereofônica. Ela é viável tecnicamente? e do ponto de vista econômico?



Resp. sim, não, não compatível (banda 10 kHz, detecção síncrona).

3.84 Um sinal AM, $\varphi(t)=A[1+f(t)] \cos(\omega_c t + \theta)$, onde θ é uma fase constante e $f(t)$ tem uma transformada de Fourier que é nula para $\omega > \Omega$. Supor que $\Omega \ll \omega_0$ e $|f(t)| \leq 1$ e mostrar que é possível extrair $f(t)$ a partir de φ usando o circuito demodulador:

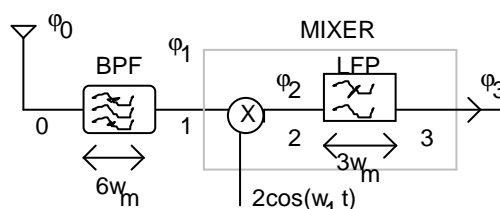


Resp. Lembrete $\sqrt{x^2} = |x| \cdot \text{sqr}t(\{A[1+f(t)]\cos\theta\}^2 + \{A[1+f(t)]\text{sen}\theta\}^2) \cong A[1+f(t)]$

3.85 Considere um sinal bitom $f(t)=\cos(\omega_m t) + \cos(2\omega_m t)$ modulado em AM-SC com portadora na frequência ω_c . Admita, por simplificação, uma portadora no oscilador local em fase com a portadora do transmissor. As bandas passantes dos filtros são dadas. Esboce o espectro dos sinais nos pontos 0 e 1 e nos pontos 2 e 3 no receptor, nos seguintes casos:

a) $\omega_l = \omega_c - 3\omega_m$,

b) $\omega_l = \omega_c$.



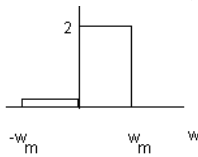
3.86 Descrever, usando diagrama de blocos, os princípios básicos de um equipamento que permita visualizar o espectro de frequências de sinais no tempo. Resp. Vide seção analisador de espectro.

3.87 (SINAL ANALÍTICO) Gabor introduziu o conceito de sinal analítico associado a um sinal real $f(t)$, através da relação $z(t)=f(t)+j\mathcal{H}f(t)$. Esta representação – também conhecida como representação de Gabor – é largamente usada na análise de sinais. Determine o espectro $Z(f)$ do sinal analítico, supondo conhecido o espectro $F(f)$. Mostre que este sinal suprime a parte negativa do espectro, dobrando a amplitude das frequências positivas. Ilustre o resultado.

Resp. $Z(\omega)=2F(\omega) u(\omega)$.

3.88 (SINAL ANALÍTICO) Analise os efeitos de um filtro não ideal calculador de Transformada de Hilbert, admitindo que o desvio de fase introduzido para gerar o conjugado harmônico não é exatamente 90° . Modele a Função de Transferência como $H(\omega) = -e^{-j(\pi/2+\alpha)} \text{sgn}(\omega) = -j \cdot \exp(j\alpha) \text{sgn}(\omega)$, $|\alpha| \ll \pi/2$. Demonstre que o "pseudo" sinal analítico obtido como $f(t)+j\mathcal{H}f(t)$ contém componentes não nula para frequências negativas. Especificamente, $F(\omega)\{1+e^{j\alpha}\text{Sgn}(\omega)\}$. Esboce este sinal admitindo que $F(\omega)=\Pi(\omega/2\omega_m)$.

Resp. $\sqrt{2} |F(w)| \sqrt{1 + \cos \alpha \operatorname{sgn} w}$, para α residual. Verifique o caso $\alpha=0$.



3.89 (TELEVISÃO) Mostrar que o sinal VSB pode ser demodulado com baixa distorção com detecção de envoltória, provido que o índice de modulação é inferior à unidade. Sugestão: determine a envoltória do sinal usando a expressão geral de sinais AM e use o fato que $m|f(t)| \ll 1$ e $m|\zeta(t)| \ll 1$.

Resp. $\varphi(t) = A\{[C + mf(t)]\cos w_c t - m\zeta(t)\operatorname{sen} w_c t\}$. A envoltória é dada por $e(t) = [A^2\{1 + mf(t)\}^2 + A^2 m^2 \zeta^2(t)]^{1/2} = A[1 + 2mf(t) + m^2 f^2(t) + m^2 \zeta^2(t)]^{1/2}$ ou, aproximadamente, $A[1 + mf(t)]$ como no caso AM com portadora.

3.90 Utilizando um aplicativo, estime a forma de onda correspondente ao conjugado harmônico de uma onda quadrada. Assuma 5 harmônicos na série de Fourier e esboce $f(t)$ e $\hat{f}(t)$.

3.91 Se o sinal $f \leftrightarrow F$ é causal e real, demonstre que: $\begin{pmatrix} \mathcal{H} \Re F(w) \\ \mathcal{H} \Im F(w) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Re F(w) \\ \Im F(w) \end{pmatrix}$.

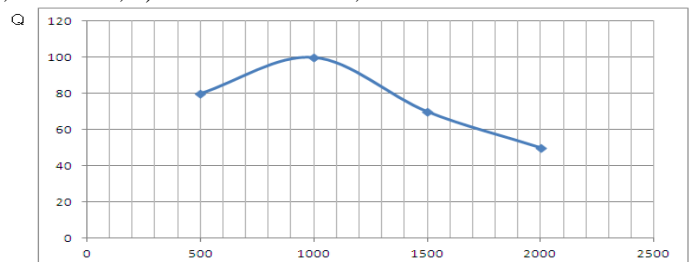
3.92 Uma das aplicações da Telemedicina envolve a transmissão de sinais neurofisiológicos. Suponha que você deva projetar um sistema para transmitir sinais de *eletroencefalografia* (EEG) à distância, via canal telefônico (300 a 3.300 Hz). O sinal de EEG é coletado por eletrodos de cloreto de prata presos ao escalpo do paciente, resultando em amplitudes na faixa de 10 a 100 μV e frequências espectrais na faixa de 0,5 a 40 Hz, como mostrado na tabela:

banda	Faixa de frequências
α	8 – 12 Hz
β	> 12 Hz
θ	4 – 8 Hz
δ	< 4 Hz

- É possível transmitir estes sinais diretamente no canal telefônico? Justifique.
- Especifique uma frequência para a portadora e qual a banda passante requerida no caso de usar um modulador AM.
- Se um pré-amplificador de ganho 100 é usado na entrada do modulador, qual a mínima amplitude de portadora para garantir que não haja sobremodulação do sinal?
- Você é consultado sobre a possibilidade de transmitir informações adicionais. Por exemplo, um *eletromiograma* (EMG) ocupa uma faixa de 10 a 1.000 Hz, com amplitude típica de 10 μV . Comente a viabilidade da transmissão simultânea de EEG e EMG na mesma ligação telefônica.

3.93) O circuito tanque de sintonia de RF de um receptor emprega um indutor de 300 μH e um capacitor variável 30 pF-300 pF. a) Qual a faixa de sintonia? Comente. b) Qual a banda passante nos extremos da faixa? (sugestão: use o fator de qualidade $Q = \omega c/B$). A curva de dependência de Q é mostrada.

Resp. a) 530-1678 kHz, faixa OM, b) 527-534 kHz $B=6,6$ kHz e 1665-1690 kHz $B=24$ kHz.



3.94) (entendendo um pouco da TV digital). O padrão ATSC de TV digital americana utiliza a modulação 8-VSB na transmissão de vídeo. Ela é uma variante de AM, seguida de uma filtragem com um “filtro de Nyquist”. A portadora corresponde “portadora de vídeo” de um canal padrão UHF com 6 MHz (Canais VHF 2-13, Canais UHF 14-83: Rede TV canal 19, SBT canal 35, Globo canal 36 etc.). As amplitudes do sinal modulador são restritas aos níveis ± 7 , ± 5 , ± 3 e ± 1 e são associadas a um tritbit. O sinal é “quebrado” em trincas, sendo o primeiro bit usado para indicar a polaridade (bit de sinal), $+ \rightarrow 1$ e $- \rightarrow 0$, sendo os demais mapeados com código de Gray $1 \rightarrow 00$, $3 \rightarrow 01$, $5 \rightarrow 11$, $7 \rightarrow 10$. Dado um curto trecho de sinal 010011011111... (a uma taxa 32,28 Mbps), esboce a forma de onda do sinal AM antes da filtragem supondo transmissão no canal 35, Faixa 596-602 MHz, com portadora em 599143 kHz (indique onde se visualiza f_c). Qual a taxa em símbolos/s? (N.B. símbolo/s=baud). Segundo o teorema de Nyquist, a banda exigida é metade da velocidade em bauds. O sinal “cabe” no canal?

3.95) O sistema de posicionamento por satélite GLONASS (há o GPS, o GLONASS e o GALILEO) emprega uma malha de satélites de 24 satélites em três planos orbitais separados de 120° , em altitude orbital 19.100 km. O sistema opera usando FDM, alocando duas bandas de frequência (a banda L1 e a banda L2). A faixa em L1, projetada para a operação inicial, ia desde 1601,719 MHz até 1615,769 MHz, com 25 canais alocados (1 satélite reserva adicional). Para a faixa L1, calcule:

- A banda passante utilizada por cada satélite
- Uma expressão para identificar as frequências centrais de portadora em cada dos satélites.
- Sabendo que a faixa (1610,6 MHz – 1613,8 MHz) tem sido reservada para radioastronomia, o sistema entrou em operação parcialmente. Para evitar interferências, apenas os canais que operam fora desta faixa foram colocados em operação. Quais os canais atuantes na primeira etapa?

A expressão para a frequência central das portadoras dos satélites na faixa L2 é $L2 = 1246 + 0,4375 \cdot n$ $n=0,1,\dots,24$. Compare-a com o resultado do item b.

- Determine a faixa de frequências alocada na banda L2 para a operação do GLONASS.
- Qual a banda passante por canal de satélite, nesta faixa?

Resp. 562 kHz; $1602 + 0,562 \cdot n$ $n=0,1,\dots,24$; 0-24; 1245,7813-1256,7188 MHz; 437,5 kHz.

Capítulo IV

RECEPTORES E TRANSCÉPTORES

O modelo mais simples de receptor no caso de modulação AM requer apenas um circuito de sintonia (tanque) e um demodulador simples (detector de envoltória), com um fone de ouvido. A sensibilidade e o volume deste receptor é muito baixa, sendo bastante difícil captar estações cujo sinal não seja excessivamente forte. No Brasil, o primeiro ensaio de estação de radiodifusão foi implementado experimentalmente em 1919/1920 no Recife, A Rádio Clube de Pernambuco PRA8, com receptores de Galena fabricados pelos próprios ouvintes, rádio que permanece até hoje no ar... A idéia de um grupo de radioamadores era criar um Clube de Rádio com reuniões periódicas depois de 17 de Outubro de 1919. Foi fundada em 06 de abril de 1919 por um grupo de amadores curiosos com a nova modalidade de comunicação da época, que era o rádio, lideradas por **Augusto Joaquim Pereira** (sede na Ponte d'Uchoa). Um edital de inauguração da emissora foi publicado no DIARIO DE PERNAMBUCO:

"São convidados os amadores de Telegrafia Sem Fio a comparecerem à sede da Escola Superior de Eletricidade (Ponte d'Uchoa) no próximo domingo, 6 do corrente, às 13h, para a fundação da Rádio Clube."

Em 1922, sob orientação de Oscar Moreira Pinto, adquiriu um transmissor 10 W. Formalmente, a pioneira Rádio Clube foi criada em Outubro de 1923, com sede na Rua Luiz do Rego, 294. A Rádio Clube foi também pioneira no radialismo esportivo. Foi ela que realizou a primeira transmissão ao vivo de futebol no Norte/Nordeste. A narração foi feita pelo locutor Abílio de Castro, em 1931. De um ponto de vista formal, a primeira estação de rádio brasileira foi a Roquete Pinto (Radio Sociedade do Rio de Janeiro) em 1923, precursora da Rádio MEC-Cultura. (http://www.radialistasp.org.br/hist_radio.htm).

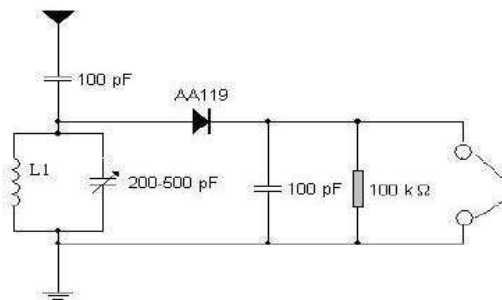


Figura 4.1 – Configuração do rx AM, baixo volume, sintonizado diretamente na portadora.

4.1 O Receptor Superheteródino

Os primeiros receptores construídos foram os “receptores sintonizados em radiofrequência”, nos quais a detecção é feita após o estágio de RF. Como o sinal captado na antena é da ordem de μ Volts, é exigido um alto ganho para os amplificadores de RF. Estes receptores utilizam vários amplificadores (tipicamente 2 ou 3) em cascata, para obter o ganho necessário na demodulação [GOM 1991, HAR 1983, BRITT 1996, COTA 1997].

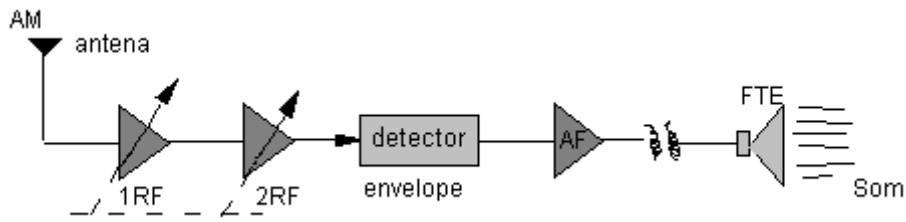


Figura 4.2 - Diagrama do Receptor TRF (sintonizado em RF).

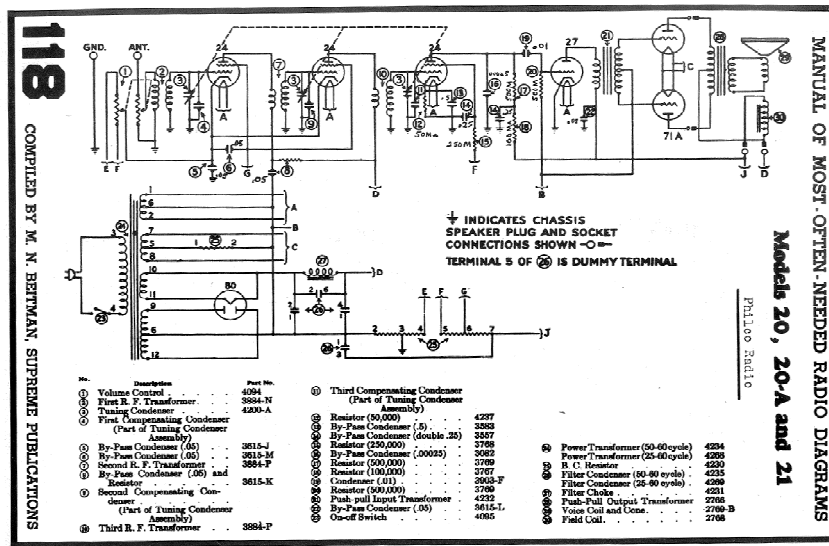
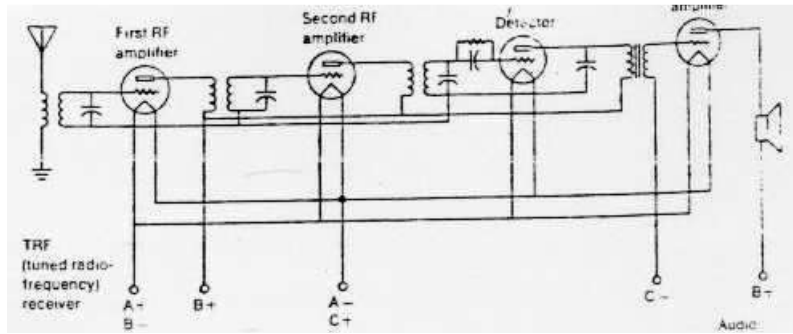


Figura 4.3 - Receptor AM original típico.

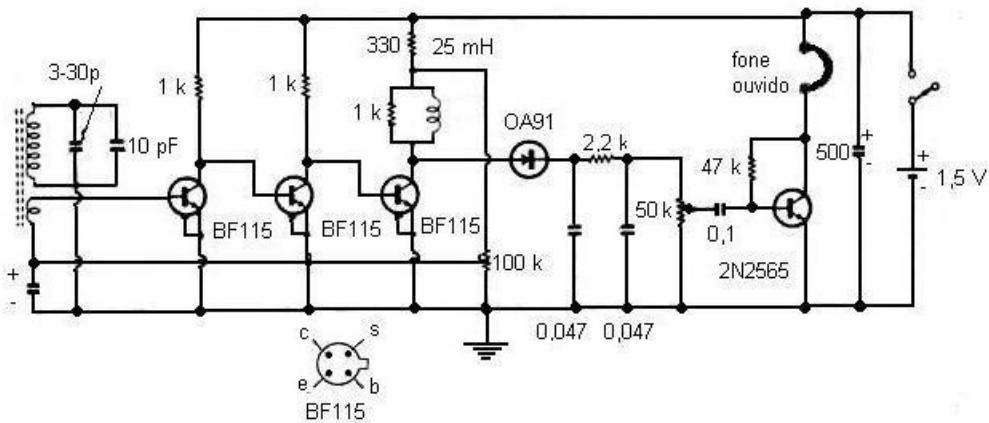


Figura 4.4 - Receptor AM fonte: <http://cool386.tripod.com/zn414/SIMPLERX.jpg>

Os amplificadores de RF são de difícil implementação em frequências mais elevadas, devido às características exigidas: alto ganho, alta seletividade e operação em faixas de frequência variável. Nestes receptores, frequentemente ocorrem problemas de instabilidade (oscilações), insuficiente rejeição às estações vizinhas e variação da banda passante com a frequência da operação.

O detector de envoltória apresenta desempenho diferente para estações no início e no final da faixa de sintonia, o que é uma característica indesejável. A construção de receptores TRF é tecnologicamente mais complexa e resulta em custo mais elevado.

Curiosidade: Muitos dos primeiros receptores AM com alimentação AC (para as válvulas) funcionavam com o chassi ligado ao neutro da rede (como terra), freqüentemente, ao se inverter a posição da tomada, o chassi metálico passava a estar conectado à fase (chassis vivo). Tais modelos de rádios eram popularmente referenciados pelos técnicos, por razões óbvias, como Rabo quente.

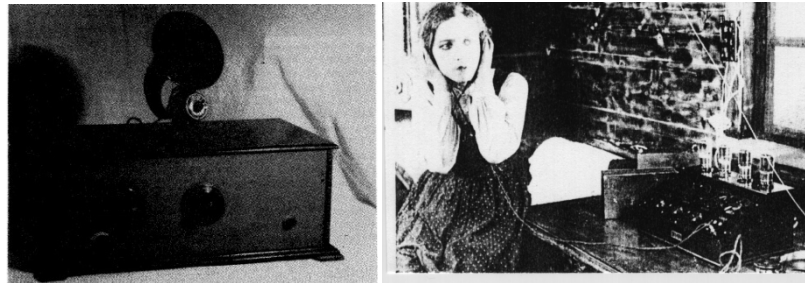


Figura 4.5 - Rádio em 1920.

Os inconvenientes deste receptor são evitados com uso de uma configuração de receptor, inventada por ARMSTRONG em 1918, conhecida como superheteródina. A idéia consiste em, através de heterodinagem, transladar o espectro de qualquer que seja a estação sintonizada para uma mesma faixa de frequências. Deste modo, a partir do conversor os circuitos comportam-se independente da estação sintonizada.

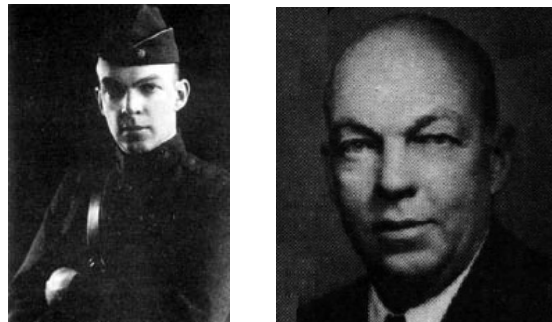


Figura 4.6 - Major Armstrong.

A idéia do receptor superhet foi concebida pelo brilhante Engenheiro Major **E.H. Armstrong**, durante a I Guerra Mundial, em 1917, combatendo na França (p.83, *IEEE Spectrum*, Sept., 1984).

O receptor superhet foi primeiramente patenteado na França em 30/12/1918 (a seguir).



Figura 4.7 - Cópia da carta patente de Armstrong depositada em 1918 no Escritório Nacional de propriedade industrial (Brevé N.407.057).

Os blocos que compõe o receptor são: amplificador de rádio-freqüência, misturador, oscilador local, amplificador de freqüência intermediária, detector de envoltória, controle automática de ganho, amplificador de áudio. O diagrama correspondente é mostrado na Fig. 4.8.

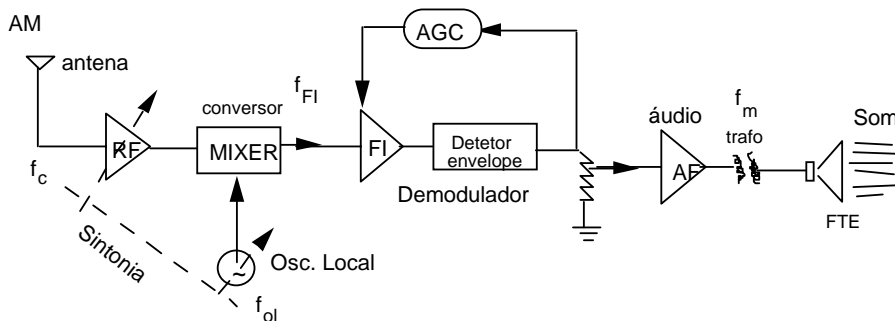


Figura 4.8 - Esquema de um receptor superheteródino AM.

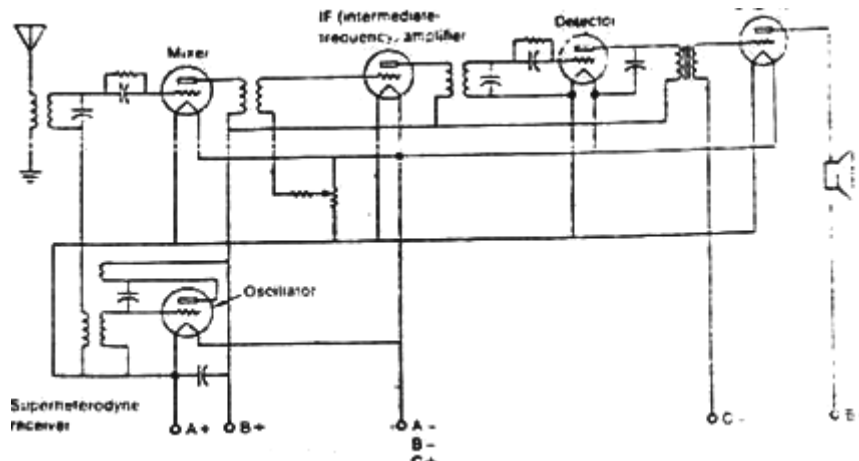


Figura 4.9 - Esquema original de Armstrong.

A FI dos sistemas AM aumentou de 42 kHz (valor inicial proposto por Armstrong) para 175 kHz e em 1938 foi adotado o valor atual de 455 kHz pela Associação precursora do EIA (*Electronic Industries Associations*).

As características de um receptor AM para radiodifusão correspondem a:

$540 \text{ kHz} \leq f_c \leq 1600 \text{ kHz}$	$10 \text{ kHz} \leq B_{RF} \leq 900 \text{ kHz}$	RF
$f_{FI} = 455 \text{ kHz}$	$B_{FI} = 10 \text{ kHz}$	FI
$f_m = 5 \text{ kHz}$	$B_{AF} = 5 \text{ kHz}$	AF

Praticamente todos os receptores empregados hoje em transmissões comerciais são superheteródinos, como por exemplo: radiodifusão AM, radiodifusão FM e televisão monocromática e em cores, enlaces de microondas, satélites, rádio digital, rádio móvel, celular etc.

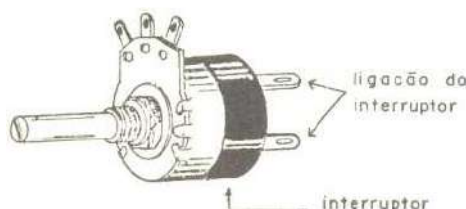


Figura 4.10 - Potenciômetro com chave liga-desliga.

Antes de analisar cada um dos blocos do receptor, convém estudar duas formas de interferência entre estações: o canal adjacente e o canal imagem.

Canal Adjacente

Para uma dada estação operando com frequência de portadora f_c , chama-se canal adjacente a qualquer outra estação cuja portadora tenha frequência próxima a f_c (conceito qualitativo). Muitas vezes há interferência no sinal demodulado devido ao canal adjacente, pois os filtros utilizados não são ideais.

Canal Imagem

A frequência imagem de uma frequência f_c corresponde à frequência localizada simetricamente com relação ao oscilador local.

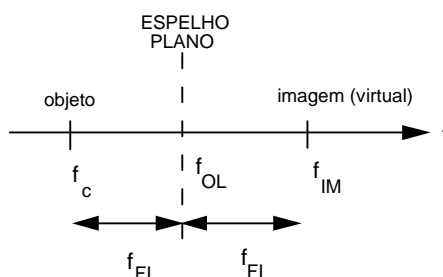


Figura 4.11 - A frequência Imagem: f_{IM} é a imagem de f_c .

Se o oscilador local funciona acima da portadora, $f_{OL} = f_c + f_{FI}$, então a frequência imagem é expressa por $f_{IM} = f_c + 2f_{FI}$. Quando aplicadas ao misturador, tanto f_c quanto f_{IM} são convertidas para f_{FI} . Isto significa que quando o receptor sintonizar uma emissora na frequência f_c , estando outra estação na frequência f_{IM} no ar, ambas serão amplificadas na FI e demoduladas. É interessante observar que o canal imagem f_{IM} causa interferência em uma estação f_c , porém a recíproca não é verdadeira (prob 3.80).

Seção de RF

A seção de RF é constituída de um circuito sintonizado conectado aos terminais de antena para selecionar a faixa de frequências desejada e rejeitar sinais indesejáveis. O filtro é sintonizado

na frequência da portadora da estação que se deseja captar. Esta seção é responsável pela rejeição da frequência imagem, uma vez que os estágios posteriores não a diferenciam da frequência da estação. Ela pode ou não incluir um amplificador de RF, normalmente de baixo ruído. O ideal seria uma banda passante correspondente aquela necessária ao sinal AM, ou seja, 10 kHz. Entretanto, para cada nova estação sintonizada, o filtro desloca-os no espectro. Em AM comercial adota-se uma banda passante tipicamente $10 \text{ kHz} < B_{RF} < 900 \text{ kHz}$. Assim, a seletividade é baixa nesta etapa, mas deve ser suficiente para uma boa rejeição da frequência imagem.

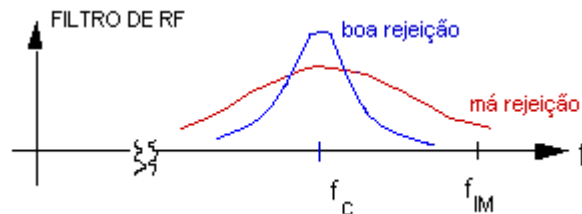


Figura 4.12 - Rejeição da frequência imagem.

O primeiro elemento desta seção é a antena:

- Na faixa de HF empregam-se normalmente antenas dipolo (e.g. 1/2)
- Na faixa de VHF é comum o uso de tubos rígidos de Alumínio (e.g. antenas Yagi)
- Na faixa de UHF as antenas mais usadas são Helicoidais
- Na faixa de SHF opta-se freqüentemente pelas Parabólicas.

A seção de RF é responsável pela sintonia, juntamente com o ajuste correto da frequência de operação do oscilador local. A variação simultânea é conseguida empregando capacitor variável (de placas paralelas) de duas seções, usado em muitos receptores superheteródinos. Capacitores ajustáveis são também largamente empregados, como os *trimmers* ou *padders*. A variação na capacitância é obtida pela regulagem de um parafuso. Uma parte da armadura é fixa e a outra se movimenta por meio de parafuso, modificando a separação entre as placas. Tipicamente, a capacitância varia numa faixa de 1 pF a 30 pF.

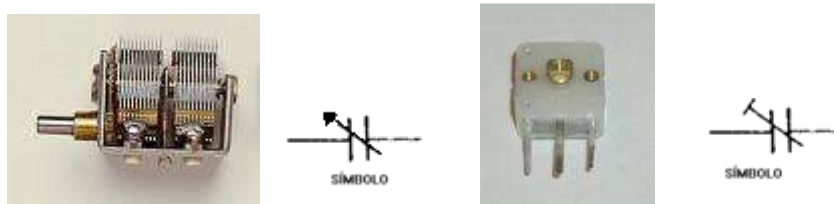


Figura 4.13 - Capacitor dupla seção com placas paralelas, usado em muitos receptores e *trimmers* para ajuste fino.

Conversor de frequências

O misturador empregado nos receptores é um conversor para baixo. A frequência do oscilador local varia de acordo com a estação sintonizada, de modo a manter a saída sempre em uma faixa de frequência fixa (independente da estação captada). Qualquer portadora f_c sintonizada é deslocada para uma frequência f_{FI} , chamada *freqüência intermediária*. A nova frequência de operação, f_{FI} , situa-se entre as frequências de áudio e a frequência da portadora, isto é, $f_M < f_{FI} < f_c$.

Para obter-se uma frequência fixa f_{FI} na saída, a frequência do oscilador local pode ser escolhida acima ou abaixo da portadora:

$$\begin{aligned} f_{OL} &= f_c + f_{FI} && \text{acima da portadora,} \\ f_{OL} &= f_c - f_{FI} && \text{abaixo da portadora.} \end{aligned}$$

Por razões práticas, optou-se pelo uso da frequência do oscilador local acima da portadora $f_{OL}=f_C+f_{FI}$. Admitindo uma frequência intermediária $f_{FI}=455$ kHz na faixa de AM ondas médias 540 kHz $\leq f_C \leq 1.600$ kHz, verifica-se que a faixa de frequências que deve ser gerada no oscilador local é:

- 955 k $\leq f_{OL} \leq 2.055$ kHz oscilador acima da portadora
- 85 k $\leq f_{OL} \leq 1.145$ kHz oscilador abaixo da portadora.

No primeiro caso, a razão entre as frequências é 2:1 e no segundo caso é de 13:1. Em consequência, optou-se trabalhar acima da portadora, pois é muito mais simples a implementação com capacitor variável.

Seção de FI

O sinal da estação sintonizada com seu espectro transladado pelo misturador para a faixa de FI, qualquer que seja a estação captada. No estágio de FI são usados amplificadores de FI com ganho bem superior aquele da seção de RF e freqüentemente empregam-se dois ou três estágios de amplificação de FI. Praticamente todo o ganho do receptor é obtido nesta seção. Estes amplificadores operam sempre na mesma faixa de frequências e fornecem quase toda a seletividade do receptor. Para sinais de áudio a banda passante é cerca de $B_{FI}=10$ kHz, de forma que a rejeição ao canal adjacente é realizada nesta etapa.

A escolha do valor da FI usualmente atende um compromisso de, entre outros fatores:

- a) Baixa FI implica em pobre rejeição a frequência Imagem,
- b) Alta FI implica em pior rejeição no canal adjacente,
- c) A FI não deve cair na faixa de sintonia.

Para radiodifusão AM comercial, o valor mais usado para a FI em todo o mundo é $f_{FI}=455$ kHz. Os valores típicos para FI em receptores superheteródinos são apresentados na tabela seguinte. Além de AM, apresentam-se valores típicos para a CB (*Citizen Band*) – Faixa do Cidadão que opera em 11 m, transceptores SSB em VHF, a FM radiodifusão comercial, em TV comercial, transmissões em microondas SHF e sistemas de TV por satélite (DBS) com recepção em antenas parabólicas.

Tabela IV.1 - Valores Típicos de FI para diversas Aplicações.

Sinal utilizado	faixa de frequências	freqüência intermediária
AM comercial	540 a 1600 kHz	455 kHz
CB SSB	27 MHz	7,8 MHz
SSB em VHF	3 a 30 MHz	1,7 MHz
FM comercial	88 a 108 MHz	10,7 MHz
TV (VHF)	54 a 223 MHz	41 a 47 MHz
Microondas	1 a 10 GHz	70 MHz
TV (DBS)	1 a 2 GHz	479,5 MHz

Seção de demodulação

A demodulação do sinal AM é feita usando um detector de envoltória bastante simples e cuja constante de tempo é ajustada para um sinal de voz modulado com portadora na frequência f_{FI} . Nesta seção normalmente se faz o controle de volume do receptor, deriva-se a realimentação necessária ao AGC. Uma configuração típica é mostrada no circuito da próxima figura. O diodo é invertido de maneira que a envoltória negativa do sinal de FI é demodulada. Isto não afeta a detecção e proporciona uma tensão negativa para ser utilizada pelo AGC. O controle de volume normalmente é feita neste estágio, através de um potenciômetro.

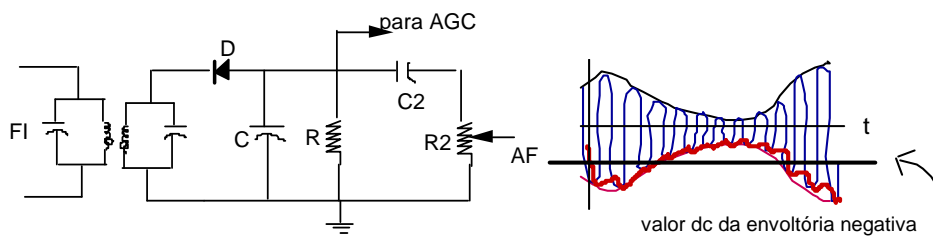


Figura 4.14 - Configuração típica de um detector AM.

Exercício 17.

Suponha um receptor AM superhet com duas seções de FI. O ganho máximo na RF/mixer é de 10 dB. Qual o ganho em cada seção de FI (idênticas) para demodular um sinal fraco de 2 pW?

Solução.

Referindo a entrada em dBm, tem-se -87 dBm. Na entrada do detector de envoltória deve-se assegurar pelo menos 2 mW (ou seja, 3 dBm). A potência na entrada do diodo demodulador é: $-87 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} + 2 \times G_{FI} \text{ dB} > 3 \text{ dBm}$, o que implica em $G_{FI} > 40 \text{ dB}$.

Controle automático de ganho (AGC ou AGC)

O controle automático de ganho (AGC) é necessário para variar o ganho total do receptor, de acordo com a intensidade do sinal recebido.

Para sintonizar estações de diferentes potências e com diferentes distâncias ao receptor, existe um sério problema no uso de um ganho total fixo para o receptor. Se for escolhido um ganho muito alto de modo a possibilitar ouvirem-se estações bastante fracas, este ganho será excessivo para estações com sinais fortes e irá saturar os amplificadores. Se, ao contrário, o ganho total for pequeno, estações com sistemas fracos não poderão ser escutadas. A solução adotada para solucionar este problema é o uso do AGC.

Na detecção de envoltória, observou-se que a saída demodulada contém um termo que corresponde à amplitude da portadora no estágio de FI. Assim, o nível dc é menos elevado para estações com sinais fracos e mais elevado em caso de estações fortes. Os ganhos nos estágios de RF e FI (usualmente FI) podem ser controlados de acordo com o valor dc obtido, reduzindo tanto mais o ganho total quanto mais forte for o sinal recebido. Isto se conhece como “AGC simples” e é implementado apenas com um RC passa-baixa (e.g. 10 dB de variação de ganho. O capacitor empregado é invariavelmente eletrolítico devido a alta capacitância).

AGC com Atraso

O sinal realimentado pelo AGC simples reduz o ganho do amplificador de FI, sendo a redução tanto maior quanto mais forte é a intensidade do sinal que chega ao receptor. Infelizmente, os sinais fracos também não escapam desta redução de ganho. Uma maneira de contornar este fato é através do uso de outro tipo de AGC mais sofisticado, conhecido como “AGC de retardo”. O circuito correspondente é mostrado na Fig. 4.15. O diodo D_1 realiza a detecção de envoltória e fornece o sinal demodulado em AF. Outro diodo D_2 é usado para realizar outra detecção de envoltória do sinal de FI, visando obter o nível dc utilizado pelo AGC. Usa-se sempre esta configuração em receptores de TV.

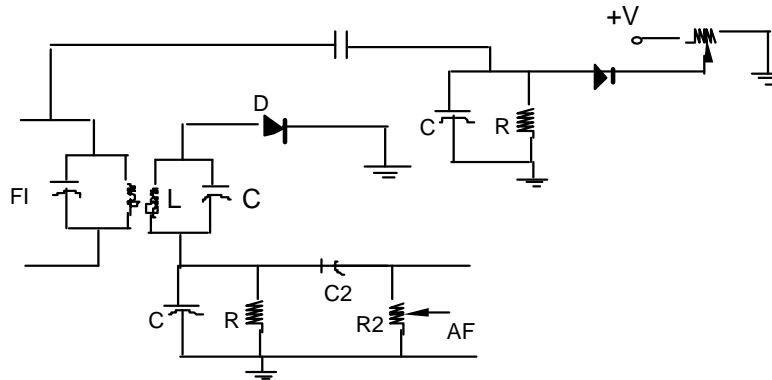


Figura 4.15 - AGC com retardo. O nível do retardo é ajustado via potenciômetro.

A tensão positiva aplicada ao cátodo do diodo de AGC evita a sua condução até que um nível pré-determinado do sinal de FI tenha sido alcançado. O controle deste nível é feito pelo ajuste do potenciômetro. Assim, quando estações fracas são recebidas, o controle do AGC não atua, pois o diodo D_2 permanece cortado. Somente a partir de certa intensidade do sinal recebido na antena é que o AGC começa a atuar. O ganho total só é reduzido para estações suficientemente fortes, de forma que o uso de um diodo de AGC proporciona uma melhoria sensível na recepção de estações fracas.

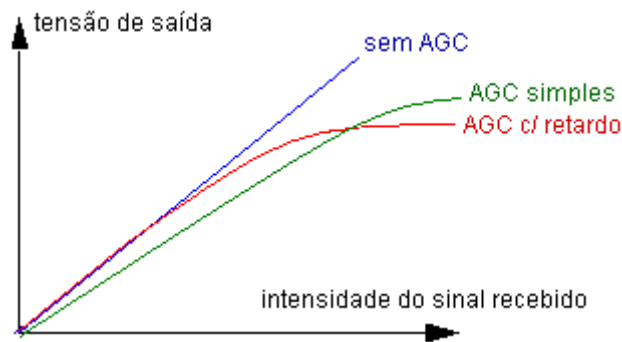


Figura 4.16 - Operação de diferentes tipos de AGC: AGC simples e com retardo.

Seção de AF

Após o sinal AM ser demodulado pelo detector de envelope, o sinal de áudio deve ter seu nível de potência elevado para valores adequados. É muito comum o uso de um pré-amplificador de áudio nesta seção. A configuração mais empregada na etapa de amplificação de áudio consiste de um amplificador classe B operando em "push-pull". A impedância de saída do amplificador é usualmente da ordem de 800Ω , enquanto que tipicamente a impedância de alto-falantes é de 8Ω , daí a necessidade do emprego de um transformador de saída para acoplá-los.

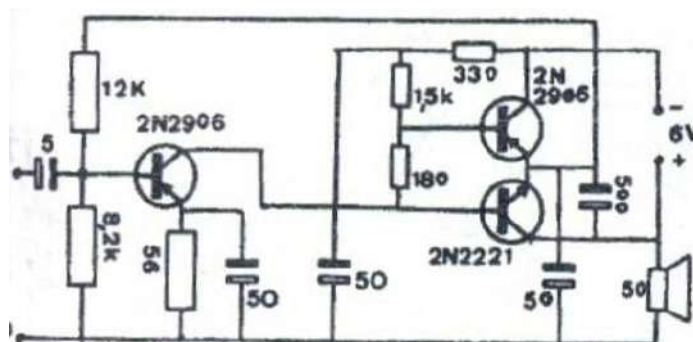


Figura 4.17 - Exemplo de seção de AF: amplificador 800 mW com ganho 20 dB.

Uma implementação típica e bastante ilustrativa de um receptor superheteródino simples (cinco transistores) para a faixa de radiodifusão comercial AM é apresentada na figura que segue. Alguns detalhes sobre o funcionamento são comentados. Vide esquema do 1º receptor de rádio transistorizado [WOLFF 1985].



Figura 4.18 – Rádio portátil Texas: 1º receptor transistorizado.

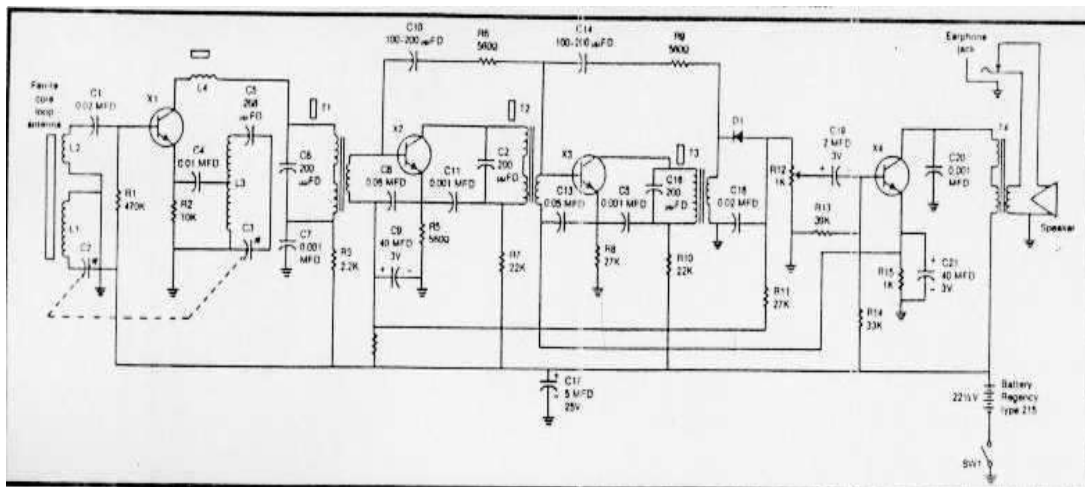


Figura 4.19 - O receptor superheteródino AM simples: Esquema do receptor Texas, Natal de 1954: o primeiro receptor transistorizado.



Figura 4.20 - (a) Primeiro rádio AM fabricado pela Phillips. (b) Major Edwin Howard Armstrong (1890-1954) e o primeiro receptor portátil.

A Fig. 4.21 mostra o esquema de um receptor superheteródino simples. Os sinais fracos de RF são captados pela antena. O circuito sintonizado (BPF) proporciona a seleção do sinal da estação desejada, bem como a rejeição da frequência imagem. Neste receptor não há amplificador de RF, e o sinal é entregue diretamente na base de Q_1 . O circuito sintonizado colocado no emissor de Q_1 é acoplado magneticamente ao indutor do coletor, causando oscilação f_{OL} determinada por C_G . O transistor Q_1 funciona como misturador e oscilador local, transladando o espectro do sinal para a

freqüência intermediária. C_G é um capacitor variável com duas seções e permite a variação conjunta do estágio de RF e da freqüência do oscilador local. Através do transformador TR1 (transformador de FI, núcleo ajustável), o sinal convertido para FI é aplicado no estágio amplificador de FI. A amplificação é realizada pelo transistor Q_2 e a saída é acoplada magneticamente ao estágio demodulador. O diodo D e o circuito RC realizam a detecção de envoltória, sendo o sinal demodulado aplicado a Q_3 . O capacitor C_B bloqueia o nível dc da envoltória recuperada simultaneamente. O nível dc deste sinal é obtido pelo LPF R_1C_1 e atua como AGC, reduzindo o ganho do amplificador de FI. O transistor Q_3 é um pré-amplificador de áudio que fornece, através de TR2, o sinal para o estágio de amplificação de áudio. Este último é constituído por um amplificador classe B (Q_4 e Q_5 operando em “push-pull”). A saída amplificada é acoplada ao alto-falante através do transformador de saída TR3.

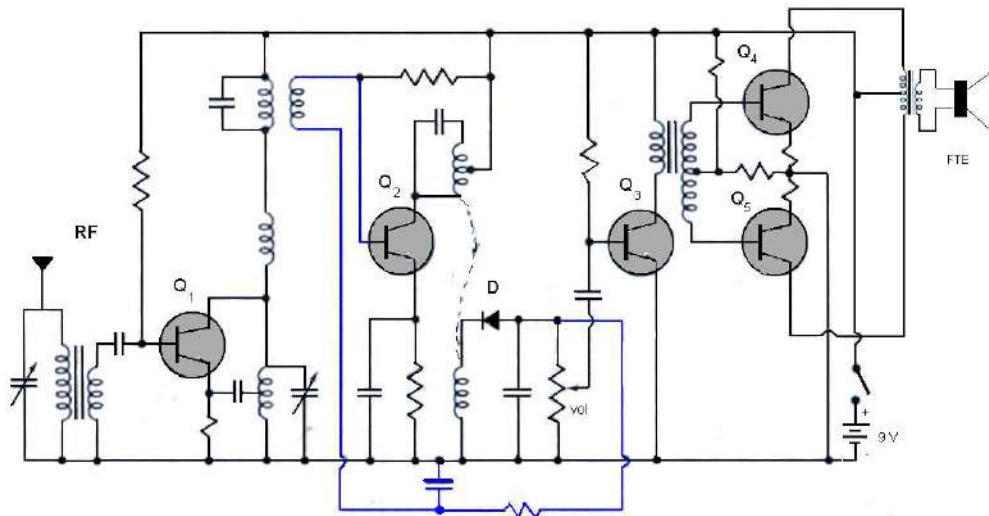


Figura 4.21 – Esquema de receptor de rádio AM

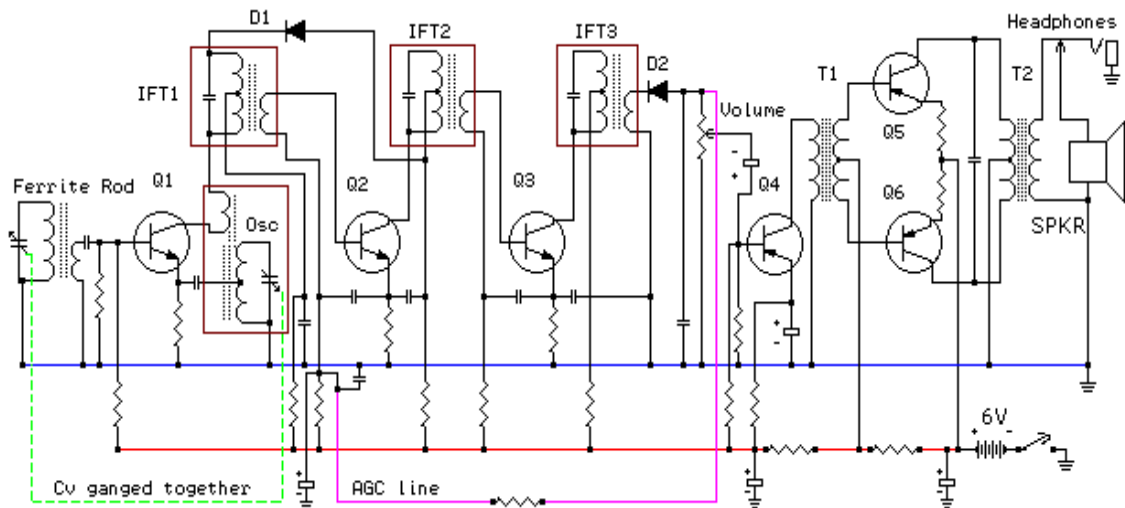


Figura 4.22 – Esquema de receptor de rádio AM com 5 transistores.

Ainda que estes receptores sejam antigos, esta é a melhor forma para compreender o funcionamento de rádioreceptores, pois as implementações atuais são realizadas com CIs e as seções são agrupadas.

Os controles externos (do usuário) são realizados da seguinte forma:

- a) controle liga-desliga - na chave K
- b) controle de volume - potenciômetro R
- c) sintonia - ajuste de capacitor C_G



Figura 4.23 - Rádio ABC canarinho, a voz de ouro, fabricado no Recife, excelente receptor que marcou época (em particular, 60-70).

Construindo receptores AM simples:

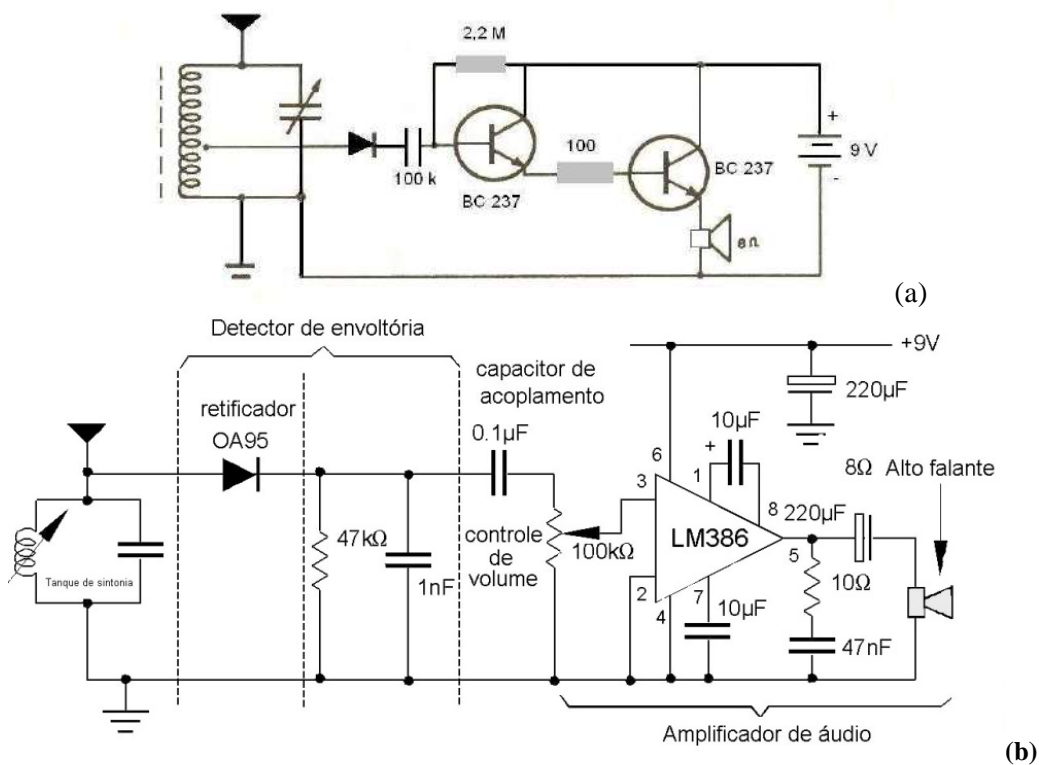


Figura 4.24 - Construindo Receptores AM (TRF) simples para Ondas Médias.

Atualmente, a implementação de receptores AM é frequentemente feita utilizando-se circuitos integrados disponíveis comercialmente, como por exemplo:

Tabela IV.2 - Circuitos integrados para AM (exemplos).

CI (Ibrape)	Descrição:
TEA 5550	Oscilador, Conversor, Amplificador de FI, Detector de Envelope e AGC.
TEA 5551 T	Circuito de rádio AM "single chip", duplo amplificador AF, para rádios portáteis c/ fone de ouvido.
TDA 1072 A	Pré-amplificador RF, Oscilador, conversor, Amplificador FI, detector de envoltória, pré-amplificador de áudio e AGC AM para auto-rádios.
TCA 760 B, TDA 1015	Pré-amplificador e amplificador de áudio até 2W e 5 W, respectivamente.
TDA 1514 A	Amplificador p/ áudio digital HI-FI 50 W.
TDA 2611 A	Amplificador de potência de áudio 5 W.
TEA 5710 T	Receptor de rádio AM/FM integrado "single chip".

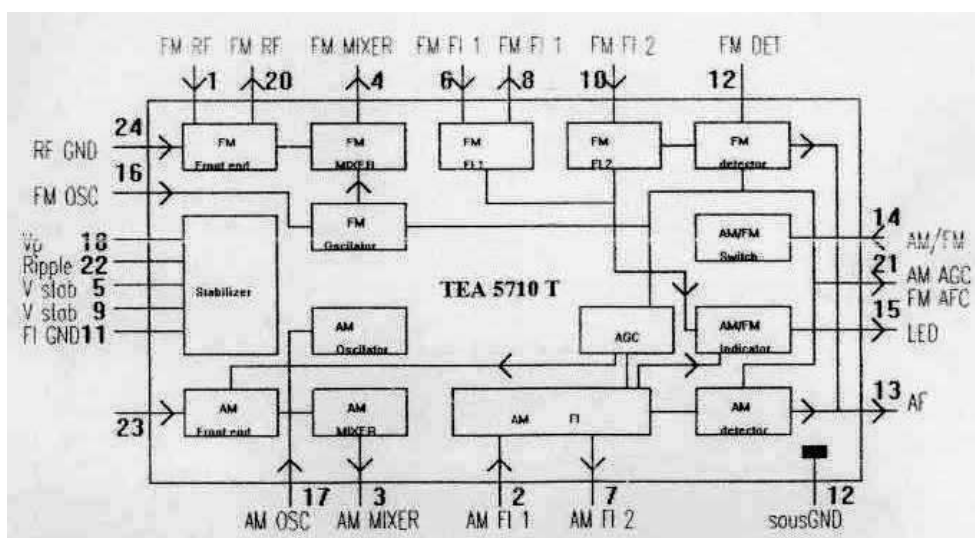


Figura 4.25 - Receptor AM/FM em único chip: configuração interna do CI TEA 5710 (T) Phillips Components.

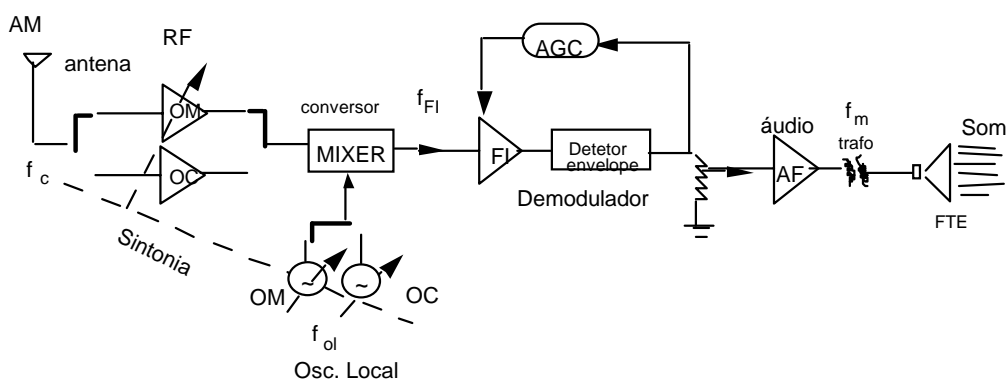


Figura 4.26 – Diagrama de blocos de um receptor AM superhet com duas faixas de onda, ondas médias OM e ondas curtas OC.

Tabela IV.3 - As faixas de frequência internacionais de chamada de socorro.

Radiotelegrafia	490 kHz – 510 kHz	MF
Radiotelefonia	2.182 KHz, 2.190 kHz – 2.194 kHz	MF
Móvel marítimo	156,7625 MHz – 156,8375 MHz	VHF



TDA7513T

SINGLE-CHIP FM/AM TUNER WITH STEREO DECODER AND AUDIO PROCESSOR

1 FEATURES

- AM/FM TUNER FOR CAR-RADIO
- INTEGRATED TUNING PLL
- VARIABLE-BANDWIDTH FM IF FILTER (ISS)
- FULLY INTEGRATED FM STEREO DECODER
- FULLY INTEGRATED FM NOISE BLANKER
- HIGHLY INTEGRATED AUDIO PROCESSOR

2 DESCRIPTION

The TDA7513T is the first device for car-radio applications that combines full RF front-end functions with audio-processing capabilities.

As far as FM and AM functions are concerned, the TDA7513T features front-end processing, including the digital tuning PLL, IF processing with demodulation and variable-bandwidth IF filtering (ISS), stop station and quality detection functions, FM stereo decoding by means of a fully-integrated, adjustment-free dedicated PLL and, finally, FM noise blanking. The FM stereo decoder and noise blanker functions are realized entirely without external components.

The audio processor section comprises input se-

Figure 1. Package



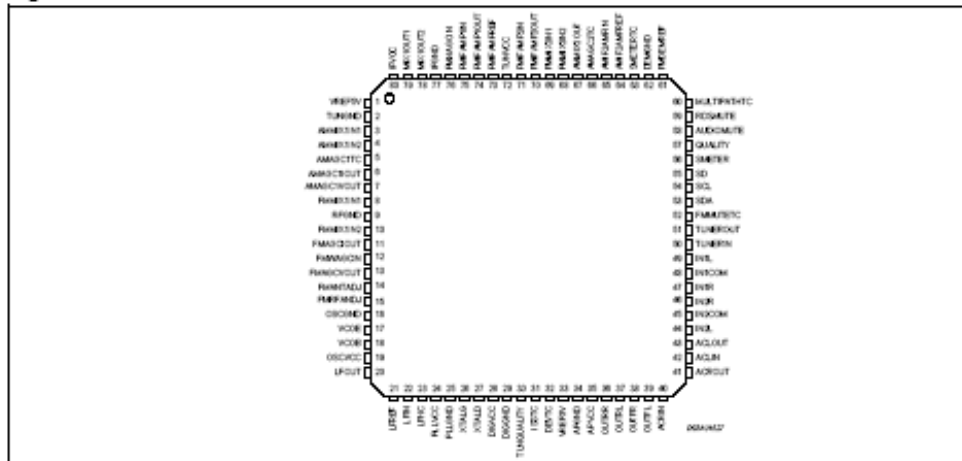
Table 1. Order Codes

Part Number	Package
TDA7513T	TQFP80

lectors for two quasi-differential external sources, volume control, tone control (bass, mid and treble), balance and fading control to drive four output channels. A soft mute function and an RDS mute function are included to handle source change as well as RDS AF search without abrupt changes in the audio level.

Most of the parameters in the front-end section are I²Cbus-driven and therefore under the control of the car-radio maker. The I²C bus allows furthermore the user to realize the full electric alignment of all the external coils, therefore removing the need for hand-made or mechanical adjustments.

Figure 2. Pins Connection



June 2004

REV. 1
1/59

Figura 4.27 - Rádio AM e FM single chip TDA7513T (STMicroelectronics).

Ordering number : EN184C

Monolithic Linear IC



LA1800

FM/AM Single-Chip Radio

Functions

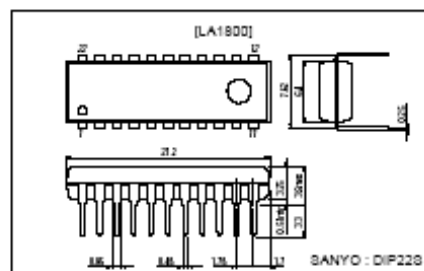
- FM : Front end, low-pass filter, IF amp, quadrature detector, muting.
- AM : RF amp, detector.
- AM : AF driver (earphone driver).

Features

- Minimum number of external parts required : One tuning circuit each for FM, AM
- Low current dissipation : 5.6mA/FM, 3.2mA/AM
- Low-voltage operation : $V_{CC\ min}=2.5V$

Package Dimensions

unit : mm
3059-DIP22S



Specifications

Maximum Ratings at $T_a=25^\circ C$

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Maximum supply voltage	$V_{CC\ max}$	Pin 3	6.0	V
Allowable power dissipation	$P_d\ max$		200	mW
Operating temperature	T_{opr}		-20 to +70	$^\circ C$
Storage temperature	T_{stg}		-40 to +125	$^\circ C$

Operating Conditions at $T_a=25^\circ C$

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Recommended operating voltage	V_{CC}		3.0	V
Operating voltage range	$V_{CC\ op}$		2.5 to 5.0	V

Operating Characteristics at $T_a=25^\circ C, V_{CC}=3V$. See Test Circuit

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings			Unit
			min	typ	max	
[AM]						
Current drain	I_{CCO}			3.6	5.5	mA
Pin 2 voltage	V_2		1.9	2.4	2.9	V
Pin 14 voltage	V_{14}		0.4	0.9	1.6	V
Pin 21 voltage	V_{21}		0.6	0.9	1.2	V
[FM]						
Current drain	I_{CCO}			5.6	8.0	mA
Pin 2 voltage	V_2		1.9	2.6	2.9	V
Pin 4 voltage	V_4		1.7	2.3	2.9	V
Pin 5 voltage	V_5		1.7	2.3	2.9	V

Continued on next page.

SANYO Electric Co.,Ltd. Semiconductor Business Headquarters
 TOKYO OFFICE Tokyo Bldg., 1-10, 1 Chome, Ueno, Taito-ku, TOKYO, 110 JAPAN
 12798HA (KT)/D101TH/N03TA/9037AT/7095MW, TS No.1844-1/8

Figura 4.28 - Rádio single chip LA1800 (Sanyo).

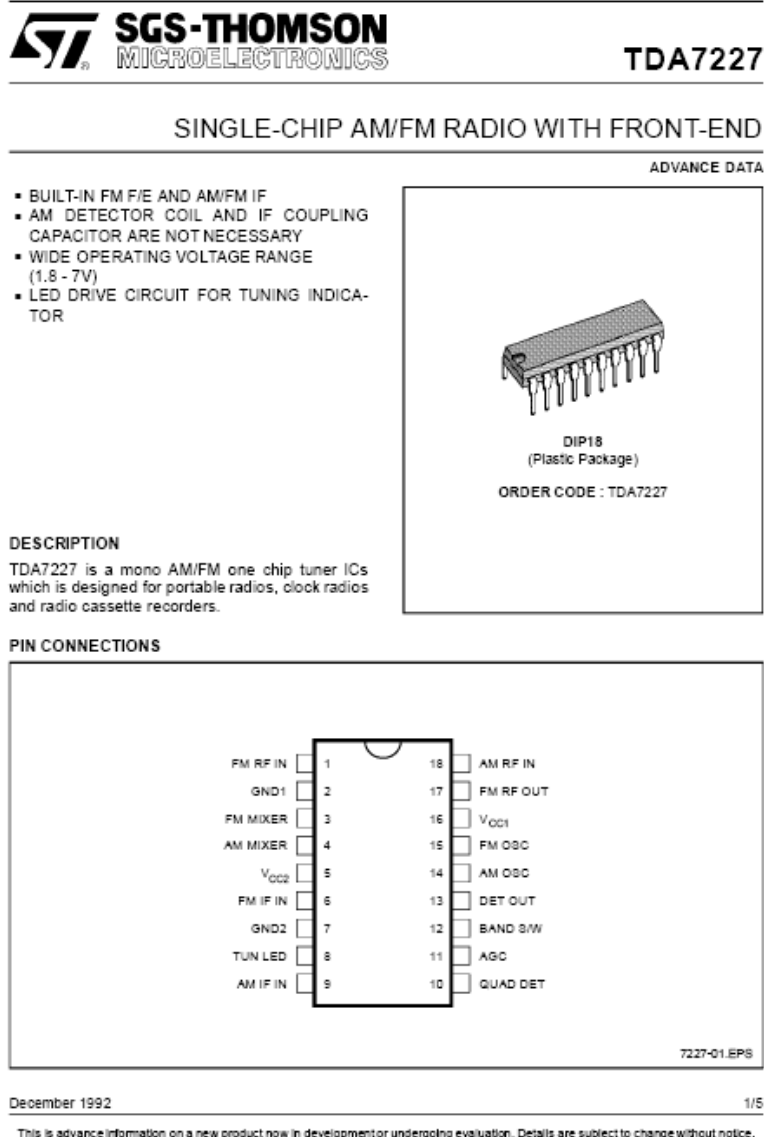


Figura 4.29 - Rádio AM/FM single chip TDA7227 (Thomson).

Noções sobre sintonia automática

Um número cada vez maior de receptores permite a implementação de uma "seleção automática de estações" na região onde o receptor opera. Isto é realizado através de uma varredura no espectro, desde a frequência inferior até a frequência superior da faixa (e.g., TV VHF, AM OM etc.). A implementação implica em variar simultaneamente a etapa de sintonia RF e o oscilador local; usualmente através de uma tensão de controle de varredura. Atualmente, o circuito de sintonia inclui varicap(s), de modo que a frequência da portadora a ser sintonizada pode ser controlada à tensão. De modo similar, emprega-se um Oscilador controlado à tensão ao invés do L.O. convencional. Assim, a varredura pode ser feita "progredindo" uma tensão de controle que atua na RF e Oscilador Local simultaneamente.

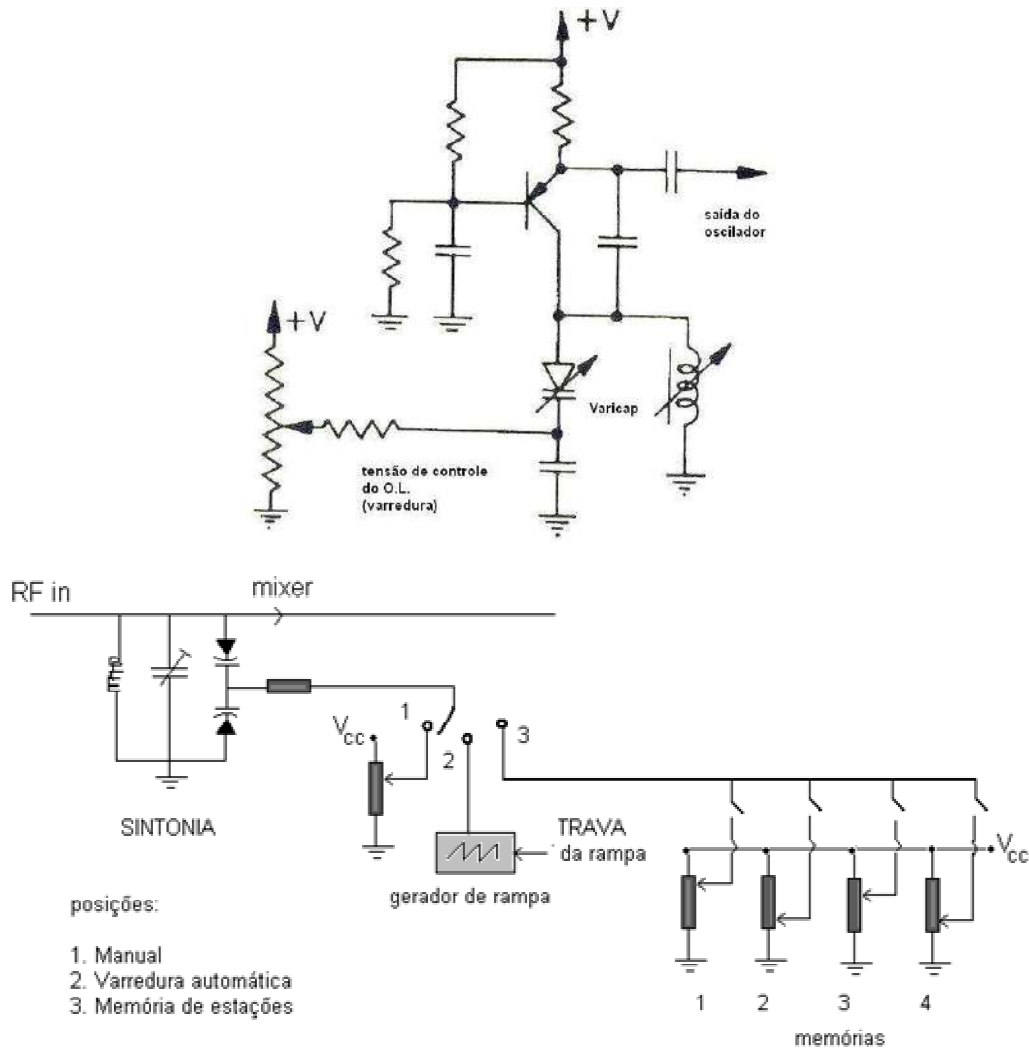


Figura 4.30 - Circuito de sintonia automática: Varicaps no filtro de RF. Controle da tensão de polarização dos varicaps: 1) sintonia manual 2) varredura da faixa de RF com rampa 3) memória de frequências de portadoras de estações RF

4.2 O Receptor CB

Tabela IV.4 – Classes de Radioamadores.

Radioamadores da classe	Potência máxima permitida
classe "A"	1000 watts -RMS
classe "B"	1000 watts - RMS
classe "C"	100 watts - RMS
classe "D"	50 watts - RMS

CB opera rádio em faixa específica e não é requerido nenhum exame ou conhecimento para obtenção de prefixo, contrariamente aos radioamadores. A legislação classifica-os em categoria aparte, assim como radioamadores, que não aceitam, via de regra, seu “parentesco” com estes operadores (ainda que *stricto sensu* haja uma diferença marcante, *lato sensu* ambos são “parentes”, apesar do preconceito explícito da maioria dos radioamadores...). Valores típicos para a CB - *Citizen Band* 11 m (27 m), com 23 canais AM (ou 40 canais SSB) são descritos.

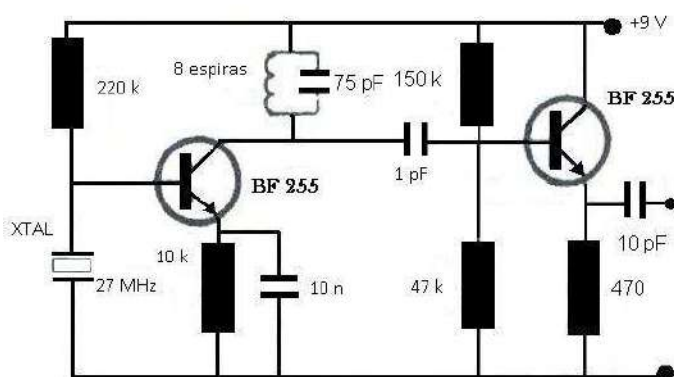


Figura 4.31 - Exemplo de um oscilador em 27 MHz, com cristal.



Figura 4.32 - Receptor CB AM- SSB 40 canais. Notar o botão *voice lock* para eliminação do erro de sincronismo na demodulação (ajuste fino).

Potência	AM 4W, SSB 12 W PEP
Distorção intramodulação	3ª e 5ª ordem >-25 dB
Supressão da portadora SSB	>-40 dB
Resposta em frequência	300 a 2.500 Hz
filtroSSB	cristal reticulado 7,8 MHz
Sensibilidade	1µV a 10 dB
Rejeição da imagem	> 65 dB
Rejeição canal adjacente	>-60 dB
AGC	10 dB, entrada 10µV - 100mV
<i>voice lock</i>	±1000 Hz.

Canais CB e frequência em MHz.

1 26.965	9 27.065	17 27.165	25 27.245	33 27.335
2 26.975	10 27.075	18 27.175	26 27.265	34 27.345
3 26.985	11 27.085	19 27.185	27 27.275	35 27.355
4 27.005	12 27.105	20 27.205	28 27.285	36 27.365
5 27.015	13 27.115	21 27.215	29 27.295	37 27.375
6 27.025	14 27.125	22 27.225	30 27.305	38 27.385
7 27.035	15 27.135	23 27.255	31 27.315	39 27.395
8 27.055	16 27.155	24 27.235	32 27.325	40 27.405

Alguns transceptores AM para voz na faixa do cidadão (CB *Citizen band*), um “tipo” simples de radioamador com licenciamento simplificado, adota a síntese de frequências a partir de um banco de osciladores de Xtal de quartzo (Há transceptores disponíveis usando PLL na síntese, vide Capítulo V). O receptor emprega duas FIs distintas, antes da demodulação AM via um detector de envoltória clássico, conforme o esquema mostrado.

O rótulo XTAL dos cristais atuando para o transceptor operando no canal C, C=1,2,..., 23

$$XTAL_{SO}(C) = \left\lceil \frac{C}{4} \right\rceil \quad (\text{receptor } 1^{\text{a}} \text{ FI})$$

$$XTAL_{RO}(C) = 6 + C \bmod(4) + 4\delta_{C(\bmod 4),0} \text{ S.O.} \quad (\text{receptor } 2^{\text{a}} \text{ FI})$$

$$XTAL_{XO}(C) = 10 + C \bmod(4) + 4\delta_{C(\bmod 4),0} \text{ X.O.} \quad (\text{transmissor}).$$

XTAL	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f(MHz)	37,60	37,65	37,70	37,75	37,80	37,85	10,18	10,17	10,16	10,14

Canal CB	XTAL S.O.	XTAL R.O.
1	1	7
2	1	8
3	1	9
4	1	10
5	2	7
6	2	8
7	2	9
8	2	10
9	3	7
10	3	8
11	3	9
12	3	10
13	4	7
14	4	8
15	4	9
16	4	10
17	5	7
18	5	8
19	5	9
20	5	10
21	6	7
22	6	8
23	6	10

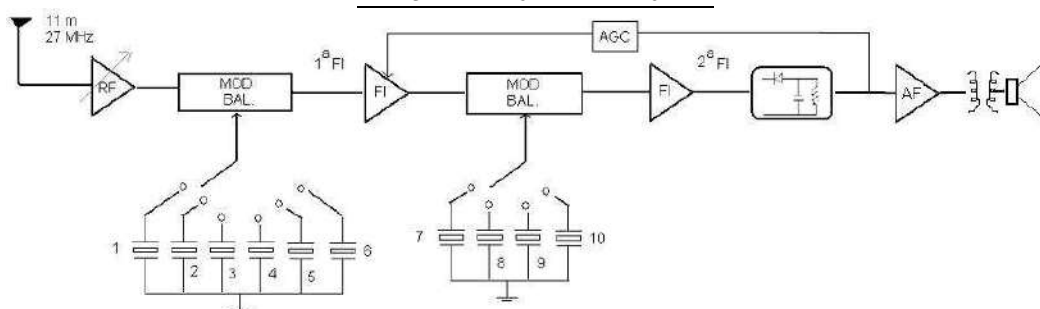


Figura 4.33 - Seção receptora de um transceptor CB em 11 m com 23 canais, usando síntese de frequência com banco de cristais de quartzo. Operação em 27 MHz, 40 canais SSB.

Exercício 18.

Calcule o valor das duas FIs e comente estes valores em função do reaproveitamento de transformadores de FI de outros receptores padrões de radiodifusão.

Solução. Em todos os casos, a primeira FI vale 10,7 MHz e a segunda FI vale 455 kHz, de modo que os transformadores de FI manufaturados para rádios AM e FM comerciais podem ser aproveitados na montagem do transceptor CB.

FAIXA	MHz
Faixa de 0,70 metros	430,000 - 440,000
Faixa de 1,3 metros	220,000 - 225,000
Faixa de 2 metros	144,000 - 148,000
Faixa de 3 metros	10,138 - 10,150
Faixa de 6 metros	50,000 - 54,000
Faixa de 10 metros	28,000 - 29,700
Faixa de 12 metros	24,890 - 24,990
Faixa de 15 metros	21,000 - 21,450
Faixa de 17 metros	18,068 - 18,168
Faixa de 20 metros	14,000 - 14,350
Faixa de 40 metros	7,000 - 7,300
Faixa de 80 metros	3,500 - 3,800
Faixa de 160 metros	1,800 - 1,850

4.3 O Receptor Homodino

Em sistemas com portadora ou com portadora piloto, um tipo de detecção muito usada é a homodina, que consiste essencialmente de uma detecção síncrona. Um filtro banda estreita é usado para extrair a “portadora piloto”, a qual é amplificada e utilizada ao invés do oscilador local.

Em alguns sistemas práticos, esta portadora piloto é empregada para sincronizar um oscilador local usado na detecção do sinal.

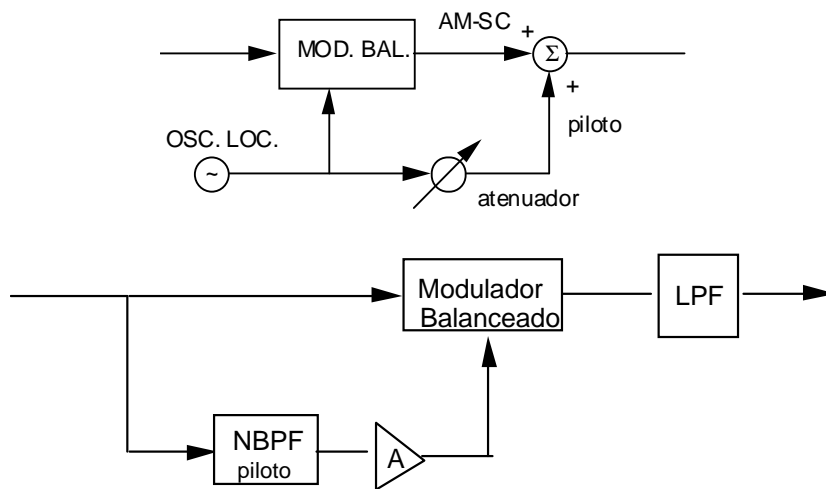


Figura 4.34 - O Transmissor e Receptor homodino para AM.

A recepção homodina normalmente é realizada diretamente com o sinal de RF, isto é, não emprega a seção de FI. Um exemplo típico de detecção homodina é o receptor AM empregando PLL (*Phase Locked Loop*). O PLL é um dos dispositivos para sinais analógicos de maior uso depois do AMP-OP. O funcionamento de tal receptor é discutido no capítulo seguinte.

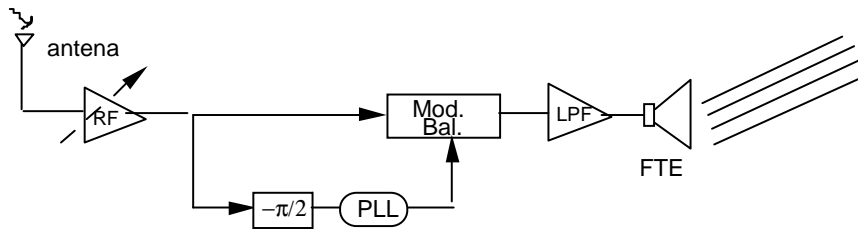
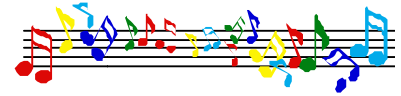


Figura 4.35 - Receptor Homodino AM com PLL (Capítulo V).

Todavia, dentre os receptores homodinos, o mais difundido tem sido o receptor superregenerativo, também proposto por E. Armstrong em 1922 (ele avançou com o receptor regenerativo que ele havia patenteado em 1914, durante a graduação em EE). Este receptor foi objeto de uma “guerra de patentes” (tal como com o superhet, a FM), que durou 12 anos e terminou na corte suprema com decisão favorável a Lee de Forest. Armstrong visualizou um circuito com realimentação positiva (regenerando parcela do sinal, realimentando na entrada, que é reamplificado), resultando em altíssimo ganho. Não obstante, é fato conhecido que “realimentação positiva” conduz à instabilidade, e engenhosamente Armstrong propõe “suprimir” periodicamente o circuito.

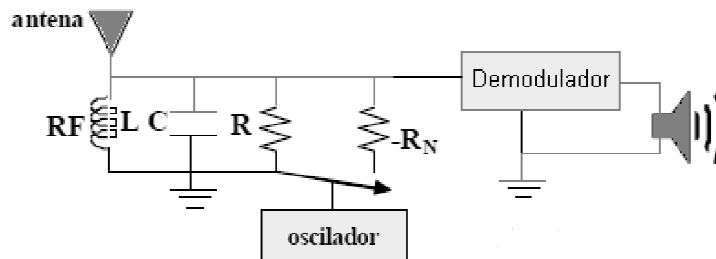


Figura 4.36 - Configuração típica de um receptor superregenerativo.

O sistema inclui um amplificador de resistência negativa (implicação em alto ganho – realimentação positiva e deve dirigir-se a saturação). Para evitar saturação e instabilidade, a resistência negativa é periodicamente retirada do circuito – efeito conhecido como “extinção”. Devido a sua simplicidade (atuar normalmente com apenas um transistor), esta configuração é a mais usada em circuitos de alarmes, controles remotos, telecomandos de brinquedos, etc. Particularmente em circuitos “*REMOTE KEYLESS ENTRY for automobile*” (abertura automática de portas de veículos). O controle é usualmente realizado por um microcontrolador PIC.



Figura 4.37 Controle remoto automotivo para abertura de portas. O modo de operação é superregenerativo devido ao baixo consumo de potência, além de usar poucos componentes (dimensões pequenas e de mais baixo custo).

O oscilador funciona em dois modos: um período instável no qual a tensão tende a saturação, e um período de extinção, no qual as oscilações tendem a “desvanecer”. Estes ciclos são alternados, mantendo a oscilação.

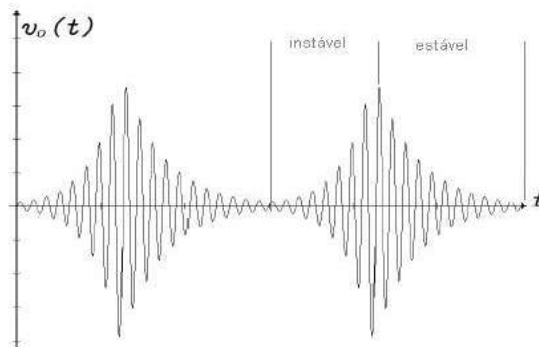


Figura 4.38 – Ilustração da saída de um oscilador superregenerativo, com resistência negativa.

4.4 O sistema AM estéreo

Os sistemas de AM vêm esporadicamente sofrendo pequenas modificações. Além de um aumento na potência máxima de antena, houve uma melhoria na resposta de frequência, passando para 50 Hz a 7 kHz, proporcionando ganhos em termos de inteligibilidade, naturalidade e reconhecimento do falante (CCITT 1987). Adicionalmente, o Dentel liberou, a partir de 1986, as transmissões estereofônicas de radiodifusão AM no Brasil (hoje ANATEL- Agência Nacional de Telecomunicações). O sistema adotado foi o C-QAM, padronizado pela Motorola (Canadá). Trata-se de um sistema compatível, i.e., que permite aos receptores AM convencionais a recuperação de um sinal monofônico nas transmissões estéreo. O esquema é baseado em multiplexação em quadratura e recepção homodina com portadora piloto.

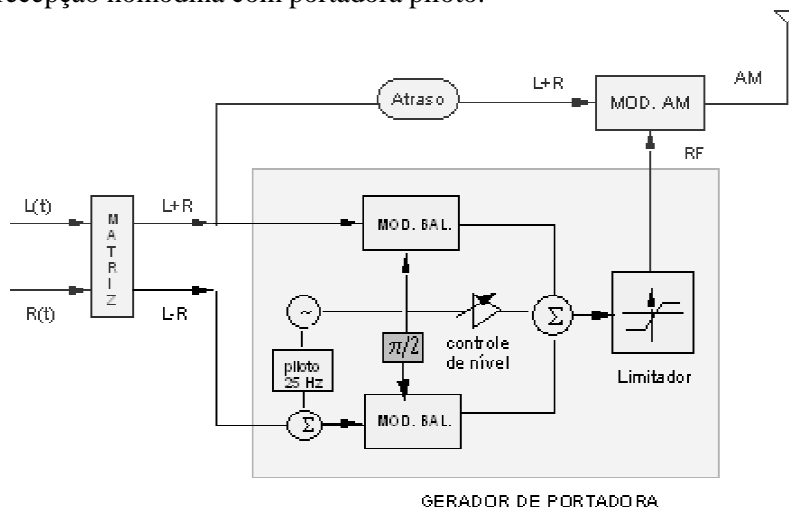


Figura 4.39 - Diagrama esquemático do Padrão AM estéreo C-QAM.

O sistema requer índices de modulação AM inferiores a 100% de modo a garantir que não há perda da informação enviada via modulação angular (portadora). O atraso no sinal é introduzido de forma a compensar o retardo introduzido pelo circuito de geração da portadora de RF. O limitador garante a remoção da modulação em amplitude do sinal, gerando assim uma portadora de amplitude constante, porém modulada exponencialmente. Uma “portadora piloto” em 25 Hz, de baixo nível, é inserida no sinal L-R de banda básica.

4.5 Esquemas Comerciais de Rádio AM

Exercício 19.

Nota: Receptores fabricados pela NISSEI S/A Ind & Com[®]

Visando verificar a aplicabilidade dos conhecimentos sobre modulação AM na compreensão do funcionamento de receptores práticos, eis esquemas comerciais de receptores de rádio para a faixa de radiodifusão em ondas médias, eventualmente também em ondas curtas. Trata-se de aparelhos antigos (décadas 70-80), onde as seções são ainda implementadas separadamente com componentes discretos ao invés de CI's. Procure identificá-las através de blocos e comente os princípios de funcionamento.

- S1. Rádio portátil de bolso modelo RP-11 para OM (530 - 1630 kHz).
- S2. Rádio portátil modelo RP-22 para OM e duas faixas de ondas curtas; OC1 (3,15 - 6,30 MHz) e OC2 (5,85 - 12,32 MHz).
- S3. Auto-rádio modelo AR-44M para ondas médias (530 - 1630 kHz) e três faixas de ondas curtas: 62m (4,7-5,08 MHz), 49m (5,85-6,30 MHz), 31m (9,40-9,90 MHz).
- S4. Rádio de mesa modelo RM-61 para ondas médias e curtas nas faixas:

OM	530 - 1630 kHz
90m	3,18 - 3,40 MHz
62m	4,67 - 5,10 MHz
49m	5,89 - 6,30 MHz
31m	9,38 - 9,80 MHz
25m	11,45 - 12,20 MHz

Os receptores mais sofisticados operam em diversas faixas (e.g., OM, 90 m, 62 m, 49 m, 31 m, 25 m). As chaves de ondas são destinadas à mudança de faixa (e.g., OM & OC) e são construídas por diversas seções comandadas simultaneamente. Nas chaves antigas, os contatos mecânicos modificam-se simultaneamente ao selecionar uma posição #i: todas as seções são posicionadas fechando o contato através do i-ésimo circuito, deixando os demais em aberto.

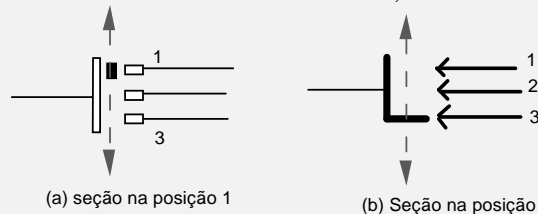
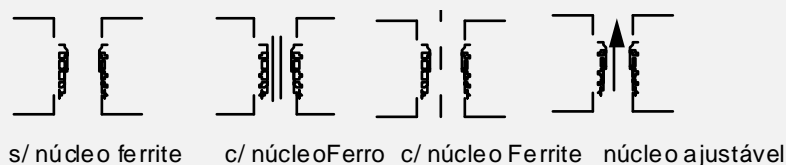


Figura 4.40 - Seção de uma chave de ondas de três faixas: duas representações.

(A chave é constituída por diversas seções deste tipo, acionadas por um único controle)

Note o uso de diversos tipos de transformadores:



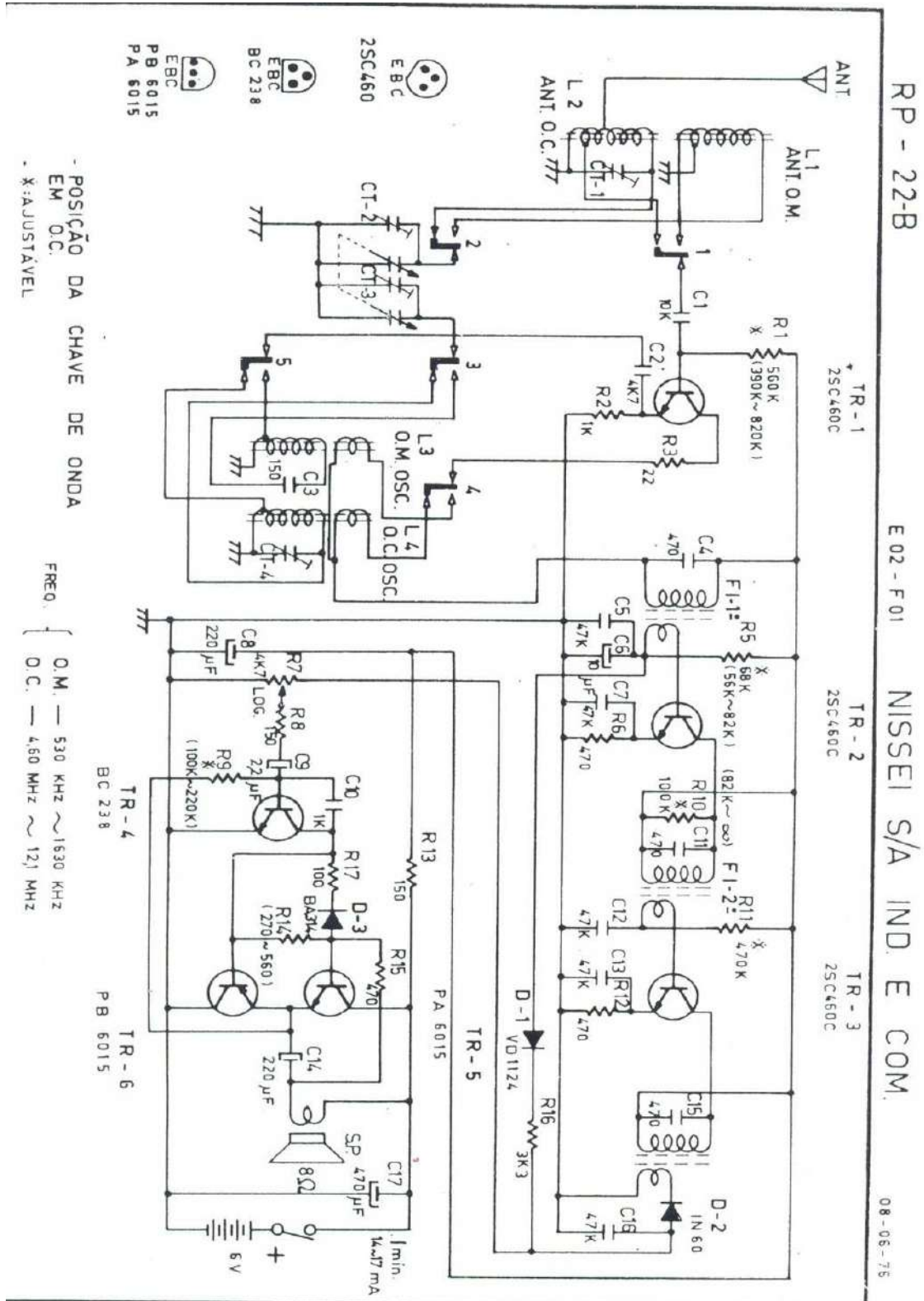


Figura 4.42 - Rádio portátil modelo RP-22 para OM e duas faixas de ondas curtas; OC1 (3,15 - 6,30 MHz) e OC2 (5,85 - 12,32 MHz).

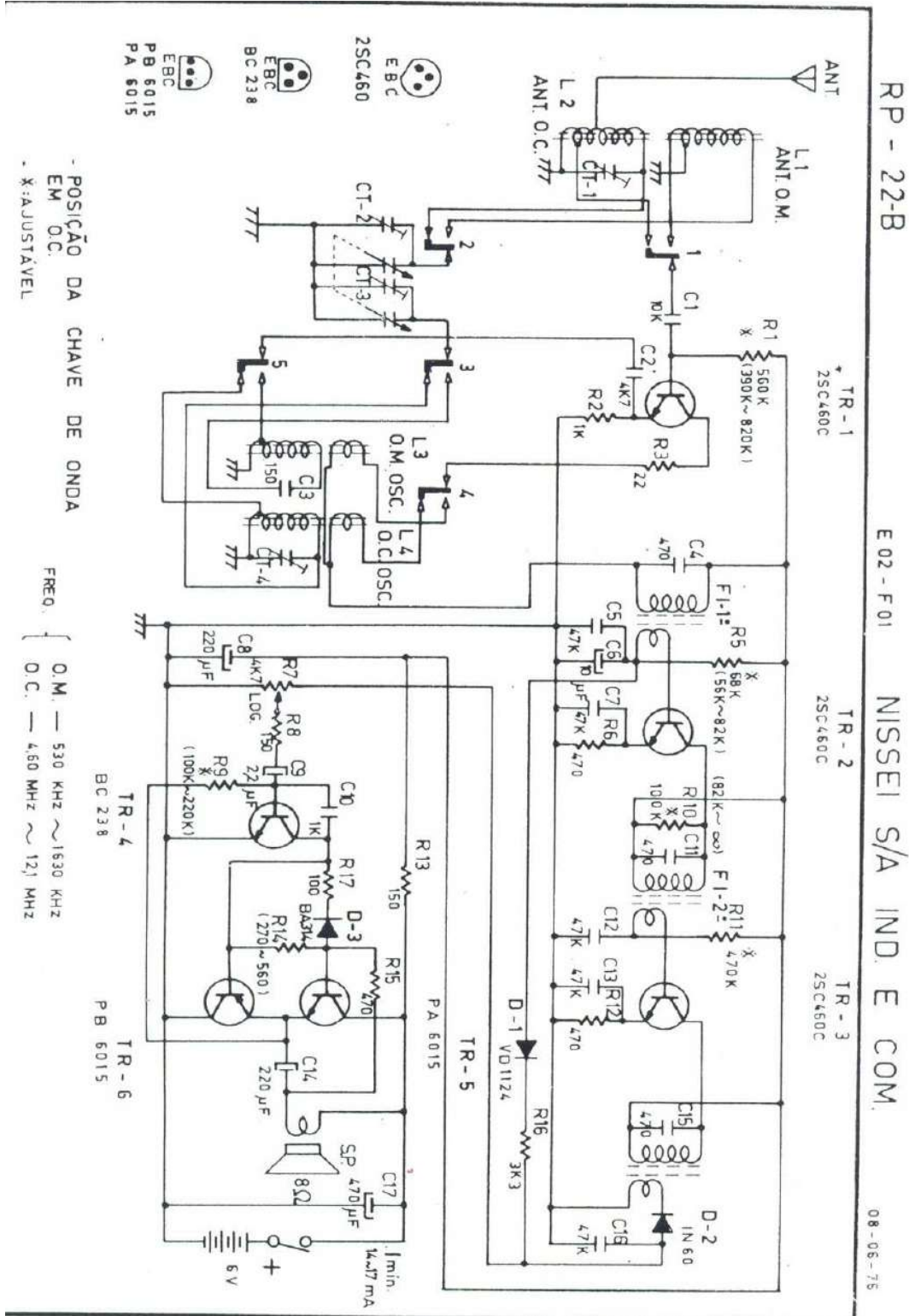


Figura 4.43 - Rádio portátil modelo RP-22 para OM e duas faixas de ondas curtas; OC1 (3,15 - 6,30 MHz) e OC2 (5,85 - 12,32 MHz).

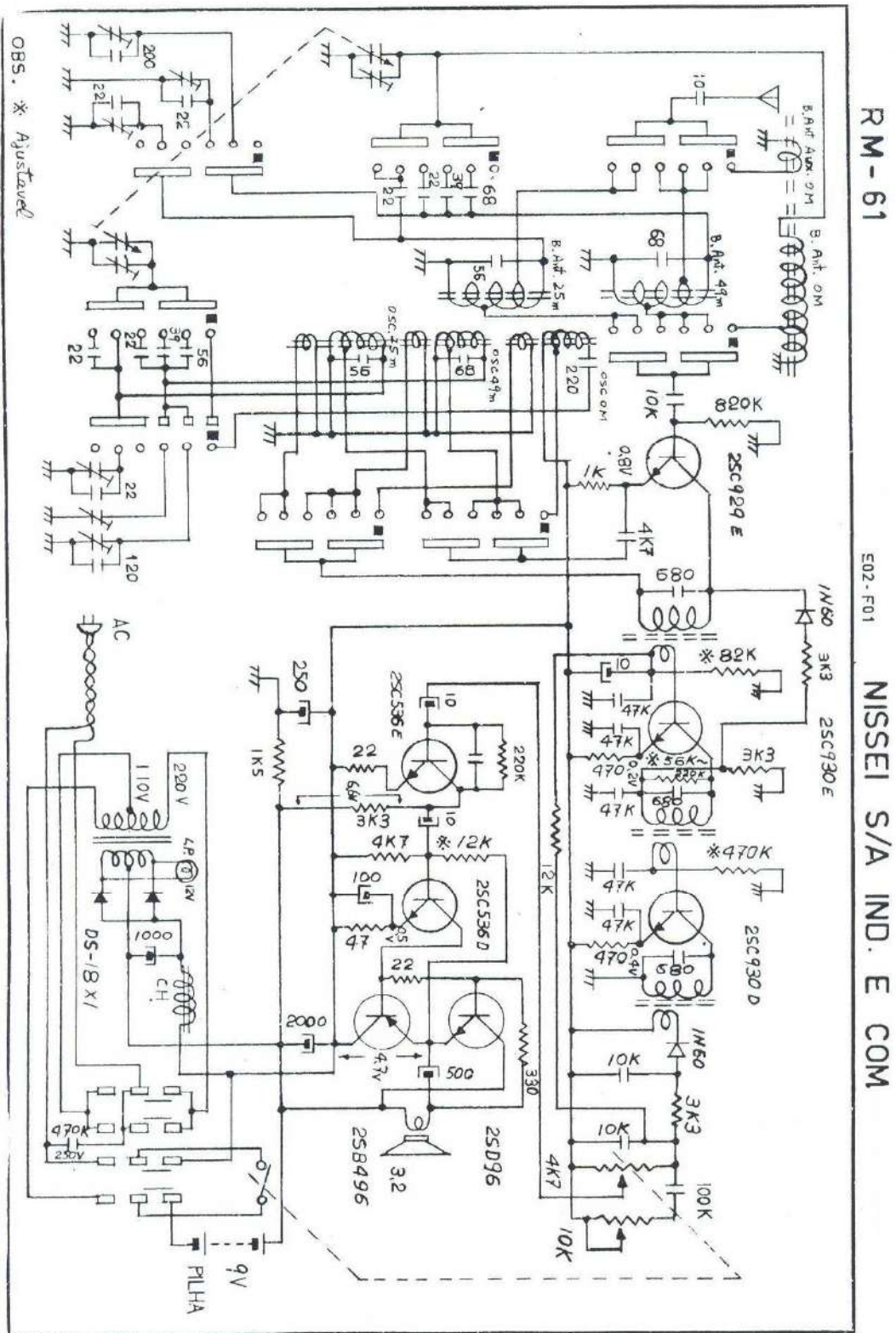


Figura 4.44 - Rádio de mesa modelo RM-61 para ondas médias e curtas.

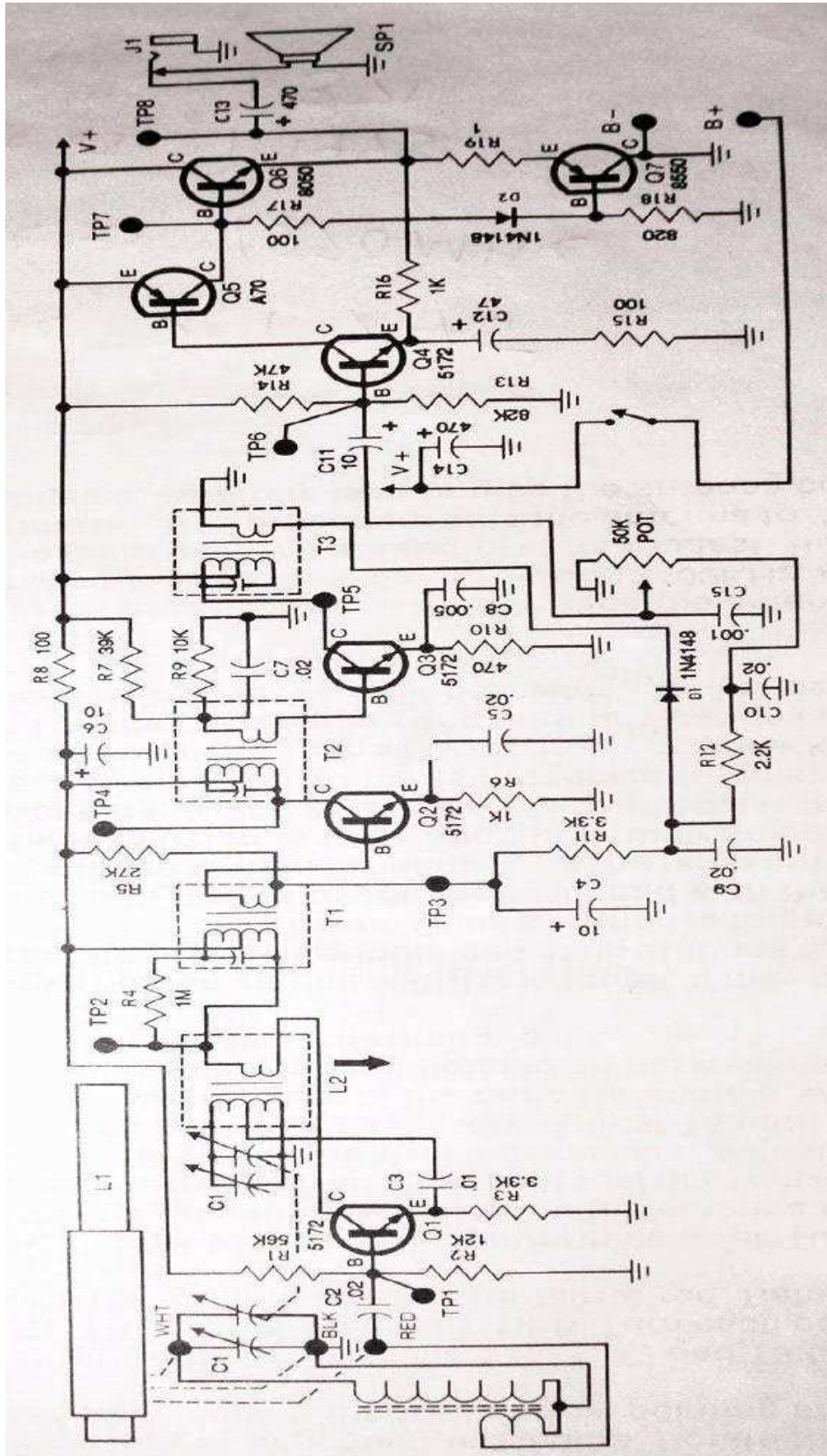


Figura 4.45 - Receptor AM superhet, transistorizado.

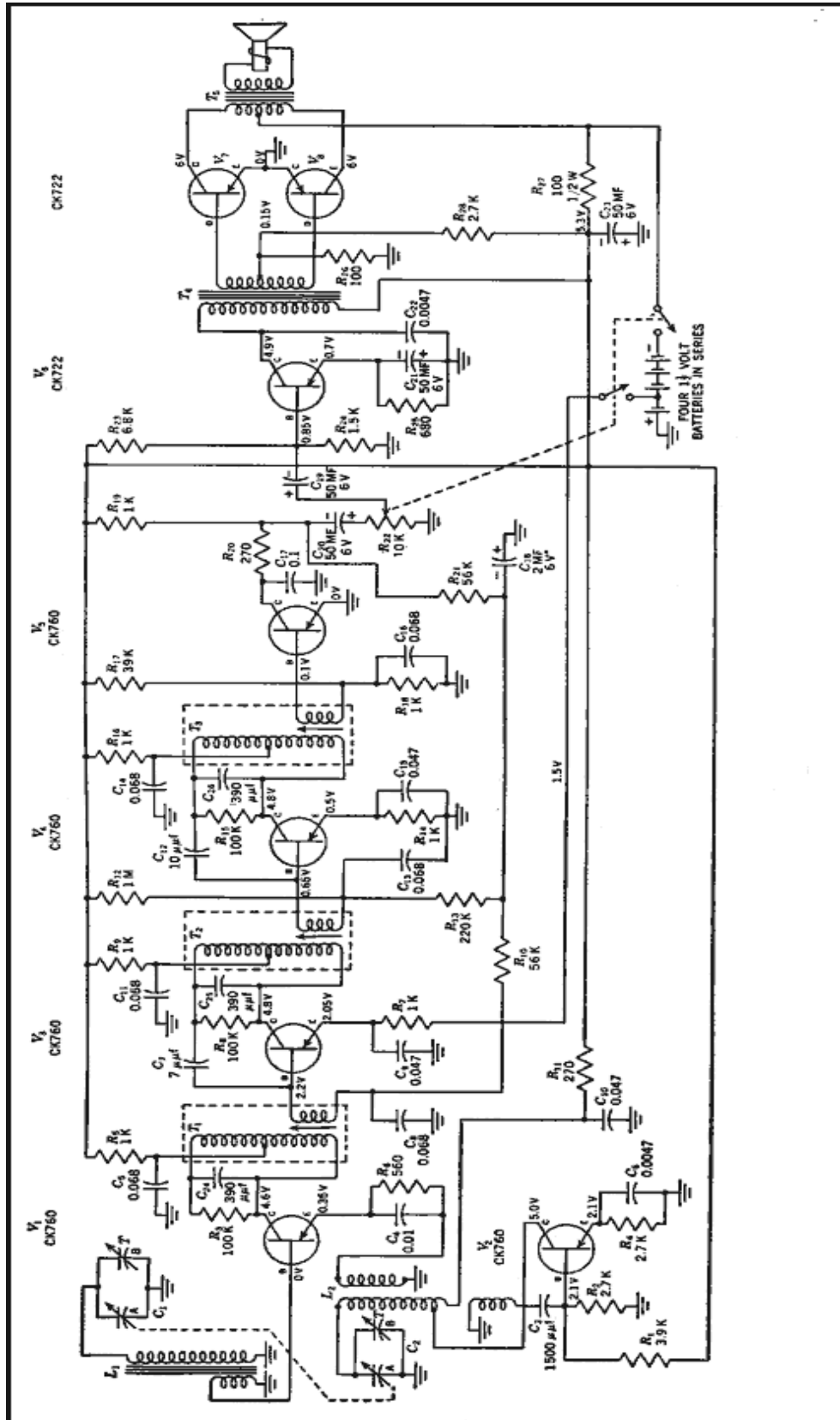


Figura 4.46 – Esquema de Receptor AM.

A figura a seguir mostra um receptor usando CIs: o NE612 e o LM386, com alimentação 6 V, trabalhando até 500 MHz de portadora. O receptor é superhet, como na maioria das implementações. Vê-se que o NE612 corresponde a um mixer e oscilador local (entrada RF pinos 1,2; amplificador do oscilador no pino 6 e 7). O ajuste da frequência do oscilador é realizado no tanque externo ligado aos pinos 6 e 7 o qual possui o capacitor variável de sintonia. A saída já na FI é tomada nos pinos 4 e 5, que alimenta o transformados de FI (contendo tanque sintonizador). O sinal filtrado (eliminados os canais adjacentes) vai ao detector de envoltória, constituído pelo diodo A121, C8 (100 pF) e R1 (470 kΩ). O sinal dc é bloqueado em C4 e o ajuste do volume é realizado pelo divisor de tensão no potenciômetro P. O sinal de áudio é amplificado pelo LM386, cuja saída alimenta o alto-falante.

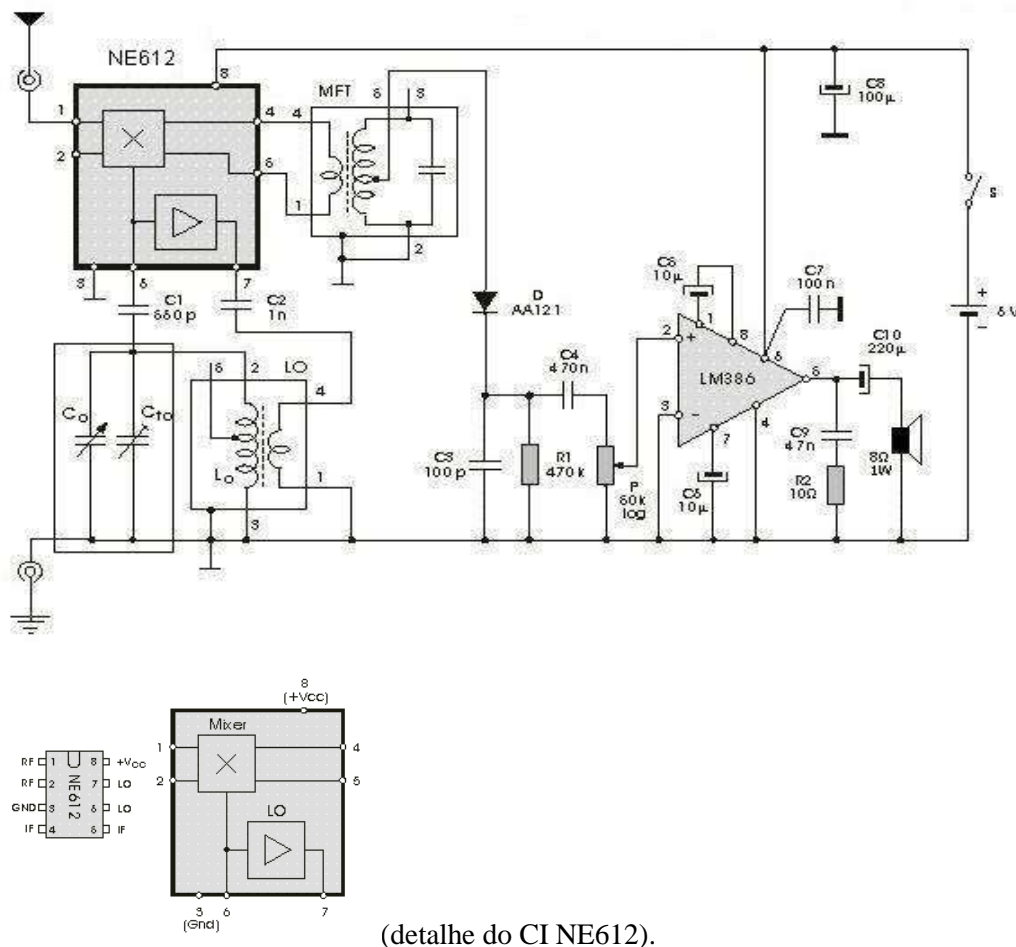


Figura 4.48 – Implementação de rádio AM com Circuitos integrados até a frequência 500 MHz.

4.6 Som entre Portadoras

Os pioneiros mais destacados em TV foram John Baird (UK), Philo Farnsworth (UK) e Vladimir Zworykin (URSS, USA).

Zworykin patenteou o iconoscópio em 1923 (funcinando como câmera de TV) e logo após o conescópio (funcionando com tubo TRC como adotado na TV). A notar que na década de 40, os receptores de TV tinham custo da mesma ordem de grandeza de um automóvel zero quilometro (MEGRICH, 1993).

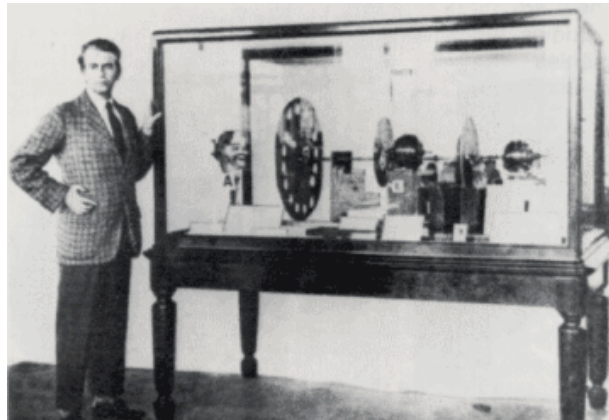


Figura 4.49 - J. Baird e o primeiro modelo de televisão (eletromecânico).

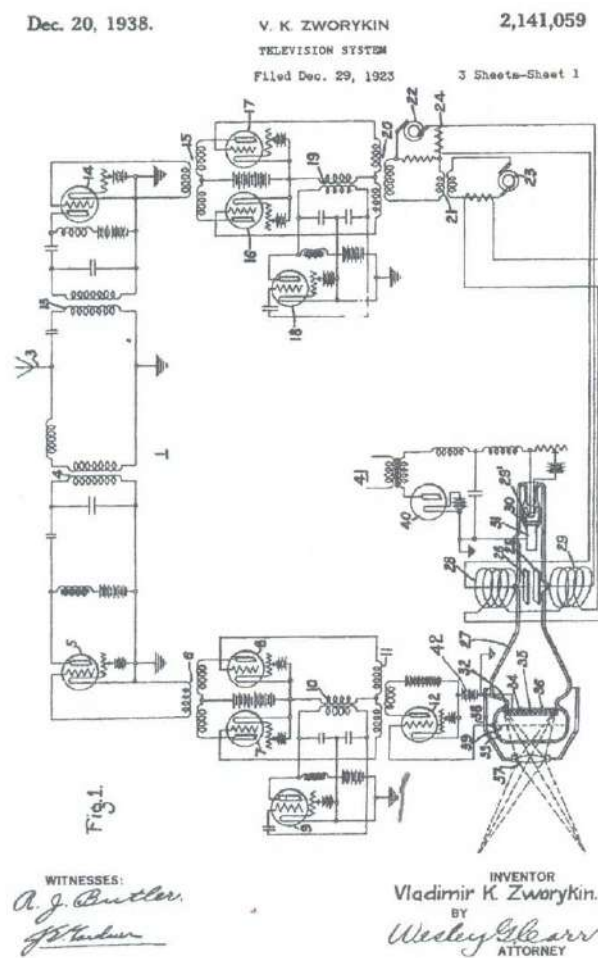


Figura 4.50 - Patente da primeira televisão inteiramente eletrônica, 1923 (Zworykin).

Os sistemas de televisão necessitam de transmissão simultânea da imagem e do som. O sinal de vídeo é transmitido modulado em VSB (com portadora), enquanto que o sinal de som é transmitido em FM. Cada canal ocupa 6 MHz de banda, como 250 kHz de banda de guarda entre canais adjacentes [GROB 1964, GOMES 1991].

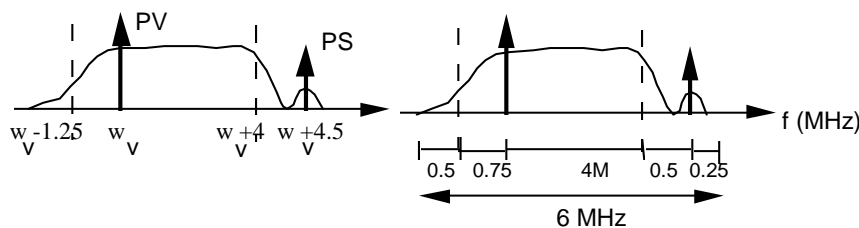


Figura 4.51 - Espectro do sinal de TV em RF. Espectro detalhado. Filtro VSB.

Uma estratégia possível para o receptor seria utilizar dois circuitos independentes para a imagem e sons, separando estes sinais desde o estágio de RF. Por razões econômicas, em vez de tratar-se isoladamente som e vídeo, preferiu-se adotar a estratégia do som entre as portadoras.

O sinal “áudio + vídeo” é convertido para a FI e é demodulado usando detecção de envoltória. Este procedimento permite recuperar o sinal de imagem e converte o som para uma nova FI mais baixa. Os detalhes são explicados a seguir.

O espectro da estação sintonizada (figura anterior) é transladado para a FI, com uma inversão:

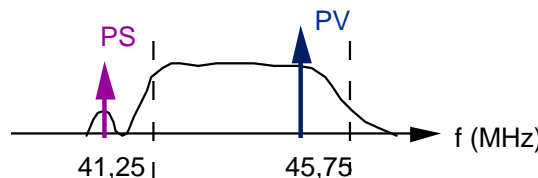


Figura 4.52 - Espectro do sinal de TV em FI.

Curiosamente, o sinal AM transmitido não apresenta a simetria convencional SB em torno da frequência da portadora de vídeo, i.e., estritamente não é VSB. A filtragem VSB exata é realizada no receptor de TV, conforme Fig. 4.53.

Observa-se que a distância entre portadoras é $\frac{w_v - w_s}{2\pi} = 4,5 \text{ MHz}$. O sinal de TV após ser transladado para a FI tem a seguinte forma:

$$\varphi_{FI}(t) = A_v [1 + v(t)] \cos w_c t + A_s \cos[w_s t + \phi(t)]$$

imagem (AM) + som (FM).

Por simplificação, a análise é feita supondo a modulação AM ao invés de VSB. No entanto, o resultado permanece válido também no 2º caso. Aquele $v(t)$ representa o sinal de vídeo, com $|v(t)| < 1$, enquanto que $\phi(t)$ transporta a informação do sinal de som (ver-se-á no próximo capítulo).

Este sinal “completo” (existem ainda os sinais de sincronismo em $v(t)$) pode ser escrito como

$$\varphi_{FI}(t) = A_v [1 + v(t)] \cos w_v t + A_s \cos[w_v t - \beta t + \phi(t)]$$

em que $\beta := w_v - w_s = (45,75 - 41,26) \cdot 2\pi = 4,5 \cdot 2\pi \text{ M rad/s}$.

Aplicando o desenvolvimento para o cosseno da soma de arcos:

$$\cos(A-B) = \cos A \cos B + \text{sen} A \text{sen} B, \text{ tem-se}$$

$$\varphi_{FI}(t) = A_v [1 + v(t)] \cos w_v t + A_s \cos[\beta t - \phi(t)] \cos w_v t + A_s \text{sen}[\beta t - \phi(t)] \text{sen} w_v t,$$

Agrupando agora os termos em fase e em quadratura, obtém-se a expressão:

$$\varphi_{FI}(t) = \{A_v [1 + v(t)] + A_s \cos[\beta t - \phi(t)]\} \cos w_v t + A_s \text{sen}[\beta t - \phi(t)] \text{sen} w_v t.$$

Se o sinal após a FI for aplicado a um detector de envoltória, o sinal obtido na saída corresponderá a

$$r(t) = \sqrt{\{A_v[1+v(t)] + A_s \cos[\beta t - \phi(t)]\}^2 + \{A_s \sin[\beta t - \phi(t)]\}^2}.$$

Se $A_v \gg A_s$, é possível realizar uma aproximação útil usando o desenvolvimento $(1+x)^{1/2} \approx 1+x/2+\dots$ $|x| \ll 1$, resultando em

$$r(t) \approx A_v [1+v(t)] + A_s \cos(\beta t - \phi(t)).$$

O primeiro termo corresponde ao sinal de vídeo já demodulado, enquanto que o segundo corresponde ao sinal de som em uma nova frequência de FI, $\beta/2\pi=4,5$ MHz, bem inferior ao valor $w_s/2\pi=41,25$ MHz.

A condição $A_v \gg A_s$ é obtida através da curva de resposta da FI, que atenua a portadora de som em relação à portadora de vídeo. Para verificar que o sinal de vídeo não se mistura com o som, avalia-se o espectro $R(w)$ da envoltória, verificando que ele contém o vídeo demodulado e um sinal de FM centrado em 4,5 MHz com faixa 200 kHz e, portanto, não se superpõe ao sinal de vídeo, limitado em cerca de 4 MHz. Um circuito sintonizado em 4,5 extrai o som para o circuito de áudio. O amplificador de vídeo tem característica LPF e através de um filtro sintonizado (*notch* BPF em 4,5 MHz com atenuação superior a 40 dB) chamado armadilha de som elimina o som. Montagens típicas e simples para armadilha de áudio podem ser construídas via sintonizadores, como indicado na Fig. 4.53c,d. Na armadilha série, o circuito funciona como curto-circuito em 4,5 MHz. Já na armadilha paralela, o circuito atua como circuito-aberto em 4,5 MHz.

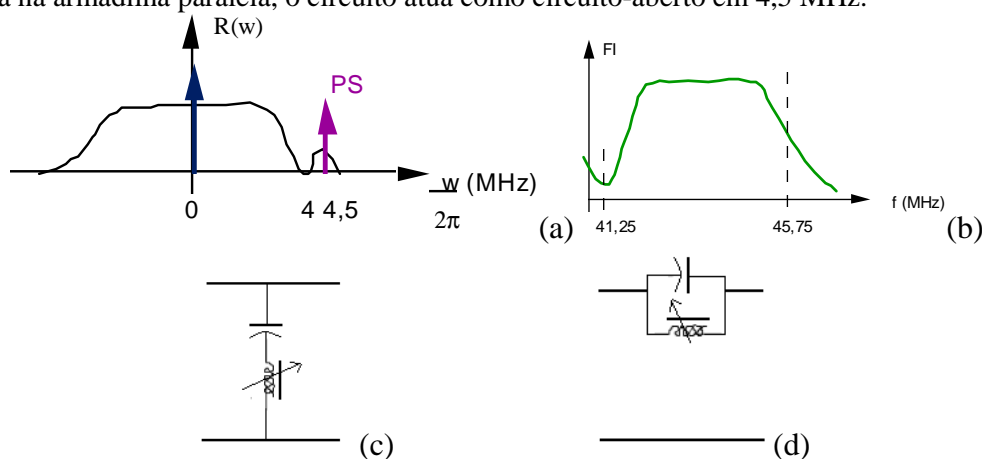


Figura 4.53 - (a) Sinal após detector de envelope e (b) Curva de resposta em frequência na seção FI. (c) armadilha de som em série (d) armadilha de som em paralelo

Mostra-se na figura anterior a curva ideal de resposta FI de vídeo. Além de introduzir a característica VSB em torno da portadora de vídeo, a portadora de som é fortemente atenuada, permitindo bom funcionamento da estratégia "som entre portadoras".

Explicações preliminares sobre o funcionamento são discutidas a seguir, porém os detalhes são deixados para um texto de televisão básica (sincronismo H e V, geração de quadro, sinal vídeo composto, TV em cores, etc.). Vale salientar que o Brasil foi o 5º país a possuir emissora comercial de TV (após EUA, GB, FR e Países Baixos), graças às travessuras de Chatô, TV Difusora (posteriormente TV Tupi), São Paulo, Setembro 1950. Na época, foram usados 200 receptores. A TV em cores só foi introduzida em 1972. O número de aparelhos de TV em 1985 no Brasil era da ordem de 15.000.000 [FLO 1964, MIQ 1972, KNA&TEB 1978, BONA 1982, TELL 1984, BRA 1990]. O Diagrama de blocos de um receptor de TV é mostrado na próxima figura, observando a aplicação do "som entre portadores".

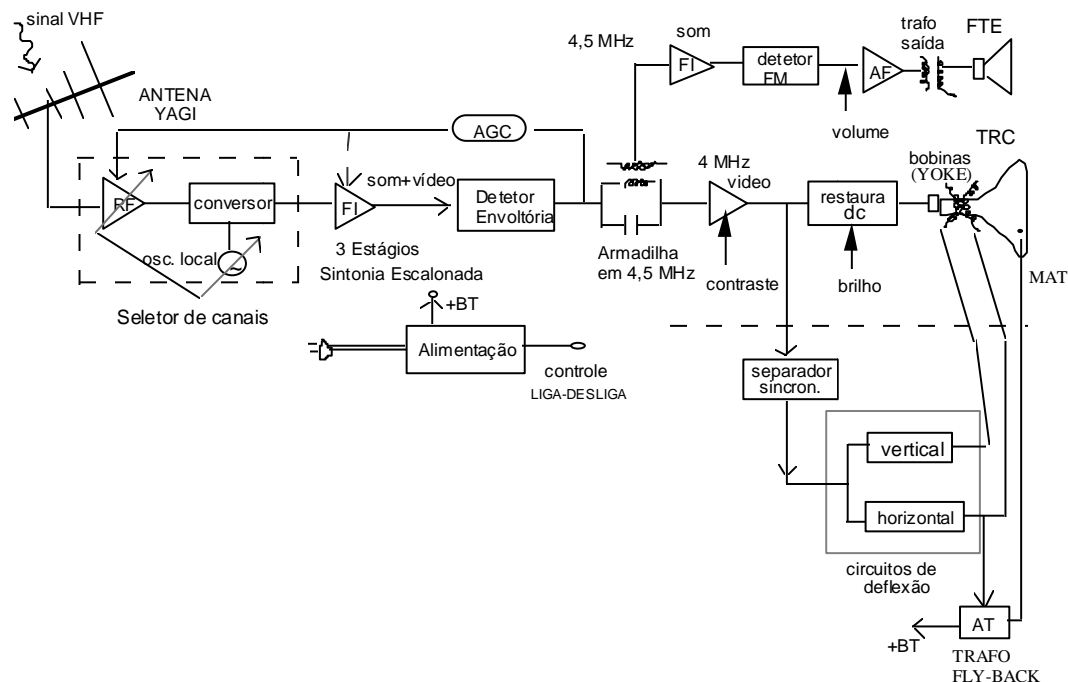


Figura 4.54 - Receptor monocromático de TV- som entre portadoras.

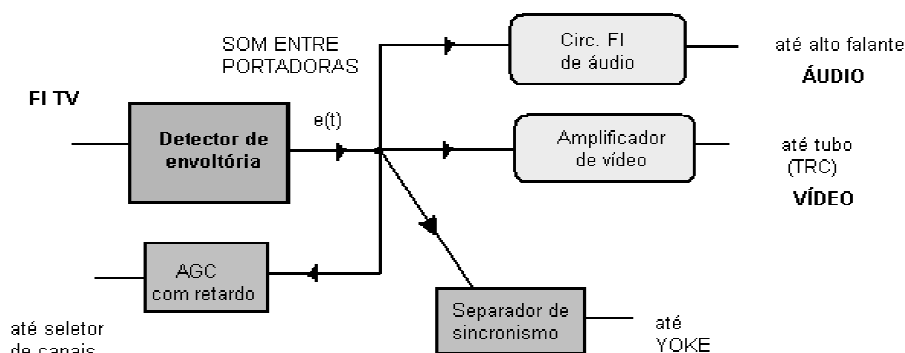


Figura 4.55 – saída do detector de envoltória para sistema som entre portadoras. Notar as quatro saídas após detecção de envoltória.

A antena usada normalmente é do tipo Yagi (referência a **Hidetsugu Yagi** 1886-1976), que apresenta alto ganho e diretividade (em função do número de elementos). Ela consiste de três tipos de elementos: Um elemento ativo, normalmente sob a forma de dipolo dobrado, Um elemento refletor, e diversos elementos diretores-- vide figura a seguir. Ganhos típicos para 4, 9 e 13 elementos são 8, 13 e 15 dB, respectivamente. Uma informação relevante sobre a diretividade das antenas Yagi é obtida através da largura do feixe (graus). Esta medida é o ângulo entre os pontos de 3dB na característica polar do diagrama de irradiação. Valores típicos para a largura do feixe LF correspondem à $LF=195,9^\circ \cdot Y^{0,85}$ em que Y é o número de elementos da antena. Assim $Y=3$ elementos apresenta largura mais que 70° ; já $Y=16$ elementos tem-se menos que 20° .

- http://radio.meteor.free.fr/us/yagi_fm.html
- <http://www.educypedia.be/electronics/antennayagi.html>
- <http://bfm.org/~bn589/antenna.html>

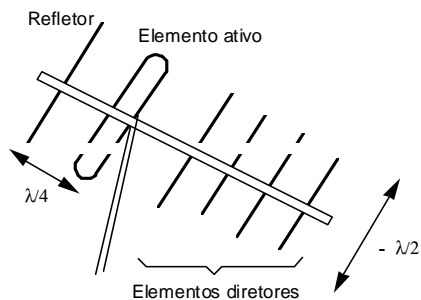


Figura 4.56 – Antena Yagi com vários elementos.

O circuito de alimentação fornece as tensões dc necessárias para a polarização dos amplificadores (baixa tensão). O suprimento de alta tensão MAT aplicada ao ânodo do tubo cinescópico (TRC) é gerado a partir do sinal do horizontal. A voltagem gerada é da ordem de 10 kV-15 kV. A muito alta tensão é obtida na saída do transformador FLY-BACK.

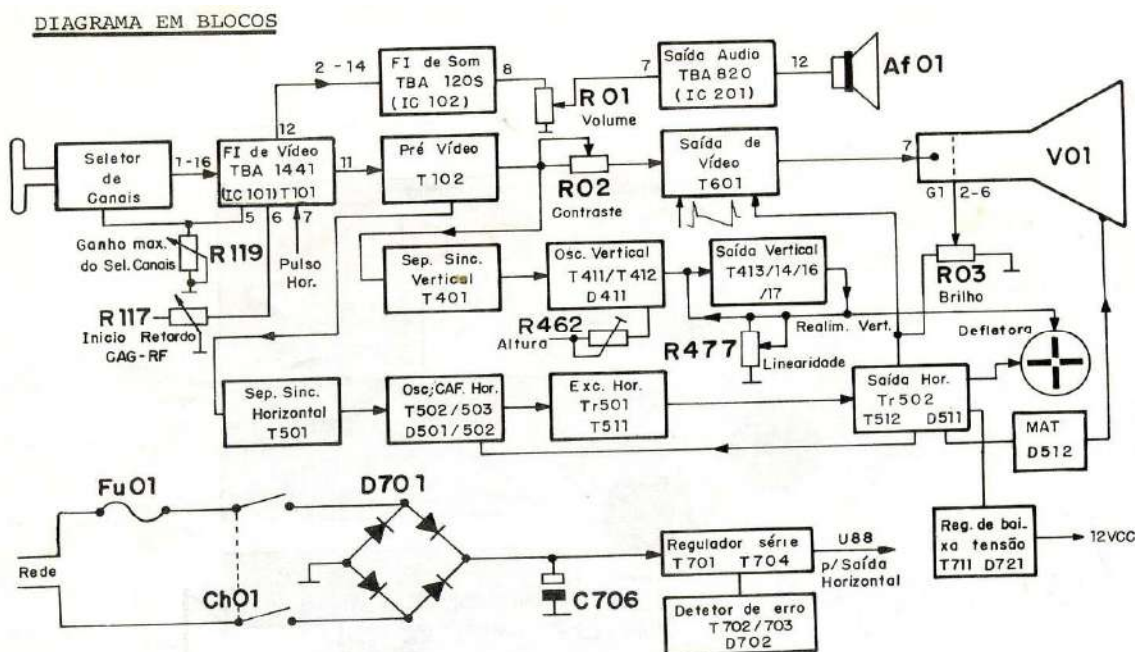


Figura 4.57 – Diagrama de blocos de TV comercial, incluindo detalhes (e.g., linearidade, altura, CAF)

O receptor de TV é superheteródino e o oscilador local é ajustado em cada canal de modo que o espectro obtido após a conversão seja conforme indicado na Fig. 4.37. O seletor de canais ajusta as características do amplificador de RF bem como a frequência do oscilador local, de forma a converter o sinal para a FI. Um conversor de frequências com oscilador acima da portadora ($f_{OL} > f_c$) é empregado, daí o espectro invertido em FI (cf. Prob.3.72 e 4.17).

Os 1ºs aparelhos empregavam sintonia com seletores à indutância, com um grande barulho dos contatos ao mudar de canal; e os mais recentes, empregam varactor (silenciosos). Um tambor rotativo contendo pastilhas nas quais se encontra um jogo de bobinas permite a seleção necessária ao ajuste RF + LO (Oscilador local) do canal sintonizado. Atualmente todo o processo de sintonia tem como base varicaps e as indutâncias são fixas.

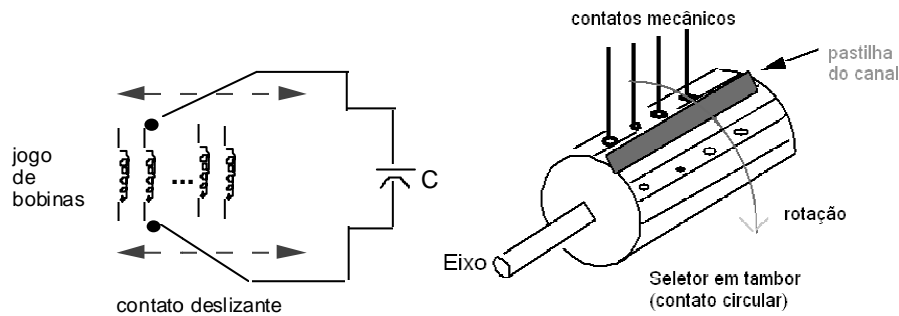


Figura 4.58 - Seletor de canais (aparelhos antigos) com contatos mecânicos.

As colisões dos elétrons com alta energia cinética no tubo fluorescente provocam transições eletrônicas que envolvem orbitais internos, emitindo Raios X moles (de maior λ e fraco poder de penetração, e.g. $\lambda=150\text{\AA}$ ou $f=20.000\text{ THz}$!). Os primeiros aparelhos emitiam radiação praticamente na faixa de Raios X duros, sendo extremamente perigosos, podendo causar danos biológicos.

O Tubo de Raios Catódicos (TRC)

Exemplos: Tubo de TV e tubo de Raios X

O descobrimento dos raios X foi realizado por Wilhelm Conrad Röntgen em 1895 (prêmio Nobel de 1901). Os raios X produzidos no interior das ampolas são ondas eletromagnéticas, um espectro contínuo dentro na faixa de comprimento de onda entre $0,1$ e $0,5\text{ \AA}$.

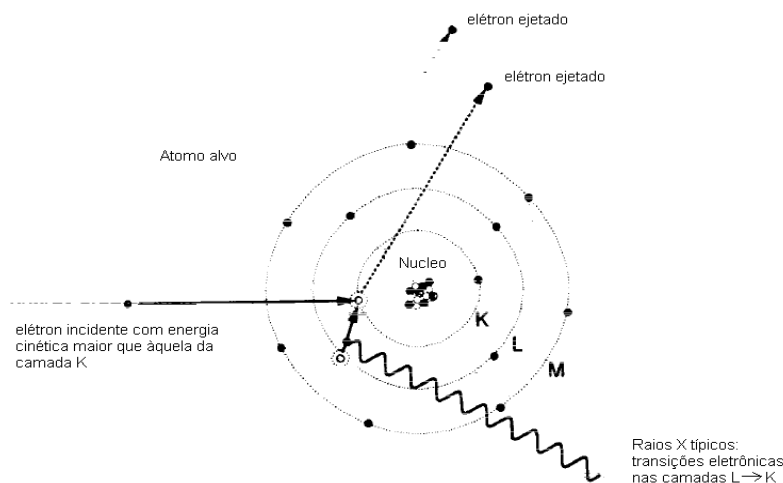


Figura 4.59 – choque de elétrons com núcleo. Transições internas.

Tubo de raios X (ampola a vácuo).

Cátodo (-) eletrodo negativo, composto de um filamento de tungstênio toriado enrolado na forma de uma espiral (e.g. $1,5\text{ mm}$ de diâmetro e 10 mm de comprimento), montado em um prendedor chamado de copo focador (típico $2,5\text{ cm}$ do ânodo). O filamento é aquecido e incandesce. A temperatura do filamento controla a quantidade de elétrons emitidos: maior temperatura, mais elétrons emitidos e mais corrente elétrica através do tubo.

Ânodo (+) eletrodo positivo. Pode ser fixo ou giratório. Uma placa de tungstênio ou molibidênio (10 a 15 mm²×3 mm de espessura) se localiza na face anterior do ânodo, ao centro do tubo. Esta é chamada de alvo, o local que sofre impacto dos elétrons.

Quando um potencial MAT (kvolts) é aplicado entre o cátodo e o ânodo, os elétrons são atraídos pelo ânodo de tal maneira que eles se chocam no ponto focal. O número de elétrons é controlado pela temperatura do filamento do cátodo. O controle é feito através do ajuste da corrente do filamento com circuito de baixa tensão. Quanto maior o potencial, maior a energia cinética destes elétrons => comprimentos de ondas mais curtos e de maior penetração. (NOTA: Cerca de 99% da energia cinética dos elétrons é dissipada sob a forma de calor e 1% dela é convertida em raios X.)

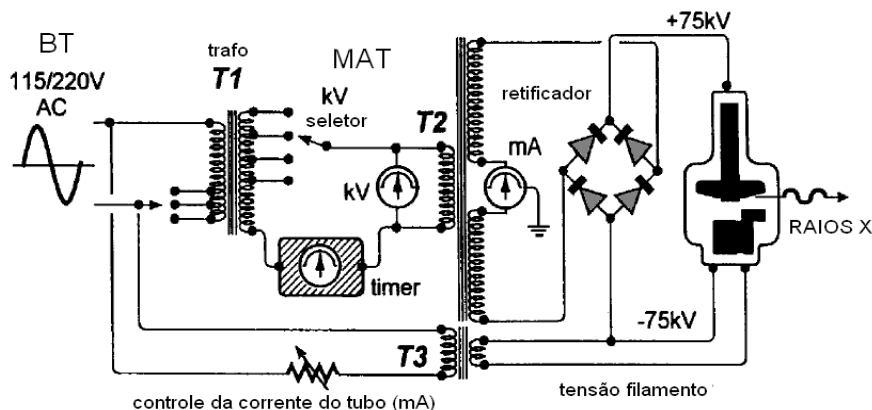


Figura 4.60 - Sistema simples para geração de raios X. O princípio é o mesmo do TRC-TV.

O sinal de vídeo e som em FI é amplificado usualmente em três estágios de amplificação (1ª FI, 2ª FI e 3ª FI) e é nesta seção onde praticamente todo o ganho e seletividade do receptor são obtidos. Veja que ajustes nestas frequências, com $Q = 20$ proporciona uma resposta de frequência de amplificador linear sem distorção... Este material auxilia a compreensão da sintonia escalonada (filtros com frequências diferentes). Este é EXATAMENTE o modelo de resposta que ocorre no OLHO HUMANO, com cones para resposta no R G e B. (frequências baixas, médias e altas, respectivamente). A resposta total ocorre “plana” na faixa do visível. A razão de três etapas de FI decorre não apenas devido ao alto ganho requerido. Como a FI de TV ocorre na banda 41 – 47 MHz, combine a resposta de frequência dos três amplificadores em CASCATA:

1º em 42,24 MHz 2º em 44,00 MHz 3º em 45,76 MHz.

$$H(f, Q) := \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2 \cdot Q \cdot \frac{|42.24 - f|}{42.24}\right)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2 \cdot Q \cdot \frac{|44 - f|}{44}\right)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2 \cdot Q \cdot \frac{|45.76 - f|}{45.76}\right)^2}}$$

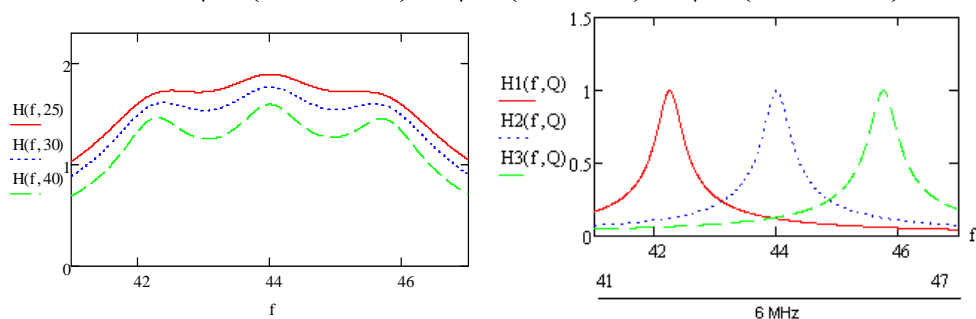


Figura 4.61 - Amplificador banda larga em três estágios em sintonia escalonada: característica de resposta em frequência.

Empregando a estratégia do som entre portadoras, o sinal em FI é demodulado pelo detector de envoltória, resultando no sinal de vídeo em banda básica e o sinal de áudio em uma nova FI de som de 4,5 MHz.

O controle automático de Ganho (AGC ou CAG) é realizado por um AGC com atraso ou AGC chaveado. Geralmente não é empregado AGC no circuito de som, pois o AGC usado atua sobre ambos, vídeo e som, e controla os ganhos dos estágios de FI e RF.

O sinal de áudio modulado que é obtido na saída do detector de envelope é retirado para o circuito de som através de um circuito sintonizado em 4,5 MHz. O sinal é amplificado na FI de 4,5 MHz e a detecção é realizada, sendo a saída aplicada ao estágio amplificador de AF.

O sinal de vídeo é amplificado (amplificador Banda Larga) e atua no tubo de Raios Catódicos TRC. O amplificador de vídeo tem característica de passa-baixa em 4 MHz, que remove o sinal FM, bem como um restaurador dc que ajusta o nível do sinal de vídeo. O controle de contraste é obtido pela variação do ganho do amplificador de vídeo.

Os ganhos típicos nas várias seções do receptor são mostrados na tabela que segue. Os ganhos reais dependem do AGC e para sinais fortes, o ganho total é reduzido. Os sinais captados nos terminais da antena são da ordem de dezenas de μV (e.g., 50 μV) e o ganho máximo é da ordem de 1.000.000!

Tabela IV.5 - Ganhos típicos num Receptor de TV.

Seção	Ganho Típico
RF	10
FI	10.000
DETECTOR	1/2
VÍDEO	20

Cada canal de TV-VHF ocupa uma faixa de frequências indicada, com banda de guarda de 250 kHz (alocação de frequências- MHz):

Canais Baixos VHF-	2 (54-60), 3 (60-66), 4 (66-72), 5 (76-82) 6 (82-88)
Canais Altos VHF-	7 (174-180), 8 (180-186), 9 (186-192), 10 (192-198), 11 (198-204), 12 (204-210), 13 (210-216).
Canais UHF-	14-83 (470-890), 6 MHz /canal.

Como o espaçamento entre o canal 6 e 7 inclui a faixa de FM e outras aplicações (vide nota histórica sobre Armstrong e a alocação correta), existe uma separação: 6 e 7 não são vizinhos. (2 3 4 5 6) canais baixos; (7 8 9 10 11 12 13) canais altos.

Para evitar interferências fortes em ambiente urbano devido ao canal adjacente, usualmente a alocação de um canal de TV induz a não usar os vizinhos. As opções são:

{2 3 4 5 6 ou 2 3 4 5 6 } & {7 8 9 10 11 12 13 ou 7 8 9 10 11 12 13 }

Objetivando usar a maior número de canais, seleciona-se usualmente: canais baixos pares e canais altos ímpares.

4.7 Sobre a Escolha das Modulações em Teledifusão

A transmissão de TV analógica em VHF implica na escolha de uma modulação para o sinal de vídeo (luminância) e para o sinal de áudio (som). Como tipos de modulações analógicas, dispõe-se de duas grandes classes: AM e variantes e FM e variantes. A modulação FM apresenta características de qualidade superior à AM (imunidade ao ruído) e usualmente é preferível. Ela foi eleita para a transmissão de áudio. Entretanto, ver-se-á no próximo capítulo que a modulação FM

aumenta substancialmente a largura de faixa. Lembrando que o sinal de áudio ($f_m=4$ kHz) é banda estreita e o de vídeo ($f_m=4$ MHz) é banda larga, conclui-se que, em termos de banda passante, a transmissão de vídeo em FM resulta num pequeno número de canais (devido ao alto consumo espectral). Adicionalmente, os efeitos da existência de "trajetos múltiplos" (ver Capítulo II), freqüentes no ambiente urbano, são diferentes para a AM e a FM. Para sinais AM, isto resulta na presença de "fantasmas" na imagem (e.g., na passagem de um avião). Para sinais FM, a existência de ecos altera drasticamente o sinal, tornando a imagem irreconhecível. A modulação VSB apresenta características mais atrativas (e já era conhecida nos primórdios da TV) e foi selecionada para o vídeo. Outro ponto importante que convém destacar é o emprego crescente da "Teledifusão direta via Satélite" (*Satellite Direct Broadcast*). É interessante notar que na transmissão via satélite, as condições são inteiramente diferentes: Há muita banda disponível (freqüências SHF) e inexistem trajetos múltiplos; assim a FM pode ser adotada e não a modulação VSB. O padrão NTSC VSB com 6 MHz, som em FM foi fixado em 1941 [PRIT&OGA 1990].

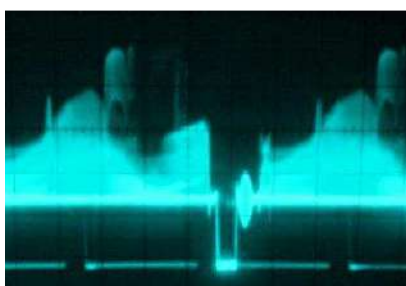


Figura 4.62 - Trecho de sinal de vídeo visto em osciloscópio.

A transmissão das informações de vídeo (luminância e crominância) para compor um quadro é realizada por intermédio de diferentes padrões. Os detalhes fogem ao escopo desta abordagem introdutória, entretanto, os sistemas de TV empregados em alguns países são indicados a título informativo [MEGR 1993]. O Brasil adotou o Sistema PAL e o Padrão M (varredura 525 linhas com entrelaçamento). Este padrão emprega varredura da esquerda para a direita, de cima para baixo, com 525 linhas horizontais/quadro. Na figura, por conveniência, a polariidade é mostrada invertida (mas os pulsos são negativos). São transmitidos 30 quadros/seg., com varredura entrelaçada (ímpares e pares). Cada Quadro corresponde a dois campos de 1/60 seg. A freqüência do horizontal corresponde ao número de linhas por segundo:

525 linhas ----- 1/30 segundos
 f_h ----- 1 segundo.

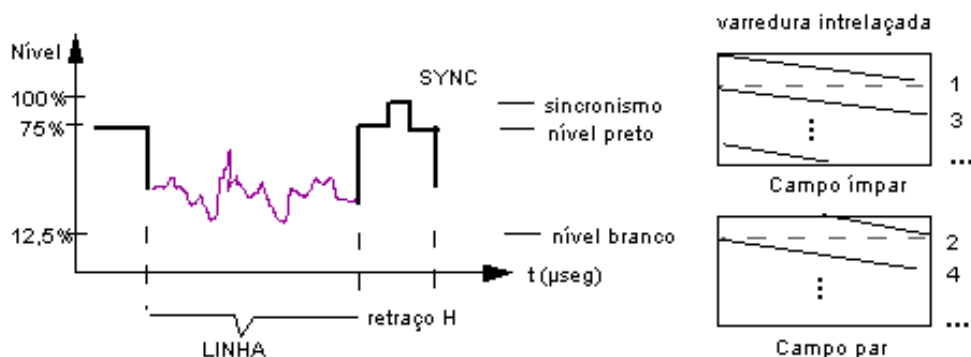


Figura 4.63a - Sinal de vídeo-composto e varredura.

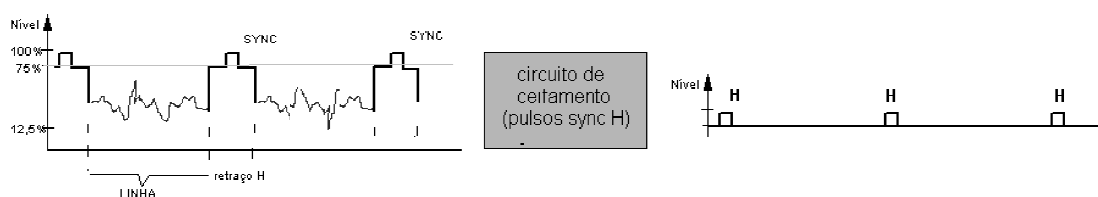


Figura 4.63b - Recuperação dos pulsos de sincronismo horizontal por ceifamento do sinal de vídeo composto recebido. A geração da varredura do H é obtida a partir dos pulsos H.



Figura 4.64- Distorções na varredura: Barril e almofada.

<http://www.colorado.edu/physics/2000/applets/tubeB.html>

<http://www.microscopy.fsu.edu/primer/java/video/videoscan/index.html>

SECAM (*Sequentiel Couleur à Memoire*),
 NTSC (*National Television System Committee*)
 PAL (*Phase Alternation Line*).

Tabela IV.6 - Sistemas Adotados em Diferentes Países para TV.

PAÍS	Sistema Adotado
Alemanha (República Federal) (*)	PAL/B e PAL/G
Alemanha (República Democrática) (*)	SECAM/B e SECAM/G
Argentina (República da)	PAL/N
Bélgica (Reino da)	PAL/B e PAL/M
Brasil (República Federativa do)	PAL/M
Canadá	NTSC/M
Chile	NTSC/M
China (República Popular da)	PAL/D
Coreia (República da)	NTSC/M
Dinamarca (Reino da)	PAL/B e PAL/G
Espanha (Reino da)	PAL/B e PAL/G
EUA	NTSC/M
França	SECAM/L
Grã-Bretanha (Reino Unido da)	PAL/I
Grécia	SECAM/B e SECAM/G
Itália	PAL/B e PAL/G
Japão	NTSC/M
Noruega	PAL/B e PAL/G
Países Baixos (Reino dos)	PAL/B e PAL/G
Peru	NTSC/M
Uruguai	PAL N
Paraguai	PAL N
Portugal	PAL/B e PAL/G
Suécia	PAL/B e PAL/G
Suíça	PAL/B e PAL/G
URSS (*)	SECAM/D

PADRÃO	I	M	N	L
países	UK	Brasil, Canadá, EUA	Argentina, Paraguai, Uruguai	França
Linhas/quadro	405	525	625	625
f_h (kHz)	10,123	15,750	15,625	15,625
f_v (Hz)	50	60	50	50
f_m (MHz)	3	4,2	4,2	6

PAL

China, Coréia do Norte, Romênia (D/K), Inglaterra, Irlanda, Hong-Kong, África do Sul, Angola, Moçambique (I), Toda Europa do norte e oeste (exceto França, Inglaterra e Grécia), Iugoslávia, Albânia, Austrália, Nova Zelândia, Libéria, Israel, Kuwait, certos países da Ásia (B/G), Brasil (M), Argentina, Uruguai, Paraguai (N).

SECAM

França, Luxemburgo, Mônaco (L), URSS, Bulgária, Hungria, Polônia, Checoslováquia, Gabão, Togo etc. (D/K), Irã, Iraque, Egito, Arábia Saudita, Líbano, Marrocos, Tunísia, RDA, Grécia, Chipre (B/G).

NTSC

EUA, Canadá, Japão, Coréia do Sul, Twain, Filipinas, América Latina (exceto PAL).

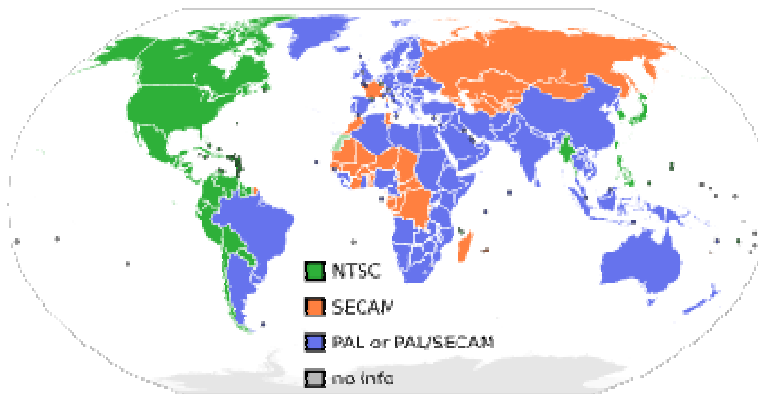


Figura 4.65 – Distribuição geográfica mundial dos sistemas de cor em TV [Fonte: Wikipedia]

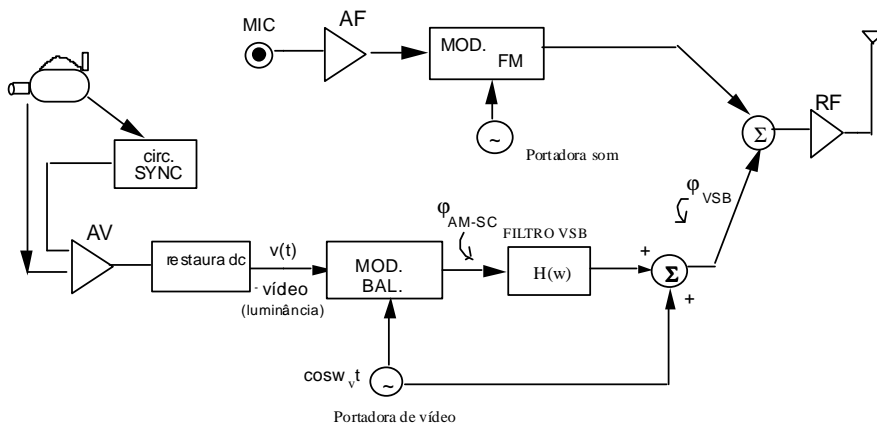


Figura 4.66 - Diagrama para uma Estação de TV. Com portadora integral.

O padrão de televisão de alta definição HDTV propõe uma tela 33% mais larga que a imagem convencional de TV. A relação largura-comprimento (*aspect ratio*) adotada foi de 16:9 ao invés do valor convencional 4:3 (escolhido através de testes psicológicos). O novo padrão contém cerca de 1250 linhas ao invés das 525 linhas usuais, melhorando a resolução vertical. Os requisitos de banda passante para a HDTV analógica são de 12 MHz, o dobro da TV convencional.

Número de linhas 1250 (625)
 Linhas ativas 1192
 Aspect ratio 16:9 (4:3)
 Freqüência de campo 50 Hz
 Freqüência de linha 62.5

A primeira emissora de TV da América Latina, TV Tupi de São Paulo (canal 3), foi ao ar em 1950. Em 4/07/1950, Praça Frei Gaspar, cerca de 5.000 pessoas assistiram a primeira transmissão de TV do país. No ano seguinte, iniciava-se a fabricação dos aparelhos de televisão *Invictus* (os primeiros televisores nacionais). Estimulados pelo enorme sucesso da radionovela "O Direito de Nascer" da Rádio Nacional, iniciava-se a transmissão da primeira telenovela: "Sua vida me pertence". O maior dos marcos do telejornalismo, "O Repórter Esso" da TV Tupi iniciou em 1953.

Conexão Antena / TV

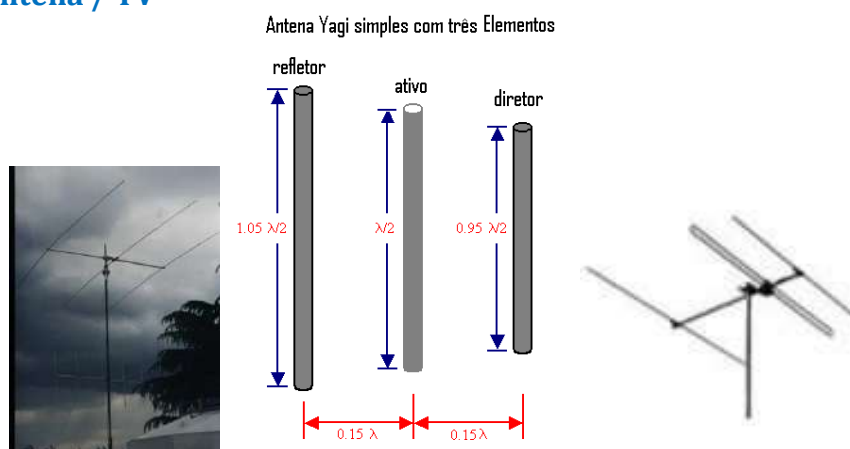


Figura 4.67 - Antena Yagi com três elementos: Elemento central ativo (dipolo dobrado), elemento refletor (maior) e elemento diretor (menor).

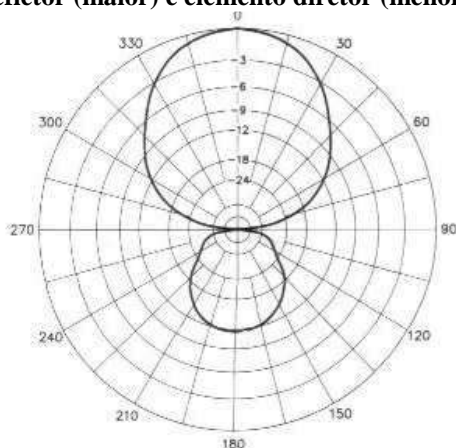


Figura 4.68 – Diagrama de irradiação de uma antena Yagi com 3 elementos.

O acoplamento da antena VHF (Yagi) com o seletor de canais do receptor de TV requer um casamento de impedâncias. Tipicamente, a entrada é feita com um cabo paralelo, com impedância simétrica 300 Ω. Usa-se um adaptador de impedâncias conhecido como *balun*, visando obter uma saída assimétrica (um pólo ligado à terra) em 75 Ω. A figura a seguir ilustra o *front-end* do receptor de TV.

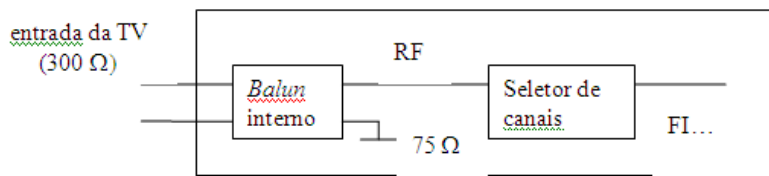


Figura 4.69 - Conexão antena/TV (detalhe com *balun* interno).

Em muitas situações (e.g. antenas coletivas), emprega-se uma entrada 75 W desbalanceada, requerendo, portanto, um '*balun* externo' para adaptar o cabo para a entrada usual de TV.

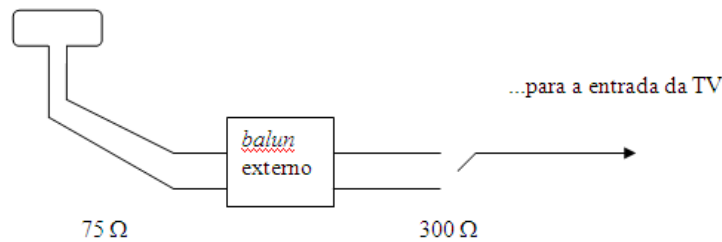


Figura 4.70 - Entrada 75 Ω requer '*balun* externo' antes da conexão do cabo da antena com o receptor comercial de TV.

Detalhe de uma implementação para o *balun* interno pode ser apreciado na seguinte figura.

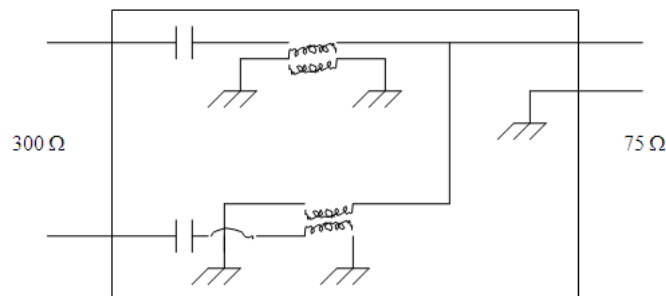


Figura 4.71 - Detalhe do '*balun* interno' para conexão antena/TV.

Espectro de TV em VHF e UHF

Os canais padronizados para TV possuem banda de 6 MHz/canal para alocar o sinal de vídeo (VSB) e áudio (FM estéreo). O “antigo” canal 1 foi usado nos primeiros receptores de TV com modulação AM e único canal, usando um sistema diferente.

Uma das primeiras transmissões foi realizada pela estação de televisão experimental W2XBX, em 1946, da RCA, transmitindo testes com uma imagem estática do *Gato Félix*, (coisas de engenheiro...), personagem conhecido de desenhos animados [BRAGA 1990].



Figura 4.72 – Imagem do Gato Félix: 1ª transmissão televisiva

Com a alocação de canais segundo o padrão ainda hoje adotado, os (novos, na época) receptores VHF passaram a sintonizar os canais 2 a 13. A faixa correspondente ao canal 1 não foi usada para não inviabilizar instantaneamente os “antigos” receptores, porém foi logo abandonada definitivamente e realocada para outra aplicação.

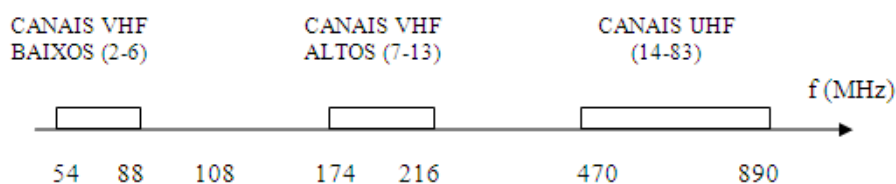


Figura 4.73 - Alocação espectral de canais de Televisão comercial (padrão M).

A frequência da borda esquerda de um canal C , tanto em VHF como em UHF, pode ser determinada de acordo com a expressão:

$$f_{borda}(C) = \begin{cases} 42 + 6C & 2 \leq C \leq 4 \\ 48 + 6C & 5 \leq C \leq 6 \quad (\text{faixa VHF}) \\ 132 + 6C & 7 \leq C \leq 13 \\ 386 + 6C & 14 \leq C \leq 83 \quad (\text{faixa UHF}) \end{cases}$$

ou de modo bem mais compacto, em termos do degrau unitário de Heaviside, como

$$f_{borda}(C) = 42 + 6C + 4u(C - 5) + 86u(C - 7) + 254u(C - 14), 2 \leq C \leq 83.$$

Por exemplo, para o canal 11, $f_{borda}(11) = 42 + 66 + 4 + 86 = 198$ MHz e para o canal 16, $f_{borda}(16) = 42 + 6 \cdot 16 + 4 + 86 + 254 = 482$ MHz.

A localização das portadoras de vídeo e de áudio é determinada ato contínuo via

$$f_v(C) = f_{borda}(C) + 1,25 \text{ MHz} \text{ e } f_s(C) = f_{borda}(C) + 5,75 \text{ MHz}.$$

Alocando-se canais em uma cidade evitando utilizar estações vizinhas em operação (para combater interferência do canal adjacente) resulta nas seguintes possibilidades:

<i>Canais baixos</i>					<i>Canais altos</i>							
2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
X		X		X	X		X		X		X	
	X		X			X		X		X		

Assim, a configuração mais favorável consiste em atribuir canais baixos pares e canais altos ímpares!

Tabela IV.7 - Dados de alguns sistemas de TV empregados no mundo.

Padrão	A	M	N	L
País	UK	EUA, Brasil, Canadá	Argentina, Uruguai	França
Linhas/quadro	405	525	625	625
f_h	10.125 Hz	15.750 Hz	15.625 Hz	15.625 Hz
f_v	50 Hz	60 Hz	50 Hz	50 Hz
f_m	3 MHz	4,2 MHz	4,2 MHz	6 MHz

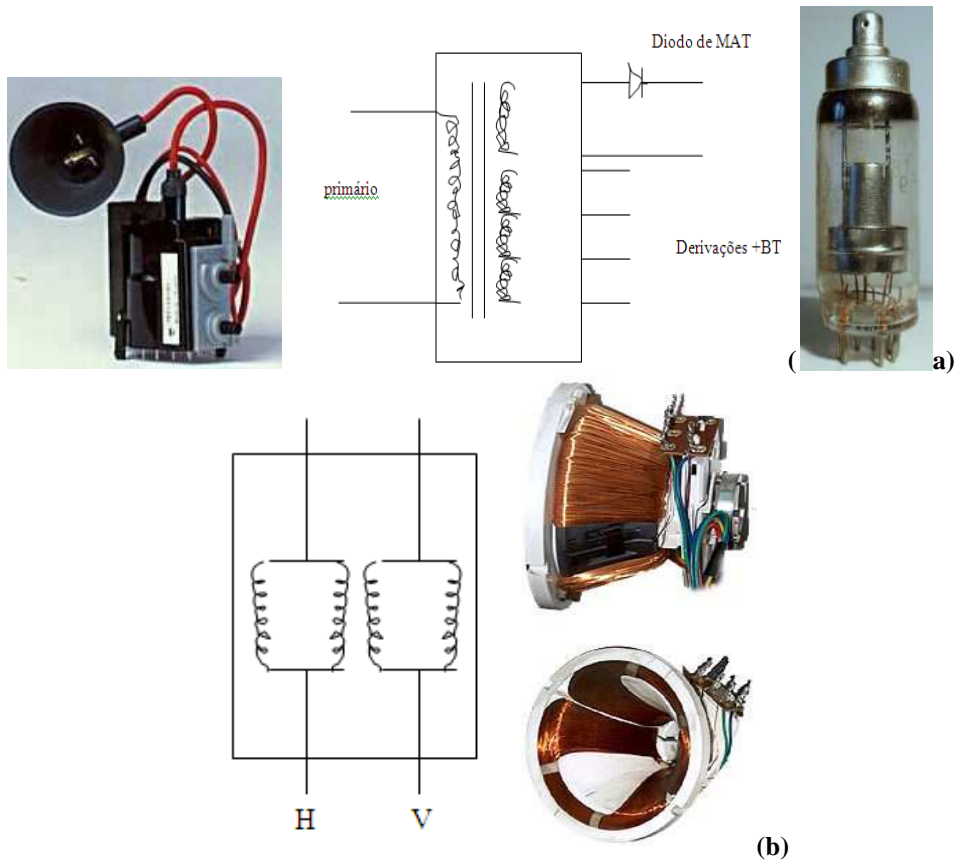
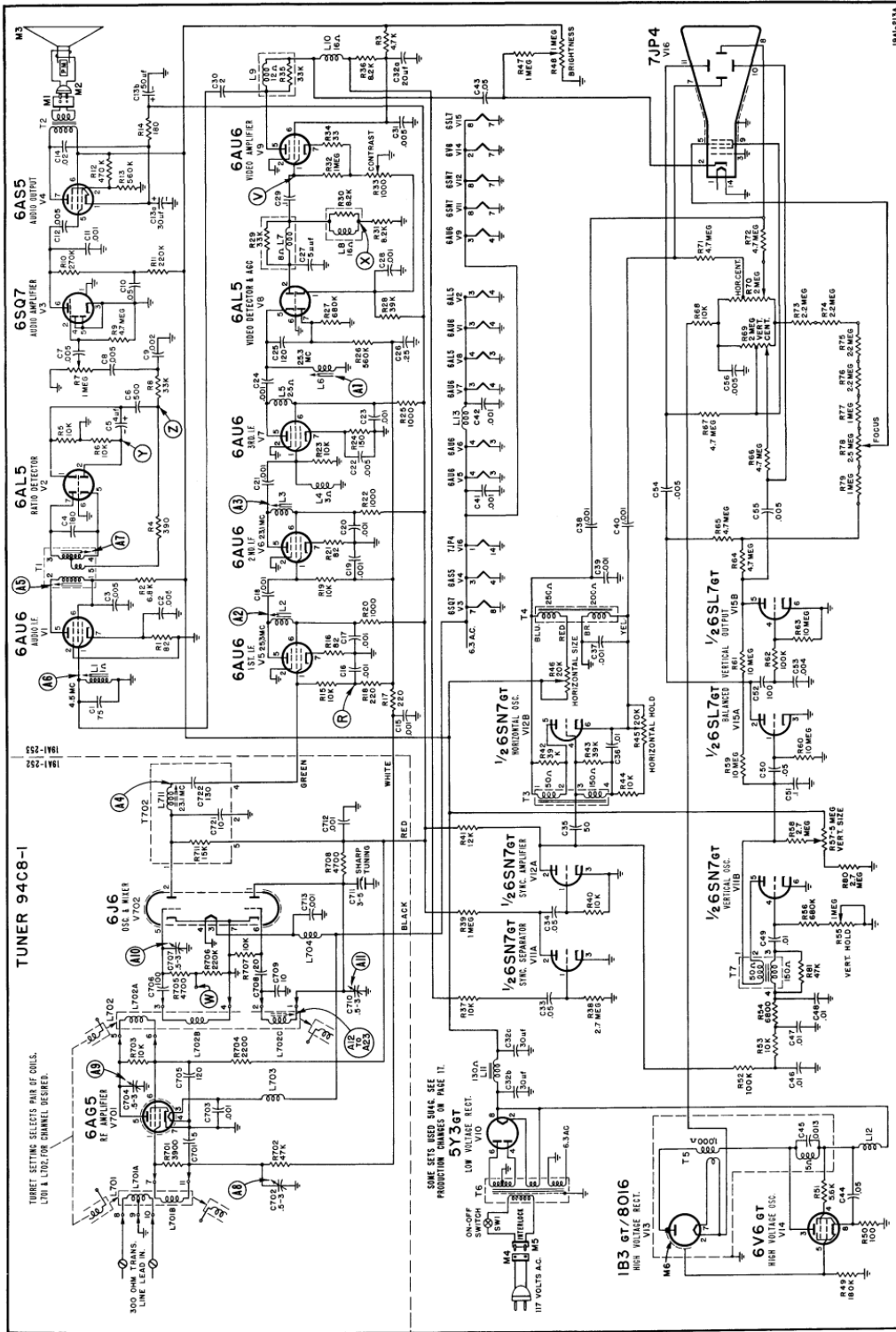


Figura 4.74 - (a) Detalhe do transformador *fly-back* (obtenção da muito alta tensão MAT e das tensões +BT de polarização). (b) Circuito *Yoke* para a deflexão eletromagnética do feixe de elétrons no tubo de raios catódicos: Equivalente elétrico e fotografia.

4.8 Esquemas Comerciais de Televisores Monocromáticos

Segue diversos esquemas comerciais de TV, para análise e identificação dos componentes.



Schematic Diagram.

Figura 4.76 – Esquema antigo (valvulado) de TV.

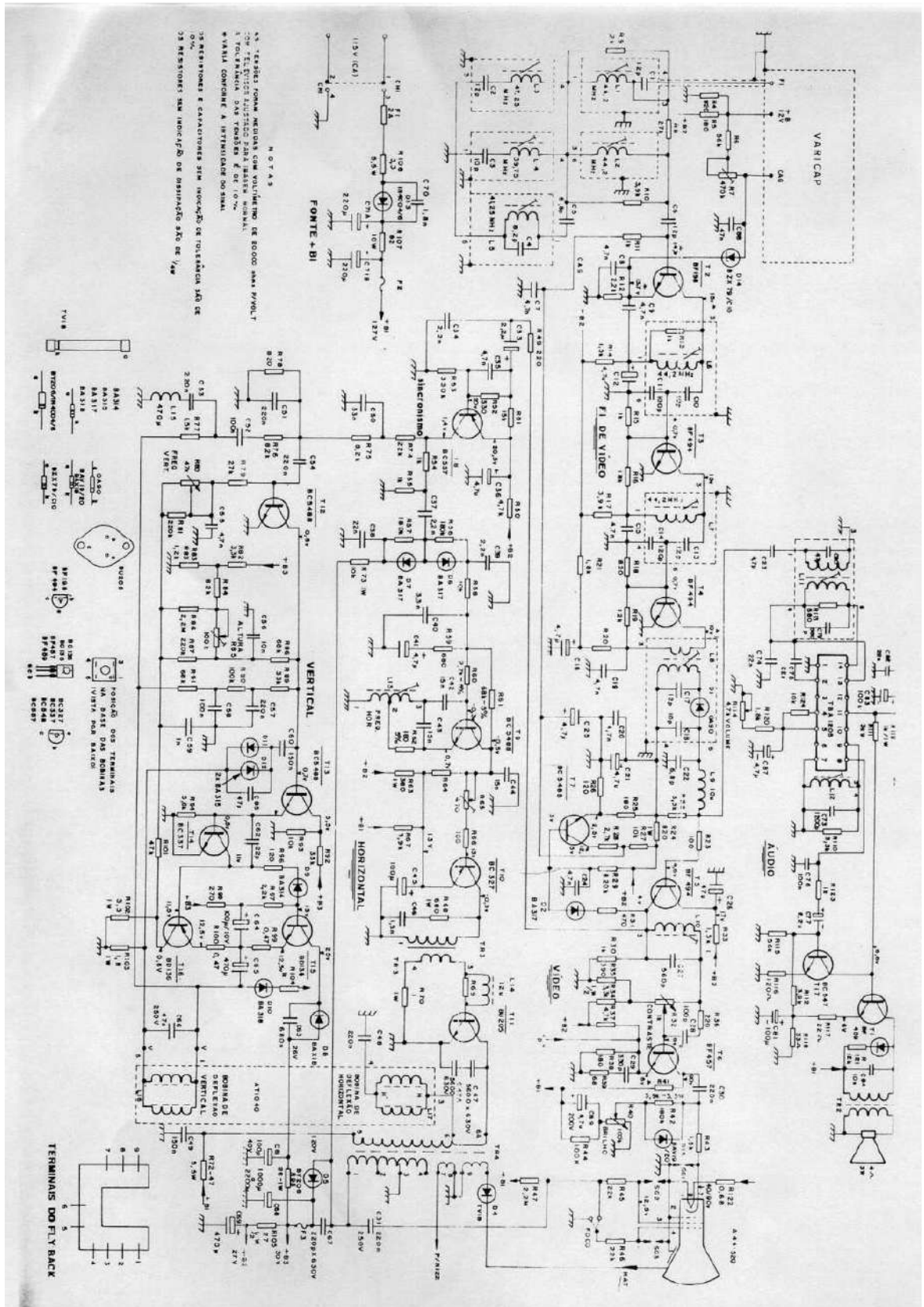


Figura 4.77 - Esquema de uma TV inteiramente transistorizada.

Telas de Cristal Líquido: Um breve comentário.

A alternativa mais comum ao tubo de raios catódicos (TRC) é o “display” de cristal líquido (LCD). O termo cristal líquido descreve uma fase intermediária e difusa entre uma estrutura líquida e uma estrutura molecular similar a cristais, co-existentes dentro de uma solução. Soluções de surfatante em concentrações muito altas (muito maior do que a CMC) apresentam empacotamento praticamente hexagonais. Esta fase contém micelas do tipo bastonetes, aleatoriamente orientadas e separadas do restante da solução (*fase intermediária*). Um aumento adicional na concentração do surfactante separa uma segunda fase de transição, e o surfactante separa-se da solução (*fase lamelar*). Esses dois estados, ou seja, o intermediário e o lamelar, são estados de líquido cristalino ambos referidos como cristais líquidos. Em contraste com a estrutura micelar, que é isotrópica (não há alteração nas magnitudes das propriedades físicas com a direção), os cristais líquidos são anisotrópicos -- propriedades como viscosidade e índice de refração dependem fortemente da direção. Além destes estados líquidos cristalinos, denominados de **cristais líquidos liotrópicos**, outro tipo de cristal líquido, os chamados **cristais líquidos termotrópicos** são formados em éster de colesterol, ésteres azotados ou compostos similares quando os mesmos são aquecidos a uma certa temperatura.

Um dos cristais líquidos termotrópicos mais importantes são aqueles chamados de **cristais líquidos neamáticos**, que não estão ordenados em camadas. No entanto, eles possuem a liberdade de rotação e são prontamente orientados por campos elétricos e magnéticos. Cristais líquidos colestéricos, que são produzidos por ésteres de colesterol, são organizados em camadas distintas. Quando uma luz não-polarizada passa através dele, duas componentes (uma transmitida e outra refletida) são geradas, dando uma aparência de um cristal iridescente. Um LCD é constituído de um líquido polarizador da luz (controlado eletricamente) que se encontra comprimido dentro de células entre duas lâminas transparentes polarizadoras, cujos eixos polarizadores estão alinhados perpendicularmente entre si. LCDs possuem moléculas orgânicas que tendem a se alinhar em estruturas cristalinas na ausência de forças externas. Entretanto, quando um campo elétrico é aplicado, elas arranjam-se desordenadamente como na forma líquida. Quando usados como moduladores ópticos, ocorre uma mudança de polarização ao invés de modificação de transparência. Quando não excitado ou no seu estado cristalino, os LCDs rotacionam a polarização de 90°. Na presença de campo eletromagnético, as cargas das moléculas alinham-se de acordo com o campo. A transição entre os estados “cristalino e líquido” é um processo lento, criando um efeito de persistência tal como no Fósforo dos TRC. E devem ser continuamente atualizados (*refreshed*) como nos TRCs.

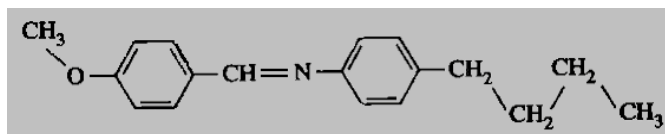


Figura 4.78 - Molécula básica nas telas de cristal líquido.

Em um LCD, um campo elétrico é utilizada para alternar os segmentos de cristais líquidos de uma fase transparente para uma fase nebulosa, cada segmento que fazem parte de um número ou letra (sete segmentos). Para gerar telas, os segmentos são colocados na forma de pequenos pontos ou pixels, e podem ser dispostos em fileiras e colunas. A resolução espacial de um LCD é expressa em termos do número de linhas e colunas de pixels (por exemplo, 1024 × 768).

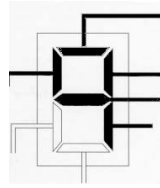


Figura 4.79 - LCD: Sete segmentos. Nascimento dos LCDs.

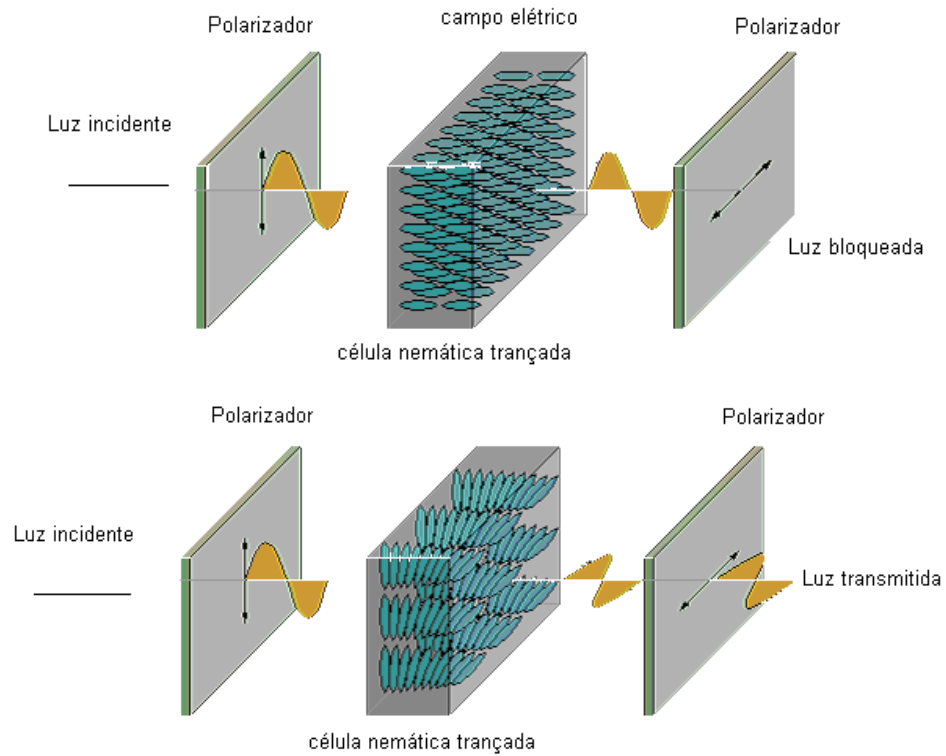


Figura 4.80 – Princípio de funcionamento das telas de cristal líquido.
 (a) Luz bloqueada (nível de preto) (b) Luz transmitida (nível de branco)

Para melhor compreensão do funcionamento, apresenta-se as figuras com destaque aos dois filtros polarizados que envolvem (encapsulam) o cristal líquido. Eles tem polaridades ortogonais H e V.

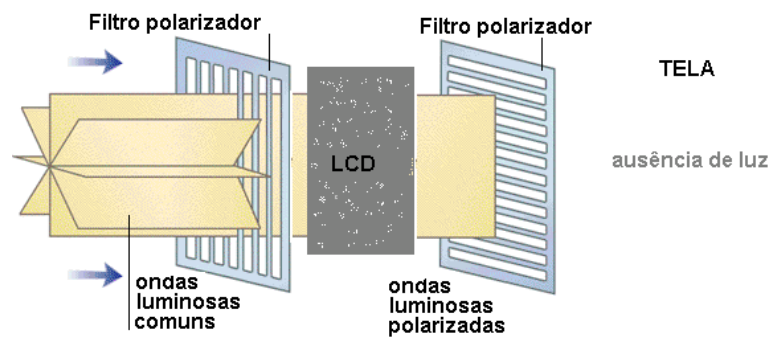


Figura 4.81 – ausência de luz na TELA quando o LCD não altera a polarização da luz. O segundo filtro (tela) bloqueia a passagem.

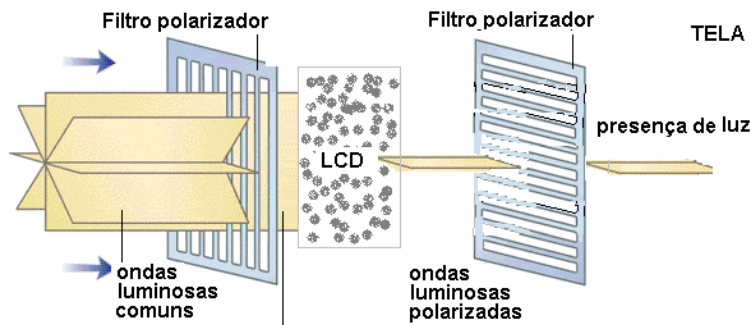


Figura 4.82 – Presença de luz na tela. A onda polarizada que atravessa o LCD sofre mudança de polarização, permitindo a passagem pelo segundo filtro.

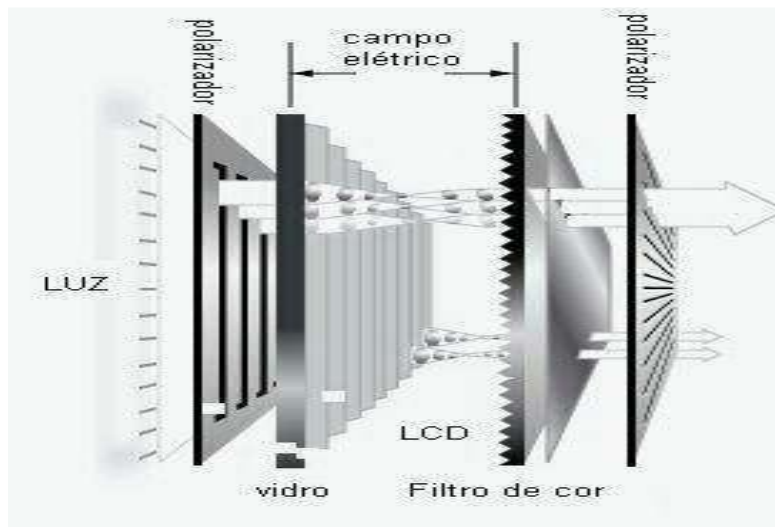


Figura 4.83 – Detalhes sobre adição de filtro de cor.

Legenda oculta (CloseCaption) CC-TV

Outro serviço muito comum na teledifusão é oferecido através da codificação / decodificação **Closed-Caption TV (CC-TV)**, um processo que consiste em exibir, simultaneamente com a imagem, uma porção do dialogo no formato de impressão na tela. O sistema foi originariamente concebido visando ouvintes com deficiência auditiva e lembra o processo de legenda em filmes estrangeiros. Normalmente a informação de "closed-caption" é adicionada na linha 21 do intervalo de retraço vertical e normalmente pode ser adicionada nos campos ímpares (campo 1) e/ou campos pares (campo 2). A taxa adotada foi de 503 kbits/seg, com um cabeçalho padrão fixo "001", proporcionando cerca de 3.600 caracteres/minuto (ou 500 palavras/minuto).

Os serviços Proporcionados pela CC-TV:

- CC1/CC3: Serviço de captação primário sincronizado com o som
- CC2/CC4: Serviço de captação não-sincronizado com o som
- T1/T2: Serviço de texto, com dados não relacionados ao vídeo (e.g. notícias, cotações financeiras etc.).

4.9 Princípios da Telefonia.

Para a transmissão de voz via telefonia dois transdutores são necessários: Acústico-elétrico (microfone) e Elétrico-acústico (alto-falante) e uma fonte de alimentação. Um dos principais princípios físicos usados em microfones simples é explicado logo em seguida [ALE 2001]. O microfone a carvão contém um diafragma sensível à pressão exercida pelas ondas sonoras. O movimento do diafragma faz variar a compressão de grânulos de carvão (quanto maior a compressão, menor a resistência elétrica). Se o circuito é alimentado por uma bateria (DC), a corrente varia segundo o sinal acústico. Trata-se de um resistor controlado à voz.

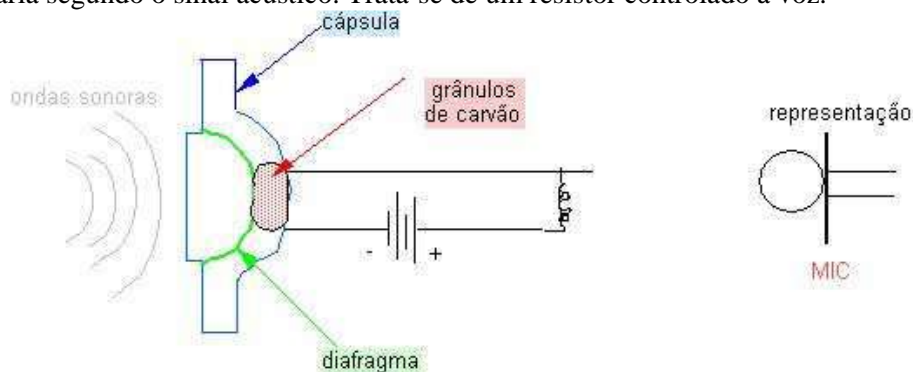


Figura 4.84 – Microfone a carvão: esquema e representação.

Um amplificador simples com único transistor para microfone é ilustrado.

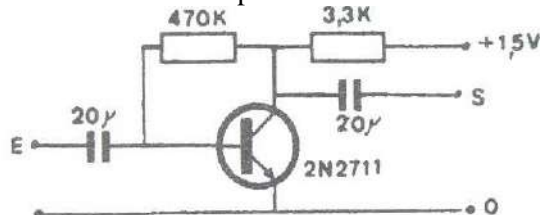


Figura 4.85 – Amplificador de microfone com único transistor.

Já o funcionamento do receptor (alto-falante) é usualmente conseguido com auxílio de uma bobina colocada junto a um ímã permanente. Quando a corrente (ac) gerada pelo sinal de voz é aplicada à bobina, esta gera um campo que interage com o campo do ímã, resultando em um movimento do cone (de papelão) colado à bobina. As vibrações do cone produzem o som.

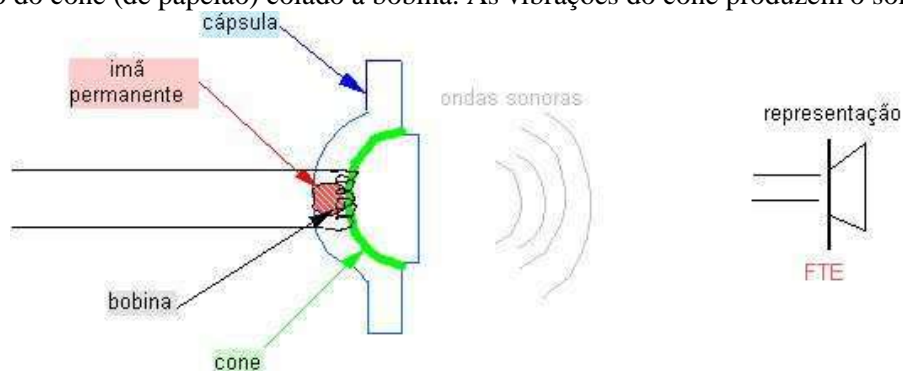


Figura 4.86 – Alto-falante: esquema e representação.

<http://micro.magnet.fsu.edu/electromag/java/speaker/>

Dentre os transdutores acústico-elétricos (microfones), seis tipos são comumente usados:

- microfones
- de grânulos de carbono
 - dinâmico
 - de fita
 - de eletreto
 - de condensador
 - piezoelétrico.

O microfone de carbono descrito anteriormente apresenta baixa qualidade e é pouquíssimo usado hoje, mas tem grande valor histórico nos primeiros sistemas de telefonia e radiodifusão. O microfone dinâmico funciona de modo similar àquele de um alto-falante, com diafragma preso a uma bobina que se movimenta sob ação de um ímã permanente. O microfone de fita tem princípio similar, mas no lugar da bobina, usa-se uma fita corrugada de alumínio. Os microfones de eletreto são bastante usados, e não necessitam de bateria. Usa uma lâmina de eletreto como diafragma, que constitui uma das placas de um capacitor de placas paralelas, sendo a outra placa de metal fixa (perfurada, para permitir a passagem do ar). Funciona com base na variação da distância entre as placas, alterando assim a capacitância. Já o microfone de condensador (eletrostático) também utiliza um capacitor, mas o diafragma não é pré-polarizado e precisa de fonte de alimentação externa. Por fim, o microfone piezoelétrico usa um diafragma preso a um cristal piezoelétrico (ou material cerâmico a base de bário-titânio ou chumbo-zircônio) que produz tensão sob deformação. Um esquema para um amplificador simples, com AMP-OP, para microfone de eletreto é mostrado a seguir.

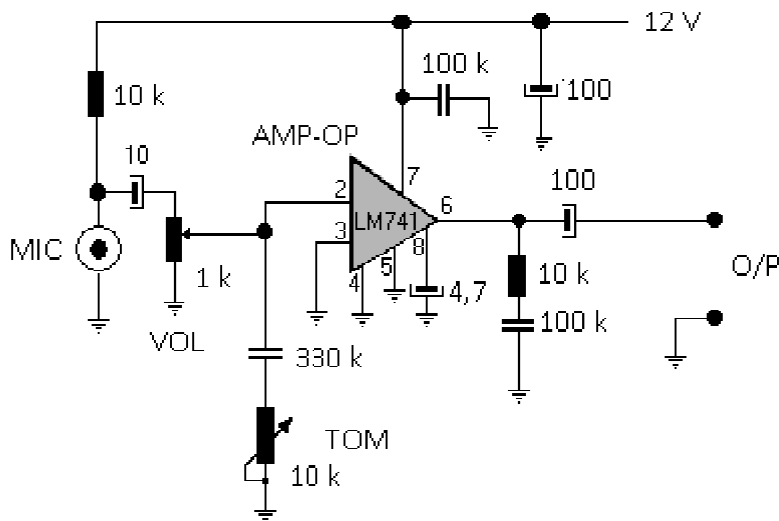


Figura 4.87 – amplificador de microfone com LM 741.

Um dos modelos de resposta de alto-falantes (largamente usado no projeto de caixas acústicas) é uma função de transferência de um filtro passa-alta de segunda ordem, cuja resposta de frequência depende de um parâmetro (fator de qualidade total) Q_t e é descrito por:

$$|G_{fe}(w)| = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{w_n}{w}\right)^2 - 1\right]^2 + \left[\frac{w_n}{w}\right]^2 \frac{1}{Q_t^2}}}$$

A seguir, o esboço da função de transferência para um alto-falante modelo Selenium WPU 1206 de 12 polegadas, com parâmetros $w_n=396$ rd/s e $Q_t=0,707$.

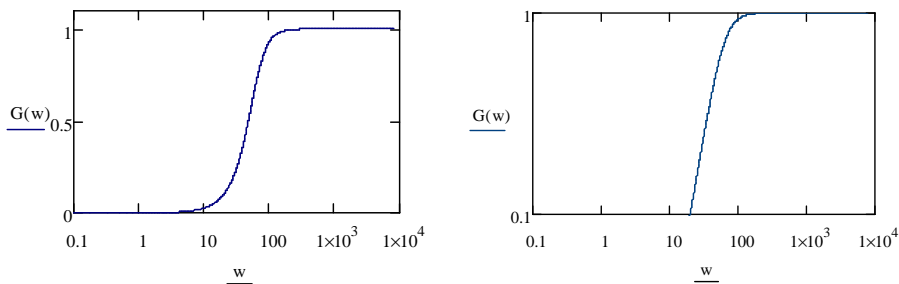


Figura 4.88 – Função de transferência de alto-falante 12 polegadas.

O primeiro esquema rudimentar de um aparelho telefônico é mostrado a seguir. A questão é que o funcionamento não deve ser unidirecional (a comunicação é duplex) e cada terminal (aparelho) deve possuir simultaneamente os dois transdutores (falar/escutar).

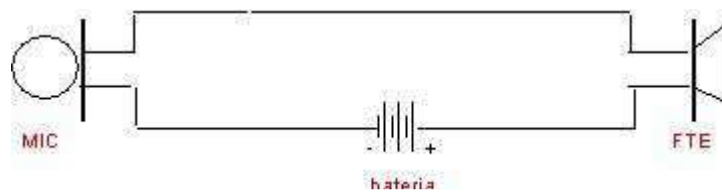


Figura 4.89 - modelo rudimentar (simplex) para um telefone. Duplicando este circuito, trocando-se o lado dos transdutores, tem-se um esquema básico de telefone à 4 fios.

Um circuito à dois fios (mic) e um circuito à dois fios (fte) constituem um circuito a quatro fios que é ligado através de um transformador chamado de híbrida, convertendo o circuito a 4 fios em 2 fios. A alimentação requerida não é colocada nos telefones (exceto nos primeiros aparelhos, que dispunham de manivela para gerar a alimentação no aparelho) e sim na central telefônica a qual o assinante está ligado.

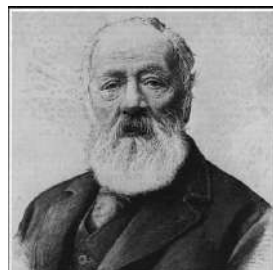


Figura 4.90 - Antonio Meucci. Inventor do telefone.

Controvérsia Bell Meucci Gray. <http://www2.ee.ufpe.br/codec/Meucci.html>

"A grande vantagem do telefone em relação a outros equipamentos elétricos está no fato de que esse meio de comunicação pode ser operado por qualquer pessoa. O telefone fala. Por isso, pode ser usado em qualquer situação em que a voz seja útil. Estou convencido de que, dentro de poucos anos, o telefone poderá interligar casas, escritórios, lojas, fábricas, hotéis e repartições públicas através de redes de cabos aéreos e subterrâneos. Num futuro mais distante, creio que o telefone poderá unir diversas companhias telefônicas situadas em cidades, regiões ou mesmo países distantes, permitindo que uma pessoa possa falar com outra situada a centenas de milhas de distância. (...) Mais ainda: é possível que o telefone venha a se tornar muito popular" Alexander Graham Bell.

Extrato de carta datada de 25 de Março de 1878, na qual Bell conclamava os acionistas de sua companhia telefônica a investir neste negócio de futuro: o telefone.

A título de indicar a evolução da telefonia no Brasil, a DDD foi iniciada em 1969, atendendo apenas duas localidades. Em 1970, apenas 15 cidades possuíam serviços de DDD. Nesta época, foram inaugurados os troncos microondas Recife-Salvador (10/4/1970) e Recife-Fortaleza (11/12/1970). Em 1972 havia 53.870 terminais telefônicos em Pernambuco, com densidade telefônica 1,0 por 100 hab, ligações de DDD atendendo apenas 2 cidades. Em 1990, a densidade atinge 3,0 por 100 hab., com 213.500 terminais no estado, atendendo 644 municípios.

Um balanço global do estado das telecomunicações brasileiras em 2008 exhibe o seguinte perfil (como referência):

- ~150 milhões de assinantes:
- 40 milhões com telefone fixo
- 110 milhões com celulares (80% pré-pago)
- 4 milhões com TV por assinatura
- 6 milhões com Internet banda larga

Porém, cerca de 15% da população não acessa a telefonia fixa ou sequer telefone público, e quase 40% dos municípios brasileiros – mais de 10% da população do País – não tem telefonia móvel.

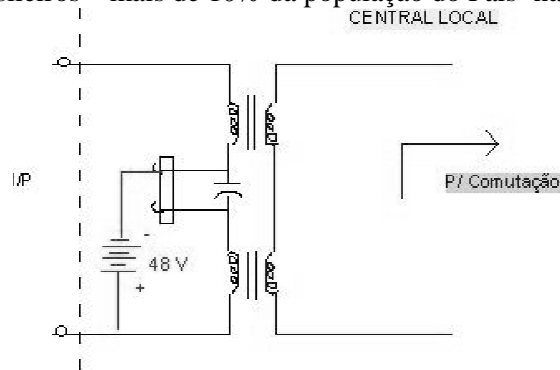


Figura 4.91 - Alimentação de telefone fixo por BC.

Para entender alguns dos princípios do funcionamento dos aparelhos telefônicos, apresenta-se um diagrama simplificado, exibindo diferentes blocos funcionais [FERR 2005] [ALE 1998].

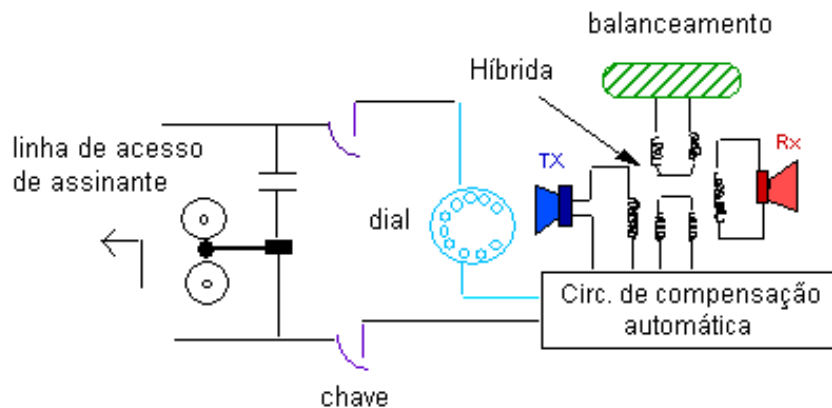


Figura 4.92 - Telefone: Um diagrama simplificado. Componentes destacados.

A *campainha*- Mesmo quando o telefone está "desligado", o circuito da campainha mantém-se conectado à central local. Isto permite receber um sinal de chamada enviado pela central, fazendo o telefone soar. O sinal de chamada é um sinal AC (típico 48 V) de duração 4 segundos com ciclo 1 segundo ON; 3 segundos OFF (ouça quando alguém ligar para sua residência!).

A *chave* - Ao retirar o fone do gancho, a chave fecha um contato (*loop signaling*) permitindo a corrente fluir da central para o aparelho - ouve-se o sinal de linha (dando linha ou ocupado).

O "*Dial*" - Disco ou teclado para "chamada" (discagem parece termo inapropriado para teclado). O sistema com disco rotatório (mecânico) tem velocidade limitada - típico 10 pulsos/seg. Um pulso para #1, dois pulsos para #2,..., nove pulsos para #9 e dez pulsos para #0 discado. O sistema DTMF anteriormente descrito é bastante superior. A seguir, um esboço de sinal no sistema decádico.

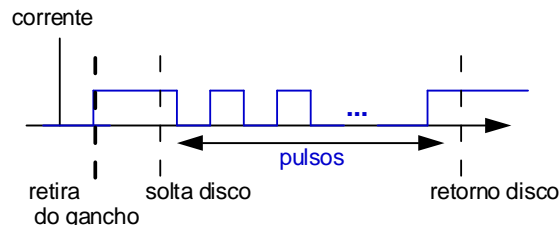


Figura 4.92 – Corrente gerada na discagem (sistema decádico).

TX e RX - As cápsulas são essencialmente transdutores elétricos/acústicos.

O *Circuito de Compensação automática*- Funciona como um AGC, permitindo manter o nível de voz praticamente independente da distância do assinante à central.

A *Híbrida* - Transformador que permite acoplar (interface) o circuito à 4 fios (02 em TX e 02 em RX) e a linha de acesso à 2 fios.

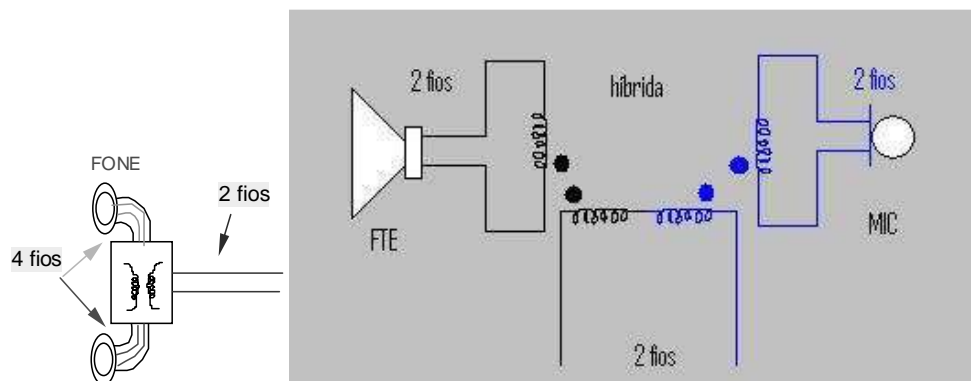


Figura 4.93 – Híbrida para conversão 4 a 2 fios.

Balanceamento - Pequena realimentação do que é falado (TX) para o próprio fone de ouvido do aparelho (RX).

Atualmente, a implementação dos módulos descritos é feita em CIs. Em particular, já existem telefones "*single chip*", incluindo: (a) Gerador de DTMF, (b) Circuito de voz – híbrida ativa + amplificador do Microfone, (c) Circuito da campainha – *tone ringer* e (d) Compensação automática.

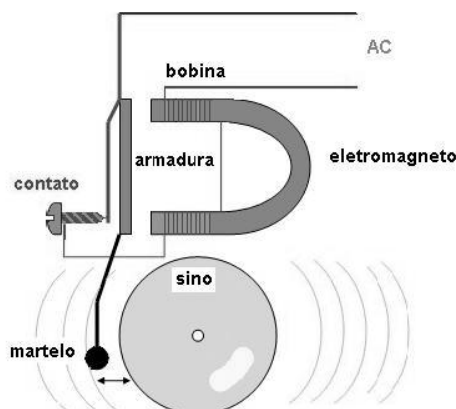


Figura 4.94 – circuito da campainha: martelo bate-e-volta do sino.

A telefonia celular é tratada no próximo capítulo, por envolver modulação FM. Nos telefones modernos, a discagem é realizada por meio de teclas, cada uma delas correspondendo à emissão de um par de tons senoidais na faixa de 300 a 3.000 Hz. Por exemplo, ao teclar 5, são enviados simultaneamente dois tons, um de 770 Hz e outro de 1336 Hz (vide tabela). Este esquema de sinalização entre assinante-central é chamado de DTMF (*Dual-tone Multi-Frequency*). Os telefones atualmente dispõem de uma pequena chave comutadora P-T (pulse-tone) que permite selecionar a discagem via pulsos ou tons, dependendo da central local aceitar a última possibilidade. A velocidade de discagem é muito maior no caso de DTMF. O DTMF além de proporcionar maior velocidade e imunidade a erros (vantagem assinante), resulta em menor ocupação da central, com alívio no tráfego (vantagem para a rede: nas antigas centrais eletromecânicas, um alívio de 40%!). A possibilidade de superpor os códigos após o estabelecimento da conversação permite oferta de serviços especiais interativos (tipo “800”, acesso a saldos bancários etc.) Interessante e recomendável acessar a “demo” MATLAB sobre DTMF (consulte Demo-signal processing toolbox).

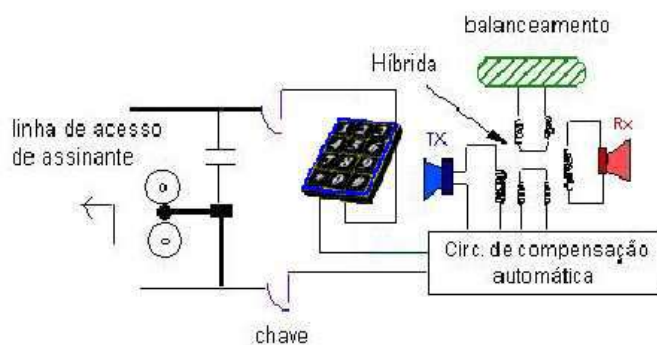


Figura 4.95 – Posição do teclado DTMF substituindo o disco.

Tabela IV.8 – Sistema DTMF de digitação por teclas (Recomendação Q23 do CCITT).

HF \ LF	1209	1336	1447	1633	grupo HF
697	1	2	3	A	Teclado DTMF
770	4	5	6	B	
852	7	8	9	C	
941	*	0	#	D	

grupo LF

Há disponíveis comercialmente *chips* para decodificação DTMF (e.g. LM567). Mais recentemente, alternativas atrativas para o reconhecimento dos tons têm sido propostas [LIMA *et al.* 2004].

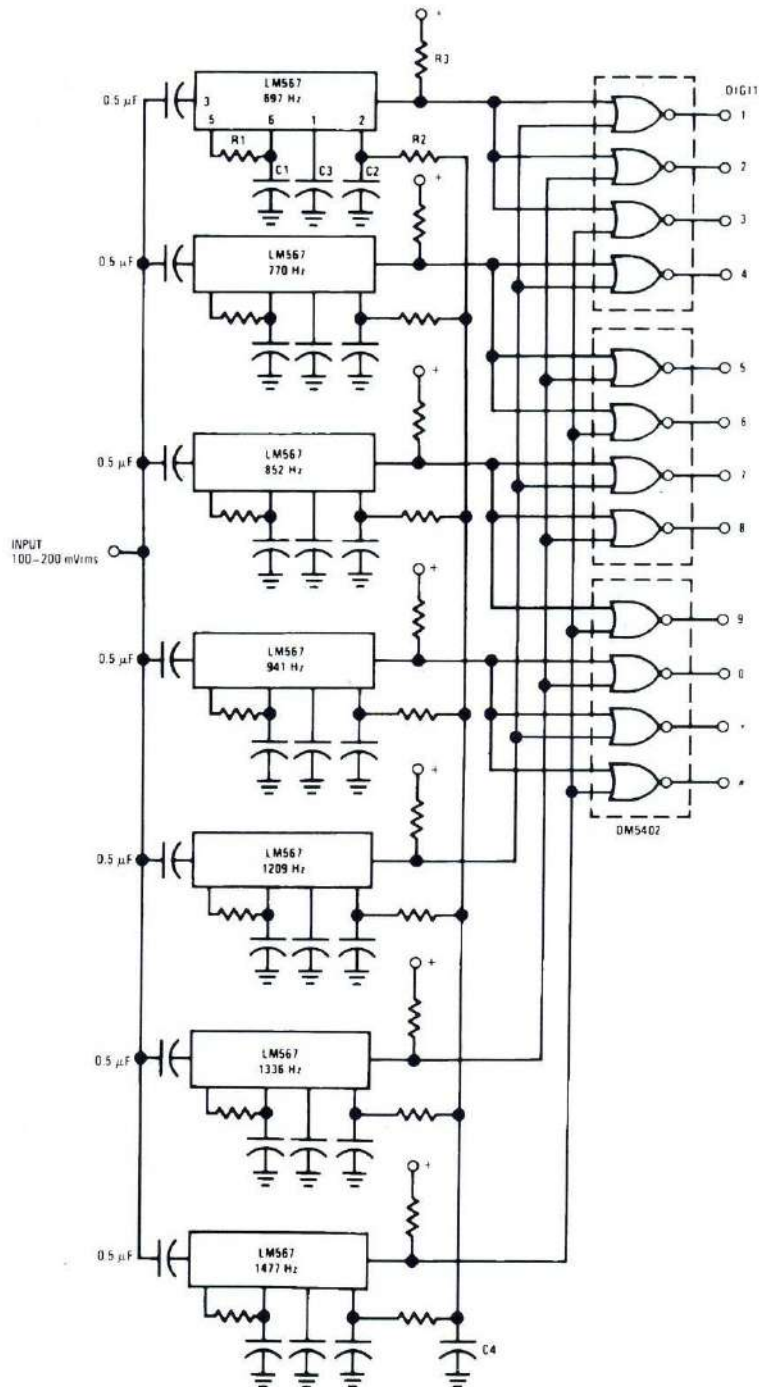


Figura 4.96 - Decodificador DTMF com integrados.

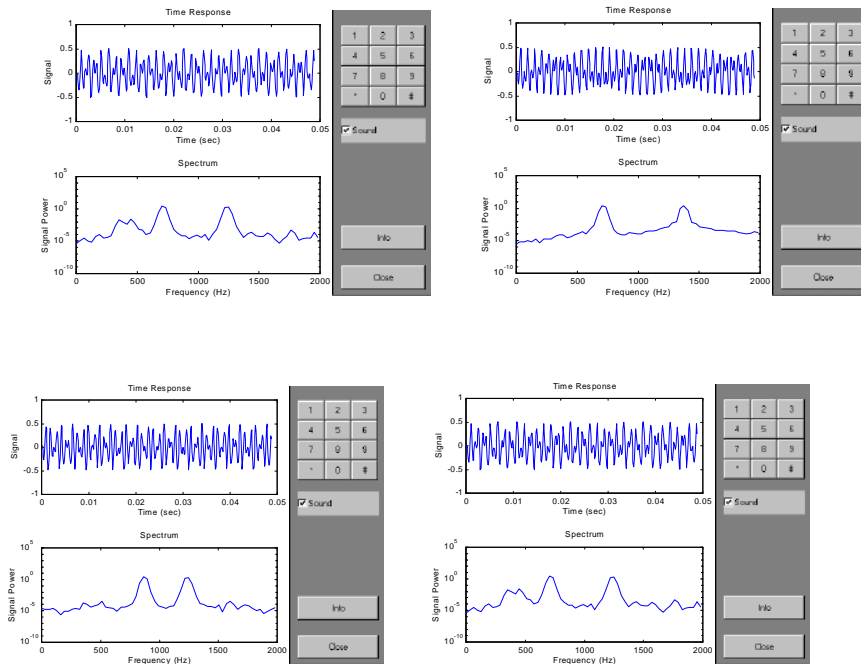


Figura 4.97 – Simulação DTMF no Matlab.

Sinalização Acústica

- Tom de discar 425 ± 25 Hz contínuo
- Tom de chamada 425 ± 25 Hz
1000±100 mmin tom; 4000±400 mmin silêncio
- Tom de ocupado 425 ± 25 Hz
250±25 mmin tom; 250±25 mmin silêncio
- Tom de inacessível 425 ± 25 Hz
250±25mmin tom; 250±25mmin silêncio; 750±75mmin tom
- Corrente de toque 25 ± 25 Hz idêntico ao tom de controle.

O BINA

O identificador de chamadas telefônicas (BINA) foi concebido pelo brasileiro Nélio José Nicolai em 1977 e foi requerida sua patente em 1980. Lançado comercialmente em 1982 na cidade de Brasília, o primeiro BINA **comercializado** para detecção de trotes. A tecnologia permite identificar as chamadas telefônicas dos mais de 1 bilhão de usuários de celulares, no mundo inteiro.



Figura 4.98 - Nélio José Nicolai (1940-), com permissão.

4.10 Multiplexação em Quadratura

Uma técnica freqüentemente adotada para multiplexação de dois sinais (e somente dois) é mostrada nas figuras que seguem. O sinal transmitido é centrado na freqüência w_c e contém informações sobre dois sinais moduladores. Os espectros destes sinais estão superpostos e eles são transmitidos ao mesmo tempo. A detecção síncrona é empregada no receptor.

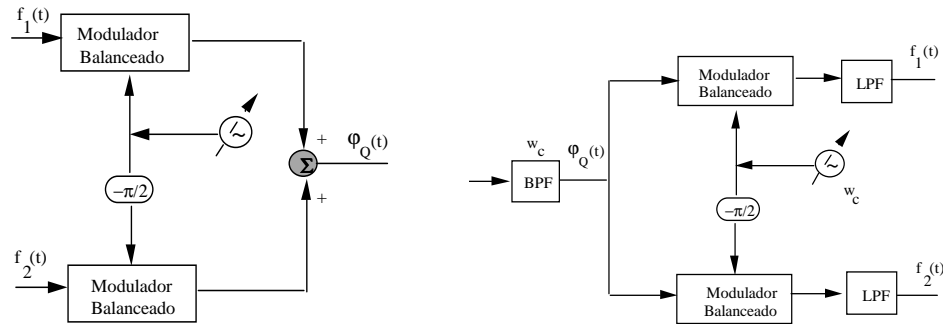


Figura 4.99 - Multiplexação com Portadora em Quadratura (MDQ).

Têm-se $\varphi_Q(t) = f_1(t)\cos w_c t + f_2(t)\text{sen}w_c t$. A demodulação no ramo superior do receptor fornece:

$$\varphi_Q(t) \cos w_c t = f_1(t) \cos^2 w_c t + f_2(t) \text{sen}w_c t \cos w_c t, \text{ ou seja,}$$

$$\varphi_Q(t) \cos w_c t = \frac{f_1(t)}{2} [1 + \cos 2w_c t] + \frac{f_2(t)}{2} \text{sen} 2w_c t.$$

Após o LPF, obtém-se o sinal $f_1(t)$ recuperado.

No ramo inferior, o sinal obtido é dado por:

$$\varphi_Q(t) \text{sen}w_c t = f_1(t) \cos w_c t \text{sen}w_c t + f_2(t) \text{sen}^2 w_c t, \text{ ou seja,}$$

$$\frac{f_1(t)}{2} \text{sen} 2w_c t + \frac{f_2(t)}{2} [1 - \cos 2w_c t].$$

Após o LPF, obtém-se o sinal $f_2(t)$ desejado.

Este multiplex é usado, por exemplo, nos MODEMs para canal telefônico, na transmissão/recepção de TV em cores etc. No último caso, o sinal de imagem é constituído por um sinal de luminância (correspondente à informação preto e branco) e sinais de crominância (informações de cor).

Modelo de Cor YIQ

O modelo de cor usado em teledifusão comercial converte o padrão RGB (red, green, blue) para sinais YIQ (luminância; crominância *in fase*, crominância quadratura) devido à exigência do sinal transmitido manter a compatibilidade com o sinal monocromático (Y é compatível com o sinal preto-e-branco). A conversão $RGB \rightarrow YIQ$ é dada por:

$$\begin{bmatrix} Y \\ I \\ Q \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0,299 & 0,587 & 0,114 \\ 0,596 & -0,275 & -0,321 \\ 0,212 & -0,523 & 0,311 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}.$$

No padrão M, a varredura é feita em dois campos por quadro. Emprega-se uma freqüência de 60 campos/seg, o que equivale a 30 quadros/seg. Como as freqüências de varredura do horizontal e vertical são respectivamente 15,750 kHz e 60 Hz, o número de linhas por campo é

dados pela relação $f_H/f_V=262,5$, ou seja, 525 linhas por quadro. A frequência máxima do sinal de luminância ($f_m=4$ MHz em monocromática) é reduzida para $f_m=3,2$ MHz no caso da TV colorida, para evitar superposição com o sinal de cor.

A relação de aspecto é $A= 4/3$, (A =comprimento da imagem/largura da imagem) tem-se um total de 525 linhas \times (4/3).525 colunas = 367.500 pixels/quadro.

Os sinais básicos são RGB - Red Green Blue. Dois sinais de crominância $x_I(t)$ e $x_Q(t)$ são multiplexados com portadora em quadratura.

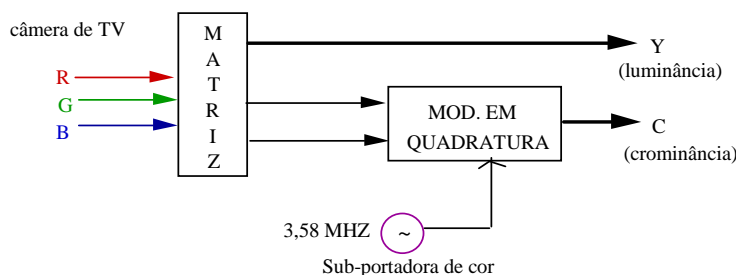


Figura 4.100 - Multiplexação dos sinais de cores para TV.

4.11 O Analisador de Espectro

Muitos dos sinais de interesse não podem ser descritos de forma analítica (e.g. voz e vídeo) e a avaliação do espectro empregando a definição -- integral imprópria-- não é usual, exceto em problemas "acadêmicos", importantes para entender a ferramenta. O termo espectro foi primeiramente cunhado por Sir Isaac Newton no contexto de difração da luz (do latim, *spectrum*=fantasma) em 1672. Uma analogia do princípio de funcionamento de um prisma para decomposição da luz e o analisador para a decomposição de sinais elétricos é ilustrativa para a compreensão do significado do espectro de um sinal. O espectro do visível é ilustrado a seguir.

Vermelho	Laranja	Amarelo	Verde	Azul	Anil	Violeta
7600 Å	6200 Å	5850 Å	5500 Å	5100 Å	4800 Å	4500 Å

A obtenção do espectro de sinais é realizada na prática através do analisador de espectro, instrumentos capazes de apresentar visualmente sobre uma tela, a intensidade de um sinal (vertical) em função de suas componentes frequenciais (horizontal). O equipamento baseia-se no osciloscópio, instrumento criado em 1897 pelo físico alemão **Karl Ferdinand Braun** (1850-1918). Os princípios de funcionamento são apresentados, discutindo um esquema básico. Colocam-se vários filtros passa-faixa (banda estreita) analisando "trechos" do espectro. A varredura do osciloscópio deve ser sincronizada com a chave de seleção dos filtros NBPFs. Vale notar que o espectro de fase não é mostrado, mas apenas a magnitude!

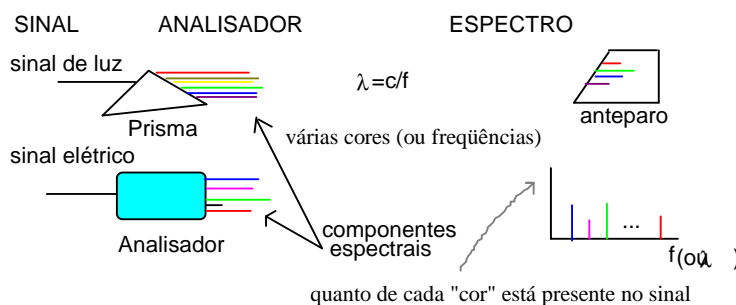


Figura 4.101 - Princípio do Analisador de espectro: Comparação com a decomposição da luz branca.

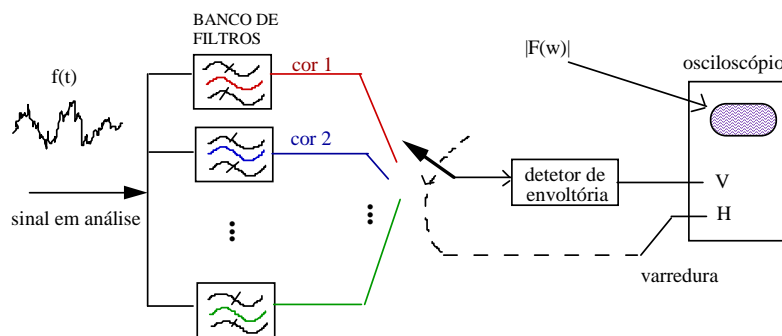


Figura 4.102 - Princípio do Analisador de ESPECTRO em Banco de filtros.

A faixa de frequências analisada depende da largura de faixa e do número de BPFs usados. Quanto mais estreita a banda dos filtros, melhor representação obtém-se do espectro do sinal estudado. Isto é chamado de **Resolução do analisador**. Normalmente a largura da faixa de frequências analisada é grande, tornando proibitivo o número de filtros necessários a uma boa resolução. A solução adotada consiste em construir um filtro sintonizado, cuja frequência central **varre** a faixa de interesse do analisador.

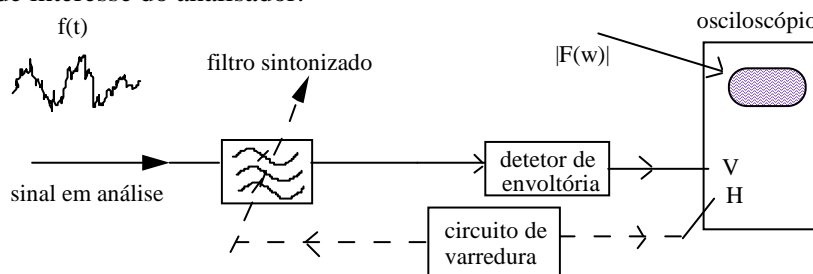


Figura 4.103 - Implementação do Analisador de Espectro com filtro sintonizado.

Esta construção é realizada com o auxílio do Princípio do superheteródino. Na implementação prática, comumente se faz uso de osciladores de frequência variável (VFO). Um esquema para o analisador de espectro é esboçado na figura a seguir. É interessante observar que a análise implica em um sinal de espectro fixo e uma janela deslizante. A implementação, todavia mantém o filtro fixo e desloca o espectro do sinal colhendo diferentes "fatias" do espectro (usa o conceito de movimento relativo).

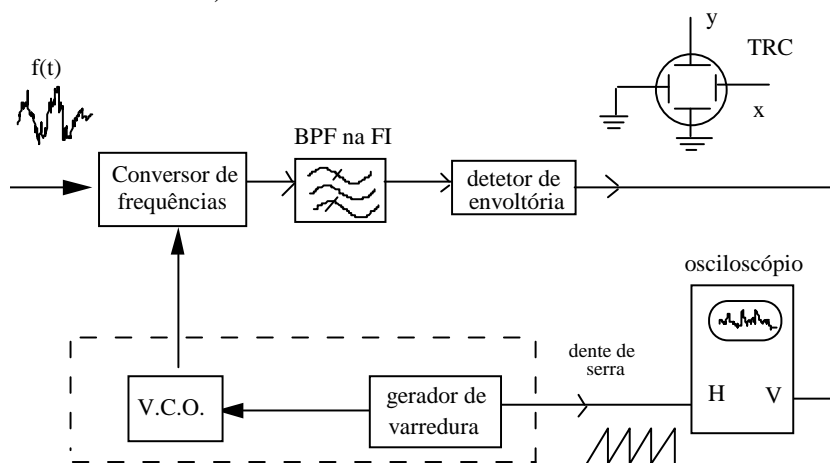
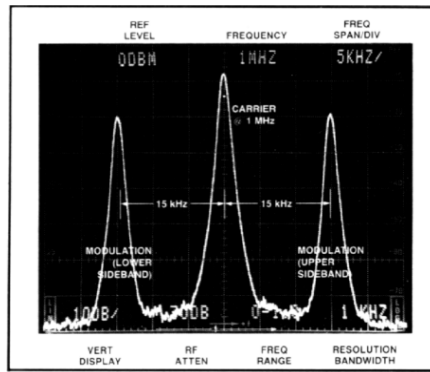


Figura 4.104 - Analisador de Espectro com mixer, usando osciloscópio.

A largura de faixa analisada depende do VFO. Como exemplo de características típicas de analisador: Faixa 20 Hz a 5 MHz, 100 kHz a 1.800 MHz etc.



Spectrum Analyzer Waveform: Modulated Carrier at 1 MHz, 15 kHz Modulation

Figura 4.105 - Exemplo de forma de onda no analisador: Espectro de um sinal AM, portadora em 1 MHz por um tom senoidal de 15 kHz.

A título de facilitar a compreensão do "Analisador de Espectro", apresenta-se na Fig. 4.106 um esquema de um analisador didático na faixa de DC a 1 MHz, com resolução de banda passante de 50 kHz e FI de 2,5 MHz. O oscilador local tem frequência variando na faixa $2,5 \leq f_{OL} \leq 3,5$ MHz e a varredura é feita com uma rampa de 100 Hz [SPE&WOR 1993].

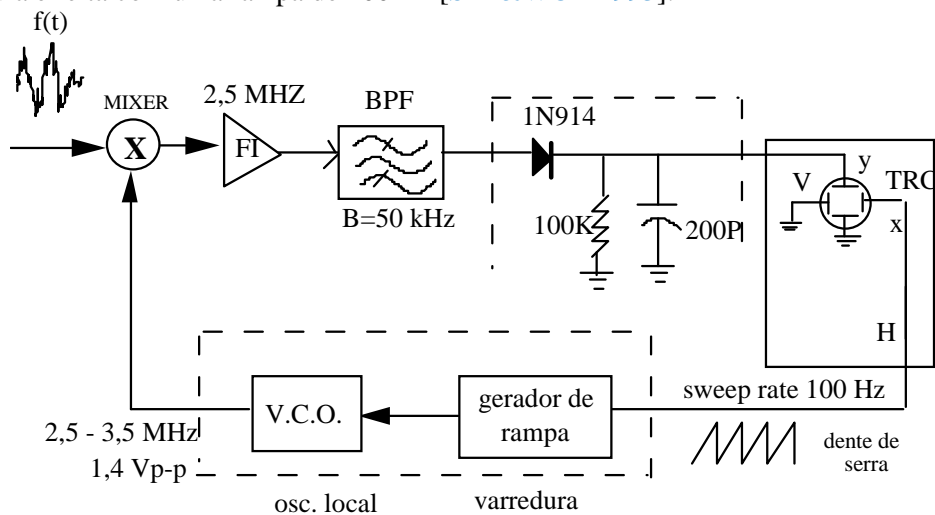


Figura 4.106 - Diagrama de um analisador de espectro DC a 1 MHz para Laboratórios Didáticos, com resolução 50 kHz.

PROBLEMAS PROPOSTOS IV.

4.1 Projetar um receptor superheteródino, com duas frequências intermediárias, para operar na faixa de 88-108 MHz, onde cada canal ocupa 200 kHz. A frequência FI mais elevada deve ser escolhida de tal modo que a frequência imagem fique sempre situada fora da faixa de operação deste receptor.

4.2 Descreva como funciona um receptor superheteródino. Cite algumas vantagens e desvantagens associadas a este tipo de receptor. Descreva o que se entende por frequência imagem e por interferência de canal adjacente. Resp. Vide texto.

4.3 Em um receptor superheteródino, a frequência intermediária (FI) é de 465 kHz. Qual o valor da frequência imagem quando se sintoniza uma portadora de frequência f_c ? Resp. f_c+930 kHz.

4.4 Um receptor VHF (2 a 16 MHz) utiliza duas FIs: 1,7 MHz e 200 kHz, respectivamente. Esboce o diagrama de blocos do receptor, indicando valores.

4.5 Um transceptor comercial (e.g. COBRA™ GTL 140) para transmissão de sinais de voz opera na faixa de 26,965 a 27,405 MHz, dita faixa de 11 m, e é largamente utilizado pela *faixa do cidadão*. O receptor é superheteródino, sendo adotada uma frequência intermediária de 7,8 MHz.

a) Quantos canais de voz são disponíveis em AM? e em SSB?

b) Represente o receptor usando diagrama de blocos, especificando as frequências de operação do mesmo. Explique a finalidade de cada bloco.

Resp. 40 canais AM, 80 canais SSB, valores comerciais.

4.6 Projetar um receptor superheteródino para operar na faixa de HF (3-30 MHz), operando com duas FIs diferentes e destinado a receber sinais de voz. A menor FI é de 100 kHz e a FI maior deve ser tal que a frequência imagem nunca seja inferior a 20 MHz.

Resp. $f_{FI}^1 \geq 8,5\text{MHz}$, $11,5 \leq f_{ol}^1 \leq 38,5\text{MHz}$ e $f_{ol}^2 = 8,6\text{MHz}$.

4.7 Um receptor superheteródino deve cobrir a faixa de 1 a 3 MHz com frequência imagem superior a 5 MHz. Supondo que o oscilador local opera acima da frequência da portadora, esboce o diagrama de blocos do receptor, explicando a finalidade de cada bloco. Encontre a FI e a faixa de operação do oscilador local.

Resp. $f_{FI} \geq 2$ MHz, com $f_{FI} = 2$ MHz, $3 \text{ MHz} \leq f_{OL} \leq 5$ MHz.

4.8 Explique o funcionamento e esboce o diagrama de blocos para um receptor superheteródino FM 88-108 MHz, que usa uma FI de 10,7 MHz. Dimensione a faixa de variação do oscilador local. (Nota: Coloque um bloco demodulador FM ao invés do detector de envelope). Qual o valor da frequência imagem para a rádio universitária Recife em 99,9 MHz? Resp. 121,3 MHz, $98,7 \text{ MHz} \leq f_{OL} \leq 118,7$ MHz.

4.9 É sempre possível projetar um receptor de rádio AM superheteródino tal que a frequência imagem fique fora da faixa? Em caso afirmativo, determine o valor da FI no caso de radiodifusão AM. Resp. Sim, 530 kHz.

4.10 Avalie qualitativamente os efeitos de um "drift" na frequência do oscilador local de um receptor AM superheteródino convencional, comparado com o caso de receptores AM com detecção síncrona. Suponha $f_{ol} = f_c + f_{FI} \pm \Delta f$. Resp. Muito menos sensível, desde que a demodulação é realizada pelo detector de envoltória.

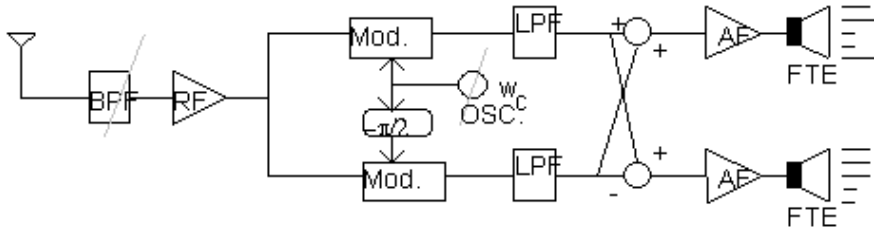
4.11 Em que seções de um receptor superheteródino AM ondas médias devem ser feitas alterações para o funcionamento em ondas curtas? Como deve atuar a chave de ondas? Resp. RF e oscilador local.

4.12 Suponha que existem duas estações AM operando nas frequências de 590 kHz e 1500 kHz. Admitindo um receptor de baixa qualidade e de seletividade muito pobre, qual das estações seria mais susceptível a interferências? Explique. Resp. 590 kHz, devido à frequência imagem.

4.13 Justifique o valor da FI adotada em AM comercial. Qual o inconveniente de adotar-se, por exemplo, uma FI de 80 kHz? Resp. Muito pequena: dificuldades em eliminar o canal imagem.

4.14 Dois sinais banda limitada em $30 \leq f < 10$ kHz são transmitidos em uma estação de rádio-difusão AM, sob a forma: $\varphi(t) = [A+l(t)+r(t)] \cos w_c t + [A+l(t)-r(t)] \sin w_c t$, em que w_c é a frequência da onda portadora da estação e considera-se portadora de alta potência, $A \gg |l(t)+r(t)|$.

Analise com detalhes o receptor abaixo, indicando a saída e especificando a largura de faixa de cada filtro. Qual a finalidade deste sistema? Indique a saída recuperada, se um receptor convencional AM for usado para demodular o sinal AM transmitido por esta estação? O sistema é "compatível"?



Resp. Transmissão AM estéreo HI-FI. Recupera apenas um canal, não é estritamente compatível.

4.15 Descrever o funcionamento de um sistema AM por transmissão com faixa lateral residual (VSB). Como é usualmente feita a detecção deste tipo de sinal?

Resp. vide texto, detecção de envoltória com portadora de alta potência.

4.16 Mostre que a detecção de envoltória pode ser usada para demodular VSB com portadora de alta potência, estratégia usada em TV comercial.

4.17 Um receptor de TV é sintonizado no canal 13, localizado na faixa 210 a 216 MHz. A portadora de vídeo corresponde a 211,25 MHz. Encontre a frequência da portadora de som. Esboce o espectro do sinal em RF e na FI, e indique qual a frequência do oscilador local para este canal. Resp. 215,75 MHz, $f_{OL} = 257$ MHz.

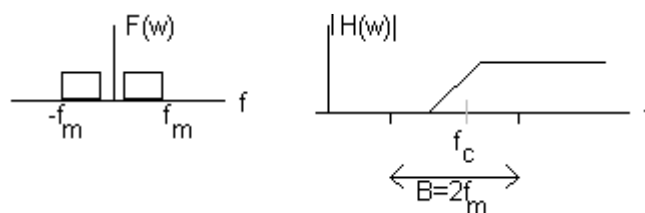
4.18 Explique o que vem a ser a estratégia do "som entre portadoras" e as razões pelas quais foi adotada. Resp. vide texto.

4.19 Compare um aparelho hipotético de TV utilizando receptores independentes para o som e a imagem com outro usando som entre portadoras. Quais os circuitos eliminados? Resp. RF de som, 1º mixer de som, FI de som, 2º mixer de som.

4.20 Vários defeitos comuns em receptores de TV monocromáticos são descritos a seguir. Em cada caso, identifique as seções onde possivelmente localiza-se o defeito.

- som normal, tela apagada.
- sem imagem, nem som, com tela iluminada.
- defeito em apenas um dos canais.
- nenhum som, imagem normal.
- som normal e tela iluminada, porém sem imagem.
- tela apagada e nenhum som.
- Apenas uma linha horizontal, com som normal.

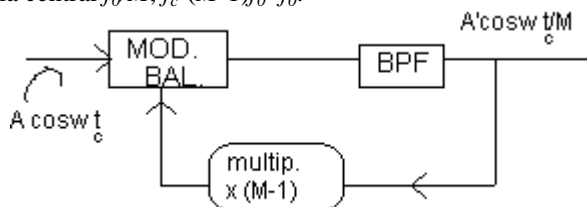
4.21 Considere um filtro de banda residual com função de transferência mostrada na figura, sendo a frequência da portadora f_c MHz. Admitindo, por simplificação, um sinal modulador de espectro plano, encontrar o espectro do sinal VSB. Mostrar graficamente que uma detecção síncrona permite uma demodulação correta.



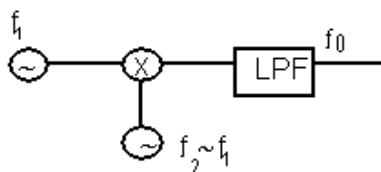
4.22 Nos sistemas de televisão comercial, várias escolhas foram feitas, entre elas: O receptor é do tipo superheteródino, a modulação para o vídeo é VSB, a modulação para o áudio é FM, adota-se a estratégia do som entre portadoras. Justifique tais escolhas. Resp. Detalhes na seção som entre portadoras.

4.23 Um divisor de frequências regenerativo é mostrado na figura. Se a entrada é uma portadora em f_0 Hz, mostre que a frequência na saída é de f_0/M Hz, M inteiro. Que condições devem ser impostas ao BPF?

Resp. BPF com frequência central $f_0/M, f_c - (M-1)f_0 = f_0$.



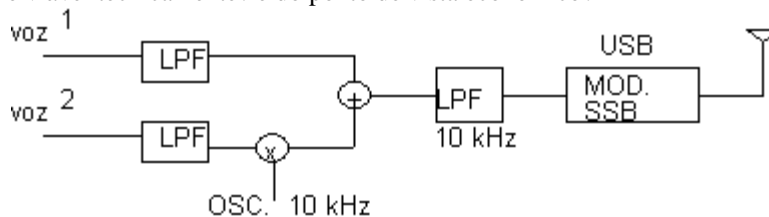
4.24 O dispositivo com diagrama mostrado em anexo é chamado de Oscilador de Frequência de Batimento (BFO). Explicar o funcionamento do BFO e comparar suas vantagens e desvantagens com relação aos osciladores convencionais.



Resp. Vantagens: Partindo de dois osciladores de frequências relativamente altas, obtêm-se frequências de saída muito baixas; Uma pequena variação percentual em f_2 causa uma grande variação percentual na frequência f_0 de saída. Desvantagem: Problemas de sensibilidade e de deriva são duplicados com o uso de dois osciladores.

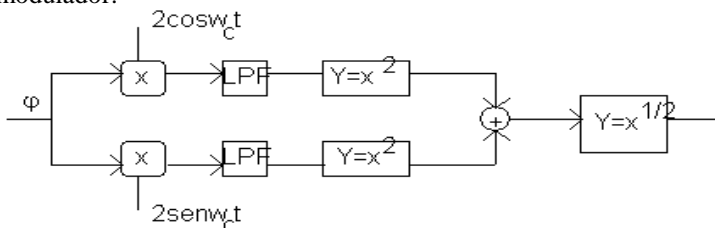
4.25 Descreva um sistema AM para transmissão simultânea de dois canais, empregando portadoras cosseno e seno. Resp. Vide ISB mux em quadratura.

4.26 Faça uma análise do funcionamento do sistema AM abaixo, indicando como construir um receptor adequado. Esboce os espectros nos diversos pontos chaves. Discuta a adoção deste sistema para transmissão estereofônica. Ela é viável tecnicamente? e do ponto de vista econômico?



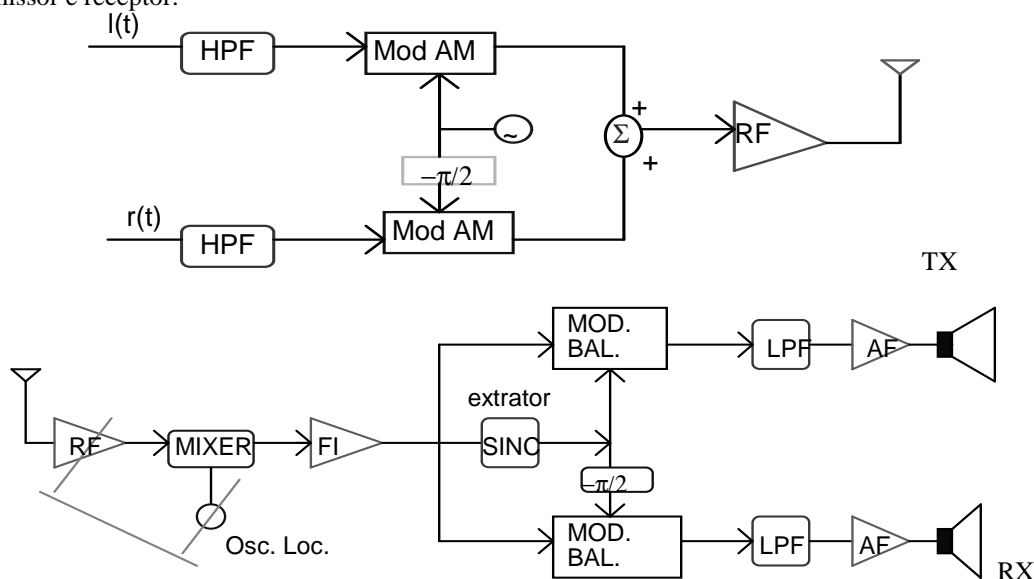
Resp. sim, não, não compatível (banda 10 kHz, detecção síncrona).

4.27 Um sinal AM, $\varphi(t) = A[1+f(t)] \cos(\omega_c t + \theta)$, onde θ é uma fase constante e $f(t)$ tem uma transformada de Fourier que é nula para $\omega > \Omega$. Supor que $\Omega \ll \omega_0$ e $|f(t)| \leq 1$ e mostrar que é possível extrair $f(t)$ a partir de φ usando o circuito demodulador:



Resp. $\sqrt{A[1+f(t)] \cos \theta}^2 + \{A[1+f(t)] \text{sen} \theta\}^2} \cong A[1+f(t)]$

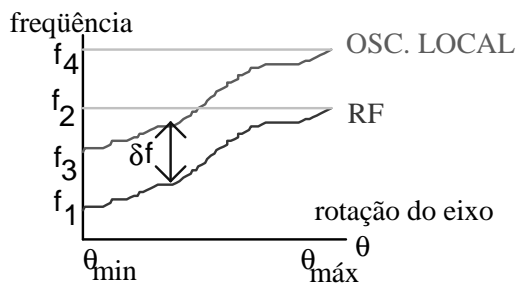
4.28 Sistema AM estéreo compatível mono com detecção homodina. Explique o funcionamento do transmissor e receptor:



4.29 Descrever, usando diagrama de blocos, os princípios básicos de um equipamento que permita visualizar o espectro de frequências de sinais no tempo. Resp. Vide seção sobre o analisador de espectro.

4.30 (Analisador de espectro). Discuta e explique por que uma onda senoidal na entrada de um analisador não produz um impulso na tela (e.g., sinal AM Fig. 3.9 texto).
 Resp. O resultado afixado é a resposta do filtro de FI.

4.31 A figura a seguir mostra a variação de frequência do oscilador local e da sintonia de RF de um receptor superheteródino, em termos da rotação do eixo do capacitor variável dupla seção. Quais os valores de f_1, f_2, f_3 e f_4 ? Quanto vale δf e o que significa δf ? Suponha a faixa AM de ondas média OM.
 Resp. $f_1=540k, f_2=1600k, f_3=955k$ e $f_4=2055kHz$. O δf representa a FI e vale 455 kHz.



Apêndice

Código 10

- 10-1 Recepção fraca
- 10-2 Recepção boa
- 10-3 Parar de transmitir
- 10-4 OK, mensagem recebida
- 10-5 Repetir mensagem
- 10-6 Ocupado, em QAP
- 10-7 Estação desativada
- 10-8 Em QAP e QRV
- 10-9 Repita mensagem
- 10-10 Transmissão completada em QAP
- 10-11 Muito rápido, mais devagar
- 10-12 Tenho companhia
- 10-13 Avise condições do tempo
- 10-16 Levantamento
- 10-17 Negócio urgente
- 10-18 Algo para nós?
- 10-19 Nada mais, retorne a base
- 10-20 Minha localização é ...
- 10-21 Chame através de telefone
- 10-22 Informe pessoalmente para ...
- 10-23 Esteja por ...
- 10-24 Completaram última tarefa
- 10-25 Possa você contata
- 10-26 Desconsidere última informação
- 10-28 Identifique sua estação
- 10-29 Tempo acabou para contato
- 10-30 Não conforme a regras de FCC
- 10-32 Eu lhe darei um cheque de rádio
- 10-33 TRÁFEGO de EMERGÊNCIA
- 10-34 Aborreça nesta estação
- 10-35 Informação confidencial
- 10-36 Tempo correto é ...
- 10-38 Ambulância precisou a ...
- 10-39 Sua mensagem entregou
- 10-41 Por favor vire para encanar
- 10-42 Acidente de tráfico a ...
- 10-43 Gravata de tráfico em ...
- 10-44 Eu tenho uma mensagem para você
- 10-45 Todas as unidades dentro de alcance por favor relatório
- 10-50 Canal de fratura
- 10-60 O que é o próximo número de mensagem?
- 10-62 Impossibilitado a cópia, use telefone
- 10-63 Rede dirigiu
- 10-64 Rede claro
- 10-65 Esperando sua próxima mensagem / tarefa
- 10-67 Todas as unidades copiam
- 10-71 Proceda em seqüência com transmissão
- 10-77 Contato negativo
- 10-81 Reserve quarto de hotel para
- 10-82 Reserve quarto para
- 10-84 Meu número de telefone é ...
- 10-85 Meu endereço é ...
- 10-91 Conversa mais íntimo a microfone
- 10-93 Inspecione minha freqüência este canal
- 10-99 Missão completou, todas as unidades afiançam
- 10-200 Polícia precisou a ...

CÓDIGO "Q" INTERNACIONAL

QAP:- Permanecer na frequência
QRA:- Nome do Operador da Estação
QRG:- Frequência ou faixa que está operando
QRI:- Tonalidade de Transmissão: 1) bom; 2) variável e 3) mau.
QRK:- inteligibilidade dos sinais: 1) mau; 2) pobre; 3) regular; 4) boa; 5) excelente.
QRL:- Estou ocupado - não interfira favor
QRM:- Interferência de outra estação
QRN:- Interferência por estáticas e efeitos atmosférica
QRO:- Aumentar a potência da estação
QRP:- Diminuir a potência da estação
QRQ:- Manipular mais rapidamente
QRS:- Manipular mais lentamente
QRT:- Parar de transmitir - tenho algo para você
QRU:- Você tem algo para mim ?
QRV:- Estou a sua disposição
QRW:- A estação tal... me chama em tantos KC/S
QRX:- Aguarde um pouco na frequência
QRY:- Quando é minha vez de transmitir?
QRZ:- Quem está chamando?
QSA:- Intensidade dos sinais: 1) apenas perceptíveis; 2) débeis; 3) bastante bom; 4) muito bom; 5) ótimos
QSB:- Há desvanecimento em seus sinais - ou nos meus
QSD:- Minha transmissão é defeituosa
QSI:- Dinheiro
QSL:- Confirmando tudo - tudo entendido
QSM:- Repita o último câmbio
QSN:- Você me escutou?
QSO:- Comunicado o contato direto ou indireto
QSP:- Transmissão de uma mensagem (ponte)
QSU:- Transmita ou responda em tantos...KC/S
QSY:- Vou mudar de frequência para cima ou para baixo em tantos...KC/S
QTA:- Cancele a mensagem anterior
QTC:- Mensagens
QTH:- Local da Estação - endereço do operador
QTI:- Qual seu destino?
QTR:- Horas
QTS:- Queira transmitir seu indicativo de chamada
QTU:- Qual o horário de funcionamento da sua estação
QTY:- A caminho

Código Fonético		
LETRA	COD.INTERN.	COD. LATINO
A	ALFA	
B	BRAVO	
C	CHARLE	
D	DELTA	
E	ECHO	
F	FOX-TROT	FILANDIA
G	GOLF	
H	HOTEL	
I	INDIA	
J	JULIET	
K	KILO	
L	LIMA	
M	MIKE	
N	NOVEMBER	NICARAGUA
O	OSCAR	
P	PAPA	
Q	QUEBEC	
R	ROMEU	ROMA
S	SIERRA	
T	TANGO	
U	UNIFORM	URUGUAI
V	VICTOR	
X	X-RAY	
Y	YANKEE	
Z	ZULU	

Página deixada intencionalmente em branco

Capítulo V

SISTEMAS DE MODULAÇÃO EXPONENCIAL

Nas últimas décadas tem havido um enorme crescimento no uso comercial de sistemas com modulação FM para transmissão de sinais de áudio (e até vídeo). Estes sistemas foram concebidos praticamente ao mesmo tempo em que AM (anos 20), entretanto foram apenas desenvolvidos e empregados comercialmente a partir dos anos 40. Eles devem, essencialmente, todos os principais resultados ao brilhante **E. H. Armstrong**. A razão desta escolha está intimamente relacionada com a qualidade do sinal recuperado no receptor: o desempenho dos sistemas modulados em frequência na presença de ruído é bastante superior àquele apresentado pelos sistemas modulados em amplitude [ARM 1936], [BRI 1984]. A primeira transmissão regular em FM ocorreu em 18/07/1939, na estação W2XMN Alpine, de Propriedade de E. Armstrong, operando na frequência de 42,8 MHz, com apenas 25 receptores.

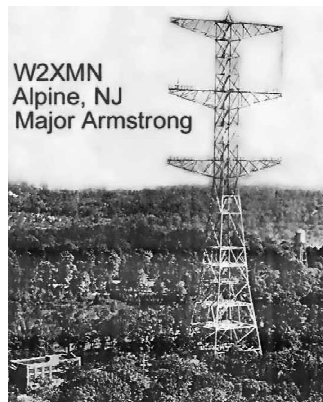


Figura 5.1 - Torre e estação W2XMN de Armstrong (créditos WWW.gginfo.com/PIX/Armstrong-FM).

Em radiodifusão comercial, há duas outras características adicionais que proporcionam melhor qualidade aos sistemas FM. O receptor FM permite a reprodução HI-FI (alta qualidade), devido a utilizar sinais de áudio com frequências indo até 15 kHz, enquanto que os receptores AM transmitem sinais moduladores banda limitada até 5 ou 7 kHz. Estações AM são apropriadas para programas de entrevistas, narração de jogos, resenhas esportivas, noticiários etc., mas não música. Além disto, é bastante comum o uso de sistemas FM estereofônicos, resultando em um som mais agradável e natural. Uma última característica desejável é o fato que a FM é bastante insensível à presença de distorções não-lineares sem memória (c.f. Prob. 5.33).

Neste capítulo são abordados os sistemas de modulação exponencial, com ênfase aos sistemas FM. A idéia geral da modulação analógica consiste em transportar a informação usando uma onda portadora eletromagnética com frequência ω_c rad/seg. Basicamente, duas características da portadora podem ser variadas pela ação do sinal modulador: a amplitude e o expoente (fase/frequência). Em termos mais precisos:

$$A \cdot \cos(\omega_c t + \phi) = \Re \{ [A e^{j\phi}] e^{j\omega_c t} \}.$$

As características A e ϕ do fasor $Ae^{j\phi}$ podem ser alteradas de acordo com o sistema empregado:

- $A(t)\cdot\cos(w_c t+\phi)$; a informação é transmitida na amplitude,
- $A\cdot\cos(w_c t+\phi(t))$; a informação é transmitida na fase (exponencial).

Os sistemas modulados em amplitude já foram estudados detalhadamente no capítulo anterior. Outro tipo completamente diferente de modulação é utilizado nos sistemas de modulação angular, nos quais a informação é transmitida através $\phi(t)$.

Muito embora seja possível conceber uma infinidade de sistemas com modulação exponencial, apenas dois deles têm sido empregados na prática: a modulação em frequência (FM) e a modulação em fase (PM).

Assim, $\varphi_{exp}(t)=A\cdot\cos[w_c t+\phi(t)]$, em que o sinal de informação $f(t)$ é transportado de alguma forma através de $\phi(t)$.

Um conceito fundamental para a compreensão dos sistemas de modulação angular é o conceito de frequência instantânea – a este propósito, vide o excelente tutorial [BOAS 1992].

Considerando-se um sinal genérico da forma $\varphi(t)=A\cos\theta(t)$, a frequência angular instantânea é definida como sendo a taxa de variação do ângulo $\theta(t)$; i.e., (velocidade angular).

$$w_i := \frac{d\theta(t)}{dt} \text{ rad/seg.}$$

Quando o sinal corresponde a um ângulo variando linearmente com o tempo, $\theta(t)=w_c t+ \theta_0$, a frequência instantânea é constante:

$$w_i = \frac{d\theta(t)}{dt} = w_c = cte .$$

Assim, uma portadora pura $A\cdot\cos w_c t$ é um sinal cuja frequência angular instantânea é constante, com valor correspondendo exatamente ao valor da frequência w_c do sinal periódico.

Já para o sinal $A\cdot\cos\theta(t)$ esboçado na figura a seguir, que é não periódico, observa-se que a frequência instantânea no instante t_1 é menor do que aquela no instante t_2 , ou seja, $w_1 < w_2$.

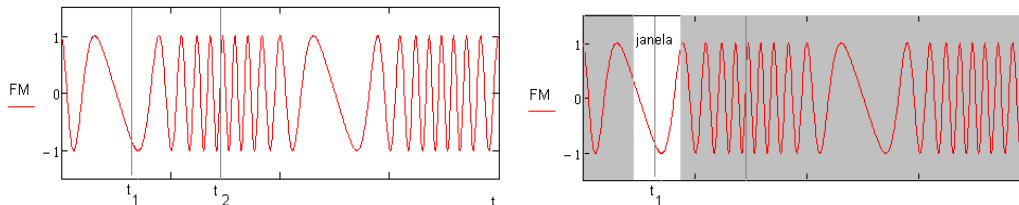


Figura 5.2 - Modulação angular com variação de frequência instantânea.

Como interpretação simples, considere-se uma janela suficientemente curta J centrada no instante em que se deseja medir a frequência: No seu interior, o sinal comporta-se como "quase" periódico com uma frequência (associada ao período de repetição) bem definida.

Esta idéia generaliza o conceito usual de frequência associada a um sinal senoidal (tal como velocidade instantânea ao invés de velocidade, válida apenas no MRU). Para um sinal $\varphi_{exp}(t)=A\cdot\cos(w_c t+\phi(t))$, a frequência instantânea é dada por:

$$w_i = w_c + \frac{d\phi}{dt} .$$

Se as variações em torno da frequência nominal w_c são pequenas, isto é, $\left| \frac{d\phi}{dt} \right| \ll w_c$, a onda resultante é bastante “próxima” a uma onda senoidal.

5.1 Sistemas FM e PM

A maneira mais direta e natural de transmitir um sinal de informação $f(t)$ consiste em escolher $\phi(t)=K_p f(t)$. A fase do sinal modulado varia de forma linear de acordo com o sinal modulador. Isto constitui a modulação PM, sendo o sinal da forma:

$$\phi_{PM}(t) := A \cdot \cos(\omega_c t + K_p f(t)),$$

em que K_p é chamada de constante do modulador PM, expressa em rad/V.

Portanto, os sistemas PM apresentam sinais com fase que variam proporcionalmente ao sinal modulador (relação linear). A frequência instantânea é dada por:

$$\omega_i = \omega_c + K_p f'(t) \text{ e varia de acordo com a derivada do sinal modulador.}$$

Nos sistemas FM, procura-se escolher $\phi(t)$ de modo que a variação da frequência instantânea em torno da "frequência da portadora" seja proporcional ao sinal modulador. Isto significa que $f_i = f_c + K_f f(t)$, em que K_f é chamada de constante do Modulador FM.

Entende-se como desvio instantâneo de frequência (Δf_i) a diferença entre a frequência instantânea do sinal e a frequência da portadora não modulada (ausência de sinal $f(t)$);

$$\Delta f_i := f_i - f_c.$$

Um sinal FM é definido como sendo aquele para o qual o desvio instantâneo de frequência Δf_i é proporcional ao sinal modulador, ou seja,

$$\Delta f_i = K_f f(t).$$

A constante K_f do modulador é obviamente expressa em unidades de Hz/V. Então, o desvio instantâneo de frequência, expresso em rad/s, é dado por

$$\Delta \omega_i = \omega_i - \omega_c = K_w f(t), \text{ com } K_w = 2\pi K_f.$$

Assim, as variações na frequência dependem diretamente da mensagem:

$$\omega_i = \omega_c + 2\pi K_f f(t).$$

Mas $\omega_i := \frac{d\theta(t)}{dt}$, de modo que $\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + 2\pi K_f f(t)$.

Encontra-se o ângulo $\theta(t)$ que resulta em um desvio instantâneo de frequência variando linearmente com o sinal modulador, integrando-se a expressão anterior. Assim,

$$\theta(t) = \omega_c t + 2\pi K_f \int_{-\infty}^t f(t') dt'.$$

O sinal FM gerado modulando-se $f(t)$ é expresso então por:

$$\phi_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + 2\pi K_f \int_{-\infty}^t f(t') dt' \right].$$

Para exemplificar, considere um caso simples de um modulador FM com $K_f = 1.500 \text{ Hz/V}$ e portadora na frequência de 10 kHz. O sinal modulador é uma onda quadrada. Quando o sinal $f(t) = \pm 1$, tem-se: $\phi_{FM}(t) = \cos(2\pi 10^4 t \pm 1,5 \cdot 10^3 t)$. A onda resultante é mostrada com exagero na figura a seguir.

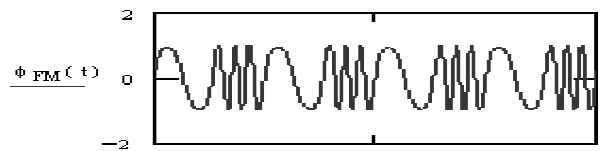


Figura 5.3 - Exemplo de um sinal FM simples (FM binário).

Na modulação FM, assume-se que a mensagem $f(t)$ não contém componente dc, de outra forma haveria um deslocamento na frequência nominal da portadora. Fisicamente, a presença de

um “nível dc” no sinal modulador produz um deslocamento em f_c dado por $K_f a_0$ (em que a_0 é o termo dc do sinal $f(t)$). Este inconveniente é evitado bloqueando-se a componente dc com um capacitor de acoplamento, antes de aplicar a mensagem ao circuito modulador.

Os sistemas PM e FM estão intimamente relacionados: se o sinal modulador é integrado (respectivamente diferenciado) antes de passar pelo modulador PM (respectivamente FM), gera-se um sinal FM (respectivamente PM). O leitor é convidado a verificar estas relações simples – vide também Prob. 5.8 e 5.20.

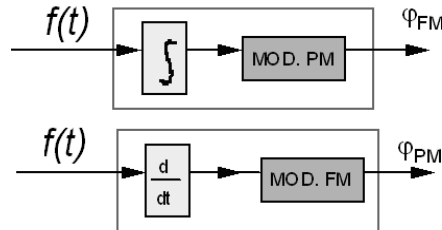


Figura 5.4- Relação entre os sistemas FM e PM.

De modo similar à análise já realizada para os sistemas AM, os resultados são primeiramente obtidos considerando-se um único tom senoidal presente no sinal modulador. Admitindo-se um tom $f(t)=A_m \cos w_m t$ como sinal modulador e omitindo-se o limite inferior de integração, tem-se

$$\theta(t) = w_c t + 2\pi K_f \int^t A_m \cos w_m t' dt'.$$

O sinal FM pode então ser posto sob a forma

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t + \frac{2\pi K_f A_m}{w_m} \text{sen } w_m t) \quad \text{e} \quad \frac{2\pi K_f A_m}{w_m} = K_f \frac{A_m}{f_m}.$$

Neste caso, o desvio instantâneo de frequência é dado por $\Delta f_i = K_f A_m \cos w_m t$, de modo que o máximo desvio de frequência corresponde à $\Delta f = K_f A_m$ Hz.

Um parâmetro muito importante em FM é o chamado índice de modulação FM que é definido como a razão entre o máximo desvio de frequência e a frequência do tom modulador, i.e.,

$$\beta := \frac{\Delta f}{f_m}.$$

Portanto, $\beta = \frac{K_f A_m}{f_m}$, de forma que o sinal FM correspondente a um único tom senoidal aplicado na entrada é

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t + \beta \text{sen } w_m t) \quad \text{- SINAL FM.}$$

Fisicamente, β corresponde ao Desvio Máximo de Fase produzido pelo tom. Diferentes tons apresentando a mesma relação amplitude/frequência, A_m/f_m , resultam no mesmo desvio máximo de fase, mas em taxas diferentes.

Antes de proceder à análise espectral do sinal FM descrito, convém considerarem-se dois tipos de sinais:

- Sinais FM Banda Estreita (NBFM) $\beta < \pi/2$ rad
- Sinais FM Banda Larga (WBFM) $\beta > \pi/2$ rad.

A transição entre banda estreita e banda larga não é muito bem definida-- de fato, ela é algo difusa. Para NBFM considera-se $\beta \leq 0,2$ ($\beta \leq \pi/2$ ou $1/\sqrt{3}$), embora algumas vezes o critério adotado seja $\beta \leq 0,5$.

Figuras de Lissajours

A medição da constante do modulador de um gerador FM pode ser feita com auxílio de um Osciloscópio e de um gerador de áudio, na qual aparecem as figuras de Lissajours, **Jules Lissajours** (1822-1880).

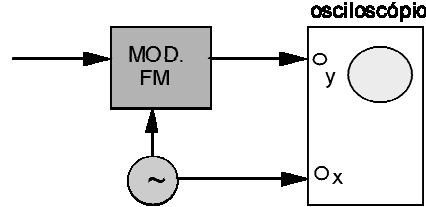


Figura 5.5 – Montagem usando osciloscópio em modo X-Y para medir a constante de um modulador FM.

Colocando-se o osciloscópio em modo de operação X-Y, em que y é um sinal FM e x é uma portadora na frequência do sinal FM, têm-se:

$$x = A \cos \omega_c t \quad \text{e} \quad y = \varphi_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + 2\pi K_f \int_{-\infty}^t f(t') dt' \right].$$

Definindo $\phi(t) := 2\pi K_f \int f(t') dt'$ e escrevendo y em termos de x ,

$$y = x \cos \phi(t) - \sqrt{A^2 - x^2} \sin \phi(t).$$

Daí obtém-se a relação: $x^2 - 2xy \cos \phi + y^2 = A^2 \sin^2 \phi$. Fazendo-se uma mudança de eixos que corresponde a uma rotação de um ângulo θ no sistema de coordenadas:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{y} \end{pmatrix}.$$

Após a substituição para obter a equação da curva no novo sistema de coordenadas, obtém-se depois de algumas manipulações e simplificações:

$$A^2 \sin^2 \phi = [1 + \sin 2\theta \cos \phi] \tilde{x}^2 + [1 - \sin 2\theta \cos \phi] \tilde{y}^2 - 2\tilde{x}\tilde{y}(\cos 2\theta) \cos \phi.$$

Tomando-se o valor $\theta = \pi/4$, $\cos 2\theta = 0$ e $\sin 2\theta = 1$ de modo que a equação simplifica, assumindo a forma:

$$A^2 \sin^2 \phi = [1 + \cos \phi] \tilde{x}^2 + [1 - \cos \phi] \tilde{y}^2.$$

Para $\phi \neq k\pi$, k inteiro, a equação precedente descreve uma elipse

$$\frac{\tilde{x}^2}{a^2} + \frac{\tilde{y}^2}{b^2} = 1,$$

em que $a^2 := \frac{A^2 \sin^2 \phi}{1 + \cos \phi}$ e $b^2 := \frac{A^2 \sin^2 \phi}{1 - \cos \phi}$.

Para $\phi = 0$, então $\tilde{x} = 0$ e \tilde{y} é qualquer (eixo \tilde{y}), correspondendo a uma reta (Fig. 5.6 a). A medida que ϕ cresce, $0 < \phi < \pi/2$, obtém-se uma elipse com semi-eixos $b > a$ (c.f. Fig. 5.6 b). Já para $\phi = \pi/2$, tem-se exatamente uma circunferência de raio igual a A (c.f. Fig. 5.6 c). Com $\pi/2 < \phi < \pi$, novamente elipses são obtidas, porém com $a > b$ (Fig. 5.6 d). Se $\phi = \pi$, então \tilde{x} é qualquer e $\tilde{y} = 0$ (eixo \tilde{x}), correspondendo a uma reta (Fig. 5.6 e). Finalmente, entre $\pi \leq \phi \leq 2\pi$, as figuras geradas vão desde (e) até (a).

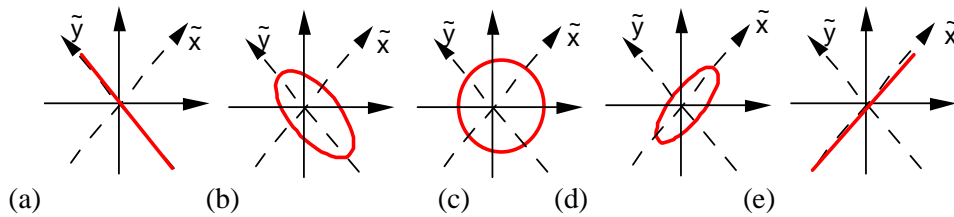


Figura 5.6 - Formas de onda observadas num osciloscópio—
Figuras de Lissajours.

Supondo que apenas um tom $A_m \cos \omega_m t$ é aplicado ao modulador, tem-se $\phi(t) = 2\pi K_f \int f(t') dt' = \frac{2\pi K_f A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t$ e $|\phi(t)| \leq \frac{K_f A_m}{f_m}$.

O sinal modulador pode ser ajustado facilmente, escolhendo-se adequadamente a amplitude e frequência da saída do gerador de áudio, A_m e f_m (e.g., $A_m \downarrow$ e $f_m \uparrow$) até que as figuras observadas vão de (a), (b) até (c), retornando daí novamente no sentido (c), (b) até (a). Neste caso, $\phi_{\text{máx}} \approx \pi/2$, de forma que $\frac{K_f A_m}{f_m} \approx \pi/2$ e a constante do modulador vale:

$$K_f \approx \frac{\pi f_m}{2A_m} \quad \text{Hz/V.}$$

Para medição de K_f com auxílio de um analisador de espectro, referir-se ao Problema 5.28 (apagamento da portadora).

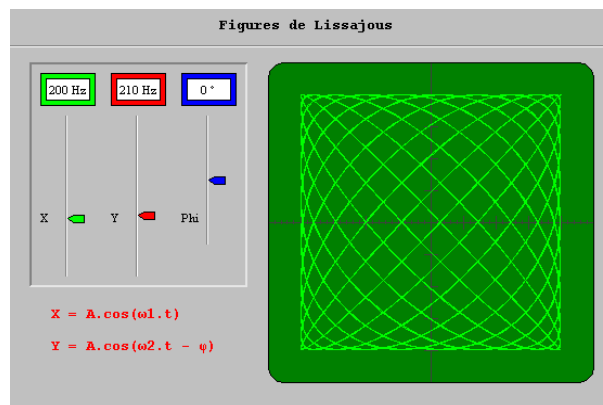


Figura 5.7 - Figura de Lissajours para frequências diferentes nos eixos.
[Fonte <http://www.univ-lemans.fr/enseignements/physique/02/electro/lissajou.html>]

Nota: A implementação prática requer, no entanto amarrar a frequência da portadora ao sinal FM. Isto porque qualquer deriva resulta em $\phi(t)$ ilimitado. Um circuito AFC deve ser usado para o controle do oscilador.

5.2 Sinais FM Banda Estreita

O sinal correspondente a um tom senoidal modulado em FM é $\phi_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$, ou seja,

$$\phi_{FM}(t) = A \cos(\beta \sin \omega_m t) \cos(\omega_c t) - A \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin(\omega_c t).$$

Considerando-se um índice β bastante pequeno (tipicamente, banda estreita), então é possível realizar as seguintes aproximações:

$$\cos(\beta \sin w_m t) \approx 1 \text{ e } \sin(\beta \sin w_m t) \approx \beta \sin w_m t.$$

Deste modo, o sinal NBFM pode ser aproximado por

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t) - A\beta \sin w_m t \sin(w_c t).$$

Lembrando que $\sin A \cdot \sin B = [\cos(A-B) - \cos(A+B)]/2$, verifica-se facilmente que as frequências presentes no sinal NBFM são w_c , $w_c + w_m$ e $w_c - w_m$. Tal como nos sistemas AM, duas bandas laterais são geradas:

$$\varphi_{NBFM}(t) \approx A \cos(w_c t) - \frac{\beta A}{2} [\cos(w_c - w_m)t - \cos(w_c + w_m)t].$$

Quando o sinal modulador é um sinal de áudio $f(t)$, a condição de banda estreita corresponde a impor um desvio máximo de fase pequeno, i.e.,

$$\left| 2\pi K_f \int^t f(t') dt' \right| < 0,2.$$

Então, de maneira inteiramente similar à análise anterior, tem-se:

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos\left(2\pi K_f \int^t f(t') dt'\right) \cos(w_c t) - A \sin\left(2\pi K_f \int^t f(t') dt'\right) \sin(w_c t),$$

$$\text{e}$$

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t) - \left[2\pi K_f \int^t f(t') dt' \right] \sin(w_c t).$$

Esta aproximação faz com que o sinal FM assim gerado apresente uma pequena distorção de amplitude, referida como "distorção residual AM do modulador FM faixa estreita".

O diagrama de um transmissor para a geração de FM em banda estreita é mostrado na figura que se segue. Apesar de a NBFM não ser usada (diretamente) em sistemas práticos, a importância deste tipo de modulador será focalizada na geração FM banda larga pelo método introduzido por Armstrong, usado em praticamente todas as estações comerciais.

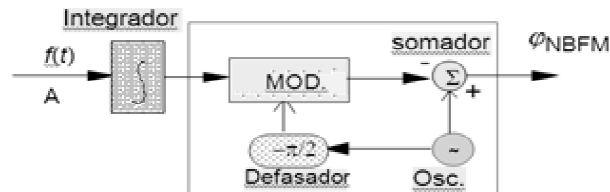


Figura 5.8 - Gerador de NBFM (com distorção residual AM).

O espectro correspondente a um único tom modulado em FM banda estreita apresenta duas bandas laterais e é bastante similar ao espectro AM.

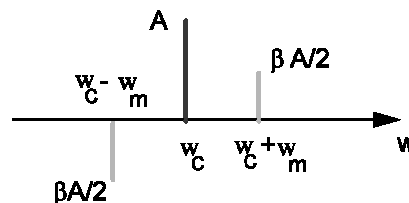


Figura 5.9 - Espectro (imaginário) de um sinal NBFM para tom senoidal.

Neste caso o comportamento é análogo àquele da AM: o índice de modulação FM β funciona como o índice de modulação AM m . A condição $m \leq 1$ para evitar sobremodulação é traduzida para $\beta < 1$.

O diagrama fasorial para o sinal banda estreita pode ser obtido sem dificuldades seguindo uma analogia ao caso AM (Seção 3.2):

$$\varphi_{NBFM}(t) = \Re \left[A + \frac{\beta A}{2} e^{jw_m t} - \frac{\beta A}{2} e^{-jw_m t} \right] e^{jw_c t}.$$

O diagrama FM obtido difere do diagrama AM apenas pela inversão de fase da linha da banda lateral inferior. Devido a este fato, a contribuição do par de bandas laterais fica em quadratura com a portadora, ao invés de colinear.

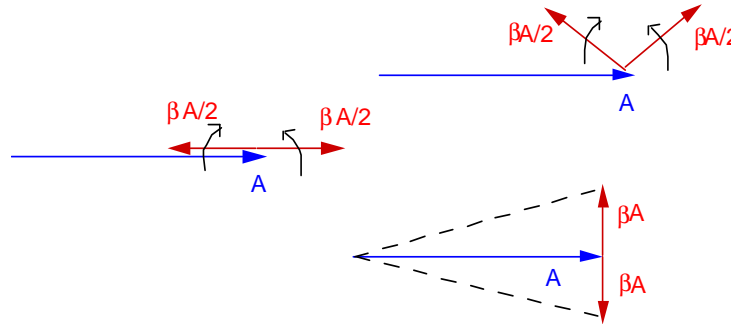


Figura 5.10 - Diagrama fasorial para FM (banda estreita).

O conjunto gira com uma frequência (velocidade angular) w_c no sentido anti-horário. O sinal FM é a parte real do vetor resultante, isto é, sua projeção sobre o eixo real, em cada instante de tempo.

Neste caso, a componente horizontal adicionada ao fasor da portadora é sempre nula, contrariamente a AM. A contribuição das bandas laterais é um vetor na vertical, variando entre βA e $-\beta A$ (o sinal negativo indica o sentido oposto). O fasor resultante não cai exatamente sobre uma circunferência, como deveria ser o caso na ausência de modulação em amplitude. Isto ocorre devido às aproximações $\cos \theta \approx 1$ e $\sin \theta \approx \theta$, que geram uma distorção residual AM.

5.3 Sinais FM Banda Larga

Para realizar a análise espectral de um sinal FM banda larga, algumas manipulações são necessárias antes do cálculo da Transformada de Fourier (espectro) do sinal FM, mesmo no caso de um único tom.

Iniciando com um simples tom senoidal, o sinal FM banda larga é

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t + \beta \sin w_m t), \quad \beta \gg 1.$$

Logo, é possível re-escrever este sinal em termos de componentes em fase e em quadratura da portadora:

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos(\beta \sin w_m t) \cos(w_c t) - A \sin(\beta \sin w_m t) \sin(w_c t).$$

Não é mais viável usar as aproximações aplicadas em banda estreita. O sinal $\varphi_{FM}(t)$ não é um sinal periódico, entretanto é fácil verificar que as funções em fase e em quadratura com a portadora o são (!).

Discutindo algumas propriedades imediatas dos dois sinais $\cos(\beta \sin w_m t)$ e $\sin(\beta \sin w_m t)$:

- i) $\cos(\beta \sin x) = \cos(\beta \sin(x \pm 2\pi))$ função periódica
- $\cos(\beta \sin x) = \cos(\beta \sin(-x))$ função par
- $\cos(\beta \sin x) = \cos(\beta \sin(x \pm \pi))$ apenas harmônicos pares

- ii) $\text{sen}(\beta \text{sen } x) = \text{sen}(\beta \text{sen}(x \pm 2\pi))$ função periódica
 $\text{sen}(\beta \text{sen } x) = -\text{sen}(\beta \text{sen}(-x))$ função ímpar
 $\text{sen}(\beta \text{sen } x) = -\text{sen}(\beta \text{sen}(x \pm \pi))$ apenas harmônicos ímpares.

As funções de interesse são ambas periódicas de mesmo período $T=2\pi/w_m$ e conseqüentemente podem ser desenvolvidas em série de Fourier com validade na reta real.

Um artifício interessante pode ser aplicado para facilitar os cálculos, o qual permite obter simultaneamente as duas séries.

O sinal periódico $v(t) := \exp(j\beta \text{sen } w_m t)$ é considerado em $-\infty < t < +\infty$. Esta escolha implica na seguinte relação: $v(t) = \cos(\beta \text{sen } w_m t) + j \text{sen}(\beta \text{sen } w_m t)$.

Este sinal é adequado para o desenvolvimento em série exponencial de Fourier; sua parte real fornece $\cos(\beta \text{sen } w_m t)$ enquanto que sua parte imaginária resulta em $\text{sen}(\beta \text{sen } w_m t)$.

$v(t)$ é periódico com $T=2\pi/w_m$ (fundamental w_m) e a série correspondente é expressa por:

$$v(t) \approx \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n e^{jn w_m t}, \text{ em } -\infty < t < +\infty,$$

$$\text{em que } F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} e^{j\beta \text{sen } w_m t} e^{-jn w_m t} dt.$$

Fazendo uma mudança de variável $x=w_m t$, $dx=w_m dt$, tem-se então:

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j(\beta \text{sen } x - nx)} dx \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

As integrais acima não podem ser avaliadas de forma fechada, mas correspondem às Funções de Bessel (1784-1846) de primeira espécie e de ordem n :

$$J_n(\beta) := \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j(\beta \text{sen } x - nx)} dx,$$

as quais se encontram tabeladas em várias referências.

As funções de Bessel aparecem freqüentemente em problemas de Engenharia/Física e estão ligadas à solução de equações diferenciais do tipo $y(\beta)$

$$\beta^2 \frac{d^2 y}{d\beta^2} + \beta \frac{dy}{d\beta} + (\beta^2 - n^2)y = 0.$$

$$(x^2 \ddot{y} + x\dot{y} + (x^2 - n^2)y = 0)$$

Valores numéricos de $J_n(\beta)$, assim como diversas propriedades apresentadas por estas funções especiais são encontradas alhures.

O gráfico da Fig. 5.11 mostra o comportamento das funções de Bessel de 1ª espécie para diversas ordens n . Elas são limitadas, quase periódicas e amortecidas à medida que β cresce. Os zeros consecutivos da função de Bessel de 1ª espécie e ordem zero, $J_0(x)$, são listados:

$$2,4048... \quad 5,5201... \quad 8,6537... \quad 11,7915... \quad 14,9309... \quad 18,0711...$$

Observe que as raízes sucessivas sempre diferem de π , aproximadamente. Fenômeno similar ocorre com as funções $J_n(x)$ de todas as ordens!

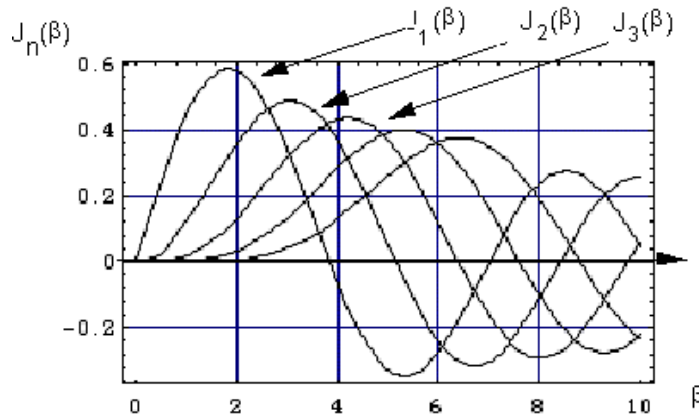


Figura 5.11 - Funções de Bessel de 1ª espécie.
(Notar que as raízes sucessivas diferem aproximadamente de π).

Algumas propriedades de grande utilidade:

- a) $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ para n par,
 $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ para n ímpar.
- b) Se $\beta \ll 1$, então
 $J_0(\beta) \approx 1 - (\beta/2)^2$
 $J_n(\beta) \approx \frac{1}{n!}(\beta/2)^n$, para $n \geq 1$.

Fórmula de recorrência:
$$J_{n+1}(x) = \frac{2n}{x} J_n(x) - J_{n-1}(x).$$

Fórmula assintótica:
$$J_n(x) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos\left(x - \frac{2n+1}{4}\pi\right), x \gg 1.$$

O desenvolvimento em série de $v(t)$ resulta em:

$$e^{j\beta \text{sen } w_m t} \approx J_0(\beta) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{j n w_m t}, \quad -\infty < t < +\infty.$$

Substituindo a expansão de $\exp(j n w_m t)$ pela fórmula de Euler e utilizando a propriedade (a) descrita anteriormente para funções de Bessel, obtém-se que

$$e^{j\beta \text{sen } w_m t} \approx J_0(\beta) + 2 \sum_{\substack{n=2 \\ n \text{ par}}}^{+\infty} J_n(\beta) \cos n w_m t + j 2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{+\infty} J_n(\beta) \text{sen } n w_m t.$$

Igualando-se as partes reais (respectivamente imaginárias) dos dois membros, obtém-se (respectivamente) os dois desenvolvimentos procurados:

$$\cos(\beta \text{sen } w_m t) \approx J_0(\beta) + 2 \sum_{\substack{n=2 \\ n \text{ par}}}^{+\infty} J_n(\beta) \cos n w_m t$$

$$\text{sen}(\beta \text{sen } w_m t) \approx 2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{+\infty} J_n(\beta) \text{sen } n w_m t.$$

As componentes espectrais de frequência de um sinal WBFM podem ser encontradas substituindo-se as duas expansões em série na expressão de $\varphi_{FM}(t)$.

Logo,

$$\varphi_{FM}(t) = A \left[J_0(\beta) + 2 \sum_{\substack{n=2 \\ n \text{ par}}}^{+\infty} J_n(\beta) \cos nw_m t \right] \cos(w_c t) - A \left[2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{+\infty} J_n(\beta) \sin nw_m t \right] \sin(w_c t)$$

Utilizando as identidades trigonométricas de adição de arcos aqui relacionadas:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) + \cos(A + B)] \quad \sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)],$$

obtém-se uma expressão compacta para o sinal FM gerado pela modulação de um só tom senoidal:

IMPORTANTE:
$$\varphi_{FM}(t) \approx A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(w_c + nw_m)t.$$

A expressão corresponde, curiosamente, a uma expansão em série generalizada em termos de funções ortogonais $\{\cos(w_c - nw_m)t\}_{-\infty}^{+\infty}$.

As frequências presentes em um sinal FM são, portanto, $w_c \pm nw_m$ para $n=0,1,2,\dots$, ocupando todo o espectro, contendo um número infinito de harmônicas, correspondendo a infinitos pares de bandas laterais gerados para um único tom! Esta constatação foi primeiramente feita por **J. R. Carson** que concluiu acertadamente que FM não é um sistema adequado para realizar economia de banda passante, tal como se pensava no início da concepção de tais sistemas. Na verdade a falácia fora decorrente da "confusão" entre frequência espectral e frequência instantânea. Todavia, Carson também concluiu erroneamente da "inutilidade" dos sistemas FM – AM seria superior.

Deve ser lembrado que as amplitudes presentes verificam a relação $\lim_{n \rightarrow \infty} J_n(\beta) = 0$.

No espectro, as frequências simétricas com relação à frequência da portadora, $w_c + nw_m$ e $w_c - nw_m$, apresentam a mesma amplitude (módulo), i.e.,

$$|AJ_n(\beta)| = |AJ_{-n}(\beta)|.$$

As fases associadas às raias podem ser apenas 0° ou 180° . Cada raia de ordem ímpar da banda inferior tem fase invertida com relação à raia superior de mesma ordem. Já as raias de ordem par da banda inferior apresentam a mesma fase com relação à raia superior de ordem idêntica. As linhas espectrais são equiespaçadas pela frequência do sinal modulador, como mostrado na figura a seguir.

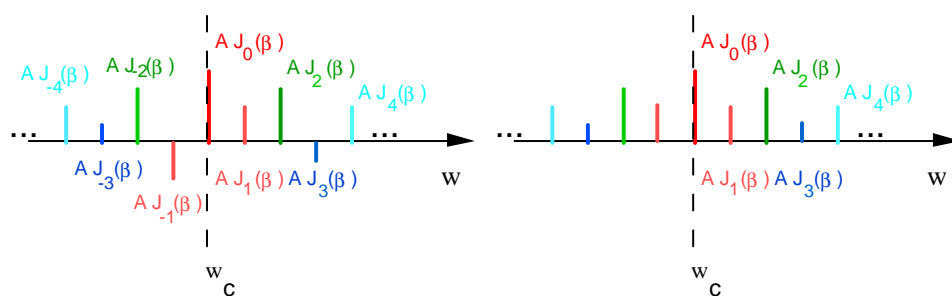


Figura 5.12 - Espectro de um sinal FM: (a) amplitude e fase (b) apenas amplitude.

A representação usual do espectro de um sinal FM indica apenas as amplitudes associadas às raias presentes, como mostrado na Fig. 5.12b.

Interessante observar que a **frequência espectral** do sinal modulado FM é *discreta e distribui-se em uma largura de faixa infinita*, enquanto que a **frequência instantânea** associada ao sinal varia *continuamente sobre um intervalo de amplitude finita*.

A descrição de um sinal FM sob a forma $\varphi_{FM}(t) \approx A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$ é geral, sendo aplicável tanto no caso banda estreita como para banda larga. Entretanto, se o sinal é NBFM, $\beta < 1$, de forma que valem as seguintes aproximações:

$$J_0(\beta) \approx 1; J_1(\beta) \approx \beta/2 \text{ e } J_n(\beta) \approx 0 \text{ para } n \geq 2.$$

Neste caso, apenas duas bandas laterais são significativas, o que concorda com os resultados descritos anteriormente e o espectro corresponde àquele da Fig. 5.9.

Diagrama Fasorial FM

Como mencionado no estudo do diagrama fasorial NBFM, adiciona-se um par de bandas laterais em quadratura com a portadora para gerar uma modulação em frequência. Há, entretanto, uma distorção residual AM introduzida neste processo. Para cancelar as variações de amplitude, um segundo par de bandas laterais deve ser incluído no diagrama, as quais giram com velocidade $\pm 2\omega_m$ e cuja resultante é colinear com a portadora (i.e., a componente resultante na vertical é nula, um par AM com fasor na horizontal). Isto praticamente elimina a modulação (residual) em Amplitude, mas introduz uma distorção na fase. Esta distorção é corrigida adicionando-se um terceiro par de bandas laterais, com velocidade angular $\pm 3\omega_m$ e com resultante em quadratura com a portadora. Isto novamente introduz uma distorção em amplitude, embora de menor, e o procedimento continua indefinidamente. Cada novo par de fasores adicionado tende, para n suficientemente elevado, a ser de menor amplitude e o processo é convergente – o fasor resultante cai exatamente sobre uma circunferência de raio A .

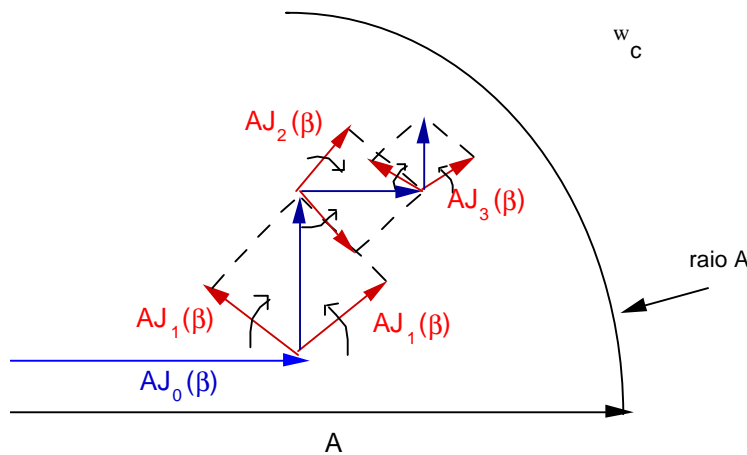


Figura 5.13 - Diagrama fasorial para FM banda larga. Amplitudes dos fasores são controladas pelas funções de Bessel $J_n(\cdot)$.

5.4 Dissipação de Potência em FM

O sinal FM associado a um único tom modulado é expresso por $\varphi_{FM}(t) \approx A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$, $-\infty < t < +\infty$. A potência média dissipada por este sinal FM é dada por:

$$P_{FM} = A^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{J_n^2(\beta)}{2}.$$

Pode ser demonstrado sem muita dificuldade (Prob. 5.75) que $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta) = 1$. Assim,

$$P_{FM} = \frac{A^2}{2} \text{ Watts.}$$

A potência média total dissipada pelo sinal FM é constante e igual à potência média dissipada pela portadora não modulada. Fisicamente, isto seria de se esperar, visto que a dissipação de potência está associada somente à amplitude do sinal e não à sua fase. A modulação de uma portadora $A \cos w_c t$ gerando um sinal $A \cos[w_c t + \phi(t)]$ não altera a amplitude do sinal.

Quando a portadora é modulada, a potência total não muda, mas a distribuição de potência é alterada: a potência associada à portadora cai de $A^2/2$ para $P_{port} = \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{2}$.

A potência restante é distribuída nas bandas laterais que aparecem, isto é,

$$P_{BLAT} = P_{FM} - P_{port} = \frac{A^2}{2} - \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{2} = \frac{A^2}{2} [1 - J_0^2(\beta)].$$

Dependendo do valor do índice de modulação β , tem-se uma "troca" de potência entre a portadora e as bandas laterais do sinal modulado.

Para certos valores particulares de β tais como $\beta=2,405$; $\beta=5,520$; $\beta=8,6537$ etc., nenhuma potência é transmitida na raia da portadora, fenômeno este referido como *apagamento da portadora*. Isto pode ser usado para avaliar a constante do modulador FM.

A medida que β aumenta, independente do valor assumido (desde que elevado), a função é fortemente amortecida e a potência dissipada pela portadora decai, enquanto verifica-se um aumento no número de bandas laterais. Já a potência de pico dissipada, é A^2 Watts PEP.

Com relação à eficiência na dissipação de potência, vê-se claramente que WBFM é preferível, pois o conteúdo de potência dissipada concentra-se nas bandas laterais (potência útil). Em termos práticos, a eficiência destes sistemas é praticamente 100%, contrastando com AM e NBFM nos quais, na melhor das hipóteses, têm-se 33% de eficiência (típico 7,5%). Estações comerciais trabalham com potência de 5 W a 100 kW, rádio comunitárias, com alcance típico 2 km, usam transmissores abaixo CE 2 W (típico). O custo de infra-estrutura e equipamentos para colocar uma emissora FM no ar, no Brasil, fica em torno de €30.000. Há no Brasil, 3.897 rádios comunitárias, 2009).

Modulação Com Vários Tons

(p.ex. música de Jobim e outros)

No caso para o qual o sinal modulador é constituído com vários tons senoidais, a expressão analítica para o sinal FM também pode ser obtida, embora se torne excessivamente complexa.

Iniciando com $f(t)=A_1 \cos w_1 t + A_2 \cos w_2 t$ (dois tons), obtém um sinal modulado da forma:

$\varphi_{FM}(t) = A \cos(w_c t + \beta_1 \sin w_1 t + \beta_2 \sin w_2 t)$, em que $\beta_i = \frac{K_f A_i}{f_i}$, $i=1,2$ (índice parcial de modulação).

Escrevendo na forma fasorial, segue-se que

$$\varphi_{FM}(t) = \Re \left[A e^{j\beta_1 \sin w_1 t} e^{j\beta_2 \sin w_2 t} \right] e^{jw_c t}.$$

Utilizando-se dos desenvolvimentos em série exponencial de Fourier (Seção 5.3) para os sinais $v_i(t) := \exp(j\beta_i \sin w_i t)$, $-\infty < t < +\infty$, $i=1,2$, após algumas manipulações simples, deriva-se a expressão:

$$\varphi_{FM}(t) \approx A \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} J_{n_1}(\beta_1) J_{n_2}(\beta_2) \cos(w_c + n_1 w_1 + n_2 w_2)t.$$

Se apenas o tom na frequência w_1 está presente, as componentes (raias) do espectro do sinal FM são dadas por $w_c \pm n w_1$ $n=0,1,2,\dots$. Já quando apenas o tom modulador de frequência w_2 é aplicado, o espectro apresenta raias nas frequências $w_c \pm n w_2$ $n=0,1,2,\dots$

Quando ambos os sinais são aplicados simultaneamente ao modulador, o espectro FM passa a conter frequências do tipo $w_c \pm n_1 w_1 \pm n_2 w_2$ $n_1=0,1,2,\dots$ $n_2=0,1,2,\dots$

Novas frequências tais como $w_c + w_1 + w_2$; $w_c + w_1 - w_2$; $w_c - w_1 + w_2$; $w_c + 2w_1 + w_2$; $w_c + w_1 - 2w_2$; $w_c - 2w_1 + w_2$; entre uma infinidade de outras; estão agora presentes no espectro do sinal FM. Logo, o princípio da superposição dos espectros não se aplica aos sistemas FM, embora seja válido para AM. Diz-se então que a modulação FM é não linear enquanto que a modulação AM é linear.

Os espectros esboçados a seguir facilitam a compreensão da não linearidade da FM, considerando dois tons com $f_1=1$ e $f_2=1,2$ (normalizados).

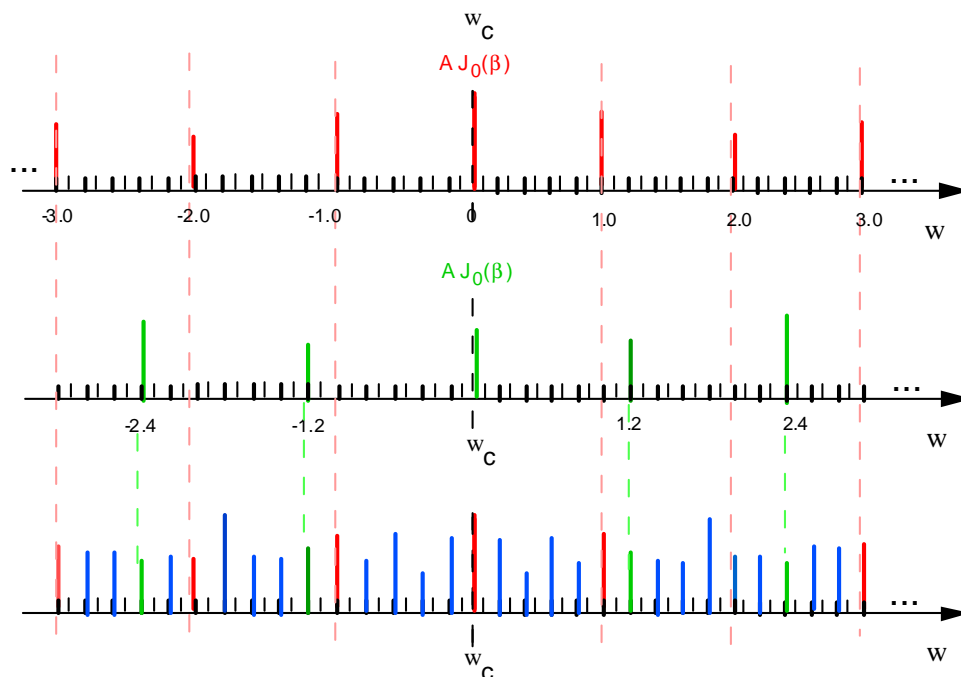


Figura 5.14 - (a) sinal modulador e (b) sinal WBFM correspondente.

A generalização é imediata para o caso de um sinal de áudio multiton, considerando

$f(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cos w_i t$, o que resulta em uma expressão FM dada por:

$$\varphi_{FM}(t) = A \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{n_m=-\infty}^{+\infty} \prod_{i=1}^m J_{n_i}(\beta_i) \cos\left((w_c + \sum_{l=1}^m n_l w_l)t\right),$$

com $\beta_i = \frac{2\pi K_f A_i}{w_i}$, para $i=1,2,3,\dots,m$.

Nota: Às vezes emprega-se um índice de modulação "generalizado" definido por $\beta = \Delta f / B$, sendo Δf o desvio máximo de frequência e B a banda do sinal modulador.

5.5 Banda Passante e Regra de Carson

Mesmo no simples caso de um único tom senoidal modulado em FM, o espectro do sinal estende-se até infinito. Teoricamente isto acarretaria a necessidade de um canal de banda passante infinita para a transmissão. É importante evitar qualquer confusão entre a frequência instantânea de um sinal e as frequências presentes no seu espectro. O desvio máximo de frequência vale $\Delta f = K_f A_m$, de modo que a frequência instantânea varia (continuamente) na faixa $f_c - \Delta f \leq f_i \leq f_c + \Delta f$. Os requerimentos de banda passante para o sinal devem ser obtidos observando o espectro do sinal (vide teoria de filtros, capítulo II) e não dizem respeito diretamente à frequência instantânea.

Na prática, as amplitudes das componentes harmônicas muito altas são desprezíveis, pois $\lim_{n \rightarrow \infty} J_n(\beta) = 0$ haja vista que $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta)$ converge (na prática, trabalha-se sempre com algum tipo de truncamento). Isto permite definir uma banda passante (prática) finita para sinais FM.

A propriedade das funções de Bessel apresentada a seguir é bastante útil para estudar quais as componentes espectrais que podem ser desprezadas, de modo que a distorção introduzida pela limitação na faixa de passagem seja imperceptível.

PROPRIEDADE.

$|J_n(\beta)|$ torna-se monotonicamente decrescente para $|n/\beta| > 1$ e, além disso, $|J_n(\beta)| \ll 1$ para $|n/\beta| \gg 1$.

Um resumo dos valores numéricos para as funções de Bessel de 1ª espécie para diferentes ordens é apresentado na tabela exibida a seguir. Maiores detalhes sobre propriedades e valores tabelados podem ser encontrados na literatura.

Tabela V.1 - Tabela de valores das funções de Bessel de 1ª espécie de ordem $n \leq 16$ para valores inteiros do argumento.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.765	.224	-.260	-.397	-.178	.151	.300	.172	-.090	-.246
1	.440	.577	.339	-.066	-.328	-.277	-.005	.235	.245	.044
2	<u>.115</u>	.353	.487	.364	.046	-.243	-.301	-.113	.145	.255
3	.020	<u>.129</u>	.309	.430	.365	.115	-.168	-.291	-.181	.058
4	.002	.034	<u>.132</u>	.281	.391	.358	.158	-.106	-.266	-.219
5		.007	.043	<u>.132</u>	.261	.362	.348	.186	-.055	-.234
6		.001	.011	.049	<u>.131</u>	.246	.339	.338	.204	-.014
7			.002	.015	.053	<u>.130</u>	.234	.320	.328	.217
8				.004	.018	.057	<u>.128</u>	.223	.305	.318
9					.005	.021	.059	<u>.127</u>	.215	.292
10					.001	.007	.023	.061	<u>.125</u>	.208
11						.002	.008	.026	.062	<u>.123</u>
12							.003	.009	.027	.063
13								.001	.004	.012
14									.001	.004
15										.001

Quando a amplitude das raias torna-se muito pequena (de acordo com algum critério pré-estabelecido), as frequências laterais correspondentes podem ser desprezadas – um critério para truncamento.

A contribuição à potência total devido a uma raia na frequência $w_{c \pm w_m}$ é $J_n^2(\beta) A^2 / 2$, sendo a potência média total do sinal FM $A^2 / 2$. Se são desprezadas as componentes harmônicas cuja contribuição à potência do sinal é inferior a 1%, então se deve ter:

$$J_n^2(\beta) A^2 / 2 < 0,01 A^2 / 2, \text{ ou seja, } J_n^2(\beta) < 0,01.$$

Isto significa que $J_n(\beta) < 0,1$, ou seja, são desprezadas todas as raia cujas amplitudes $AJ_n(\beta)$ são inferiores a 10% da amplitude da portadora não modulada, estabelecendo um nível limiar: $AJ_n(\beta) < 0,1A$.

CRITÉRIO Consideram-se freqüências laterais não significativas àquelas cujas amplitudes são inferiores a 10% da portadora não modulada, i.e. $J_n(\beta) < 0,1$ ■

Obviamente outro critério pode ser usado para decidir quais as bandas laterais não significativas. De um modo geral, os critérios estabelecidos consideram as amplitudes das raia e são desprezadas todas as componentes harmônicas de ordem $n > n_\epsilon$ verificando

$$|J_{n_\epsilon}(\beta)| \geq \epsilon \text{ e } \forall n > n_\epsilon \quad |J_n(\beta)| < \epsilon.$$

O nível de significância ϵ é definido em termos de tensão. Tipicamente são adotados:

- $J_n(\beta) < 0,1$ amplitudes inferiores a 10% da portadora não modulada
- $J_n(\beta) < 0,05$ amplitudes inferiores a 5% da portadora não modulada,
- $J_n(\beta) < 0,01$ amplitudes inferiores a 1% da portadora não modulada.

Vale lembrar que $|J_n(\beta)| < \epsilon \Rightarrow J_n^2(\beta) < \epsilon^2$; assim uma relação de 10% em tensão equivale a 1% em potência, como citado. No critério com nível de significância a 1%, mais raia são consideradas e o sinal FM requer maior banda passante e apresenta menor distorção: $B_{1\%} > B_{10\%}$.

Um dos potenciais problemas ao definir-se um limiar é que o comportamento das funções de Bessel não é sempre regular e o aparecimento de uma raia não significativa (abaixo do limiar) não implica necessariamente que as raia seguintes sejam também não significativas. Onde parar? Quando se encontra raia desprezíveis consecutivas, será que existe maneira de garantir que o truncamento pode ser realizado neste ponto do espectro?

A banda passante necessária para a transmissão de um sinal FM (com critério a 10%) pode ser estimada com relativa facilidade, resultando em uma regra prática extremamente útil para avaliar B_{FM} . Pode ser verificado na tabela de funções de Bessel que $J_{\beta+1}(\beta) \approx 0,1$ ($\forall \beta$) e que, além disso, $J_n(\beta)$ é monótona decrescente para $n > \beta+1$ (em vista de uma das propriedades supra mencionadas).

Como conseqüência, existe aproximadamente $n_{10\%} \approx \beta+1$ pares de bandas laterais significativas a 10% e as raia seguintes são todas não significativas. Com o auxílio do espectro FM esboçado em seguida, a banda passante (10%) requerida para um sinal FM pode ser estimada:

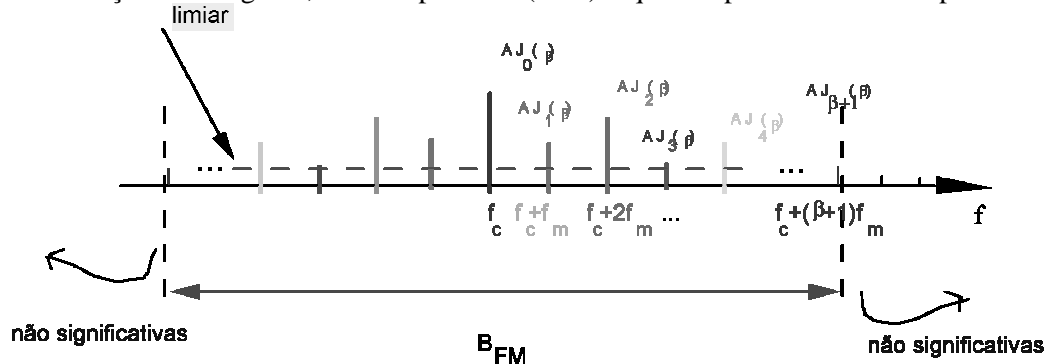


Figura 5.15 - Banda Passante para FM: Regra de algeibra de Carson.

O resultado é a conhecida regra de algeibra (regra empírica) que permite estimar a largura de faixa ocupada por um sinal FM:

$$B_{FM} \approx 2(\beta + 1)f_m, \text{ Hz} \quad \text{a 10\% de significância;}$$

Esta relação é conhecida como a REGRA DE CARSON ■

No caso geral, põe-se $B_{FM} \approx 2N_\epsilon(\beta)f_m$.

Assim, a largura de faixa depende não somente da máxima freqüência do sinal modulador, mas também (e principalmente) da sua amplitude. Em WBFM, a banda passante depende essencialmente da amplitude do sinal modulador, enquanto que para NBFM, a banda depende fundamentalmente da freqüência do tom modulador. A maior vantagem da abordagem de Carson é o fato de que (a despeito do sotaque matemático, propos uma regra aproximada) fornece uma estimativa simples e robusta, excelente para os propósitos de estimação de banda passante.

N.B. *O índice de modulação β pode ser fracionário e/ou a raia $\beta+1$ não ser necessariamente não significativa. Entretanto, a estimativa é muito boa em termos práticos, principalmente devido à existência de diversos critérios para avaliar a banda passante (vide capítulo II).*

Enfim, note-se o seguinte "paradoxo": Na AM a largura de faixa **depende da freqüência** do tom modulador enquanto que na **WBFM**, a largura de banda depende, sobretudo da amplitude do sinal modulador

- No caso em que $\beta \ll 1$, $B_{FM} \approx 2f_m$ (banda estreita)
- Já no caso em que $\beta \gg 1$, $B_{FM} \approx 2\Delta f$ (banda larga)

Interpretação.

Um sinal passa-baixa banda limitada em f_m Hz ocupa uma banda de $B=f_m$ Hz. Em passa-faixa, a banda ocupada pelo sinal é de $B=B_{AM}=2f_m$ Hz. No caso banda larga, note que $\beta = B_{FM} / B_{AM}$ de modo que o índice de modulação corresponde ao fator de aumento de banda, relativo ao sinal original. Este sistema é, portanto, um *fator de espalhamento espectral* do sinal analógico.

No sinal FM banda estreita, apenas o primeiro par de raias é significativo, gerando um único par de bandas (LSB e USB) e a banda passante é idêntica àquela exigida para o sinal AM. Este fato pode ser observado na Fig. 5.9. De fato, os dois sistemas comportam-se de maneira aproximadamente equivalente.

Obviamente o número de pares de bandas laterais significativas é sempre superior a $n_{10\%}(\beta)=\beta+1$, visto que apenas a partir deste valor é que as funções $J_n(\beta)$ tornam-se monotônicas decrescentes em n . Supondo que existem $\beta+\alpha$ pares de freqüência lateral significativas, $\alpha \geq 1$, então

$$B_{FM} \approx 2(\beta + \alpha)f_m \text{ Hz.}$$

Curiosamente, considerando a banda medida a 1%, não se estabeleceu uma regra empírica similar. Observando comportamento das funções de Bessel, de Oliveira estabeleceu uma regra empírica a 1%, na qual há $n_\epsilon(\beta)=\beta+\alpha(\beta)$ bandas significativas. O número de bandas para $2 < \beta < 100$ pode ser encontrado via,

$$n_{1\%}(\beta) = \beta + 1,2 \ln(\beta) + 1,5 .$$

A determinação precisa da banda passante requerida para FM de acordo com os critérios de 10% e 1% de significância pode ser feita com o auxílio do gráfico da figura a seguir.

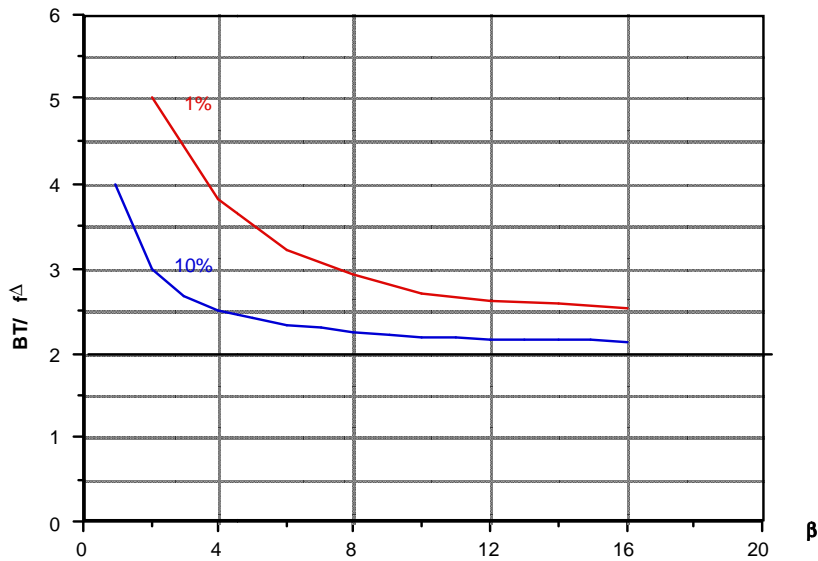


Figura 5.16 - Determinação da banda passante prática para um sinal FM: critérios de 10% e 1%.

As aproximações feitas de acordo com a regra empírica de Carson são mostradas (curvas pontilhadas), indicando a boa concordância e utilidade prática das mesmas. Pode ser observado que as curvas pontilhadas correspondem a hipérbolas deslocadas:

$$B_{FM} \approx 2(\beta + \alpha)f_m = 2(\beta f_m + \alpha f_m) = 2(\Delta f + \alpha f_m),$$

ou seja,

$$\frac{B_{FM}}{\Delta f} \approx 2 \left(1 + \frac{\alpha}{\beta} \right).$$

Embora no caso de modulação multitom o sistema FM não apresente linearidade, a regra empírica de Carson conduz a excelentes estimativas práticas da banda passante, considerando-se o tom de maior frequência. Aplicando esta regra para avaliar os requisitos de largura de faixa para sistemas FM comerciais, tem-se:

Um caso interessante a considerar é o FM quando o sinal modulador (mensagem) é binário. Isto é referido com FSK (modulação por chaveamento de frequência). Este sistema de modulação é empregado, por exemplo, no *Bluetooth* [YOU 2006]. O sinal pode ser considerado como uma superposição de dois sinais AM, modulando uma onda quadrada, um com frequência f_0 , outro com frequência f_1 . O espectro FSK é algo similar àquele mostrado a seguir.

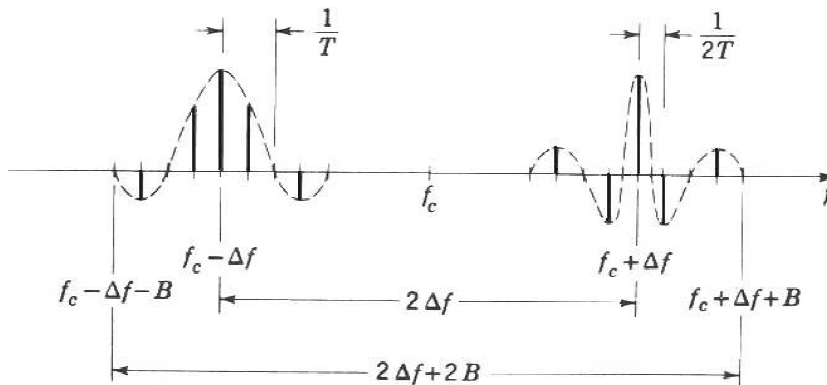


Figura 5.17 - Espectro de um sinal FSK $f_m \ll f_0, f_1$.

Uma estimativa para a banda passante exigida é dada pela largura de faixa necessária para incluir o lóbulo principal dos dois sinais:

$$B_{FSK} = 2\Delta f + 2f_m \text{ Hz}$$

e a regra de Carson pode ser aplicada à fundamental da onda quadrada!

(i) Em radiodifusão FM comercial

A legislação em Telecomunicações deve se preocupar com a alocação do espectro, definindo a faixa de frequências para sistemas comerciais (88 a 108 MHz- vide notas Históricas sobre Armstrong) e a banda passante. A ANATEL – *Agência Nacional de Telecomunicações* – fixa o desvio máximo de frequência em 75 kHz. Os requisitos de banda são:

$$B_T \approx 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \text{ Hz a 10% de significância.}$$

Como Δf é limitado, a banda passante é determinada pela maior frequência de áudio presente. A transmissão em FM é feita em HI-FI, correspondendo a $50 \text{ Hz} \leq f_m \leq 15 \text{ kHz}$. Então

$$B_T \approx 2(75 + 15) = 180 \text{ kHz a 10%, ou } B_T = 240 \text{ kHz a 1%}.$$

(calcule a estimativa usando a regra empírica de “de Oliveira” a 1%).

Para as baixas frequências de áudio, a banda passante exigida tende a $2\Delta f = 150 \text{ kHz}$. As potências de saída da estação são tipicamente 0,25; 1; 3; 5; 10; 25; 50 e 100 kW. Estações FM de porte médio usam amplificação classe C até 1 kW.

Rádio FM comunitária tem tipicamente potência $\leq 25 \text{ W}$, com alcance $\leq 5 \text{ km}$. O custo estimado é €3.000, ou seja, cerca de 10% do custo de uma estação de FM convencional.

(ii) Em Teledifusão comercial VHF

A ANATEL fixa o desvio máximo de frequência em 25 kHz. Logo,

$$B_T \approx 2(\Delta f + f_m) B_T = 2(25 + 15) = 80 \text{ kHz a 10%, ou } B_T = 110 \text{ kHz a 1%}.$$

Para pequenos valores de f_m , a banda passante exigida tende a $2\Delta f = 50 \text{ kHz}$. Novamente, a maior frequência do espectro do sinal modulador determina a largura de faixa necessária à transmissão.

Portanto, as bandas passantes exigidas para o áudio nos sistemas comerciais de FM e TV são da ordem de 200 kHz e 100 kHz, respectivamente. A razão do menor requisito no caso de TV está associada à qualidade, que pode ser mais pobre. De fato, em televisão o sinal de vídeo é mais importante e o áudio é processado conjuntamente pelo cérebro. Uma melhor qualidade no som seria pouco perceptível. Na estação de rádio, ao contrário, toda ênfase e atenção do ouvinte são dedicadas ao áudio.

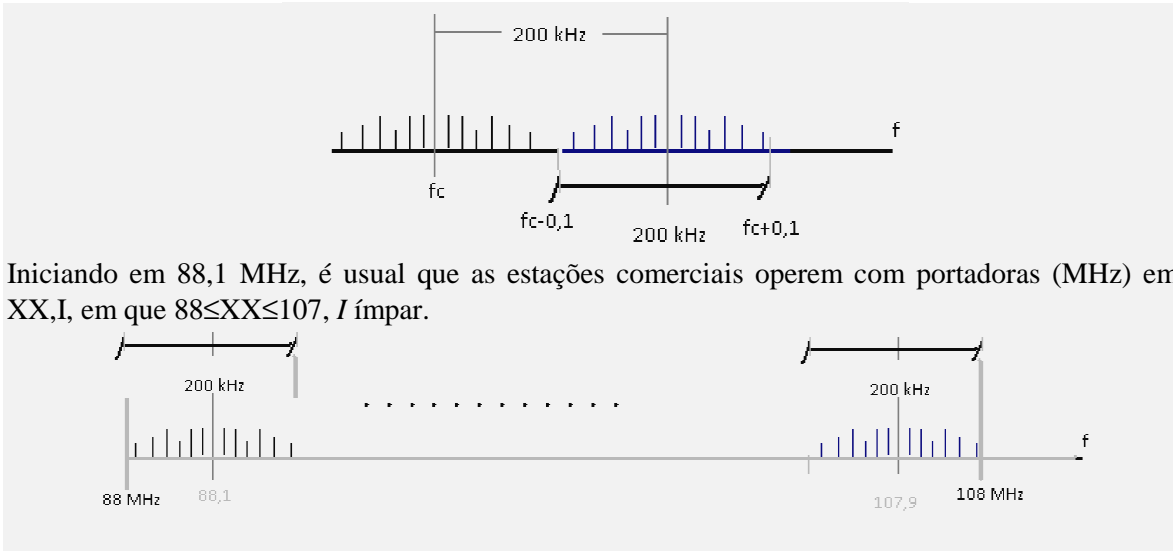
A banda passante exigida pelos sistemas FM é substancialmente maior do que àquela requerida pelo AM para a transmissão do mesmo sinal. Daí FM ser denominado de Sistema de Banda Larga. Este é o preço que se paga para se obter um melhor desempenho em presença de ruído, por isso uma melhor qualidade no sinal recebido (descoberta de Armstrong). Uma única estação FM ocupa uma faixa que permite a alocação de 21 estações de radiodifusão AM! Entende-se também porque alocar uma faixa de frequências mais elevadas.

Exemplo

Exemplos de frequências de portadora de estações FM operando no Recife: 88,7 Antenas um; 90,3 JC; 92,7 transamérica; 94,3 Nova Brasil; 95,9 Jovem Pan; 97,5 Radio Recife; 99,1 Clube; 99,9 Universitária; 102,1 102FM; 107,9 Tribuna. Explique a razão das estações operarem com frequências de terminação “vírgula, ímpar”.

Solução

Como a banda de uma estação comercial de FM é da ordem de 200 kHz, a distância mínima interportadoras (adjacentes) é de 0,1 MHz (=200 kHz/2).



Iniciando em 88,1 MHz, é usual que as estações comerciais operem com portadoras (MHz) em XX,I, em que $88 \leq XX \leq 107$, I ímpar.

Outra aplicação importante da FM é na **Telefonia Celular**. Entre os vários sistemas existentes, o AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) analógico, adotado primariamente no Brasil, emprega modulação em frequência. Uma comunicação bidirecional (modo duplex) é efetivada através da alocação de um par de canais: A transmissão de uma unidade móvel para uma estação de base de uma célula é feita na faixa 825-845 MHz, enquanto que a transmissão em sentido contrário (célula para móvel) é realizada na faixa 870-890 MHz. Estas faixas espectrais são divididas em canais de banda estreita com 30 kHz/canal (c.f. Prob. 5.88).

Embora já discutido que a FM é inadequada para a transmissão de TV em VHF/UHF, no caso de transmissão via satélite os problemas são diferentes. Há maior disponibilidade de banda passante e são inexistentes os problemas de recepção por múltiplos trajetos, por exemplo. Na transmissão em **Teledifusão direta por Satélite** (*Satellite direct Broadcast*), os sinais são modulados em frequência numa classe de sistemas conhecidos como MAC (*Multiplexed analogue component*). Mostra-se que na transmissão de vídeo há uma melhoria de Relação sinal/ruído cerca de $3\beta^2$ sobre a VSB. Uma descrição resumida desta técnica é fornecida no capítulo seguinte. Outra vantagem do emprego de FM é o fato desta modulação não sofrer efeitos de não-linearidades (Prob. 5.92) usualmente presentes nos amplificadores em satélites (e.g., TWT).

5.6 Geração de Sinais FM

Efetuando-se uma análise de desempenho em presença de ruído, demonstra-se [SCHW 1979, TAU&SCH 1986] que a melhoria na imunidade da Modulação FM equivale a um aumento na relação sinal-ruído (SNR) cerca de*

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{FM} \approx 3\beta^2 \left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{AM}$$

a validade restringe-se a uma relação portadora a ruído S_c/N na entrada superior a 10 dB. Assim, usa-se freqüentemente $\beta > 1/\sqrt{3}$ para caracterizar a transição NBFM para WBFM.

Para a geração de sinais modulados em frequência (FM) são usados três métodos diferentes, a saber:

*A detecção com PLL e o uso de pré-ênfase proporcionam resultados substancialmente melhores.

Tipos de Moduladores	Método direto
	Método de Armstrong
	Método Digital

Método Direto

A geração direta de FM é realizada pela variação da frequência de um oscilador com um circuito sintonizado de Q alto. Normalmente um tanque ressonante LC é usado e as variações na indutância ou capacitância do tanque provocam variações na frequência de oscilação. Por razões óbvias, este método é também conhecido como "método da variação de parâmetros".

A frequência de oscilação (ressonância) é expressa por $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Tanto a capacitância quanto à indutância (apenas um deles) podem ser variados, de forma que o sinal de saída do oscilador tenha uma frequência instantânea que dependa do sinal modulador. Este método é largamente usado em telefones sem fio e microfones sem fio.

Os osciladores senoidais mais comuns empregam filtros LC para controlar a frequência de oscilação e são baseados em amplificadores realimentados, fazendo-se o ganho infinito.

As técnicas mais comuns de variação de parâmetros incluem a utilização de um varactor ou de um reator de núcleo saturável. O primeiro caso corresponde a um capacitor controlado à tensão. Outros dispositivos eletrônicos tais como transistores de junção ou FETs podem ser também usados para construir uma capacitância variando de acordo com uma tensão de controle denotada $f(t)$.

Admitindo que a capacitância do tanque LC (circuito ressonante) seja expressa por $C=C_0+a.f(t)$, aproximação de 1ª ordem da série de Taylor, a frequência de oscilação instantânea será dada por

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + af(t))}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{a}{C_0} f(t)}}.$$

As variações de capacitância de C em torno do valor C_0 são em geral muito pequenas (o que também é interessante para garantir a linearidade com a tensão de controle) i.e., $a.f(t) \ll C_0$, tornando válida a aproximação do binômio:

$$\left[1 + \frac{a}{C_0} f(t)\right]^{-1/2} \approx 1 - \frac{a}{2C_0} f(t).$$

Finalmente, obtém uma expressão para a frequência de oscilação instantânea linear com a tensão de controle, que pode ser o sinal modulador (mensagem):

$$f_i \approx f_0 \left[1 - \frac{a}{2C_0} f(t)\right], \text{ em que } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}.$$

O valor de f_0 corresponde à frequência da portadora, quando o sinal modulador está ausente.

Logo, o desvio instantâneo de frequência com relação ao valor no "ponto de operação" é $\Delta f_i \approx -\frac{af_0}{2C_0} f(t)$, de forma que o sinal gerado é FM. Em geral, $a < 0$, e $K_f \approx -\frac{af_0}{2C_0}$ Hz/V representa a constante do modulador FM. Vale observar que K_f realmente só depende das características intrínsecas do modulador.

O varactor (ou varicap) é largamente usado como um dispositivo simples de capacitância variável. Ele consiste de um diodo polarizado inversamente, cuja capacitância é função da tensão reversa aplicada. Este efeito é conseguido variando-se a largura da região de depleção.

<http://links.math.rpi.edu/devmodules/ResCap/html/varicap.html>

Uma curva típica é mostrada na Fig. 5.18. O diodo deve ser polarizado para trabalhar numa região linear, em torno do ponto (V_0, C_{0v}) de maneira que $C_V = C_{0v} + a.f(t)$. Obviamente isto implica em análise de pequenos sinais e a variação $|a.f(t)| \ll C_{0v}$.

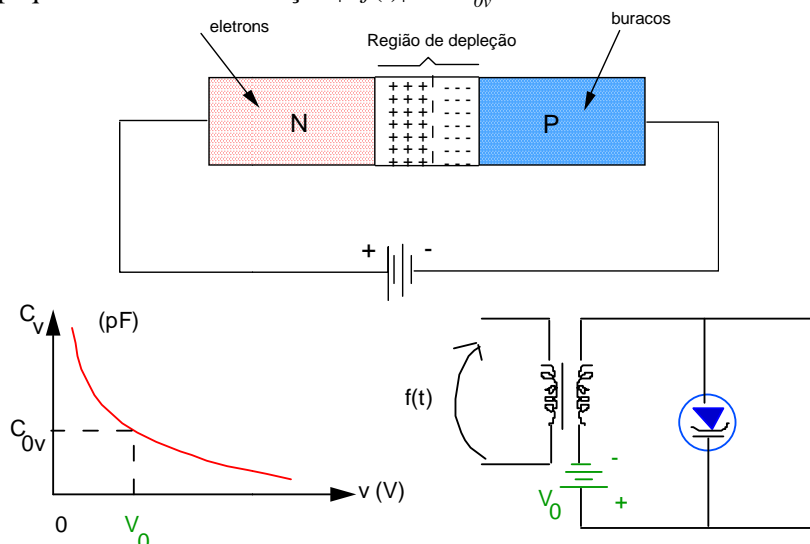


Figura 5.18 - Característica de um varactor e circuito de polarização típico.

Na prática, usa-se um diodo Zener D_Z para estabilizar a polarização (dc) do varactor, fazendo com que a frequência central de oscilação não seja alterada por flutuações na fonte de alimentação DC. O varactor D é acoplado em paralelo ao tanque LC, resultando em uma capacitância equivalente dada por:

$$C = C_V + C_0 = (C_{0v} + C_0) + a.f(t) \text{ pF.}$$

C_B é um capacitor de bloqueio dc, evitando que a tensão de polarização seja aplicada ao tanque, mas praticamente não influencia no sinal de RF.

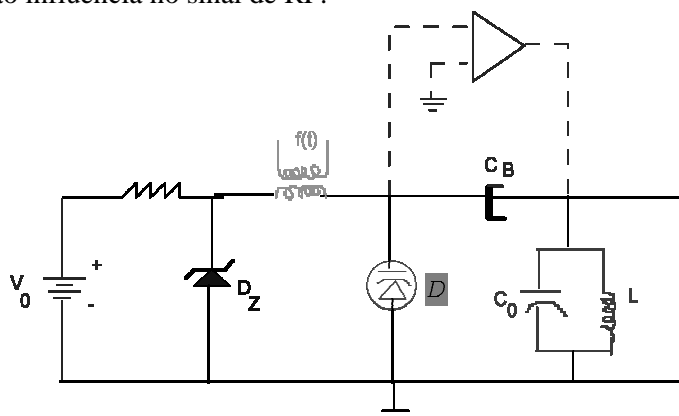


Figura 5.19 - Método direto para geração FM com varactor.

A seguir, exemplo da seção transmissora de um transceptor FM em VHF, mostrando parcialmente o circuito baseado no método direto que alimenta os multiplicadores e amplificadores de RF. Vê-se o varactor conectado ao tanque usando cristal e o circuito de polarização do varactor usando Zener.

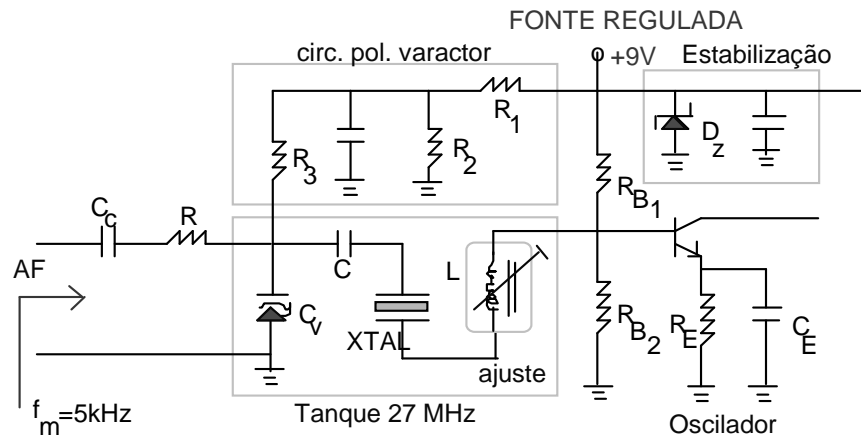


Figura 5.20 – Transmissor FM em VHF usando Varactor.

Implementações alternativas de VCO podem ser realizadas com base em outros tipos de osciladores. Considere por exemplo o “oscilador com diodo túnel” mostrado na figura a seguir, o qual pode ser usado para gerar portadoras na faixa 20 a 200 MHz. Para construir um transmissor FM de baixa potência, pelo método direto, pode-se optar por variar a frequência de oscilação do circuito através da alteração da polarização, com o sinal de áudio.

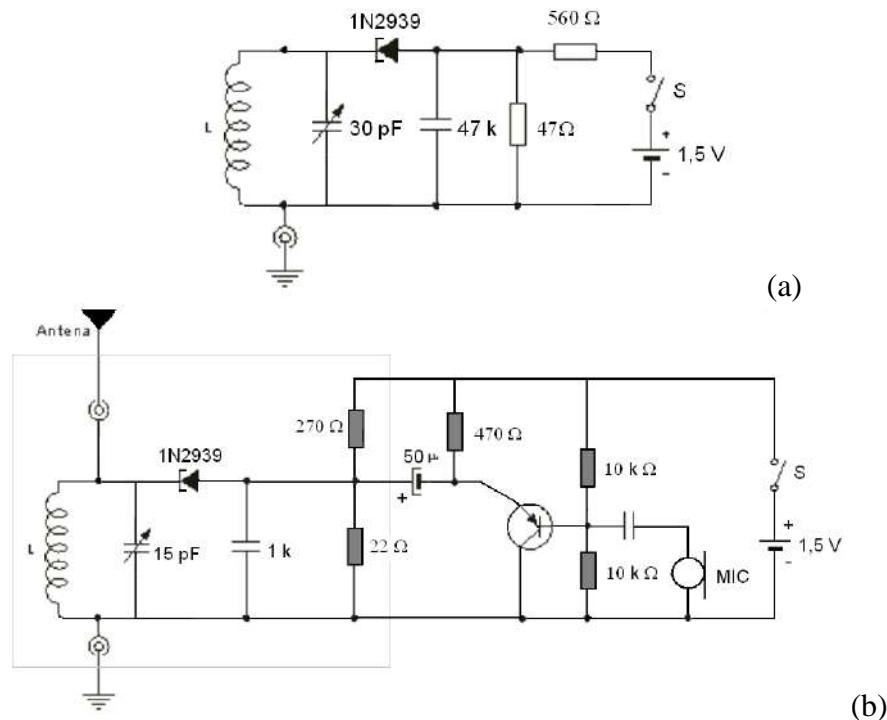


Figura 5.21. a) Oscilador a diodo túnel. b) μ transmissor FM na faixa comercial, com alcance típico 150 m. O ajuste da frequência de portadora se faz controlando a ressonância do tanque de saída da antena.

Uma alternativa na geração de FM pelo método de variação de parâmetros consiste em construir a partir de dispositivos eletrônicos circuitos que funcionam como reatância controlada à tensão (e.g., capacitor controlado à tensão). Um FET (e.g. BF 245) pode ser usado para construir um circuito com impedância reativa, capacitiva em geral, proporcional a uma tensão de controle.

A figura a seguir mostra parte (uma caixa preta que funciona como capacitor controlado) de um modulador à reatância com FET, construído de modo bastante simples, que pode ser empregado na geração de FM pelo método direto.

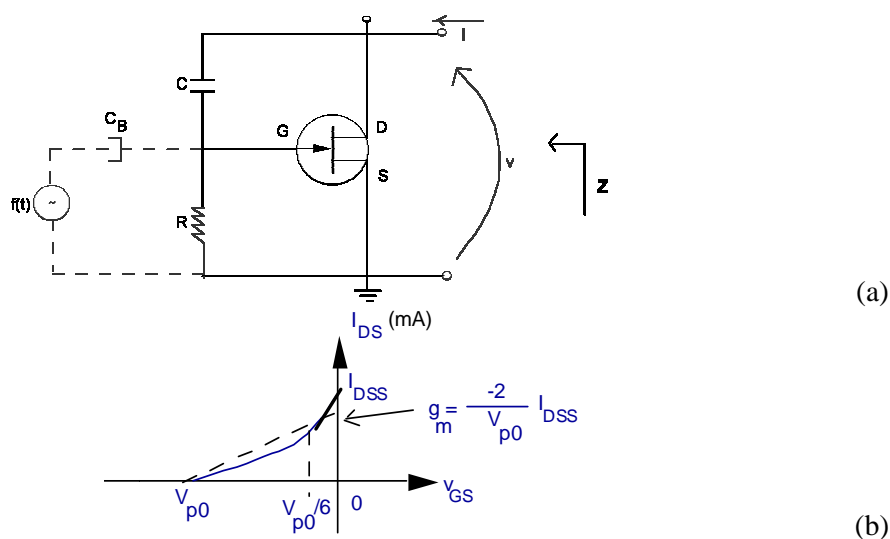


Figura 5.22 - (a) Modulador à reatância com FET canal N (polarização não incluída).
 (b) Transcondutância g_m em função de v_{GS} .

Supondo que o FET é polarizado na Região de Saturação, na qual a corrente de dreno é $I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{p0}}\right)^2$, $|v_{GS}| < |V_{p0}|$, o circuito mencionado pode se comportar como um capacitor controlado à tensão.

Na análise, separam-se as componentes DC e AC (denotadas por grandezas elétricas maiúsculas e minúsculas, respectivamente).

Aplicando um sinal $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ à porta do FET, a corrente resultante no dreno é $i_D = I_D + i_d$. A corrente AC no dreno é $i_d = g_m v_{gs} + \beta v_{gs}^2$, em que

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad \text{e} \quad \beta = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}.$$

$$\left(g_m = \frac{di_d}{dv_{gs}} \quad \text{e} \quad \beta = \frac{d^2 i_d}{dv_{gs}^2} \right).$$

Se $v_{gs} \ll V_p$, então o segundo termo (distorção causada pela curvatura característica dinâmica) é desprezível. Tipicamente, trabalha-se com $v_{gs} < V_p/6$, vide Fig. 5.22. Com uma relação linear na característica, isto resulta no modelo da figura a seguir para o FET, i.e., uma fonte de corrente controlada.

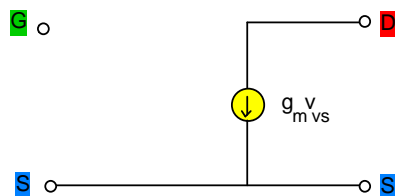


Figura 5.23 - Modelo para o FET como amplificador (fonte de corrente).

A tensão aplicada à porta no circuito da Fig. 5.22 é expressa através de um divisor de tensão como:

$$v_{gs} = \frac{R}{R - jX_C} v.$$

A corrente no dreno do FET é $i_d = g_m v_{gs} = g_m \frac{R}{R - jX_C} v$.

Aplicado a lei dos nós (Kirchoff), tem-se $i = i_d + i_p$ (vide figura). Logo, pode ser obtida uma relação entre a corrente de saída i e a tensão de saída v , simplesmente escrevendo:

$$i = g_m \frac{R}{R - jX_C} v + \frac{v}{R - jX_C}, \text{ ou seja, } \frac{i}{v} = \frac{g_m R + 1}{R - jX_C}.$$

O circuito equivalente é exibido na figura a seguir, em que g_m é a transcondutância do FET.

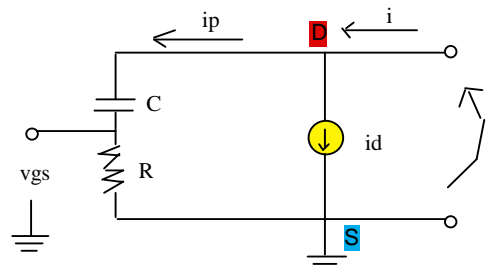


Figura 5.24 - Circuito equivalente do Modulador FM com FET (parte capacitiva do tanque).

Algumas aproximações são consideradas: Se $g_m R \gg 1$, a corrente i_p é desprezível frente à i_d . As impedâncias R e X_C são escolhidas de modo que $X_C \gg R$ (por exemplo, uma relação superior a 10:1). Como consequência, a admitância dreno-fonte é aproximada por:

$$Y \approx j\omega g_m R C.$$

A impedância vista nos terminais de saída do circuito (visto como uma caixa preta) é obviamente uma reatância capacitiva com $C_{EQ} = g_m R C$. A capacitância equivalente depende da transcondutância do FET e pode ser variada com a tensão de polarização (Fig. 5.22). Se a mensagem $f(t)$ é usada para modificar a polarização porta/fonte, então $g_m = g_{m0} + a f(t)$.

Desta maneira, o FET funciona como uma impedância capacitiva $C = C_0 + a.f(t)$ pF que pode ser utilizada no método direto (Qual a diferença x vantagem com relação a um varicap?).

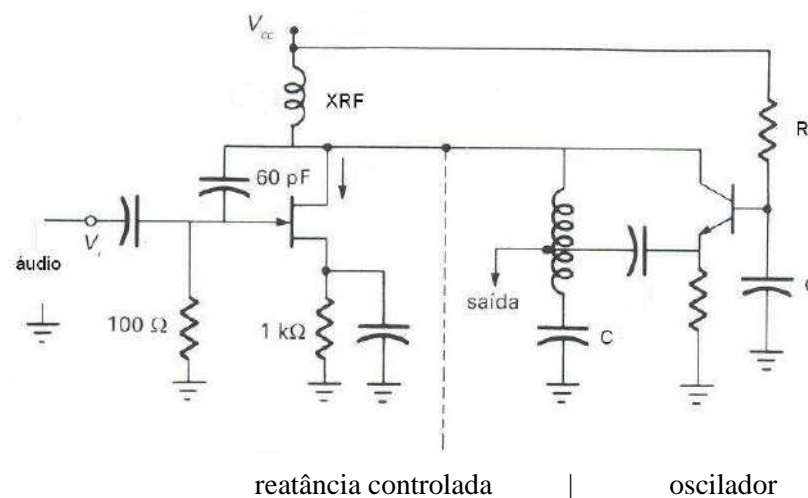


Figura 5.25 – Circuito modulador FM à reatância variável, usando FET.

Uma construção de um modulador FM pelo método direto usando Transistor de Junção é mostrada na figura a seguir. A capacitância equivalente do circuito, em termos dos parâmetros híbridos do transistor, é dada por:

$$C_{eq} \approx \frac{h_{fe} R_2 C_2}{h_{ie} + R_2}$$

O valor de h_{fe} ($h_{fe}=\beta$) varia com o sinal de áudio aplicado, gerando desta forma uma capacitância controlada à tensão.

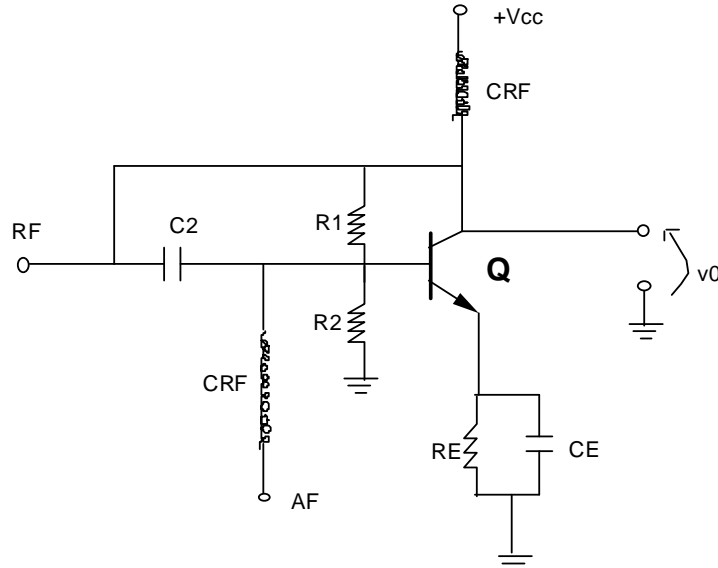


Figura 5.26 - Modulador à reatância com Transistor de Junção (geração FM).

Não obstante sua simplicidade, a principal desvantagem deste método é que a frequência da portadora depende dos componentes L e C , de modo que há uma tendência a pequenos deslocamentos ao longo do tempo (*drift*). Devem ser empregadas técnicas para estabilização da frequência da portadora usando realimentação negativa [CLARK&HESS 1971]. Por esta razão, a maioria dos transmissores FM comerciais são do tipo indireto (Armstrong).

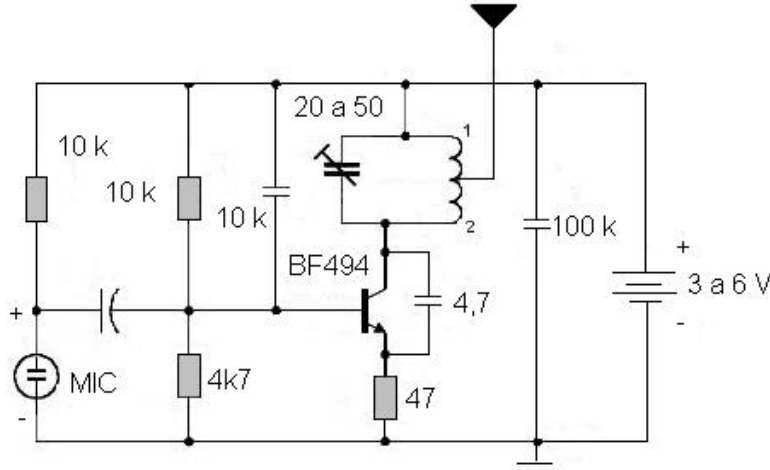


Figura 5.27 - Transmissor FM simples. A bobina é constituída de 4 espiras de fio 22AWG sem núcleo (4 voltas de um fio rígido em uma forma tal como uma caneta) e a antena deve se soldada através a uma das espiras centrais da bobina do tanque. O trimmer de ajuste do tanque é de 20 pF a 50 pF (porcelana) e MIC é um microfone de eletreto.

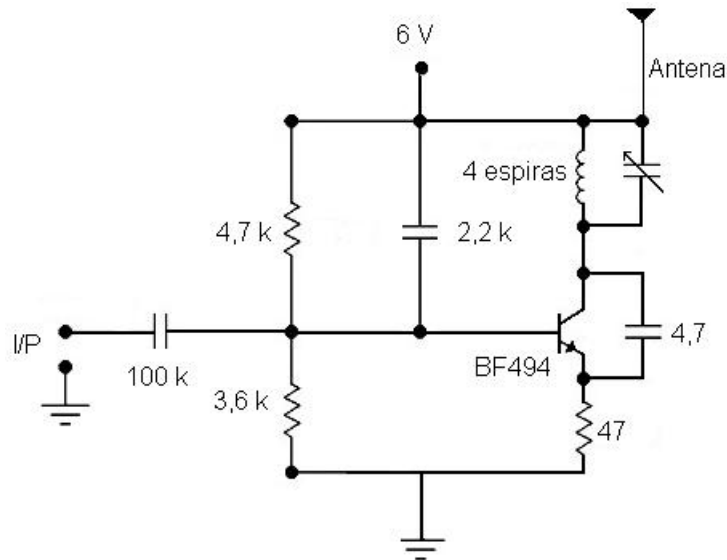


Figura 5.28 - Transistor BF494 ou equivalente (BF254). A bobina do circuito tanque deve ter 4 espiras de fio esmaltado 18 AWG, enroladas em um lápis. O trimmer é do tipo porcelana 4,7 pF, os capacitores são cerâmicos e os resistores são de 1/8 W.

Este método tem várias aplicações importantes, como por exemplo, implementação de Osciladores Controlados à Tensão VCO. Transmissores FM de baixa potência em único chip como o MC 2833 MOTOROLA para telefone sem fio (*cordless*) na frequência 16,6 MHz.

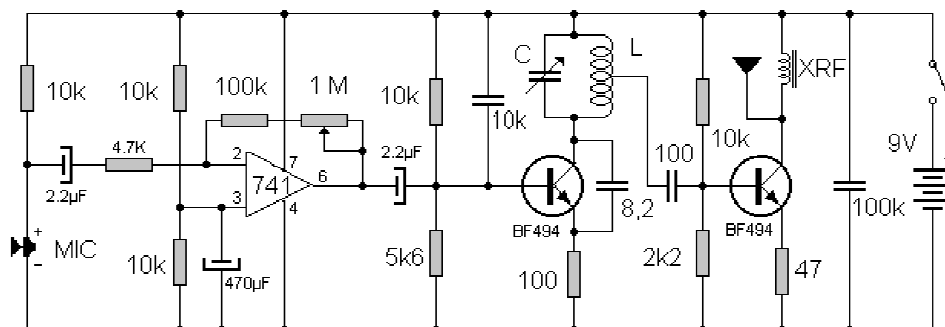


Figura 5.29 - Circuito de Microfone sem fio usando modulador FM.

Método Digital

Um multivibrador astável controlado à tensão pode ser utilizado para gerar um sinal FM. O sinal digital modulado em frequência, chamado de PFM, pode ser gerado facilmente e com o auxílio de um filtro sintonizado, obtém-se o sinal FM analógico.

O sinal FM $\varphi_{FM}(t) = A \cdot \cos \Theta(t) = A \cdot \cos[\omega_c t + \phi(t)]$ ao passar por um limitador ideal, gera um sinal digital PFM, isto é, uma onda quadrada modulada em frequência.

$$\varphi_{PFM}(t) = V \operatorname{sgn}(\varphi_{FM}(t)).$$

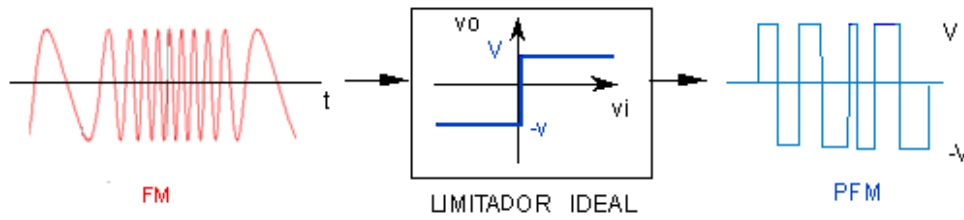


Figura 5.30 - Sinal PFM (FM digital).

O espectro deste sinal pode ser avaliado usando um artifício extremamente engenhoso, parametrizando o sinal FM como $\varphi_{FM}(t) = \varphi_{FM}(\Theta(t))$. O método de geração digital gera PFM que é simples e o transforma em FM. A relação explicitada na Fig. 5.30, entretanto, mostra o inverso, i.e., como obter o sinal PFM a partir de PFM. Esta análise permite entender a relação entre os dois tipos de modulação.

A saída do limitador ideal é uma função aperiódica no tempo, mas é periódica em Θ , podendo ser desenvolvida em série de Fourier (!).

$$\varphi_{PFM}(\theta) = V \operatorname{sgn}(A \cos \theta) \approx \frac{4V}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ \text{ímpar}}}^{+\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \cos n\theta.$$

Supondo que Θ varia no tempo de forma $\Theta = \omega_c t + \phi(t)$, tem-se:

$$\varphi_{PFM}(t) \approx \frac{4V}{\pi} \left\{ \cos[\omega_c t + \phi(t)] - \frac{1}{3} \cos[3\omega_c t + 3\phi(t)] + \dots \right\}$$

Assim, um sinal PFM (tal como uma onda quadrada) consiste na superposição de diversos sinais FM (cossenoides) centrados nas frequências harmônicas ímpares de ω_c . Um circuito astável (Q_1 e Q_2) controlado à tensão pode ser construído para gerar uma onda quadrada com frequência variando diretamente proporcional ao sinal modulador. O sinal PFM assim obtido é filtrado por um circuito sintonizado na fundamental, gerando um sinal FM analógico. Detalhes podem ser acompanhados nos Prob. 5.57 e 5.92.

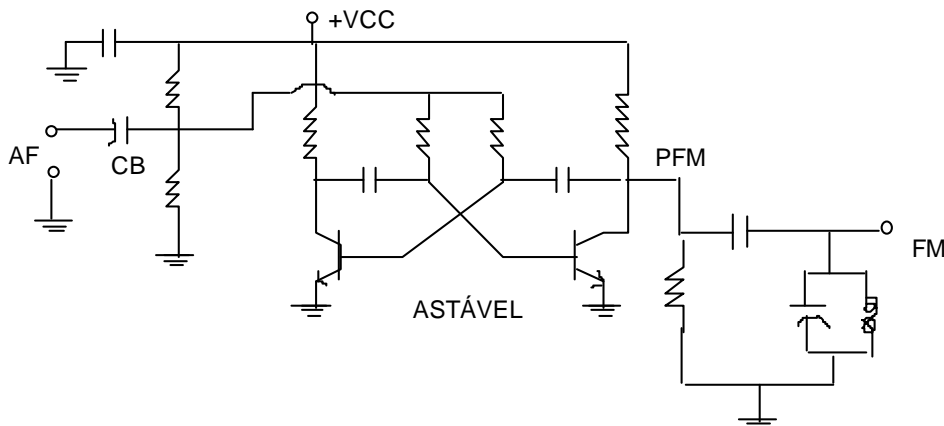


Figura 5.31 - Método digital para geração de FM. Multivibrador astável controlado à tensão.

Tabela V.2 – Transistores usados em astáveis.

transistor	freqüência
BC548	≤ 100 kHz
BF494	≤ 1 MHz
2N2369	≤ 5 MHz

A geração de usa um “gerador de relógio”, um circuito típico é o astável mostrado na figura a seguir.

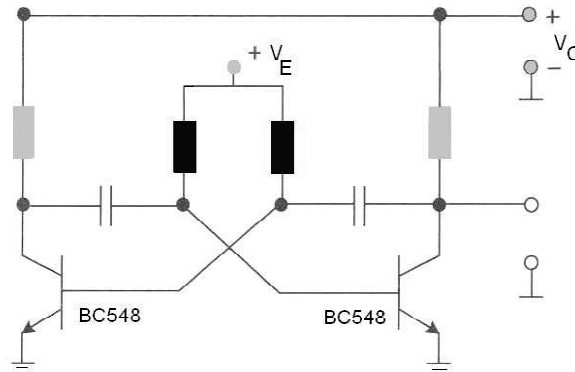


Figura 5.32 – Circuito multivibrador astável.

Para o astável, a frequência de oscilação é dada por (tipicamente, $R=10r$, e $i_c \approx V_{CC}/r$):

$$f_0 \approx \frac{V_E + 0,28}{7RC}$$

A idéia do método digital é construir um astável controlado à tensão (VCA). A tensão V_E no arranjo é determinada pelo divisor de tensão, correspondendo a $V_E=5$ V. Superposta a este valor dc, aplica-se o sinal modulador $f(t)$ (ac, com $|f(t)| \leq A_m$), resultando em uma frequência variável:

$$f_i \approx \frac{(V_E + f(t)) + 0,28}{7RC},$$

resultando em um sinal FM digital de frequência $f_i = f_c + K_f f(t)$, com parâmetros:

$$f_c \approx \frac{V_E + 0,28}{7RC}, \quad K_f \approx \frac{1}{7RC}, \quad \Delta f = \frac{2A_m}{7RC}.$$

Pode-se utilizar um regulador de tensão para garantir a estabilidade de V_{CC} . Regulador de tensão positiva com três terminais LM78MXX (*National Semiconductors*). Tensão de saída 5 V, corrente de saída 500 mA (entrada entre 7,5 e 25 V).

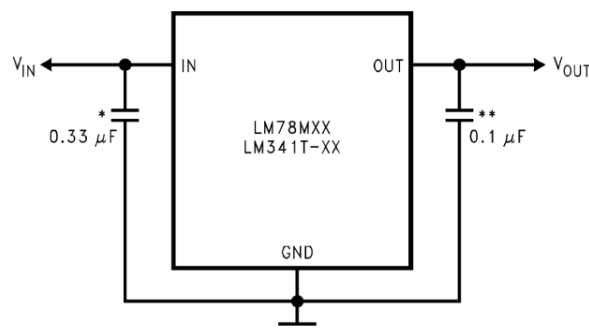



Figura 5.33 - Regulador de tensão positiva em CI: LM78M05C (*National Semiconductors*).


August 2005

LM341/LM78MXX Series 3-Terminal Positive Voltage Regulators


General Description

The LM341 and LM78MXX series of three-terminal positive voltage regulators employ built-in current limiting, thermal shutdown, and safe-operating area protection which makes them virtually immune to damage from output overloads. With adequate heatsinking, they can deliver in excess of 0.5A output current. Typical applications would include local (on-card) regulators which can eliminate the noise and degraded performance associated with single-point regulation.

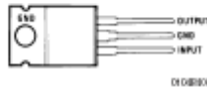
Features

- Output current in excess of 0.5A
- No external components
- Internal thermal overload protection
- Internal short circuit current-limiting
- Output transistor safe-area compensation
- Available in TO-220, TO-39, and TO-252 D-PAK packages
- Output voltages of 5V, 12V, and 15V

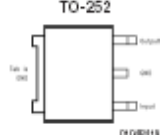
Connection Diagrams



TO-39 Metal Can Package (H)
Bottom View
Order Number LM78M05CH, LM78M12CH or LM78M15CH
See NS Package Number H03A



TO-220 Power Package (T)
Top View
Order Number LM341T-5.0, LM341T-12, LM341T-15, LM78M05CT, LM78M12CT or LM78M15CT
See NS Package Number T03B



TO-252
Top View
Order Number LM78M05CDT
See NS Package Number TD03B

LM341/LM78MXX Series 3-Terminal Positive Voltage Regulators

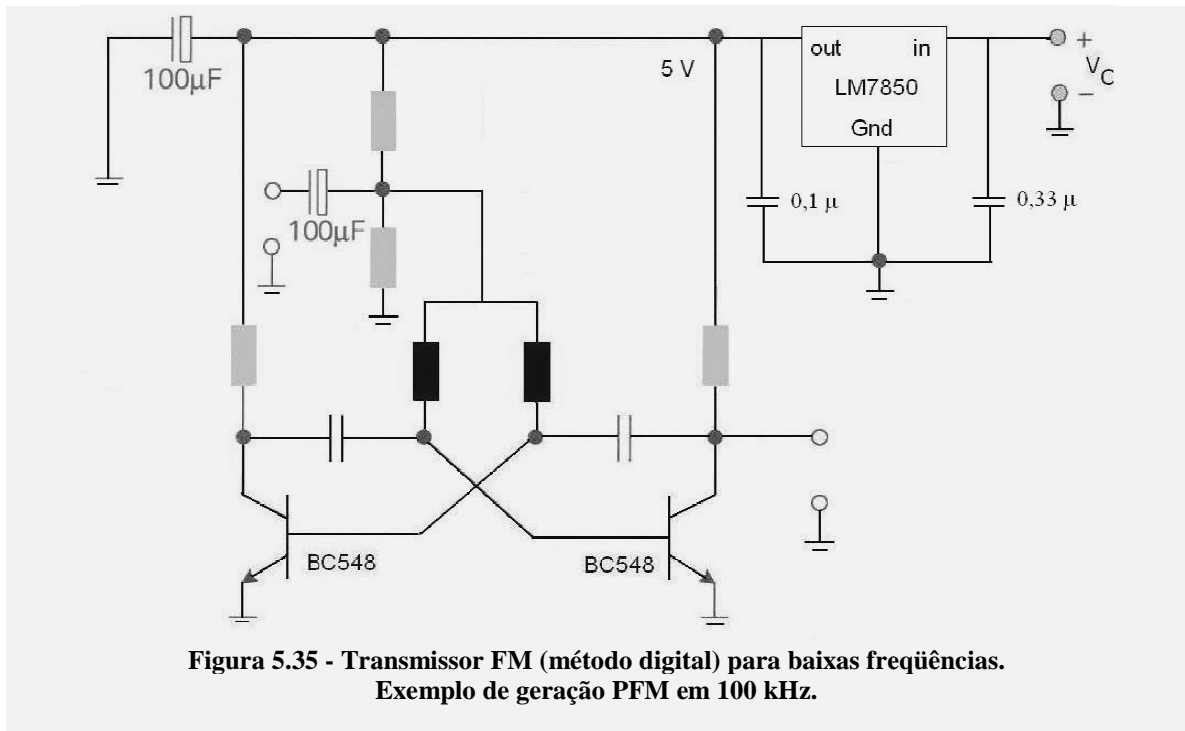
Figura 5.34 – Regulador de tensão positiva (três terminais). Exemplo do 7805 (national semiconductors).

Exercício 20.

Para $V_{cc}=5\text{ V}$, tem-se $V_E=2,5\text{ V}$ (estabilizar). Assuma que $R=18\text{ k}\Omega$ e $C=220\text{ pF}$, Colocando-se um sinal modulador limitado em $1,3\text{ V}$ (A_m), calcular a frequência da portadora, o desvio máximo, a constante do modulador FM, a frequência mínima e a frequência máxima de oscilação do VCA.

Solução.

Tem-se $f_c=100\text{ kHz}$., $2\Delta f=93,8\text{ kHz}$, $K_f=36\text{ kHz/V}$, $f_{min}=53,28\text{ kHz}$, $f_{max}=146,88\text{ kHz}$.



Método de Armstrong

Um método engenhoso (como quase todas as descobertas de Armstrong) para geração de FM foi introduzido pelo Eng^o Major **E.H. Armstrong**, cuja idéia central consiste em gerar inicialmente NBFM e utilizar uma série de multiplicadores de frequência para gerar WBFM [ARMS 1984].

Embora tecnologicamente mais complexo, este foi o método utilizado nos primeiros moduladores FM e ainda é largamente adotado em numerosos transmissores, notadamente nas estações FM para rádio comercial.

Um gerador FM banda estreita gera um sinal expresso por

$$\varphi_{NBFM}(t) = A \cos(\omega_c t + \beta_i \sin \omega_m t), \text{ com } \beta_i \leq 0,5 \text{ rad.}$$

Ao utilizar uma cadeia de multiplicadores de frequência com fator de multiplicação N , o sinal obtido é:

$$\varphi_{WBFM}(t) = A \cos(N\omega_c t + N\beta_i \sin \omega_m t) = A \cos(\omega_2 t + \beta_2 \sin \omega_m t).$$

O índice de modulação é multiplicado por um fator N , passando a banda larga. Normalmente a cadeia é implementada com dobradores e triplicadores de frequência em cascata (raramente $\times 5$).

A frequência ω_1 é obtida de um oscilador à cristal para assegurar estabilidade de frequência, com valores típicos na faixa de 100 kHz a 200 kHz. Após os multiplicadores, a frequência da portadora atinge o valor $\omega_2 = N \cdot \omega_1$, que pode ser bastante elevado. Este valor é "trazido" para a faixa de FM (88 a 108 MHz) e ajustado na frequência alocada à estação, pela introdução de um conversor de frequência (*Mixer*).

O esquema simplificado de um sistema de geração indireta de FM é mostrado na Fig. 5.36.

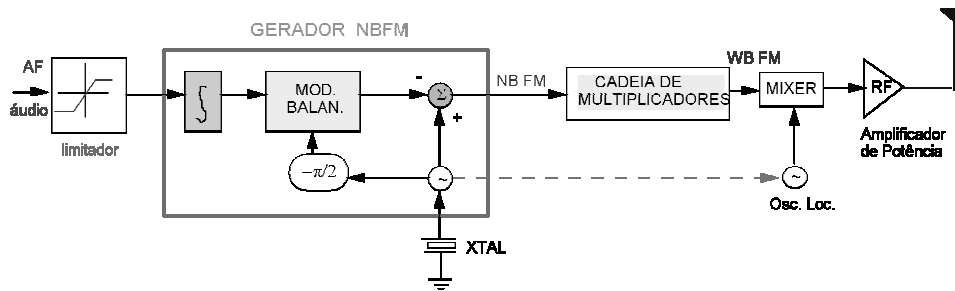


Figura 5.36 - Método de Armstrong para geração de FM (comercial).

Na prática, a heterodinagem é realizada no meio da cadeia de multiplicadores a fim de evitar frequências muito elevadas nos multiplicadores e no oscilador local. Um exemplo de um gerador FM para uma estação de radiodifusão comercial na frequência de 96 MHz é apresentado a seguir. O sinal modulador (áudio) está na faixa de 50 Hz a 15 kHz e o desvio máximo de frequência permitido pela legislação brasileira é de 75 kHz. Para projetar um Sistema Armstrong de geração de FM, devem ser conhecidos o desvio máximo de fase inicial β_1 e a frequência do oscilador à cristal do gerador NBFM. No exemplo, admite-se que $\beta_1 \leq 0,5$ (no máximo 5% de distorção residual AM) e o uso de um cristal com $f_{XTAL} = 200$ kHz.

Como o desvio máximo de frequência Δf é limitado, o índice de modulação na saída $\beta = \Delta f / f_m$ varia na faixa de $5 \leq \beta \leq 1.500$. O maior índice está associado à menor frequência de áudio, $f_m = 50$ Hz. No gerador de NBFM, o valor 0,5 (maior índice) também deve estar associado com $f_m = 50$ Hz, resultando em um desvio máximo de frequência dado por $\Delta f = \beta f_m = 0,5 \cdot 50 = 25$ Hz.

Como o desvio máximo inicial de frequência é limitado, o índice de modulação varia na faixa de $0,0016667 \leq \beta \leq 0,5$. O fator de multiplicação N exigido é facilmente determinado através de $\beta_1 = 0,5$ inicial e $\beta_2 = 1.500$ final $\Rightarrow 0,5 N = 1.500$ ou $N = 3.000$.

Vê-se que o fator de multiplicação é determinado pelo limite **inferior** das frequências presentes no sinal de áudio (felizmente, há um limite natural: $f < 20$ são subsônicos ou infra-sons). A necessidade do misturador é prontamente visualizada, pois a frequência da portadora de saída seria $N \cdot f_{XTAL} = 3.000 \times 200$ kHz = 600 MHz, fora da faixa FM.

Na realização prática do multiplicador, procura-se usar um multiplicador próximo a 3.000, porém expresso como fatores de 2 e 3. i.e., apenas duplicadores e triplicadores, e.g., $N = 3.072 = 2^{10} \cdot 3$.

Este fator de multiplicação pode ser decomposto em duas cadeias de multiplicadores, respectivamente $2^6 = 64$ e $2^4 \times 3 = 48$, com $64 \times 48 = 3.072$.

Outras divisões podem obviamente ser feitas, contudo a escolha deve ser conduzida de tal forma que a frequência do oscilador local esteja nas vizinhanças de 10 MHz, para evitar heterodinagem em frequências muito elevadas. Como uma regra empírica, as duas cadeias devem apresentar fator de multiplicação da mesma ordem de grandeza; i.e., a cadeia deve ser fracionada aproximadamente na metade.

Obtendo os valores do desvio de frequência, índice de modulação e frequência da portadora após o multiplicador $\times 64$ e antes do multiplicador $\times 48$, a frequência do oscilador local pode ser determinada. Os cálculos são realizados partindo simultaneamente da saída do gerador NBFM na direção da entrada do *mixer* e da antena (saída WBFM) na direção da saída do *mixer*.

O conversor age apenas na translação de frequências, sem alterar o desvio de frequência. Supondo um conversor para baixo (*down*), obtém-se na saída:

$$12,8 \text{ MHz} - f_{OL} = 2,0 \text{ MHz.}$$

Então a frequência do oscilador local deve ser $f_{OL} = 10,8$ MHz.

Para se evitar um desvio de frequência superior a 75 kHz, pode-se limitar inicialmente $\beta \leq 0,48$ e $\Delta f = 24$ Hz, resultando $\beta \leq 1475$ e $\Delta f = 73.728$ Hz na saída do transmissor.

A estabilidade na frequência da portadora é discutida no problema 5.59 e constitui um tópico de extrema importância. Na maioria das aplicações requer-se que a frequência da portadora de um sinal FM seja bastante estável. Para estações de radiodifusão comercial, exige-se manter uma estabilidade de frequência da ordem de 20 p.p.m (e.g., *drift* de ± 2 kHz em 100 MHz).

A multiplicação de frequências é também empregada no método direto para aumentar o desvio máximo de frequência. O fator de multiplicação exigido neste caso é bem menor que no caso de FM pelo método indireto. Frequentemente o sinal é gerado em baixa potência e usa multiplicadores de frequência e amplificadores classe C. Exige-se um circuito CAF (Controle automático de frequência).

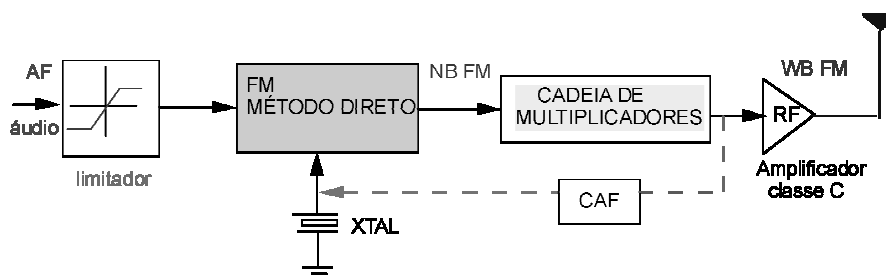


Figura 5.37- Transmissor FM (método direto com multiplicadores).

5.7 Detecção de Sinais FM

A demodulação de sinais FM pode ser realizada através de um discriminador FM. O discriminador de frequências é um circuito cuja amplitude de saída varia linearmente à frequência do sinal aplicado na sua entrada.

Vários métodos podem ser usados para implementar a demodulação de sinais FM, entre os quais:

- detecção por inclinação
- passagem pelo zero (detecção digital)
- detecção com realimentação (PLL, FMFB e outros).

Em receptores comerciais de FM, a detecção por inclinação e o PLL (*Phase Locked Loop*) são os mais empregados, sendo que a grande parte dos circuitos modernos opta pelo PLL.

Detecção por Inclinação: Os Discriminadores

Trata-se da maneira mais simples de implementar um discriminador. Consiste em transformar as variações de frequência em variações de amplitude e em seguida realizar uma detecção de envoltória*. O procedimento é facilmente compreendido acompanhando o desenvolvimento apresentado a seguir.

Admitindo o sinal FM sob a forma canônica:

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos \theta(t) = A \cos \left[\omega_c t + 2\pi K_f \int_{-\infty}^t f(t') dt' \right], \text{ aplica-se este sinal a um circuito}$$

diferenciador, resultando em uma saída expressa por:

$$\frac{d\varphi_{FM}}{dt} = -A \text{sen} \theta(t) \frac{d\theta}{dt}.$$

*o processo funciona como uma "conversão" de FM para AM (na realidade AM-FM), seguido da detecção AM.

Assim,
$$\frac{d\varphi_{FM}}{dt} = -A[w_c + 2\pi K_f f(t)] \text{sen } \theta(t), \text{ ou}$$

$$\frac{d\varphi_{FM}}{dt} = -Aw_c \left[1 + \frac{2\pi K_f}{w_c} f(t) \right] \text{sen} \left\{ w_c t + 2\pi K_f \int^t f(t') dt' \right\}.$$

O sinal após o diferenciador apresenta modulação em amplitude e em frequência simultaneamente! A mesma mensagem modula a portadora em AM-FM.

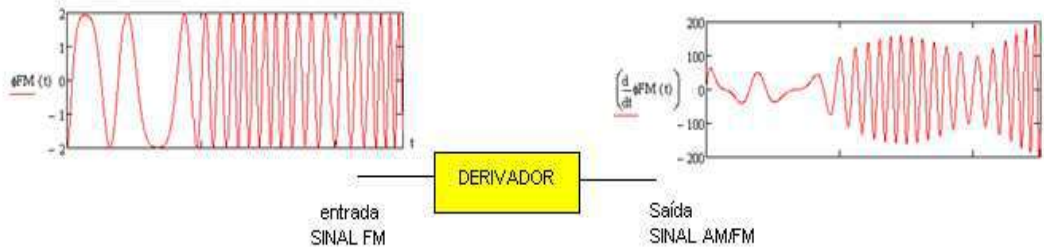


Figura 5.38- Princípio da detecção por Inclinação: Conversão FM para AM-FM.

O desvio de frequência (em rad/seg) $\Delta w = 2\pi K_f f(t)$ é muito pequeno em torno da frequência da portadora, isto é, $\Delta w \ll w_c$. (exemplo, 75 kHz em 100 MHz para FM comercial).

Logo, o envelope apresenta índice de modulação (AM) bem menor que a unidade e conseqüentemente $f(t)$ pode ser re-obtido usando um simples detector de envoltória. Não há sobremodulação, haja vista que $\frac{2\pi K_f}{w_c} < 1$ (ou $\Delta f/f_c \ll 1$).

A saída do detector de envoltória é dada por:

$$\left. \frac{d\varphi_{FM}}{dt} \right|_{env} = Aw_c \left[1 + \frac{2\pi K_f}{w_c} f(t) \right] = \begin{matrix} Aw_c & + & 2\pi K_f A f(t) \\ \text{termo dc} & & \text{sinal de áudio} \end{matrix}$$

Nos receptores comerciais de FM a detecção ocorre na FI, padrão 10,7 MHz. O diagrama para a demodulação FM é mostrado na figura:



Figura 5.39 - Detecção de FM por inclinação.

Para assegurar que a amplitude A do sinal é realmente constante (o que não ocorre devido à presença do ruído na transmissão), é necessário incluir um *Limitador* antes do diferenciador. Se A não se mantém constante, um termo de distorção de fase devido à variação $\frac{dA}{dt}$ aparece na saída.

Explicitamente:

$$\frac{d\varphi_{FM}}{dt} = -A \text{sen } \theta(t) \frac{d\theta}{dt} + \frac{dA}{dt} \cos \theta(t).$$

O limitador é um dispositivo não linear capaz de remover as variações espúrias na amplitude de um sinal modulado em frequência, sem distorcer, contudo a modulação.

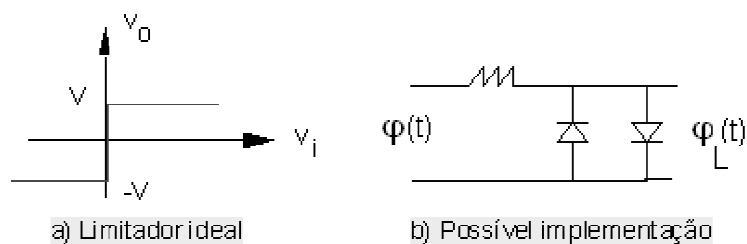


Figura 5.40 - Limitador de Amplitude (exemplo).

Se ceifadores forem utilizados para manter constante a amplitude (envoltória) de um sinal, será produzido um sinal PFM (vide geração digital de FM). $v_o = V \cdot \text{sgn } v_i$ representa a equação característica de um limitador ideal.

Admitindo um modelo simplificado para os diodos, a característica do limitador será expressa por:

$$\varphi_L(t) = \begin{cases} V_\gamma & \text{se } |\varphi(t)| > V_\gamma \\ \varphi(t) & \text{caso contrário.} \end{cases}$$

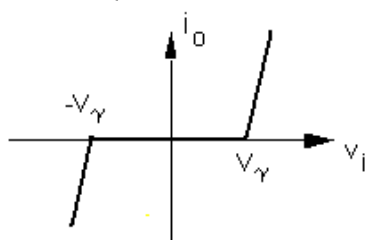


Figura 5.41 – Característica aproximada de um limitador com par de diodos.

Este processo é similar àquele descrito na geração digital de FM, sendo necessária a colocação de um filtro sintonizado em ω_c para extrair o sinal modulado com amplitude constante (Nota – os limitadores práticos por vezes incluem este filtro e são constituídos por dispositivos ativos).

Construção de Multiplicadores de Frequência e Limitadores

Um multiplicador de frequências é um dispositivo que consiste na combinação de um elemento não-linear com um filtro sintonizado. Tipicamente, pode ser empregado um amplificador operando em classe C, e.g. um único transistor que opera na região de corte por mais da metade do período do sinal e para excursões de pico positivas, o transistor é levado para a região ativa (ou saturação). A corrente de coletor flui de modo descontínuo, tendo o mesmo período fundamental que o sinal de entrada, porém com um rico conteúdo de harmônicas. Um circuito tanque LC ressonante extrai o enésimo harmônico relativamente ao sinal de entrada. Um circuito multiplicador simplificado é mostrado.

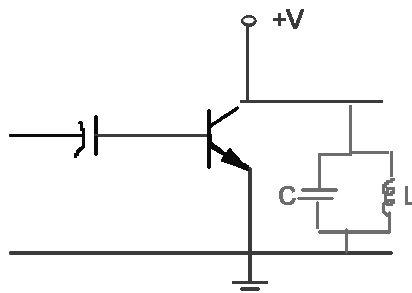


Figura 5.42 - Circuito multiplicador de frequências (polarização não incluída).

Como para todo desenvolvimento em série, há uma diminuição nas amplitudes dos harmônicos à medida que a ordem aumenta, daí os circuitos multiplicadores comumente usados empregarem fatores de multiplicação de 2 até 5. Para a geração de fatores superiores, empregam-se multiplicadores em cascata.

Uma demonstração rigorosa e elegante do funcionamento destes dispositivos empregando "o método da transformada para dispositivos não lineares" pode ser encontrada em [DAV&ROOT,1959,pp.277-284]. Mais especificamente, para uma entrada do tipo $x(t) = v(t)\cos(\omega_c t + \phi(t))$ aplicada a um dispositivo não-linear de característica de transferência segundo uma lei de potências, e.g., lei v , a saída pode ser decomposta numa soma infinita de harmônicos $y(t) \approx \sum_m C(v,m)v^m(t)\cos[m\omega_c t + m\phi(t)]$, em que $C(v,m)$ é um coeficiente.

Como exemplo de limitador, pode-se utilizar o amplificador descrito no Exercício 16 do capítulo anterior (misturador). A sua saída é dada pela relação:

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha I_{dc} R_L 2 \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega_{FI} t, .$$

Para remover as variações de amplitude na saída, é suficiente aumentar x . Para $x \gg 1$, $2I_1(x)/I_0(x) \approx 2$, resultando em $v_o(t) = V_{cc} - \alpha 2I_{dc} R_L \cos \omega_{FI} t$. O mesmo circuito pode ser usado como multiplicador de freqüências bastando apenas sintonizar o RLC do coletor na componente harmônica de interesse. A saída obtida neste último caso é:

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha 2I_{dc} R_L 2 \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega_{FI} t .$$

Para valores suficientemente elevados de x , a razão $I_n(x)/I_0(x)$ tende para uma constante e a multiplicação de freqüências é realizada. Para $x=10$, tem-se

	$n=0$	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$
$\frac{I_{n1}(x)}{I_0(x)}$	1,00	1,00	0,85	0,66	0,46	0,29.

A vantagem desta configuração é que o circuito comporta-se também como amplificador, fornecendo ganho ao sinal. Várias configurações de discriminadores têm sido propostas. Um circuito simples que executa a diferenciação* é uma rede passa-altas RL, que pode ser usada na construção de um "discriminador simples" como mostrado a seguir.

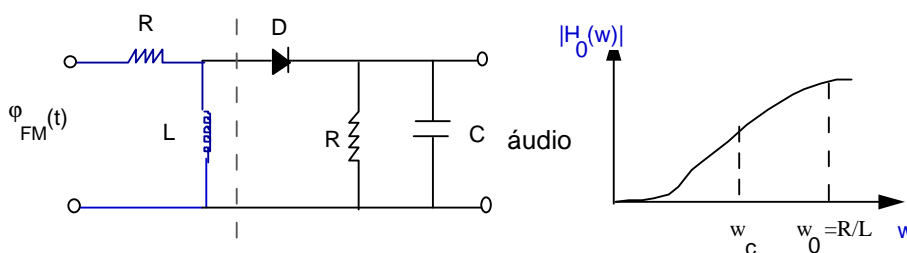


Figura 5.43 - Discriminador Simples (RL).

Já se utilizando um circuito RLC sintonizado, é possível diferenciar o sinal de entrada; um discriminador sintonizado pode ser obtido como mostrado na figura a seguir. Neste caso, torna-se possível obter boa linearidade para valores da freqüência da portadora bastante elevados, pois a curva não está associada ao ponto $w=0 \Rightarrow |H(0)|=0$.

*Um diferenciador tem função de transferência jw , ou seja, $|H(w)|$ é uma reta (c.f. propriedade P5, Seção 1.8).

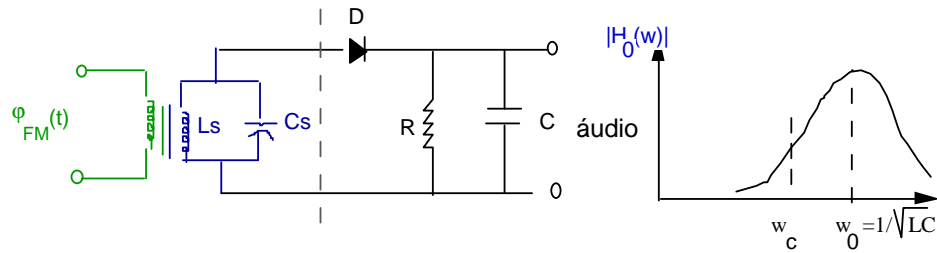


Figura 5.44 - Discriminador Sintonizado (com tanque).

A análise realizada a seguir mostra sob que condições é possível realizar-se uma diferenciação usando um circuito sintonizado. Isto é conseguido localizando a frequência da portadora na parte inclinada da curva, provido que as variações de frequência em torno deste valor se restringem a uma região linear.

Quantitativamente, tem-se:

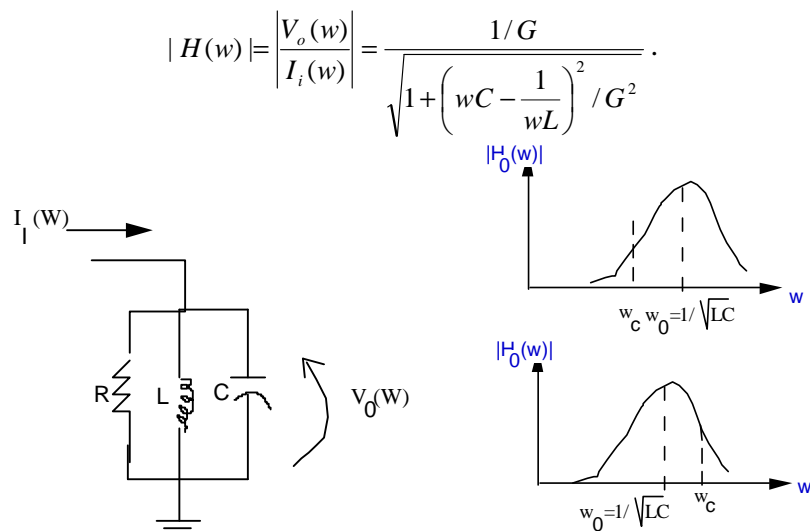


Figura 5.45 - Circuito sintonizado como diferenciador.

Define-se o parâmetro δ de acordo com a equação: $\frac{1}{\sqrt{LC}} = w_c \pm \delta$.

O sinal é tomado positivo se w_c é escolhida abaixo de $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ e negativo quando a frequência w_c é escolhida no trecho linear acima de w_0 .

O desvio de frequência em torno da frequência de operação (portadora ou FI) é $\Delta w := w - w_c$.

Assim, $\left(wC - \frac{1}{wL} \right) / G = \frac{C}{G} \left(w - \frac{w_0^2}{w} \right) = \frac{C}{G} \left(\frac{w^2 - w_0^2}{w} \right)$. Então,

$$\left(wC - \frac{1}{wL} \right) / G = \frac{C}{G} \frac{(w_c + \Delta w)^2 - (w_c + \delta)^2}{w_c + \Delta w} = \frac{C}{G} \frac{w_c^2 \left[\left(1 + \frac{\Delta w}{w_c} \right)^2 - \left(1 + \frac{\delta}{w_c} \right)^2 \right]}{w_c \left[1 + \frac{\Delta w}{w_c} \right]}$$

Utilizando o fato que o desvio em torno da frequência da portadora é sempre muito pequeno, $\Delta w \ll w_c$ e supondo-se que $\delta \ll w_c$, tem-se a seguinte aproximação:

$$\left(wC - \frac{1}{wL} \right) / G \approx \frac{C}{G} 2(\Delta w - \delta).$$

Logo, a magnitude da função de transferência do filtro sintonizado pode ser aproximada por:

$$|H(\omega)| \approx \frac{1/G}{\sqrt{1 + 4\left(\frac{C}{G}\right)^2 (\Delta\omega - \delta)^2}}$$

Adicionalmente, impõe-se a condição que $\delta \gg \Delta\omega$, isto é, que em nenhum caso o desvio em torno de ω_c será suficientemente grande para aproximar-se de $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (hipótese bastante razoável). Finalmente, supõe-se $\delta \ll G/2C := \alpha$.

$$|H(\omega)| \approx \frac{1}{G} \left[1 + \frac{1}{\alpha^2} (\Delta\omega - \delta)^2 \right]^{-1/2} = \frac{1}{G} \left[1 + \left(\frac{\delta}{\alpha}\right)^2 \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\delta}\right)^2 \right]^{-1/2}$$

Tomando-se uma aproximação em Série de Taylor (McLaurin), obtém-se:

$$|H(\omega)| \approx \frac{1}{G} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\delta}{\alpha}\right)^2 \left(1 - 2\frac{\Delta\omega}{\delta}\right) \right]$$

Finalmente, chega-se a seguinte expressão para $|H(\omega)|$:

$$|H(\omega)| \approx \frac{1}{G} \left[\left(1 - \frac{\delta^2}{2\alpha^2}\right) + \frac{\delta}{\alpha^2} \Delta\omega \right]$$

Assim, $|H|$ apresenta uma componente diretamente proporcional ao desvio de frequência em torno da portadora. Exige-se, na demodulação, uma boa linearidade da curva numa faixa cerca de 200 kHz em torno de ω_c (por que?).

Uma implementação mais interessante é o discriminador balanceado. A componente dc é automaticamente cancelada, suprimindo a necessidade de bloqueá-la, o que melhora a resposta para as baixas frequências. Aumenta-se também, com esta estratégia, a faixa em que a inclinação permanece aproximadamente linear, permitindo-se trabalhar com maiores desvios (WBFM, c.f. Prob. 5.45). Dois circuitos sintonizados são acoplados em configuração balanceada. A parte superior é sintonizada em $f_0 > f_c$ enquanto que o ramo inferior é sintonizado em $f_0' < f_c$.

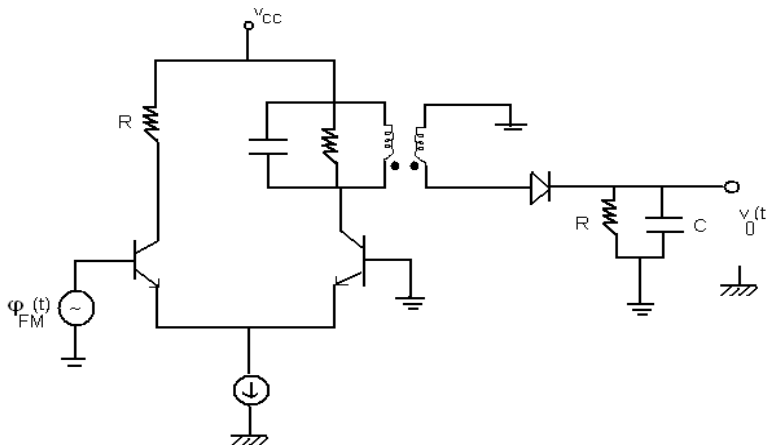


Figura 5.46 – Demodulador FM com discriminador sintonizado.

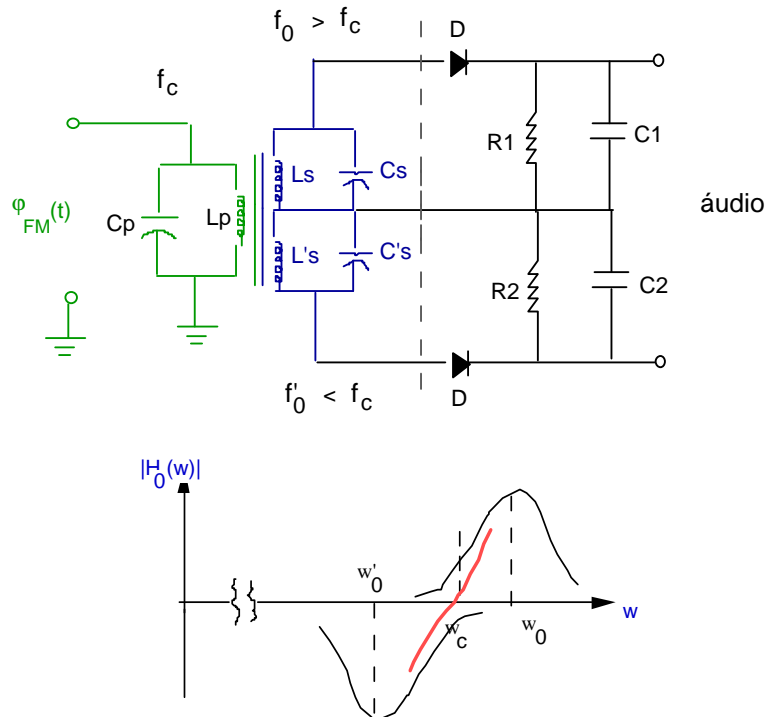


Figura 5.47 - Discriminador Balanceado.

Tem-se (explique)

$$|H|_{w_c+\delta} - |H|_{w_c-\delta} \approx \frac{2\delta}{G\alpha^2} \Delta w.$$

Para uma excursão máxima de frequência Δf , obtém-se bons resultados escolhendo-se circuitos oscilantes de largura $B=4\Delta f$ possuindo frequências centrais separadas de $f_0 - f_0' \approx \sqrt{3/2} B$. Um discriminador prático para demodular sinais FM de radiodifusão apresenta as seguintes características:

- frequência central do discriminador $f_c = 10,7$ MHz
- largura de banda dos circuitos oscilantes $B = 300$ kHz
- frequência central do tanque superior $f_0 = 10,884$ MHz
- frequência central do tanque inferior $f_0' = 10,516$ MHz.

A dificuldade prática do detector FM com discriminador balanceado (tripla sintonia) consiste no problema do alinhamento dos circuitos sintonizados.

Uma versão ligeiramente diferente é o discriminador por deslocamento de fase conhecido como o detector de **Foster-Seeley**, o qual é bastante utilizado por possuir somente dupla sintonia, ambas na frequência central w_c (detalhes são encontrados em referências especializadas).

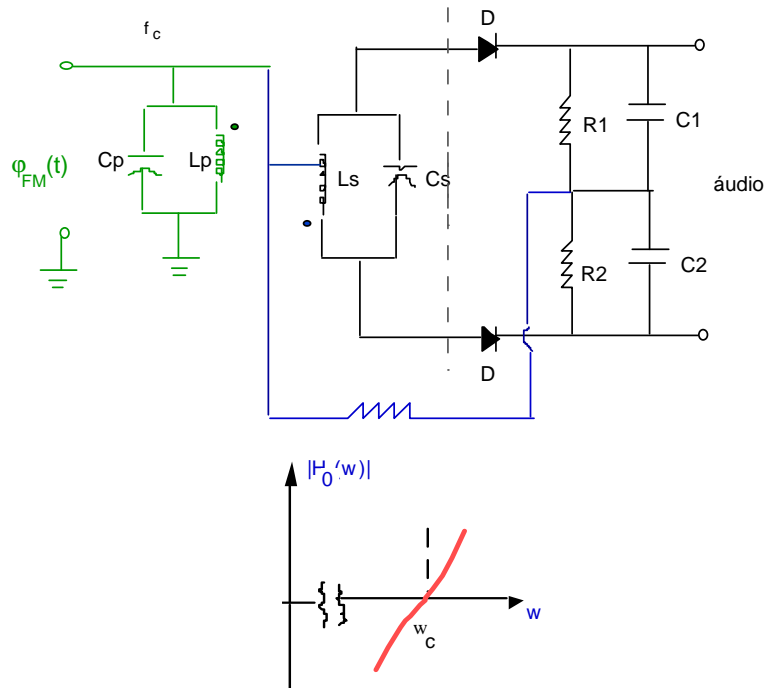


Figura 5.48 - Detector de Foster-Seeley.

Outro tipo de implementação extremamente prática do discriminador é o detector de relação. Sua principal vantagem é que o circuito é insensível às variações na amplitude do sinal FM, de modo que pode ser eliminado o estágio limitador. Adicionalmente, o circuito fornece também uma saída direta para o AGC.

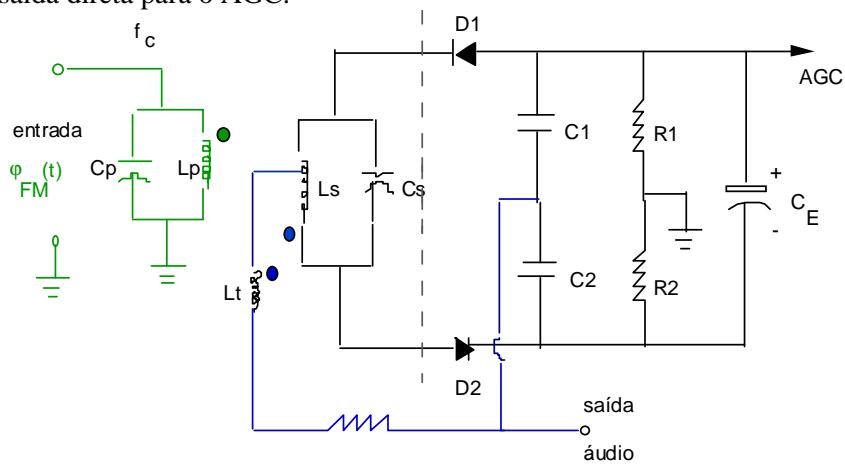


Figura 5.49 - Detector de relação.

Para maiores detalhes sobre a análise do funcionamento dos discriminadores já mencionados, literatura apropriada deve ser consultada.

Detecção FM por Passagem pelo Zero

Outro processo para a demodulação de sinais FM é a detecção digital, obtida utilizando-se pulsos. A idéia consiste em controlar o número de passagens pelo zero do sinal modulado, gerando pulsos de largura fixa a cada transição (subida) pelo zero. O diagrama de blocos deste demodulador é mostrado em seguida, bem como as respectivas formas de onda envolvidas nos vários pontos.

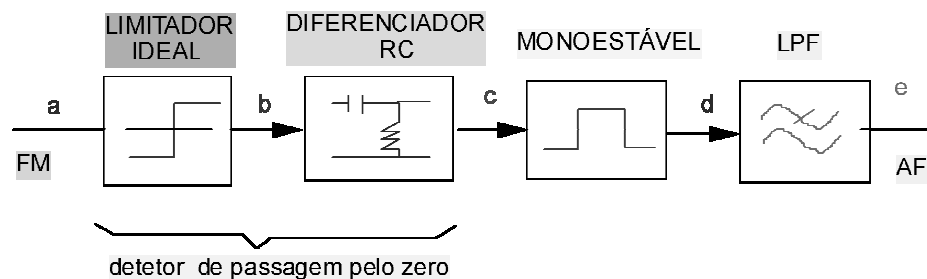


Figura 5.50 - Detecção digital de FM.

O detetor de passagens pelo zero consiste de um limitador ideal seguido de um diferenciador, permitindo desta forma "marcar" as transições (subida) pelo zero. Uma possível implementação é exibida na figura seguinte.

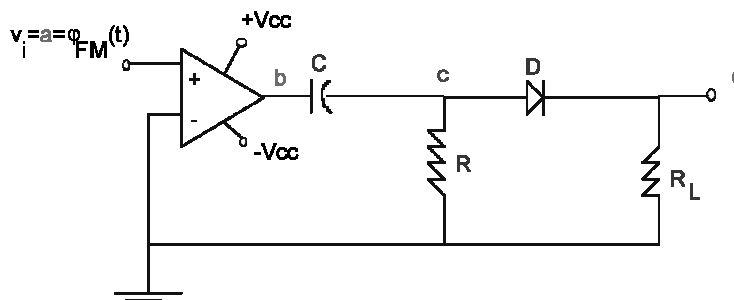


Figura 5.51 - Detetor de passagens pelo zero: saída no ponto d.

A constante RC do diferenciador deve ser escolhida adequadamente, isto é, $RC \ll 1/f_c$. O monoestável gera pulsos de largura constante τ , com $\tau \ll 1/f_c$, sendo acionado (gatilhado) a cada transição positiva.

Um possível circuito detetor de passagens pelo zero pode ser implementado com um LM 193, com distorção de fase inferior a 1%.

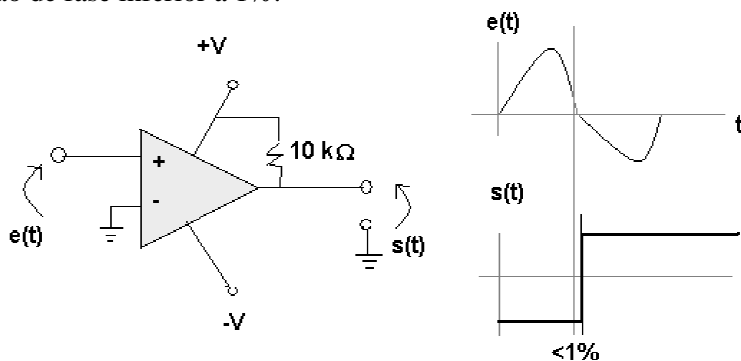


Figura 5.52 - Circuito detetor de passagem pelo zero.

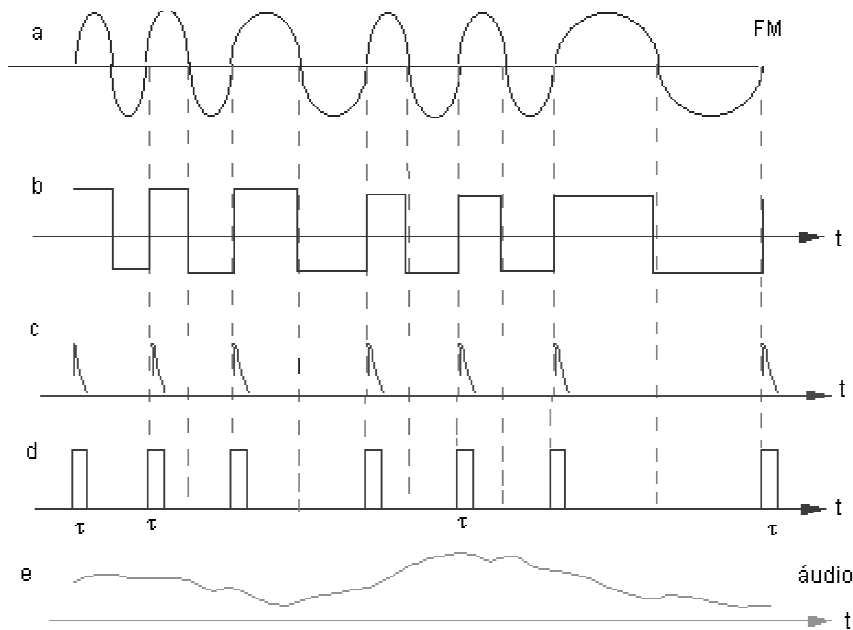


Figura 5.53 - Formas de onda envolvidas na detecção FM digital.
Os pontos a, b, c, d, e, são indicados na Fig. 5.51.

A saída do LPF fornece uma tensão que depende do número de pulsos presentes*. Para um trem de pulsos (c.f. capítulo I), o valor dc é dado em função do ciclo de trabalho:

$$a_0 = \frac{A\tau}{T} \quad (\text{termo dc da série de Fourier}).$$

Como um argumento simples para compreender o processo de demodulação, considera-se o "valor médio instantâneo" fornecido na saída do LPF, neste caso dado por:

$$\frac{A\tau}{T_i} = A\mathcal{F}_i = A\tau[f_c + K_f f(t)].$$

Como consequência, vê-se que a saída recupera o sinal modulador $f(t)$, provido que a frequência de corte do LPF seja ligeiramente superior à frequência máxima f_m do sinal modulador (vide Prob.5.80 e 5.81).

Detecção FM Usando o PLL

O PLL (*Phase-Locked Loop*) foi introduzido por **Henri de Bellescizi**, em 1932, na França. O P.L.L é um sistema com realimentação que pode ser usado na demodulação de sinais FM. É também bastante utilizado como multiplicador de frequências e na detecção homodina de sinais AM, entre inúmeras outras aplicações, e.g., sintetizador de frequências, sincronização de dados, regeneração de portadora e CAF, etc.

* Na ausência de sinal modulador, \underline{d} , é um trem de pulsos de frequência f_c e ciclo de trabalho τT_c . Os harmônicos são em nf_c e a saída do LPF corresponde ao valor $A\mathcal{F}_i$.



Figura 5.54 - Henri de Bellescize (1884-1966). Legion d'honneur.

Dentre os CIs analógicos empregados, o PLL é aquele de maior uso em Telecomunicações, tratando-se de uma espécie de chip de uso destacado, tal como o AMP-OP para a Eletrônica Analógica. Ele pode também ser implementado sob a forma digital.

O PLL é basicamente constituído de um comparador de fase e um oscilador controlado à tensão (VCO), conectados sob a forma mostrada a seguir.

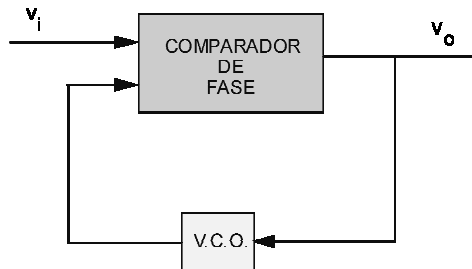


Figura 5.55 - Diagrama de um P.L.L. (1ª ordem).

Para entender os princípios do funcionamento do PLL, são apresentados a seguir, de forma isolada, o comparador de fase e o VCO. O estudo aqui realizado é bastante introdutório e segue [TAUB&SCHI 1986]; para uma análise mais detalhada, recomenda-se fortemente o excelente livro "Principles of Coherent Communication" de [VITER 1966], ou textos clássicos, [GUP 1975], [SIG 1972], [PLL 1984], [FAR 1977].

Comparador de fase

É um dispositivo de duas entradas e uma única saída: se na entrada são aplicados sinais de mesma frequência nominal, porém não sincronizados, é gerada uma tensão de saída que depende da diferença de fase entre as entradas. Procura-se obter uma tensão proporcional a esta diferença de fase.

Uma maneira de se construir um comparador de fase é descrita a seguir. Os sinais aplicados na entrada têm (eventualmente) amplitudes diferentes, mesma frequência e fases $\theta_1(t)$ e $\theta_2(t)$, respectivamente, variando no tempo. A diferença de fase é definida como $\psi(t) := \theta_1(t) - \theta_2(t)$. Vale salientar que quando $\psi=0$, os sinais da entrada estão defasados de $\pi/2$ (a razão para esta escolha será compreendida mais tarde).

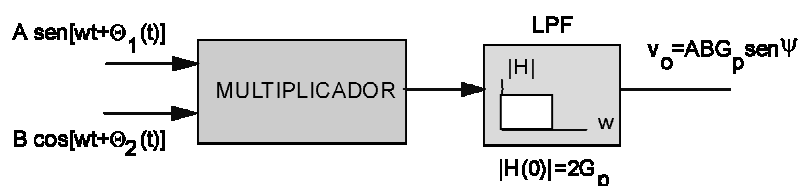


Figura 5.56 - Comparador de fase (possível implementação).

Após o multiplicador quatro quadrantes, têm-se:

$$\frac{AB}{2} \{ \text{sen}[\theta_1(t) - \theta_2(t)] + \text{sen}[2\omega t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] \}.$$

Portanto, a tensão de saída do dispositivo é expressa por:

$$v_o = ABG_p \text{sen}[\theta_1(t) - \theta_2(t)] = ABG_p \text{sen} \psi(t).$$

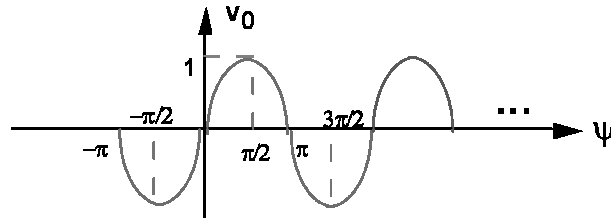


Figura 5.57 - Característica do comparador de fase de um PLL.

Se os sinais de entrada são convertidos em ondas quadradas antes de serem aplicados ao multiplicador, a característica de transferência $v_o \times \psi$ torna-se linear por partes. Isto simplifica substancialmente a análise realizada posteriormente.

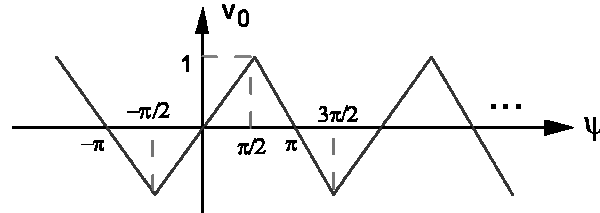


Figura 5.58 - Característica $v_o \times \psi$ do comparador de fase.

A saída v_o é periódica (período 2π) e é descrita por:

$$v_o = \begin{cases} ABG_p \frac{\psi}{\pi/2} & -\frac{\pi}{2} \leq \psi \leq \frac{\pi}{2} \\ -ABG_p \frac{\psi - \pi}{\pi/2} & \frac{\pi}{2} \leq \psi \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases}, \text{ etc.}$$

Oscilador controlado à tensão

É um oscilador cuja frequência de oscilação é determinada por uma tensão de controle a ele aplicada. Qualquer modulador FM serve como VCO, sendo que na prática o método direto é em geral utilizado.

Na ausência de tensão de controle, o VCO gera uma onda senoidal pura de amplitude B (Volts) e frequência ω_c , chamada de "frequência livre" do VCO. A sensibilidade às modificações de frequência em função da variação da tensão de controle é G_0 rad/seg.V. Portanto, $G_0 = \frac{d\omega_i}{dv}$ corresponde à constante do modulador FM usado.

O sinal do oscilador é:

$$v_{osc}(t) = B \cos[\omega_c t + G_0 \int_{-\infty}^t v(t') dt'],$$

em que $v(t)$ é a tensão de controle. Neste caso, a frequência instantânea é $\omega_i = \omega_c + G_0 v(t)$.

O PLL como demodulador FM

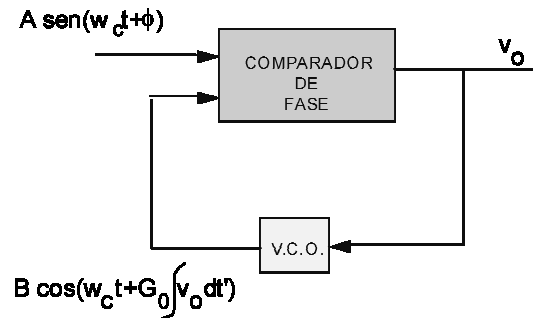


Figura 5.59 - Operação do PLL.

A saída do comparador de fase é aplicada como tensão de controle do VCO, cuja saída é aplicada na entrada do comparador. Uma discussão qualitativa mostra como é possível demodular um sinal FM aplicado na entrada do PLL.

Rigorosamente, O PLL é um sistema de controle com realimentação, no qual o sinal de erro é a diferença entre a portadora modulada (entrada) e o sinal do VCO.

O VCO é ajustado de modo que quando a tensão de controle é nula, $v_o=0$, a saída é precisamente na frequência ω_c da portadora não modulada (frequência da estação). Se apenas a portadora não-modulada é aplicada na entrada, o sistema estará em equilíbrio, e a saída v_o é apresenta tensão nula.

Uma análise simples e preliminar é realizada admitindo-se que o sinal de entrada sofre uma variação abrupta de frequência em $t=0$, passando a $A \cdot \text{sen}(\omega_c + \Delta\omega)t$.

Tem-se então que $\phi(t) = \Delta\omega t$, e a diferença de fase é:

$$\psi(t) = \phi(t) - G_0 \int_{-\infty}^t v_o(t') dt'$$

Diferenciando a equação anterior, obtém-se então que o PLL obedece à:

$$\frac{d\psi}{dt} + G_0 v_o(t) = \frac{d\phi}{dt}$$

Mas a tensão de saída do comparador de fase depende da diferença de fase, resultando na seguinte equação diferencial:

$$\frac{d\psi}{dt} + G_0 ABG_p \text{sen } \psi = \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{EDO DO PLL}).$$

Definindo a "constante de tempo do PLL" como $\tau := \frac{1}{G_0 ABG_p}$, segue-se que o PLL é regido pela equação diferencial:

$$\frac{d\psi}{dt} + \frac{\text{sen } \psi}{\tau} = \frac{d\phi}{dt}$$

Como o interesse é de uma análise preliminar, considera-se inicialmente a característica linear por partes para o comparador de fase e a equação diferencial associada torna-se:

$$\frac{d\psi}{dt} + G_0 2ABG_p \frac{\psi}{\pi} = \frac{d\phi}{dt}, \quad \text{para } |\psi| \leq \pi/2.$$

A constante de tempo do PLL neste caso é $\tau := \frac{\pi}{2G_0 ABG_p}$ (o que qualitativamente não difere do caso anterior) e a equação diferencial obtida é linear e de 1ª ordem:

$$\frac{d\psi}{dt} + \frac{\psi}{\tau} = \frac{d\phi}{dt}, \quad \text{para } |\psi| \leq \pi/2.$$

Se a frequência na entrada varia bruscamente de $\Delta\omega$ em $t=0$, tem-se (condições de fronteira):

$$\begin{cases} \frac{d\psi}{dt} + \frac{\psi}{\tau} = \Delta\omega, \\ \psi(0) = 0. \end{cases}$$

A solução correspondente obviamente é $\psi(t) = \Delta\omega \tau (1 - e^{-t/\tau})$.

Vê-se que $\psi(t)$ tende para uma solução de equilíbrio $\psi_e = \Delta\omega \tau$, com uma constante de tempo τ . A rapidez com que o PLL "responde" a uma mudança na entrada depende da sua constante de tempo – sinais com variações rápidas requerem PLL de menor constante de tempo. No caso acima, considera-se que a solução é atingida passadas cerca de 4 a 5 constantes de tempo.

O resultado é verdadeiro apenas se $\psi_e = \Delta\omega \tau \leq \pi/2$, caso contrário, a equação diferencial do PLL muda quando $\psi(t)$ sai da faixa $|\psi| \leq \pi/2$.

Note que a aplicação da transformada de Laplace na EDO resultaria em: $\Psi(s) = \frac{\Delta\omega}{s(s + \frac{1}{\tau})}$

(usando $\psi(0)=0$ e $\mathcal{L}(\Delta\omega) = \Delta\omega/s$). A solução de equilíbrio pode ser alternativamente encontrada pela aplicação do teorema do valor final: $\psi(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s\Psi(s) = \Delta\omega \tau = \psi_e$.

A tensão de saída é controlada por ψ e também tende a uma solução de equilíbrio,

explicitamente: $v_o(t) = \frac{2ABG_p}{\pi} \psi(t) = \frac{\psi}{\tau G_0}$ o que corresponde no equilíbrio a $v_{oe} = \frac{\Delta\omega}{G_0}$.

Assim, $\psi(t) \propto \psi_e \Rightarrow v_o(t) \propto v_{oe}$.

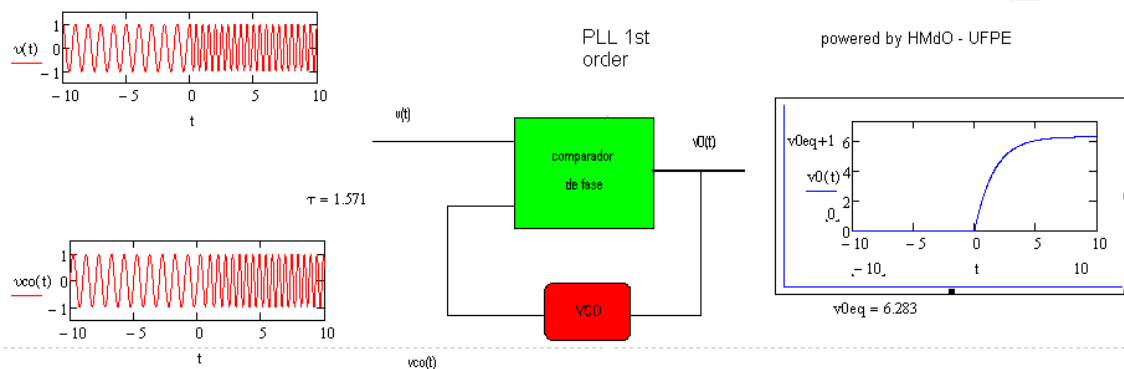


Figura 5.60 - Resposta de um PLL de 1ª ordem a uma variação brusca de frequência na origem.

Quando a equação diferencial não linear é usada, o equilíbrio ψ_e é obtido quando $\frac{\sin\psi_e}{\tau} = \Delta\omega$, ou seja, $\psi_e = \arcsen(\tau \Delta\omega)$.

Portanto, $v_o = ABG_p \sin \psi(t)$ resulta em $v_{oe} = ABG_p \cdot \sin[\arcsen(\tau \Delta\omega)]$, i.e., $v_{oe} = \frac{\Delta\omega}{G_0}$.

As tensões de equilíbrio de acordo com os dois modelos de característica do comparador de fase (senoidal ou onda triangular) são exatamente idênticas. As constantes de tempo envolvidas e as variações de tensão até "atingir" a solução final são substancialmente próximas, e

qualitativamente as análises são semelhantes, sendo que o modelo linear é muito mais simples, permitindo extrair todas as conclusões de interesse.

Concebe-se intuitivamente que se a frequência do sinal de entrada variar continuamente, porém a uma taxa suficientemente lenta com relação ao tempo necessário para o PLL atingir um novo ponto de equilíbrio, então a saída variará proporcionalmente às variações de frequência da entrada. Assim, o PLL pode demodular diretamente sinais FM (nenhuma alteração é necessária: eles parecem terem sido concebidos para tal).

A faixa de operação de um PLL corresponde à máxima variação permitida para a frequência angular do sinal entrante. Na análise linear, como $\psi_e = \Delta\omega\tau \leq \pi/2$, tem-se que:

$$R = \Delta\omega_{m\acute{a}x} = \frac{\psi_{e_{m\acute{a}x}}}{\tau} = \frac{\pi/2}{\tau}.$$

Para o PLL regido pela equação não-linear, o equilíbrio ocorre para $\psi_e = \arcsen(\tau\Delta\omega)$, o que implica em:

$$R = \Delta\omega_{m\acute{a}x} = \frac{\psi_{e_{m\acute{a}x}}}{\tau} = \frac{1}{\tau}.$$

Esta característica depende apenas da constante de tempo do PLL, i.e., da velocidade com que o PLL "responde" às mudanças na frequência de entrada: $\tau \downarrow \Rightarrow R \uparrow$.

A banda passante é outra característica importante em um PLL. Desde que o PLL é descrito por uma EDO linear, ele tem característica de um filtro linear (vide capítulo II).

Se $\phi(t) = 2\pi K_f \int^t f(t') dt'$, então

$$\frac{d\phi}{dt} = 2\pi K_f f(t) \text{ e } \mathfrak{S}\left[\frac{d\phi}{dt}\right] = 2\pi K_f \mathfrak{S}[f(t)].$$

Tomando-se a Transformada de Fourier na equação diferencial do PLL, tem-se que:

$$j\omega\Psi(w) + \frac{\Psi(w)}{\tau} = 2\pi K_f F(w) \quad \therefore \quad \Psi(w) = \frac{2\pi K_f}{j\omega + \frac{1}{\tau}} F(w).$$

A função de transferência entre a saída v_o e a entrada $f(t)$ pode ser facilmente obtida;

$$v_o(t) = \frac{1}{\tau G_0} \psi(t) \Rightarrow V_o(w) = \frac{1}{\tau G_0} \Psi(w).$$

Assim, $\frac{V_o(w)}{F(w)} = \frac{2\pi K_f / G_0 \tau}{j\omega + \frac{1}{\tau}}$. A função de transferência $H(w)$ é então

$$V_o(w) = H(w).F(w), \text{ em que } H(w) = \frac{H(0)}{j\omega + \frac{1}{\tau}}.$$

Isto corresponde a um filtro de Butterworth de 1ª ordem (capítulo II) com frequência de 3 dB expressa por $w_{3dB} = \frac{1}{\tau}$.

O PLL de 2ª ordem é bem mais eficiente que o PLL de 1ª ordem na detecção de FM. Neste caso, a função de transferência $H(w)$ apresenta dois pólos. A modificação com relação ao circuito anteriormente apresentado consta da introdução de um filtro "proporcional-mais-integral" $1 + \frac{k}{s}$, como mostrado no esquema Prob. 5.67. A função de transferência passa a ser da forma:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{F(s)} = \frac{1}{\tau G_0} \frac{(s+k)}{s^2 + \frac{s}{\tau} + \frac{k}{\tau}} \quad (\text{vide Prob. 5.67}).$$

Existem disponíveis no mercado numerosos CIs para a recepção de FM baseados em PLL, e.g. TDA 7010T (receptor FM mono), TDA 7021T (circuito FM estéreo/mono) e até versões sofisticadas como o TEA 5711 T, circuitos receptores AM/FM com decodificador estéreo em único *chip* (Philips[®] componentes). Veja também LM565, NE565 (MOTOROLA[®]), CD 4046 (CMOS), entre outros.

Como exemplo ilustrativo de aplicação do PLL na demodulação de sinais FM, apresenta-se um detector FM usando o circuito comercial LM 565.

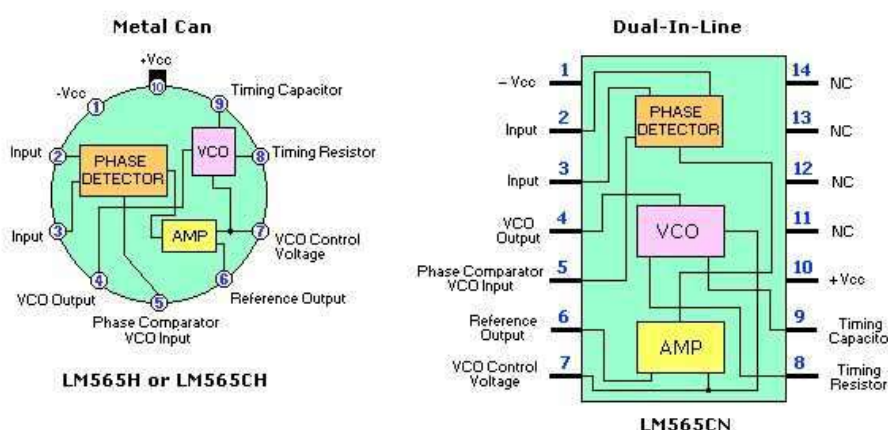


Figura 5.61 – Exemplo de PLL em CIs: o LM 565.

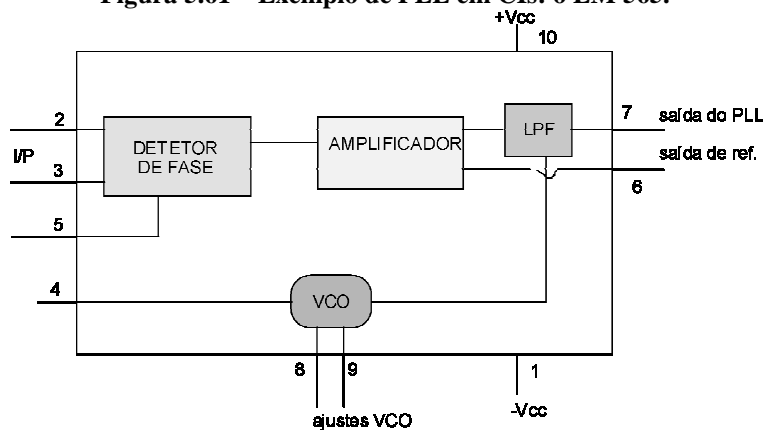


Figura 5.62 - Diagrama do PLL LM 565.

Uma configuração típica de aplicação está mostrada na figura seguinte. A frequência livre do VCO é $f_0 \approx \frac{1,2}{4R_1C_1}$ e pode ser ajustada pelo potenciômetro R_j , e.g., no valor da FI 10,7 MHz. Os pinos 4 e 5 conectam o VCO ao comparador, enquanto que o pino 7 fornece a saída já demodulada. Mais detalhes são encontrados no manual do fabricante, *databooks* etc.

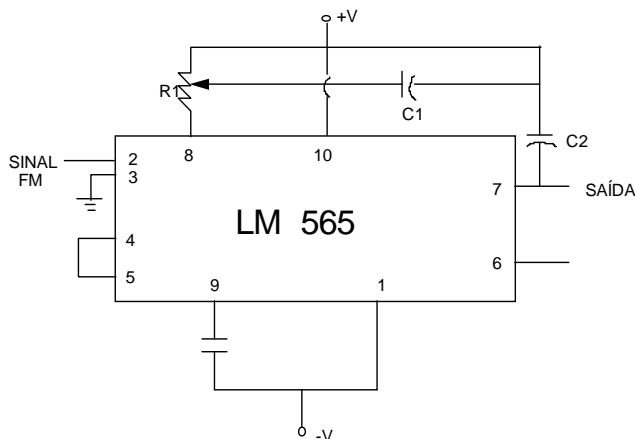


Figura 5.63 - LM 565 como demodulador FM.

A vasta maioria dos receptores AM e FM comerciais modernos efetuam detecção com auxílio de PLL.

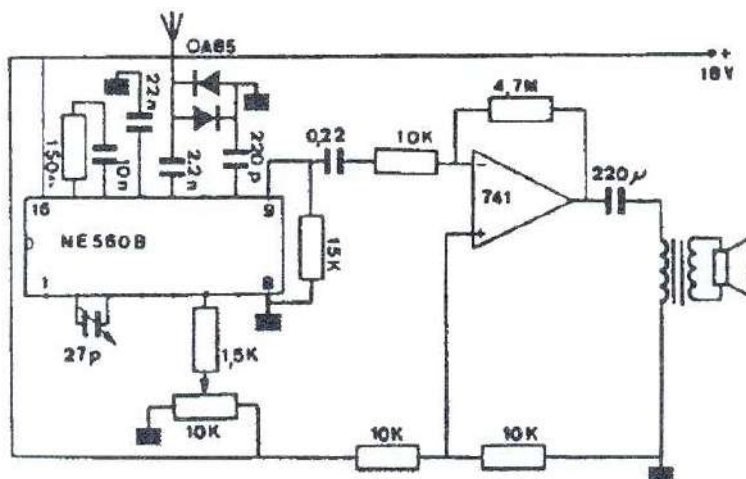


Figura 5.64 – Receptor FM com PLL (NE560). Observe o limitador com par OA65.

FMFB e FMLL

Outros tipos de detecção FM mais sofisticados usando realimentação são empregados para melhorar a qualidade da detecção em presença de ruído. Estes demoduladores são usados principalmente em comunicações espaciais e a sua análise foge ao escopo deste livro introdutório.

Detecção FM Estéreo

Vide detalhes na Seção 5.10.

RECEPTOR AM/FM COMPLETO EM CI DETECÇÃO USANDO *Single Chip*

Atualmente encontram-se disponíveis comercialmente um grande número de CIs para a recepção AM e/ou FM. Há circuitos integrados para detecção AM exclusivamente, como o TBA 570A Ibrape®; circuitos integrados para detecção FM (exclusivamente) monofônico TDA 7010 T, ou FM estéreo como o TEA 5580, MC1310; e até CI rádio receptor AM/FM *single chip* como o TEA 5711 T Ibrape®.

A título de exemplo, o TBA 570 A contém simultaneamente: Oscilador local, *mixer*, amplificador de FI, AGC e detector para AM, pré-amplificador e excitador de áudio. Apresenta-se um esquema de um CI, o TEA 5710 T.

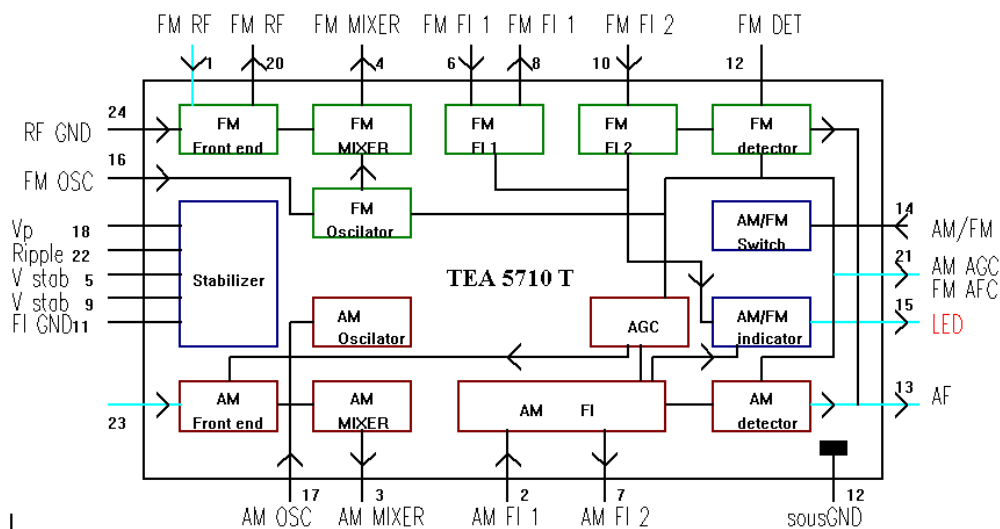


Fig. 5.65 - Receptor AM/FM em único *chip*: Configuração Interna do CI TEA 5710 (T) (Phillips® Componentes).

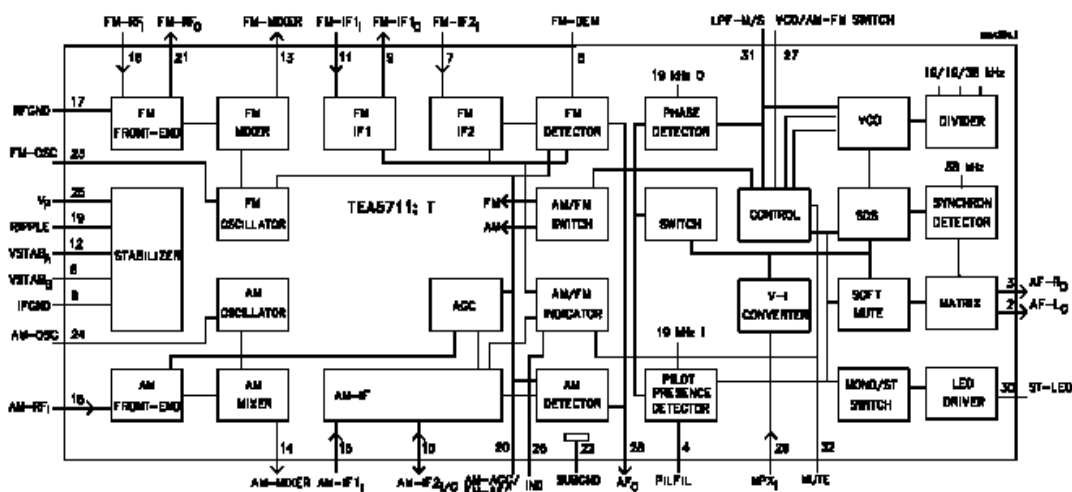
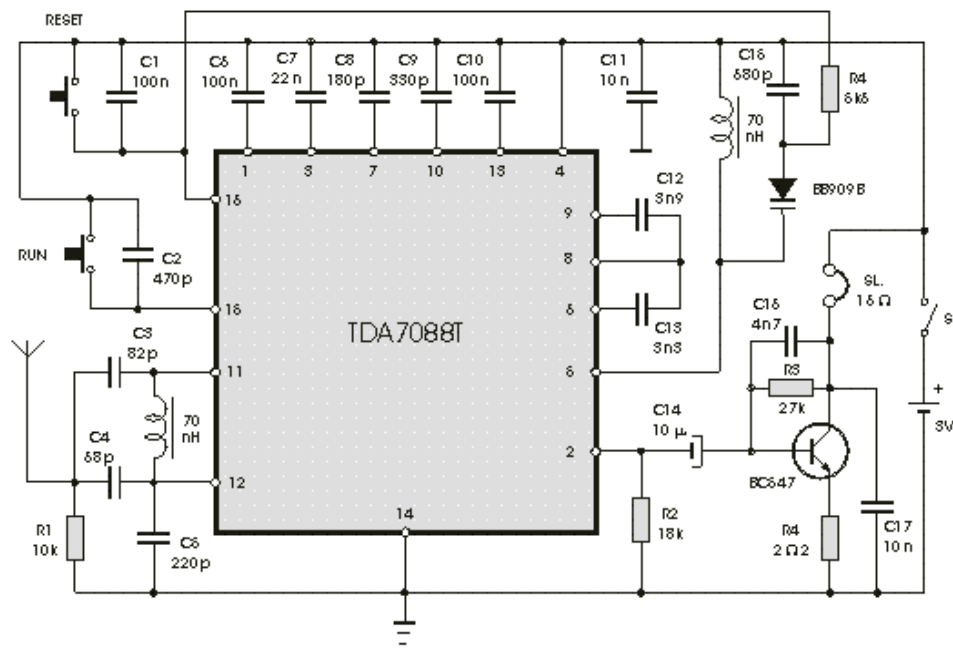


Fig. 5.66 - Receptor AM/FM em único *chip*: Configuração Interna do CI TEA5711T (Phillips® Componentes).



rádio FM mono com sintonia automática

Figura 5.67 – Rádio FM monofônico *single chip* (TDA7088) com sintonia automática.

LA1800 – Sanyo.

MW Superheterodyne Use

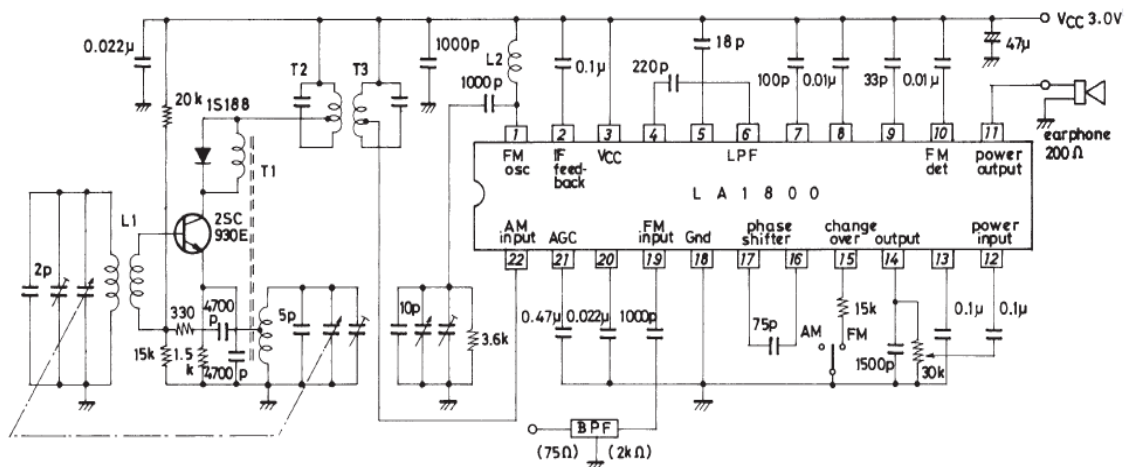


Figura 5.68 – Rádio AM/FM *single chip* (LA 1800) com sintonia automática.

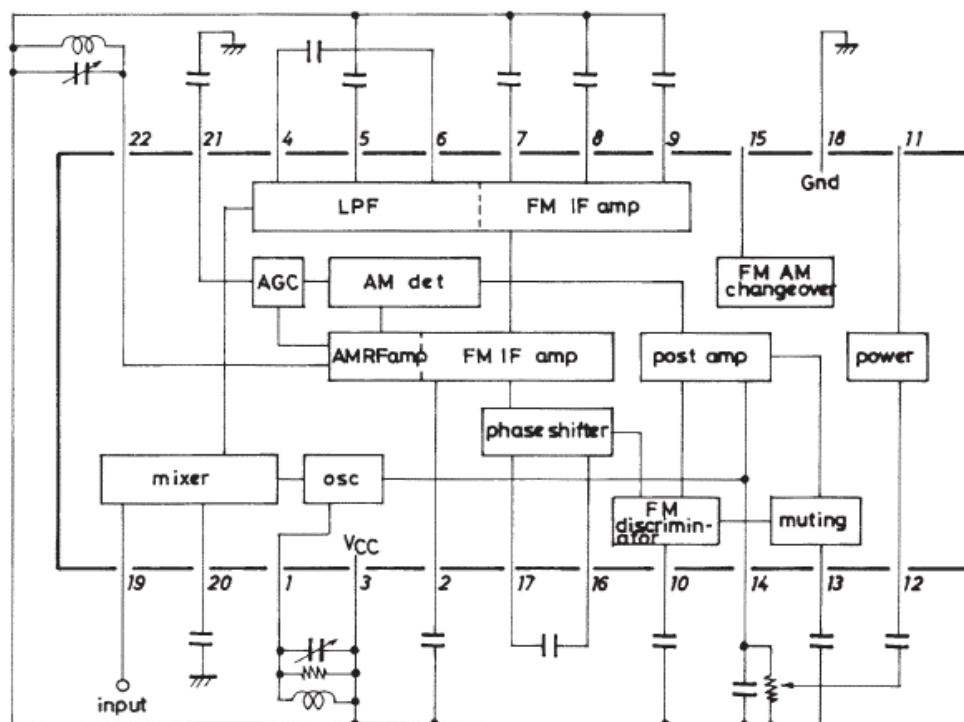


Figura 5.69 - detalhes do CILA 1800: receptor AM/FM.

A faixa de FM é 88 MHz – 108 MHz, com FI padrão em 10,7 MHz. Logo acima se encontra a faixa de radionavegação aeronáutica e comunicação móvel aeronáutica:

Radionavegação aeronáutica:	108 MHz – 117,975 MHz
Móvel aeronáutica:	117,975 – 136 MHz.

5.8 Aplicações do PLL na demodulação de AM

O PLL é também largamente usado na detecção de sinais AM, em receptores homodinos. O ajuste da sintonia do receptor é feito através da frequência livre do PLL, de acordo com a frequência da portadora da estação que se deseja sintonizar. O PLL é amarrado ao sinal de entrada (portadora) com diferença de fase constante de 90° . A saída do VCO provê o sinal do oscilador local para a detecção. Para evitar que o oscilador esteja em quadratura com a portadora, é necessário adicionar uma rede (linear, i.e. filtro) de deslocamento de fase de $-\pi/2$ na entrada do comparador de fase.

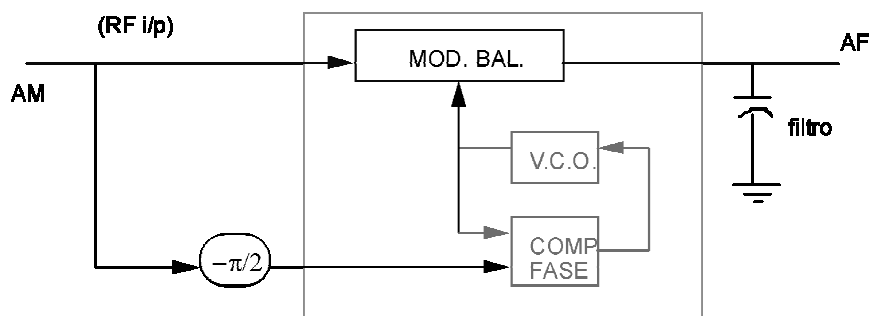


Figura 5.70 - Receptor AM com PLL.

Um receptor AM deste tipo pode ser implementado facilmente com CI's disponíveis, tais como o 561 B Signetics®, por exemplo. O circuito é mostrado a seguir. O sinal AM em radiofrequência é aplicado no pino 4. O ajuste da sintonia é feito pelo potenciômetro e depende da escolha de C_0 ($C_0 \approx \frac{300pF}{f_c}$, f_c em MHz).

O sinal é defasado pela rede R_y e C_y (na faixa comercial, $R_y=3k\Omega$ e $C_y=135pF$), sendo aplicado na entrada do comparador de fase – pino 13. A saída demodulada é obtida no pino 1, como indicado.

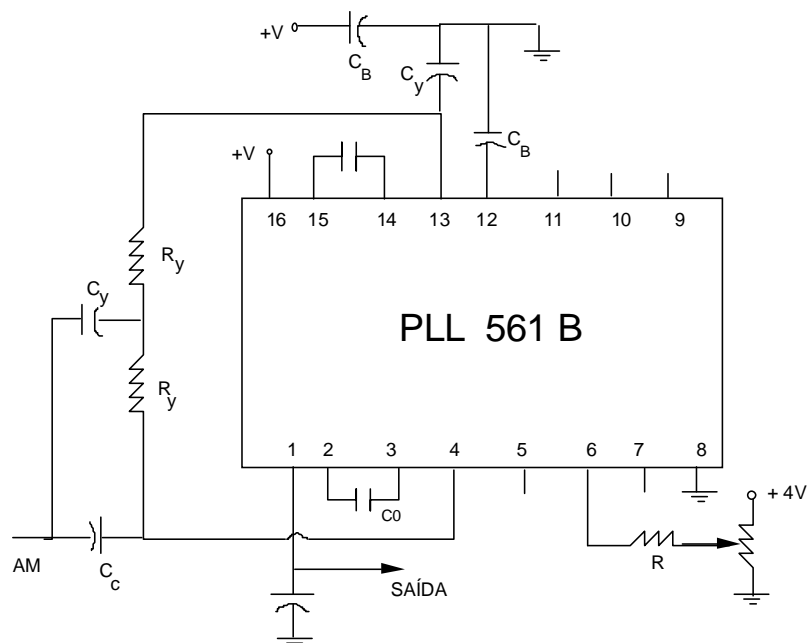


Figura 5.71 - Receptor homodino AM com PLL.

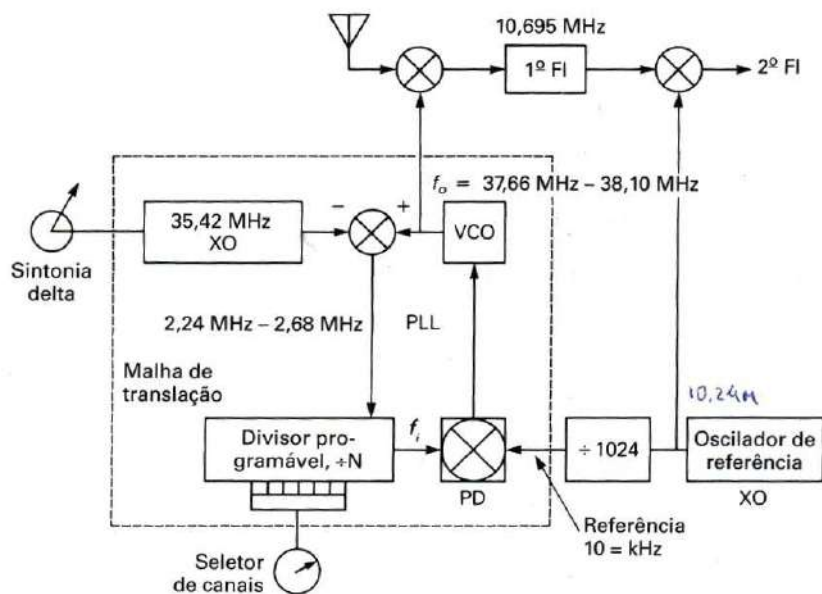


Figura 5.72 - Receptor CB de 40 canais usando PLL para demodulação AM e SSB por detecção síncrona. O PLL é usado como sintetizador.

Outro arquétipo de aplicação do PLL em AM é mostrado no exercício a seguir.

Exercício 21.

O sistema de TV em cores emprega MUX em Quadratura (QDM) e transmite adicionalmente uma "piloto" subportadora de cor (*color burst*). O receptor emprega detecção homodina com PLL. O valor da frequência da subportadora de cor f_{sc} é $f_{sc} = f_v + 3,579545$ MHz, escolhida para cair entre os harmônicos 227 e 228 da frequência do horizontal ($227,5 \times 15.750$ Hz). Com base no diagrama a seguir, explique o funcionamento da seção de cor do receptor de TV.

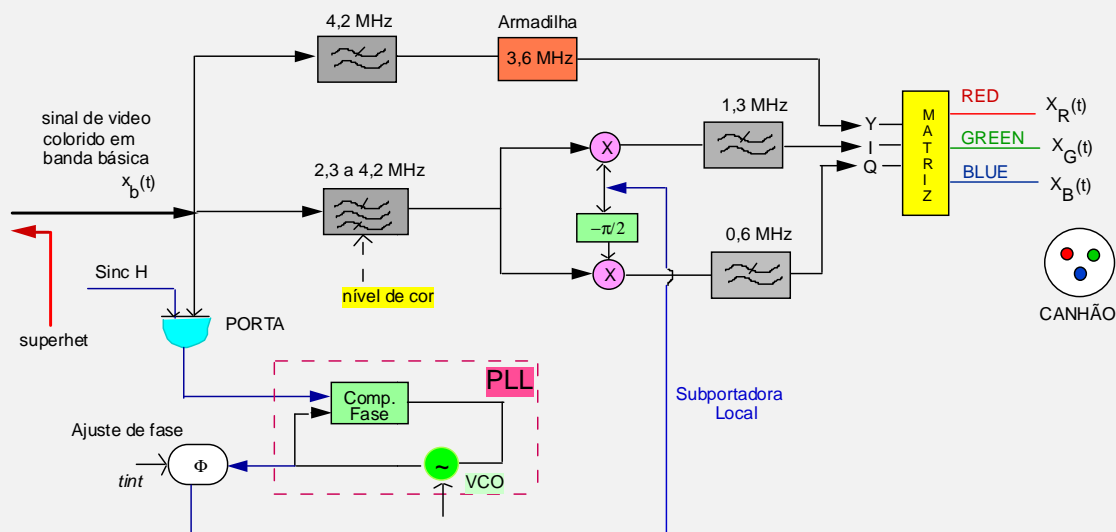


Figura 5.73 - Receptor de TV em cores: Aplicação do PLL.

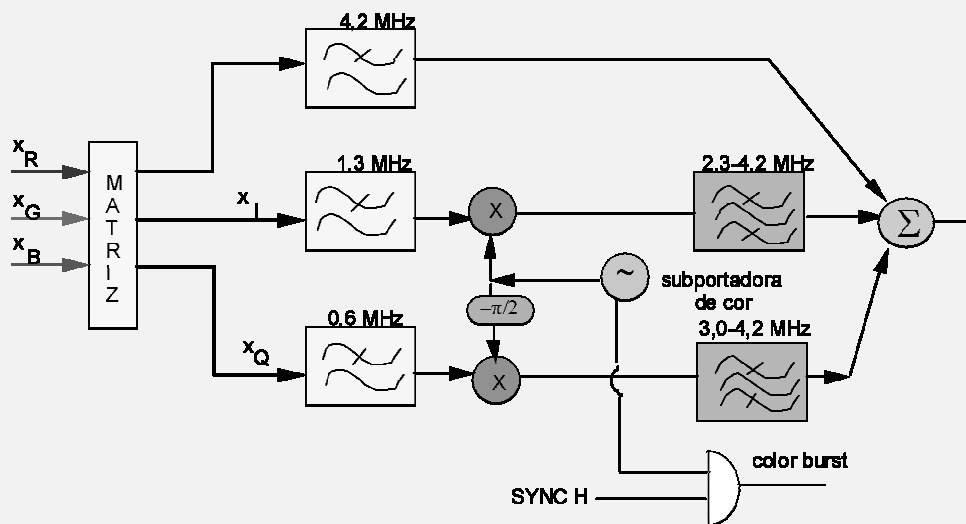
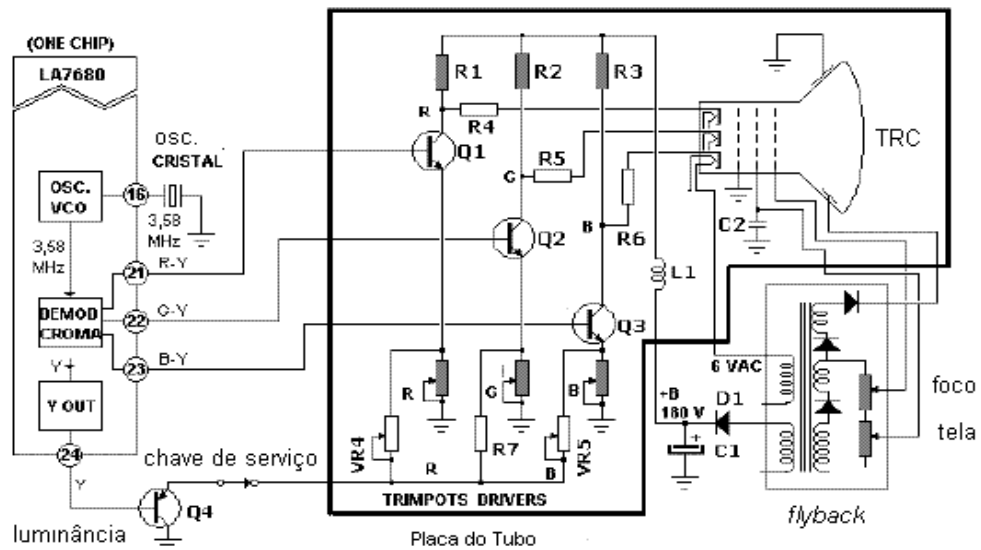
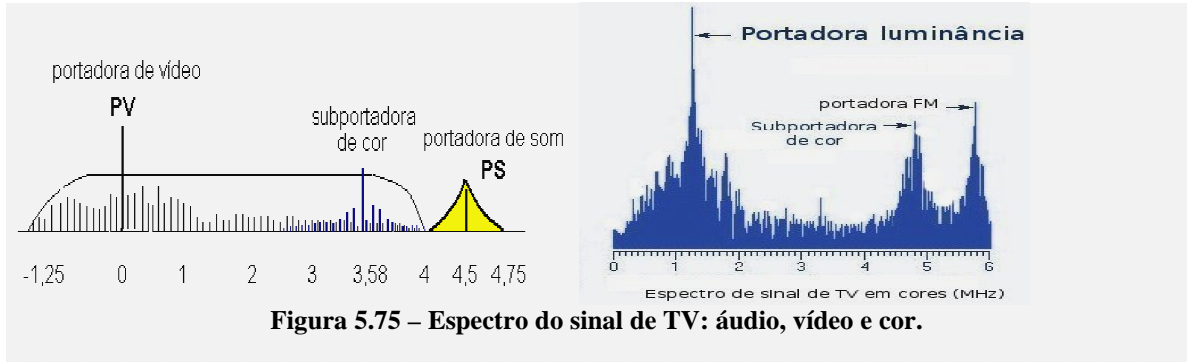


Figura 5.74 - Geração do sinal de cor em Sistema de TV em cores.

O fato de as raia da subportadora de cor serem intercaladas com as raia do sinal monocromático de vídeo é ilustrado para visualização no esboço seguinte.



5.9 Redes de Pré-Ênfase e De-Ênfase (DOLBY)

Os sinais de áudio usualmente apresentam uma densidade espectral de energia relativamente alta para as baixas frequências, mas bastante pequena em altas frequências. O desvio máximo de frequência produzido por um tom de amplitude A_m é $\Delta f = K_f A_m$ de forma que há uma tendência à ocorrência de menores desvios nas frequências mais altas. Por outro lado, $\beta = \Delta f / f_m$ resulta frequentemente em banda estreita para tons nas frequências elevadas. Isto significa que o ruído afeta mais fortemente as frequências mais elevadas do sinal modulador, pois a boa qualidade da FM é obtida apenas em banda larga. Por outro lado, nas gravações magnéticas (fitas cassetes etc.) a resposta em frequência para agudos (altas frequências) é usualmente mais pobre que para os graves. É importante a implementação de um mecanismo para a "proteção" dos agudos, melhorando a resposta de áudio.



Ray Dolby.

Para melhorar o desempenho do sistema (ou de uma gravação), são adotados os filtros (lineares) de pré-acentuação e desacentuação (pré-de/ênfase). A idéia consiste em reforçar as altas frequências de áudio antes da modulação (ou gravação). Deste modo, o sinal FM transmitido torna-se menos sensível ao ruído. No receptor, após a demodulação, o sinal é recuperado com uma distorção linear devida ao circuito de pré-ênfase. Utiliza-se então uma rede de de-ênfase (equalizadora) para restaurar a fidelidade do sinal de áudio.

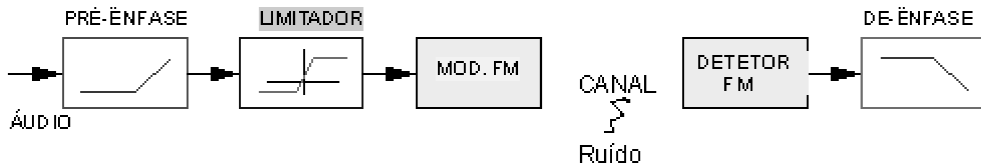


Figura 5.77 - Sistema FM com redes de pré/de-ênfase.

O filtro de pré-acentuação $H_p(w)$ enfatiza as altas frequências, sendo, portanto, um simples filtro passa-alta, enquanto que o filtro de desacentuação $H_D(w)$ é obviamente um filtro passa-baixa.

Para que não haja distorções no sinal recuperado, é necessário que $H_p(w).H_D(w) \approx K$, sendo K uma constante arbitrária, onde H_p e H_D são as funções de transferência dos filtros pré e de-ênfase, respectivamente no transmissor e no receptor.

Os circuitos comerciais de pré-ênfase e de-ênfase são mostrados na Fig. 5.78 (admirável simplicidade!).

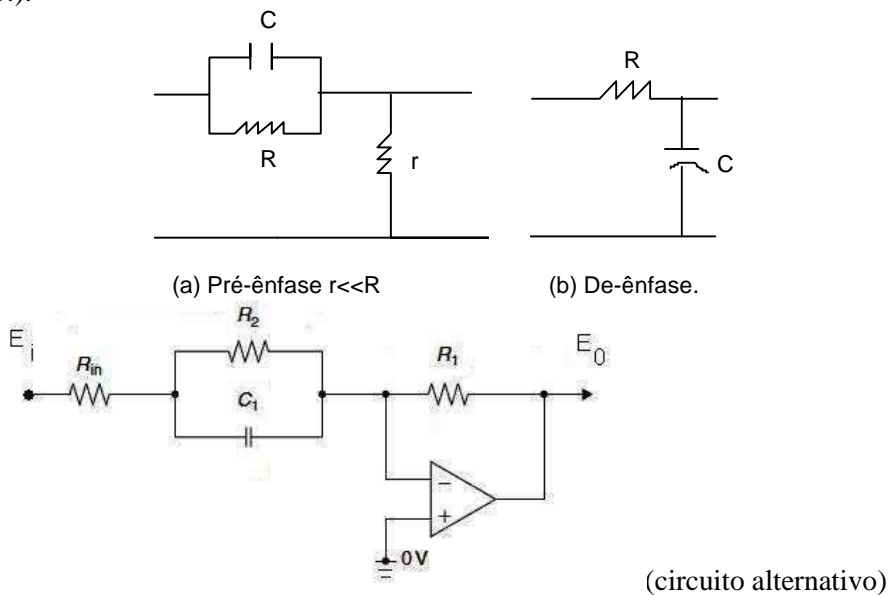


Figura 5.78 - Circuitos comerciais FM para pré-ênfase / de-ênfase.

As funções de transferência dos dois filtros são respectivamente:

$$H_D(w) = \frac{1}{1 + j \frac{w}{w_1}}, \text{ com } w_1 = \frac{1}{RC}, \text{ e } H_p(w) = \frac{r}{r + \frac{1}{\frac{1}{R} + jwC}} = \frac{\frac{r}{R}(1 + jwRC)}{\frac{r}{R}(1 + jwRC) + 1}$$

Como é feita uma escolha $r \ll R$, então:

$$H_p(w) \approx \frac{r}{R} \frac{1 + j \frac{w}{w_1}}{1 + j \frac{w}{w_2}}, \text{ com } w_1 = \frac{1}{RC} \text{ e } w_2 = \frac{1}{rC}.$$

Tipicamente, $f_1 = 2,1$ kHz e $f_2 > 30$ kHz ($r \ll R \Rightarrow w_1 \ll w_2$). Valores típicos são 2,122 kHz e $RC = 75 \mu\text{seg}$.

Dentro da faixa de áudio (30 Hz-20 kHz) têm-se $H_p(w) \approx \frac{r}{R} (1 + j \frac{w}{w_1})$. Desta forma, o

produto das funções de transferência $H_p(w) \cdot H_D(w) \approx K = \frac{r}{R}$ é aproximadamente constante. (Na verdade, o circuito de-ênfase é exatamente um equalizador da rede de pré-ênfase). As curvas de atenuação (diagramas de Bode) para os dois filtros são facilmente esboçadas, examinando as respectivas assíntotas.

a) Para a rede de de-ênfase:

$$\frac{|H_D(w)|}{|H_D(0)|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2}}.$$

$$\text{Então } \left. \frac{|H_D(w)|}{|H_D(0)|} \right|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2}} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2}.$$

$$\left. \frac{|H_D(w)|}{|H_D(0)|} \right|_{dB} \approx \begin{cases} 0 & \text{se } w \ll w_1 \\ -20 \log \frac{w}{w_1} & \text{se } w \gg w_1 \end{cases}.$$

b) Para a rede de pré-ênfase (fator r/R a parte):

$$\frac{|H_p(w)|}{|H_p(0)|} = \frac{\left|1 + j \frac{w}{w_1}\right|}{\left|1 + j \frac{w}{w_2}\right|},$$

$$\text{ou seja, } \left. \frac{|H_p(w)|}{|H_p(0)|} \right|_{dB} = 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_2}\right)^2}.$$

Portanto, as três assíntotas observadas são:

$$\left. \frac{|H_D(w)|}{|H_D(0)|} \right|_{dB} \approx \begin{cases} 0 & \text{se } w \ll w_1 \ll w_2 \\ 20 \log \frac{w}{w_1} & \text{se } w_1 \ll w \ll w_2 \\ 20 \log \frac{w_2}{w_1} & \text{se } w \gg w_2 \gg w_1 \end{cases}.$$

As curvas assíntotas do módulo da função de transferência (em dB) mostradas na figura a seguir (escala log-log). Deve ser lembrado que filtros passivos não fornecem ganhos!

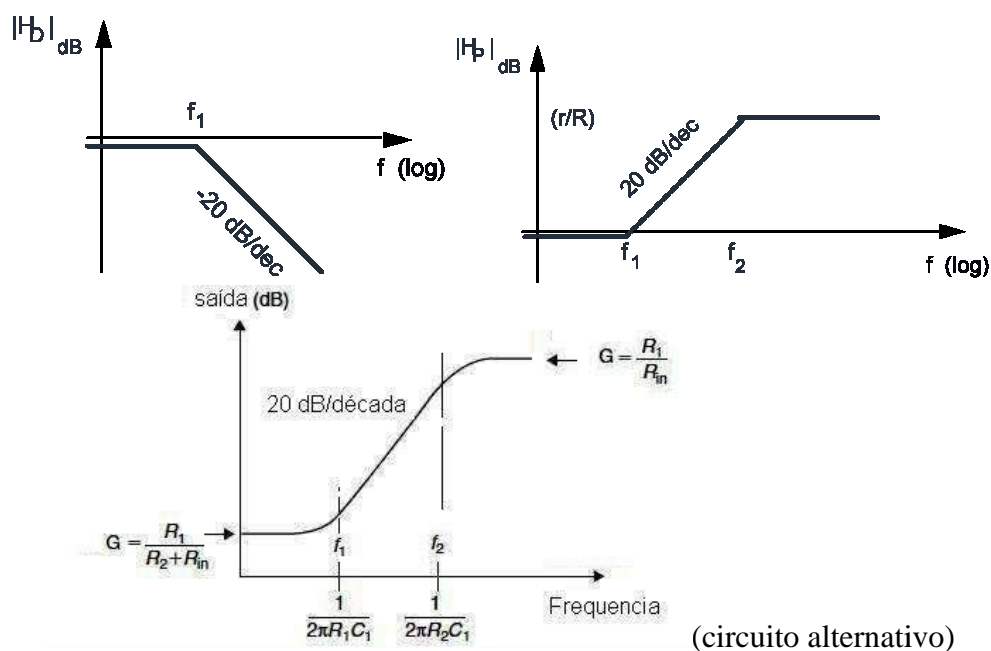


Figura 5.79- Curvas de Bode dos filtros de pré / de-ênfase.

Tipicamente, em sistemas comerciais FM, o uso de pré-ênfase conduz a uma melhoria de relação sinal-ruído (SNR) cerca de

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM} \approx \frac{3\beta^2}{D} \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM},$$

em que D vale tipicamente $1/37,5$, uma melhoria de 16 dB ($\times 40$) à custa de um simples RC !

A melhoria na relação sinal/ruído proporcionada em FM é enorme, à custa de um simples filtro passa-baixa RC em cada receptor. Teoricamente, esta técnica poderia ser usada em sistemas de Modulação em Amplitude ou até em telefones convencionais. Entretanto, em AM a melhoria obtida no desempenho é substancialmente menor que em FM, além de exigir modificação nos receptores já existentes [SCHW 1979].

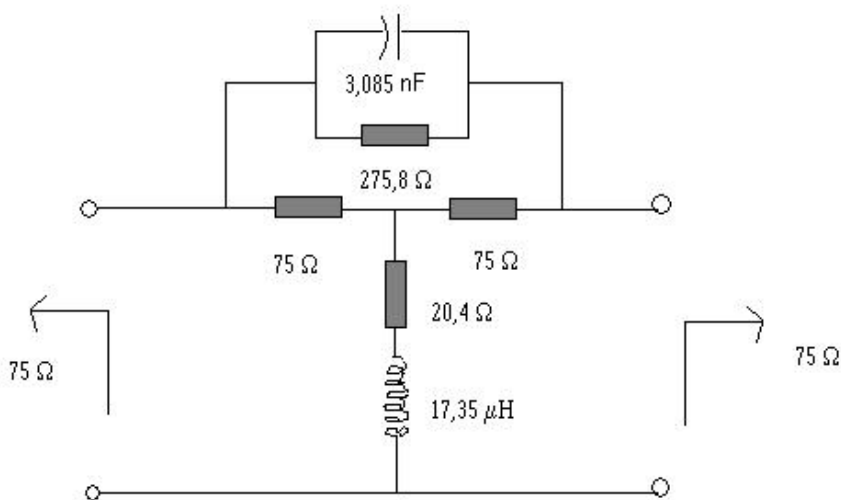


Figura 5.80 - Circuito de pré-ênfase (Dolby) para televisão.

A pré-acentuação é usada em diversos sistemas, em particular, na Telefonia Celular AMPS analógica adotada no Brasil. Nos telefones celulares, a pré-ênfase é implementada através de um filtro com 6 dB/oitava na faixa de 300 a 3000 Hz.

Esta estratégia é usada sempre que algumas frequências do sinal de áudio são mais sensíveis a alterações devido ao ruído. Seu uso resulta essencialmente em uma melhoria na SNR para agudos. Esta técnica é muito difundida nas gravações de fitas magnéticas para suprimir os efeitos do ruído (chiado). Isto é referido como Sistema Dolby de gravação. Tratamento diferenciado para diversas faixas de frequência foram propostos em diversas variantes de Dolby (e.g. Dolby A, B, C, S etc.) como métodos de melhoria de SNR em gravações profissionais banda larga [HOOD 1995].

Por exemplo, o Dolby A opera independentemente em quatro diferentes bandas de frequência do espectro de áudio, a saber:

Banda 1	80 Hz LPF
Banda 2	80 Hz-300 kHz
Banda 3	3 kHz HPF
Banda 4	9 kHz HPF.

A técnica Dolby é aplicável sempre que houver contaminações indesejáveis que atuem predominantemente em certos trechos da banda de um sinal [DOL 1967]. Por exemplo, em gravações magnéticas, o ruído de superfície em alta frequência pode ser desenfaturada durante a reprodução (*playback*). Experimente ouvir gravações de cassetes muito antigas: o conteúdo de altas frequências (agudos) é bastante afetado.

5.10 Sistema FM Estereofônico

Na radiodifusão comercial FM, a transmissão monofônica foi largamente usada no passado. Um sinal de áudio em banda base é transmitido do estúdio aos receptores distantes através da modulação FM. No sistema estéreo, dois sinais são transmitidos para os receptores, onde são aplicados em dois alto-falantes fisicamente separados. O emprego comercial do sistema estéreo iniciou-se na década de 60 e o sistema adotado é compatível. Isto significa que em uma transmissão de radiodifusão estereofônica, um receptor padrão mono deve ser capaz de receber e reproduzir corretamente a versão monofônica da transmissão.

Os dois sinais de áudio gerados no estúdio $L(t)$ e $R(t)$, correspondendo respectivamente ao canal esquerdo e direito. Para que a transmissão seja compatível com mono, faz-se necessário alocar o sinal $L(t)+R(t)$ na faixa 30 Hz a 15 kHz (versão monofônica). Optou-se por transmitir os sinais L e R somados e subtraídos, gerando $[L(t)+R(t)]$ e $[L(t)-R(t)]$, ambos banda limitada na faixa de áudio. Usa-se uma matriz de Hadamard 2×2 para gerar os sinais:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} L(t) \\ R(t) \end{pmatrix}.$$

O sinal $L-R$ é multiplexado FDM, sendo modulado em AM-SC na frequência 38 kHz. Isto exige uma detecção síncrona no receptor, daí por que se decidiu pela transmissão de uma portadora piloto (baixa potência) para auxiliar na demodulação, implementada com uma *detecção homodina*.

Ao invés de 38 kHz para a piloto, o oscilador fornece uma portadora em 19 kHz para facilitar a filtragem no receptor (aqui não há os 600 Hz de folga como em SSB!).

O sinal estéreo em banda base (antes da modulação FM) é:

$$[L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)] \cos 2\pi 38kt + K \cos 2\pi 19kt,$$

cujo espectro é mostrado na Fig. 5.81.

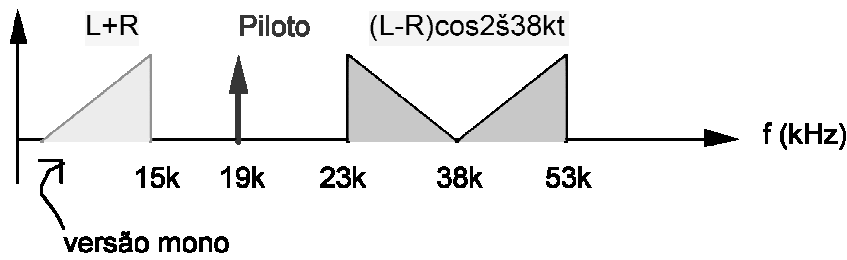


Figura 5.81 - Espectro típico para FM estéreo (representação simplificada em gravata borboleta).

Um diagrama para a geração do sinal estereofônico é mostrado a seguir. O sinal do oscilador piloto é aplicado a um dobrador de frequência (multiplicador $\times 2$) obtendo uma portadora em 38 kHz, que é usada no modulador balanceado para gerar parte do sinal.

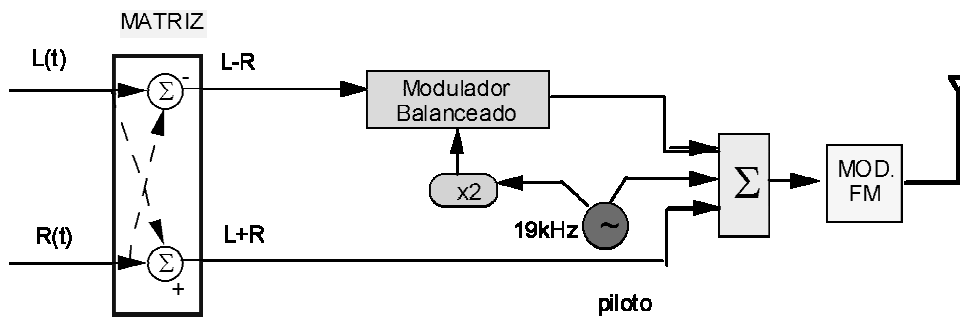


Figura 5.82 - Diagrama da geração do sinal estéreo.

A operação do receptor é facilmente entendida com o auxílio do diagrama (Fig. 5.83). O sinal $L+R$ é separado com LPF e o sinal $L-R$ é obtido através de uma detecção homodina. Observa-se no espectro por que a subportadora em 38 kHz não é transmitida diretamente: Ela não seria facilmente separável com filtragem. A saída do filtro banda estreita é utilizada para acionar o **LED STEREO**, que acende apenas quando o tom piloto está na faixa do filtro (19 kHz). Nesta circunstância, a detecção síncrona acontece praticamente sem nenhum erro de frequência.

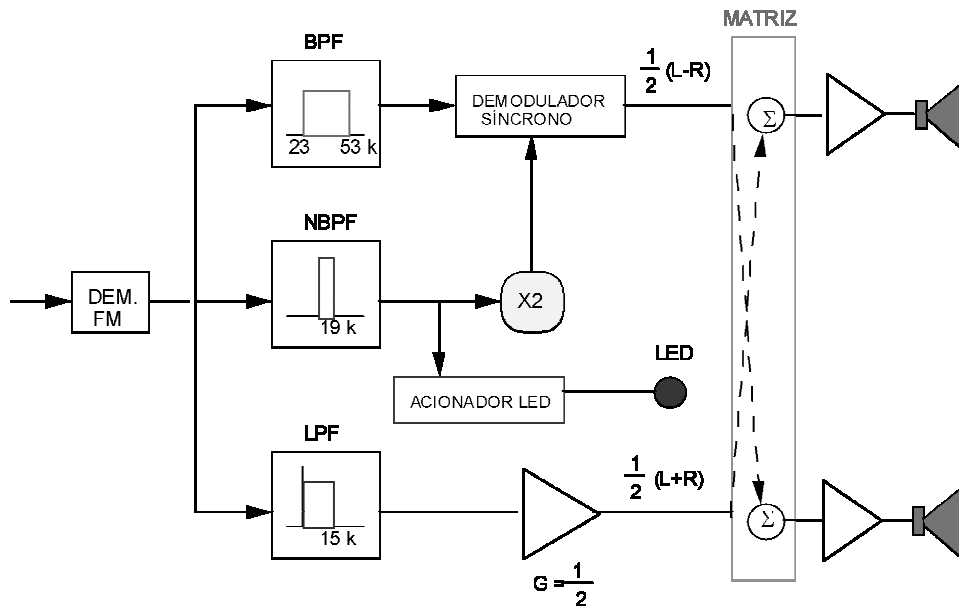


Figura 5.83 - Esquema do decodificador FM estéreo.

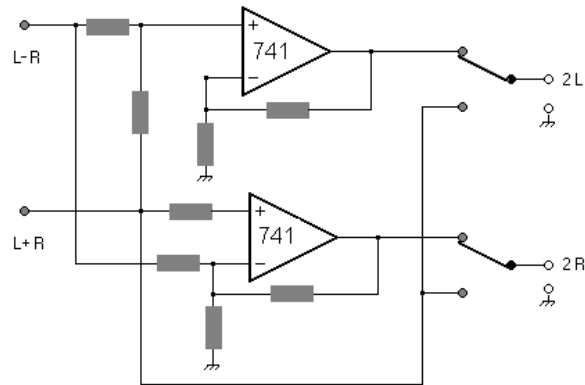


Figura 5.84 - Recuperação dos dois canais na saída do decodificador (implementação da matriz).

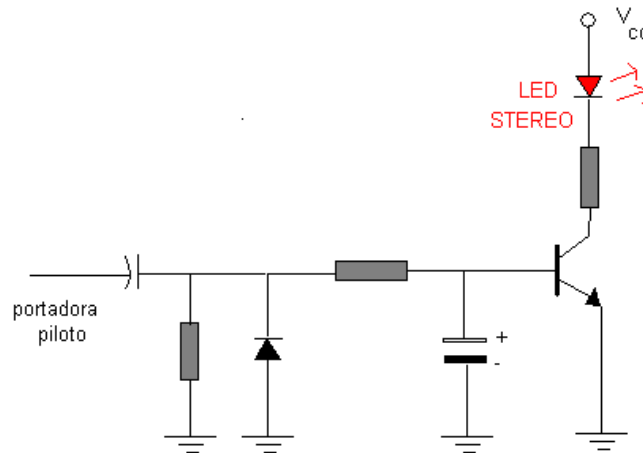


Figura 5.85 - Indicador de estéreo com LED: circuito acionador para retificação de pico da piloto via diodo.

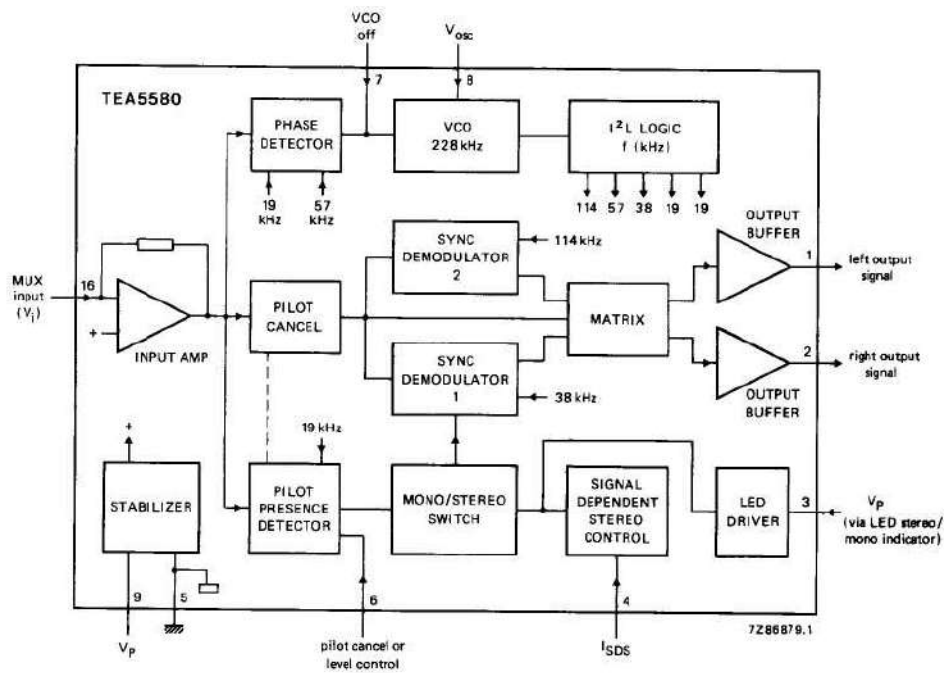


Figura 5.86 - Exemplo de decodificador estereofônico em chip: TEA5580 (Philips).

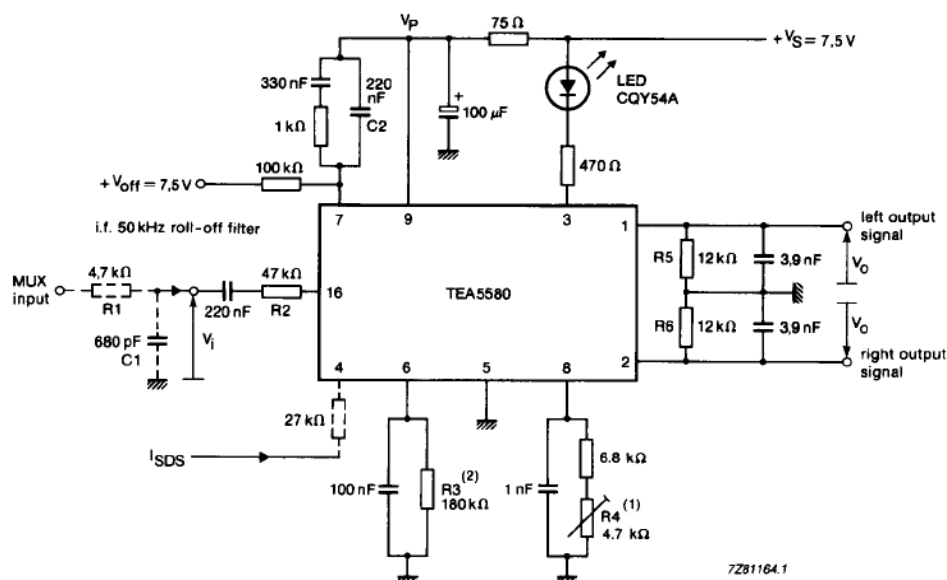


Figura 5.87 - Aplicação de *chip* decodificador estéreo em autorádio.

A codificação/decodificação estéreo foi aproveitada na teledifusão para incluir a possibilidade de SAP, uma opção que permite transmitir o áudio em duas línguas (local e estrangeira), se o receptor tem som estéreo. O diagrama completo de um receptor FM estereofônico (superheteródino) é mostrado na figura a seguir. Os detalhes do decodificador são mostrados na figura anterior. A de-ênfase atua nos sinais ($L-R$) e ($L+R$), internamente no circuito do decodificador.

SAP e Transmissão SCA (*Subsidiary Comm. Authorized*)

Atualmente, a transmissão do sinal de áudio para TV se faz com frequência usando FM estéreo. Como um bônus da recepção estereofônica FM, a maioria dos aparelhos de TV passaram agora a oferecer a opção **Mono/Stereo/SAP** (normalmente acessível por funções de programação no Menu – via controle remoto). A noção usada na transmissão em FM estéreo pode proporcionar um canal adicional secundário SAP (*Secondary Audio Program*) para transmitir o canal principal de áudio e um canal áudio em uma segunda linguagem (e.g. opção para ouvir o filme em Português ou língua estrangeira). Obviamente, os requisitos de compatibilidade com os TVs mono são mantidos. Normalmente nas transmissões STEREO ou SAP há uma indicação que aparece no canto da tela durante a exibição do filme. Na recepção estéreo, o sistema apresenta tipicamente uma resposta de frequência de 20 Hz a 15 kHz, ± 1 dB; enquanto que na recepção SAP, a resposta usualmente é de 50 Hz a 9,5 kHz, ± 1 dB. Já existem disponíveis comercialmente equipamentos que podem ser acoplados externamente a uma televisão de modo a introduzir as facilidades “estéreo e SAP”.

SAP é uma sigla de **Second[ary] Audio Program[ming]** (segundo programa de áudio), um canal mono de áudio transmitido simultaneamente na programação de um canal de televisão. Seu objetivo principal é criar uma opção a mais de áudio para o espectador. A subportadora SAP é alocada em 78,670 kHz, escolhida com 5 vezes o tom piloto indicador de estereofonia no sistema NTSC, em 15.734 kHz. Esta por sua vez é sincronizada com a frequência do horizontal de vídeo. O áudio SAP vai de 60 Hz a quase 10 kHz, inferior a um canal de áudio padrão.

O sistema adotado em TV é o MTS/SAP (*multichannel television sound*), que mesmo contendo FM estereofônico, é um pouco diferente do padrão FM de radiodifusão. A piloto e a portadora suprimida do DSB-SC para o canal L-R não são idênticas ao caso FM estéreo: piloto em $f_H=15.735$ Hz ao invés de 19 kHz e dobrador de frequência (multiplicador $\times 2$) $2f_H=31,468$ kHz ao

invés de 38 kHz. A razão é usar a frequência do horizontal do sinal de TV como piloto para indicação da presença de estéreo. A portadora SAP ocorre em $5f_H=78,671$ kHz (cinco vezes a frequência do horizontal), sinal mono de menor qualidade (não é HI-FI), modulado em FM, com desvio de frequência menor.

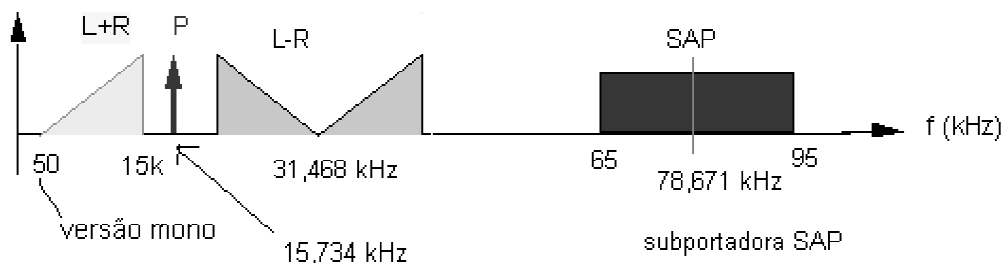


Figura 5.88 - Sistema MTS com SAP. 1 sinal de vídeo e até 3 canais de áudio (Estéreo esquerdo, Estéreo Direito e SAP).

Estações FM podem também transmitir outro sinal referido como SCA (*Subsidiary Comm. Authorized*). As transmissões no SCA são destinadas a assinantes especiais, não admitem propagandas, e oferecem fundo musical para ambientes comerciais [SHAN 1985]. Os sinais correspondentes a uma transmissão SCA associada a um sinal FM estereofônico são alocados na faixa 59 kHz a 75 kHz (vide espectro Fig. 5.89). O desvio máximo de frequência é mantido inferior aos 75 kHz, como nos casos FM mono e FM estéreo. O máximo desvio permitido para cada sinal agindo isoladamente é mostrado na tabela a seguir.

Tabela V.3 - Sistema SCA para transmissão de música ambiente.

Estéreo + SCA	
$L\pm R$	80%
Piloto	10%
SCA	10%

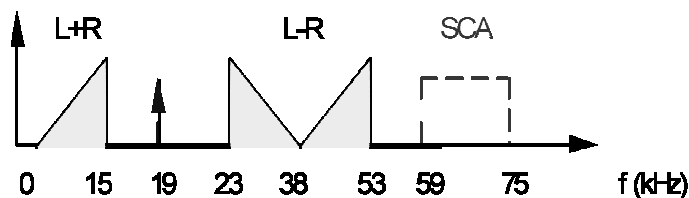


Figura 5.89 - Sistema SCA para transmissão de música ambiente em rádios FM.

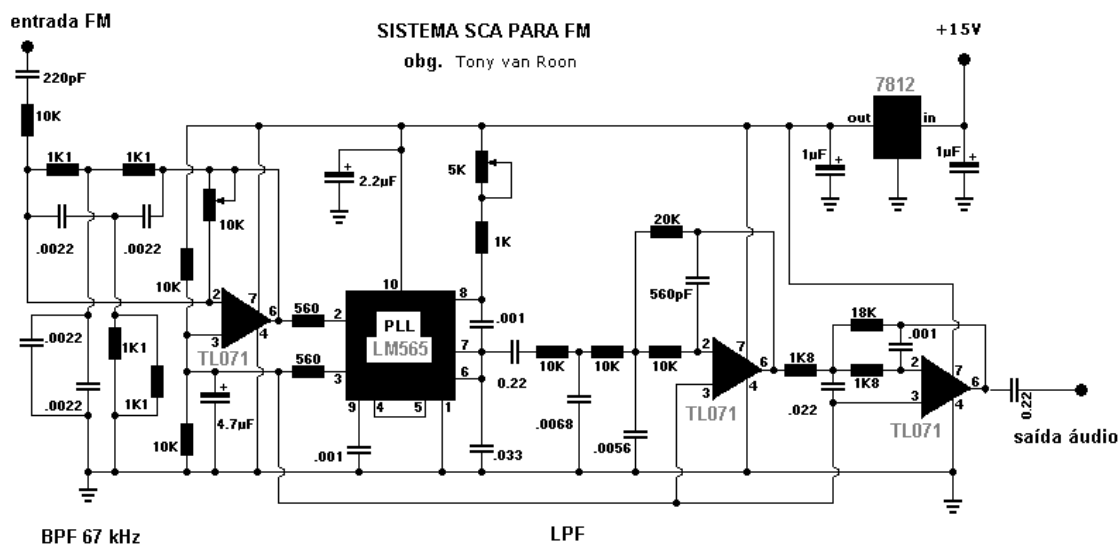


Figura 5.90 – esquema de SCA, com PLL.

Atualmente, a maioria das implementações de receptores FM estéreo são em CIs, como o **MC 1310** FM estéreo com detecção PLL, o **TDA 1592 T** (decodificador estéreo PLL com supressor de interferência e ruído), o **TEA 5580** (decodificador estéreo PLL para auto-rádios, portáteis e "midi-system") ou o **TEA 5711 (T)** com recepção integrada AM/FM estéreo com decodificador, por exemplo. Eles podem também incorporar o "soft-mute", que elimina os ruídos audíveis quando o sinal detectado situa-se abaixo de um valor crítico, e.g., 3 μV . Isto é particularmente útil no processo de sintonia, quando o usuário deseja mudar de estação, pois nenhum chiado será captado entre as duas estações. Como o FM estéreo é mais ruidoso que o FM monofônico, os decodificadores FM sofisticados incluem facilidades como o chaveamento automático de função estéreo para mono, quando a intensidade do sinal captado for muito fraca, e.g., 30 μV .

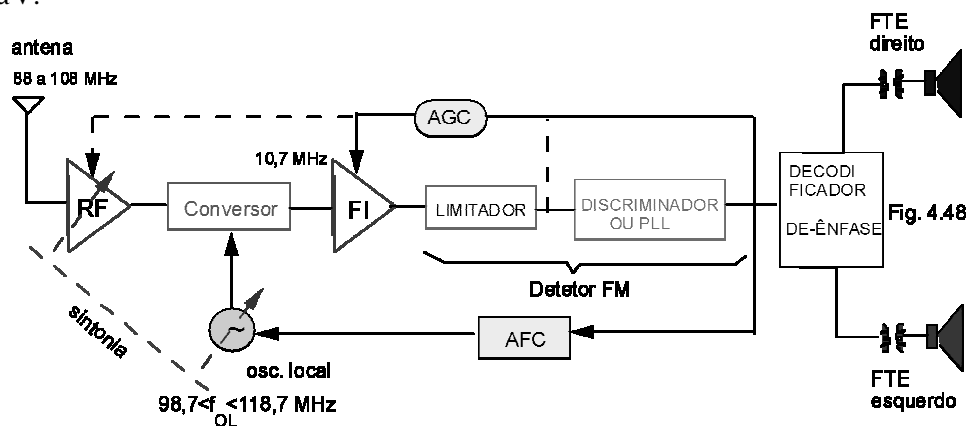


Figura 5.91 - Diagrama de um receptor FM estéreo.

O receptor é superheteródino e utiliza uma FI de 10,7 MHz. A saída do detector FM contém um termo proporcional à frequência de FI. Utilizando este sinal, o controle automático de frequência AFC mantém fixa a frequência da portadora transladada para FI, corrigindo a deriva (*drift*) do oscilador local. A de-ênfase é realizada no decodificador, com dois circuitos idênticos: um para o sinal L-R outro para L+R. Implementações podem ser feitas através de CI disponíveis (TDA 7010 rádio FM mono; e TDA 7021 rádio FM estéreo-mono).

Com relação ao desempenho, pode ser mostrado [TAUB&SCH 1989] que o sistema FM estéreo é muito mais ruidoso que o FM monofônico. No entanto, esta desvantagem é tolerada devido aos altos níveis de potência empregados nas estações comerciais. Além disso, adota-se usualmente o chaveamento automático estéreo-mono.

Outra característica importante da transmissão estereofônica, conhecida como **Intervalamento**, é explicada a seguir. A limitação relativa ao desvio máximo de frequência em $\Delta f=75$ kHz também é aplicada ao sistema FM estéreo. Isto significa que o valor da amplitude de pico do sinal modulador é limitada, pois $\Delta f=K_f A_m$.

As excursões de pico dos sinais mono e estéreo devem ser estudadas. Aparentemente o valor de pico do sinal estéreo (inicialmente sem considerar a piloto) $[L+R] + [L-R].\cos 2\pi 38kt$ é superior ao valor de pico do sinal mono $[L+R]$. Entretanto, a adição do sinal $(L-R).\cos 2\pi 38kt$ praticamente não modifica a excursão de pico.

Os sinais de áudio dos canais direito e esquerdo são limitados em amplitude: $|L(t)| \leq M_L$ e $|R(t)| \leq M_R$. Muito embora os sinais L e R sejam diferentes, elas normalmente são da mesma natureza, de modo que os níveis dos sinais nas saídas dos dois microfones são da mesma ordem de grandeza. Logo $M_L \approx M_R$. Aproximando-se o valor de pico de ambos os canais por M , tem-se:

$$|L(t)| \leq M_L \approx M \text{ e } |R(t)| \leq M_R \approx M.$$

Desta forma, podem ser obtidas as seguintes aproximações para as excursões de pico M_1 e M_2 dos sinais mono e estéreo:

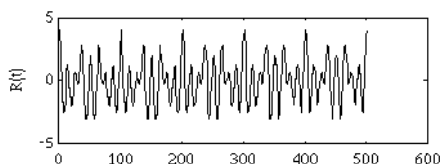
$$\begin{aligned} [L(t) + R(t)] &\leq M_1 \approx 2M, && \text{mono} \\ [L(t)+R(t)] + [L(t)-R(t)].\cos 2\pi 38kt &\leq M_2 \approx 2M, && \text{estéreo.} \end{aligned}$$

Isto significa que, excluindo-se a portadora piloto, as excursões de pico dos sinais mono e estéreo são praticamente idênticas. Daí resultarem no mesmo desvio de frequência. A adição do tom piloto torna necessária a redução do nível do sinal de som modulador, de modo que o desvio não ultrapasse 75 kHz. O nível da portadora piloto é escolhido de forma que a perda no nível do sinal de áudio seja inferior a 1 dB. Os valores são reajustados quando a transmissão inclui SCA. A seguir se ilustra um exemplo para mostrar o intervalamento.

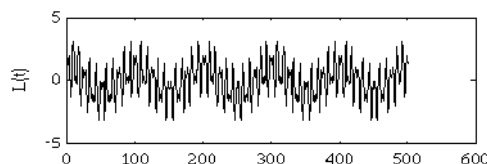
COMPOSIÇÃO DO SINAL ESTEREOFÔNICO EM BANDA BÁSICA

escala tempo (10^{-4} seg), máximo 50 ms
 canal **Right** tons 300 Hz, 600 Hz e 800 Hz
 canal **Left** tons 1 kHz, 1,2 kHz e 2 kHz

$$R(t)=1\cos(2300t)+1.2\cos(2600t)+1.8\cos(2800t) \quad L(t)=1\cos(21kt)+1.4\cos(21.2kt)-1.1\cos(22kt)$$



$L(t)+R(t)$



$L(t)-R(t)$

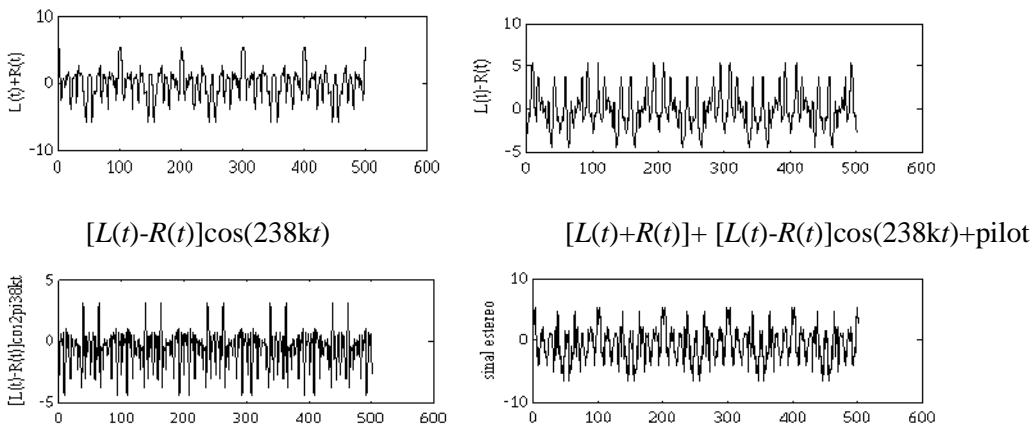


Figura 5.92 – Intervalamento no sistema estereofônico FM.

```

t=0:0.0001:0.05;
R=sin(2*pi*300*t)+1.2*cos(2*pi*600*t)+1.8*cos(2*pi*800*t);
plot(R);
ylabel('R(t)');
L=cos(2*pi*100*t)+1.8*cos(2*pi*1200*t)-1.1*cos(2*pi*2000*t);
plot(L);
ylabel('L(t)');
LPR=L+R;
plot(LPR);
ylabel('L(t)+R(t)');
LMR=L-R;
ylabel('L(t)-R(t)');
pilot=0.01*cos(2*pi*19000*t);
ylabel('pilot 19kHz');
port=cos(2*pi*38000*t);
LMRport=LMR.*port;
plot(LMRport);
ylabel('[L(t)-R(t)]cos2pi38kt');
stereo=LPR+LMRport+pilot;
plot(stereo);
ylabel('sinal stereo');
    
```

Efeito Limiar em FM

Exercício 22. A modulação FM tipicamente apresenta um desempenho bem superior à AM. A despeito deste livro não contemplar nenhuma análise de desempenho em presença de ruído (crucial para um entendimento rigoroso), pode ser mostrado que, relativamente à AM, a relação sinal-ruído S/N pode ser expressa por (TAU&SCHI 1976):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{FM} = \frac{\frac{3}{2}\beta^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i}{1 + \frac{2\beta}{\pi} \left(\frac{S}{N}\right)_i \exp\left(-\frac{3}{2(\beta+2)}\right)}$$

Mostre que se a relação sinal-ruído é suficientemente grande, então

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{FM} \approx \frac{3}{2}\beta^2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{9}{2}\beta^2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{AM}$$

Solução. Se $\left(\frac{S}{N}\right)_i \gg 2(\beta + 1)$ o denominador pode ser aproximado pela unidade e o desempenho de FM torna-se “melhor” que aquele de AM quando $\beta > 1$ (possível transição NB para WB). Por exemplo, $\beta = 20$ garante um desempenho quase equivalente a aquele de uma estação AM com uma potência 112,5 vezes maior (100 W em FM é como se fosse mais do que 10 kW em AM!). Entretanto, quando a S/N deteriora, o segundo termo do denominador “não é mais desprezível” e há uma forte e rápida degradação de desempenho. Este efeito pode ser bem visualizado nas curvas mostradas. Há um ponto “crítico” aquém do qual o desempenho de FM degrada rapidamente: isto é referido como efeito limiar em FM. Escutando uma estação WBFM, ou o desempenho é bom (garantindo boa qualidade auditiva) ou abruptamente a estação degrada e o monitoramento do AGC desliga a estação. Ela não fica gradativamente mais ruidosa, cada vez pior, como ocorre tipicamente em estações AM, em que se ouve uma chiadeira cada vez pior.

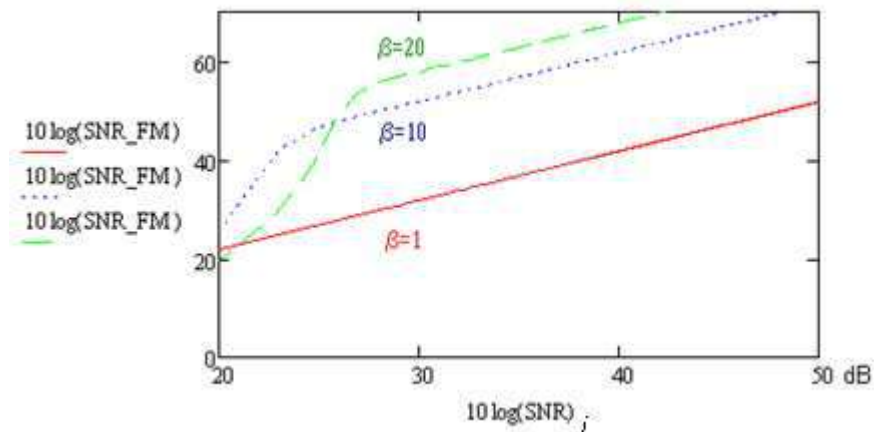


Figura 5.93- Efeito de limiar em FM para diversos valores de índice de modulação.

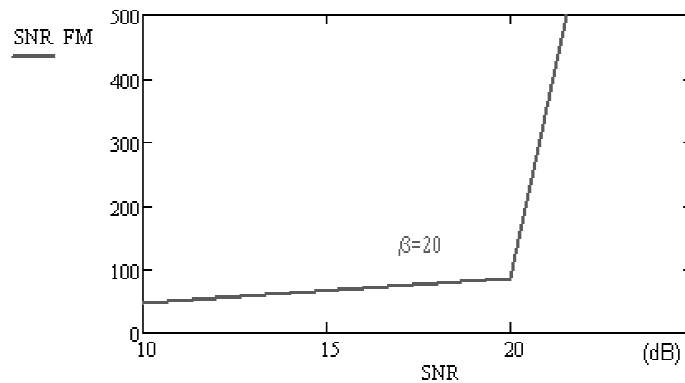


Figura 5.94- Efeito destacado pela curva sem uso de dB.

QSound e 5.1

Além do Sistema Estereofônico, outros sistemas são adotados no intuito de proporcionar uma escuta mais espacial, agradável e realística. O Sistema Quadrifônico usa quatro saídas para alto-falantes distintos, proporcionando uma melhoria com relação ao estéreo convencional. Mais recentemente, foi inventado um processo chamado **QSound** que produz um som tridimensional (**Danny Lowe, John Lees**, Engenheiros de som). Diferentemente do som estéreo no qual dois diferentes sinais provêm de alto-falantes distintos, o QSound vem de todas as direções (360°).

O ano 1991 marca o início de álbuns gravados em Qsound com Sting (*The soul cages*) e Madonna (*The Imaculate Collection*). Este sistema não requer equipamentos especiais, somente um sistema estéreo convencional e um CD gravado QSound, além de um posicionamento especial das caixas acústicas e do ouvinte, especificada na figura a seguir.

FTE representam caixas acústicas e M é o ponto intermediário. A distância d entre o FTE e a parede lateral deve ser superior a 3 pés. A distância OM não deve ser inferior a $LM=MR$.

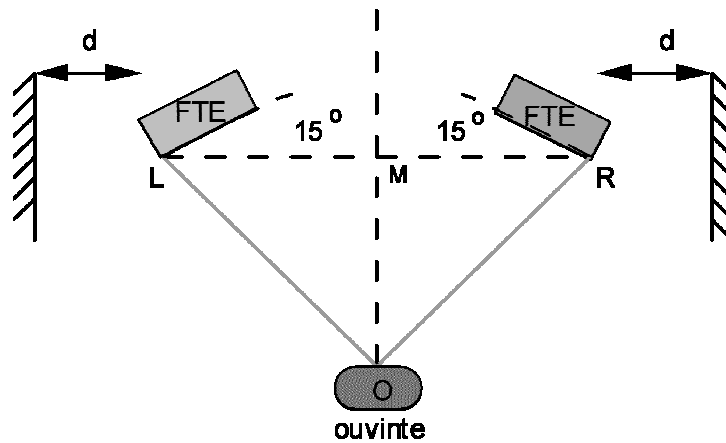


Figura 5.95 - Configuração espacial para o Sistema QSound.

No caso da tecnologia digital, novos sistemas adotam com frequência o padrão 5.1 (*Home theater*).

5.1 – É o sistema de áudio que constitui presentemente o padrão mais usado em vídeo, música e TV digital. O formato emprega três alto-falantes na cabeceira e dois alto-falantes estéreos na traseira, junto a um *subwoofer*. O .1 refere-se ao sexto canal chamado LFE que é enviado ao *subwoofer*.

Noções sobre RADAR

Exercício 23. *Teoria Simplificada para Sistemas de Radar* (Uma aplicação de Modulação Angular).

Num sistema de Radar rudimentar, porém típico, uma mesma antena é utilizada para emitir um pulso senoidal (SHF) potente e para recebê-lo, após a reflexão no obstáculo. O receptor detecta e amplifica os pulsos de eco refletidos por objetos "iluminados" pela antena. A velocidade de propagação da Onda Eletromagnética (OEM) senoidal, tanto no percurso de ida quando no de reflexão, é a velocidade da luz. A figura a seguir ilustra o sistema.

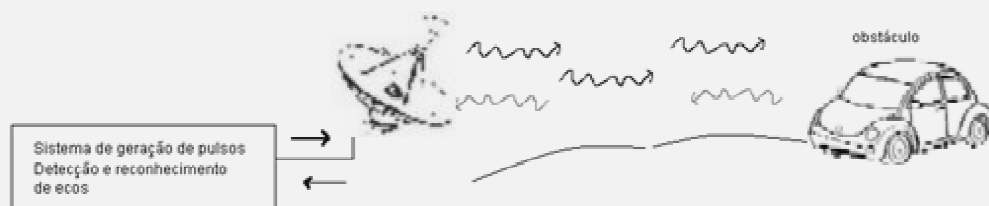


Figura 5.96 - Sistema de Radar: antena emissora e receptora de pulso SHF e obstáculo.

Solução. O sinal refletido sofre um retardo no tempo devido ao percurso de ida-e-volta (antena-objeto-antena). Sendo $\rho(t)$ a distância da antena ao obstáculo - que pode não ser constante quando o objeto está em movimento, o pulso recebido sofre um retardo expresso por $2\rho(t)/c$ seg, em que c é a velocidade da luz.

Assim,

$$S_{TX}(t) = \cos w_0 t \text{ e } S_{RX}(t) = \alpha \cdot \cos \left(w_0 \left(t - \frac{2\rho(t)}{c} \right) \right).$$

Aqui w_0 denota a frequência do pulso senoidal irradiado e α denota a atenuação do sinal, medida no "front-end" do receptor, usualmente muito grande (i.e., $\alpha \ll 1$, pois o obstáculo usualmente não reflete eficientemente a OEM). Alguns casos simples podem ser considerados:

1) Objeto estático.

Neste caso $\rho(t) = \rho_0 =$ distância alvo-antena. O retardo no tempo mede a distância ao alvo.

2) Objeto em movimento.

Assuma que a distância variante no tempo pode ser representada em série de MacLaurin (para isto, basta alguma regularidade, comum em muitas aplicações).

$$\rho(t) = \rho_0 + \dot{\rho}_0 t + \frac{1}{2!} \ddot{\rho}_0 t^2 + \dots$$

ρ_0 denota o alcance nominal; $\dot{\rho}_0$ denota a velocidade do móvel; $\ddot{\rho}_0$ a aceleração etc.

Um caso de particular interesse é aquele de um móvel com velocidade praticamente constante. Neste caso, o sinal recebido pode ser aproximado por:

$$S_{RX}(t) = \alpha \cdot \cos \left[\left(w_0 - \frac{2w_0 \dot{\rho}}{c} \right) t - \frac{2w_0 \rho_0}{c} \right].$$

A frequência do sinal recebido difere da frequência do sinal transmitido pela "frequência Doppler", expressa por:

$$w_{doppler} = - \frac{2w_0 \dot{\rho}}{c} \text{ rad /seg.}$$

O retardo no tempo ainda pode ser usado para estimar o alcance do alvo e a velocidade relativa do móvel (em relação à antena) é estimada através da *frequência Doppler*. Quando o movimento do alvo é bem mais complexo, uma modulação angular mais sofisticada deve ser utilizada para modelar o sinal recebido. Na prática, há vários outros problemas: O sinal recebido é fraco e ruidoso; as condições variam com o tempo; uma análise de Fourier tempo-frequência muitas vezes é requerida. Entretanto, a idéia aqui é tão somente descrever o princípio básico do sistema.

5.11 Noções Sobre Comunicações Celulares

A telefonia convencional (fixa) associa o telefone com o "local de instalação" e não ao "assinante", o que constitui em uma enorme desvantagem e uma menor disponibilidade no oferecimento de serviços. A tendência para o futuro é estabelecer uma telefonia pessoal (na verdade, *comunicação pessoal*, também envolvendo dados, etc.), na qual o assinante pode acessar os serviços - chamada e recebimento de chamadas - aonde quer que esteja. Apenas para fornecer um indicador do desenvolvimento destes sistemas no Brasil, dos 15.000.000 de terminais instalados (1995), cerca de 10% são celulares e a taxa de crescimento da ordem de 2.500% ao ano! (Dados Telebrás). O avanço dos acessos celulares instalados no Brasil fornece uma indicação do potencial desta técnica (www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalInternet.do#):

Tabela V.4 – Evolução do número de aparelhos celulares no Brasil.

Ano	# de aparelhos	(densidade /100hab)
1990	667	
1991	6700	
1992	31726	
1993	191402	
1994	755224	
1995	1416500	
1996	2744549	
1997	4550175	
1998	7368218	
1999	15032698	
2000	23188171	
2001	28745769	
2002	34880964	20,3
2003	46373266	26,2
2004	65615314	36,6
2005	78947333	46,6
2006	99900000	53,2
2007	120900000	(63,6)
2008	150600000	(78,1)
2009	173900000	(90,5)
2010	202900000	(104,6)
2011	242200000	(123,9)

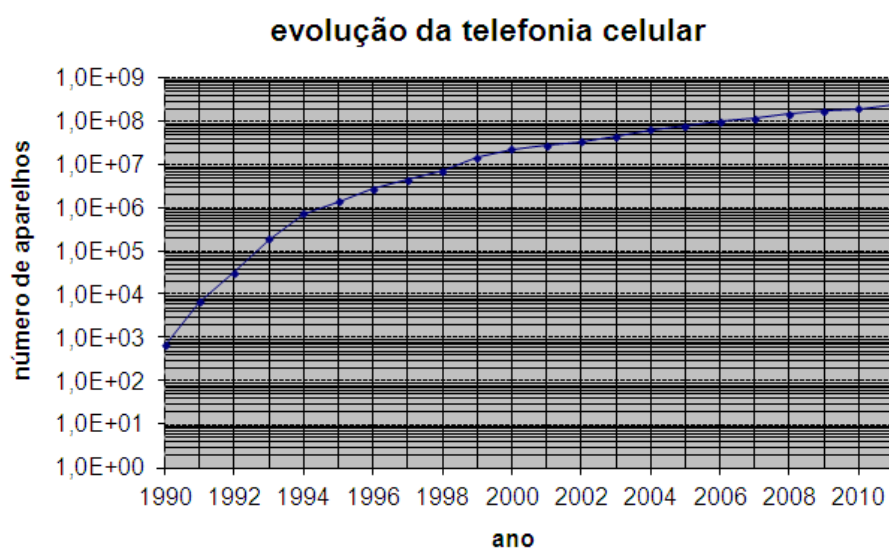


Figura 5.97 - Evolução da telefonia celular no Brasil. Número de aparelhos 1990-2011.

Os sistemas bip (*Paging Systems*) foram uma primeira contribuição na direção da telefonia pessoal, mas não permitem conversação, limitando-se apenas a emissão de um aviso (bip) instruindo a chamar um dado fone. Um passo intermediário entre o telefone fixo e o telefone pessoal é a telefonia móvel.

No contexto de telefonia móvel, os sistemas mais atrativos atualmente são os SISTEMAS DE TELEFONIA CELULAR. A comunicação celular foi iniciada e ainda hoje apresenta maior fator de utilização, nos países Nórdicos (Noruega, Suécia, Dinamarca, Finlândia etc.)

Vários problemas técnicos particularmente cruciais aparecem nas comunicações móveis: os efeitos do desvanecimento (tipicamente >40 dB!), efeito Doppler associado ao movimento veicular, entre outros. A idéia dos celulares, entretanto, é bastante antiga: curiosamente, já em 1947 há uma proposta de um sistema celular hexagonal para reuso de frequência, discutido em inúmeros memorandos internos da Bell [MILL 1984].

Diferentes sistemas de comunicação celular foram desenvolvidos, sendo os primeiros sistemas analógicos enquanto que os mais modernos empregam comunicação digital. A seguir, alguns dos padrões adotados no mundo.

**Tabela V.5 - Sistemas de comunicação celular:
Famílias Analógica e Digital.**

Padrão	Analógico	Digital
Americano	AMPS <i>Advanced Mobile Phone Service</i>	D-AMPS (ADC) <i>American Digital Cellular</i>
Europeu	TACS <i>Total Access Comm. System</i>	GSM <i>Global System for Mobile Comm.</i>
Japonês	HCMTS <i>Japanese Cellular System</i>	JDS

Diferentes faixas espectrais são alocadas para cada sistema, usualmente em UHF entre 824 e 960 MHz, com capacidades típicas em torno de 1.000 canais duplex para voz. Os sistemas convencionais de comunicação móvel empregam modulação FM na faixa de UHF com portadora única por canal (SCPC), embora alguns sistemas atualmente optem por espalhamento espectral. A potência das unidades portáteis é cerca de centenas de mW, tipicamente, 600 mW.

Um sistema de comunicação que usa radiodifusão irradia na frequência f com uma potência P_T através de uma antena de ganho G_T . Se o receptor encontra-se a uma distância d e emprega uma antena de ganho G_R , demonstra-se que a potência recebida é

$$\frac{P_R}{P_T} = G_R G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2.$$

O termo $L = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$ é a perda no espaço livre, que depende da frequência do enlace e da distância da comunicação. Usualmente se expressa:

$$L_{dB} = 32 + 20 \log f_{MHz} + 20 \log d_{km}.$$

Um sistema atrativo, com alta capacidade e eficiência espectral, é o AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) iniciado em 1979/1980 em Chicago USA contendo um total de 10 células. O AMPS emprega modulação FM com única portadora por canal (*Single Carrier per Channel - SCPC*) e a operação realiza-se em modo duplex, alocando em duas faixas espectrais distintas:

Direção de Transmissão: móveis ↔ células; 825 - 845 MHz,

Direção de Transmissão: células ↔ móveis; 870 - 890 MHz.

Cada banda espectral acima é dividida em canais banda estreita de 30 kHz/canal e a comunicação é efetivada por um par de canais por célula por ligação. Do total de 333 canais/sistema, 312 são canais de fonia e 21 são canais de controle. No Brasil, a banda B é parcialmente comprometida pelo **Sindacta** (vide Prob. 5.88). Vide também protocolo IS-41-B.

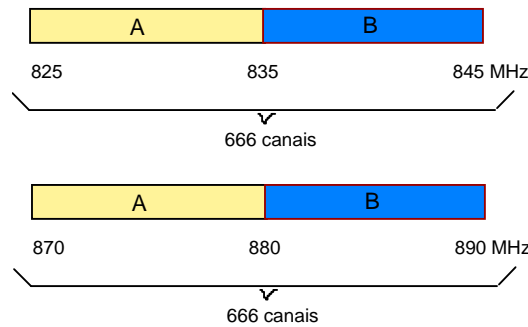


Figura 5.98 – Bandas em um sistema celular (antigo sistema AMPS).

Sendo o modulador do tipo FM, usa-se pré-ênfase no transmissor com 6 dB/oitava na faixa de 300 a 3000 Hz (vide Seção 5.9). O desvio máximo de frequência é limitado em 12 kHz para os canais de áudio. A tolerância em frequência exigida é de 1,5 ppm.

O primeiro sistema celular digital, proposto inicialmente como padrão Europeu, foi introduzido pelo "Groupe Spéciale Mobile" GSM, selecionando a modulação GMSK. A modulação MSK consiste de um sinal fase contínua CPM, correspondente a uma FM com índice de modulação 0,5; apresentando envelope constante (desejável devido ao desvanecimento), banda estreita (eficiência espectral) e possibilidade de detecção coerente. O GSM evoluiu e tornou-se posteriormente "Global System for Mobile Communication", um novo sistema celular (padronizado em todos os países da Europa e países Nórdicos). O novo sistema não é compatível com os sistemas analógicos existentes, alocando as faixas de 890-915 MHz (RX) e 935-960 MHz (TX), com banda de 200 kHz/canal e emprega acesso múltiplo digital TDMA.

Após a introdução do padrão GSM, o AMPS americano evoluiu para um sistema celular digital, também baseado em TDMA. O D-AMPS (*American Digital Celular*), entretanto foi introduzido com requisitos de compatibilidade com o AMPS, alocando faixas espectrais idênticas. O sistema exige o uso de telefones móveis duais, que operam em AMPS ou ADC. Com a evolução, espera-se um uso crescente do sistema digital. Para os sistemas digitais americanos, há o padrão telefone digital IS-54, usando também TDMA e modulação $\pi/4$ -QPSK. Já o Padrão IS-95 adota múltiplo acesso CDMA, além do padrão IS-136 que permite dobrar o número de usuários.

Conceitos Básicos

A comunicação celular divide a área de cobertura em regiões geográficas de dimensões e geometria (poligonal) bem definida, chamadas de células. Cada uma delas é servida por uma estação base de rádio, contendo uma antena e equipamento transceptor para contatar as unidades móveis que se encontram momentaneamente no interior da célula. Por razões econômicas, a configuração hexagonal tem sido a preferida. O sistema visa atender uma densidade variável de serviços (e.g. dependendo do horário e região) e pode combinar células de tamanho diferentes de acordo com a capacidade de usuários/km².

Inicialmente o sistema é dirigido a veículos e portáteis, apresentando adaptabilidade com a densidade de tráfego e larga capacidade de assinantes. A configuração adotada é uma função das condições de propagação do local, do número de estações/km², etc.

As unidades móveis circulam dentro da região de cobertura, podendo passar de uma célula a outra. Cada célula é servida por uma estação base que capta as emissões dos móveis encontrados na célula.

Há um procedimento para supervisão da relação sinal/ruído e/ou intensidade do sinal de RF. Quando a supervisão indica uma deterioração no canal de tráfego, então o móvel "não está bem situado" com relação à estação de base. O sistema providência então uma transferência da ligação para outra célula adjacente (*handoff*), a melhor para assumir a ligação.

Estrutura Celular

Os elementos básicos de um sistema de comunicação celular são as estações móveis (usuários), as estações de base alocadas com cobertura em cada célula, e um centro de controle e comutação móvel com CPA-T.

MS - estação móvel

RBS - estação base de rádio

MTSO - Central de comutação móvel.

Todas as estações de base **RBSs** são conectadas (via cabos) a uma central telefônica de comutação móvel **MTSO** que serve como roteadora e é interconectada à rede de telefonia fixa (i.e., a outras centrais fixas). Todas as estações de base são conectadas via cabo a uma central de comutação telefônica móvel **MTSO** tipo CPA-T que serve como centro de roteamento das chamadas. A ligação é a 4 fios, ligados em MUX PCM.

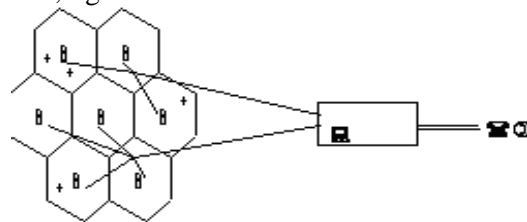


Figura 5.99 – Conexão RBS com a central MTSO.

A **MTSO** determina quando um telefone móvel deve ter o controle passado para a estação base de outra célula durante a comunicação (*handoff*). Isto é feito monitorando-se a intensidade do sinal recebido do móvel nas células adjacentes (efetuando então o *handoff* quando a estação de base de uma nova célula recebe um sinal mais forte). Este processo conduz a uma pequena interrupção (e.g., 0,05 s=50 ms), imperceptível para o usuário em comunicações de voz. Além da possibilidade da expansão da cobertura do serviço na medida em que há um crescimento da demanda nas áreas suburbanas, o sistema celular pode ser interligado a outros sistemas celulares de outras regiões geográficas adjacentes.

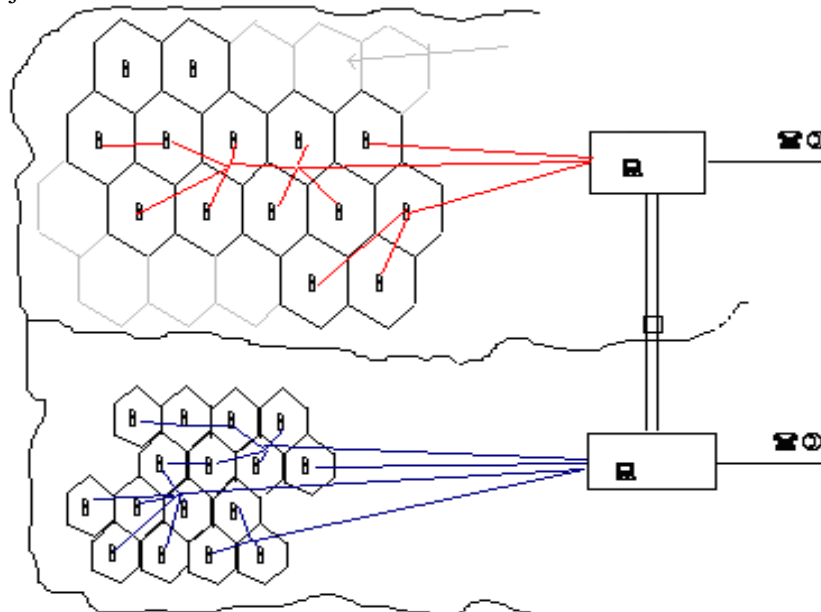


Figura 5.100 – Interligação de áreas suburbanas geograficamente separadas, com diferentes tráfegos telefônicos.

O método mais usado para partilhar a banda de frequências disponível nas comunicações celular é a *reutilização de frequências*. Uma alternativa é o espalhamento espectral. Cada estação de base provê a cobertura de somente uma célula alocando certo número de canais. Estes mesmos canais podem ser usados por outra célula distinta se elas estão separadas geograficamente de modo adequado. Esta realocação de canais causa uma interferência co-canal que deve ser mantida sob controle. O reuso de frequências é caracterizado pelo uso das mesmas frequências em dois arranjos de células distintas.

Quando as áreas suburbanas em torno dos centros metropolitanos crescem, mais hexágonos podem ser adicionados seguindo uma regra de reuso de frequências. Quando há aumento na densidade de usuários, as células são subdivididas em células menores.

As células são agrupadas (*cluster*) em um padrão de C células e o número de canais alocado por célula é $N_s = N_t / C$, em que N_t é o número total de canais disponível na banda de frequências e C é o tamanho do agrupamento (*cluster size*).

O número de células agrupados C é usualmente expresso por $C = (i+j)^2 - ij$, onde i, j são inteiros: 4,7,9,12,13,16,19,21,...; sendo os padrões ($i=1, j=2, C=7$) e ($i=1, j=4, C=21$) os mais empregados.

A distância média de reuso, D , é dada por $D/R = \sqrt{3C}$, em que R é o raio de uma célula e C o número de células por arranjo. A razão D/R determina a capacidade de tráfego e a qualidade da transmissão.

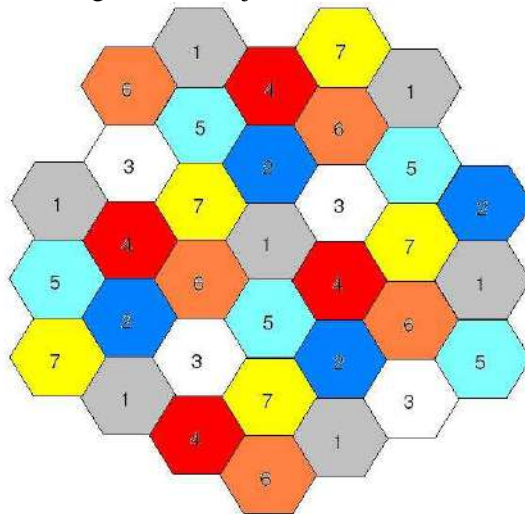
Uma vantagem do método celular é que o número de usuários manipulados na área de serviço *pode ser virtualmente tão grande quanto desejado*, reduzindo-se o tamanho das células. Com a redução dos níveis de potência, há redução no alcance da interferência em torno da célula.

O custo de construção de novas estações de base, mesmo com transmissores de potência inferior, limita a proximidade das células, mas existem modos de reduzir o tamanho efetivo da célula sem construir mais estações de base. Um método consiste em usar antenas que não são onidirecionais, mas que iluminam a célula em 3 ou 6 setores independentes. Como alternativa, o tamanho das células pode variar dentro do sistema, sendo as subdivididas em células menores regiões de maior uso, para acomodar a demanda. Também é possível localizar as **RBS** em três vértices de uma célula, com cada **RBS** servindo uma 3^a de cada das três células adjacentes (Iluminação setorial 120°).

Cada célula é servida por uma estação base localizada:

- no centro das células com antenas onidirecionais
- Em vértices alternados dos hexágonos, antenas direcionais com feixes de 120° .

Tipicamente são empregados os seguintes arranjos:



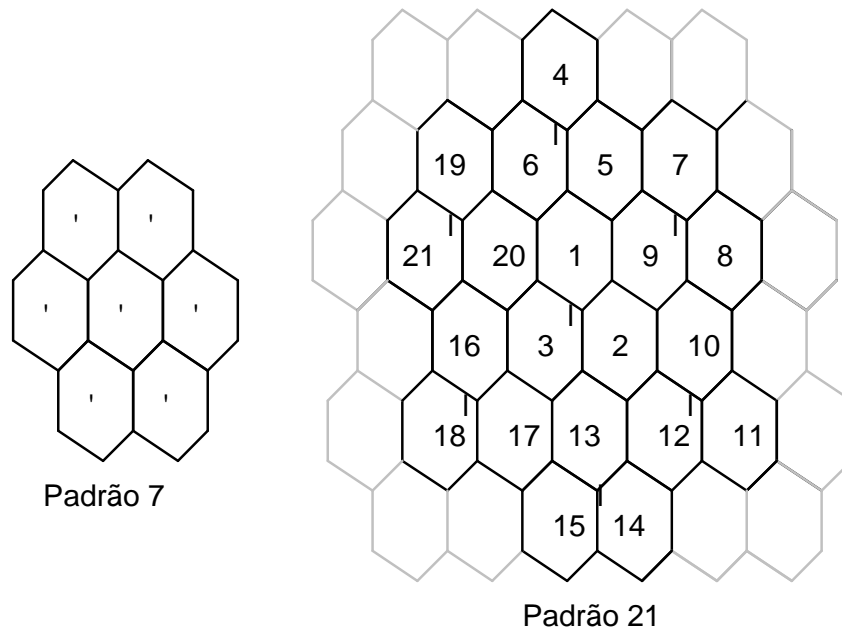


Figura 5.101 – Arranjo padrão 7 e padrão 21 para alocação de células em sistemas de telefonia celular.

Descrição do Sistema

As comunicações *para* e *do* veículo são feitas via uma estação de rádio cobrindo a célula onde a unidade móvel está temporariamente localizada. Cada estação de base é equipada com um controlador que faz chamadas de supervisão, alocação, *handoffs* e término de chamadas.

Atribuição de canais nos sistemas celulares:

- estabelecimento de chamadas
- chamadas de supervisão
- localização de estações móveis
- *handoffs*(revezamento de células)
- chamadas de terminação.

Cada base (célula) contém os canais:

canal de busca (RBS ↔ MS)

1. Canais de controle
canal de acesso (MS ↔ RBS)
2. Canais de tráfego (canais duplex p/ transmissão de voz).

Dos 333 canais disponíveis na faixa A, um total de 321 são de voz (tráfego) e 21 são canais de controle. Nos 666 canais disponíveis, há **42** canais de controle (*set up*). Os canais de sinalização/controlado operam em 10 kbps, modulação FSK com desvio de frequência 12 kHz, ocupando um canal.

Procedimentos de conexão

Nas comunicações celulares são consideradas três diferentes tipos de chamada:

- Rede fixa → estação móvel
- Estação móvel → rede fixa
- Estação móvel → estação móvel.

Suponha que alguém numa unidade móvel, momentaneamente em uma célula, deseja ligar com outra unidade móvel. A central de comutação móvel é conectada com todas as estações de base do sistema e circula um sinal de busca (*paging*) até que encontre a unidade móvel cujo indicativo foi discado. Esta unidade responde transmitindo um sinal acusando a recepção (*acknowledge*), a central reconhece então que ambas as partes estão prontas para iniciar a comunicação. Até aí, as **MS** e a **MTSO** usaram somente canais especiais (de controle) para o estabelecimento do procedimento inicial de chamada. Estes canais de *set-up* são partilhados por todos os usuários de uma dada célula. A **MTSO** atribui um par de canais para cada **MS** (não necessariamente o mesmo par para as duas células) e as **MS** usam estes canais enquanto os móveis permanecerem nas células originais.

Quando uma **MS** sai de uma célula para outra durante a chamada, inicia-se o procedimento automático de passagem do controle da comunicação de uma célula para outra, chamado *handoff*. Este envolve troca de dados sobre canais de controle, a mensagem e comutada para a estação de base da nova célula que o veículo penetrou. No final da chamada, quando terminada a conversação, são trocados sinais de *onhook* entre a **MS** e **RBS**, liberando os canais.

Exercício 24. Dimensionamento de projeto celular (sem células hierárquicas) em área central de regiões metropolitanas. Considere um sistema AMPS com padrão de reuso de frequências de 7 ERBs com 21 células, fixada a distância mínima entre ERBs em 700 m. Adote um número de 616 assinantes por célula.

- Avalie a distância sítio-a-sítio em termos do lado R do hexágono.
- Calcule a área mínima de cobertura de uma célula e de um agrupamento (*cluster*).
- Avalie a distância para um sítio co-canal em termos do lado R do hexágono.
- Calcule o número aproximado de assinantes por agrupamento (assinantes/cluster)
- Estime a densidade de assinantes por km quadrado.
- A área central das grandes cidades tipicamente corresponde a 20 km².
- Levando em consideração a área de um agrupamento (item b), calcule quantos "clusters" são necessários para a cobertura das áreas centrais de uma Região Metropolitana.

Verifique seu resultado usando o fato que a área de um polígono regular de n lados de comprimento

$$R \text{ é dada por } \frac{1}{4} n R^2 \cot g(\pi/n) = \frac{3\sqrt{3}R^2}{2}.$$

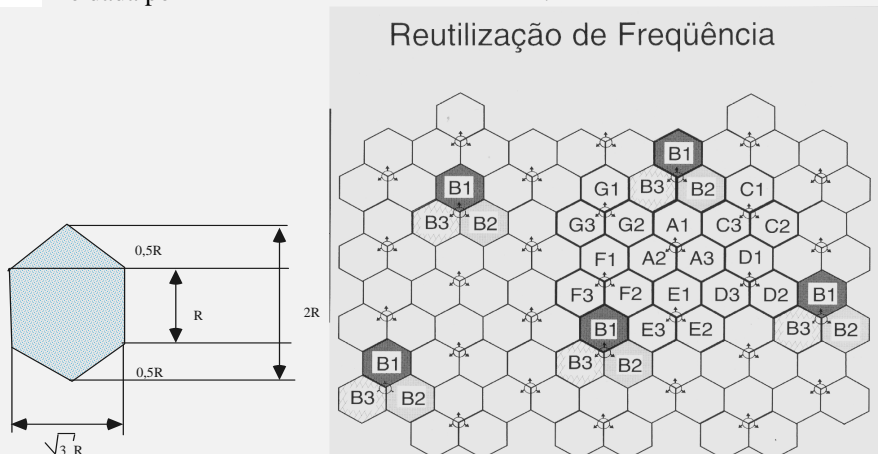


Figura 5.102 – Células e esquema de reuso de frequência no projeto.

Resp. $3R$; $\approx 0,142 \text{ km}^2/\text{célula}$, $\approx 2,97 \text{ km}^2/\text{cluster}$; $\sqrt{3}R$; 12.936 ass/cluster; 4.355 ass/km²; 6,73 clusters.

Os novos telefones celulares funcionam tanto em modo analógico FM quanto em modo digital, TDMA (IS-54). Um diagrama de blocos simplificado para um telefone celular dual (analógico-digital) é apresentado a seguir. Os valores do sistema digital (mantendo mesma banda) correspondem à $B=30$ kHz, taxa binária 13 kbps, acesso TDMA, 3 canal usuário/canal RF.

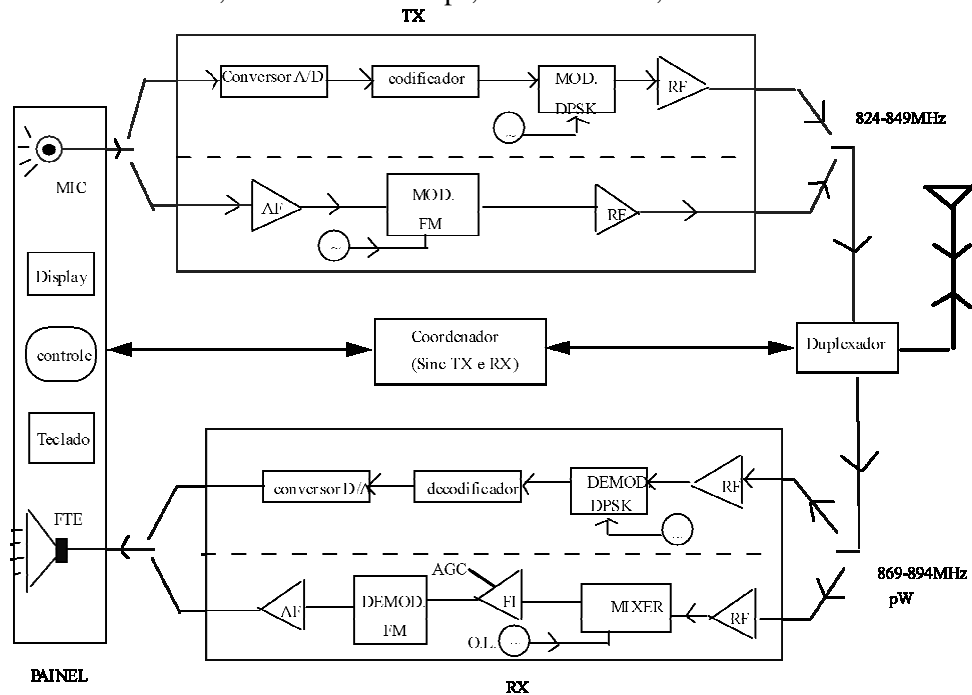


Figura 5.103 - Sistema Dual (Analógico-Digital) ADC/AMPS Para Telefone Celular.

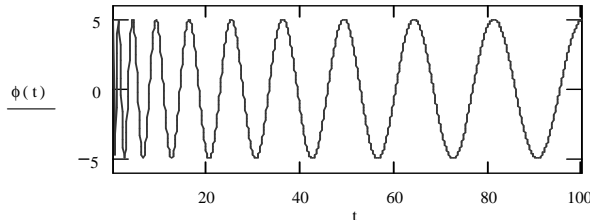
Atualmente há bastante discussão a respeito de possíveis efeitos biológicos decorrentes do uso de celulares. O fato é que a potência irradiada é substancialmente elevada (embora que tenda a diminuir sensivelmente com a evolução dos sistemas, em particular, com a introdução do celular digital) e a transmissão ocorre em proximidade do cérebro. Isto não significa que a tecnologia não deva ser adotada-- porém é necessário, um pouco de cautela. Fato similar ocorreu na introdução da Televisão, que inicialmente emitia raios X duros com alta intensidade, mas já tem seus efeitos substancialmente reduzidos com relação aos aparelhos pioneiros. A potência emitida pelo depende do tipo de transmissor e da qualidade da comunicação, e.g., aparelhos das classes 2 e 3 apresentam potência máxima 2 dBW (1,5 W), -2 dBW (600 mW), respectivamente.

O transmissor pode reduzir a potência de saída em passos de 4 dB, dependendo da intensidade do sinal que é recebido na estação de base, resultando numa Faixa de operação: 2 dBW a -22 dBW; -2 dBW a -22 dBW. Quando a comunicação é estabelecida, a estação de rádio base **RBS** transmite um código de atenuação em 3 bits pelo canal de controle, indicando se a potência emitida pelo celular pode ser reduzida.

RECOMENDAÇÃO: O autor recomenda fortemente procurar estabelecer comunicação apenas em ambientes abertos, quando o sinal recebido pela **RBS** é forte. Nestes casos, o nível de potência irradiado pelo telefone (**MS**) é reduzido para valores bastante pequenos (p.ex. -20 dBW), comparado ao nível máximo. Quando houver dificuldade de estabelecer a comunicação, (dentro de túneis, subsolos...), o melhor a fazer é deslocar-se para um local onde a irradiação $MS \leftrightarrow RBS$ seja mais eficiente.

PROBLEMAS PROPOSTOS V.

5.1 Calcule a frequência instantânea do sinal $\varphi(t)=5.\cos(2\pi/t)$, e esboce-o em função do tempo. (sugestão: Use aplicativo).



Resp.

5.2 Uma estação FM opera na frequência nominal de 89,3 MHz. Verificou-se em um analisador de espectro que a estação opera de fato na frequência 89,1 MHz. Explique prováveis causas deste desvio, admitindo que não haja erro no projeto transmissor.

5.3 Considerando a banda FM a 10% e uma banda de guarda de 10 kHz em cada lado da faixa, avaliar:

- Qual o afastamento mínimo entre frequências nominais de duas estações na mesma cidade?
- Quantas estações por aglomeração urbana podem ser alocadas? Os cálculos devem ser efetuados evitando que duas emissoras vizinhas operem na mesma região geográfica.

5.4 Escrever a expressão analítica de um sinal FM onde a portadora tem amplitude 10 V e frequência 100 MHz e o sinal modulador é uma onda quadrada de frequência fundamental 20 kHz, tendo amplitude máxima de +1 V e mínima de -1 V.

5.5 Em um modulador FM, aplica-se um sinal periódico dado por $m(t)=20k|t|-1$ em $|t|<1/20k$, após bloqueio da componente dc. A estação opera na frequência de 90 MHz e tem potência 50 W, sendo a constante do modulador 1,25 Hz/mV. Encontre a expressão do sinal gerado, e identifique as frequências presentes no espectro. Calcule a potência associada às linhas espectrais das três primeiras bandas.

Resp. $90\pm 0,01$ $90\pm 0,02$ $90\pm 0,03$... MHz. Use a expansão em série de Fourier da onda triangular.

5.6 O espectro de frequências do sinal de vídeo usado em TV comercial estende-se de 60 Hz a 4,5 MHz. Por que este sinal não é transmitido em FM (na faixa de VHF ou UHF), como se faz no caso de sinais de áudio?

5.7 Três senoides de amplitudes 1 V, 2 V e 3 V e frequências 10 kHz, 20 kHz e 30 kHz respectivamente, são usadas separadamente para modular em fase uma portadora de frequência 100 MHz. Sendo $k_p=5$ rd/V a constante do modulador, determinar a largura de faixa necessária para a transmissão de cada um destes sinais.

5.8 Considere um sinal $\varphi_{FM}(t)=\sqrt{10}\cos(2,10^6\pi t+10\cos 1000\pi t)$.

- Calcule a potência do sinal e aquela associada à portadora.
- Encontre o desvio máximo de frequência e de fase.
- Se a constante do modulador é 10^5 Hz/V, qual o sinal demodulado?
- Determine o tamanho da banda passante exigida para o sinal modulado.

5.9 Calcular a potência associada à frequência da portadora de um sinal FM obtido a partir de um sinal modulador $2\cos 2\pi \cdot 10^3 t$ aplicado a um modulador cuja constante vale $K_f=5\pi \cdot 10^3$ Hz/V.

5.10 Na questão anterior, qual deve ser o valor da constante de um modulador PM a fim de zerar a portadora?

5.11 Uma portadora de frequência 2 kHz é modulada em FM por uma onda quadrada de frequência fundamental; 100 Hz. A frequência instantânea da portadora varia de 1,7 kHz a 2,3 kHz. Considerando o sinal resultante como a superposição de dois sinais modulados em Amplitude (AM), determine o espectro e a largura de faixa mínima do sinal FM.

5.12 Dados: a constante de um modulador FM, 2 kHz/V, e um tom senoidal modulador de 1 kHz, $2 \cdot \cos(2\pi 10^3 t)$, pede-se especificar: a) O desvio de frequência b) A largura de faixa mínima c) No gerador acima, a menor amplitude do sinal modulador que irá produzir raia nula para a portadora.

Resp. $\Delta f = 4$ kHz, $B = 10$ kHz e $A_m = 1,2$ V.

5.13 Uma portadora de 1 MHz e amplitude 3 V é modulada em frequência por um tom de 1 V_{p-p} e frequência 500 Hz. Como efeito, o desvio máximo de frequência é de 1 kHz. O nível da forma de onda modulada é então trocado para 5 V_{p-p}, e a frequência para 2 kHz. Descreva a nova saída modulada e avalie o espectro.

5.14 Um modulador FM banda estreita gera uma onda senoidal de frequência 1 MHz e potência 100 W, quando não há excitação de áudio. Quando o sinal modulador é um tom 0,5 V_{p-p} com $\omega_m = 1600\pi$ rad/s, verifica-se que a potência associada à raia da portadora é 88,36 W. Escreva a expressão para o sinal FM resultante, e determine a constante do modulador. Qual a largura de banda ocupada pelo sinal modulado?

5.15 Um sinal é formado pelo chaveamento, com uma frequência de 5 kHz, de duas ondas senoidais de 10 MHz e 11 MHz, respectivamente. Faça um esboço da forma de onda resultante. Qual será a forma de onda do sinal modulador ao considerar o sinal citado como uma onda modulada em F.S.K.? Qual a banda passante aproximada para a transmissão? Compare com a banda passante necessária supondo que o sinal modulador pode ser aproximado por uma senoidal de 5 kHz e de mesma amplitude.

5.16 Um sinal senoidal de 1 kHz modula em frequência uma portadora de 10 MHz. A amplitude do sinal de áudio é tal que o desvio de frequência máximo é de 2 kHz.

- Determine a largura de faixa necessária ao sinal modulador.
- Repita (a) para um sinal modulador senoidal de 2 kHz.
- O sinal de 2 kHz do item (b) tem a amplitude dobrada. Determine a nova banda passante.

5.17 a) O que se entende por FM de faixa estreita? Compare este sistema com um sistema AM. b) Qual a utilidade da pré e desacentuação em FM?

5.18 Tabule os valores de pico (positivos e negativos) de $J_0(\beta)$ e esboce o resultado em função de β . Mostre que o envelope decresce com $1/\sqrt{\beta}$.

5.19 Um sinal senoidal de 1 kHz modula em FM uma portadora de 10 MHz. A amplitude do sinal de áudio usado causa um desvio máximo de frequência de 2 kHz. Calcular a largura de faixa do sinal FM usando a regra de Carson (10%). Qual a banda requerida a 1%? Qual seria a largura obtida quando a frequência do sinal de áudio é 2 kHz?

5.20 Dado o sinal $\varphi(t) = 20 \cos(2\pi 10^6 t + 2 \sin 2\pi 2 \cdot 10^3 t)$, pede-se:

- Frequência da portadora,
- índice de modulação,
- desvio de frequência, d) potência média do sinal modulado,
- potência média da portadora, f) Largura de faixa (pela regra de Carson),
- dizer se o sinal dado é FM ou PM.

5.21 Uma portadora de 100 MHz é modulada por um tom de 10 kHz. Um engenheiro "prático", supôs que poderia minimizar a banda passante diminuindo a amplitude do sinal de áudio. Projetou então, um sistema com desvio máximo de 10 Hz (em torno de 100 MHz) e supôs que a banda passante requerida seria de 20 Hz.

- Qual a falácia no raciocínio do engenheiro, e qual a largura de faixa mínima realmente necessária? b) Seria correto especificar uma banda de 2 MHz se o sinal modulador produzisse um desvio de 1 MHz? Explique a diferença entre os itens a e b.

5.22 Uma portadora com tensão de pico 5 V_{p-p}, tem frequência de 102 MHz. O sinal é modulado em FM por uma senoide de 2 kHz, resultando num desvio de frequência de 75 kHz. Escreva a expressão para a forma de onda modulada e especifique: A constante do modulador, o índice de modulação, a largura de faixa mínima, a potência média do sinal, a potência da portadora, e esboce o espectro do sinal.

5.23 Encontre a expressão para o sinal FM resultante quando um sinal modulador é $A_1 \cos 2\pi f_1 t$, sabendo que o modulador empregado resulta num desvio máximo de fase β_2 e uma potência P_2 para a portadora modulada, quando um sinal de teste $A_2 \cos 2\pi f_2 t$ é aplicado. Admita conhecida ω_c , a frequência da portadora.

5.24 Uma portadora atinge um pico de tensão de 5 V e tem frequência de 200 MHz. Esta portadora é modulada em frequência por um tom senoidal de 2 kHz, resultando em um desvio de frequência 75 kHz. A forma de onda modulada é nula e crescente na origem ($t=0$). Escreva uma expressão para o sinal FM.

5.25 Uma portadora de 10^6 Hz e amplitude 3 V_{p-p} é modulada FM por um tom de 1 V de pico e frequência 500 Hz. Como consequência, o desvio de frequência é de 1 kHz. O nível da forma de onda modulada é trocado para 5 V de pico; e a frequência do sinal modulador para 2 kHz. Descreva a nova forma de onda modulada.

5.26 Encontre a expressão do sinal FM obtido quando o sinal modulador é um tom $20 \cos 2\pi 10^5 t$, sabendo que o modulador empregado resulta em um desvio máximo de fase 0,5 quando o sinal de teste é $\cos 2\pi 10^4 t$, e uma potência 0,442 W para a portadora modulada. Considere a frequência da estação $2\pi 10^7$ rad/s. Calcule também a largura de faixa à 10% de significância.

5.27 Prove que no sinal FM obtido quando o sinal modulador é multitom, a potência associada a uma raia do espectro é idêntica àquela simétrica com relação à frequência da portadora.

Sugestão: Considere a linha espectral $\omega_c + \sum_{i=1}^m n_i \omega_i$. Use propriedades das funções Bessel.

5.28 Usando um gerador de áudio e um analisador de espectro, sugerir uma maneira de medir a constante K_f de um modulador FM. Sugestão: Use os zeros da função de Bessel de ordem zero, e.g., $J_0(2,405)=0$.

5.29 Uma portadora de 100 MHz é modulada em fase por um sinal de 10 kHz em um modulador com $K_p=100$. Determine o tamanho aproximado de banda passante, se o sinal tem amplitude unitária. Repita no caso em que a amplitude e a frequência são ambas o dobro.

5.30 É possível a transmissão estereofônica HI-FI em sistemas AM? Em caso afirmativo, discuta a aplicação comercial deste sistema, comparando-o com FM estéreo.

5.31 Uma portadora em 102,4 MHz modula em FM um sinal cuja frequência máxima é 12 kHz, de maneira que o desvio máximo de frequência é limitado em 1 MHz. Determine a largura de faixa necessária à transmissão do sinal gerado (à 10% e 1%).

5.32 Dado o sinal $\varphi(t)=100 \cos(2,02 \cdot 10^6 \pi t + 3 \cdot \sin 4\pi 10^3 t)$, pede-se determinar: a) a frequência da portadora, b) o desvio de frequência, c) o índice de modulação, d) a largura da banda passante requerida, e) a potência média do sinal, f) a potência da portadora modulada, g) este sinal é FM?

5.33 Suponha que um sinal $\varphi_{FM}(t)$ atravessa um meio com característica entrada-saída não linear, do tipo $v_o = a v_i + b v_i^2 + c v_i^3$. Obtenha o sinal de saída, e mostre que é possível re-obter o sinal FM através de uma filtragem BPF na frequência da portadora. Que condições são necessárias para o sucesso desta operação?

5.34 Mostre que o circuito descrito como limitador no texto, pode ser usado como multiplicador de frequências, bastando apenas sintonizar o tanque do coletor na harmônica de interesse. Para $x \gg 1$, valem as aproximações da seguinte tabela:

n	1	2	3	4	5
$I_n(x)/I_0(x)$	1,00	0,85	0,66	0,46	0,29

5.35 Em um sistema FM a largura de faixa do canal alocado é de 11 MHz e a potência total do transmissor é de 10 W. É especificado que não deverão existir componentes fora da faixa do canal com uma potência excedendo 10 mW. Estimar o desvio máximo de frequência que pode ser usado com um sinal modulador senoidal de 1 MHz.

5.36 Uma portadora é modulada em frequência por um sinal de frequência 2 kHz, resultando um em desvio de 5 kHz. a) Qual a banda passante ocupada pelo sinal modulado? b) Se a amplitude do sinal modulador é triplicada e a frequência reduzida para 1 kHz, qual o valor da nova largura de faixa? c) Responder os itens acima, se as componentes espectrais não significativas obedecem a condição $J_n(\beta) < 0,01J_0(\beta)$. Interpretar fisicamente o significado desta aproximação.

5.37 Sendo 80 kHz a largura de faixa de um sistema empregando modulação FM, com desvio máximo de frequência $\Delta f = 30$ kHz, determinar a percentagem aproximada da largura de faixa que é ocupada quando o sinal modulador é um tom de amplitude unitária de frequência: a) 0,1 Hz b) 1 kHz c) 5 kHz.

5.38 a) Um sinal $f(t) = 0,1 \text{ sen } 2\pi \cdot 10^3 t$ Volts modula uma portadora de 1 MHz em amplitude e em frequência. A tensão de pico produz um desvio de 100 Hz, no caso de FM. Compare as bandas passantes dos estágios de RF e de áudio do receptor para cada tipo de modulação. b) Repita o item anterior para $f(t) = 20 \cdot \text{sen } 2\pi \cdot 10^3 t$ Volts.

5.39 Calcule o desvio máximo de frequência provocado por um sinal de voz para que a banda passante do sinal FM, medida à 1%, seja $B = 25$ kHz. Qual o número de harmônicos situados na banda passante?
Resp. Para $f_m = 3,4$ kHz, $n = 3$, $\beta = 1,25$ e $\Delta f = 4,25$ kHz; $f_m = 3$ kHz, $n = 4$, $\beta = 2,05$ e $\Delta f = 6$ kHz.

5.40 Estimar a constante de um modulador FM, com auxílio de um gerador de áudio e de um freqüencímetro. Sugestão: Por exemplo $f(t) = 0$ resulta em $f_1 = f_c$. Para $f(t) = V$ indicará $f_2 = f_c + K_f V$. Assim, a constante pode ser estimada via $K_f = (f_2 - f_1) / V$ Hz/V. Trace o diagrama de espalhamento $A_m \times f$, i.e., Amplitude do tom de áudio vs frequência lida na saída do modulador. Ajuste a curva por Regressão linear (método dos mínimos quadrados).

5.41 Um dos padrões recomendados pelo CCITT para multiplex telegráfico no canal de voz (300-3400Hz), consiste na multiplexação FDM através da modulação FM do sinal binário (F.S.K.) codificado segundo o alfabeto n. 2 (cf. apêndice). Os sinais "marca" e "espaço" são tons equidistantes de ± 120 Hz (i.e., $\Delta f = 120$ Hz). A velocidade de transmissão é 200 bauds, o que corresponde a uma frequência máxima de 100 Hz. Avalie, empregando a regra de Carson, a banda passante mínima para um sinal telegráfico modulado. Quantos canais telegráficos são possíveis transmitir em um único canal de voz? Desenhe a ocupação do espectro (plano de frequências), admitindo que a frequência central (dita portadora virtual) do primeiro canal é em 600 Hz.
Resp. $B = 480$ Hz, 6 canais, $f_{central} = 600 + (n-1) 480$, $n = 1, 2, \dots, 6$.

5.42 Dado o sinal FM $A \cdot \cos(\omega_c t + \beta_1 \cos \omega_1 t + \beta_2 \cos \omega_2 t)$, desenvolvê-lo em série a fim de determinar suas componentes espectrais. Observar a "não linearidade" com o aparecimento de componentes com frequência angular distinta daquelas dos sinais FM com único tom.

5.43 Identifique a envoltória e a fase na saída do modulador NBFM (figura 5.7). Este diagrama resulta em uma aproximação de um sinal FM com ligeiras distorções. Verifique que na amplitude, a distorção corresponde a um AM residual. Apenas visando analisar os efeitos da distorção na fase, suponha que um limitador ideal e um discriminador também ideal são usados nos processos de detecção. Mostre que se obtém uma distorção de 3º harmônico dada por $\beta^2 / (4 - \beta^2)$ no sinal demodulado.

Sugestão: Use as identidades $\text{tg}^{-1}(\theta) = \theta - \frac{\theta^3}{3} + \frac{\theta^5}{5} - \dots$ e $\text{sen}^3 \theta = \frac{1}{4}(3 \text{sen} \theta - \text{sen} 3\theta)$.

Resp. envelope $e(t) = \sqrt{A^2 + (\beta A \text{sen } \omega_m t)^2}$ e fase $\phi(t) = \text{tg}^{-1}(\beta \text{sen } \omega_m t)$.

5.44 O que são discriminadores? Dê exemplos de circuitos para discriminadores sintonizados e balanceados. Por que a modulação angular é considerada não linear?

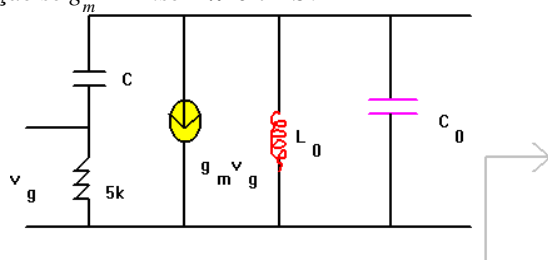
5.45 (Discriminador balanceado). Para obter-se uma "curva de resposta em S", consideram-se dois filtros sintonizados em frequências diferentes para construir um detector de inclinação balanceado. Pode ser mostrado que o módulo da função de transferência é dado por ($f_2 < f_1$):

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[2Q \frac{|f_1 - f|}{f_1} \right]^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \left[2Q \frac{|f_2 - f|}{f_2} \right]^2}}$$

Admitindo um fator de qualidade $Q=50$, $f_2=10,5$ MHz e $f_1=10,9$ MHz (em torno da $f_{PI}=10,7$ MHz), com auxílio de um microcomputador, esboce a resposta em frequência na faixa $10,5 \leq f \leq 10,9$ MHz (i.e. ± 200 kHz) e verifique a linearidade do discriminador.

5.46 Um oscilador operando em 100 MHz apresenta uma capacitância de 75 pF no circuito de sintonia do oscilador. Qual o desvio da capacitância que um varactor deve proporcionar para que se tenha um desvio máximo de frequência de 80 kHz?

5.47 O circuito tanque de um oscilador é mostrado na figura a seguir. Supondo que $\omega_c \ll 1/RC$, mostre que a capacitância total é $C_T = C_0 + C + g_m RC$. Qual a frequência de oscilação para $g_{m0} = 4$ mS? Qual o índice de modulação se $g_m = 4 + 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 10^3 t)$ mS?

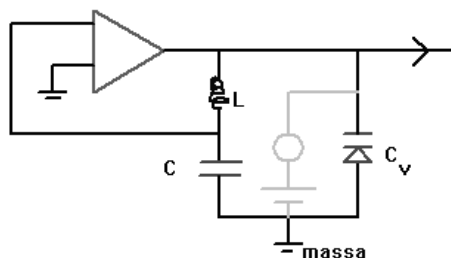


$C=200$ pF, $R=5k\Omega$, $L_0=2,5$ mH, $C_0=6$ nF.

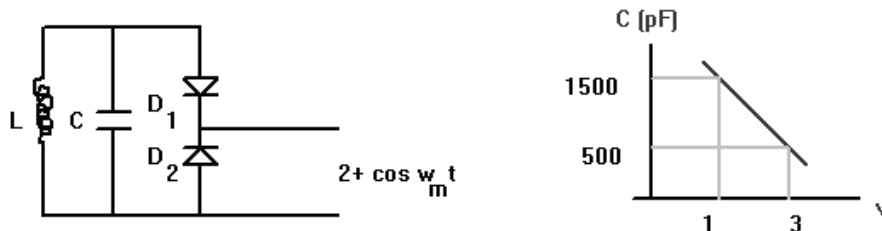
5.48 Um varactor ligado em paralelo num circuito tanque LC é usado na geração de FM pelo método direto. A característica do varactor é dada por $C_v = (100/\sqrt{1+2v})$ pF. Dado que $C=200$ pF e que L é ajustado para ressonância do tanque em 5 MHz quando a tensão reversa aplicada ao varactor é 4 V, pede-se escrever uma expressão para o sinal FM que aparece na saída do circuito. Qual a constante deste modulador?

5.49 A junção PN de um varicap inversamente polarizado tem uma capacitância (pF) relacionada com a tensão reversa expressa por $C_v = (100/\sqrt{1+2v})$. Este diodo é colocado em um oscilador Colpitts, onde a capacitância é 200 pF e L é ajustado para ressonância na frequência 5 MHz quando a tensão reversa é 4 V em C_v . Se o sinal modulador é $f(t)=4+0,045 \cdot \sin(2.000\pi t)$, e o oscilador tem amplitude de 1 V_{p-p}, escreva a expressão para o sinal FM que aparece na saída do tanque.

Lembrete: A frequência de ressonância para este oscilador vale $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot (C//C_v)}}$.

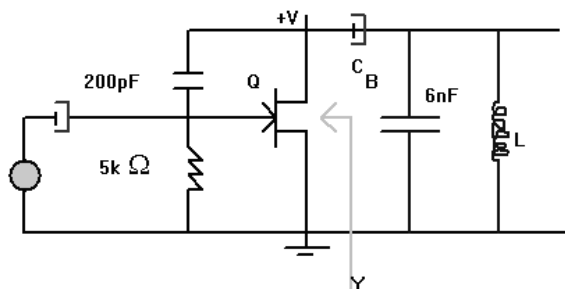


5.50 Na configuração mostrada a seguir, D_1 e D_2 são varicaps idênticos com característica $C-V$ dada no gráfico a seguir. Calcular a frequência de ressonância do circuito quando a polarização DC nos diodos é de 2 V e não há sinal externo aplicado. Calcular também o desvio máximo de frequência proporcionado quando se aplica um sinal modulador de $1 \text{ V}_{\text{pico}}$. Assuma $L=100 \mu\text{H}$ e $C=500 \text{ pF}$. Sugestão: Lembre-se que com relação à tensão DC, o indutor se comporta como um curto-circuito.



Resp. $f_c=500 \text{ kHz}$, $\Delta f=77 \text{ kHz}$.

5.51 O circuito tanque de um oscilador é mostrado na figura a seguir. Mostra-se que a admitância Y vale $Y \cong j\omega g_m RC$. Especifique o valor da indutância para que a portadora opere em 1 MHz, quando $g_{m0}=4 \text{ mS}$. Qual o índice de modulação do sinal quando a transcondutância é $g_m=4-1.\text{sen}2\pi 10^3 t \text{ mS}$?

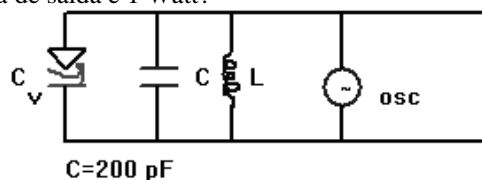


5.52 Mostre que o circuito do problema anterior pode ser facilmente modificado para gerar uma indutância controlada a tensão, simplesmente invertendo as posições do Resistor e do Capacitor na porta do FET. Imponha condições apropriadas sobre X_C e R e determine a indutância equivalente vista na saída do circuito.

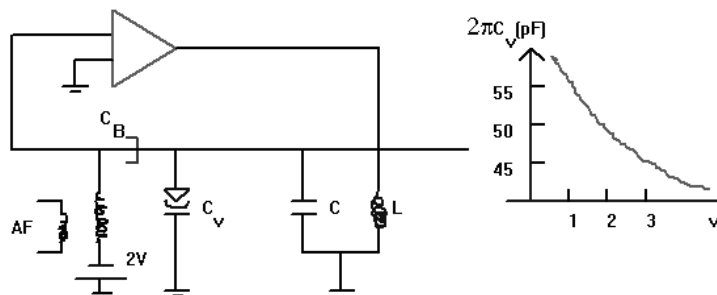
Resp. $R \gg X_C$, $g_m X_C \gg 1$ e $L_{eq} \approx RC/g_m$.

5.53 A capacitância de uma junção PN em função da tensão de polarização inversa é expressa por $C_v = \frac{100}{(1 + v/\psi)^k} \text{ pF}$, em que ψ é o potencial de contato e k uma constante. Assuma $k=\psi=0,5$ e esboce a curva $C_v \times v$.

O circuito tanque mostrado é usado para geração direta de FM. Admita que o diodo é polarizado inversamente com $v(t)=4+0,045.\text{sen}2\pi 10^3 t$. Ajuste o valor da indutância L para gerar uma portadora em 5 MHz. Calcule a sensibilidade à modulação em Hz/v. Qual a expressão do sinal FM na saída do tanque, se a potência média de saída é 1 Watt?



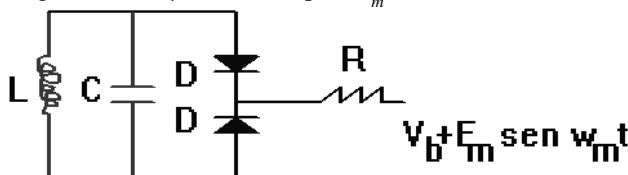
5.54 O circuito de geração direta de FM tem um sinal de áudio $\cos(2\pi 10^3 t)$ aplicado, com $2\pi C_1=50 \text{ pF}$ e $2\pi L=100 \mu\text{H}$. Qual a frequência da portadora, o desvio de frequência máximo e o índice de modulação?



Resp. $f_c = 100 / \sqrt{95} \approx 10,26$ MHz, $\Delta f = 100(1 / \sqrt{95} - 1 / \sqrt{90}) \approx 281,14$ kHz, $\beta \approx 281,14$.

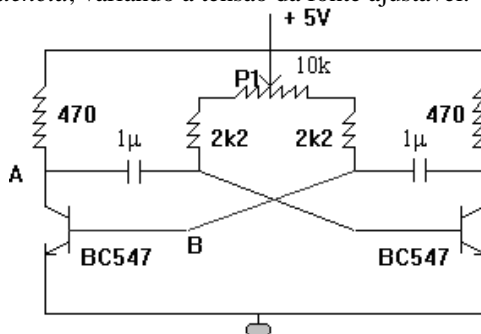
5.55 A capacitância de uma junção PN é dada, em função da tensão de polarização inversa, por $C_v = \frac{C_0}{(1 + v/\psi)^k}$ pF, em que ψ é o potencial de contato e k uma constante. Tal diodo pode ser utilizado como um capacitor variável. a) Assuma $k=\psi=0,5$ e $C_0=300$ pF. Trace uma curva de $C_v \times v$. b) O diodo é a única fonte de capacitância em um circuito sintonizado. Admita que o diodo é polarizado inversamente com -6 V e que a frequência central é ajustada para gerar uma portadora em 10 MHz. Trace um gráfico do desvio de frequência em função da variação de tensão. c) Calcule a sensibilidade à modulação em Hz/v em torno de -6 V, e a máxima excursão de tensão, em ambas as direções, para um desvio máximo de 1% de uma característica linear de frequência x tensão.

5.56 A saída de um oscilador LC é modulada em frequência aplicando-se um tom senoidal aos varactores mostrados no diagrama a seguir. $L=100 \mu\text{H}$; $C=200$ pF; $\omega_m = 2\pi \cdot 10^3$ rd/s.



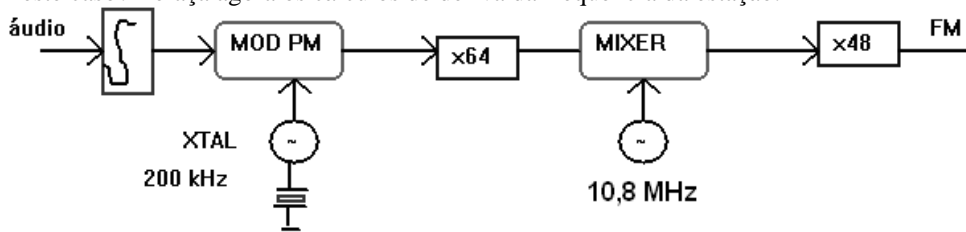
Por multiplicação de frequência obtém-se um sinal FM com portadora 100 MHz e índice de modulação $\beta=10$. Sabendo que a característica de cada diodo é $C=200V^{-1/2}$ pF, pede-se avaliar as tensões: a) V_b ? b) E_m ?
 Resp. $N=100$ e $\Delta f=100$ Hz. $V_b=4$ V, $E_m=80$ mV.

5.57 Um modulador digital FM emprega um multivibrador astável controlado à tensão. Monte o circuito a seguir e com auxílio de um osciloscópio, observe as formas de onda nos pontos "A" e "B". Ajuste o potenciômetro de modo a obter uma onda quadrada e meça a frequência. Ajuste o potenciômetro para valores extremos e observe a forma de onda em "A" em ambas as situações. O que ocorre com a frequência? Baseado nos resultados, explique o funcionamento do circuito e encontre a expressão da frequência em função dos componentes do circuito. Ajuste novamente o potenciômetro de modo a gerar uma onda quadrada; conecte o ponto central de P1 a uma fonte de alimentação ajustada em 5V (e.g., correspondente ao sinal de áudio). Levante a curva *tensão x frequência*, variando a tensão da fonte ajustável.



5.58 A frequência do oscilador à cristal disponível em um modulador tipo Armstrong é 200 kHz. A fim de evitar distorções, o desvio máximo de fase inicial é limitado em 0,3. O sistema deve acomodar frequências do sinal modulador de 40 Hz a 10 kHz. Na saída do demodulador é requerido uma frequência de 100,1 MHz para a portadora não modulada, e o desvio de frequência máximo permitido pela legislação. Especificar valores de frequência para multiplicadores e misturadores necessários para alcançar este objetivo.

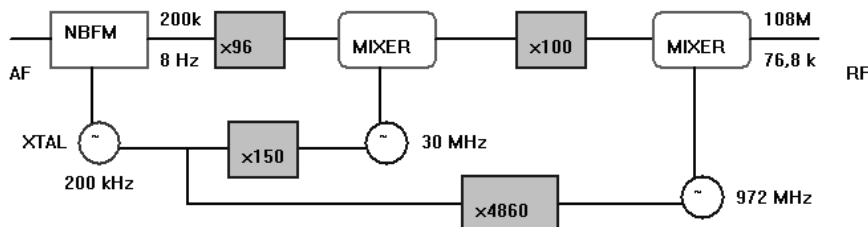
5.59 O método indireto é muito mais usado devido à estabilidade na frequência da portadora. Para o modulador mostrado, calcule a frequência central do sinal FM. Admitindo que o sinal proveniente do oscilador a cristal apresente uma deriva (*drift*) de $\pm 0,1$ Hz, e que oscilador 10,8 MHz tem deriva de ± 150 Hz, encontre o *drift* na frequência da estação. Nos projetos práticos, o oscilador local intermediário é obtido a partir do oscilador de cristal, através de um multiplicador de frequência. Qual o multiplicador M necessário neste caso? Refaça agora os cálculos de deriva da frequência da estação.



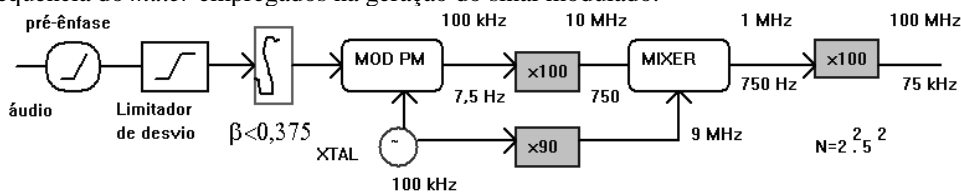
Resp. $f_c=96$ MHz, $M=54$, $\pm 7,5072$ kHz, ± 48 Hz.

5.60 Projetar transmissor FM para radiodifusão comercial (tipo Armstrong) para uma estação com as seguintes especificações técnicas:

- Frequência do oscilador à cristal: 200 kHz.
- Desvio máximo inicial de fase: 0,2 rd
- Frequência mínima de áudio: 40 Hz.
- Frequência da portadora na saída: 108 MHz.
- Desvio máximo: 80 kHz.



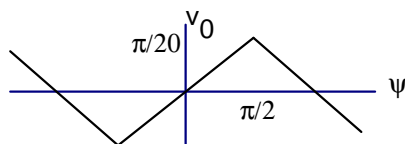
5.61 Um modulador Armstrong deve acomodar sinais na faixa 20 Hz a 20 kHz. A estação deve operar na frequência 100 MHz, empregando o desvio máximo admitido pela legislação. Especifique os multiplicadores e a frequência do *mixer* empregados na geração do sinal modulado.



Resp.

5.62 Mostre que se os sinais de entrada do PLL são convertidos em ondas quadradas, então a característica $v_o \times \psi$ é linear por partes.

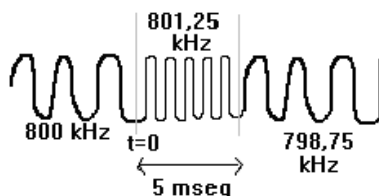
5.63 Uma portadora de 87 MHz modulada FM com um tom $A_m \cos(\omega_m t)$, tem um índice de modulação β e é aplicada a um PLL. O Oscilador V.C.O varia a frequência de 100 kHz quando a entrada muda de 1V, e o comparador de fase tem a característica mostrada a seguir. O que fornece a saída do PLL? Encontre a equação diferencial para o ângulo de fase ψ para $|\psi| \leq \pi/2$. Qual a máxima frequência ω_m para garantir uma operação na faixa de 3 dB? Qual o alcance de operação?



5.64 Usando um microcomputador, resolva a equação diferencial não linear para um PLL com constante de tempo 5 μs, por um método numérico (e.g. Newton, Runge-Kutta...) para um sinal de entrada com uma variação abrupta de 10 kHz na frequência de entrada. Trace o gráfico de evolução da diferença de fase no tempo, $\psi \times t$, até o equilíbrio. Compare com a aproximação linear.

5.65 Explique o funcionamento de um PLL de primeira ordem, mostrando como é possível demodular sinais modulados em frequência.

5.66 Em um PLL de primeira ordem, o comparador de fase tem a característica mostrada no problema 5.61. O VCO apresenta uma variação de frequência de 100 kHz quando a entrada muda de 1V. Encontre a constante de tempo e a equação diferencial do dispositivo. A frequência livre é ajustada para 800 kHz e um sinal FM binário (F.S.K.) é aplicado na entrada do PLL. Esboce a saída v_o obtida.



5.67 Encontre a equação diferencial do PLL de segunda ordem, descrito no texto. Qual o valor da tensão de equilíbrio quando uma mudança abrupta de ω rd/s ocorre em $t=0$?

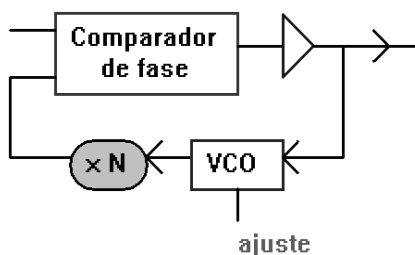
$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_o(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV_o(s)$$

Sugestão: Use o teorema do valor final,

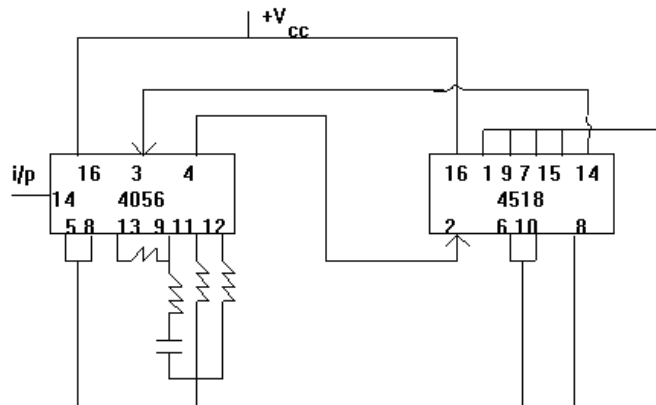
$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_o(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV_o(s)$$

$$\text{Resp. } \frac{d^2\psi(t)}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{d\psi(t)}{dt} + \frac{k}{\tau} \psi(t) = \frac{1}{2\pi K_f} \left(\frac{d^2\phi}{dt^2} + k \frac{d\phi}{dt} \right) \text{ e } v_{0eq} = \omega/G_0.$$

5.68 A multiplicação de frequências é frequentemente realizada com o auxílio de PLL. O circuito a seguir ilustra um multiplicador por N . Divisores de frequência são facilmente implementados por CIs digitais. Explique o funcionamento do circuito.



Discuta a implementação empregando os CIs 4056 (PLL) e 4518 (divisor por 10).



5.69 Projete um RX FM superheteródino, com duas FIs, para operar na faixa comercial, onde cada canal ocupa cerca de 200 kHz. A frequência intermediária mais alta deve ser escolhida tal que a frequência imagem fique sempre situada fora da faixa de operação deste receptor.

5.70 Mostre que o sinal $\varphi(t) = \cos(2\pi 10^7 t) + 0,01 \cos(2\pi(10^7 + 2 \cdot 10^3)t)$ é um sinal modulado AM-FM. (Use diagrama fasorial). Expresse o sinal acima pela aproximação:

$\varphi(t) \approx [1 + m \cos(2\pi 2 \cdot 10^3 t)] \cos(2\pi 10^7 t + \beta \sin 2\pi 2 \cdot 10^3 t)$, e encontre os índices de modulação AM e FM.

5.71 Considere o CI **Phillips**® TDA receptor AM-FM em único *chip*, ilustrado no texto. Com os conhecimentos adquiridos, explique os princípios de funcionamento do mesmo.

5.72 Explique o uso dos circuitos de pré-ênfase e de-ênfase, indicando diferentes sistemas em que esta técnica pode ser usada.

5.73 Descrever com o auxílio de diagramas de blocos, a geração e a detecção da banda básica de um sinal FM estereofônico.

5.74 Descreva com detalhes um receptor FM estereofônico incluindo estágio de desacentuação, lembrando que o receptor prático é superheteródino 88 - 108 MHz e que a frequência intermediária adotada é 10,7 MHz.

5.75 Demonstre que $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta) = 1$. Sugestão: Mostre inicialmente que $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) = 1$, avaliando o sinal FM na origem dos tempos.

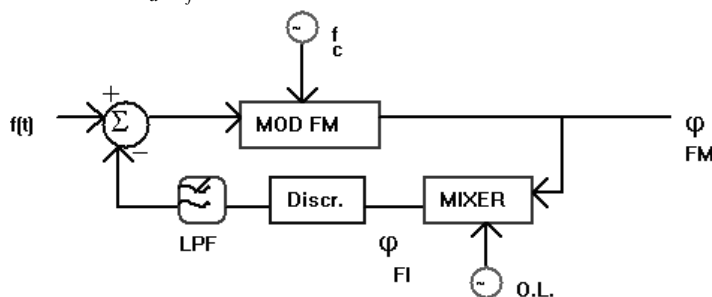
5.76 Dado que o sistema FM estéreo, após a demodulação FM, emprega detecção síncrona na DEMUX, por que não ocorre o efeito da voz do Pato Donald, comum nos receptores SSB?

5.77 Analise o funcionamento de outros receptores *single chip* comentando CIs mais potentes como MC1310 **Motorola**® ou TEA5711 **Ibrape**®, contendo decodificador FM estéreo com PLL.

5.78 Explique o que vem a ser "*chaveamento automático de função*" e "*soft-mute*" em um receptor FM estereofônico, justificando seu uso.

5.79 (Estabilização de frequência em Moduladores FM). Os moduladores FM apresentam freqüentemente o inconveniente de apresentar certa instabilidade em longo termo na frequência. Suponha que o sinal $\varphi_{FM}(t)$ apresenta uma deriva (*drift*) de frequência $\varepsilon(t)$, i.e., $f_i = f_c + K_f f(t) + \varepsilon(t)$, lenta com relação às variações do sinal modulador. Demonstre que a configuração a seguir permite diminuir sensivelmente tais efeitos. Admita que o modulador tenha uma constante K_f conhecida e que o oscilador local opera numa frequência $f_{OL} = f_c - f_{FP}$ de modo que a saída do *mixer* é um sinal FM na FI. Considere ainda que a frequência de corte do filtro passa-baixa (LPF) é muito inferior à frequência mínima do sinal modulador. Sendo K_d a sensibilidade do

discriminador, mostre que a frequência instantânea na saída é dada por $\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_c + K_f f(t) + \frac{\varepsilon(t)}{1 + K_d K_f}$. Comente o resultado.



5.80 (Detector de passagens pelo zero). Considere um sinal $\varphi_{FM}(t) = A \cos \Theta(t)$. Seja t_1 um instante de passagem pelo zero e $t_2 = t_1 + \Delta t$, a próxima passagem (sendo consideradas apenas passagens pelo zero no sentido positivo). Admitindo que a banda-passante do sinal modulador é muito inferior à frequência da portadora, i.e., $f_m \ll f_c$, mostre que a frequência instantânea é dada aproximadamente por $f_i \cong \frac{1}{t_2 - t_1}$.

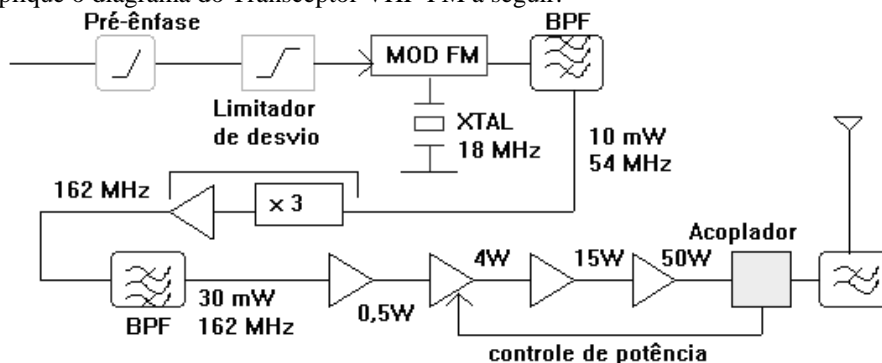
Sugestão: Mostre que $\Theta(t_2) - \Theta(t_1) = 2\pi$, e use o fato que $f(t)$ varia mais lentamente que f_c de modo que no intervalo (t_1, t_2) pode ser considerado praticamente constante.

5.81 (Ref. 5.80) Uma forma de avaliar a amplitude do intervalo entre passagens pelo zero consiste em medir o número de passagens em um tempo fixo, referido como tempo de contagem T^* , escolhido suficientemente grande para que o número de passagens seja significativo, porém suficientemente pequeno com relação à $1/f_m$, de modo que $f(t)$ não sofra grandes variações. $1/f_c < T^* \ll 1/f_m$. Mostre que $n_c \cong \frac{T^*}{t_2 - t_1}$, ou seja,

$f_i = \frac{n_c}{T^*}$. A frequência instantânea é proporcional ao número de passagens pelo zero. Como exemplo, considere $f_c = 10,7$ MHz e $f_m = 20$ kHz. Escolha um tempo de contagem adequado. Qual o número médio de passagens pelo zero neste tempo? Ele é significativo?

Resp. $T^* = 1 \mu s$, $n_c = 10$, sim.

5.82 Grande parte dos transceptores para radiocomunicação na faixa de VHF emprega modulação FM e opera na faixa 144 MHz a 174 MHz, com desvio máximo de frequência de 5 kHz, e potência de saída típica de 50 W. Explique o diagrama do Transceptor VHF-FM a seguir.



5.83 Determine o espectro de um sinal NBFM conhecendo o espectro $F(w)$ do sinal modulador.

Resp.: $\Phi_{NBFM}(w) \approx \frac{A}{2} [\delta(w - w_c) + \delta(w + w_c)] + \frac{jA2\pi K_f}{2} \left[\frac{F(w - w_c)}{j(w - w_c)} - \frac{F(w + w_c)}{j(w + w_c)} \right]$.

5.84 Avalie o espectro do sinal $\varphi(t)=A.\text{sen}(w_c t+\beta\cos w_m t)$, sendo $w_c \gg w_m$ a frequência da portadora. Qual a largura de faixa mínima exigida para transmitir este sinal? Vale a regra de Carson?
 Resp.: Sim (FM ou PM), $2(\Delta f+f_m)$, sim.

5.85 Considere um sinal correspondente à modulação WBFM de um único tom senoidal, $\varphi_{\text{FM}}(t)=A.\text{sen}(w_c t+\beta\cos w_m t)$. Qual o seu conjugado harmônico $\mathcal{H}\varphi_{\text{FM}}(t)$? Determine também a banda passante a 10% ocupada por este sinal. Resp. A mesma.

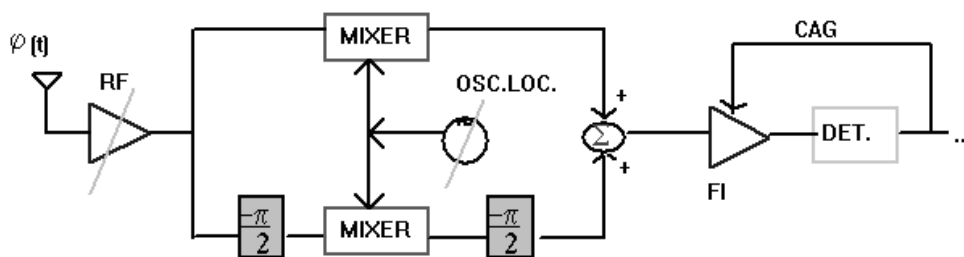
5.86 Mostre que o desvio de frequência instantânea de um sinal NBFM vale aproximadamente $K_f f(t)[1-(2\pi K_f \int_{-\infty}^t f(t')dt')^2]$. Considerando o caso de um só tom, mostre que há distorção de 3º harmônico e calcule seu valor.

Sugestão: Re-escreva a expressão em termos de $\phi(t)$. Avalie $\Delta f_i=1/2\pi d\phi/dt$.

Use o fato que $(\text{tg}^{-1}x)'=1/(1+x^2)$.

Resp. $\frac{(K_f/2f_m)^2}{1-(K_f/2f_m)^2} \approx \left(\frac{K_f}{2f_m}\right)^2$.

5.87 (Receptores Sofisticados) Em algumas situações é difícil suprimir eventuais sinais operando em torno da frequência imagem. Em tais casos, um receptor superheteródino tecnicamente atrativo inclui dois misturadores montados em uma configuração de forma a rejeitar sinais na frequência imagem. Ambos conversores são abaixadores e o oscilador local selecionado opera acima da portadora, $f_{OL}=f_C+f_{FI}$. (daí $f_{IM}=f_C+f_{FI}$).



Misturadores e Rejeição de Freq. Imagem.

Análise sua operação admitindo que o sinal de entrada na antena consiste de $\varphi(t) = \varphi_{\text{AM/FM}}(t) + \varphi_{\text{Interf}}(t)$, em que $\varphi_{\text{AM/FM}}(t) = A_{CF} \cdot \cos(w_c t + \theta_f)$ é o sinal modulado da estação sintonizada e $\varphi_{\text{Interf}}(t)$ é uma interferência na frequência imagem. Assuma, por simplicidade, que $\varphi_{\text{Interf}}(t) = A_{IM} \cos(w_{IM} t)$. Demonstre que a configuração acima permite a rejeição de sinais na frequência imagem nos seguintes casos:

- a) Quando o sinal é Modulado em Amplitude, $A_{CF} = A[1+f(t)]$; $\theta_f = \theta = \text{cte}$.
- b) Quando o sinal é Modulado em Frequência, $A_{CF} = A$; $\theta_f = \phi(t)$.

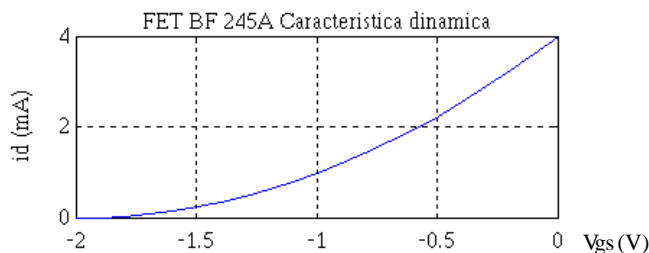
Sugestão: Refira-se aos resultados dos problemas 3.67a) e 5.85.

5.88 (Transmissão rádio móvel celular) Uma das possíveis estratégias na telefonia celular é o sistema AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) analógico, o qual emprega modulação FM. Sabendo que o desvio de frequência é restrito a 10 kHz para canais de fonia, e que os canais de recepção (móvel-base) são alocados na faixa 825-845 MHz, e os canais de transmissão (base-móvel) na faixa 870-890 MHz,

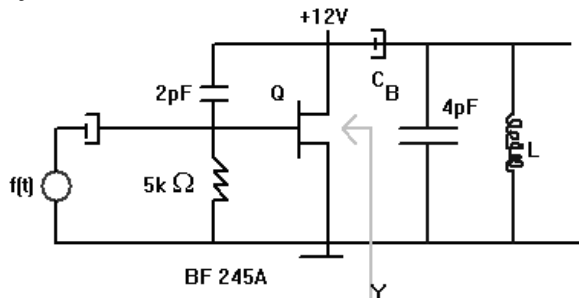
- a) Avalie a banda passante ocupada por canal de comunicação.
- b) Quantos canais (pares) suporta o AMPS?
- c) O sistema AMPS Ampliado considera faixas espectrais de 824-849 (RX) e 869-894 (TX), visando um aumento na capacidade. Repita a item b para o AMPS estendido.

Resp. 30 kHz/canal; 666; 832.

5.89 O circuito tanque de um oscilador é mostrado na figura a seguir. A polarização é escolhida de forma que o FET opere numa região linear (como uma fonte de corrente controlada à tensão). Sendo o transistor um BF 245A com característica $I_D \times V_{GS}$ mostrada nesta questão, admita que a tensão dc porta-fonte escolhida é $V_{GS} = -0,2V$ ($V_{GS} < V_p/6$).



- a) Verifique que a distorção (curvatura na característica dinâmica) é desprezível.
- b) Mostre que a admitância Y vale $Y \cong j\omega g_m RC$. Faça as aproximações necessárias.
- c) Encontre a transcondutância g_m quando o sinal modulador é $f(t) = 0,2 \cdot \text{sen} 2\pi 10^3 t$.
- d) Especifique o valor da indutância para que a portadora opere em 10 MHz.
- e) Qual a capacitância equivalente vista na saída do FET?
- f) Determine o desvio de frequência e a constante do modulador.
- g) Avalie o índice de modulação FM. O sinal é NBFM ou WBFM?



Resp. a) $i_d \approx g_m v_{gs} + \beta v_{gs}^2$ $i_d \approx g_m v_{gs}$, b) $g_m R \gg 1$ e $X_c \gg R$, c) $g_m = 3,6 + 0,4 \text{ sen} 2\pi 10^3 t \text{ mS}$
 d) $L = 125/2\pi^2 \mu\text{H}$, e) $C_{FET} = (36 + 4 \cdot \text{sen} 2\pi 10^3 t) \text{ pF}$ f) $\Delta f = -50 \cdot \text{sen} 2\pi 10^3 t \text{ kHz}$; $K_f = -250 \text{ kHz/V}$,
 g) $\beta = 50$, WBFM.

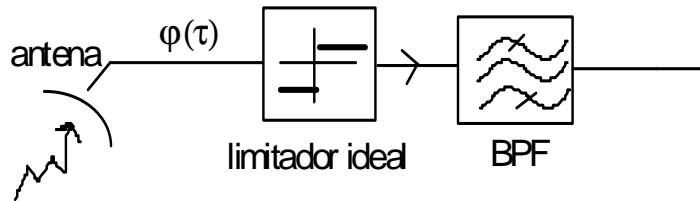
5.90 Conhecendo o espectro normalizado de um canal de TV (vídeo composto+som) e sabendo que o canal 2 é alocado na faixa 54-60 MHz, esboce o espectro para o sinal do canal 6 VHF e determine a frequência da portadora de som. Sabendo que os receptores comerciais FM operam na faixa 87-109 MHz, explique como apenas o canal 6 pode ser captado. Discuta a compatibilidade, levando em conta que o sinal rádio-FM e som-TV não são idênticos.

5.91 Num sistema de Radar rudimentar, porém típico, uma mesma antena é utilizada para emitir um pulso senoidal (SHF) potente e para recebê-lo, após a reflexão no obstáculo. O receptor detecta e amplifica os pulsos de eco refletidos por objetos "iluminados" pela antena. A velocidade de propagação da Onda Eletromagnética (OEM) senoidal, tanto no percurso de ida quanto no de reflexão, é a velocidade da luz. O sinal refletido sofre um retardo no tempo devido ao percurso de ida-e-volta (antena - objeto - antena). Sendo $\rho(t)$ a distância da antena ao obstáculo -- que pode não ser constante quando o objeto está em movimento, o pulso recebido sofre um retardo expresso por $2\rho(t)/c$ seg, em que c é a velocidade da luz. Assim,

$S_{TX}(t) = \cos w_0 t$ e $S_{RX}(t) = \alpha \cdot \cos\left(w_0 \left(t - \frac{2\rho(t)}{c}\right)\right)$. Aqui w_0 denota a frequência da portadora senoidal irradiada e α denota a atenuação do sinal, medida no "front-end" do receptor, usualmente muito grande (i.e., $\alpha \ll 1$, pois o obstáculo usualmente não reflete eficientemente a OEM). Assuma que o objeto está em movimento. Se a distância variante no tempo pode ser representada em série de MacLaurin,

$\rho(t) = \rho_0 + \dot{\rho}_0 t + \frac{1}{2!} \ddot{\rho}_0 t^2 + \dots$ ρ_0 denota o alcance nominal; $\dot{\rho}_0$ denota a velocidade do móvel; $\ddot{\rho}_0$ a sua aceleração etc. Um caso de particular interesse é aquele de um móvel com velocidade praticamente constante. Qual o desvio de frequência, aproximadamente, no receptor? E qual o retardo? Que informações estas quantidades podem proporcionar acerca do móvel?

5.92 Os satélites trabalham normalmente com amplificadores TWT não lineares (eles fornecem maior ganho) e a opção é usar modulação a envelope constante. Considerando o sinal tx do tipo $\varphi(t) = A \cos \Theta(t)$, o ruído afeta ambos a envoltória e a fase do sinal. O sinal recebido na porta de entrada (*front end*) pode ser expresso sob a forma $\varphi(t) = [A + e(t)] \cos[\Theta(t) + \varepsilon(t)]$. Os transponders recorrem a filtros BPL (*Bandpass Limiters*) cujo diagrama esquemático é mostrado a seguir.

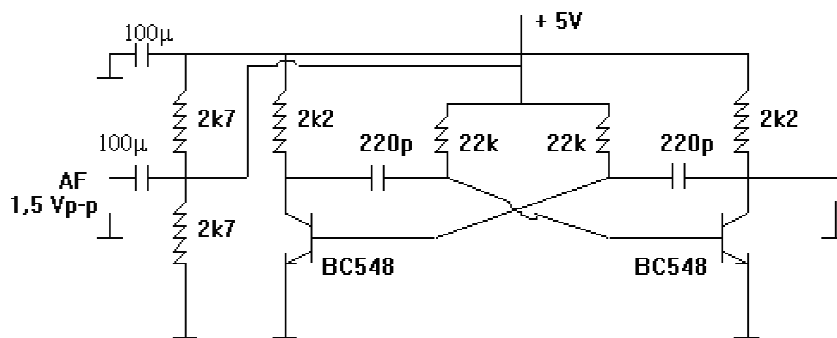


- a) Sob que condições a saída do limitador pode ser aproximada por $V_L \text{Sgn}[\cos\{\Theta(t) + \varepsilon(t)\}]$?
- b) Demonstre, usando a idéia da FM digital, que neste caso a potência de saída é expressa por $8V_L^2/\pi^2$ e pode ser ajustada com precisão.

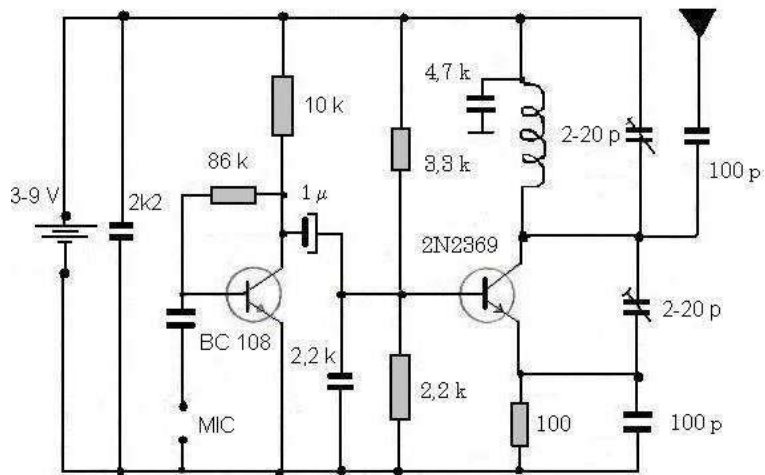
5.93 Você tem um amigo que é guitarrista. Ele pede que você projete um equipamento para afinação de guitarras. Especificamente, o sistema deve possuir duas entradas, a saber, $\cos(\omega_0 t)$ e $\cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta]$ e produzir uma saída DC proporcional à diferença de frequência Δf . A diferença de fase θ é desconhecida. Proponha um diagrama de blocos para o sistema.

5.94 Um sinal é formado pelo chaveamento, com uma frequência de 5 kHz, de duas ondas senoidais de 10 MHz e 12 MHz. Faça um esboço da forma de onda resultante. Qual será a forma de onda do sinal modulador se considerarmos o sinal acima como uma onda modulada em F.S.K.? Qual a banda passante aproximada para a transmissão (use dois AMs superpostos)? Compare com a banda passante necessária supondo que o sinal modulador pode ser aproximado por uma senoidal de 5 kHz e de mesma amplitude.

5.95 Monte o gerador de PFM cujos esquema é mostrado.



5.96 Monte o modulador ilustrado a seguir: Transmissor FM de alcance de 250 m, e a bobina tem 4 espiras de fio de cobre 22 AWG (núcleo de ar com 10 mm). Os trimmers são de 2-20 pF em porcelana O microfone é de eletreto.



Capítulo VI

SISTEMAS DIGITAIS

Neste capítulo são apresentados alguns fundamentos dos sistemas de comunicação digital (Etimologia: do Latim *Digitus*=dedo) de mais comum uso em transmissão de sinais analógicos. A transmissão de dados é também abordada. Os resultados fundamentais para a conversão analógica / digital (A/D e D/A) são estabelecidos. Os sistemas pulsados estudados compreendem aqueles como a Modulação em Amplitude dos Pulsos (PAM) e Modulação de Pulsos no Tempo (PTM), além dos sistemas codificados tipo codificação de pulsos (PCM) e Delta. A multiplexação de sinais no domínio Temporal (dita mux digital) TDM é estudada detalhadamente e comparada à mux FDM. Alguns aspectos relativos à transmissão de dados digitais são também examinados. Aplicações envolvendo telemetria, telessupervisão, comunicações espaciais, biomédica, telefonia, TV, etc. são também mencionadas. A digitalização completa foi praticamente alcançada em todas as "plantas" de comunicação no Brasil, com um índice de 100% nas centrais de comutação, empregando comutação digital em CPA-T. Os sistemas de maior retardo na digitalização são os sistemas de radio e teledifusão, sendo o maior obstáculo para a digitalização dos sistemas de comunicação o grande investimento necessário. A TV digital (TVD) e a rádio digital (DAB) estão gradativamente sendo implantados em diversos países.

6.1 Crescimento dos Sistemas Digitais

Os sistemas até agora examinados foram exclusivamente os sistemas analógicos de comunicação. Tal como vem ocorrendo na Eletrônica, os sistemas digitais têm atualmente larga utilização e merecem uma atenção especial devido a sua grande importância prática.

Sistemas digitais de comunicação estão relacionados com a transmissão de sinais cujas formas de onda são restritas a valores discretos da variável. Podem ser classificados como binários ou multiníveis; em função do número de níveis de amplitudes presentes. Embora as comunicações binárias sejam comuns (apenas dois níveis lógicos – *mark* e *space*), uma parte substancial das comunicações se faz com transmissão não binária, e.g., na Rede Digital de Serviços Integrados (no Inglês, ISDN).

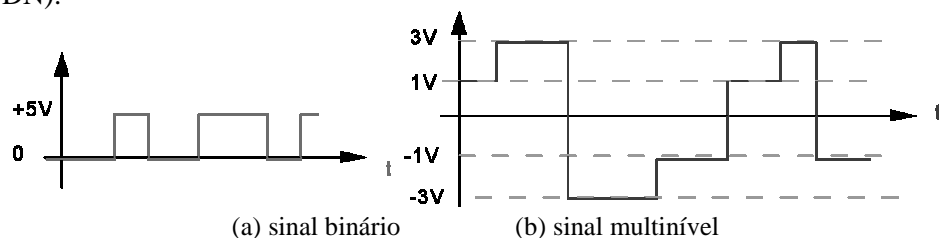


Figura 6.1- Tipos de sinais digitais. Notar a discretização do eixo das ordenadas,

Usualmente as formas de onda são síncronas, isto é, as transições entre níveis ocorrem controladas por um relógio com taxa de repetição constante (*clock*). Alguns sistemas usam comunicações assíncronas, como no protocolo *start-stop*. Visando traçar um perfil qualitativo da extensão do crescimento das comunicações digitais, procura-se sumarizar algumas das razões que os tornam tão atrativos. São inúmeras as razões para o crescimento dos sistemas digitais de comunicação, entre elas:

1. Muitas informações (ou dados) já estão nesta forma, e.g., E/S de computadores, sinais de controle e telessupervisão digital, dados alfanuméricos etc.
2. A disponibilidade de componentes eletrônicos pequenos, confiáveis e de baixo custo, principalmente com o aumento da escala de integração dos CIs digitais.
3. Relativa simplicidade no projeto de circuitos e facilidade de implementação usando CIs.
4. Ampla utilização de computadores digitais (e microcomputadores) no processamento de todo tipo de dados e sinais.
5. Armazenamento de sinais realizado de modo simples e econômico (simplicidade das memórias digitais, RAM, EPROM...).
6. Crescente uso e disponibilidade de técnicas e circuitos de processamento de sinais (DSP), e.g., filtragem digital, transformadas rápidas. Aumento da capacidade dos *chips* DSPs.
7. Fidelidade em transmissões longas devido ao uso de estações repetidoras regenerativas.
8. Flexibilidade do formato digital, que permite:
 - a) combinação em um mesmo canal de uma variedade de diferentes tráfegos (telégrafo, dados, voz, imagem, TV, etc.).
 - b) Multiplexação feita de forma simples e econômica — A mux Digital, TDM, CDM e SDH.
 - c) Transmissão com velocidade ajustável; rápida ou lenta (em função do tráfego e/ou da qualidade exigida).
9. Uso de parte do sinal para controlar o progresso do sinal através de sistemas complexos (ex. cabeçalho em centrais interurbanas, em redes de pacotes, etc.).
10. Possibilidade da codificação (Teoria da Informação)
 - a) Codificação de fonte; reduzindo a redundância, i.e., compactando dados.
 - b) Codificação de canal; combatendo os efeitos do ruído e interferências.
11. Aplicações de técnicas de Criptografia para assegurar privacidade e/ou autenticidade da comunicação.
12. Sinais digitais são adequados para transmissão em fibras ópticas.
13. O forte sinergismo existente entre a comutação digital e a transmissão de sinais digitais.
14. A manutenção é simplificada (monitoração de desempenho, proteção da comutação, telessupervisão digital...).

A digitalização de sinais analógicos vem tornando-se cada dia mais importante, principalmente com o advento das REDES DIGITAIS DE SERVIÇOS INTEGRADOS (RDSI ou ISDN) permitindo aos usuários acesso à telefonia digital, transmissão de dados, fac-símile, rede de alarmes etc., permitindo transações comerciais, bancárias além de acesso a bancos de dados, acesso remoto a computadores, redes síncronas SDH, redes ATM, entre outras aplicações.

Em resumo, os sistemas digitais são amplamente empregados por serem econômicos, simples, confiáveis e flexíveis. Nos sistemas aqui abordados a ênfase para a transmissão de sinais de voz é considerada, embora alguns aspectos da transmissão de dados sejam também apresentados.



Figura 6.2- Aspectos da Telefonia Digital: Você fala “digites”? Certamente todos já falamos em “digitês” inúmeras vezes, mesmo sem estar ciente do fato.

Estrutura de uma cadeia de comunicação digital

A figura a seguir mostra os possíveis blocos de uma cadeia de comunicação digital. Consta-se que a cadeia de recepção é, grosso modo, simétrica à emissão e que a maior parte das operações sucessivas é independente e/ou são operações facultativas [SKL 1983, PER 1980].

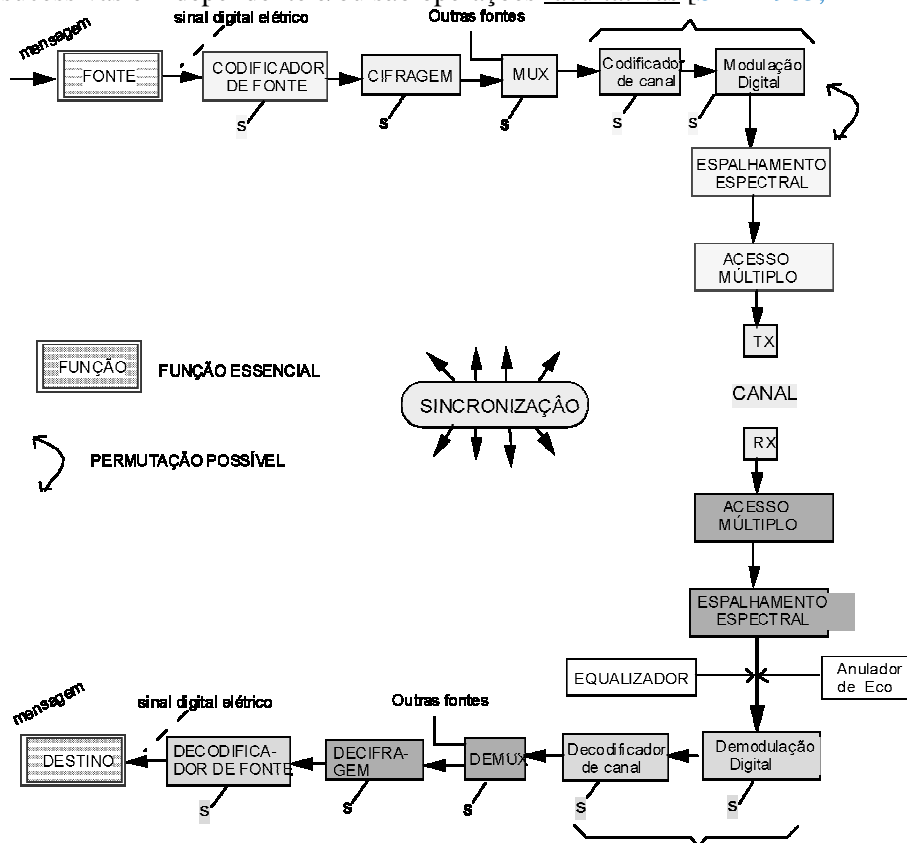


Figura 6.3- Diagrama de blocos da estrutura de uma cadeia de Comunicação Digital.

- *Codificador de Fonte* ⇒ suprimir a redundância dos dados (compactação de dados). Para sinais analógicos envolve a conversão A/D. É comum dobrar a taxa de transmissão em qualquer protocolo (SDLC, X.25, Bisync etc.). Exemplo a seguir.

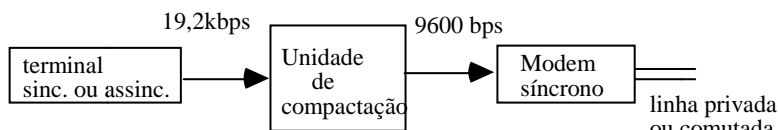
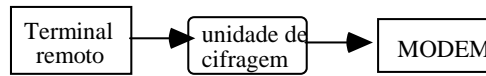


Figura 6.4 – Codificação de fontes para transmissão de dados (compactadores).

- *Cifragem* ⇒ tornar a informação incompreensível àqueles que tentam conhecê-la fraudulentamente (embaralhamento, sistemas de chaves).



Equipamento de segurança de dados.

Figura 6.5 - Proteção da informação por cifragem.

- *Multiplex* ⇒ compartilhar o meio físico entre vários usuários. O acesso múltiplo corresponde ao aspecto dinâmico, adaptativo, na atribuição de subcanais.
- *Codificador de Canal* ⇒ projetar a proteção da informação contra ruído e interferências, objetivando o controle da probabilidade de erro.
- *Modulação Digital* ⇒ transformar a seqüência de símbolos em um sinal contínuo, capaz de atravessar o canal.
- *Espalhamento Espectral* ⇒ reduzir os efeitos do ruído intencional (*jamming*), lutar contra o desvanecimento, multiplexar sinais.
- *Equalização/Anuladores de eco* ⇒ reduzir a interferência intersimbólica e distorções.
- *Sincronização* ⇒ coordenar o tempo das ações nos diversos circuitos.

Praticamente todos os sistemas de comunicação têm "migrado" para a tecnologia digital, especialmente a telefonia (centrais, celular, etc). As aplicações onde há dificuldade na implantação de serviços digitais são ligadas à radiodifusão comercial (estações comerciais e TV). A rádio digital comercial (DAB <http://www.dlp.de/DAB/>) e a TV digital, entretanto, vêm se firmando nos últimos anos. No Brasil, a era da TV digital foi inaugurada no final de 2007.

6.2 Teoria da Amostragem (Nyquist-Shannon-Kotel'nikov)

Na conversão analógico-digital (conversão A-D) é necessário colher-se um número discreto de amostras de um sinal contínuo. O problema crucial na amostragem está relacionado com o número de amostras/seg que devem ser colhidas. É óbvio que um número muito pequeno de amostras pode resultar em uma representação demasiadamente pobre para o sinal. A análise quantitativa acerca deste problema é estudada no **Teorema de Shannon-Nyquist**, um dos resultados fundamentais da Teoria das Comunicações; vide o excelente tutorial [NYQ 1924, OLPIE&SHA 1948, JERRI 1978].

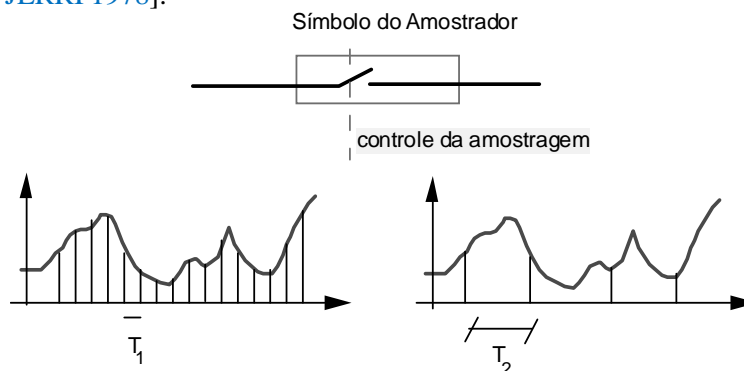


Figura 6.6 - Sinal analógico amostrado em diferentes taxas.

(Teoria dos Conversores A/D).

A princípio, poder-se-ia imaginar (como parece indicar o "bom senso") no processo de amostragem de um sinal analógico haveria sempre uma perda de informação e que esta perda seria tanto menor quanto maior a taxa de amostragem (#amostras/s) utilizada. Entretanto, o Teorema de Shannon mostra que isto nem sempre é verdade.

Numa abordagem superficial, parece intuitivo que uma representação discreta (conjunto de índice nos Inteiros \mathbf{Z}) não poderia "armazenar" toda a informação de um sinal com variações no *continuum* (conjunto de índice nos Reais \mathbf{R})*. A série de Fourier é um primeiro resultado na direção contrária: com um número infinito porem contável de coeficientes, representa-se a informação de um sinal definido no infinito incontável.

O teorema estabelece que, sob certas condições, as amostras colhidas de um sinal podem conter precisamente toda a informação a ele associada. Isto significa que o sinal pode ser perfeitamente recuperado a partir de amostras, *sem nenhuma aproximação*. É como se o conhecimento de pequenos trechos equiespaçados do sinal fossem suficientes para realizar uma interpolação "perfeita" de vazios entre os trechos!

Este resultado não é intuitivo: por muito tempo acreditou-se que a maneira mais natural seria imaginar que há um comprometimento da parte da informação correspondente aos trechos entre amostras. O melhor que se poderia fazer nestes casos seria uma interpolação (exemplo, interpolação linear ou métodos de interpolação de cálculo numérico como o uso de polinômios de Lagrange etc.) para "estimar" o que ocorreu nos espaços vazios.

TEOREMA DA AMOSTRAGEM I. (uniforme)

Mais uma vez o estudo é aplicável apenas para sinais "banda limitada", i.e., aqueles que não possuem componentes espectrais para frequências acima de uma dada frequência f_m Hz, tal como mostra a ilustração da figura a seguir. Embora esta condição não seja rigorosamente verificada, ela é bastante útil em termos de aplicações práticas [SLE 1976].

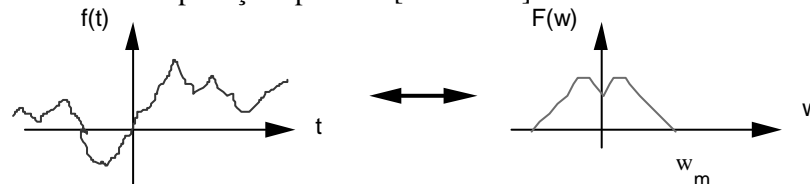


Figura 6.7 - Representação de um sinal de banda limitada.

Teorema (Shannon 1948): Um sinal banda limitada em f_m Hz está univocamente determinado pelas suas amostras discretas, se estas são colhidas em uma taxa de pelo menos $2f_m$ amostras equiespaçadas por segundo.

Prova.

Se as amostras são colhidas a cada T_s segundos, considera-se então um trem de impulsos (pente de Dirac) $\delta_{T_s}(t)$,

$$\delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s).$$

* A realidade, entretanto freqüentemente engana nossos sentidos, como o caso do mapeamento de Cantor dos racionais \mathbf{Q} nos Naturais \mathbf{N} .

A "amostragem" (instantânea) de um sinal $f(t)$ em intervalos de T_s seg. é definida por*:

$$f_s(t) := f(t)\delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t)\delta(t - nT_s).$$

Então a função amostrada $f_s(t)$ contém essencialmente apenas informações acerca das amostras $f(nT_s)$ $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, pois

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT_s)\delta(t - nT_s).$$

Os pares de transformada dos sinais envolvidos nesta operação são mostrados na figura a seguir. Sem perda de generalidade, considera-se um espectro sob a forma mostrada.

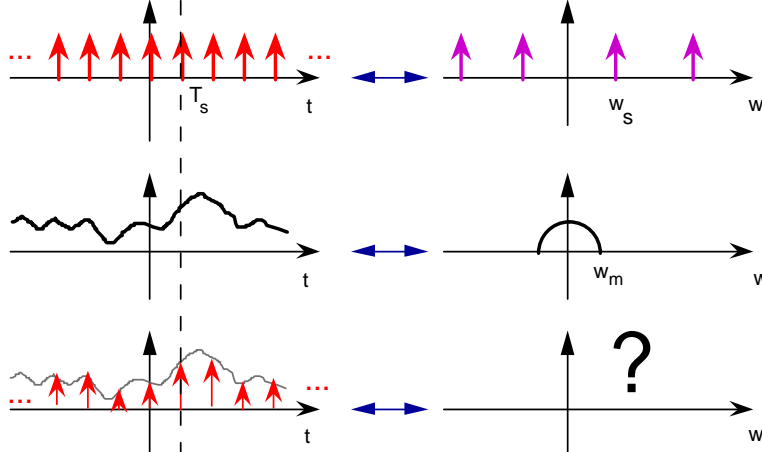


Figura 6.8 - Sinais envolvidos no processo de amostragem (ideal).

O espectro do sinal amostrado pode ser determinado com o auxílio do Teorema da convolução na frequência:

$$f_1(t)f_2(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} F_1(w) * F_2(w).$$

Segue-se imediatamente que

$$f(t)\delta_{T_s}(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} F(w) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} w_s \delta(w - nw_s), \text{ ou seja, } f_s(t) \leftrightarrow F_s(w). \text{ Logo, o espectro do sinal}$$

amostrado $f_s(t)$ é dado por:

$$F_s(w) = \frac{1}{2\pi} F(w) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} w_s \delta(w - nw_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(w) * \delta(w - nw_s)$$

em que foram utilizados a propriedade distributiva do produto de convolução e o fato de que $w_s = 2\pi/T_s$.

$$\text{Finalmente, obtém-se a relação } F_s(w) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(w - nw_s).$$

Este espectro é esboçado para diversos valores de w_s (rd/s), i.e., vários valores para o espaçamento T_s entre amostras consecutivas.

J.W. Tukey- Além de criador da FFT, introduziu parte substancial do jargão e dos conceitos de PDS: *Alias*, *embranchecimento*, *suavização*, *cepstrum*...

* ver-se-á que toda informação de um sinal banda limitada f_m está contida nas amostras tomadas em intervalos uniformes menores que $1/2f_m$ seg !!

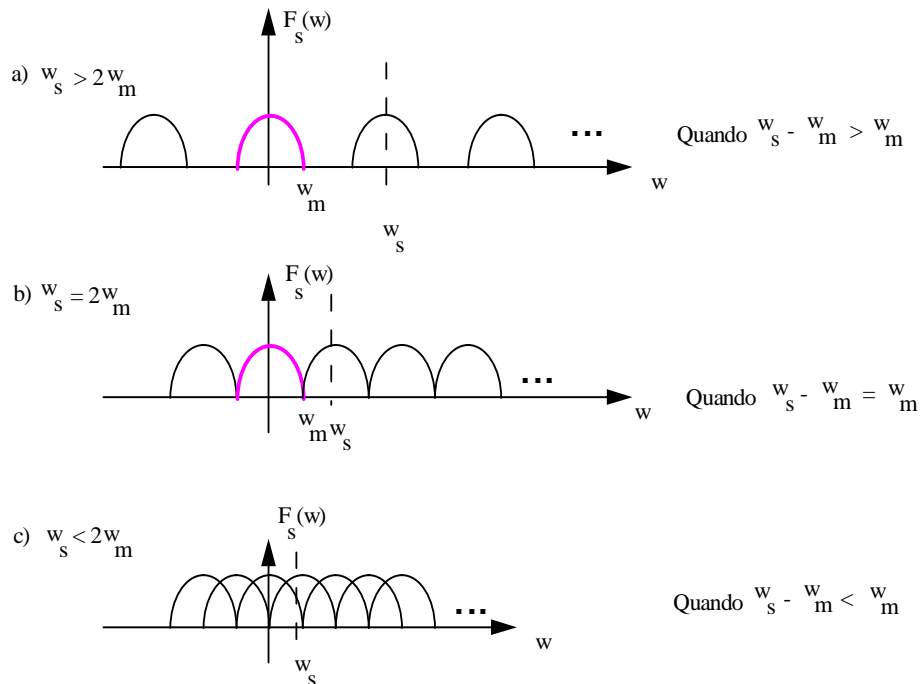


Figura 6.9 - Espectros do sinal amostrado (diferentes taxas de amostragem).

Estes três casos mostram claramente que, a despeito do formato de $F(w)$, não há superposição entre os espectros constituintes quando $w_s \geq 2w_m$. Então o uso de um LPF ideal permite que $f(t)$ seja recuperado sem distorções. Vê-se que a demonstração independe da forma do espectro do sinal a ser amostrado, mas somente do fato que o sinal é limitado em banda.

Supondo que o filtro passa-baixas tem função de transferência dada por $H(w) = T_s \prod\left(\frac{w}{2w_m}\right)$, então a recuperação do sinal a partir das amostras pode ser feita conforme mostra a Fig. 6.10. Quando há superposição das cópias dos espectros, refere-se ao termo *alias*.

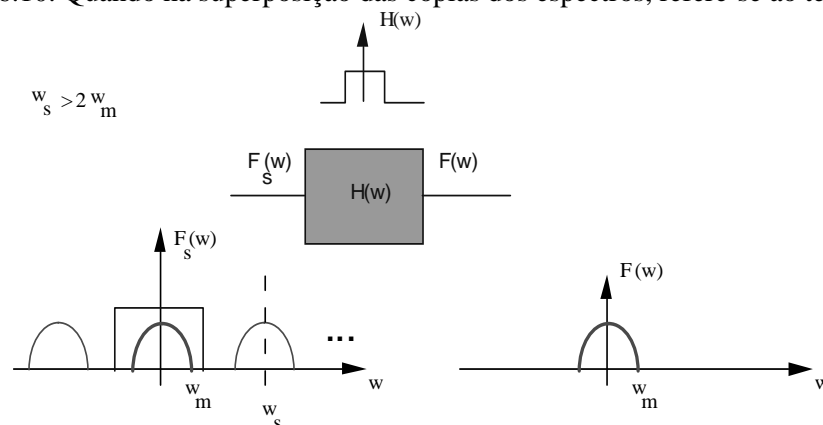


Figura 6.10 - Recuperação do sinal a partir de amostras: uso de filtro LPF.

Para a recuperação exata, sem distorções, é necessário que $w_s \geq 2w_m$, ou seja, $T_s \leq \frac{1}{2f_m}$ segundos. Q.E.D.

O limite $1/T_s = 2f_m$ amostras.seg⁻¹ é chamado de **taxa de Nyquist [NYQ 1928]**. Este é sem dúvida um resultado bastante surpreendente!

Reobtenção do Sinal a Partir de Amostras: Interpolação.

De acordo com o teorema de Shannon/Nyquist, se $1/T_s=2f_m$, então a passagem do sinal amostrado por um filtro passa-baixas ideal recupera exatamente o sinal analógico. Isto significa que:

$$F_s(w)T_s \prod\left(\frac{w}{2w_m}\right) = F(w).$$

A seguir, a análise do processo de reobtenção do sinal é realizada no domínio temporal, conduzindo a uma interpretação rica, surpreendente e interessante.

$$f(t) \leftrightarrow F(w) = F_s(w)T_s \prod\left(\frac{w}{2w_m}\right).$$

O uso do teorema da convolução no tempo indica que é possível escrever $f(t)$ sob a forma:

$$f(t) = \mathfrak{S}^{-1}[F_s(w)] * \mathfrak{S}^{-1}T_s \prod\left(\frac{w}{2w_m}\right).$$

A utilização dos seguintes pares de transformada:

$f_s(t) \leftrightarrow F_s(w)$ e $\frac{w_m}{\pi} Sa(w_m t) \leftrightarrow \prod\left(\frac{w}{2w_m}\right)$, conduz a uma expressão da forma da resposta

impulsional: $f(t) = f_s(t) * T_s \frac{w_m}{\pi} Sa(w_m t)$;

Logo,

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{T_s w_m}{\pi} \left[\sum_{-\infty}^{+\infty} f(nT_s) \delta(t - nT_s) \right] * Sa(w_m t) \\ &= \frac{T_s w_m}{\pi} \sum_{-\infty}^{+\infty} f(nT_s) [\delta(t - nT_s) * Sa(w_m t)] \end{aligned}$$

Lembrando da propriedade de amostragem da distribuição de Dirac (Capítulo I), segue-se imediatamente que

$$f(t) = 2f_m T_s \sum_{-\infty}^{+\infty} f(nT_s) Sa[w_m(t - nT_s)].$$

No caso particular em que $T_s=1/2f_m$, tem-se:

$$f(t) \approx \sum_{-\infty}^{+\infty} f\left(\frac{n}{2f_m}\right) Sa(w_m t - n\pi).$$

Como o sinal é recomposto através das amostras? Observa-se que $f(t)$ corresponde à superposição de vários "samples" deslocados, centrados nos instantes $0, \pm T, \pm 2T, \dots$ etc., i.e. nos instantes de amostragem. É curioso observar que a fórmula apresentada representa um desenvolvimento em série generalizada de Fourier, no qual os coeficientes de Fourier generalizados c_n correspondem às amostras do sinal e o conjunto de sinais ortogonais usado é $\{\phi_n(t)\} = \{Sa(w_m t - n\pi)\}_{-\infty}^{+\infty}$.

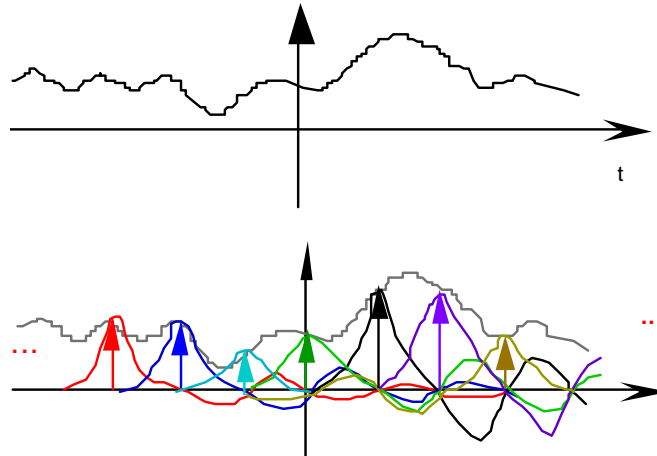


Figura 6.11 - Interpolação das amostras por filtro passa-baixa.

Considerações:

- a) Nos pontos de amostragem nT_s , o valor correto de $f(t)$ é $f(nT_s)$. Em $t=0$ todas as funções "sample" se anulam, exceto aquela centrada na origem, cujo valor é $f(0)$. Em $t=T_s$, apenas o "sample" aí centrado é não nulo, e assim por diante.
- b) Nos instantes diferentes de nT_s , os "samples" somam desde $-\infty$ a $+\infty$ e reconstituem exatamente o valor de $f(t)$ no ponto analisado (interpolação).

6.3 Sistemas PAM (Pulsos Modulados em Amplitude)

No caso de sistemas digitais, a forma mais simplória de se transmitir informação é através da amplitude dos pulsos. Isto constitui o Sistema PAM, Pulsos Modulados em Amplitude, uma espécie de AM para os sistemas digitais. O sistema PAM está intimamente ligado ao teorema da amostragem: as amplitudes dos pulsos são usadas para transportar os valores das amostras colhidas. A demodulação se faz através do processo de interpolação das amostras via filtro linear LPF.

Os tipos de PAM são: Instantâneo, Natural e Topo plano. A forma como as amostras são colhidas determina a classe de sistema PAM usado. Normalmente apenas sinais de banda limitada são considerados, uma vez que o processo tem como base à amostragem.

PAM Instantâneo

Teoricamente é possível transportar toda a informação contida num sinal analógico através de amostras colhidas de acordo com o Teorema de Shannon da amostragem. Um trem de impulsos funcionando como portadora, transmitindo as amostras de um sinal, constitui um sinal PAM instantâneo:

$$f_s(t) := f(t)\delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT_s)\delta(t - nT_s)$$

De acordo com o teorema da amostragem, tem-se:

$$f_s(t) = f(t)\delta_{T_s}(t) \leftrightarrow F_s(w) = \frac{1}{2\pi} F(w) * \Delta_{T_s}(w) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(w - nw_s)$$

e a recuperação do sinal pode ser feita com auxílio de um filtro passa-baixas. Este esquema não é adotado na prática, porém fornece subsídios para compreender os sistemas práticos.

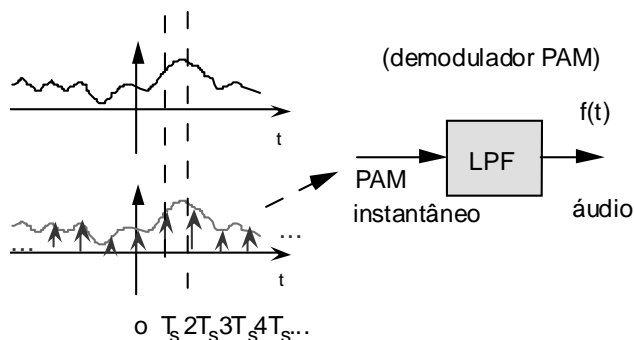


Figura 6.12 - Sinal PAM instantâneo e demodulador PAM.

PAM Natural

Para a implementação do sistema PAM, uma possibilidade consiste em utilizar uma chave (em geral eletrônica), para amostrar o sinal.

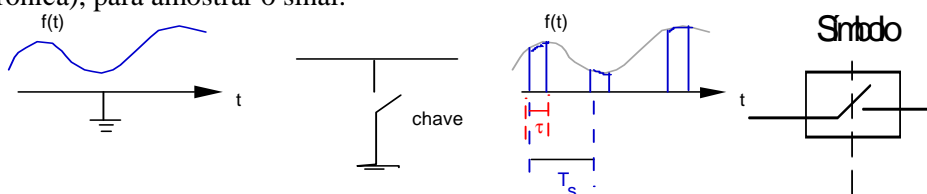


Figura 6.13- Sistema PAM natural; representação do circuito de amostragem.

A chave amostra o sinal a cada $T_s=1/2f_m$ segundos e passa um tempo τ atuando, $\tau < T_s$ (o ciclo de trabalho é $d=\tau/T_s$). A operação correspondente pode ser visualizada como "amostrar o sinal $f(t)$ " com uma chave $S(t)$, expressa por:

$$S(t) \cong \frac{\tau}{T_s} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} Sa\left(\frac{n\pi\tau}{T_s}\right) \cos n\omega_s t \right\}, \quad \forall t,$$

isto é, como se fosse um processo de modulação quatro quadrantes da mensagem com uma portadora $S(t)$, $f_s(t)=f(t) \cdot S(t)$.

A implementação pode ser feita de diversas maneiras, como por exemplo, uma ponte de diodos e um multivibrador astável.

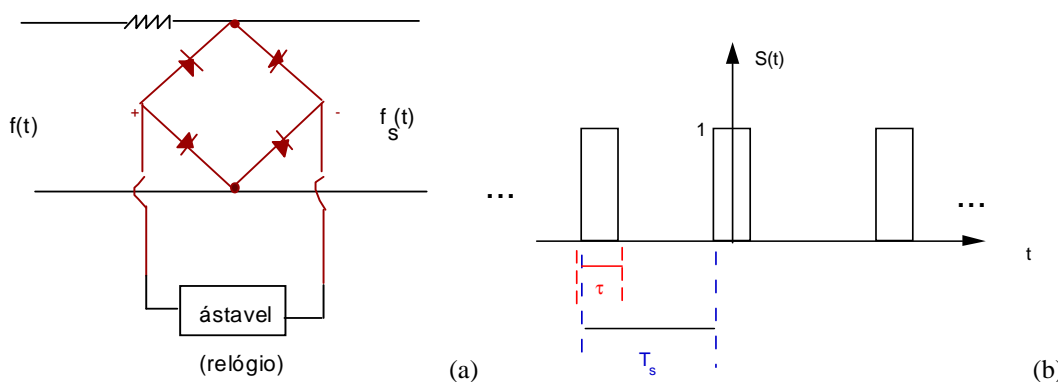


Figura 6.14 - Modulador PAM em ponte. (a) Amostragem natural (b) Portadora $S(t)$.

O leitor pode avaliar facilmente o espectro $F_s(w)$, observando que, obedecida a condição $T_s=1/2f_m$, é possível recuperar $f(t)$ com o auxílio de um filtro passa-baixas.

$$S(t)f(t)|_{LPF} = \frac{\tau}{T_s} f(t).$$

É interessante notar que quanto menor for o ciclo de trabalho da chave (menor energia gasta no TX), menor será o nível do sinal recuperado.

Outras implementações são possíveis, como circuito amostrador com par de transistores complementares, como mostrado.

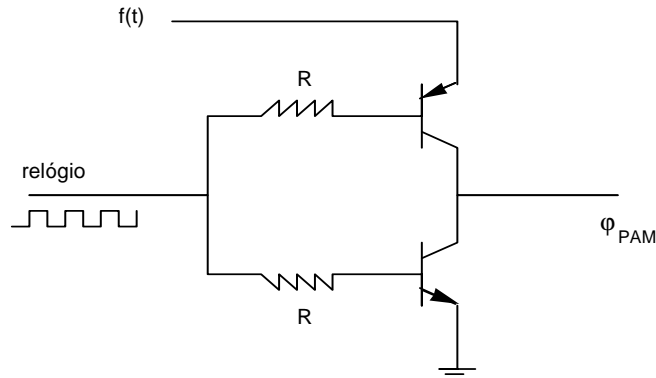


Figura 6.15 - Circuito amostrador com par complementar (transistores bipolares, e.g., BC 557 /BC 547).

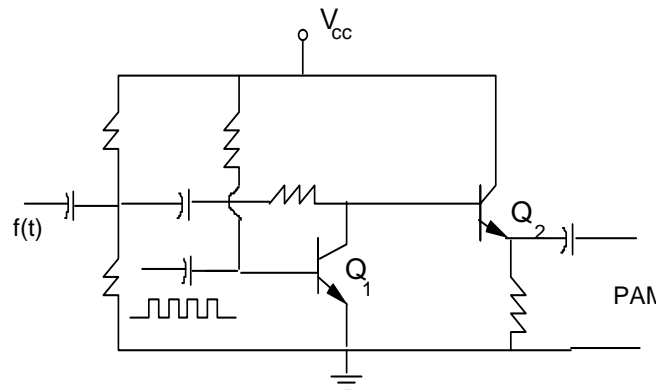


Figura 6.16 - Modulador PAM instantâneo: Exemplo de implementação.

Uma análise do espectro do sinal PAM é realizada a seguir, levando em consideração um sinal modificador constituído de apenas um tom senoidal (Jobim ataca novamente!).

Supondo que $f(t) = A(1 + m \cdot \text{sen} w_m t)$, $m < 1$, o sinal PAM correspondente é $\varphi_{PAM}(t) = f(t)S(t) = A(1 + m \text{sen} w_m t)S(t)$.

A função de chaveamento com um ciclo de trabalho $d = \tau/T_s$ e $w_s > 2w_m$ corresponde ao desenvolvimento

$$S(t) \cong d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos n w_s t, \quad -\infty < t < \infty.$$

Deste modo,

$$\varphi_{PAM}(t) \cong AS(t) + mAs \text{sen} w_m t \left\{ d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos n w_s t \right\},$$

ou seja, $\varphi_{PAM}(t) \cong AS(t) + mdA \text{sen} w_m t + 2md \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \text{sen} w_m t \cos n w_s t$.

Aplicando a identidade trigonométrica de soma de arcos $\text{sen}A \cdot \cos B = 1/2 \{ \text{sen}(A+B) + \text{sen}(A-B) \}$, segue-se que

$$\varphi_{PAM}(t) \cong AS(t) + mdA \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Sa(n\pi d) \text{sen}(w_m - n w_s) t.$$

O espectro correspondente é esboçado na Fig. 6.17 a seguir.

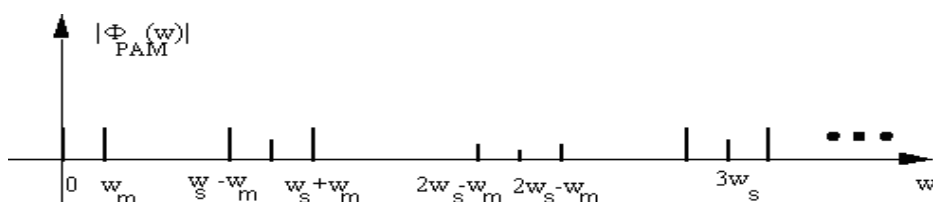


Figura 6.17 - Espectro de um sinal PAM natural (único tom modulador).

A recuperação do tom pode ser feita simplesmente através de um simples filtro LPF, provido que $\omega_s > 2\omega_m$, resultado já conhecido. É também interessante mencionar que os sistemas PAM não constituem, no sentido estrito, sistemas digitais, uma vez que os possíveis níveis de amplitude variam no *continuum*.

A implementação eletrônica de um Modulador PAM é mostrada no esquema a seguir, usando um AMP OP (356) como *buffer* e um transistor 2N3904 como chave.

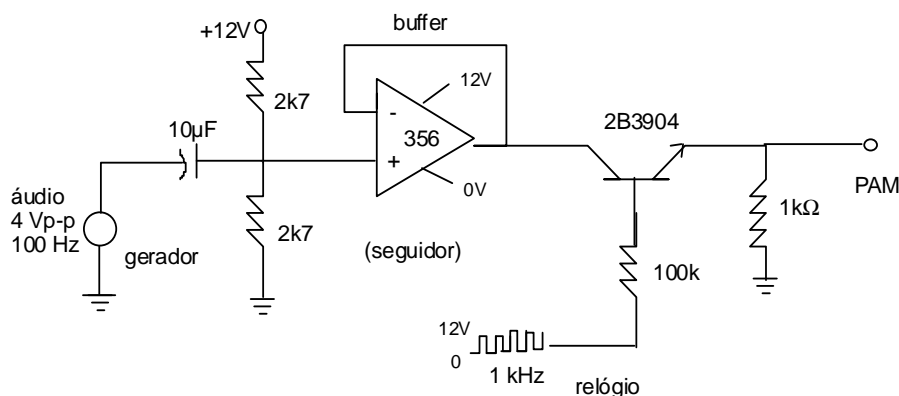
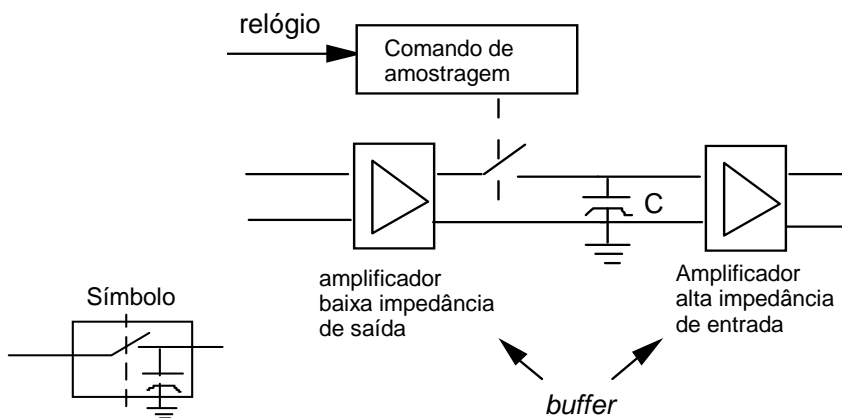


Figura 6.18- Modulador PAM: Implementação (laboratório).

PAM Topo Plano

Os sistemas descritos ainda não constituem sistemas digitais na acepção do termo, pois a amplitude do sinal não varia em *quanta* (níveis discretos). O sistema topo plano colhe o valor das amostras de acordo com o teorema da amostragem e as retém por τ segundos. O circuito que realiza esta amostragem é conhecido como "circuito de amostragem e retenção" (*Sample & Hold*).



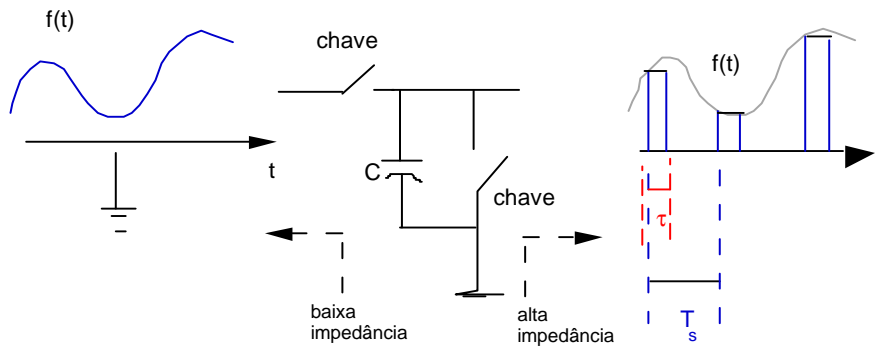


Figura 6.19 - Sistema PAM Topo plano (circuito *sample & hold*).

Para a verificação que é possível reobter o sinal modulador a partir de um sinal topo-plano, faz-se necessário avaliar o espectro deste último.

Pode-se conceber um sinal topo plano como sendo obtido por uma amostragem instantânea, seguida da passagem através de um sistema linear, como mostrado a seguir.

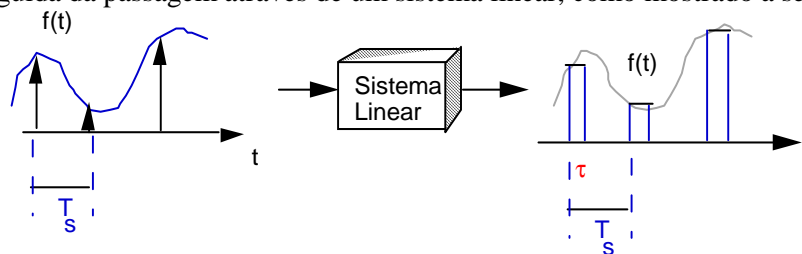


Figura 6.20 - Obtenção de um sinal topo plano (entendendo o "*sample&hold*").

A resposta ao impulso do sistema linear assim considerado deve ser uma porta, $h(t) = \Pi\left(\frac{t - \tau/2}{\tau}\right)$. Como a sistema é linear e invariante, a resposta obtida é exatamente aquela esboçada na figura anterior. Conseqüentemente, a função de transferência do filtro de retenção é:

$$H(w) = \tau \text{Sa}\left(\frac{w\tau}{2}\right) e^{-jw\tau/2}$$

Para avaliar o que acontece com o espectro de um sinal quando amostrado «topo plano», considera-se por simplicidade um sinal banda limitada com um espectro plano com o sinal modulador. Após entender o mecanismo, o sinal pode ser generalizado para um formato arbitrário.

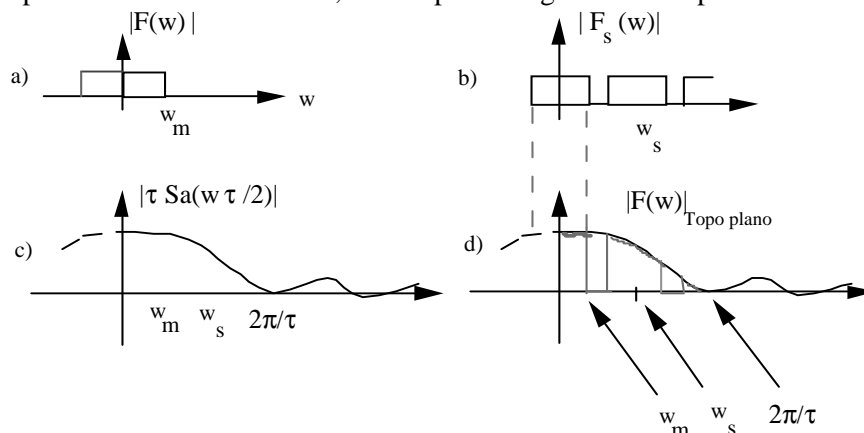


Figura 6.21- Formas de onda envolvidas na obtenção do espectro topo plano. a) sinal modulador; b) amostragem instantânea $w_s > 2w_m$; c) função de transferência; d) espectro topo plano.

No esboço do espectro de $|H(w)|$ deve ser lembrado o fato que $w_m < 2w_m < w_s = 2\pi/T_s < 2\pi/\tau$, desde que $\tau < T_s$.

A passagem do sinal topo plano em um LPF ideal com frequência de corte ligeiramente superior a w_m recupera o sinal modulador com uma pequena distorção (o espectro obtido não é mais plano, as componentes de HF sofrem uma pequena atenuação). Tem-se

$$\mathfrak{S} \left\{ f(t) \Big|_{\text{topo plano}} \right\}_{LPF} = \frac{\tau}{T_s} Sa \left(\frac{w\tau}{2} \right) e^{-jw\tau/2} F(w), \text{ em } 0 \leq |w| \leq w_m.$$

Se o ciclo de trabalho for muito pequeno ($\tau \ll T_s$), então a distorção torna-se desprezível – a amostragem assemelha-se a instantânea. Entretanto, pulsos mais estreitos exigem maior banda passante na transmissão, além de diminuir o nível do sinal reobtido e aumentar a sensibilidade ao ruído.

Em termos práticos, torna-se atrativo aumentar ao máximo o valor do tempo de retenção, visando aumentar a amplitude do sinal de saída e diminuir os requisitos de banda passante. Ao se fazer isto, se a distorção tornar-se inaceitável, uma solução consiste em utilizar um filtro equalizador em cascata com o LPF, pois a distorção introduzida é linear.

O filtro equalizador para topo plano tem função de transferência inversa da função $H(w)$ que introduz a distorção, isto é, (naturalmente, o denominador não se anula)

$$H_{eq}(w) = Sa^{-1}(w\tau/2) = \frac{w\tau/2}{senw\tau/2} \text{ em } 0 \leq |w| \leq w_m.$$

Muito embora esta característica não seja fisicamente realizável, ela é sintetizada com razoáveis aproximações, reduzindo a distorção a níveis aceitáveis. Isto pode ser feito, por exemplo, com auxílio de filtros digitais ou rede de retardo com derivações (Wiener, Cap. II). O equalizador e o filtro passa-baixas (Fig. 6.22) podem ser implementados num só filtro linear.

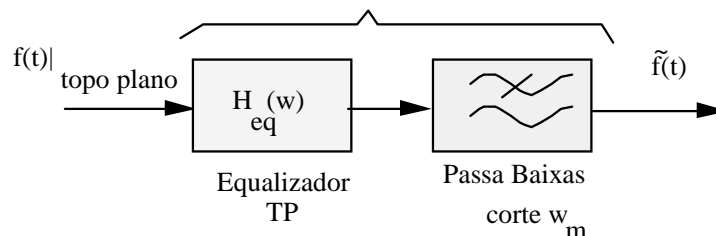


Figura 6.22 - Uso do equalizador na demodulação PAM topo plano (TP).

Atualmente, a implementação de circuitos S&H pode ser feita diretamente empregando CIs, como o LM 398, ou LF 198 /LF 398 (National semiconductor), ou AD582 entre outros (Analog Devices).

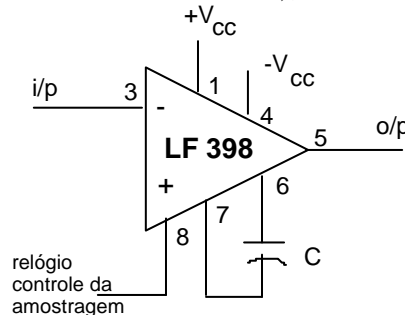


Figura 6.23- Circuito de amostragem e retenção (pinagem LF 398).

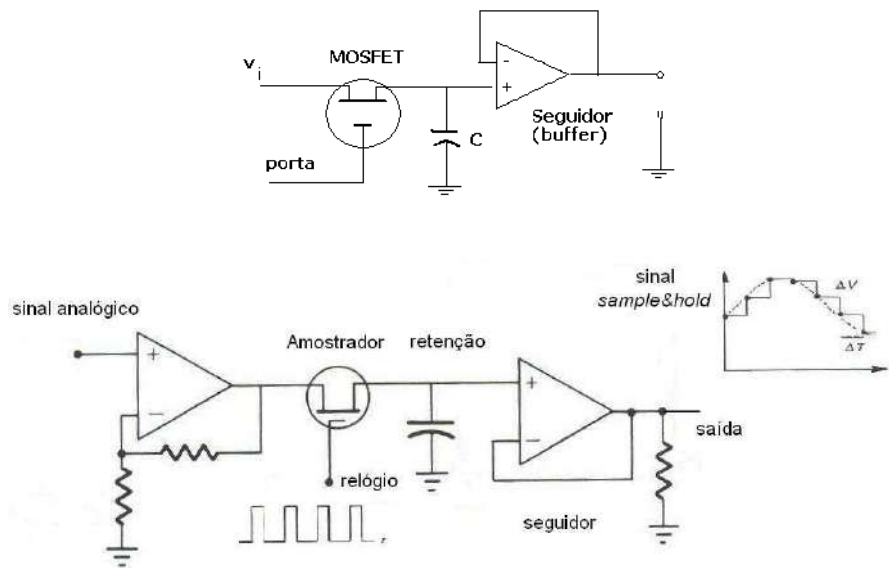


Figura 6.24 – Circuitos de Amostragem e retenção (*sample & hold*) para amostragem de sinais digitais.

Os sistemas PAM digitais requerem a quantização da amplitude, além de amostragem topo plano. Isto corresponde a maior parte de um sistema PCM, como será visto adiante, restando tão somente a codificação das amplitudes (rótulos binários indicados na figura).

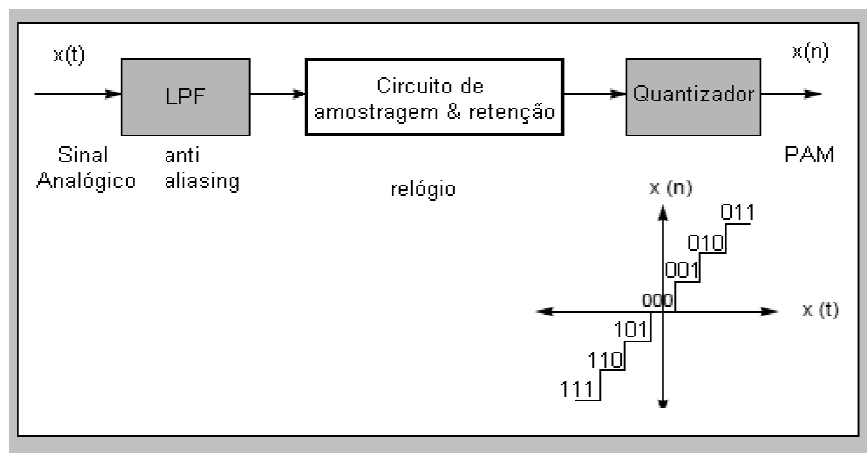


Figura 6.25 – Sistema PAM digital: Uso do quantizador.

6.4 Sistemas PTM (Pulsos Modulados no Tempo)

Os sistemas pulsados utilizam uma portadora digital (o equivalente digital de uma portadora analógica-senoidal é um trem de pulsos: uma onda quadrada), a qual é modulada por um sinal modulador analógico.

A variação de uma das características da portadora permite a transmissão da informação. Observa-se que os parâmetros que caracterizam o *trem de pulsos* são a amplitude, a duração e o período, respectivamente, A , τ e T (Figs. 6.26 & 6.27).

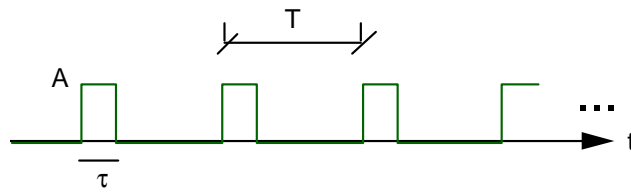


Figura 6.26 - Portadora digital.

A informação contida nas amostras do sinal pode ser transportada na amplitude dos pulsos (sistema PAM já abordados), ou pode ser transmitida através de um parâmetro temporal. No segundo caso, as modulações são referidas como PTM (pulsos modulados no tempo). É interessante notar que de um modo geral, PAM e PTM tem entre si uma relação algo similar àquela entre AM e FM.

Entre as numerosas formas de modulação da classe PTM, duas delas são de particular interesse e apresentam larga utilização prática. Elas correspondem às modulações PWM (PDM) e PPM, sendo a informação transportada respectivamente, na duração e na posição dos pulsos. A figura a seguir ilustra a idéia empregada nestes sistemas.

Em PTM, os pulsos modulados têm amplitudes uniformes e podem ser regenerados periodicamente durante a transmissão, através de «estações repetidoras regenerativas». Eles requerem bandas passantes substancialmente maiores que os sistemas PAM, pois dependem da localização precisa das bordas dos pulsos. Este aumento nos requisitos de largura de faixa, como na FM, conduz a uma melhoria na relação sinal/ruído (SNR), resultando em um desempenho superior. Tal como na modulação analógica, os sistemas de *banda larga* apresentam melhor qualidade.

Em algumas situações, a quantização não é desejável ou permitida, pois os requerimentos quanto à precisão podem resultar em um número impraticável de níveis de quantização. Nos sistemas PTM não há erro de quantização, fato que os torna preferíveis neste tipo de transmissão. Eles são também atrativos devido a sua simplicidade, entretanto conduzem a sérios problemas na integração de serviços digitais e tem apresentado um uso cada dia mais reduzido, sendo aplicado somente em alguns sistemas de comunicação específicos.

Há outra classe de sistemas digitais, conhecida como sistemas codificados, os quais são inerentemente digitais, não têm "equivalência" com modulações analógicas e são extremamente atrativos. Eles são hoje largamente preferidos e sua integração com os demais serviços digitais é trivial.

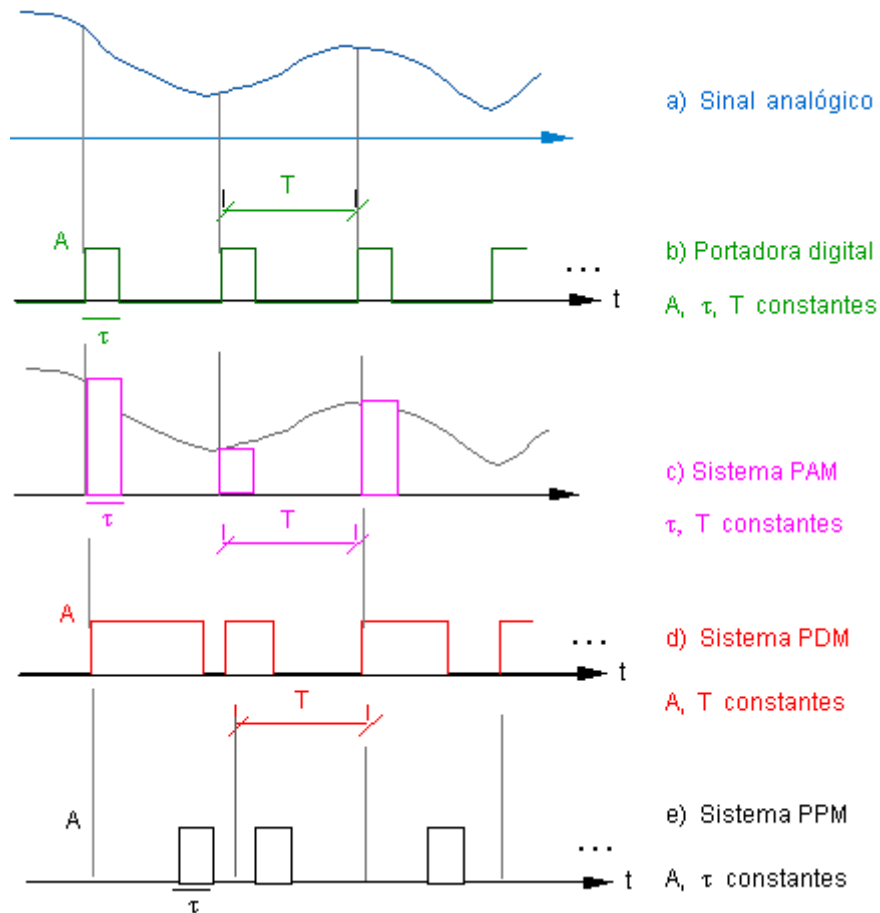


Figura 6.27 - Sistemas pulsados. Modulação analógica em portadora digital. Os sistemas PAM, PWM e PPM correspondem às figuras c,d,e, respectivamente.

6.5 Modulação por Duração dos Pulsos (PDM ou PWM)

Sistemas digitais nos quais a modulação consiste em variar a duração dos pulsos da portadora modulada proporcionalmente a amplitude do sinal no instante da amostragem são conhecidos com PDM (*pulse duration modulation*). Foram concebidos em 1924 por **Raymond A. Heising**. Trata-se de uma maneira para transmitir as informações contidas nas amostras de um sinal, que por sua vez, de acordo com o teorema da amostragem, contém toda a informação relativa ao sinal analógico de entrada. Deste modo, a largura normal do pulso aumenta ou diminui, dependendo da amplitude da amostra do sinal (respectivamente positiva ou negativa). Também são conhecidos na literatura como sistemas PWM – *Pulse Width Modulation*.

Três tipos de PDM são utilizados (dependendo da maneira como o modulador é construído):

- bordo direito
- bordo esquerdo
- bordo simétrico.

No primeiro, a largura do pulso é variada deslocando-se sua borda direita de um valor proporcional à amplitude da amostra. Já no PDM bordo simétrico, a duração dos pulsos é alterada deslocando-se ambos os lados do pulso relativamente à posição não modulada. A figura a seguir é bastante ilustrativa.

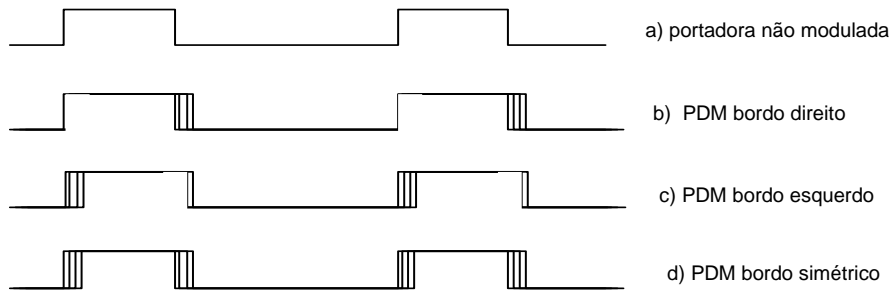


Figura 6.28 - Tipos de modulação PDM.

O espectro de um sinal PDM pode ser obtido após uma longa e tediosa manipulação. Tratando-se de um sistema banda larga, uma grande quantidade de raias aparece e novamente elas apresentam amplitudes controladas por uma quantidade sem fim de funções de Bessel, lembrando a modulação FM. Considera-se inicialmente um sinal não modulado (portadora não modulada).

$$S(t) \cong d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos n\omega_s t, \text{ com ciclo de trabalho } d = \tau_s / T_s.$$

Admitindo-se que o sinal modulador é apenas um único tom senoidal na frequência f_m , a largura dos pulsos deve variar de acordo com: $\tau = \tau_s (1 + m \text{sen } w_m t)$. Portanto:

$$\frac{\tau}{T_s} = d(1 + m \text{sen } w_m t).$$

A expressão para um sinal PDM pode ser obtida lembrando que neste caso o ciclo de trabalho é variável e corresponde a τ/T_s . Assim,

$$\varphi_{PDM}(t) = \frac{\tau}{T_s} + 2 \frac{\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi \frac{\tau}{T_s}) \cos n\omega_s t, \text{ ou seja,}$$

$$\varphi_{PDM}(t) = d(1 + m \text{sen } w_m t) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\text{sen}[n\pi d(1 + m \text{sen } w_m t)]}{n\pi} \cos n\omega_s t.$$

Desenvolvendo a expressão anterior usando propriedades de adição de arcos, obtém-se:

$$\varphi_{PDM}(t) = d(1 + m \text{sen } w_m t) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n\pi} \text{sen}(n\pi d) \cos[n\pi m d \text{sen } w_m t] \cos n\omega_s t$$

$$+ \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n\pi} \cos(n\pi d) \text{sen}[n\pi m d \text{sen } w_m t] \cos n\omega_s t$$

Lembrando dos desenvolvimentos em série anteriormente provados (Seção 5.3), obtêm-se coeficientes de Fourier ligados a funções de Bessel de primeira espécie e ordem k :

$$\cos(\beta \text{sen } w_m t) = J_0(\beta) + 2 \sum_{\substack{k=2 \\ k \text{ par}}}^{+\infty} J_k(\beta) \cos k w_m t, \quad \text{sen}(\beta \text{sen } w_m t) = 2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ímpar}}}^{+\infty} J_k(\beta) \text{sen } k w_m t,$$

Após uma tediosa manipulação empregando trigonometria e propriedades das funções de Bessel, chega-se a expressão:

$$\varphi_{PDM}(t) \cong d(1 + m \text{sen } w_m t) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n\pi} \text{sen}(n\pi d) \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \text{ par}}}^{+\infty} J_k(n\pi d m) \cos(n\omega_s t + k w_m t)$$

$$+ \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{n\pi} \cos(n\pi d) \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \text{ ímpar}}}^{+\infty} J_k(n\pi d m) \text{sen}(n\omega_s t + k w_m t)$$

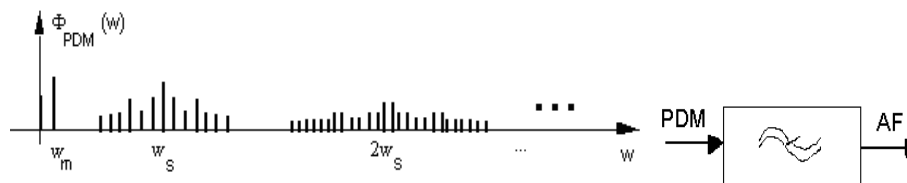


Figura 6.29 - Espectro do sinal PDM (único tom modulador); Demodulação de PDM.

Vê-se que o sinal PDM pode ser demodulado reobtendo o sinal modulador através de um simples filtro LPF com corte em f_m Hz. As amplitudes das raias "alias" que caem em baixa frequência são desprezíveis, de forma que a distorção é muito pequena.

Geração de PWM (ou PDM)

São empregados basicamente dois processos para a geração de sinais PDM (moduladores PWM). O primeiro deles, o mais usado, faz uso de um sinal auxiliar "dente de serra" ou "onda triangular" e um discriminador de nível (*Schmitt trigger*- concebido por Otto Schmitt). O segundo método envolve a carga de um capacitor através de uma fonte de corrente, seguido de um diferenciador. Estes processos são descritos com mais detalhes na seqüência.

1º Método:

Consiste em amostrar o sinal em PAM topo plano e somá-lo ao sinal auxiliar sincronizado com o relógio de amostragem; em seguida empregar um discriminador de nível para obter os pulsos PDM. O diagrama e as figuras das formas de onda ilustram o processo. São também apresentadas possíveis implementações (circuitos de laboratório).

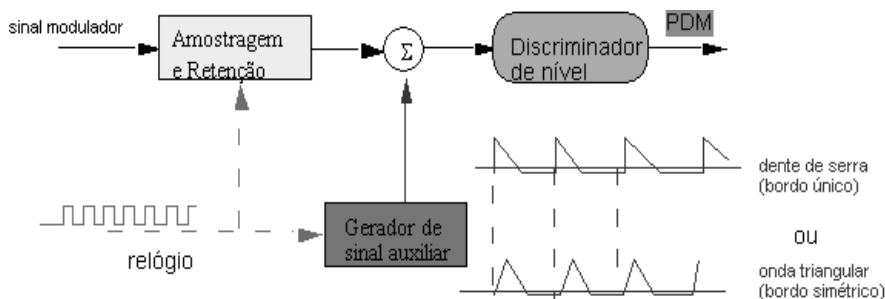


Figura 6.30a- Diagrama da geração de PWM.

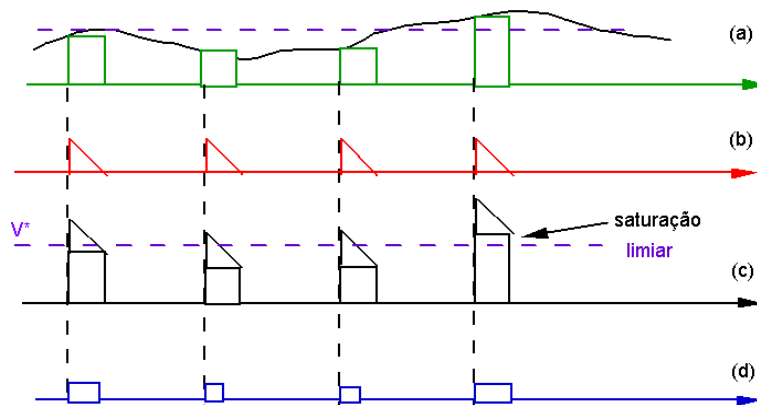


Figura 6.30b - Formas de onda envolvidas na geração de PWM.

Alguns comentários são importantes: amostras acima de certo valor (limiar do discriminador V^*) saturam o sistema e os pulsos obtidos correspondem ao de maior largura permitida – corresponde à largura determinada pelo tempo de retenção. Já amostras de valores abaixo de certo nível crítico são ignoradas por não ultrapassarem o limiar quando somadas ao sinal auxiliar e são interpretadas como nulas. Isto implica em sérios cuidados no projeto para construção de um modulador PWM, em função do tipo de sinal modulador.

O pulso mais largo plausível corresponde à largura usada na retenção e no sinal auxiliar, e em alguns casos, pode haver ausência de pulsos (duração zero). Este método pode ser empregado para gerar PWM diretamente a partir do sinal modulador, excluindo a passagem por um circuito de amostragem e retenção. Uma possível implementação pode ser feita com CIs, por exemplo, o temporizador LM 566 (ou 555) e o comparador LM 311. Detalhes podem ser encontrados na Experiência 16 em [CHUI, 1992].

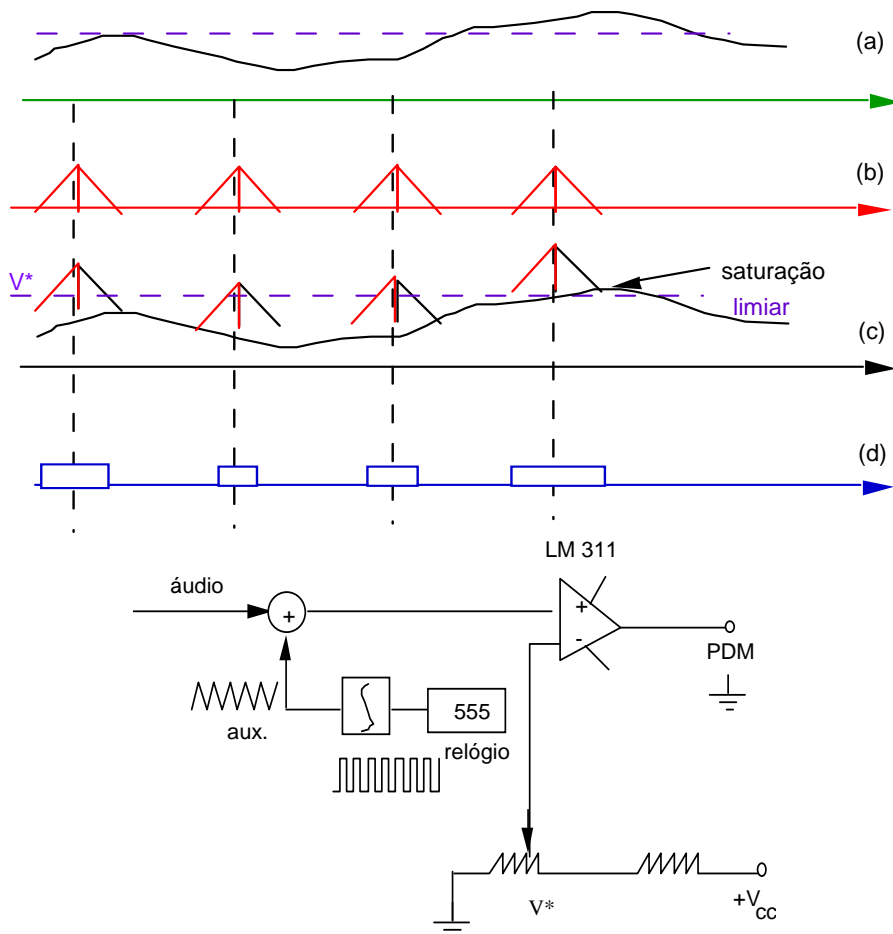


Figura 6.31 - Modulador PWM: (a) até (d), formas de onda envolvidas, (e), circuito de geração com base no 555.

2º método

O sinal modulador é amostrado PAM topo plano e é usado então para carregar um capacitor. Este é descarregado através de uma fonte de corrente constante. A duração do tempo de descarga depende da amplitude da amostra, permitindo assim a geração de um sinal modulado PWM.

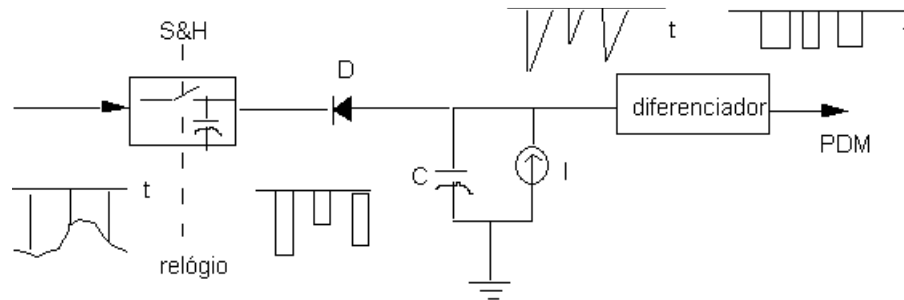


Figura 6.32 - Diagrama de geração de PWM. Capacitor descarregado em fonte de corrente.

Na ocorrência de um pulso de amostragem, o diodo conduz e o capacitor carrega-se rapidamente até o valor da amostra. Após o período de retenção, o diodo D corta e o capacitor começa a descarregar-se através da fonte de corrente constante.

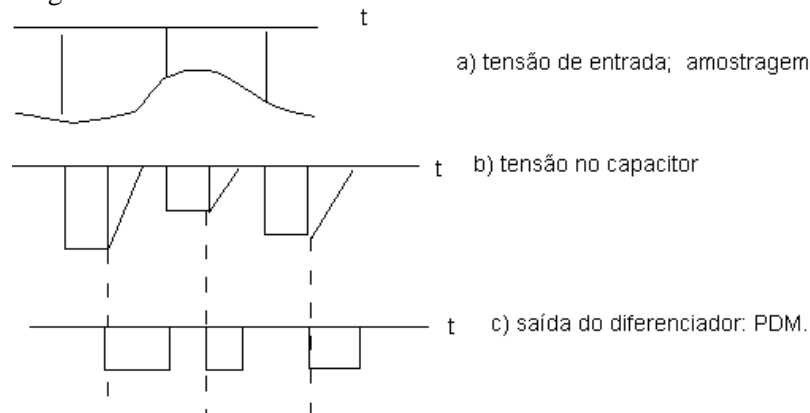


Figura 6.33 - Formas de onda na geração de PWM. Método do capacitor.

Admitindo que o capacitor esteja carregado com o valor da amostra v_o volts, a tensão em seus terminais irá descarregar de acordo com:

$$I = C \frac{dv_c}{dt}, \quad v_c(0) = v_o < 0. \quad \text{Logo, } v_c(t) = \frac{I}{C}t + v_o. \quad (\text{rampa}).$$

Conseqüentemente, a inclinação da reta de descarga é constante e independente da tensão da amostra v_o . O tempo τ necessário para que o capacitor atinja a tensão nula é diretamente proporcional à tensão da amostra:

$$0 = \frac{I}{C} \tau + v_o \Rightarrow \tau = \frac{C}{I} v_o.$$

A partir daí, o capacitor permanece descarregado devido ao diodo D (a tensão é nula na entrada). A saída diferenciada gera o sinal PDM, pois a duração dos pulsos que aparecem depende da amplitude da amostra colhida.

6.6 Modulação por Posição de Pulsos (PPM)

A PPM consiste em variar a posição relativa do pulso sem modulação conforme a amplitude do sinal modulador no instante da amostragem. O sistema PPM resulta uma melhor relação sinal/ruído que o PAM ou o PWM, sendo por isto atrativo.

O espectro do sinal PPM considerando como sinal modulador apenas um tom senoidal pode ser obtido como segue: A portadora não modulada uma vez mais é

$S(t) \equiv d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi a \cos nw_s t)$, $-\infty < t < +\infty$, com ciclo de trabalho $d = \tau/T_s$, em que $f_s = 1/T_s$ é a frequência de amostragem do sinal. O centro de cada pulso ocorre em $0, T_s, 2T_s, 3T_s, \dots$

Admitindo o deslocamento na posição dos pulsos controlado pela relação $\Delta t \cdot \text{sen} w_m t = mT_s \text{sen} w_m t$, o sinal PPM será expresso por:

$$\varphi_{PPM}(t) = d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cos[nw_s(t + \Delta t \text{sen} w_m t)]$$

Desenvolvendo o cosseno da soma, chega-se a:

$$\begin{aligned} \varphi_{PPM}(t) = & d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cdot \{ \cos(nw_s t) \cos[nw_s \Delta t \text{sen} w_m t] \} \\ & - 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \cdot \{ \text{sen}(nw_s t) \text{sen}[nw_s \Delta t \text{sen} w_m t] \} \end{aligned}$$

Uma vez mais se utilizando dos desenvolvimentos em série trigonométrica de Fourier para as funções $\cos(\beta \text{sen} \theta)$ e $\text{sen}(\beta \text{sen} \theta)$, tal como em FM e PDM, é possível reescrever a equação precedente sob a forma:

$$\begin{aligned} \varphi_{PDM}(t) \equiv & d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \sum_{\substack{k=0 \\ k \text{ par}}}^{+\infty} J_k(\beta) \cos(nw_s t) \cos(kw_m t) \\ & - 2d \sum_{n=1}^{+\infty} Sa(n\pi d) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \text{ impar}}}^{+\infty} J_{k'}(\beta) \text{sen}(nw_s t) \text{sen}(k'w_m t) \end{aligned}$$

em que $\beta = nw_s \Delta t = nw_s(mT_s)$.

A aplicação de identidades trigonométrica para $\cos A \cdot \cos B$ e $\text{sen} A \cdot \text{sen} B$ conjuntamente com propriedades das funções J_n de Bessel conduz a expressão simplificada

$$\varphi_{PDM}(t) \equiv d + 2d \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} Sa(n\pi d) J_k(2\pi n m) \cos(nw_s t + kw_m t)$$

cujo espectro encontra-se esboçado a seguir. Observa-se que a recuperação do sinal de mensagem não pode ser realizada apenas empregando-se um filtro passa-baixa. A demodulação PPM é um pouco mais sofisticada e é realizada re-convertendo o sinal para PAM, passando-o então em um filtro LPF. A característica de banda larga deste tipo de modulação também é explícita.

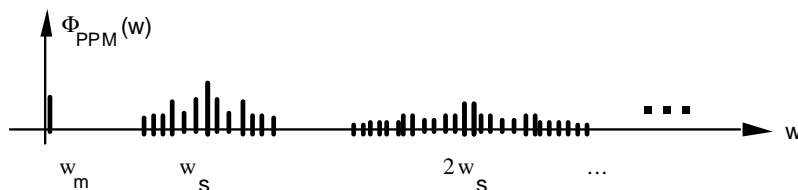
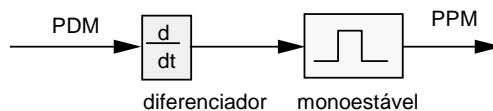


Figura 6.34 - Espectro de um sinal PPM (modulação de um tom senoidal).

A geração de PPM pode ser realizada a partir do sinal PWM, como mostrado no diagrama de blocos ilustrado na figura a seguir. O sinal PWM(PDM) é aplicado em um diferenciador e a saída é utilizada para acionar (gatilhar) um multivibrador monoestável.



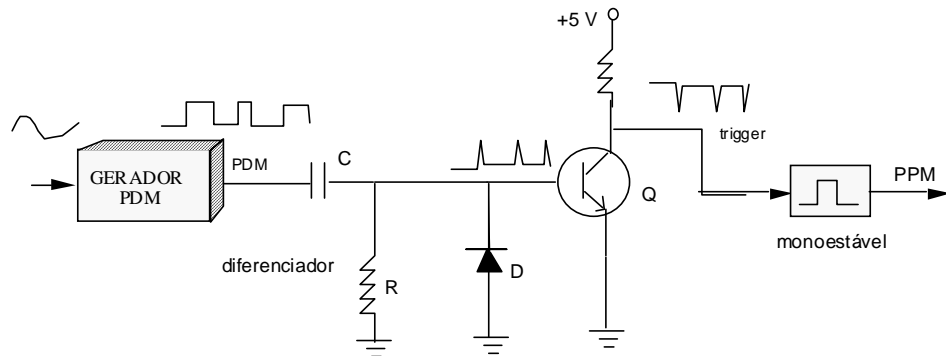


Figura 6.35 - Diagrama da geração de PPM (a partir de PDM).

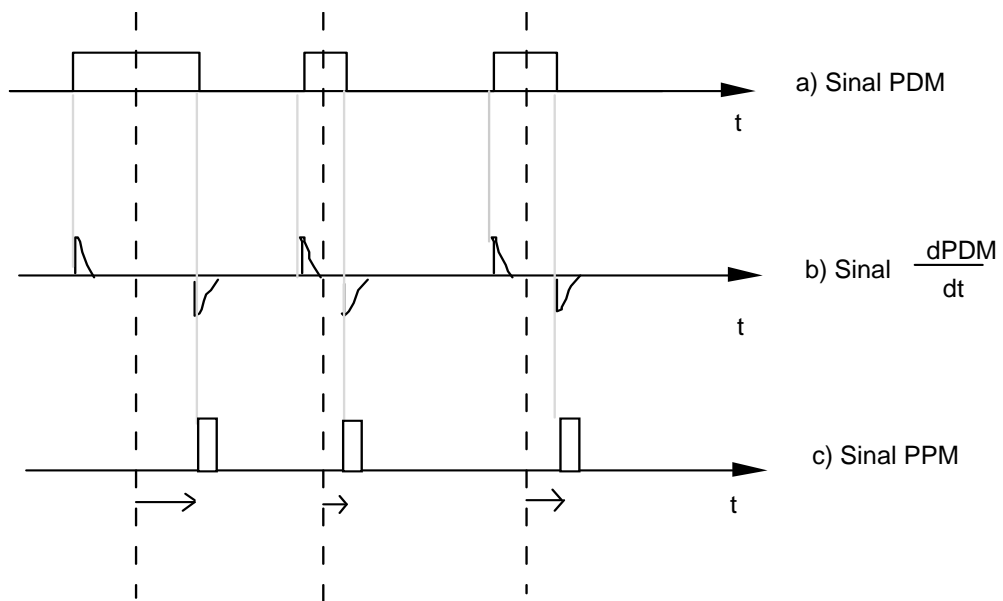


Figura 6.36 - Formas de onda envolvidas na geração PPM a partir de PDM.

Demodulação de Sinais PTM

A detecção de sinais PTM pode ser realizada convertendo-os para PAM, somente então o sinal modulador analógico pode ser recuperado. Embora tenha sido visto que PWM pode ser demodulado apenas com um LPF, esta técnica resulta necessariamente em distorções. Em alguns casos, esta distorção pode ser mantida dentro de limites aceitáveis. Contudo, há uma maneira de recuperar precisamente o sinal modulador, a qual é descrita a seguir.

Na conversão PWM para PAM, gera-se uma rampa sincronizada que inicia na borda esquerda do pulso e termina na borda direita. A altura atingida pela rampa é, portanto, proporcional à duração do pulso. A tensão obtida é retida (*hold*) por alguns instantes, gerando um pedestal. Uma seqüência de pulsos com amplitude e duração fixas, gerados localmente, é adicionada ao sinal. Estes pulsos são sincronizados de forma a situarem-se sobre o pedestal. Um circuito de cerceamento (*clipping*) é usado para gerar o sinal PAM correspondente. Somente então é que o sinal modulador é recuperado com um filtro passa-baixas.

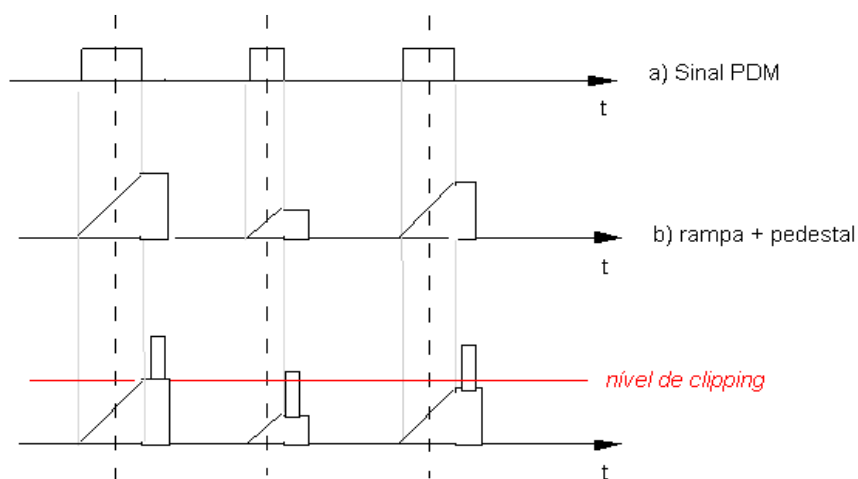


Figura 6.37 - Demodulação de PDM (conversão para PAM).

Na conversão de PPM para PAM, a rampa sincronizada parte do início do "intervalo de tempo" (*time slot*) e termina quando da ocorrência da borda direita do pulso. A altura atingida depende do afastamento do pulso com relação à posição não modulada. Um procedimento idêntico àquele descrito para PDM é aplicado e o sinal PAM é obtido, permitindo a recuperação do sinal analógico transmitido.

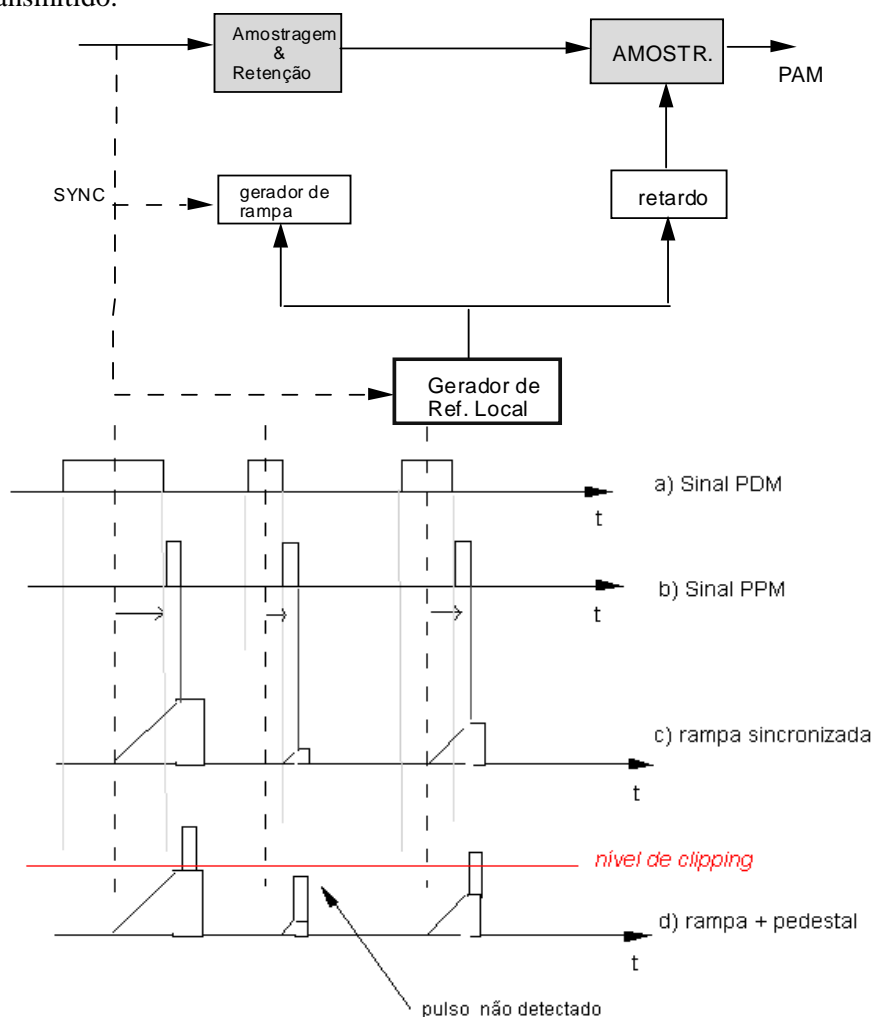


Figura 6.38 - Demodulação de PPM (conversão para PAM).

6.7 Multiplexação por Divisão no Tempo (Mux Digital)

Multiplex consiste hoje em uma das peças centrais de quase todos os sistemas de comunicações modernos. O termo provém do aparelho Multiplexor, inventado pelo engenheiro **Jean Émile Baudot** em 1876. O desenvolvimento das técnicas de modulação, Banda lateral única (SSB) em particular, produziu um novo sistema: A Multiplexação por divisão na Freqüência (FDM), que alcançou triunfo rápido nas centrais telefônicas. Historicamente, as redes telefônicas usaram FDM para transmitir vários canais de voz em um único tronco desde 1910.

MUX DIGITAL (TDM) Contribuições:

J.M.E. Baudot (1874), **G. Valensi** (1920), **W.R Bennett** (1941), **E.M. Deloraine** (1945).

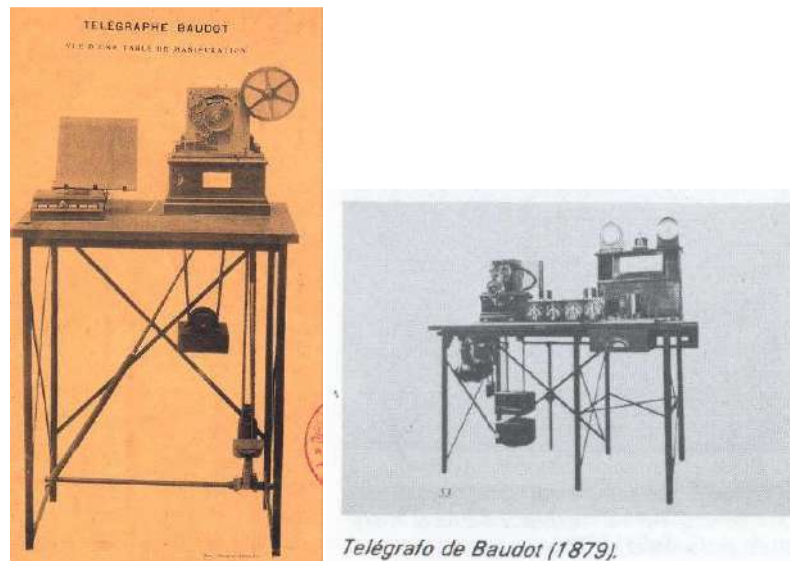


Figura 6.39 - Mesa telegráfica de Baudot. Detalhes do multiplexor (vide história da TDM).

Maurice Deloraine (ITT, Paris) e **John Bennett** (Bell Labs), inventaram independentemente a multiplexação por divisão no tempo. Um terceiro tipo de multiplex, também digital, pode ser implementado por Multiplex por divisão em códigos (CDM), que recentemente vem recebendo atenção após a padronização IS-95 dos sistemas CDMA para a telefonia celular (substituído pelos padrões IS-2000 e W-CDMA). Com o advento das fibras ópticas, “outro” tipo de multiplexação passou a ser largamente utilizado: a multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM). Em 1999, um novo método chamado de multiplexação por divisão em corpos finitos (*Galois-Division multiplex*, GDM) foi introduzido como um sistema multiplex eficiente em banda passante [deO *et al.* 1999], [deO&CAM 2000]. GDM são sistemas inerentemente digitais, empregando técnica de espalhamento de sinais baseadas em transformadas sobre corpos finitos.

MULTIPLEX	ano	domínio da divisão
FDM	1920	Frequência
TDM	1950	Tempo
CDM	1970	Códigos
WDM	1990	Comprimento de onda
GDM	2000	Corpos finitos (Galois)
MRDM	2006	Multirresolução

*As duas últimas, desenvolvidas na UFPE por H.M. de Oliveira, R.M. Campello de Souza e colaboradores.



Figura 6.40 - Maurice Deloraine: *huff-duff*, TDM, modulação Δ .

Devido ao Teorema da amostragem (Shannon-Nyquist), sabe-se que não é necessária a transmissão completa de um sinal banda limitada. Apenas amostras colhidas de acordo com a frequência de Nyquist f_s são suficientes para transmitir toda a informação. Desta forma, uma amostra é transmitida e somente após $T_s=1/f_s$ seg é necessário colher uma nova amostra. Se no processo de amostragem as amostras são estreitas (tempo de retenção é pequeno), com duração $t < T_s$, nenhuma informação é transmitida na maior parte do tempo. O que fazer com estes intervalos vagos entre duas amostras consecutivas de um mesmo sinal? No caso de sinais de voz, $T_s=125 \mu s$ e para o senso de humanos poderia ser algo muito pequeno, porém constitui um tempo que corresponde mais ou menos a uma eternidade e meia, em Comunicações e Eletrônica! A resposta é que ele pode ser utilizado para transportar amostras de outros canais, compartilhando o tempo entre usuários distintos. As amostras de sinais diferentes são intervaladas como mostrado na figura a seguir. O processo da mux TDM consiste da intercalação das amostras de canais (na verdade, subcanais) distintos.



Figura 6.41 – Multiplexor: O avô dos sistemas multiplex (Baudot).

Em 1874, o francês **J.M. Émile Baudot** inventou um sistema MULTIPLEXOR para a multiplexação digital de 6 sinais de máquinas telegráficas na mesma linha. Em 1920, ainda na França, G. Valensi desenvolvia a primeira sugestão de mux digital para canais telefônicos (nota histórica: doou a idéia aos EUA como dívida de gratidão pela ajuda na I Guerra Mundial. O material foi examinado por J. Carson). **H. Nyquist** e **W.R Bennett** retomaram o memorando de Carson de 1920 e em 1941, Bennet publicava um artigo introduzindo a TDM para telefonia [[BENNE 1941](#)]. Somente em 1945, **E.M. Deloraine**, ITT-Paris, reinventava definitivamente a multiplexação digital.



Figura 6.42 - Maurice Deloraine (1898-1991);inventor da TDM e do sistema Huff-Duff (trunfo dos aliados na II Guerra mundial).

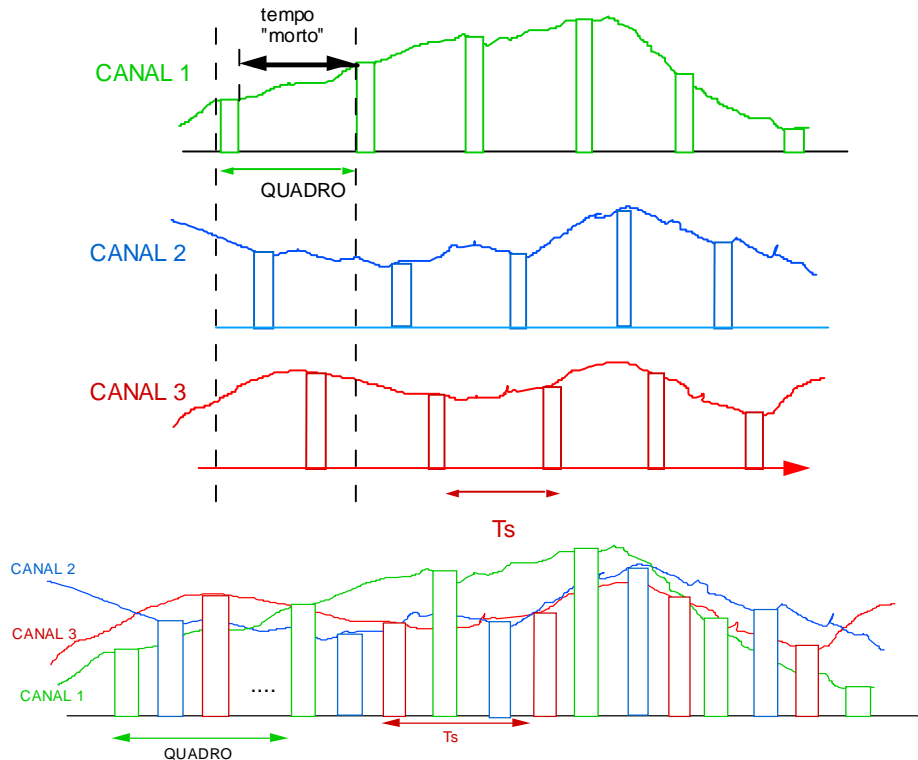


Figura 6.43 - Multiplexação por divisão no tempo: TDM (mux digital).

Um sistema de comunicação usando multiplex TDM / PAM é descrito a seguir. Os sinais de entrada são todos banda limitada em f_m Hz (a princípio, mesmo tipo de sinais: e.g., somente sinais de voz ou somente sinais de vídeo etc.). Eles são sequencialmente amostrados por uma chave eletrônica rotatória (dita comutador). A chave completa uma revolução a cada $T_s \leq 1/2f_m$ seg, extraindo a amostra de cada canal. Se N canais são MUX, o espaçamento entre pulsos de canais adjacentes (intervalo de tempo=*time slot*) é de T_s/N . Um conjunto de pulsos contendo uma amostra de cada canal é denominado de um Quadro.

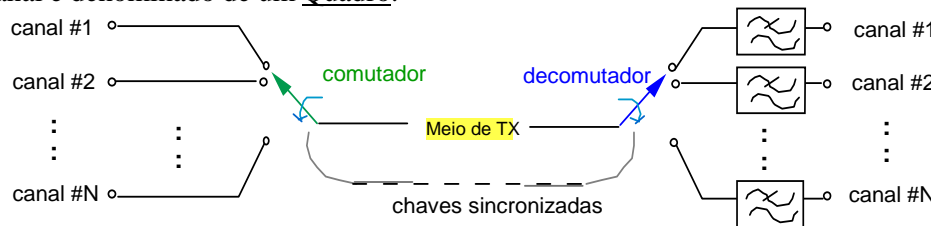


Figura 6.44 - Sistema TDM/PAM com N canais multiplexados.

No receptor, a distribuição das amostras pelo "decomutador" deve ser feita de forma que os pulsos relativos às amostras sejam remetidos aos destinatários apropriados. O problema de sincronismo é crítico em TDM. Na prática, várias técnicas de sincronização têm sido usadas, dependendo, entre outros fatores, o tipo de modulação (e.g. TDM/PAM, TDM/PTM, TDM/PCM etc.). Quando o número de sinais multiplexados é muito grande, $\tau \ll T_s$, o sinal recuperado apresenta um ciclo de trabalho muito pequeno. Como consequência, as amostras estreitas não fornecem muita potência para o sinal recuperado. Este problema é contornado com o uso de circuitos de retenção (capacitor alimentado por fonte de baixa impedância) antes de cada LPF. O capacitor retém o valor da amostra até ser colhida uma nova amostra, aumentando a largura dos pulsos de τ para T_s . O funcionamento já foi discutido na amostragem topo plano (*sample&hold*).

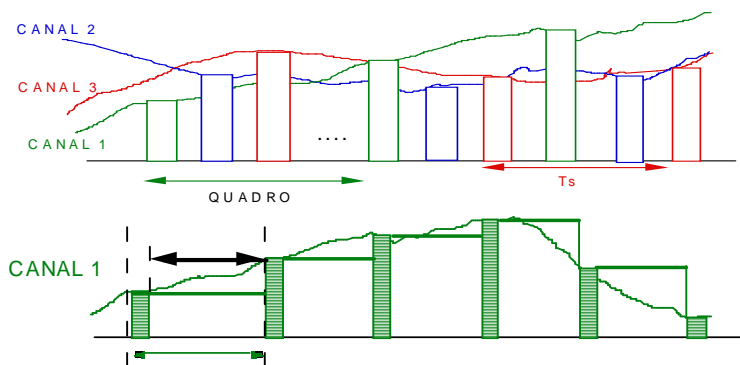


Figura 6.45 - Composição do sinal TDM e retenção das amostras no demux.

Uma possível implementação do comutador e decomutador é apresentada a seguir. Empregam-se dois registros a deslocamento com N flip-flops, sendo N o nº de canais multiplexados. Os relógios do transmissor (comutador) e receptor (decomutador) devem operar obviamente em sincronismo. As portas indicadas na figura habilitam ou inibem cada um dos canais, sendo que apenas de um canal é habilitada em cada amostragem (as portas não são do tipo AND, pois uma das entradas é analógica).

A implementação deste tipo de MUX pode ser realizada por intermédio de CIs; como no exemplo apresentado para MUX TDM de 8 canais com o *Analog Multiplexer 4051* (vide também o 4666, com 4 chaves bilaterais para mux de dados). São empregados dois contadores (modo incremental); o *strobe* é usado para controlar o instante em que ocorre a multiplexação.

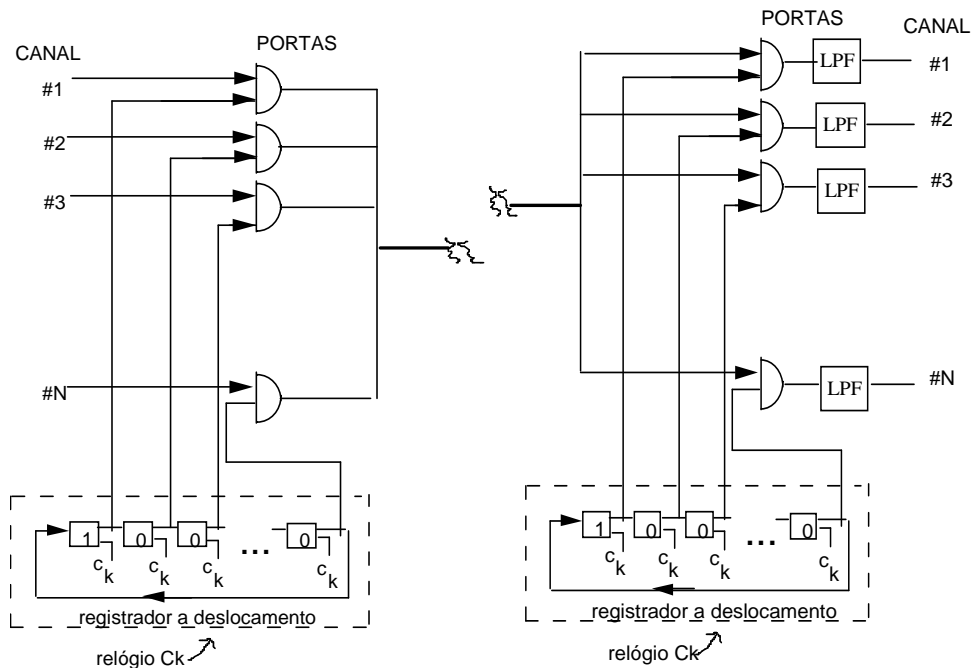


Figura 6.46 - Implementação de MUX TDM (TDM/PAM):
(Os relógios devem ser sincronizados; o banco de filtros LPF com equalização).

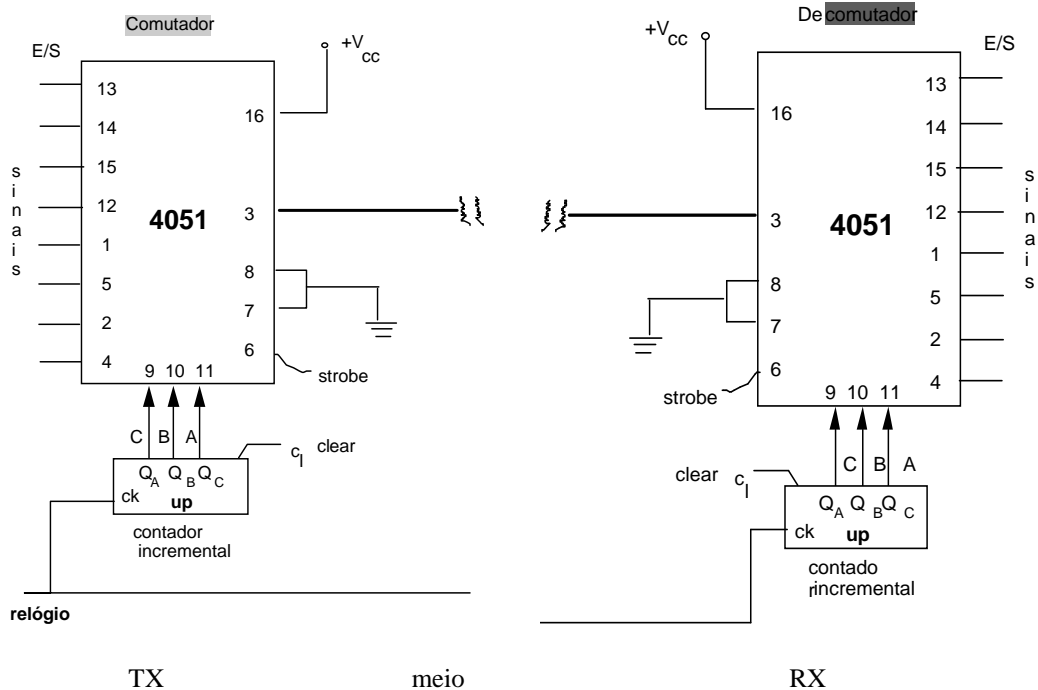


Figura 6.47 - MUX TDM 8 canais com 4051 (Analog Multiplexer).

Outra consideração relevante deve ser feita: teoricamente, o número de canais que se pode multiplexar é infinito. Isto é conseguido reduzindo o tempo de retenção das amostras para cada canal. Entretanto, a limitação na banda passante do canal no qual o sinal multiplexado é transmitido fornece uma restrição na quantidade de sinais que podem ser mux (isto não é de se estranhar, pois na mux analógica FDM, a banda passante do meio de transmissão também limita o número de canais multiplexados).

Observa-se na figura que os intervalos entre amostras consecutivas de um mesmo canal correspondem sempre a T_s seg, para todos os sinais multiplexados. Assim, via de regra, todos os sinais a serem multiplexados devem apresentar a mesma banda passante (i.e., a mesma frequência máxima). No caso de MUX com sinais de requisitos de largura de faixa diferentes, a taxa de amostragem passa a ser determinada pelo sinal de maior banda passante. Isto pode ser visto facilmente impondo as restrições decorrentes do teorema da amostragem de Shannon para todos os sinais:

Tabela VI.1 – Exigência de amostragem para sinais de diferentes bandas.

signal	frequência máx.	taxa exigida
1	f_{m1}	$f_s \geq 2f_{m1}$
2	f_{m2}	$f_s \geq 2f_{m2}$
...
N	f_{mN}	$f_s \geq 2f_{mN}$

Logo, a taxa de amostragem f_s a ser utilizada, deve obedecer simultaneamente todas as restrições citadas (amostragem correta para cada canal): Então $f_s \geq 2 \text{Max}_i f_{m_i}$. Para sinais de menor banda passante, são colhidos mais amostras do que o mínimo necessário. Diz-se então que os sinais são superamostrados (não que sejam exibidos!). Na prática, não se combinam diretamente sinais de banda muito diferentes, evitando a superamostragem. A solução adotada não é descrita nesta seção, ela o será oportunamente, apenas quando da introdução da Hierarquia Digital.

Sob certas circunstâncias, uma estratégia interessante permite uma combinação mais eficiente de sinais com bandas passantes diferentes (vide Prob. 6.10). Para simplificar, suponha três sinais com $f_{m1}=f_m$, $f_{m2}=2f_m$ e $f_{m3}=f_m$. Ao invés de adotar uma taxa de amostragem de $f_s=4f_m$ amostras/seg, é possível utilizar ainda uma taxa $f_s=2f_m$, por meio de um artifício muito engenhoso. Como o segundo sinal tem frequência em dobro dos demais, ele irá requerer o dobro da quantidade de amostras por unidade de tempo. Uma solução consiste em amostrá-lo duas vezes durante o período de revolução da chave, como indicado na Fig. 6.48.

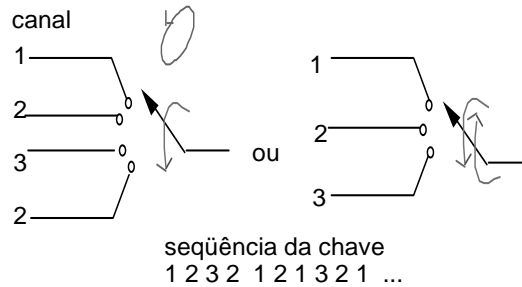


Figura 6.48 - Estratégia especial de mux TDM: sinais de banda diferente.

Os requisitos de banda passante para um sistema mux TDM podem ser agora estabelecidos. De acordo com o Teorema de Shannon da amostragem, um sinal de banda passante f_m Hz pode ser transmitido mediante $2f_m$ amostras independentes por segundo. Reciprocamente, pode ser demonstrado que $2nf_m$ amostras independentes por segundo definem um sinal banda limitada em nf_m Hz. Desta forma, a banda passante necessária à transmissão de N canais mux em TDM é de N vezes a banda requerida por um único deles. O sinal multiplexado pode ainda ser modulado analogicamente para a transmissão no canal, gerando TDM PAM-AM etc.

As amostras intercaladas em TDM podem ser transmitidas em PAM ou convertidas para PDM ou PPM, gerando um TDM-PTM. O sistema mux mais usado mundialmente adota uma modulação codificada, o MUX TDM PCM, que será objeto de estudo detalhado, dada sua importância prática.

Um exemplo de um sistema comercial TDM/PTM para voz é descrito a seguir. O sistema foi desenvolvido pela "Federal Telephone Laboratories" e emprega modulação PPM, multiplexando 23 canais [SCH 1979].

Voz: 300 a 3.400 Hz, com taxa de amostragem $f_s=8$ kHz.

Tempo de quadro: $T_s=1/f_s=125\mu s$.

Sincronismo: Como pulsos de sincronismo de quadro são empregados dois pulsos idênticos bem próximos, chamados de "marcadores".

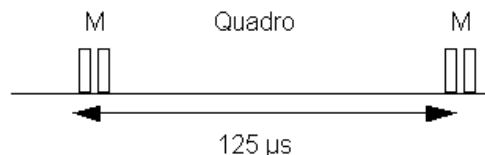


Figura 6.49 – Pulsos marcadores para sincronismo de quadro em PPM.

O deslocamento máximo permitido em torno da posição não modulada do pulso é fixado em $\pm 1 \mu s$. Com isto, são alocados $5 \mu s$ para cada canal, divididos da seguinte forma:

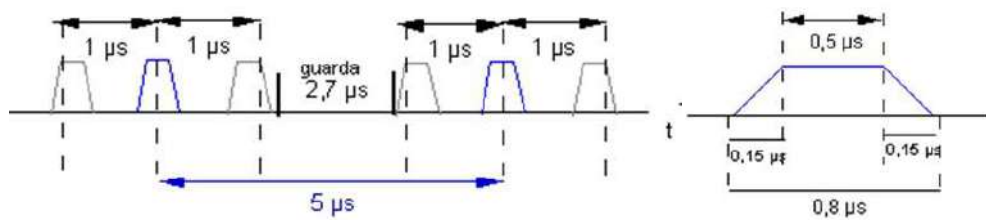


Figura 6.50 - Sistema TDM PPM para telefonia: MUX 23 canais.

Espaço ocupado pelo pulso = $2,3 \mu\text{s}$
 Intervalo de proteção = $2,7 \mu\text{s}$
 $5,0 \mu\text{s}$.

Este exemplo fornece uma idéia dos valores utilizados em aplicações práticas de multiplex TDM para voz.

Um exemplo interessante de aplicação da MUX no tempo, no sentido amplo, é a estratégia MAC (*Multiplexed Analog Components*), largamente adotada na transmissão de sinais de TV via satélite-DBS (*Direct-Broadcast Satellite*). Nela, os sinais de som digital, luminância e crominância são multiplexados separadamente, ocupando uma banda de 27 MHz, a banda típica de um transponder.

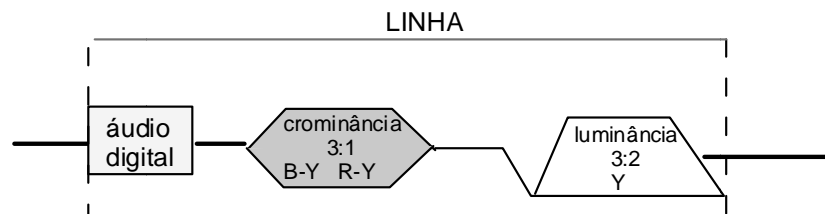


Figura 6.51 - Esquema MAC para transmissão por satélite: separação de áudio, crominância e luminância.

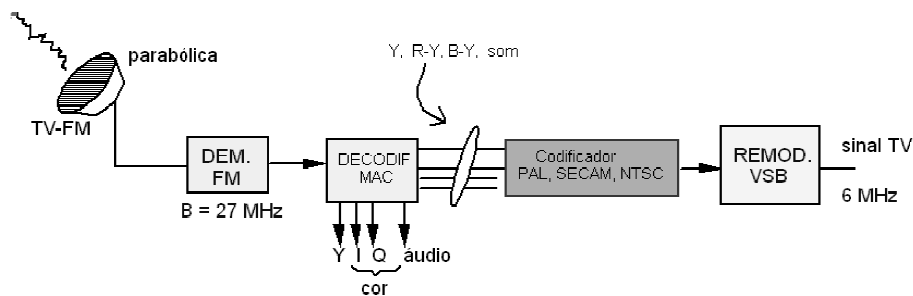


Figura 6.52 - Receptor MAC para TV DBS. Prefere-se FM, pois não há ocorrência de múltiplos trajetos na propagação.

Multiplexação de Dados Síncronos

A MUX TDM para dados pode ser implementada de modo assíncrono ou síncrono, dependendo dos dados disponíveis. Descreve-se a seguir a mux TDM para dados síncronos, que adota uma taxa de sinalização padronizada de 64 kbits/s, de acordo com o CCITT. A idéia central consiste na geração de envelopes de 8 bits constituídos por 6 bits de dados com a adição de 1 (um) bit de sincronismo de quadro e 1 (um) bit de *status*, identificação e controle do envelope. Isto resulta num aumento de 33% na taxa, devido à sinalização.

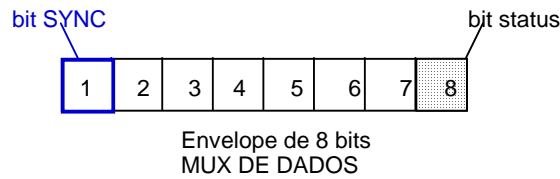


Figura 6.53- Envelope de dados. Dois bits (sync e status) são adicionados.

Sendo a taxa 64 kbps resultante dos sinais de dados já multiplexados com a adição da sinalização, a capacidade de tais multiplex é mostrada na tabela a seguir.

A mux digital de dados síncronos é realizada por *intervalamento de envelopes*. É necessário usar memória rígida intermediária (Memória Rígida), onde os dados são gravados em série e lidos e, paralelo, como mostrado em um circuito típico para mux.

Tabela VI.2 – Multiplex de dados síncronos por envelopamento.

taxa binária sinal entrante (kbps)	taxa binária após envelopes (kbps)	# máx. de canais mux
9,6	12,8	5
4,8	6,4	10
2,4	3,2	20
0,6	0,8	80

Os dados entrantes são envelopes cujo sincronismo é controlado pelo relógio 1. A transferência dos bytes dos canais é controlada pelo relógio 2, a uma taxa 8 vezes superior àquela do relógio 1. Já o relógio 3 empregado na leitura serial dos dados multiplexados opera numa taxa *N* vezes mais rápida que o relógio 1. O funcionamento do mux é evidenciado analisando a Fig. 6.55.

A mux de dados síncronos pode também ser feita a partir de combinação de canais tributários (dados síncronos) a diferentes taxas: No exemplo, considera-se a estrutura de um sinal TDM multiplexando dados digitais nas seguintes taxas:

- A • canal a 9,6 kbps 01 envelope cada 5
- B • canal a 4,8 kbps 01 envelope cada 10
- C • canal a 2,4 kbps 01 envelope cada 20
- D • canal a 0,6 kbps 01 envelope cada 80.

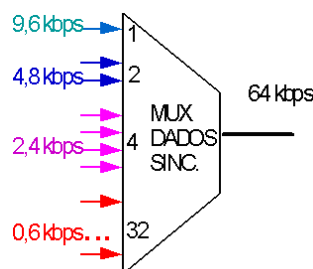


Figura 6.54 - mux síncrono com tributários de diferentes velocidades.

O número de canais que podem ser multiplexados numa linha de 64 kbps deve verificar a relação:

$$A \ 12,8 + B \ 6,4 + C \ 3,2 + D \ 0,8 = 64.$$

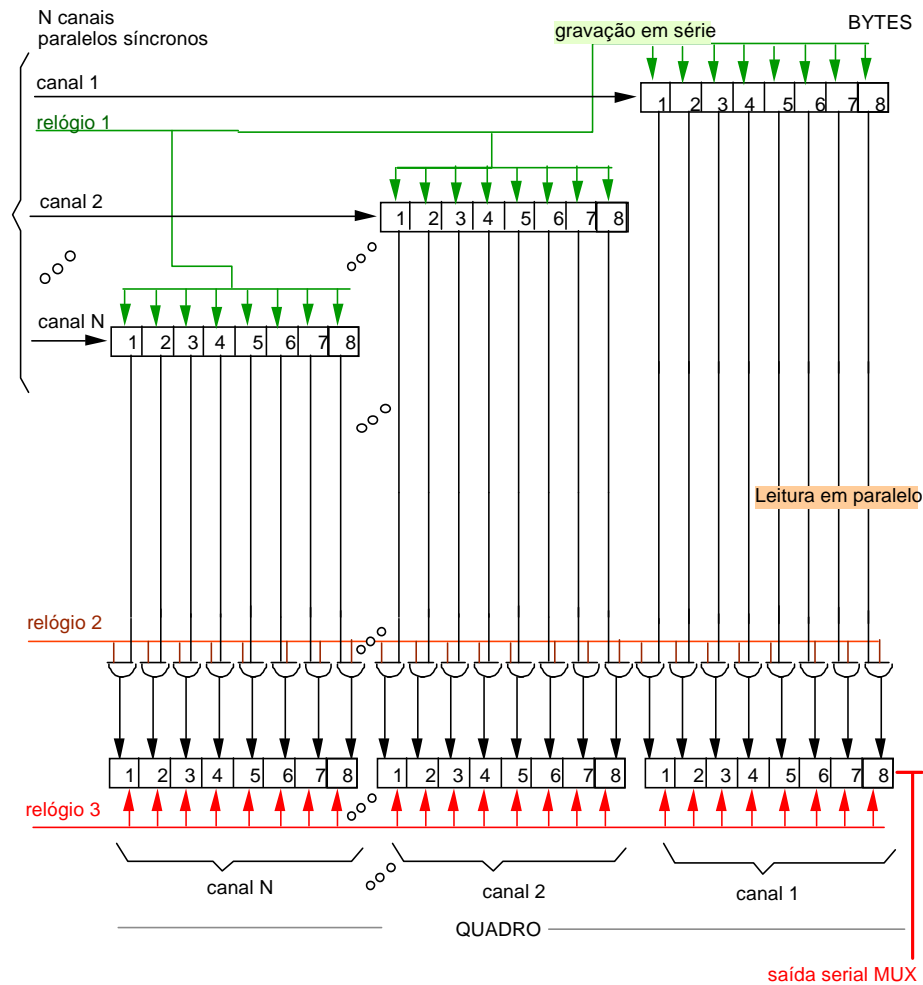


Figura 6.55 - Mux digital de dados síncronos, por entrelaçamento de bytes, com memória rígida.

Sincronização em TDM Não-Codificada

Na mux TDM é exigido o sincronismo entre o transmissor e o receptor. Após um quadro, é comum adicionar-se um pulso de sincronismo de quadro com características distintas dos demais. Isto permite a identificação do fim de quadro, auxiliando a sincronização. Em TDM/PAM, este pulso de sincronismo tem amplitude maior que qualquer dos níveis permitidos para o sinal quantizado.

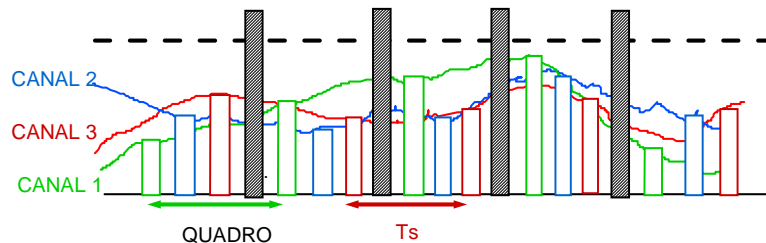


Figura 6.56 - Pulsos de sincronismo em TDM/PAM. A amplitude identifica-os.

No caso da multiplexação TDM/PTM, normalmente o pulso de sincronismo de quadro tem largura superior aos demais pulsos. A identificação do quadro e início do próximo quadro é realizada com auxílio de um discriminador de nível, de acordo com o processo descrito a seguir.

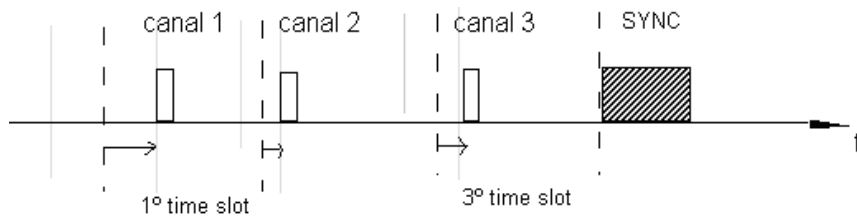


Figura 6.57 - Pulsos de sincronismo em TDM/PTM. A duração identifica-os.

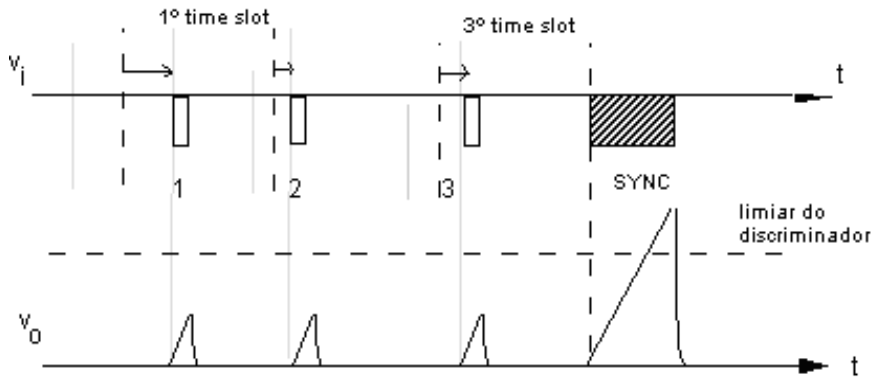


Figura 6.58 - Identificação do sincronismo de quadro.

Na ocorrência de pulsos PPM, T_1 funciona no corte ($V_{BE} < 0$) e o capacitor carrega-se de acordo com:

$$v_0(t) = V_{cc} (1 - e^{-t/RC}), \quad 0 \leq t \leq \tau$$

Quando na ausência de pulsos, T_1 conduz e o capacitor descarrega-se rapidamente através do transistor. A utilização de um discriminador de nível permite reconhecer a ocorrência do pulso de sincronismo de quadro.

Se $RC \gg \tau$, então $v_0(t) \approx \frac{V_{cc}t}{RC}$, $0 \leq t \leq \tau$ e o valor máximo corresponde a $v_0(\tau) \approx \frac{V_{cc}\tau}{RC}$ que é diretamente proporcional à largura τ do pulso.

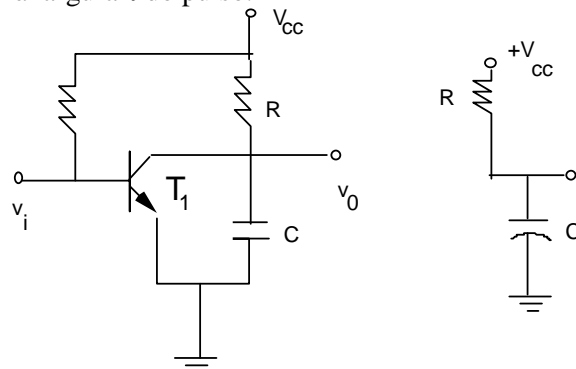


Figura 6.59 - Possível circuito para identificação do pulso SYNC em PTM.

Diafonia em TDM-PAM

Os sistemas de multiplexação digital apresentam baixa interferência entre canais, sendo que os canais adjacentes sofrem maior interferência. É importante estudar quantitativamente a diafonia (*crosstalk*) para que seja possível estabelecer níveis aceitáveis, bem como combatê-la no projeto de um sistema TDM/PAM.

O tempo alocado para a amostra de um dado canal é referido como "intervalo de tempo" (*time slot*). Assim, se N sinais são multiplexados, existem N "slots" e o tempo alocado a cada um deles é: $\tau_{TS} = \frac{T_s}{N}$.

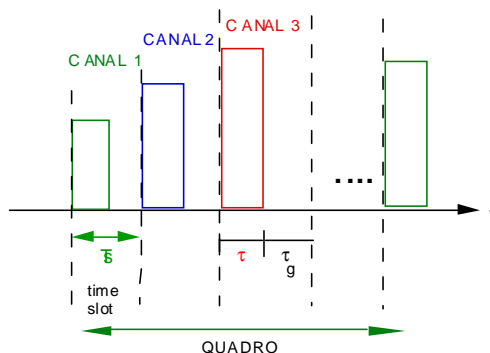


Figura 6.60 - Alocação de tempos em TDM. Uso de tempos de guarda para controle da diafonia.

Cada "intervalo de tempo" é dividido em duas partes: τ tempo de retenção da amostra e τ_g o tempo de guarda (proteção), ou seja,

$$\tau_{TS} = \tau + \tau_g.$$

A diafonia ocorre quando o sinal mux é transmitido em um canal com limitação em banda passante; faz-se necessária à análise de dois casos, a saber:

- a) canais com alta frequência de corte e
- b) canais com baixa frequência de corte.

Para permitir um cálculo útil para os propósitos mencionados, considera-se o canal modelado por uma simples rede RC (1ª aproximação).

Caso 1.

No caso de canais com alta frequência de corte, modelo do canal para o cálculo aproximado é mostrado na Fig. 6.61.

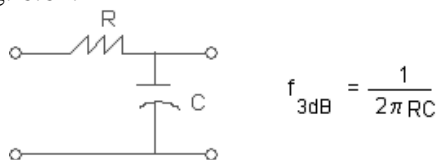


Figura 6.61 - Modelo de canal banda limitada (LPF).

Na saída do canal, obtém-se o sinal sob a forma mostrada a seguir:

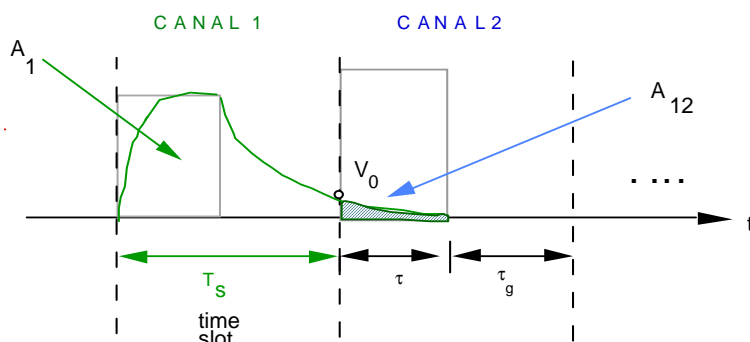


Figura 6.62 - Efeito da diafonia (interferência no canal adjacente).

O pulso correspondente à amostra do N -ésimo canal se espalha, superpondo-se ao intervalo de tempo alocado ao canal $N+1$.

Para manter a diafonia pequena, é necessário que $\tau_c = RC \ll \tau_g$. Entretanto, normalmente $\tau > \tau_g$, de modo que $\tau_c \ll \tau$.

A área do pulso no intervalo do canal 1 é aproximadamente $A_1 \approx V \cdot \tau$. Já a área de interferência do canal 1 no canal 2, A_{12} , é dada por:

$$A_{12} = \int_0^{\tau} V_0 e^{-t/\tau_c} dt = V_0 \tau_c (1 - e^{-\tau/\tau_c}),$$

em que $V_0 = V e^{-\tau_g/\tau_c}$ é a tensão no instante em que se inicia o segundo "intervalo de tempo", sendo V a amplitude da amostra do canal V . Como $\tau_c \ll \tau$, tem-se a aproximação:

$$A_{12} \approx V \tau_c e^{-\tau_g/\tau_c}.$$

Devido a diafonia, a mensagem transmitida em um canal é também recebida (em baixo nível) no canal adjacente posterior. Este sinal é superposto ao sinal presente no canal adjacente.

O fator de diafonia K pode ser definido como a relação entre a área de interferência e a área do pulso do sinal transmitido (ainda que outras definições sejam usuais, [CARS 1981]), i.e.,

$$K := \frac{A_{12}}{A_1} \approx \frac{\tau_c}{\tau} e^{-\tau_g/\tau_c}.$$

Como $K < 1$, normalmente ele é expresso em decibéis. Tipicamente, o nível de diafonia permitido é de 60 dB abaixo do sinal desejado, ou seja,

$$K = A_{12}/A_1 = 1/1000, \text{ ou } K_{\text{dB}} = 20 \log 10^{-3} = -60 \text{ dB}.$$

Caso 2.

Quando o canal apresenta uma baixa frequência de corte, ele pode ser modelado aproximadamente, para o cálculo simplificado, pelo canal mostrado na Fig. 6.63.

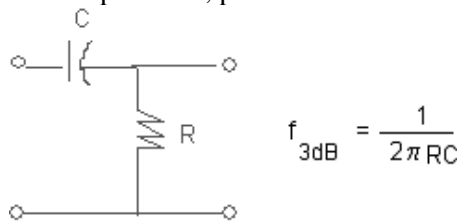


Figura 6.63 - Modelo simples de canal banda limitada (HPF).

O sinal obtido na saída do canal é aproximadamente sob a forma mostrada a seguir. Para reduzir a diafonia, faz-se necessário que $\tau \ll \tau_c$.

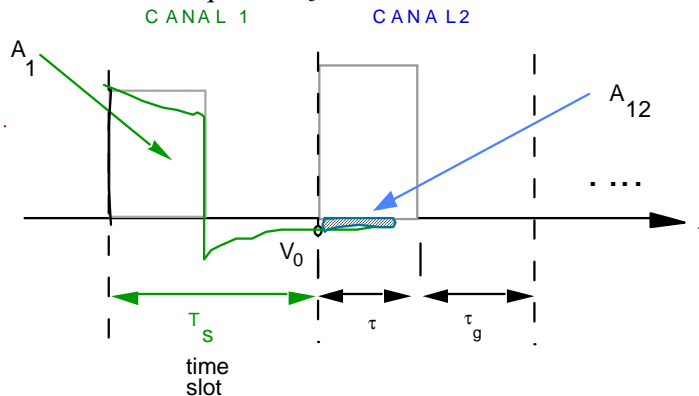


Figura 6.64 - Efeito da diafonia (canais HPF). A_{12} é a área interferente.

Se $\tau \ll \tau_c$, o decaimento exponencial é muito próximo a uma reta, então $\Delta \approx V \cdot \tau / \tau_c$. Logo $A_1 \approx V \cdot \tau$ desde que $\Delta \ll V$ e $A_{12} \approx \Delta \cdot \tau = V \cdot \tau^2 / \tau_c$, provido que $\tau_g \ll \tau_c$.

Neste caso, o fator de diafonia é expresso por $K = \tau / \tau_c$.

Aqui a diafonia não é importante apenas nos canais adjacentes, como foi no caso anterior. O decremento é muito lento e a interferência pode se estender por vários "slots". Uma discussão bem mais completa pode ser encontrada em [TAUB&SCH 1986].

Comparação entre Multiplex TDM × FDM.

É interessante proceder a uma comparação entre as multiplexações analógica e digital. Ambas têm os mesmos objetivos, realizados através de meios diferentes. Elas podem ser visualizadas como técnicas duais: em TDM os sinais estão separados no domínio tempo e misturados no domínio da frequência; em FDM os sinais são separados no domínio da frequência e misturados no domínio do tempo (ver figura).

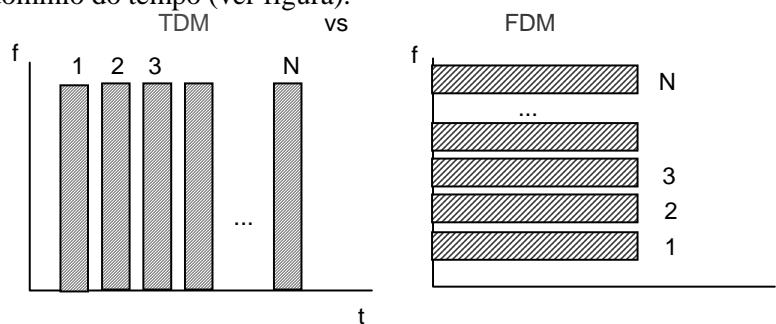


Figura 6.65 - Multiplex TDM e FDM no plano tempo-frequência.

Se N sinais são multiplexados (TDM ou FDM), a banda passante necessária à transmissão é N vezes superior àquela para um único sinal.

Levando em consideração a presença do tempo de guarda (ou banda de guarda), os requisitos mínimos de banda para multiplexar N canais com sinais banda limitada em f_m são: $B = \frac{Nf_m}{k}$, em que k é um fator de redução do pulso devido ao tempo de guarda, tipicamente $k=0,8$.

Por outro lado, dado um canal com banda passante $B \gg f_m$, é possível realizar a multiplexação de sinais banda limitada em f_m Hz. Tanto na FDM quanto na TDM, o número N de canais passíveis de serem mux é dado por $N = \left\lfloor \frac{B}{f_m} \right\rfloor$.

Os requisitos teóricos da largura de faixa são idênticos nas duas técnicas. Portanto, do ponto de vista teórico, não há diferença entre as duas técnicas. Em termos práticos, entretanto, a MUX DIGITAL se manifesta muito superior à MUX FDM. As razões que tornam os sistemas TDM mais atraentes são:

- a) Simplicidade do "hardware" envolvido, com implicações na manutenção.
- b) TDM é mais invulnerável à diafonia, comparada à FDM.

A técnica FDM requer uma subportadora diferente em cada canal e cada dos filtros envolvidos são BPF's, ocupando bandas diferentes. São exigidos circuitos moduladores balanceados, demoduladores, geradores de portadora e filtros, controle e gerenciamento de portadoras e pilotos, circuitos excessivamente complicados quando comparados aos circuitos usados na mux digital. Por outro lado, na mux TDM, os circuitos são idênticos em cada canal e os filtros empregados são tipo LPF's (de construção mais simples).

No caso do multiplex FDM, a presença de qualquer não linearidade apresentada pelos amplificadores na trajetória de transmissão introduz uma interferência entre canais (modulação cruzada). Já os sistemas TDM são substancialmente imunes a diafonia, se projetados adequadamente.

Algumas aplicações envolvem uso simultâneo de TDM e FDM, notadamente em telemetria. Vários sinais com pequena banda passante são combinados via FDM (FMD_{ed}) gerando um sinal composto que é mux TDM com outros sinais de banda passante comparável.

Finalmente, vale mencionar a possibilidade da conversão (tradução) TDM/FDM e FDM/TDM empregando técnicas de processamento digital de sinais [FREE 1980]. Esta operação é referida como "transmultiplexação" FDM/TDM.

6.8 Sistemas PCM

Sem nenhuma dúvida, o sistema digital mais difundido e adota em Telecomunicações é o Sistema de Modulação por Codificação dos Pulsos, PCM. Este sistema foi originariamente desenvolvido em 1937* pelo Inglês Sir **Alec H. Reeves** nos Laboratórios da ITT (*Int. Telephone and Telegraph Corporation*), Paris, e permite o uso de estações repetidoras regenerativas ao longo da transmissão. Esta característica o torna bastante atrativo na transmissão de sinais analógicos (como voz) através de grandes distâncias. Muito embora sua concepção seja extremamente simples, ele constitui um dos mais eficientes sistemas práticos já conhecidos e é um marco na História das Telecomunicações: uma revolução no seu estado da arte.

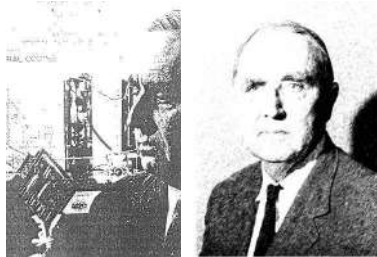


Figura 6.66 - Alec Reeves. Inventor do PCM.

As operações envolvidas na obtenção do PCM a partir de um sinal analógico são:

- a) Amostragem do sinal analógico
- b) Quantização do sinal amostrado
- c) Codificação do sinal quantizado.

Vale citar que na época, pouca teoria era conhecida, mesmo o Teorema da amostragem! O desenvolvimento comercial do PCM coincide com a segunda metade dos anos 40, após o final da II Guerra Mundial.

Trata-se do conversor analógico / digital (Conversor A/D). Em resumo, a digitalização de um sinal analógico envolve essencialmente duas etapas: A amostragem e a quantização. A primeira discretiza o sinal no eixo temporal e a segunda o faz no eixo das amplitudes da variável. Esta teoria é exatamente usada nos conversores A/D usados em Eletrônica. O entendimento dos conversores A/D só viria uma década mais tarde com Shannon e colaboradores [OLI, PIE & SHA 1948]. No período pós-guerra, o problema técnico chave era a implementação dos CODECs para PCM. Um dos primeiros codificadores práticos foi inventado por Shannon, resultando no codec denominado *Shannon-rack*. As operações envolvidas na recuperação do sinal envolvem as etapas seguintes:

- a) Decodificação do sinal digital
- b) Retenção do sinal e filtragem.

* A patente foi inicialmente depositada em 1938 na França e posteriormente nos EUA.

Digitalização de sinais & Conversor A/D

A digitalização de qualquer sinal analógico, em particular sinais de voz, envolve duas etapas: a Discretização no tempo (amostragem) e a Discretização nas amplitudes (quantização).

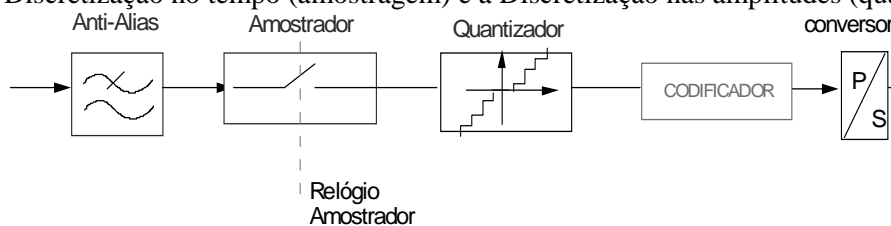


Figura 6.67- Sistema PCM - 8.000 amostras/s × 8 bits/amostra

DS0 64 kb/s

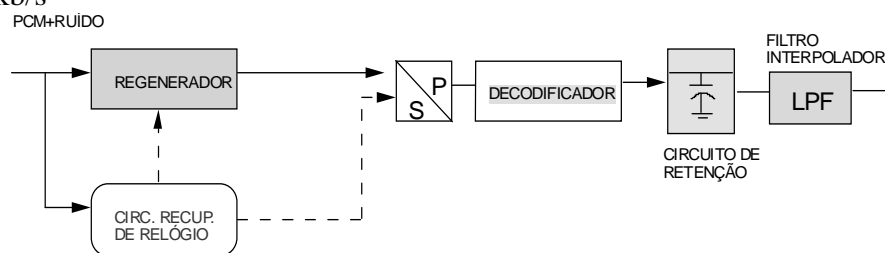


Figura 6.68 - Diagrama de um Sistema PCM típico. Receptor PCM.

Teorema da Amostragem de Shannon (Nyquist, Shannon, Kotel'nikov).

Um sinal banda limitada em f_m Hz está univocamente determinado por amostras tomadas a uma taxa de pelo menos $2f_m$ amostras/s. A amostragem é realizada de acordo com $T_s=1/(2f_m)$ de modo que para voz, $T_s=125 \mu\text{seg}$ (intervalo entre amostras consecutivas).

A atenuação fora da faixa 3,2 kHz do filtro *anti-alias* é cerca de 30 dB, facilmente implementável com 2 AMP-OPs, resistores e capacitores, para sinais de voz.

A operação de quantização transforma o sinal analógico em digital, pois na saída do quantizador são permitidos apenas um número discreto de níveis de amplitude. Vê-se nitidamente que esta é uma operação não reversível: uma vez quantizada uma amostra, é impossível "desfazer-se" tal operação. As amostras tomadas contêm toda a informação acerca do sinal. No quantizador, o valor de cada amostra é aproximado pelo mais próximo nível discreto permitido. Deste modo, os valores das amostras quantizadas não representam exatamente o sinal analógico, mas sim uma (boa) aproximação dela.

O destaque do PCM frente aos demais conversores A/D-D/A advém do fato de que ele foi o primeiro tipo de conversor proposto (tornando-o largamente difundido) e que possui uma admirável simplicidade, com excelentes resultados. Além disto, ele é universal, no sentido que seu projeto não explora características específicas de um dado tipo de sinal (exemplo, conversores específicos para voz, podem resultar em menor taxa bps para proporcionar qualidade equivalente, todavia operam exclusivamente para sinais de voz). Esta certamente não é a maneira mais eficiente de realizar a codificação, tendo em vista que ela é conservativa. O teorema da amostragem, única base do processo, é inteiramente baseado no "pior caso", i.e., a componente do sinal de maior requerimento. Ao usar o teorema da amostragem de forma "nua e crua", há uma superamostragem em muitos trechos do sinal que não contém tais variações.

A característica do quantizador (em degraus) é mostrada na Fig. 6.69. São mostrados oito níveis de quantização $Q=8$, correspondendo a $\pm 1/8$, $\pm 3/8$, $\pm 5/8$ e $\pm 7/8$, de modo que os níveis são uniformemente espaçados em passos de $S=1/4 = 2/Q$. O valor de S é chamado tamanho do passo de quantização. O maior erro cometido na operação de quantização é sempre inferior a $S/2$, de forma que uma melhor aproximação pode ser obtida reduzindo o tamanho do passo (i.e., aumentando o número de níveis de quantização Q).

O erro cometido com o uso da aproximação quantizada é aleatório e pode ser encarado como um ruído adicionado ao sinal no processo de quantização. Este é então denominado de *ruído de quantização* e no caso da transmissão de voz, acarreta pequenos estalidos de fundo superpostos ao sinal. Quando o tamanho do passo é suficientemente pequeno, o ruído de quantização não é percebido pelo ouvido ou olho humano*, tornando-se indistinguível, para todos os efeitos, o sinal original e o sinal quantizado. O número de níveis comumente empregado em sistemas prático é fornecido a seguir:

$Q=256$ níveis na transmissão de voz com "boa" qualidade** .

$Q=512$ níveis na transmissão de sinais de televisão a cores.

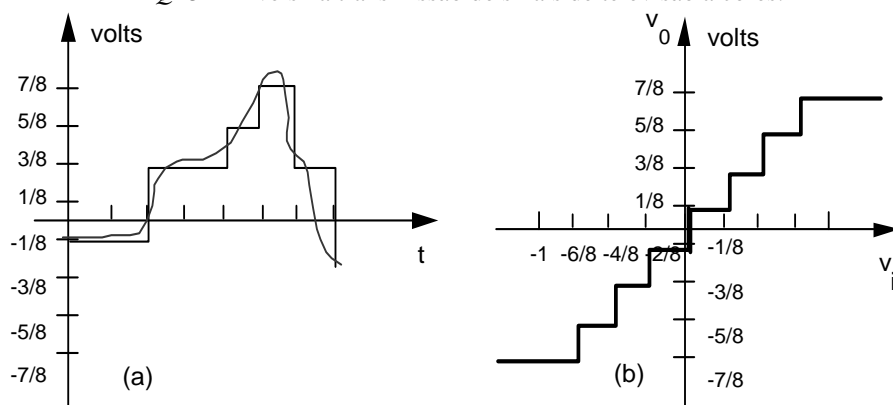


Figura 6.69 - (a) sinal analógico quantizado; (b) característica do quantizador.

Normalmente toma-se o número de níveis de quantização Q como uma potência de 2 (conversor binário), isto porque cada destes níveis pode ser apropriadamente codificado em binário. Após o quantizador, as amostras são arredondadas e são codificadas em grupos de pulsos de acordo com um código binário. Um dado nível L , $0 \leq L \leq Q-1$ é escrito em binário. No exemplo apresentado, foram considerados 8 níveis de quantização; desta forma, a codificação binária exige $\log_2 8=3$ bits. Diz-se um "conversor A/D de 3 bits". São usuais conversores de 8 e até de 32 bits, por exemplo!

$$0 \leq L \leq 2^k - 1 \quad L = a_{k-1} 2^{k-1} + a_{k-2} 2^{k-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0 .$$

Embora sejam possíveis $Q!$ (fatorial de Q) diferentes códigos binários distintos, os mais usuais são o Código Binário Natural, Código de Gray, BCD, Binário complementado etc. O código mais empregado é o *binário simétrico*, que corresponde a um código onde o dígito mais significativo (MSB) indica o sinal (positivo/negativo) da amostra e os bits restantes, um código natural (vide tabela a seguir).

Tabela VI.3 – Mapeamento com código binário simétrico.

Nível discreto (nº)	código natural	código binário simétrico
7	111	1 : 11
6	110	1 : 10
5	101	1 : 01
4	100	1 : 00
3	011	0 : 00
2	010	0 : 01
1	001	0 : 10
0	000	0 : 11

* os nossos sentidos têm limitações quanto à menor variação que se pode distinguir.

** Entretanto, até mesmo PCM com dois níveis é inteligível!

A informação do nível é representada por um código de pulsos (com $\log_2 Q$ bits) associado ao valor das amplitudes discretas permitidas. O sinal PCM correspondente à forma de onda esboçada na Fig. 6.69 é dado pela seqüência binária do código simétrico:

000 000 101 101 110 111 101 ...

(ou 011 011 101 101 110 111 101 ... natural).

A seqüência binária é transmitida em pulsos (sinal elétrico) através de um código de linha, discutido mais tarde. Como exemplo, mostra-se a codificação via pulsos polares RTZ 50% (retorno ao zero), como indicado a seguir.

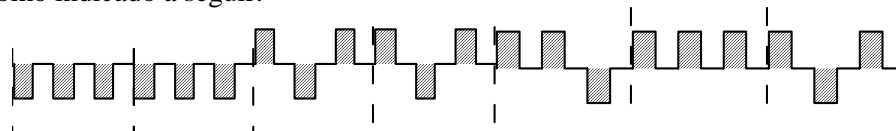


Figura 6.70 - Sinal PCM na linha. (código de linha bipolar RTZ).

A implementação do conversor A-D (quantizador + codificador) pode ser realizada como mostrado na figura a seguir. São utilizados um contador binário incremental e um comparador cuja saída fornece nível lógico 0 ou 1 de acordo com (e.g. LM 311):

$$v_0 = \begin{cases} 0 & \text{se } v_1 \leq v_2, \\ 1 & \text{se } v_1 > v_2. \end{cases}$$

Após 16 pulsos de relógio, tem-se o sinal digitalizado. A geração do código PCM envolve três etapas distintas: conversão para digital, leitura dos dígitos e "reset" do contador. Observe que o tempo total gasto nestas operações deve ser idêntico ao tempo entre amostras consecutivas do sinal analógico.

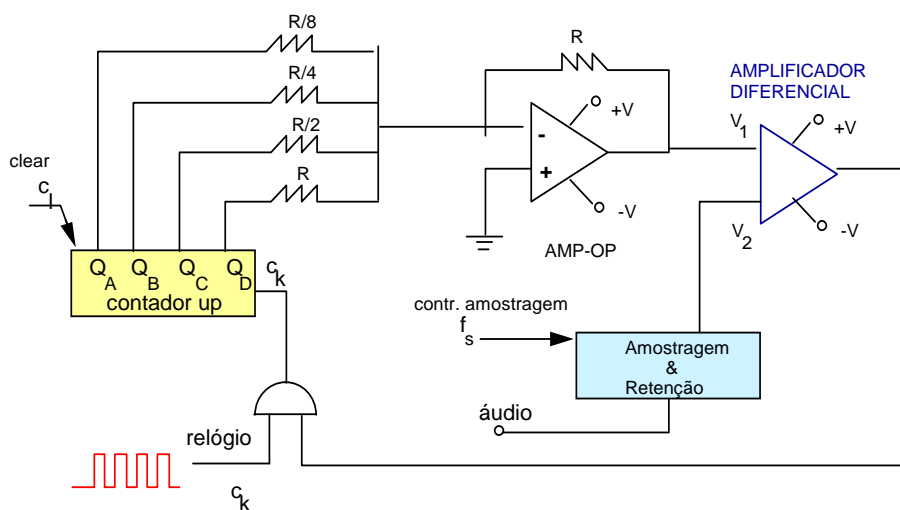


Figura 6.71 - Conversor A-D 16 níveis para PCM (conversor 4-bits).

Exercício 25.

Considere um sinal simplificado de baixa freqüência, a título ilustrativo, contendo apenas quatro tons senoidais de acordo com

$$f(t) := A_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + A_2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t) + A_3 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot t) + A_4 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_4 \cdot t) + M$$

As respectivas amplitudes e freqüências são:

$$A_1=1 \text{ V}, A_2=\sqrt{2} \text{ V}, A_3=1,5 \text{ V}, A_4=2 \text{ V e } f_1=2 \text{ Hz}, f_2=5 \text{ Hz}, f_3=7 \text{ Hz e } f_4=10 \text{ Hz.}$$

O valor de M foi escolhido como $M := |A_1| + |A_2| + |A_3| + |A_4|$ de modo que $f(t) > 0 \forall t$. (como o exemplo é explicativo, considera-se a codificação de sinais de polaridade positiva; no caso de sinais bipolares, um bit de sinal é adicionado). Calcule a taxa de amostragem, o tamanho do passo (em tensão) e o ciclo de relógio para um contagem do contador incremental até 16, Trace o gráfico ilustrando o sinal analógico, o sinal amostrado, a saída do contador de um conversor PCM com $b=4$

bits (16 níveis). Indique as saídas codificadas PCM.

Solução. Por inspeção, a máxima frequência do sinal é $f_m=f_4=10$ e a amostragem deve ser feita com taxa $f_s=20$ amostras/s. O tempo entre amostras, T_s , é dado por $T_s=1/f_s=0,05$ s. Quatro amostras corresponde a 0,2 s. Como a faixa de variação dinâmica do sinal é entre 0 e $2.M$, tem-se 11,828 V. O passo ajustado para um conversor PCM com 16 níveis deve ser $\tau=2M/2^b=11,828/16=0,739$ V. Os valores das quatro primeiras amostras (nos instantes nT_s , $n=0,1,2,3$) são 10,828 ; 3,62 ; 6,988 ; 6,292. Elas são codificadas, respectivamente, nas palavras de 4 bits indicadas na seqüência: 1111 0100 1001 1000...

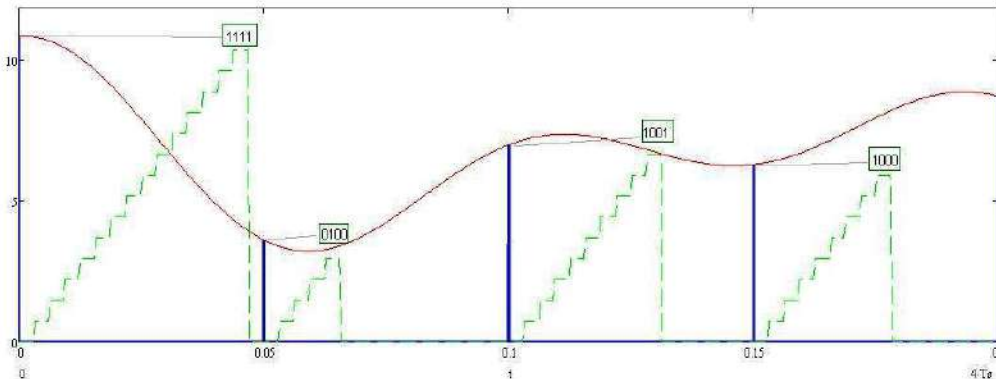


Figura 6.72 - Conversão A-D do sinal do exercício. Para cada amostra, os rótulos finais são exibidos quando a contagem é “travada”: 1111 0100 1001 1000.

No receptor, o sinal corrompido e atenuado é aplicado ao regenerador. Após a regeneração, o sinal digital "limpo" é aplicado a um decodificador (conversor D-A). Uma possível implementação de um conversor D/A 4 bits é mostrada na Fig. 6.73. Os dados digitais são disponíveis em paralelo e um registro armazenador E/S paralelo (*buffer*) é empregado (e.g., CI 4014).

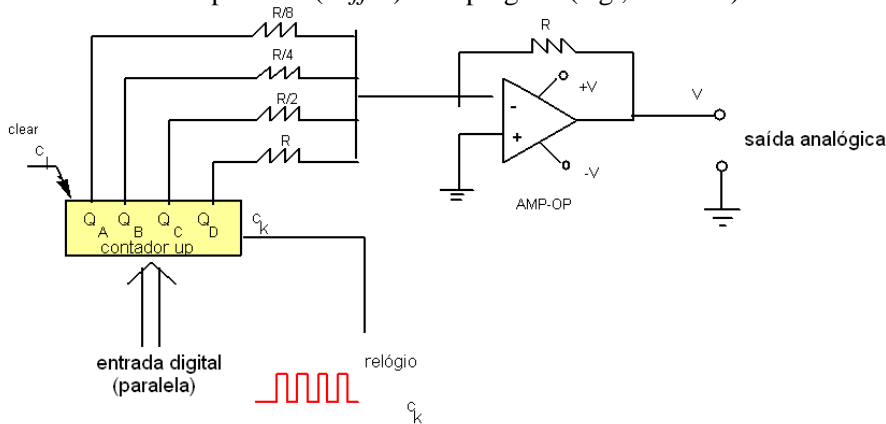


Figura 6.73 - Conversor D-A 4 bits para PCM: entrada paralela.

A análise do funcionamento dos conversores é deixada como exercício para o leitor. Outra forma muito adotada para implementar o codificador PCM é através da conversão por rampa, como mostrado na figura a seguir. O codificador PCM pode também ser baseado em conversores A/D do tipo "malha R-2R" (e.g., CIs DAC 0808, ADC 0808, *National Semiconductor*). Descreve-se a seguir a conversão por rampa.

Um sinal PAM topo-plano é obtido após a amostragem/retenção. Cada amostra retida é comparada com uma rampa sincronizada com a amostragem e o início da contagem de um contador binário incremental (e.g., MC 1440 B Motorola).

A saída do comparador assume <<1>> lógico quando o valor da amostra é superior à tensão da rampa, e <<0>> lógico caso contrário. Assim, quando a tensão da rampa ultrapassar a tensão da amostra, a contagem é inibida na porta de controle do tempo de inibição. O valor presente no contador neste instante depende diretamente do valor da amostra. Imediatamente antes de a nova amostra ser colhida, efetua-se um "reset" no contador.

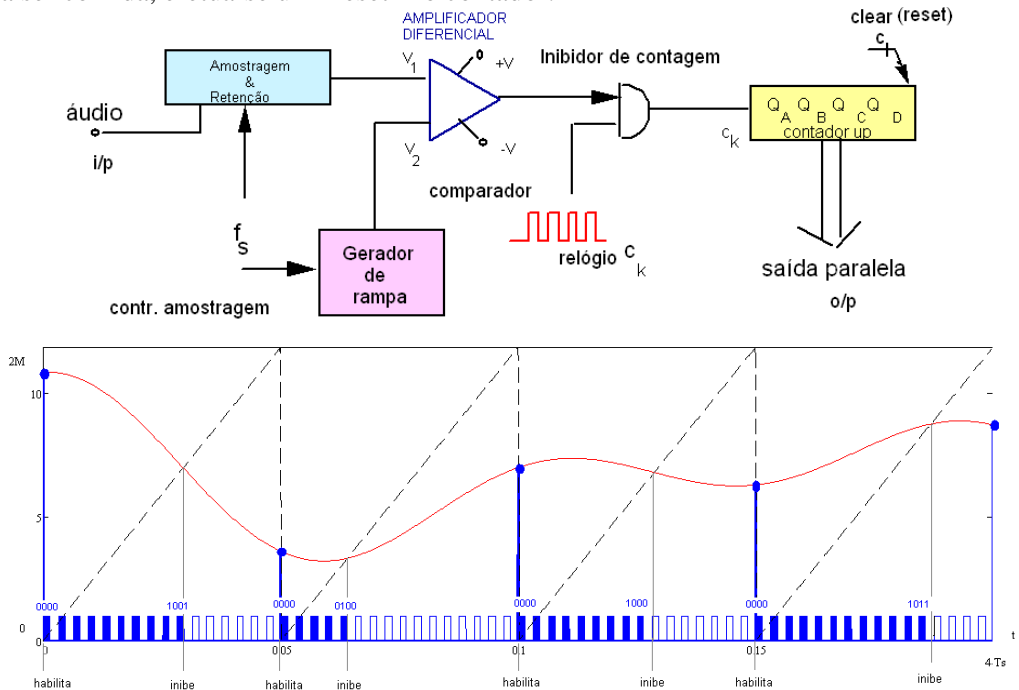


Figura 6.74- Codificador PCM. Conversão A/D por rampa. A contagem é inibida quando a tensão da rampa ultrapassa a tensão da amostra. Mostra-se um curto trecho de 4 amostras (duração $4T_s$), codificadas com 4 bits. A saída para as amostras exibidas corresponde à 1001 0010 1000 1011...

A decodificação pode ser feita com o auxílio de um gerador de rampa, um contador binário decremental e um circuito de amostragem e retenção. Este método apresenta dois inconvenientes: baixa velocidade de conversão e tempo para conversão variável. De grande valia procurar informações técnicas sobre conversores A/D comerciais, incluindo:

- AD0804, AD0808 ... (National Semiconductors)
- DAC 7800, DAC 7654 ... (Texas Instruments)
- AD 558, AD 5516 ... (Analog Devices) etc.

A seguir, especifica-se um sistema PCM para transmissão de sinais de voz, fornecendo uma idéia dos valores tipicamente empregados. A taxa padrão de saída é de 64 kbps, que passou a ser adotada como padrão internacional em quase todos os tipos de comunicações binárias (ISDN, Internet, dados, etc.).

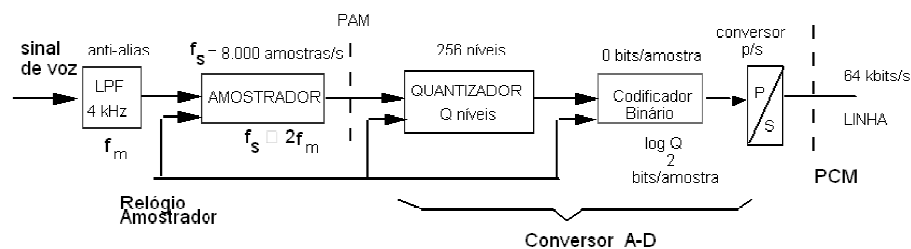


Figura 6.75 - Codificador típico PCM para voz (diagrama de blocos conversor A/D). Parâmetros são indicados. A taxa padrão é de 64 kbps.

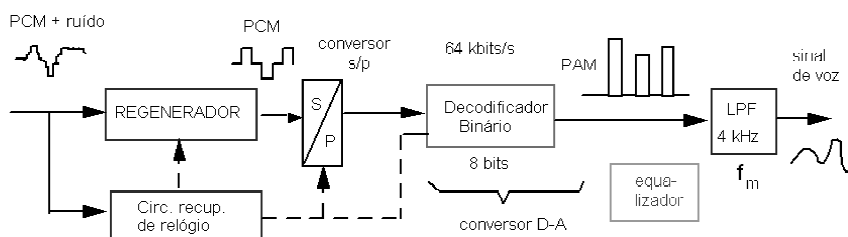


Figura 6.76 - Decodificador típico PCM para voz (diagrama de blocos conversor D/A). Parâmetros são indicados. A taxa padrão é de 64 kbps.

No caso da transmissão de sinais de voz, o LPF em 4 kHz garante a limitação em banda passante. A taxa de amostragem corresponde a 8 kHz, gerando um sinal PAM. Este é aplicado em um quantizador de 256 níveis, cada um dos quais é codificado em uma palavra binária de 8 bits (1 byte / amostra).

A velocidade na saída* é de:

$$8.000 \frac{\text{amostras}}{\text{seg}} \cdot 8 \frac{\text{bits}}{\text{amostra}} = 64 \text{ kbits} / \text{s}.$$

No receptor, o regenerador elimina as distorções de modo a obter uma forma de onda binária (regeneração). O sinal é então convertido para o formato analógico em um dos 256 níveis permitidos. O filtro passa-baixas é usado para recuperar o sinal de voz, de acordo com o Teorema da amostragem. Na operação de regeneração do sinal PCM no receptor, existe a possibilidade da ocorrência de erros devido à grande atenuação dos pulsos e/ou ruído adicionado ao sinal. Uma taxa de erros razoável para permitir a transmissão de sinais de voz é cerca de 1 erro a cada 10 seg. Como são transmitidos 64.000 bits/s, isto significa que a probabilidade de erro deve ser mantida abaixo de 10^{-6} (este valor, por exemplo, não é razoável nas transmissões de dados). **O equipamento de comutação EIO** (PTT França) é considerado a primeira aplicação comercial de comutação envolvendo PCM em uma central telefônica [OWE 1982].

Áudio sem compressão via PCM

Tabela VI.4 - PCM: Taxas e tamanho de arquivos.

Taxa de amostragem (f_s , Hz)	Conversor A/D (n bits/amostra)	#canais (c)	Taxa (kBps)	Tamanho arquivo (MB/min)
11.025	8	1	11	0,66
11.025	16	1 (2)	22 (44)	1,32 (1,64)
22.050	8	1(2)	22 (44)	1,32 (2,64)
22.050	16	1(2)	44 (88)	2,64 (5,28)
32.000	16	1(2)	64 (128)	3,84 (7,68)
44.100	16	1(2)	88,2 (176,4)	5,292 (10,584)
44.100	24	1(2)	132,3 (264,6)	7,938 (15,876)
44.100	32	1(2)	176,4 (352,8)	10,584 (21,16)
48.000	24	1(2)	144 (288)	8,64 (17,28)
48.000	32	1(2)	192 (384)	11,52 (23,04)
96.000	24	1(2)	288 (576)	17,28 (34,56)
96.000	32	1(2)	384 (768)	23,04 (46,08)
192.000	32	2	1536	92,16

* Ainda que o procedimento de digitalização de voz mais usado seja PCM que requer 64.000 bits/s, técnicas modernas como a "Codificação Preditiva Linear" (LPC) permitem a transmissão digital de voz a uma taxa de apenas 2.400 bits/s!

Por exemplo, em uma gravação estereofônica PCM a uma taxa de 11,025 kHz com 16 bits/amostra, tem-se:

$$2 \text{ canais} \cdot 11.025 \frac{\text{amostras}}{\text{segundo.canal}} \cdot 60 \frac{\text{segundos}}{\text{min}} \cdot 16 \frac{\text{bits}}{\text{amostra}} \cdot \frac{1 \text{ bytes}}{8 \text{ bit}} = 2,646 \text{ MB/min.}$$

Assim, uma hora de gravação resulta em 158,4 MB. Como curiosidade, comenta-se que a taxa de 44,1 kHz foi escolhida por atender a exigência $2 \times 20\text{kHz}$, mas o valor foi atribuído pelos engenheiros da Sony por estar disponível em equipamentos de Karaoke japoneses da época!

Compressor de Áudio

Foi determinado experimentalmente que para um sinal de voz típico, a amplitude instantânea passa cerca da metade do tempo abaixo de $1/4$ do valor rms do sinal. Esta característica torna indesejável a quantização uniforme dos sinais de voz, como discutido a seguir. A compressão de áudio foi introduzida por **H.S. Black** e **J.O. Edson**, em 1947.

Para ilustrar, considera-se um sinal de voz quantizado em apenas 8 níveis, como esboçado na Fig. 6.69. Supondo que a primeira amostra é de 0,15 V, o sinal será quantizado em 0,25 V. Já na segunda amostra, o nível de 0,90 V é quantizado em 1,00 V. Embora o erro absoluto cometido na quantização seja de 0,10 V em ambos os casos, os erros relativos são, respectivamente: $0,10 / 0,15 \approx 67\%$ e $0,10 / 0,90 \approx 11\%$.

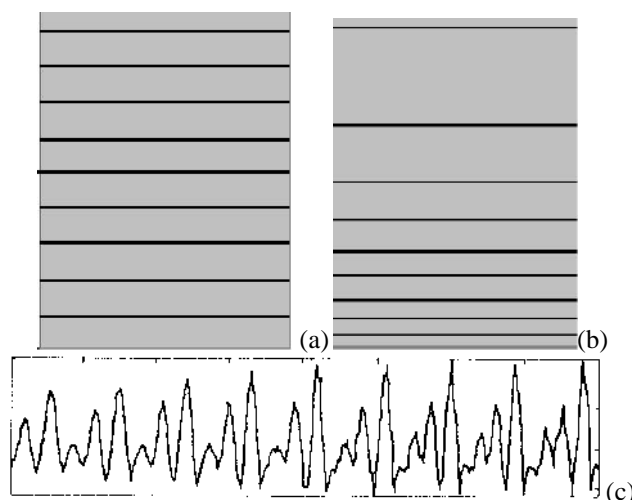


Figura 6.77 - Níveis de quantização: a) uniformes; b) não uniformes. c) sinal de áudio comprimido

Isto significa que as pequenas amplitudes são mais afetadas pela quantização, fato reforçado pela distribuição de tensões do sinal de voz (na maior parte do tempo, em baixas amplitudes, com raros picos). Isto sugere que a distribuição do espaçamento entre níveis de quantização deva ser alterada. É claro que o uso de um pré-amplificador de áudio não soluciona este problema. Uma quantização não uniforme pode ser implementada considerando uma escala logarítmica para os níveis de quantização, como mostrado na figura a seguir (quantização log).

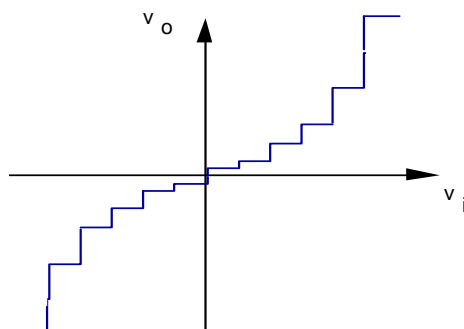


Figura 6.78 - Quantização não uniforme. A escala das ordenadas é logarítmica.

Como implementar, na prática, uma característica deste tipo? Outra forma de se evitar que as pequenas amplitudes sofram maiores erros de quantização é através do emprego de compressores de áudio. O compressor é um amplificador não linear, com característica logarítmica, que se destina a melhorar a SNR de quantização. O efeito da passagem de um sinal de voz por um compressor, seguido de uma quantização uniforme, é equivalente a uma quantização não uniforme, com degraus menores para níveis mais baixos e degraus maiores para níveis mais altos.

A lei de compressão $v_o=C(v_i)$ normalmente é descrita (padronizada) de acordo com uma das seguintes relações*:

$$v_o = v_{omáx} \frac{\log(1 + \mu v_i)}{\log(1 + \mu)}, \quad 0 \leq v_i \leq 1. \quad \text{"Lei } \mu \text{ " Americana (1942).}$$

$$v_o = \begin{cases} \frac{A v_i}{1 + \log A} & 0 \leq v_i < 1/A \\ \frac{1 + \log A v_i}{1 + \log A} & 1/A < v_i \leq 1. \end{cases} \quad \text{"Lei A " Européia, CCITT (1962).}$$

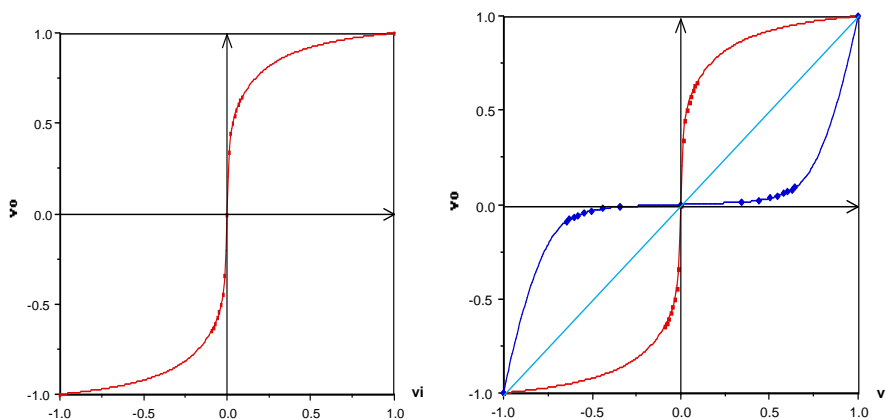


Figura 6.79 - Característica do compressor e expensor.

A passagem do sinal de voz pelo compressor introduz uma distorção, que deve ser corrigida no receptor. O dispositivo com a característica inversa (Fig. 6.79) é denominado de expensor e é utilizado para compensar a pré-distorção introduzida no sinal de voz; assim, $E(C(v_i))=v_i$.

* A "Lei μ " é usada nos EUA, Canadá, Japão; a "Lei A" é adotada na Europa e no Brasil. Valores típicos para A e μ são: A=87,6 para Q=256; $\mu=100$ para Q=128 e $\mu=255$ para Q=256.

Modos de Compressão:

Compressor analógico, combinação de rede de diodos, compressão digital.

A compressão/expansão analógica é difícil de padronizar, tendo em vista a variação térmica de corrente de fuga dos dispositivos eletrônicos, dificuldade de encontrar transistores com características idênticas etc. Tem sido muito adotada pelos radioamadores, pela sua simplicidade, pois a aplicação não tem severos requisitos de qualidade. Esta característica pode ser facilmente implementada construindo uma aproximação linear por partes, com combinação de redes de diodos e resistores. Entretanto, a compressão/expansão digital é atualmente muito mais utilizada e tem sido a opção em todos os sistemas PCM [RIB & BAR 1980]. Convém salientar que a "Lei A" é recomendada pelo CCITT, e no caso de comunicação internacional entre países que adotam leis diferentes, a correção cabe ao país que não usa a "Lei A".

O conjunto compressor / expansor é frequentemente denominado de COMPANDOR (ou Compansor). Este é um processo de tratamento de sinais de voz, visando obter-se uma melhor qualidade no sinal recuperado. O compressor pode ser usado em qualquer sistema onde um sinal de voz é transmitido (e.g., modulação AM, telefonia...) para melhorar o desempenho na presença de ruído.

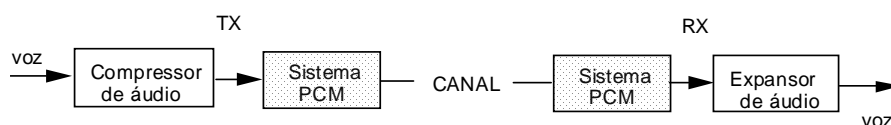


Figura 6.80 - Compandor em transmissão de voz.

6.9 Repetidores Regenerativos e Recuperação de Relógio

Uma das características mais importantes da comunicação digital diz respeito à possibilidade da "regeneração" do sinal distorcido e ruidoso. Este fato permite a transmissão de sinais digitais em longas distâncias, com uma excelente confiabilidade.

Uma estação repetidora regenerativa realiza adicionalmente uma série de tarefas, incluindo uma pré-amplificação do sinal e uma equalização da linha, antes de regenerar o sinal chegado. O diagrama de blocos para um regenerador típico é mostrado a seguir.

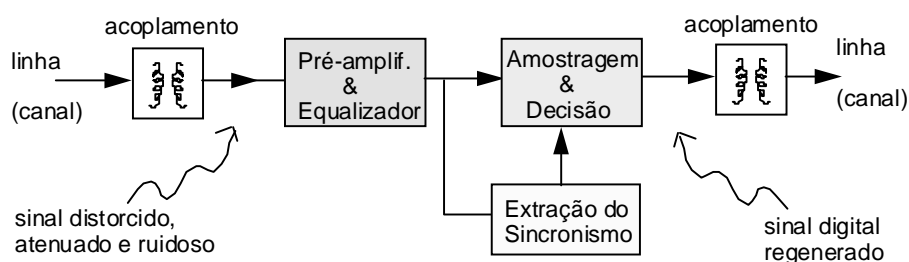


Figura 6.81 - Diagrama de blocos para uma Repetidora Regenerativa.

Uma possível implementação de um "regenerador", bem como as formas de onda envolvidas no processo, é exibida na figura a seguir. O discriminador de nível identifica a presença de pulsos, porém os pulsos regenerados são emitidos apenas em sincronismo com o relógio recuperado. O circuito é montado em uma configuração balanceada.

O circuito de extração de sincronismo procura recuperar o relógio, a partir do sinal digital distorcido, em sincronismo com os dados (característica referida como autosincronização). Configurações típicas para a implementação deste circuito são mostradas a seguir.

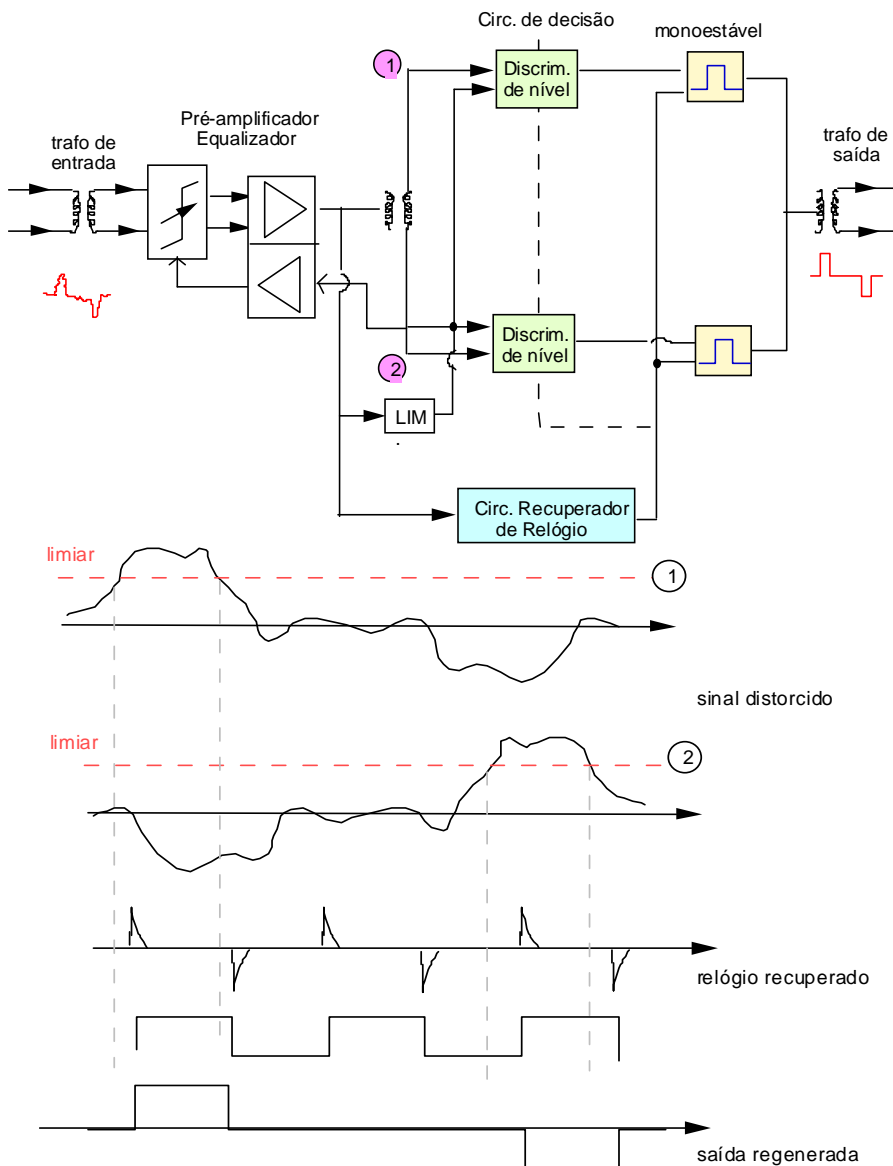


Figura 6.82 - Regenerador e recuperação de relógio.

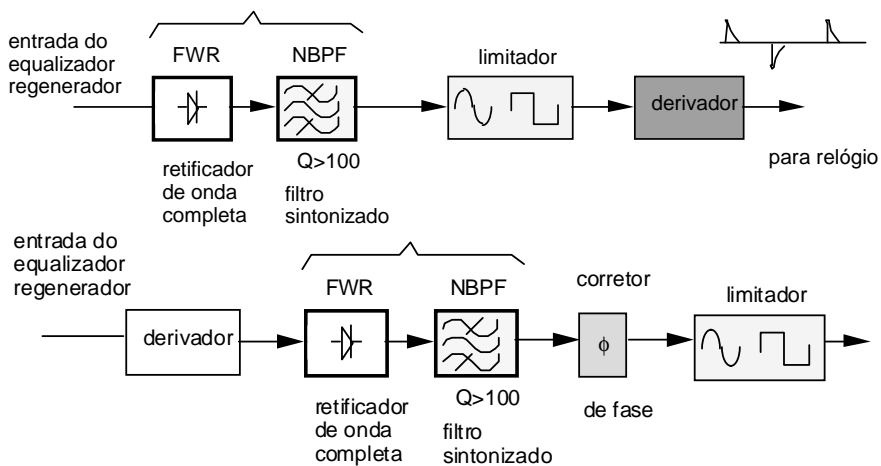


Figura 6.83 - Circuitos para recuperação de relógio (extração de sincronismo).

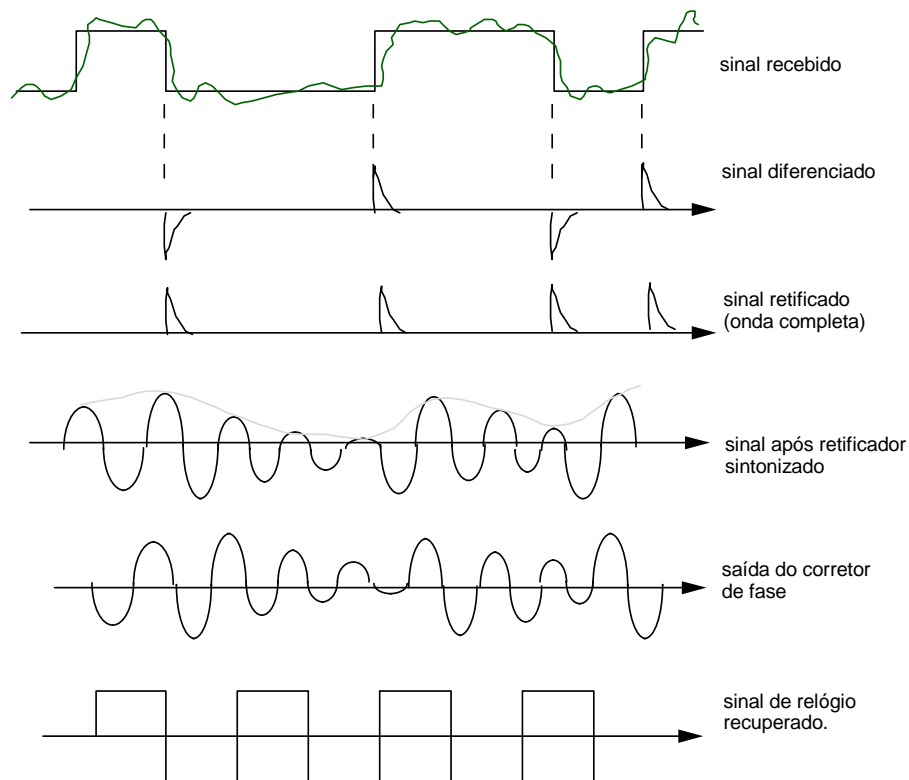


Figura 6.84 - Formas de onda envolvidas na extração do relógio.

Muito embora o sinal de entrada do circuito de recuperação de sincronismo seja distorcido, supõe-se para fins ilustrativos que a entrada corresponde ao sinal não distorcido (caso ideal). Esta aproximação serve apenas para facilitar a análise e compreensão do funcionamento do circuito, e no caso prático, as conclusões obtidas são qualitativamente idênticas, provido que o nível de distorção não seja severo em demasia.

A entrada distorcida é inicialmente diferenciada e em seguida aplicada a um retificador de onda completa (FWR) que fornece informação sobre os instantes de transição. A seqüência de pulsos obtida é aplicada a um circuito sintonizado na freqüência do relógio com um fator Q elevado ($Q \approx 100$). O sinal de saída para um único pulso estreito aplicado (impulso) corresponde a uma senoide pura, na freqüência de ressonância, amortecida no tempo. Como diversos pulsos estreitos são sucessivamente aplicados, um nível quase constante é recuperado.

Um sério problema na extração do relógio ocorre quando uma seqüência relativamente longa de dígitos no mesmo estado (seja 0 ou 1) é transmitida. Neste caso, não há presença de excitação marcando as transições de estado e o sinal senoidal pode se tornar fortemente amortecido, acarretando em perda de sincronismo. Assim, deve-se evitar ao máximo o aparecimento de seqüências muito longas de "0"s (ou "1"s).

Ainda que a saída do retificador sintonizado já forneça uma "senoide" na freqüência correta, os zeros não correspondem aos instantes de transições, pois há uma defasagem do sinal relativamente à fundamental do relógio usado para gerar o sinal recebido. O circuito de correção de fase adianta o sinal de certo valor para garantir que as transições (zeros) ocorram em instantes característicos. Finalmente, o limitador fornece um sinal de relógio recuperado e elimina pequenas distorções de amplitude.

Codificação de Linha e Equipamento de Interface

O sinal digital normalmente não é enviado diretamente ao meio de transmissão, exigindo um equipamento de interface; e no extremo receptor, o sinal recebido na linha não é aplicado diretamente ao equipamento receptor. Nos equipamentos de interface são usualmente executadas as seguintes tarefas:

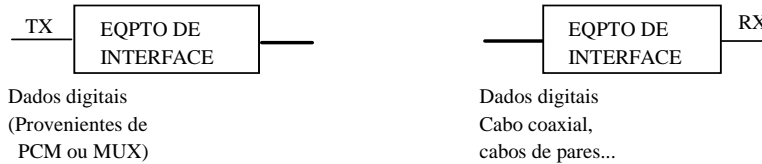


Figura 6.85 - Transmissão digital em banda de base: Interface com o meio físico.

TAREFAS	EQUIPAMENTO	
• Casamento de impedâncias	RX.	TX
• Adaptação de níveis de potência	RX	
• Inserção de sinais especiais		TX
• Regeneração do sinal digital	RX	
• Codificação de linha		TX
• Decodificação de linha	RX.	

Os sinais binários são usualmente modificados visando adaptá-los ao meio de transmissão, através de uma operação referida como codificação de linha. Os principais objetivos desta codificação, entre outros, são obter:

- Densidade espectral de potência favorável.
Menor banda passante, redução de conteúdo dc.
- Conteúdo para extração / recuperação de relógio.
Número significativo de transições / passagens pelo zero.
- Capacidade de fácil detecção / correção de erros.
Melhoria na qualidade (desempenho) do sistema.

A alimentação emprega transformadores para acoplar o sinal PCM à linha, os quais bloqueiam toda componente DC, além de apresentar uma resposta pobre em frequências baixas.

Com base nas propriedades desejáveis para a codificação de linha, a codificação deve aumentar deliberadamente a atenuação em baixas frequências e assegurar um número suficiente de transições usadas para recuperar as informações de sincronismo nos circuitos de extração de relógio.

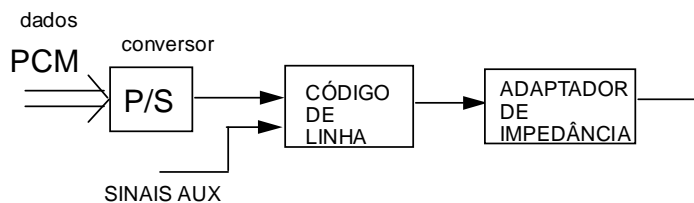


Figura 6.86 - Interface PCM com a linha. Além da conversão para o código de linha, sinais auxiliares são injetados. Um adaptador garante o casamento adequado.

Entre uma larga variedade de códigos de linha [BENE et al. 1987], vale citar àqueles referenciados na tabela a seguir.

Tabela VI.5 – Códigos de linha usuais.

Nomenclatura
Unipolar (Liga-desliga, on-off) RZ ou NRZ
Polar RZ ou NRZ
AMI (Bipolar ou pseudoternário)
HDBn (<i>High-Density Bipolar</i>)
Duobinário
Manchester (bifase)
<i>Top Hat</i> (cartola)
BnZS (<i>Bipolar with n zero substitution</i>); B3ZS...
4B3T (<i>four Binary, three Ternary</i>); 6B4T, etc
3B-4B
MS43
entre outros.

Os códigos mais empregados nos sistemas PCM / Hierarquia MUX TDM PCM na prática são os códigos AMI e HDB3, sumariamente descritos a seguir.

AMI- (Inversão Alternada de 1's, *Alternate Mark Inversion*)

O código de transmissão mais simples satisfazendo a maior parte dos requisitos descritos é o AMI (também conhecido como bipolar), ou código de inversão alternada de "marcas". Neste esquema de sinalização, desenvolvido na Bell Labs, um <<0>> é transmitido como ausência de pulsos, enquanto que um <<1>> é transmitido ora como +1, ora como -1, i.e., com pulsos de polaridade alternada. Tal estratégia evita assim a presença de um conteúdo DC no sinal. Este código é também conhecido como pseudoternário, uma vez que usa pulsos no conjunto {0,+1,-1} para transmitir um sinal que, de fato, é binário. Adicionalmente, a codificação AMI é capaz de detectar um único erro, pois a introdução de um erro (pela decisão falha na regeneração) acarreta em violação da regra de alternância das polaridades. O maior inconveniente ainda concerne à adequação do conteúdo de informação de sincronismo.

Exemplos:

0 1 0 1 0 0 0 1 1 0 1 1 ... 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 ...
 0 +1 0 -1 0 0 0 +1 -1 0 +1 -1 ... +1 0 -1 +1 0 -1 0 +1 -1 +1 ...

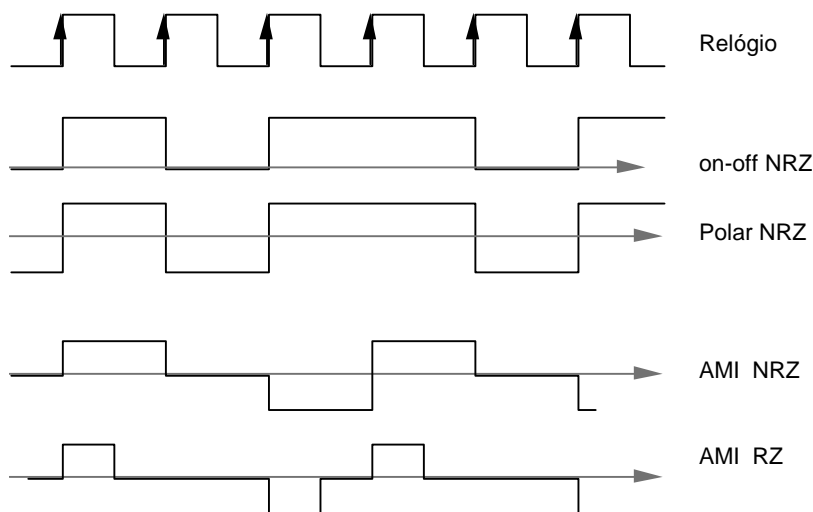


Figura 6.87 - Codificação de linha para a seqüência 1 0 1 1 0 1

HDB3 (Bipolar de alta densidade)

A idéia básica do HDB3 (*High Density Bipolar with 3 zero prior Substitution code*) consiste essencialmente numa modificação (melhoria) no AMI com relação ao conteúdo de sincronismo do sinal, facilitando a extração do relógio. Quando uma seqüência de mais de n bits 0's ocorre, nela, o (n+1)-ésimo <<0>> é substituído por um dígito <<1>> especial. Tais 1's incluídos violam deliberadamente a regra AMI e são denotados por V (uma violação). Embora isto assegure uma melhoria nas informações referentes ao sincronismo, estas mudanças podem introduzir um conteúdo DC se violações consecutivas apresentam a mesma polaridade. O código não é balanceado e uma nova modificação (correção) é introduzida. Assim, o pacote de (n+1) bits é substituído por uma seqüência especial. Para o HDB3, as seqüências especiais são 0 0 0 V e B 0 0 V, onde o dígito B não viola a regra de alternância AMI. A escolha de uma seqüência 000V ou B00V é realizada de modo que os pulsos V consecutivos alternem de polaridade, evitando a introdução de conteúdo DC.

A despeito das violações deliberadas, a sinalização HDB3 retém a capacidade de detecção de um único erro isolado. De fato, um erro isolado insere uma violação espúria (ou apaga uma violação deliberada), o que se torna evidente quando da próxima violação, posto que a alternância das violações não ocorra.

Dois exemplos ilustrativos são apresentados a seguir:

```

1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 ...
+1 -1 0 +1 0 0 -1 0 0 0 V +1 -1 +1 0 0 V -1 0 0 V 0 0 +1 ...
                -1                +1                -1                (violações).
0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 ...
0 +1 0 -1 +1 -1 0 0 0 V +1 0 -1 +1 0 -1 +1 0 0 V 0 0 -1 0 0 0 V +1 ...
                -1                +1                -1
    
```

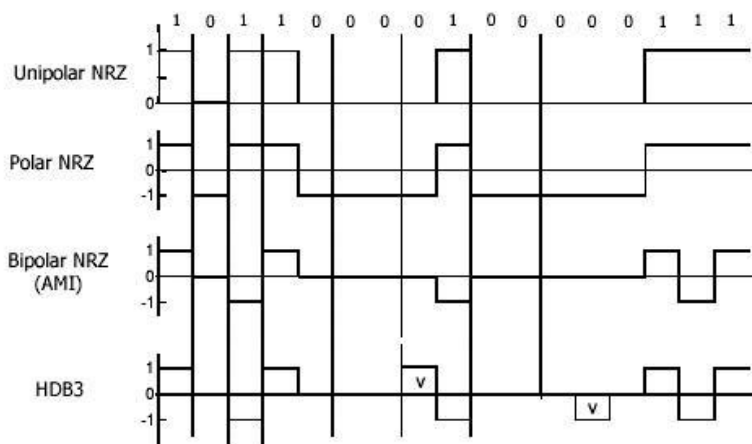


Figura 6.88 – Diversas codificações para a mesma seqüência de dados.

Um aplicativo Java pode ser encontrado em <http://www2.ee.ufpe.br/codec/CodificadorDeLinha.jar> para ilustrar os diferentes formatos de linha. A interface gráfica encontra-se mostrada a seguir para codificar a sequência de dados escolhida arbitrariamente: 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1 0

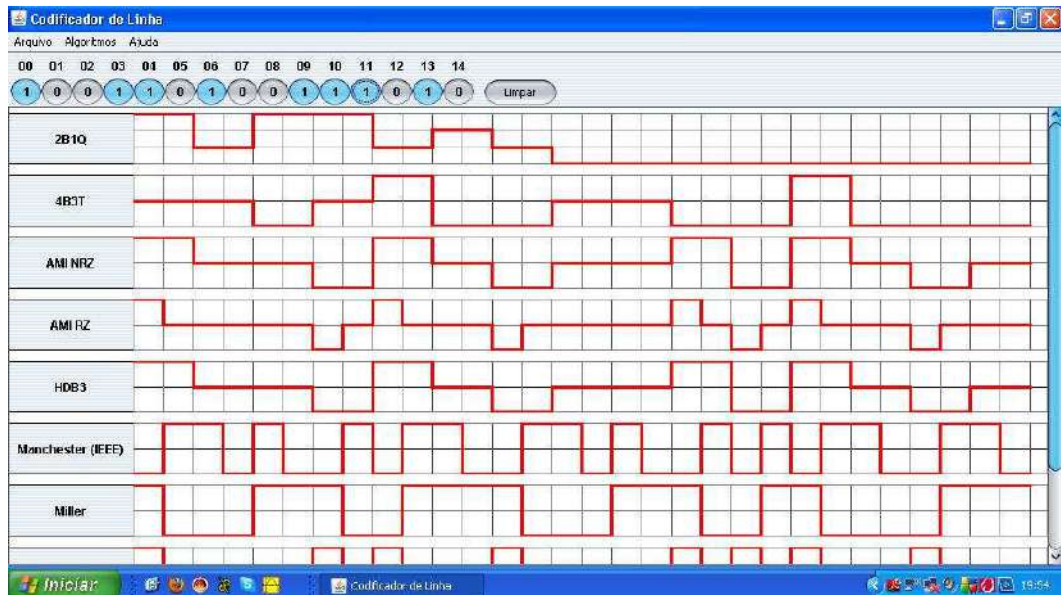


Figura 6.89 – interface gráfica de aplicativo exibindo diferentes códigos de linha para a mesma sequência binária digitada.

Diagramas de Olho

Sistemas PCM são sujeitos a erros causados pela presença de interferência intersimbólica e pelo ruído presente no canal. A análise do desempenho de uma ligação PCM hoje é realizada através de equipamentos sofisticados destinados a este fim (geração de seqüências pseudo-aleatórias de teste, introdução de ruído branco, medições de taxa de erro e outros parâmetros). Entretanto, é possível obter um indicador qualitativo do desempenho de um sistema PCM examinando o sinal recebido na tela de um osciloscópio. Esta estratégia é muito simples e econômica, em situações onde não se dispõe de recursos sofisticados e foi largamente usada há algum tempo. A base de tempo é ajustada resultando em uma varredura estável com duração correspondente à largura de um pulso PCM (de linha). Isto determina um padrão na tela que apresenta similaridades com um olho. A qualidade do sistema pode ser avaliada observando-se o formato do olho: um padrão com "olho aberto" indica uma melhor qualidade que um padrão tipo "olho fechado". A Fig. 6.90 ilustra bem esta situação; quando não há nenhuma distorção, o padrão corresponde à primeira figura (caso ideal).

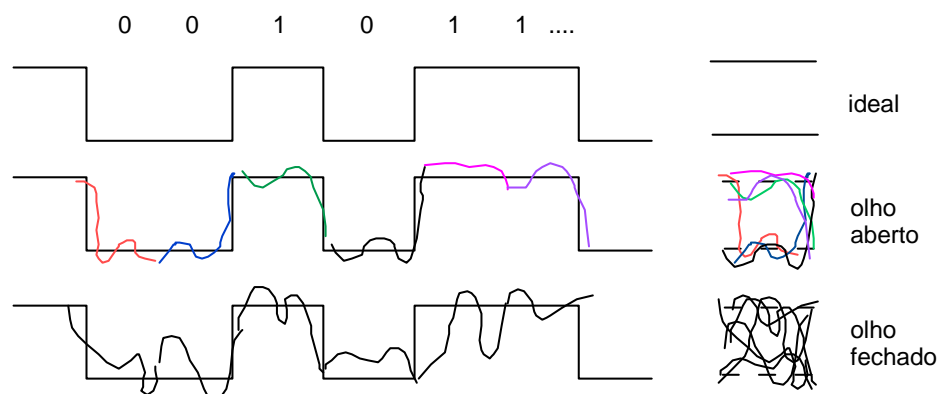


Figura 6.90 - Diagramas de olho para um sinal PCM: três estados do olho são mostrados.

Admitindo-se que o canal introduza distorções de acordo com uma função de transferência $H_C(w)$ (lineares), é possível o emprego de uma rede equalizadora expressa pela função de transferência $H_{EQ}(w)=H_C(w)^{-1}$ para corrigir as distorções. Isto reduz substancialmente a interferência introduzida no canal.

http://www.inue.uni-stuttgart.de/english/lehre/lesungen/comm3/eye_diagram/Augendiagramm.html

Este problema aparece com muita frequência em sistemas telefônicos. Em alguns casos, o ajuste do filtro equalizador é feito manualmente através da observação do diagrama de olho e realizando ajustes de modo a se obter uma máxima abertura no olho. Em sistemas mais sofisticados, o filtro equalizador é adaptativo e o ajuste é realizado automaticamente.

6.10 Hierarquia Mux Digital (PDH)

Tal como descrito para a multiplexação FDM, existe uma Hierarquia para os sistemas TDM comerciais [PINES&BARR 1978]. A Hierarquia Digital TDM / PCM é descrita a seguir. Inicia-se com o primeiro sistema da Bell, cuja descrição é encontrada na figura a seguir, mostrando valores envolvidos para a mux de canais de voz. Esta é uma versão antiga adotada nos EUA, já modificada nas padronizações do CCITT, porém útil para introduzir o sistema mux digital, projetado em 1959 (O 1º enlace multiplex PCM T-1 24 canais desenvolvido pela Bell, entrou em operação em 1962 entre Skokie – Illinois.)

A configuração básica envolve 24 canais de voz em TDM/PCM constituindo o arranjo T1, usado nos troncos entre centrais locais. Dados digitais podem também ser usados para gerar a linha T1. Normalmente, a distância de transmissão é de 15 km a 75 km, com o uso de repetidores regenerativos a cada 3 km. Um diagrama do mux básico mostra que a taxa na linha é 1.554 kbits/s.

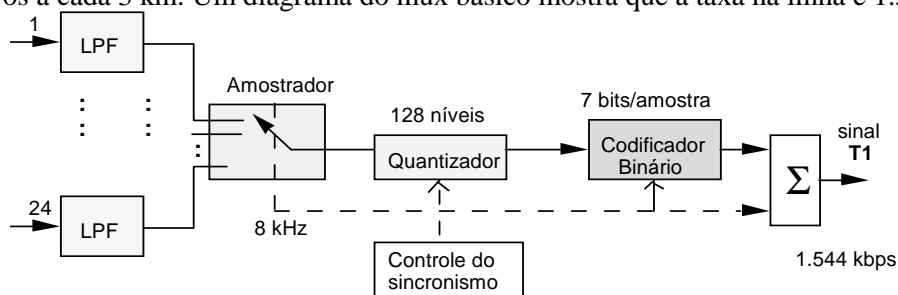


Figura 6.91 - Diagrama básico do Mux TDM T-1. (antigo sistema americano, Bell Labs).

Os LPFs são empregados para evitar o "aliasing" (Seção 6.2), garantindo que a taxa de amostragem pode ser de 8 kHz. As amostras são quantizadas em 128 níveis e codificadas com 7 bits. Um pulso de sincronismo de palavra é adicionado, resultando em 8 bits/amostra; além de um bit de sincronismo de quadro. O sistema Americano padronizado pelo CCITT emprega 256 níveis e o sincronismo é realizado de maneira diferente.

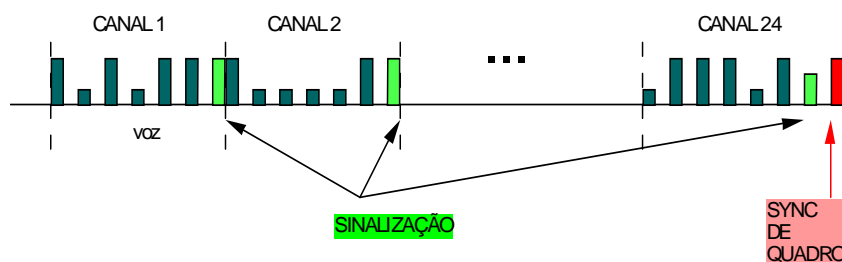


Figura 6.92 - SISTEMA PCM 24 Americano.

Taxa= 24 x 64 kbps + 1 x 8 kbps= 1.544 kb/s

Precisão do Relógio: $\pm 50 \text{ ppm} = \pm 50 \cdot 10^{-6} \cdot 1,544 \cdot 10^6 = 77,2 \text{ Hz}$

Se o número de níveis empregado é de $Q=2^n$, a largura dos pulsos PCM (bits) é reduzida por um fator n com relação à largura dos pulsos PAM correspondentes. Em consequência, a banda passante exigida por um sinal PCM é de pelo menos:

$$B_{TDM-PCM} = nB_{TDM-PAM}$$

Usualmente, na multiplexação de N canais de banda limitada em f_m Hz, os requisitos de banda são da forma $B_{TDM} = \frac{n2Nf_m}{k'}$, em que k' é o fator de redução do tamanho de pulsos pelo código de linha. Para AMI e HDB3, $k'=0,5$ e a banda total exigida na mux digital (TDM/PCM) pode ser expressa por $B_{MUX} \approx 4nNf_m$ Hz.

Hierarquia Mux Digital

O Sistema MUX digital em banda básica no 1º nível da Hierarquia existe em duas "versões": A primeira, com 30 (24) canais analógicos e saída mux em 2,048 Mbps (1,544 Mbps) e a segunda com entrada de 30 (24) canais digitais de 64 kbps e saída em 2,048 Mbps (1,544 Mbps).

Na hierarquia digital é possível a multiplexação TDM na qual os sinais de entrada são sinais digitais previamente multiplexados. Neste caso, os sinais entrantes são referidos como tributários, contendo cada um deles certo número de canais previamente TDM_{ed}.

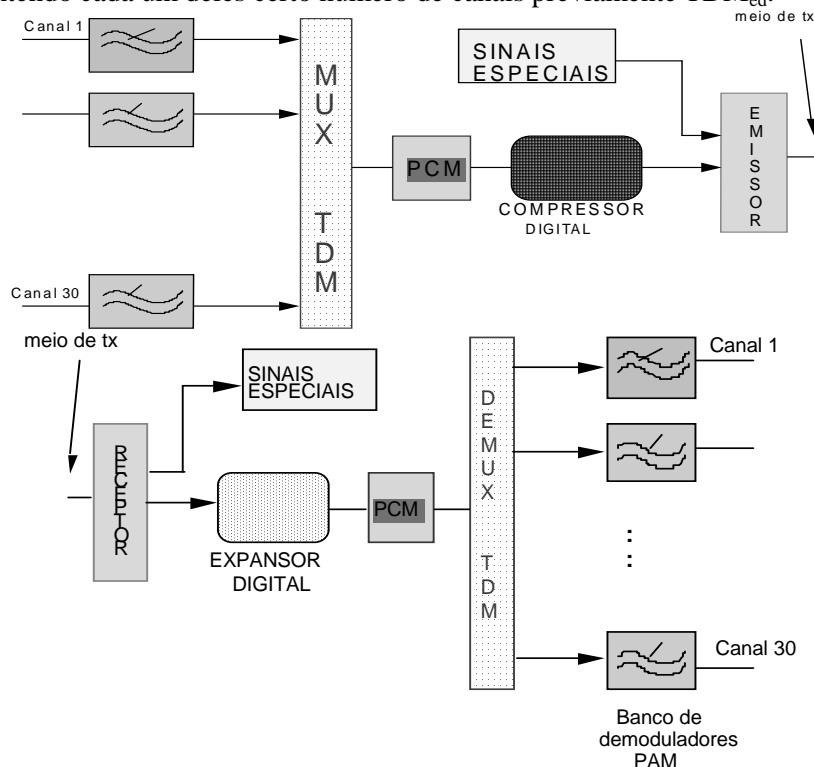
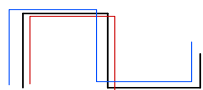


Figura 6.93 - Sistema MUX digital (TDM PCM) em banda básica.

Os Circuitos Eletrônicos que abrem as janelas no MUX & DEMUX são comandados por relógio. Na prática, os relógios não são perfeitamente estáveis. A amplitude da flutuação na base de tempo define o "jitter" ou "wander".

JITTER e WANDER (flutuações- Tremor de fase).



Para canais de 2 Mbps e 8 Mbps, são usualmente considerados os seguintes níveis: Se $\Delta f \geq 20$ Hz Jitter; e para $\Delta f \leq 20$ Hz Wander.

ESCORREGAMENTO (SLIP)- As amostras são representadas por bytes. Repetições ou cancelamento de um Byte devido a erro / flutuações no relógio são referidos como escorregamento (uma das amostras é perdida, ou lida em dobro).

A ocorrência de escorregamento não controlado implica na perda de alinhamento de quadro: a distribuição das amostras pelo decompulsor se faz de forma errônea. A recuperação do sincronismo é obtida por uma rotina e usualmente o sincronismo é somente restabelecido após alguns mseg.

Plano de Sincronização

Nos sistema multiplex, há a necessidade da manutenção de uma referência de tempo, dentro de uma precisão referida, entre os sinais "entrantes". Os canais na entrada do mux são referidos como Tributários, caso provenham de um mux de ordem mais baixa na hierarquia. Como relação à operação, o multiplex pode operar em OPERAÇÃO SÍNCRONA e OPERAÇÃO PLESIÓCRONA. O termo plesiócrono provém do Grego: *pleisi*=próximo + *cronos*=tempo.

Apenas os primeiros níveis da Hierarquia (2 Mbps no Brasil) são síncronos, nos demais níveis ocorre uma multiplexação assíncrona (dita com justificação).

Na operação Síncrona, há coordenação entre as referências de tempo, enquanto que na Plesiócrona não há comparação entre relógios dos tributários e exige-se o uso de base de tempo de alta precisão.

OPERAÇÃO PLESIÓCRONA- bases de tempo independentes, com relógio de alta precisão (1 μ s em 24 hs). Requer relógio atômico (Césio) em enlaces internacionais digitais, e.g., inferior a 300 escorregamentos/h para telefonia; ou inferior a 0,2 escorregamentos/hora para transmissão de dados.

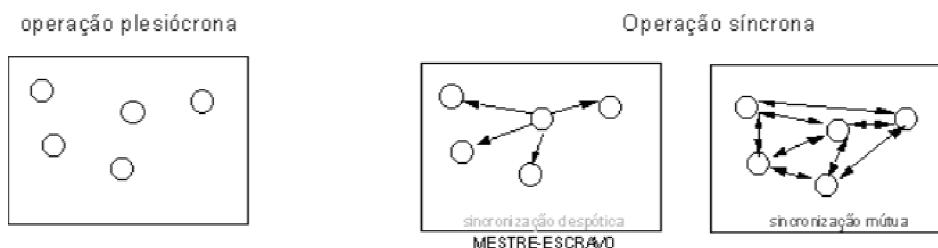


Figura 6.94 - Planos de sincronização. a) sincronismo independente, b) sincronização despótica (mestre-escravo), c) sincronização mútua.

SISTEMAS SÍNCRONOS × SISTEMAS PLESIÓCRONOS

SÍNCRONOS- Dois sinais são mesócronos quando possuem taxas idênticas e as variações de fase permanecem dentro de determinados limites. Não é exigido compensar as flutuações e a mux pode ser síncrona (uso de memórias rígidas). Isto ocorre na mux de 30 canais de 64 kHz (PCM 30) gerando uma taxa na saída de 2 Mbps. A partir daí, usualmente a multiplexação é assíncrona, com necessidade do uso de memórias elásticas.

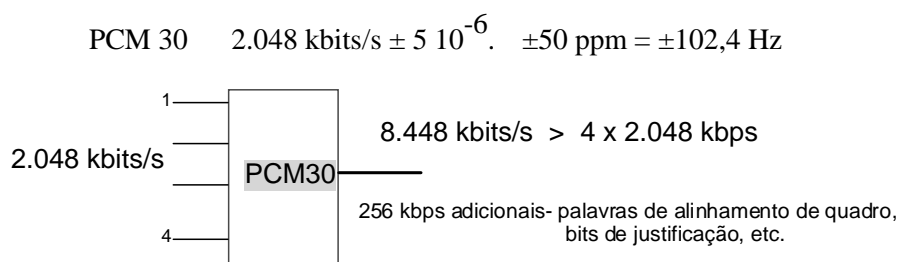


Figura 6.95 - TDM assíncrono (plesiócrono PCM 8 Mbps).

PDH Alta ordem \Rightarrow MUX TDM ASSINCRONA \Rightarrow JUSTIFICAÇÃO

Sistema Plesiócrono

Dois sinais são Plesiócronicos quando suas *taxas nominais* são iguais, porém a taxa pode variar em relação ao valor nominal dentro de uma dada tolerância. Não operam sincronamente – os osciladores para gerar sincronismo nas centrais de comutação operam independentes.

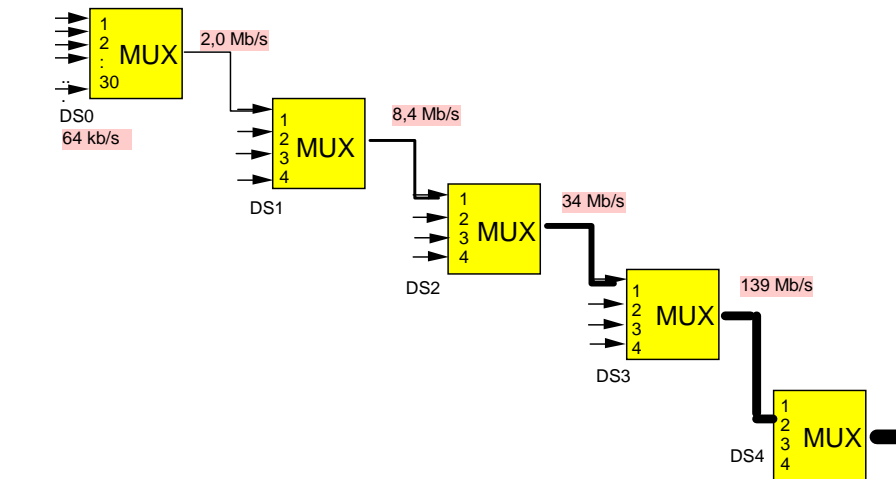
Alta precisão na frequência dos *osciladores INDEPENDENTES* obtidos através de padrões atômicos. Os relógios atômicos foram introduzidos por **Nikolay Basov & Aleksandr Prokhorov**, Nobel de Física 1964.

Quando se multiplexam sinais a uma mesma taxa nominal (e.g. 2,048 Mb/s) a fim de gerar uma MUX de ordem superior, geralmente não há sincronismo perfeito entre os sinais de entrada (tributários). Embora as taxas apresentem o mesmo valor nominal, a taxa de transmissão em bits/s pode se desviar dentro de uma dada tolerância. Este fato é referido como mux de canais plesiócronicos.

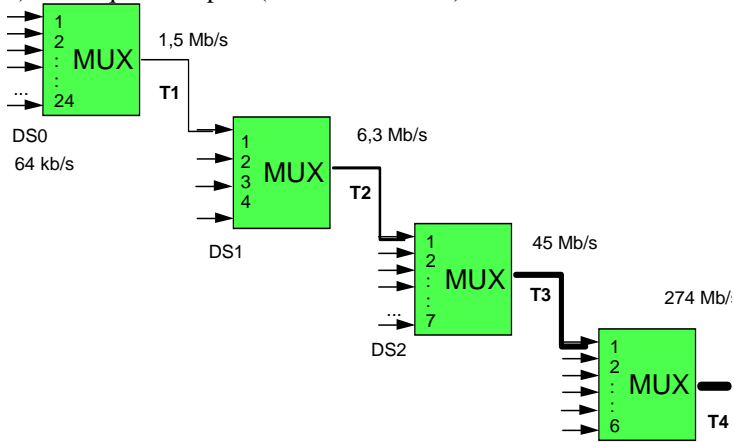
Redes de operação plesiócrona não operam sincronamente. Toda a Hierarquia TDM, a partir do 2º nível, funciona desta forma. Na operação plesiócrona, os relógios do transmissor e receptor das centrais envolvidas são de altíssima precisão e os eventuais desvios não afetam sensivelmente a transmissão. As bases de tempo apresentam padrões de $1 \mu\text{s}$ em 24 hs. O CCITT recomenda operação plesiócrona nos enlaces digitais internacionais, requerendo relógios de Césio. A sincronização em níveis superiores da Hierarquia PDH aparece como uma solução para garantir uma operação econômica e flexível. O número potencial de canais de voz (em 64 kbps) para um sistema PDH no nível n da Hierarquia é de

$$30.4^{(n-1)}, n=1, \dots, 4.$$

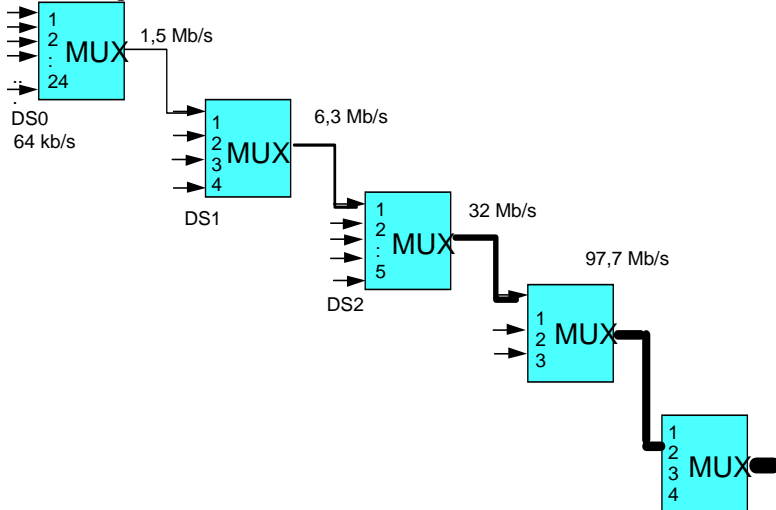
O CCITT padroniza através de recomendações, as velocidades usadas na mux digital. A Hierarquia é chamada PDH (*Plesiochronous Digital Hierarchy*), pois quase todos os níveis a mux TDM PCM é assíncrona. A figura a seguir especifica as velocidades e número de canais mux em diversos níveis da Hierarquia, descrevendo os três padrões: Europeu (CCITT, adotado no Brasil e maior parte dos países), o Americano e o Japonês.



a) Hierarquia Européia (adotada no Brasil).



b) Hierarquia Americana.



c) Hierarquia Japonesa.

Figura 6.96 -Hierarquia TDM (PDH-Plesiócrona).

HIERARQUIA DIGITAL PDH

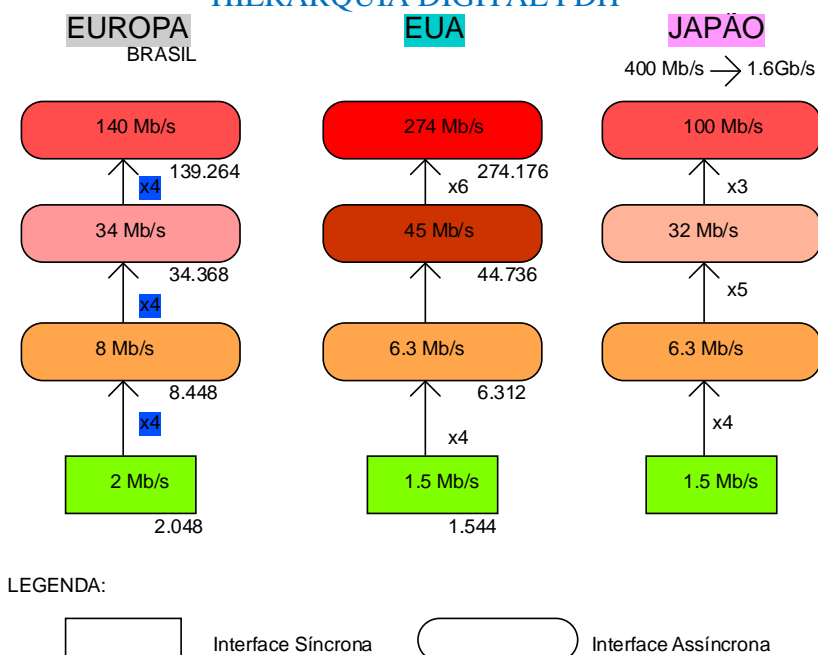


Figura 6.97- Taxas de transmissão padronizadas na transmissão PDH.

A especificação de algumas características da mux PDH no vários níveis é mostrada a seguir.

Mux digital Sistema Plesiócrono.

Sistema (nível)	veloc. nominal	faixa de variação (cf CCITT)
DS0	64 kbps	64 kbps ± 60 ppm
DS1	2 Mbps	2.048 kbps ± 50 ppm
DS2	8 Mbps	8.448 kbps ± 30 ppm
DS3	34 Mbps	34.368 kbps ± 20 ppm
DS4	140 Mbps	139.264 kbps ± 15 ppm

NÚMERO DE CANAIS MUX

ORDEM	HIERARQUIA	Nº DE CANAIS
1ª	DS0	30
	DS0	24
2ª	DS1	4 × 30 = 120
	DS1	4 × 24 = 96
3ª	DS2	4 × 120 = 480
	DS2	7 × 96 = 672
4ª	DS3	4 × 480 = 1.920
	DS3	6 × 672 = 4.032
5ª	DS4	4 × 1.920 = 7.680

A tabela a seguir exibe alguns dados adicionais sobre as hierarquias digitais, e.g., meio de transmissão normalmente adotado, espaçamento típico entre estações repetidoras regenerativas etc.

Tabela VI.6 – PDH.

ORDEM	BRASIL/EUROPA	AMERICANA	MEIO DE TX (+FO)	ESPAÇAMENTO
1ª DS0	2.048 kbits/s	1.544 kbits/s	cabos de pares	≤4 km
PCM 30	(1.920 kbps)	(1.536 kbps)	Rádio Digital 12 GHz	20 km
2ª DS1	8.448 kbits/s	6.312 kbits/s	cabos de pares microcoaxial	≤4 km ≤4 km
PCM 120	(8.192 kbps)	(6.176 kbps)	Rádio Digital 12 GHz	20 km
3ª DS2	34.368 kbits/s	44.736 kbits/s	microcoaxial coaxial fino	≤2 km ≤4 km
PCM 480	(33.792 kbps)	(44.184 kbps)	Rádio Digital 12 GHz	20 km
4ª DS3	139.264 kbits/s	374.176 kbps	coaxial fino coaxial	≤2 km ≤4 km
PCM 1920	(137.472 kbps)	(268.416 kbps)	Rádio Digital >18 GHz	

(valores entre parenteses indicam tributários).

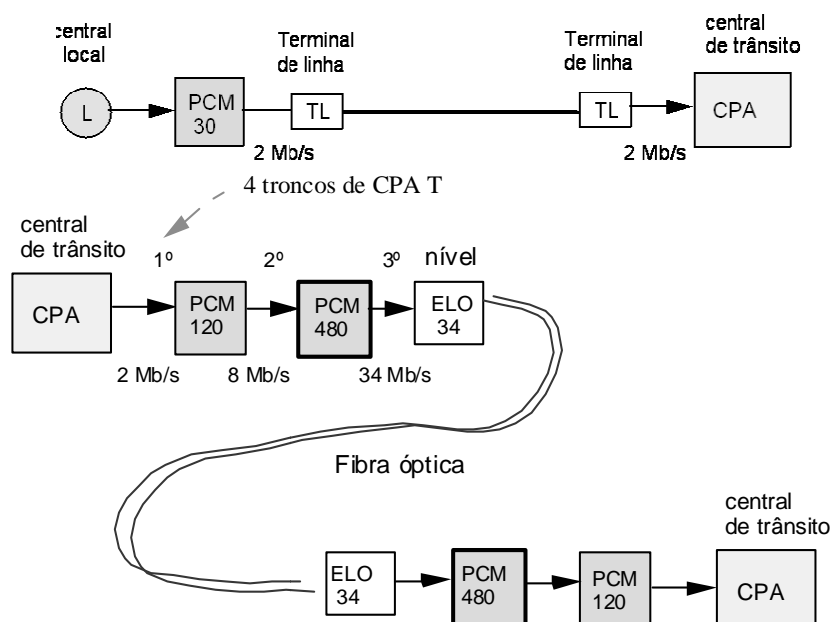


Figura 6.98 - Configurações típicas de mux digital em Rede Telefônica.

RESUMO MUX DIGITAL PDH (TDM/PCM)

HIERARQUIA CCITT, adotada no Brasil

ordem	N. canais	taxa de transmissão
1	30	2,048 Mb/s
2	120	8,448 Mb/s
3	480	34,368 Mb/s
4	1.920	139,264 Mb/s
5	7.680	~565 Mb/s

O diagrama a seguir ilustra um sistema digital típico envolvendo diversos níveis da Hierarquia PDH e diferentes meios de transmissão (rádio digital, fibras ópticas ELO 34...). Nota: ELO= *Fiber Optic Line Equipment*.

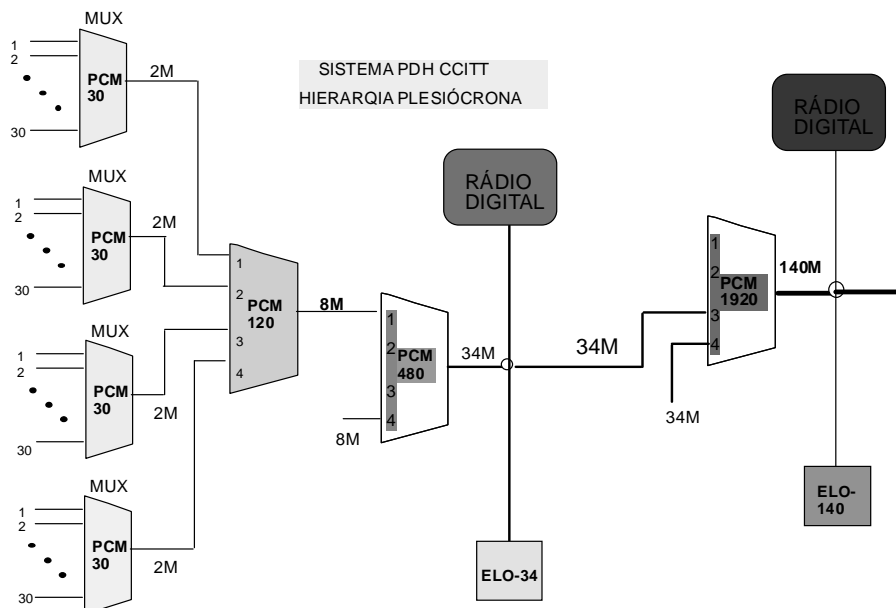


Figura 6.99 - Padrão CCITT TDM PCM 30 canais (32 canais).

O primeiro nível do sistema PDH, o PCM 30, realiza a multiplexação síncrona de 32 canais, dos quais 30 são de voz, enquanto que dois canais são usados para a sinalização e controle de sincronismo. [Ref. Recomendações da série G do CCITT, Livro III.2.] [PIN&BAR 1978], [OWE 1982], [ALE 1998].

Cada quadro contém 32 janelas, cada com 8 bits (1 byte). O sincronismo considera além dos quadros, um multiquadro contendo 16 quadros (fig. a seguir). Os problemas de sincronismo na multiplexação são relativos à: sincronismo de multiquadro, sincronismo de quadro e sincronismo de janela. Os sincronismos de quadro e multiquadro são implementados através de "palavras de sincronismo" fixas e previamente estabelecidas, a FAW e MFAW.

PADRÃO CCITT MUX DIGITAL (TDM/PCM) 32 CANAIS (30 CANAIS)

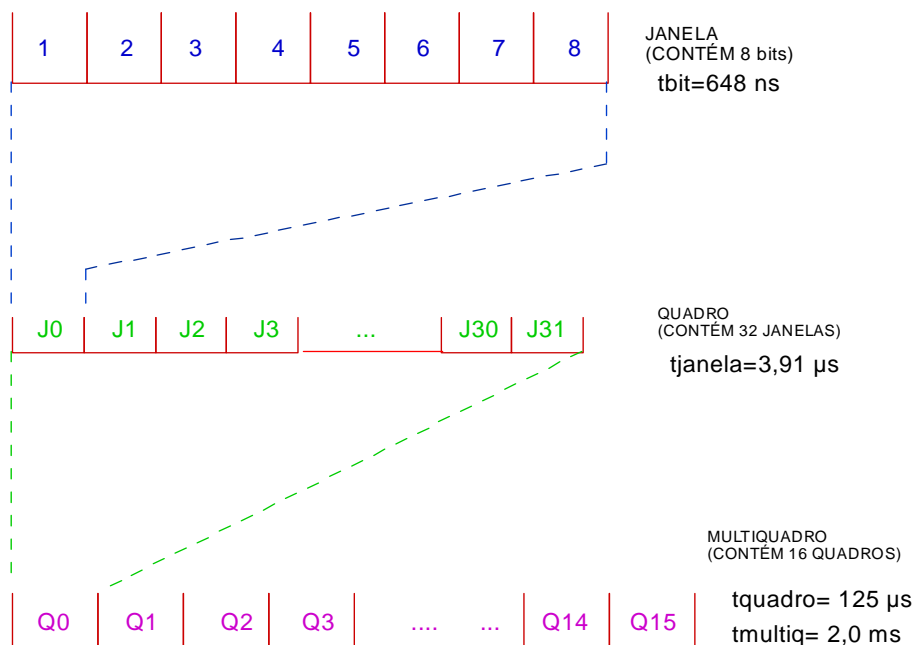
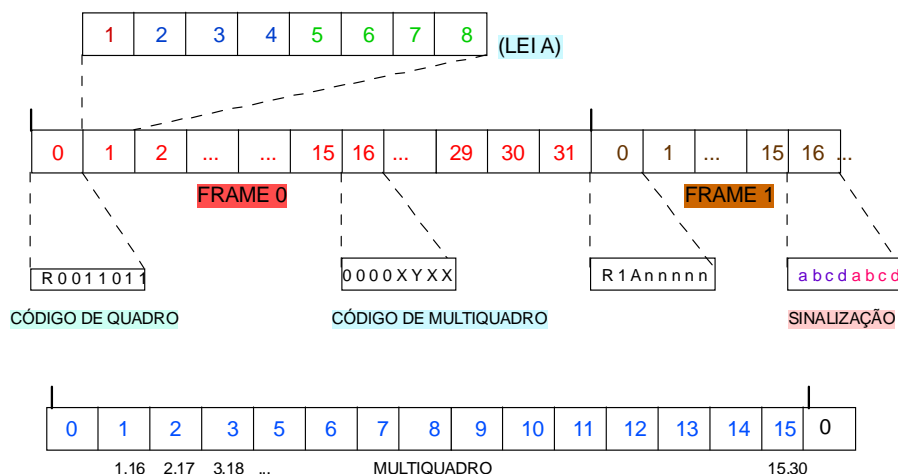


Figura 6.100 - PCM *infovias*- Hierarquia mux digital PCM 30 (CCITT).

A entrada do multiplex consiste em 30 canais de voz, amostrados a uma taxa de 8.000 amostras/s, comprimidas segundo a lei A e codificadas 1 byte/amostra. As palavras resultantes são sequenciadas e alocadas em 30 das 32 janelas existentes num quadro. As duas janelas restantes são empregadas para sincronismo e sinalização (Janelas J0 e J16).

FORMATO DE QUADRO PARA SISTEMA EUROPEU



R-reservado p/ rotas Internacionais
 x,n- reservado para rotas Nacionais
 Y- Alarme de sync de MULTIQUADRO; A- Alarme de SYNC de QUADRO

Figura 6.101 - Formato de quadro para o sistema CCITT PCM 30, adotado no Brasil.

A palavra de alinhamento de quadro FAW (*Frame Alignment Word*) aparece como uma palavra de 7 bits ocorrendo na janela J0 nos quadros pares, Q0, Q2, Q4, ..., Q14. O dígito R adicionado é reservado à monitoração e controle em rotas internacionais. Especificamente, FAW = R0011011.

A janela J0 nos quadros ímpares, Q1, Q3, Q5, ..., Q15, transmite uma palavra de serviço R1 A1 n n n n n, sendo os bits n de uso nacional.

A palavra de alinhamento de multiquadro MFAW (*Multiframe Alignment Word*) aparece como uma palavra de 4 bits ocorrendo na janela J16 SOMENTE no quadro Q0. Os quatro bits restantes são reservados para serviços (*housekeeping*). Mais especificamente, MFAW = 0000 1 A2 1 1.

A janela 16 nos demais quadros, i.e., de Q1 a Q15 no multiquadro, é usada para sinalização referente aos canais. Assim, a janela J16 do quadro Q1 tem 4 bits de sinalização para o canal 1 e 4 bits de sinalização para o canal 16. Já a janela J16 do quadro Q1 contém 4 bits de sinalização para o canal 2 e 4 bits de sinalização para o canal 17, e assim sucessivamente (vide figura). Os bits A denotam Alarmes de perda de sincronismo.

Em resumo, entre as 32 janelas, apenas 30 delas são de dados de canais de voz (J1, ..., J15, J17, ..., J31). A janela J0 transmite alternativamente uma palavra de sincronismo de quadro e uma palavra de serviço. A janela J16 transmite a palavra de sincronismo de multiquadro apenas no quadro Q0 e nos demais, informações de sinalização referentes aos canais.

Os detalhes relativos à finalidade e operação dos bits de sincronismo e controle podem ser encontrados nas Recomendações G711 e G732 do CCITT ou outras referências e fogem ao escopo de um tratamento introdutório.

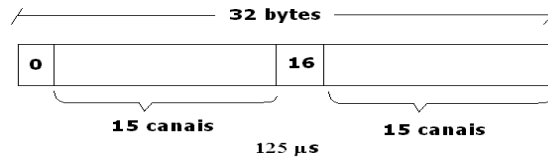
SINALIZAÇÃO CAS O SISTEMA PDH EUROPEU

A ENTRADA=

30 canais de voz (8.000 amostra/s + lei A, codificação 1 byte/amostra)

As palavras são seqüenciadas e colocadas em 30 das 32 janelas

§ Janelas 0 e 16-- SYNC e SINALIZAÇÃO



A FAW = palavra de 7 bits (J0 em quadros pares Q2n)

A MFAW = palavra de 4 bits (J16 no quadro 0 Q0)+ 4 bits sinalização

J16 nos quadros Q1 a Q15- sinalização

Resumo

Janela	Palavra Transmitida	alidade	Quadros
Janela J0	S 0 0 1 1 0 1 1	W (pal. sinc)	Q2m
	S 1 A1 M Z5 Z6 Z7 Z8	. de serv./Alarme	Q2m+1
Janelas 1 a 15	XXXXXXXX	os digitais	Q0 a Q15
Janela 16	0 0 0 0 1 A2 1 1	'AW (pal. sinc)/alarme	Q0
	abcd abcd	iliz. de canais	Q1 a Q15
Janelas 17 a 31	XXXXXXXX	os digitais	Q0 a Q15

Capacidade de sinalização: 4 bits/multiquadro= 4 bits/2ms= 2 kbits/s

ESQUEMAS DE SINALIZAÇÃO EM PCM 30 Janela de tempo J16

- Sinalização de Linha por Canal Associado (CAS)
- Sinalização por Canal Comum (CCS)

JANELAS DS1 PCM 30

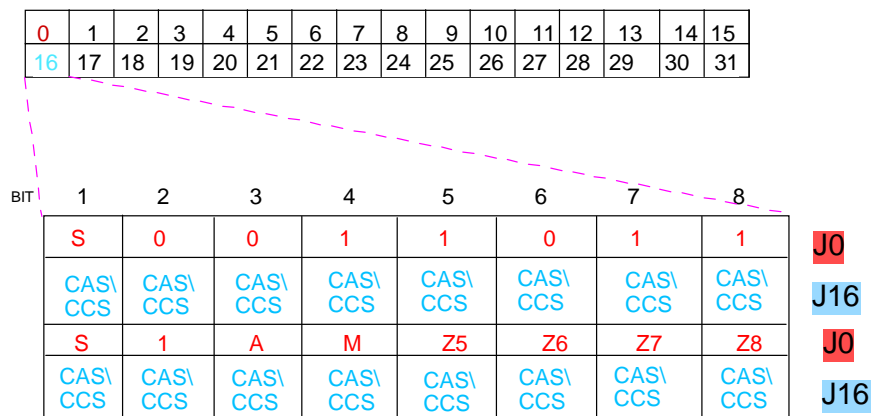


Figura 6.102 - CCS: canal 16 => 64 kbps. Nenhuma relação com os dados transmitidos.

No contexto ISDN, corresponde a 30B+D, sendo D=Canal de sinalização via Canal Comunitário.

S- CRC 4 (padrão ITU) Blocos de 1024 bits

A- Alarme remoto

M- canal para mensagem

Zi= reservado (uso da administração)

PERDA E RECUPERAÇÃO DE SINCRONISMO

A perda de sincronismo de quadro no 1º nível da Hierarquia mux digital Plesiócrona (TDM / PCM- PDH CCITT) é identificada após a recepção de 3 palavras de sincronismo incorretas. Isto desencadeia o processo de resincronização e ativa o alarme de perda de sincronismo. A seguir, um circuito para reconhecimento de sincronismo de quadro.

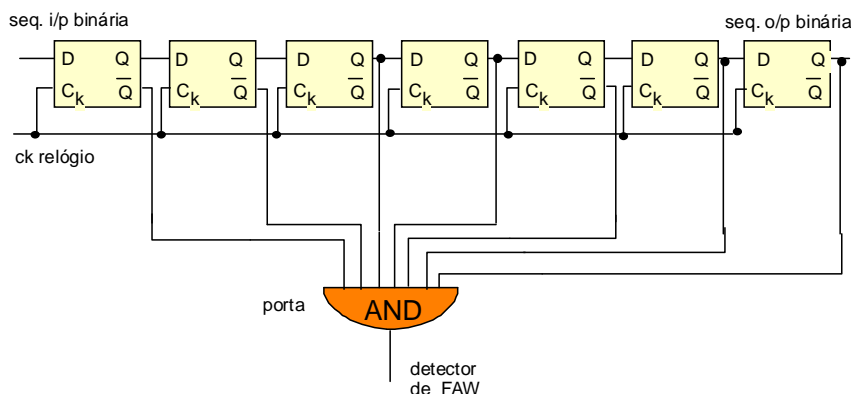


Figura 6.103 - Circuito para reconhecimento da FAW em multiplex PDH.

No que diz respeito ao restabelecimento de sincronismo, o mesmo só é admitido restaurado quando recebidas duas palavras de sincronismo de quadro corretas e consecutivas. Já a perda de sincronismo de multiquadro é identificada após a recepção de 2 palavras de sincronismo (0000) incorretas, consecutivas. Isto interrompe o processo de sinalização, ativando um alarme. O sincronismo é somente considerado restabelecido a partir do momento em que a palavra correta de sincronismo de multiquadro reaparece. As condições para perda de sincronismo e resincronização encontram-se sumarizadas na tabela a seguir.

Os alarmes, além daqueles relativos à perda de sincronismo, podem também ser referentes a outras situações, como por exemplo, excessiva taxa de erros (taxa de erros superior a 10^{-3}) etc. Como indicador de decaimento da qualidade da transmissão (recomendação CCITT), adota-se:

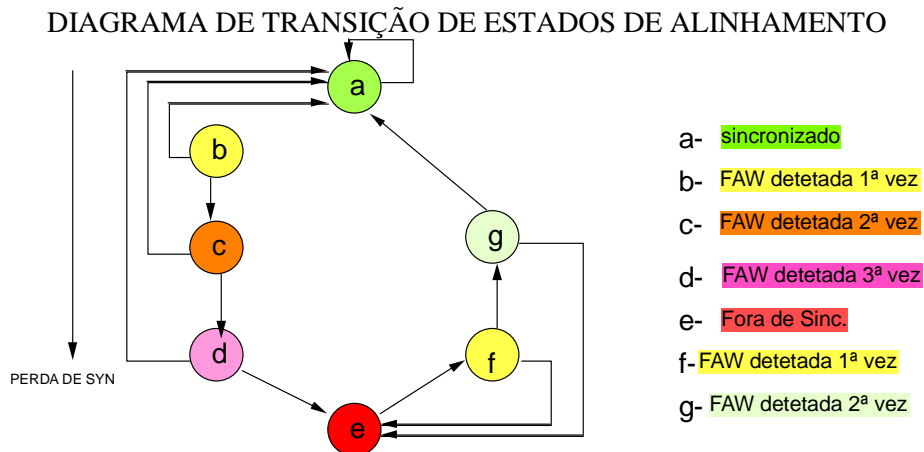
$<10^{-5}$ alarmes desabilitados	Aceitável
$<10^{-4}$ alarme de manutenção	Razoável
$<10^{-3}$ manutenção imediata	Inaceitável.

Tabela VI.7 - Perda e Recuperação de Sincronismo.

	Perda de sincronismo	Restabelecimento de sincronismo						
<table border="1" style="width: 100%; height: 100%;"> <tr> <td style="text-align: center;">nº de palavras consecutivas</td> <td style="text-align: center;">Incorretas</td> <td style="text-align: center;">Corretas</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">Tipo de Sincronismo</td> <td></td> <td></td> </tr> </table>	nº de palavras consecutivas	Incorretas	Corretas	Tipo de Sincronismo				
nº de palavras consecutivas	Incorretas	Corretas						
Tipo de Sincronismo								
Quadro	3	2						
Multiquadro	2	1						

ALARMES RECOMENDADOS

<i>Outgoing Signal Loss (OGSL)</i>	Indica ausência de sinal na saída do mux
<i>Incoming Signal Loss (ISL)</i>	Indica ausência de entrada no demux
<i>Frame Alignment Loss (FAL)</i>	Indica não detecção de FAW
<i>Remote Frame Alignment Loss (RFAL)</i>	Indica FAL em terminal remoto
<i>High Error Rate (HER)</i>	Nível de erros inaceitável
<i>Encoder fault (ENCOD)</i>	Mau funcionamento do codificador
<i>Alarm Inhibit Signal (AIS)</i>	Sinal especial rx=>Inibe alarmes locais.



SINCRONISMO DE JANELA, SINCRONISMO DE QUADRO, SINCRONISMO DE MULTIQUADRO
Figura 6.104 - Alarmes em Sistemas PCM (Hierarquia-TDM PDH).

CAUSAS DE PERTURBAÇÃO NO SINCRONISMO:

Entre as causas mais comuns na perturbação do sincronismo de sistemas digitais, destacam-se:

- Variações nos Osciladores Locais
- Variações da Resposta de Fase do Canal.

Os efeitos de atraso (ou adiantamento) no fluxo de bits são essencialmente devido a:

1. Enlaces de maior comprimento; e
2. Maiores taxas de transmissão.

CONTROLE-- sincronização por relógio mestre ou sincronismo elástico.

A fim de ilustrar os mecanismos envolvidos na sincronização em PCM, apresenta-se a sincronização no 2º Nível da Hierarquia – saída em 8 Mbps.

- sinal afluyente $r_a=2.048$ kb/s
- sinal portador $r_p>r_a$ (escolhido 2.112 kb/s)

$$(k+1)T_p=kT_a$$

1 bit inserido cada k bits afluentes $k=32$ 1:32

Sincronizar e transportar a carga afluyente de taxa r_a em um relógio portador de taxa r_p :

...PP.64I.PP.64I... (I informação, P para justificação).

Sincronização Elástica

Gravação em série e leitura em paralelo na memória intermediária.

MEMÓRIA INTERMEDIÁRIA-- permite armazenamento adicional de bits, para compensar o atraso ou avanço de gravação relativo à leitura. Em um entroncamento PCM 30 a memória elástica usual é de 1 a 2 quadros, i.e. de 256 a 512 bits.

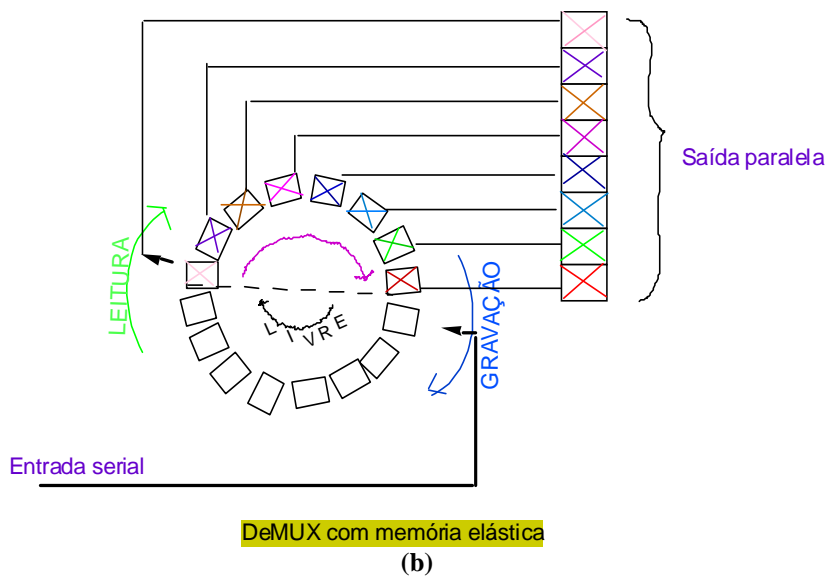
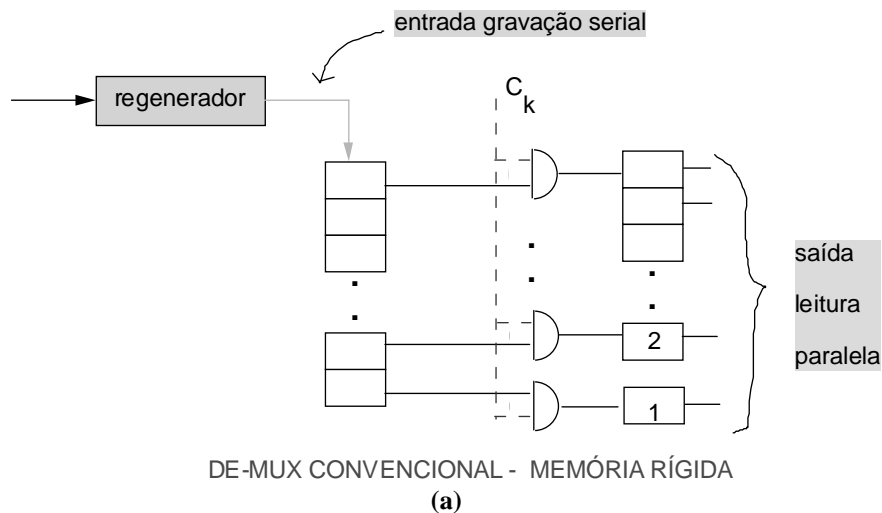


Figura 6.105 - Comparação entre esquemas de memória intermediária- a) memória rígida (mux síncrona) e b) memória elástica (mux plesiócrona).

sistema de memória elástica

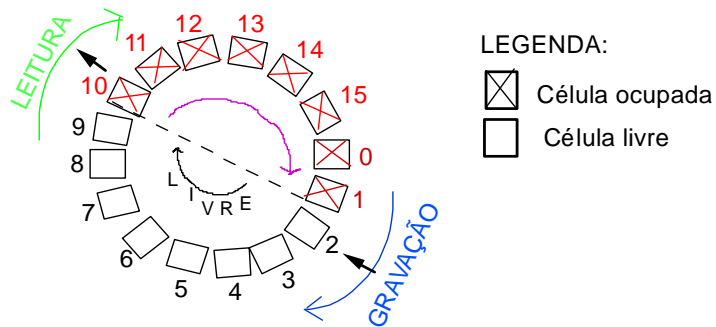
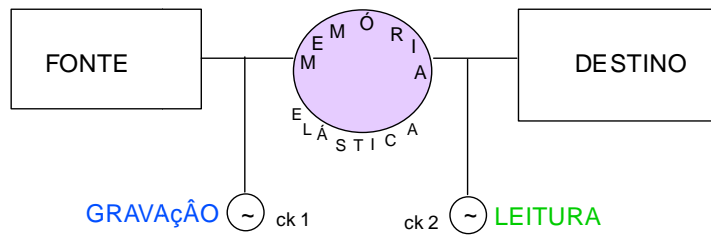
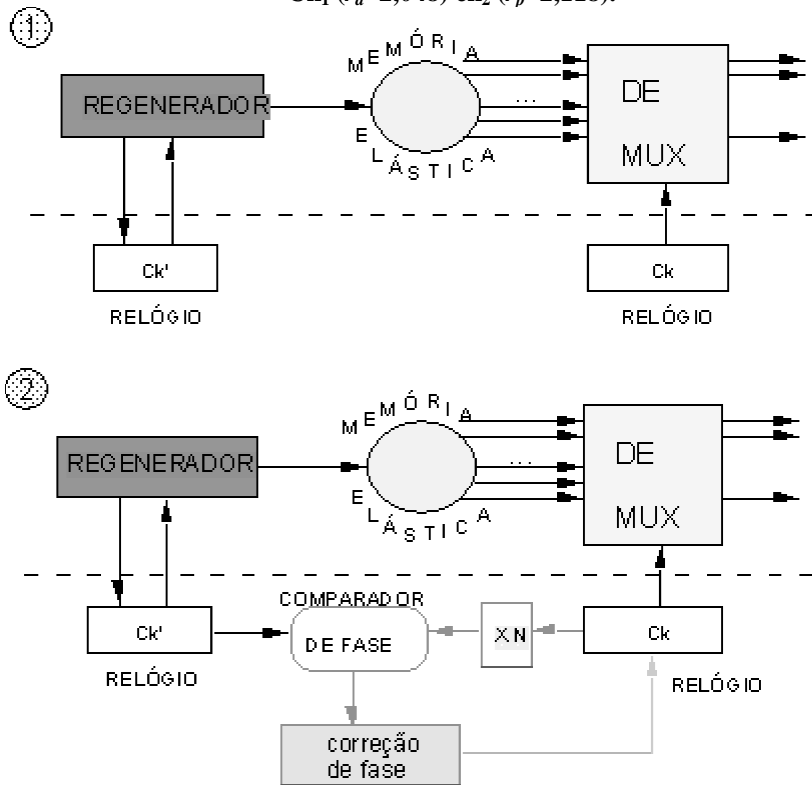


Figura 6.106 - Sincronização Elástica: Memória RAM elástica. $Ck_1 (r_a=2,048)$ $ck_2 (r_p=2,118)$.



1- RELÓGIOS ALTAMENTE ESTÁVEIS (1:10¹²)

2- RELÓGIO LOCAL ESCRAVIZADO AUM RELÓGIO MESTRE

Figura 6.107 - Relógios na MUX/DEMUX. Análise de um único canal. Notar a presença de PLL no circuito de demultiplex.

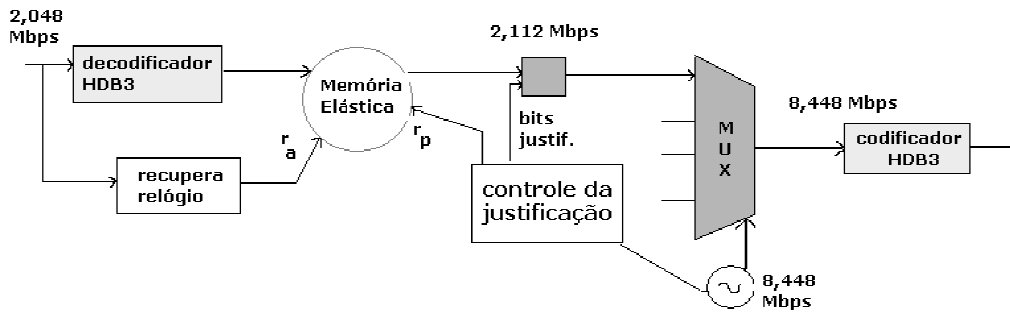


Figura 6.108 – Detalhes da contribuição de um tributário no sistema PDH 8 Mbps.

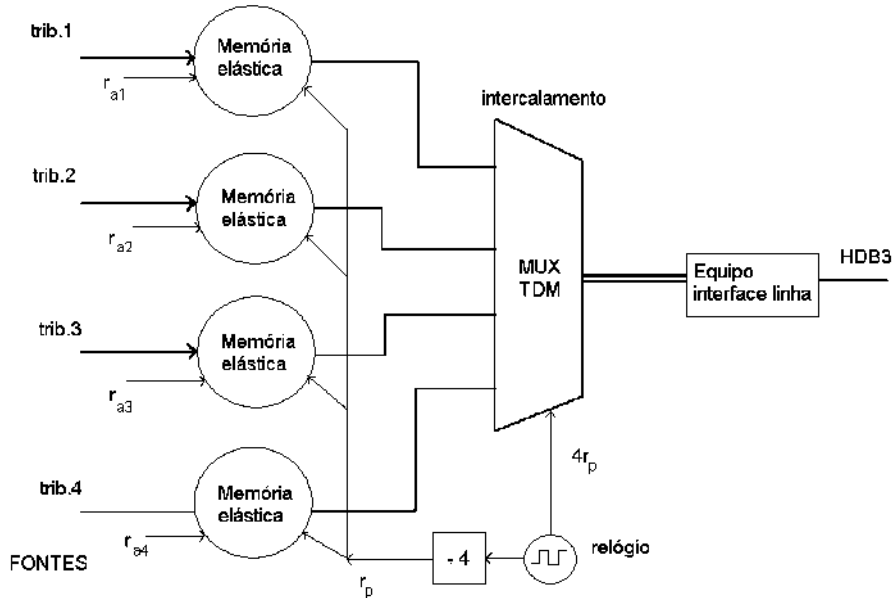


Figura 6.109 - Equipamento PDH para multiplex 8 Mbps: quatro tributários de 2 Mbps, relógios envolvidos e memórias elásticas.

RELAÇÃO DE FASE ENTRE RELÓGIOS R/W

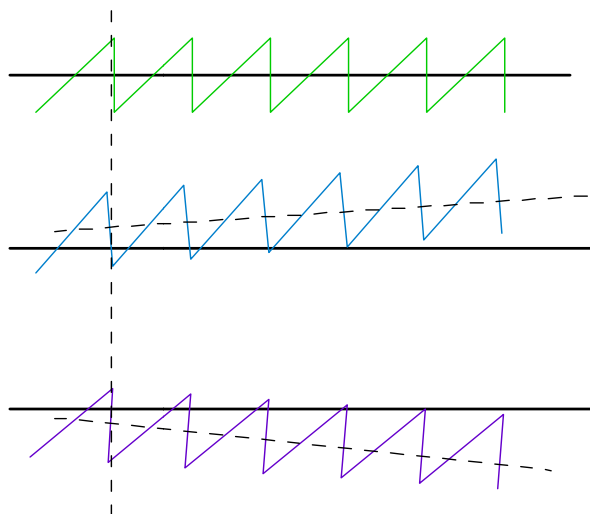


Figura 6.110- Relação entre fases dos relógios de Leitura e Gravação.
a) R e W sincronizados, b) relógio adiantado, c) relógio atrasado.

Justificação Positiva-Negativa



J1- controle s/ conteúdo em S
 J2- controle do conteúdo em Y

Figura 6.111 – Quadro de PDH com bits para justificação.

RELÓGIO DE GRAV. VS LEITURA	BIT DE J1	DE JUSTIFICAÇÃO J2	INFO. EM Y?	INFO. EM S?	TIPO DE JUSTIFICAÇÃO
+ RÁPIDO	1	0	SIM	SIM	NEGATIVA
+ LENTO	0	1	NÃO	NÃO	POSITIVA
IGUAL	0	0	NÃO	SIM	NENHUMA

Escrita Mais Rápida Que Leitura → trocar bit de controle por bit de informação,
 Leitura Mais Rápida Que Escrita → trocar bit de informação por bit de controle.



CÓDIGOS DE JUSTIFICAÇÃO J1 J2-- repetidos 3 vezes (REDUNDÂNCIA)

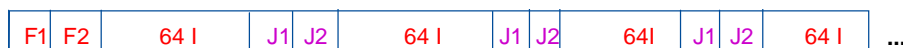
Os controles de Justificação J1 J2 são transmitidos em triplicata a fim de evitar erros. Usa-se um Código de Repetição com Detecção por Lógica de Maioria.

QUADRO COM 05 SUBQUADROS:

F1 F2 64 I J1 J2 64 I J1 J2 64 I J1 J2 64 I X Y (S 63 I)
 SUBQUADROS 66 bits QUADRO 5×66=330 bits

JUSTIFICAÇÃO NEGATIVA- $f_p < f_a$
 (fase da portadora se atrasando em relação ao afluyente)
 introdução eventual de bit adicional válido em Y

JUSTIFICAÇÃO POSITIVA- $f_p > f_a$
 (fase da portadora se adiantando em relação ao afluyente) "deixar um buraco" em S



Os PLLs são largamente usados nos circuitos de demux dos tributários, proporcionando um sinal de sincronismo praticamente livre de jitter. O sistema mux de 2ª ordem (8 Mbps) emprega uma frequência de quadro cerca de 10 kHz e a frequência de 3 dB da malha do PLL é inferior a 100 Hz.

6.11 Modulação Delta e Variantes

Uma forma bastante prática para se transmitir um sinal analógico empregando pulsos codificados é através da Modulação Delta (Δ -Modulação ou DM). Segundo Owen [OWE, 1982, p.88], a modulação delta foi concebida nos Laboratórios da ITT em Paris tal como PCM, pelo seu Diretor **E.M. Deloraine** (vide História da Mux TDM) e **S. Van Mierlo**. A invenção da DM, praticamente ao mesmo tempo de PCM, é usualmente atribuída a **F. Dejager**, que realizou a primeira publicação no N.V. *Philips Research Lab.*, na Holanda. Somente em 1946, M. Deloraine e Col. patenteiam o primeiro Sistema Delta [LATHI 1968], [STE 1975], [deJ 1952], [AZIZ et al. 1996].

A modulação Δ utiliza codificação com um único dígito, o qual transporta informação sobre a derivada do sinal. Por esta razão estes Sistemas são muitas vezes referidos como PCM de 1 bit. O diagrama de blocos para o transmissor e receptor de um sistema utilizando modulação delta é mostrado a seguir.

O sistema é atraente por apresentar grande simplicidade no "hardware" requerido para implementar o transmissor e o receptor, além de resultar em equipamentos robustos, que podem operar em condições físicas adversas. Quando os requisitos de qualidade não são severos, a DM aparece como uma opção atrativa, especialmente a baixas taxas, e.g. 32 kb/s, 16 kb/s. Além de algumas aplicações em telefonia, codificação de voz em alguns projetos específicos, a DM tem sido largamente usada em Comunicações Militares e em Projetos Espaciais, tais como táxis espaciais da NASA (*space shuttle*).

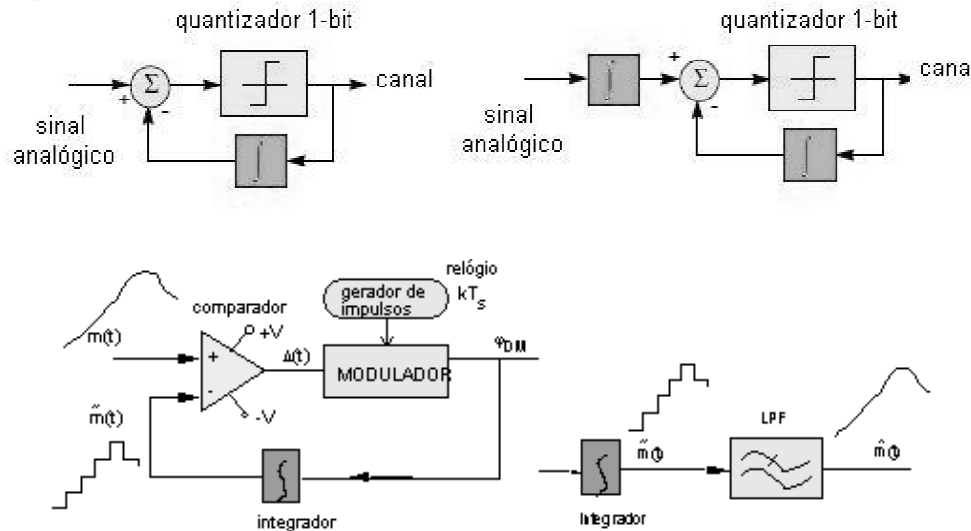


Figura 6.112 - Diagrama do sistema Δ de modulação: TX e RX.

O funcionamento do transmissor baseia-se numa realimentação da saída, a qual permite obter um sinal aproximado $\tilde{m}(t)$ que "tenta" acompanhar o sinal modulador $m(t)$. Isto é referido como um sinal de rastreamento, princípio básico da DM. Estes sistemas não empregam o Teorema da Amostragem, diferindo neste aspecto dos demais. O comparador admite apenas duas tensões na saída. As entradas $m(t)$ e $\tilde{m}(t)$ são comparadas, gerando um sinal $\Delta(t)$ expresso por:

$$\Delta(kT_s) = \sigma \operatorname{sgn}[m(kT_s) - \tilde{m}((k-1)T_s)], \text{ em que } \sigma \text{ é o passo do modulador.}$$

$$\Delta(kT_s) = \begin{cases} +\sigma & \text{se } m(kT_s) > \tilde{m}((k-1)T_s) \\ -\sigma & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{comparador}).$$

O sinal $\Delta(t)$ é usado para modular um trem de pulsos (portadora digital- pente de Dirac), gerando o sinal delta. Assim,

$$\varphi_{DM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sigma \operatorname{sgn}[m(kT_s) - \tilde{m}((k-1)T_s)] \delta(t - kT_s)$$

No início, o integrador está descarregado e $m(T_s) > \tilde{m}(0) = 0$, resultando em impulsos de polaridade positiva. A saída é integrada na malha de realimentação, aumentando o nível do sinal $\tilde{m}(t)$ de um degrau de tamanho σ . Os dois sinais são novamente comparados, de forma que a saída continua a fornecer impulsos de polaridade positiva até quando $\tilde{m}(t)$ ultrapassa $m(t)$. Neste instante, a polaridade do sinal $\Delta(t)$ se inverte e o impulso na saída passa a ter polaridade negativa. A saída realimentada através do integrador diminui o valor de $\tilde{m}(t)$ de σ volts. O processo continua indefinidamente de forma que o sinal de rastreamento tende a acompanhar as variações do sinal modulador.

Para melhor compreensão das operações envolvidas na DM, as formas de onda relativas ao processo são mostradas na figura a seguir. Excelente apoio em aplicativo (executado no MATLAB e desenvolvido por Pedro Melo, UFPE) pode ser obtido em <http://www2.ee.ufpe.br/codec/MODULA%20C3%87%C3%83O%20DELTA%20E%20DELTA%20ADAPTIVA.htm>

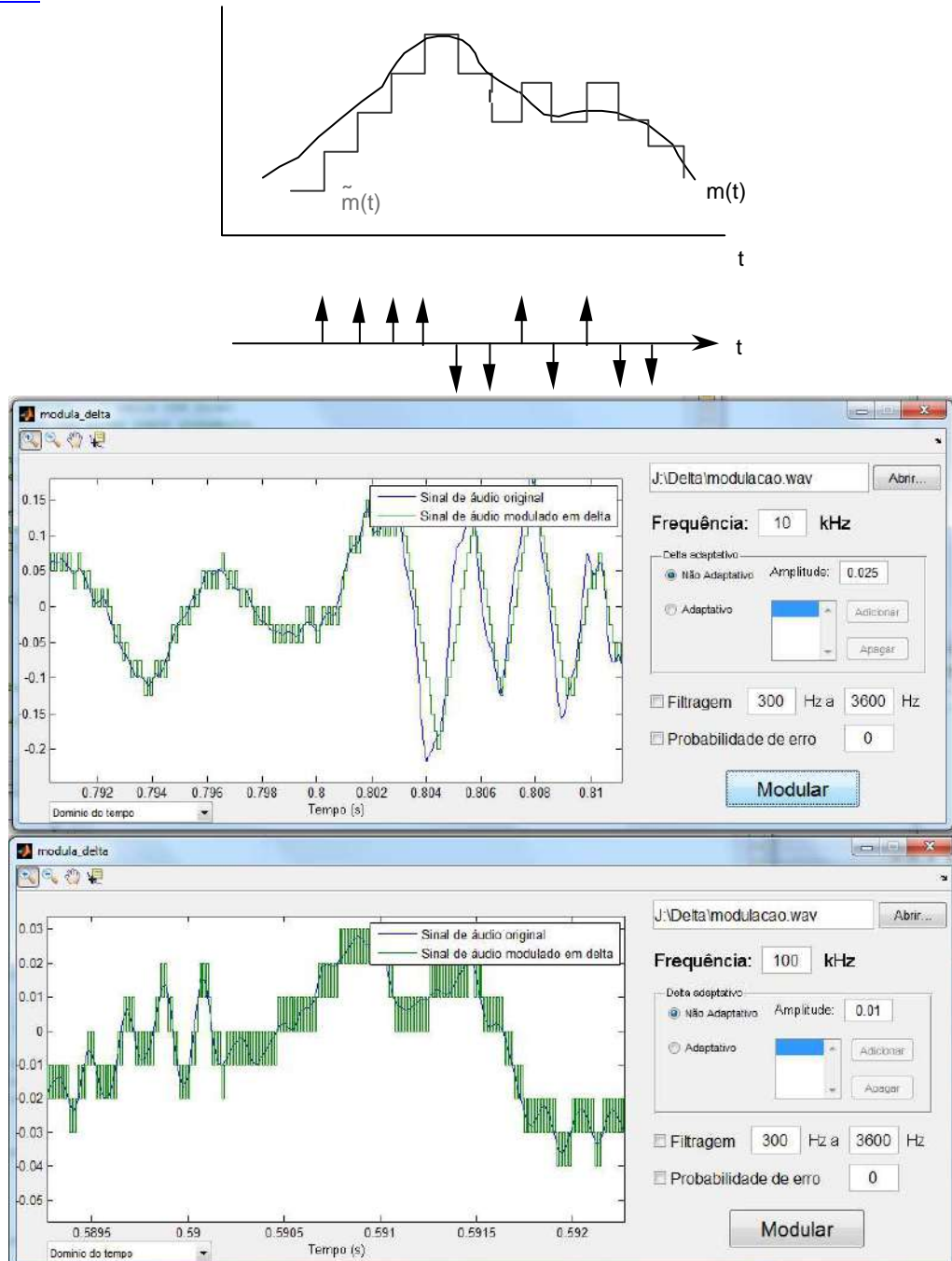


Figura 6.113 - Sinais na Modulação Δ .

Sinal analógico, aproximação em degraus, e saída Δ . Exemplos de saída delta variando a frequência de amostragem (10 kHz, 100 kHz) e passo (0,025 V e 0,01V).

No receptor, os impulsos transmitidos são integrados e passam através de um filtro passa-baixas para remover as componentes indesejáveis de frequência (suavizar as transições). A saída consiste no sinal analógico original adicionado a uma perturbação similar ao ruído de quantização.

Na DM, a diferença de polaridade entre $m(kT_s)$ e $\tilde{m}(kT_s)$ (atrasado) é codificada com apenas 1 (um) bit. A qualidade da aproximação obtida depende fundamentalmente da escolha do tamanho do passo σ e da frequência do relógio $f_s=1/T_s$.

Uma limitação básica na DM é um fenômeno referido como <<sobrecarga no integrador>>. Nos instantes onde o sinal analógico $m(t)$ varia numa taxa muito elevada, o sinal de rastreamento poderá eventualmente não acompanhá-lo, resultando em perda de informação. Esta distorção compromete bastante a qualidade do sinal recuperado e deve ser evitada. Este fenômeno é denominado "sobrecarga na inclinação" e ocorre quando a taxa de variação do sinal analógico é superior à taxa de variação do integrador. A figura esboçada a seguir ilustra este problema.

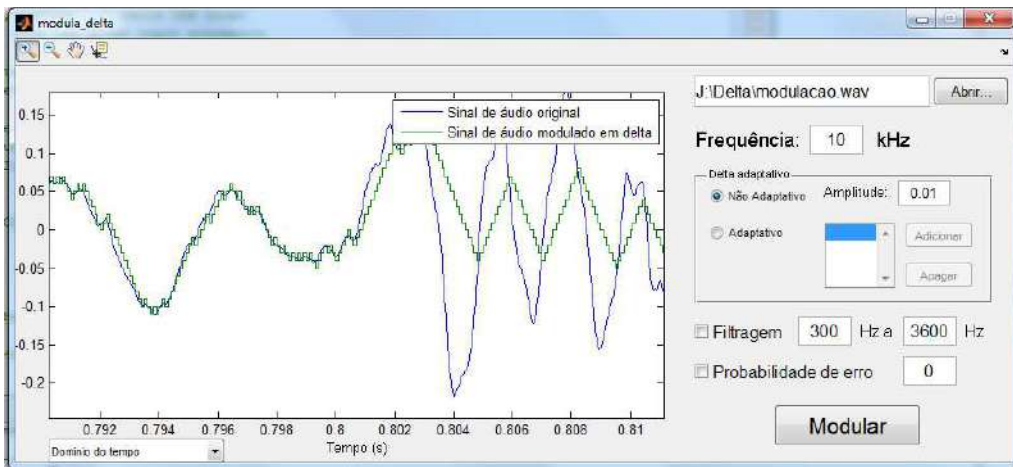
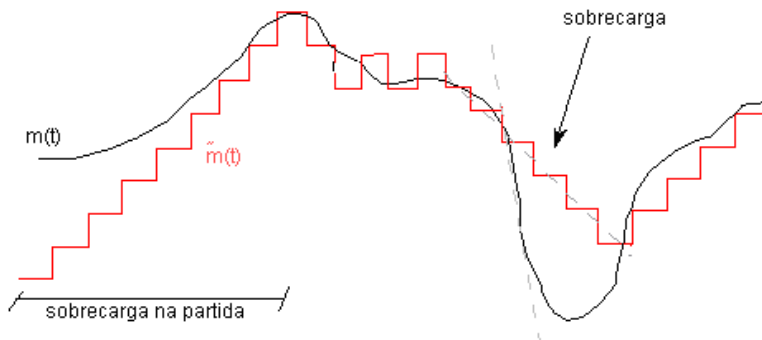
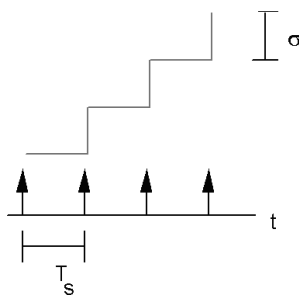


Figura 6.114 - Sobrecarga na inclinação e na partida. No primeiro trecho, vê-se a sobrecarga da partida e no trecho final, uma sobrecarga de inclinação.

Para se evitar a ocorrência de sobrecarga na inclinação, a taxa de variação do sinal analógico não deve exceder a taxa de variação do integrador, isto é,

$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right| \leq \frac{\sigma}{T_s}.$$



Ainda que seja complicado avaliar a taxa $m'(t)$ para um sinal modulador como voz humana, uma análise simplificada pode ser feita (como nos sistemas analógicos) considerando apenas um tom senoidal $m(t)=A_m \text{sen} w_m t$ – um apito.

Nestas condições, obtém-se $\frac{A_m}{\sigma} \leq \frac{f_s}{2\pi f_m}$. Calcular A_m com $w_m=2\pi \cdot 4$ krd/s fornece um valor

conservativo. Foi mostrado por **de Jager** que para sinais de voz, A_m pode ser calculada para $w_m \approx 2\pi \cdot (800 \text{ Hz})$. O projeto é feito tomando como referência um tom em 800 Hz e $(A_m) \approx \sigma f_s / w_m$.

A definição da frequência do relógio, levando em conta a sobrecarga, deve ser escolhida tal que

$$f_s \geq \frac{2\pi f_m A_m}{\sigma}$$

Para voz, esta condição deve ser verificada para tons em torno de 800 Hz, o que corresponde à porção espectral em que há maior concentração de energia (ver densidade espectral de um sinal de voz). A implementação prática deve fornecer um sinal DM binário para transmissão. Ao invés de impulsos, admitindo-se que o sinal analógico excursiona entre $-A$ e $+A$ volts, determina-se o número de passos N necessários para cobrir a variação pico-a-pico do sinal.

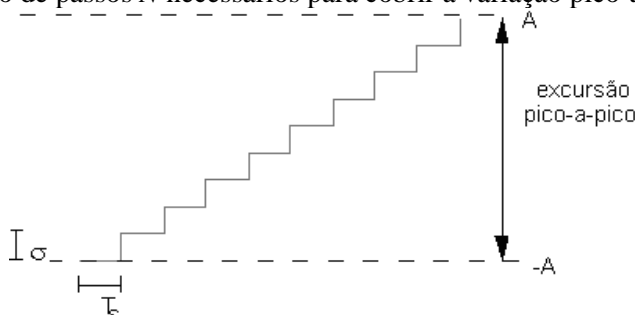


Figura 6.115 - Modulação DM. Excursão pico a pico (-A a A). Passo σ volts, com incrementos a cada T_s segundos.

Observando a condição (anteriormente) derivada para assegurar evitar a sobrecarga de inclinação, têm-se:

$$N \leq \frac{f_s}{\pi f_m}$$

Da relação acima, nota-se que a taxa do relógio deve ser superior à taxa de Nyquist, pois se tem $f_s > N\pi f_m > 2f_m$.

Pode ser mostrado que a relação sinal/ruído de quantização é proporcional à frequência do sinal modulador, o que é uma característica desfavorável nas transmissões de vídeo.

A presença de um integrador no receptor causa efeitos cumulativos com relação aos erros introduzidos, quando o sistema é sujeito a distúrbios durante a transmissão no canal. Este efeito é ilustrado na figura a seguir, considerando que o ruído presente introduz erros (indicados com grifo) na seqüência recebida.

TX: 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 ...
 RX: 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1 ...

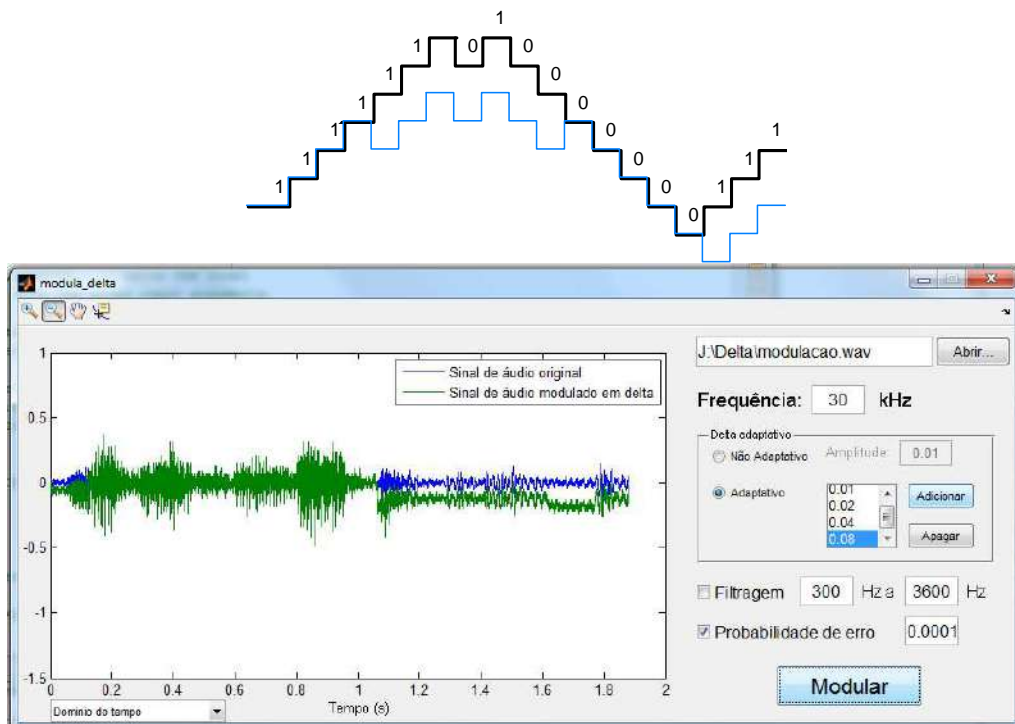


Figura 6.116 - Efeitos de erros no sistema Δ . Ilustração (aplicativo *freeware*).

Comparação entre DM e PCM.

1. DM transmite informação sobre a diferença entre amostras adjacentes, enquanto PCM transporta informação sobre amostras.
2. O sistema Δ é robusto e requer equipamento muito mais simples e econômico.
3. Os erros são cumulativos no receptor Δ , entretanto todos os bits têm a mesma importância, ao contrário de PCM.
4. Além disto, a DM pode trabalhar até com taxas de erro da ordem de 10^{-1} sem afetar drasticamente a inteligibilidade do sinal, enquanto que taxas superiores a 10^{-5} causam sérios problemas em PCM.
5. A modulação delta requer uma maior banda passante que PCM para apresentar qualidade comparável. Um sistema clássico PCM (8 bits) requer 64 kHz, enquanto que o sistema Δ exige 100 kHz para apresentar qualidade similar.
6. No que diz respeito à multiplexação, a mux /DM sofre a desvantagem de requerer um CODEC por canal, enquanto que na mux /PCM, o mesmo codec é compartilhado por todos os canais. Não obstante, isto resulta uma maior flexibilidade na DM.

MODULAÇÃO Δ -ADAPTATIVA (HIDM)

Um dos sérios problemas na DM está relacionado com a ocorrência de sobrecarga na inclinação. O sistema delta-adaptativo, também conhecido como HIDM (*High Information Delta Modulation*) procura solucionar este inconveniente [AZIZ et al. 1996].

Uma modificação na taxa de variação do integrador só pode ser feita alterando o tamanho do passo ou a frequência do relógio gerador de pulsos. Como a variação do relógio modifica os requisitos de banda passante, uma solução mais atrativa consiste em variar o tamanho do passo.

A idéia da modulação adaptativa é construir um sistema onde a altura do degrau σ varia de acordo com o sinal presente. O sistema se adapta de acordo com o sinal analógico, aumentando o passo quando for detectada tendência a sobrecarga na inclinação. Desta forma, a taxa de variação do integrador é controlada adaptativamente, conforme os requerimentos do sinal. Quando as mudanças no sinal são pequenas, o tamanho do passo é reduzido; quando o sinal varia muito rapidamente, o tamanho do passo é aumentado evitando a sobrecarga.

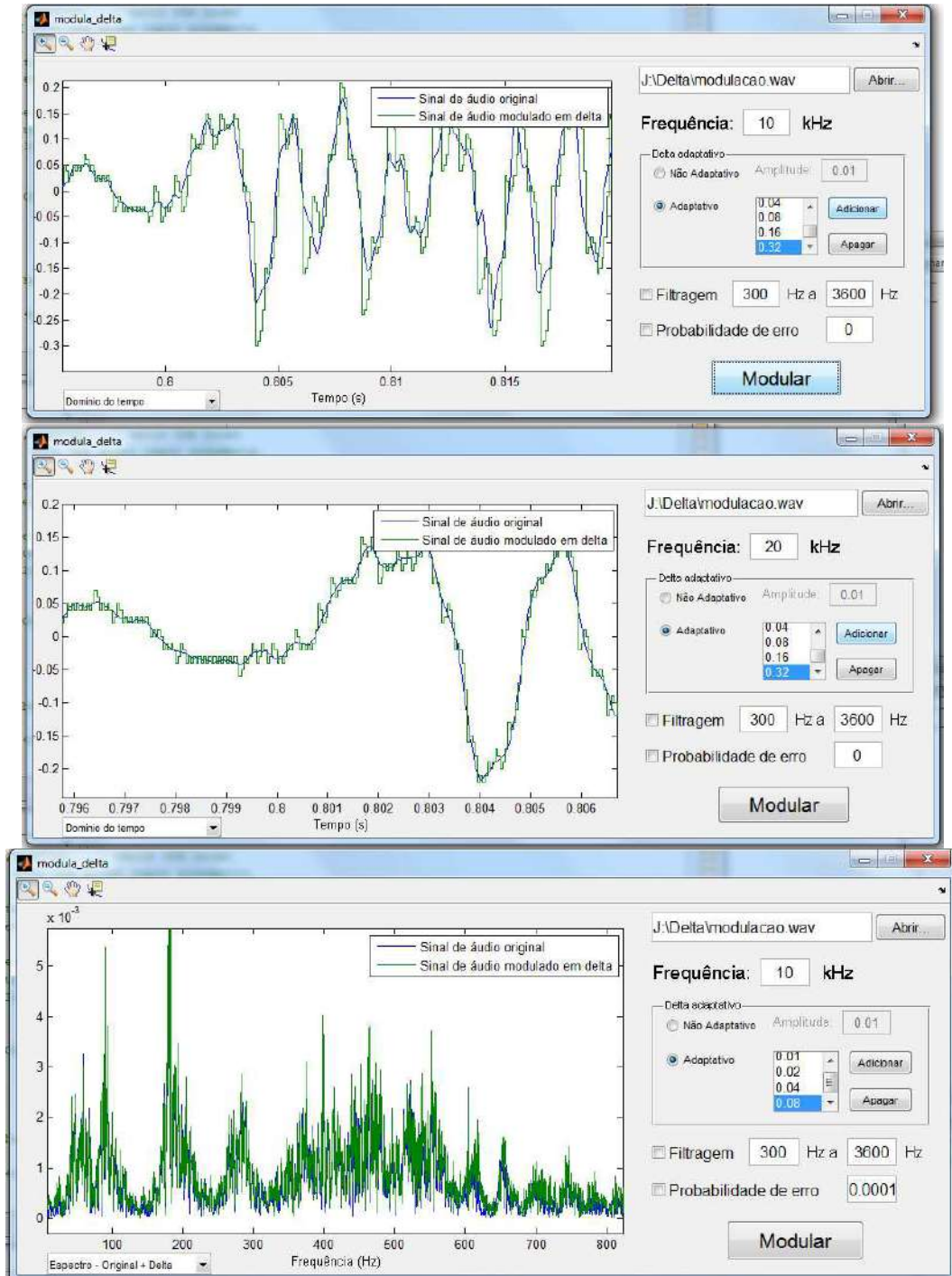


Figura 6.117 - Modulação Δ -Adaptativa. Notar os passos de tamanho variável. Espectro do sinal de áudio e espectro HIDM correspondente.

O espectro do sinal de voz tipicamente decresce com $1/w$ até 2 kHz e após esta frequência, diminui com $1/w^2$. Por isto, um melhor casamento entre o espectro de voz e as características de sobrecarga é obtido usando uma única integração até 2 kHz e uma dupla integração após 2 kHz.

Uma possível implementação para este sistema é mostrada no diagrama de blocos da figura que segue (vide MC 347, por exemplo).

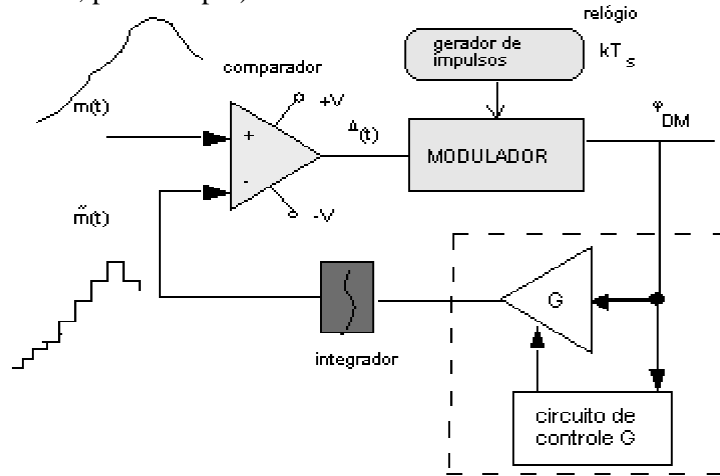
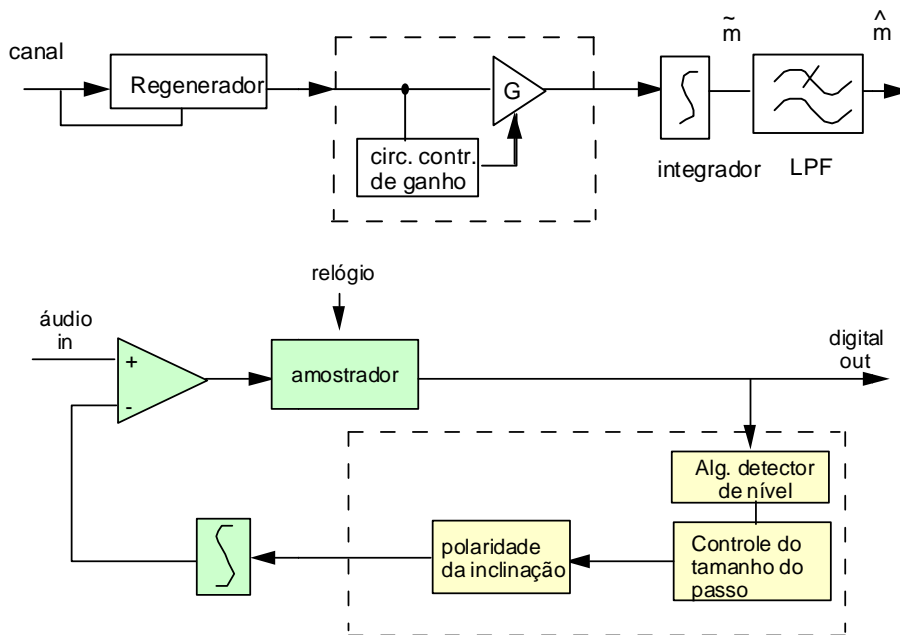


Figura 6.118 - Modulação delta adaptativa. Controle do passo no circuito de realimentação.



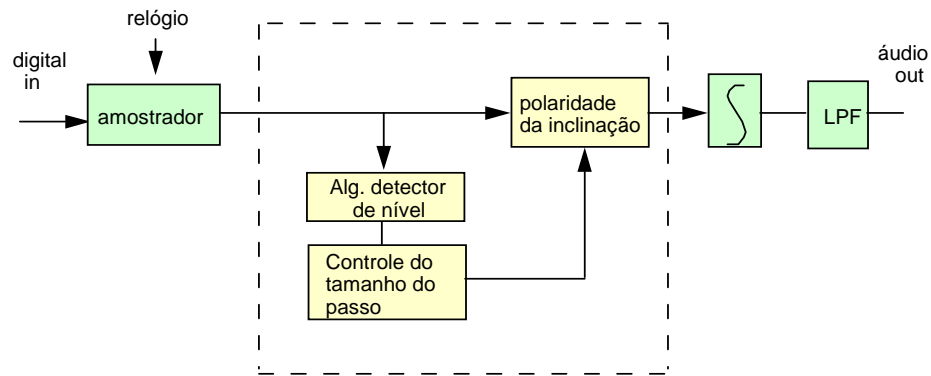


Figura 6.119 – Recuperação/demodulação HIDM com controle adaptativo de passo.

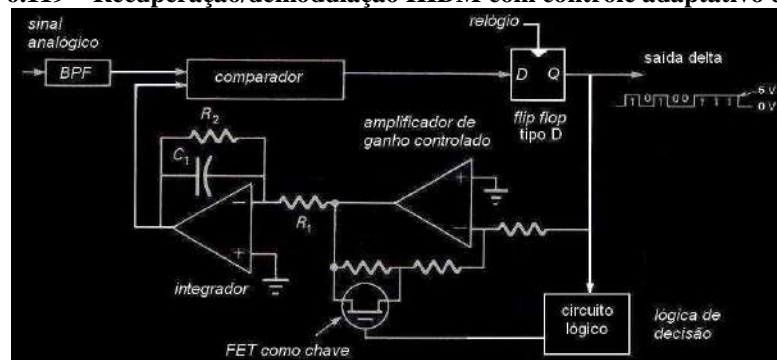


Figura 6.120 – Uma implementação para o sistema delta adaptativo (HIDM).

O funcionamento é baseado no uso de um amplificador de ganho variável. O ganho resultante depende de uma tensão (positiva) de controle aplicada na entrada de controle de ganho. Assume-se a seguinte característica: uma tensão de controle nula resulta em ganho mínimo; o ganho aumenta com o crescimento da tensão de controle de ganho. Dois casos distintos são considerados:

- a) Quando o sinal $m(t)$ sofre pequenas variações
- b) Quando há tendência à sobrecarga, i.e., quando o sinal varia numa taxa muito elevada.

No primeiro caso, a saída consiste de pulsos de polaridade alternada que, quando integrados, resultam em um valor médio quase nulo. Então, o ganho é reduzido, diminuindo conseqüentemente o tamanho do passo. A aproximação do sinal de rastreamento torna-se mais precisa. No segundo caso, a saída consiste essencialmente de um trem de pulsos de mesma polaridade (negativa ou positiva). A tensão de controle cresce (em módulo), proporcionando um maior ganho ao amplificador. Isto aumenta o tamanho do passo, procurando evitar a sobrecarga de inclinação. Na recepção, o tamanho do passo também deve ser adaptativo. O receptor corresponde à parte da realimentação no modulador, recuperando o sinal de rastreamento (adicionado ao ruído do canal), seguido de um filtro LPF. Dispõe-se de *chips* implementando conversores Delta Adaptativo, a exemplo do MC347 Motorola, aplicável, por exemplo, como codificador de voz simplex para 16 kHz. (vide MC 3415, MC 3417 etc.).

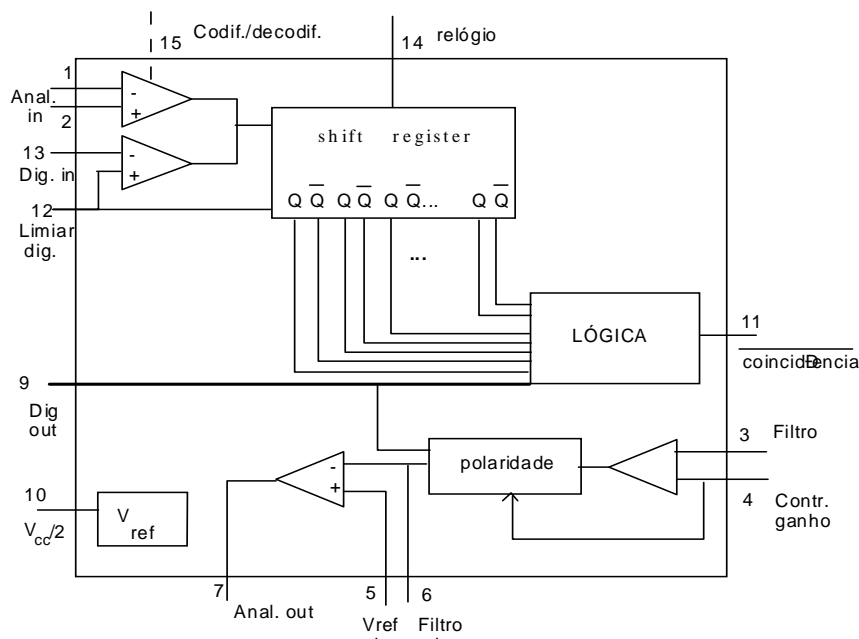


Figura 6.121 - Modulador CVSD- (*Continuously variable Slope Δ Mod.-Dem*).

O fato de usar passo variável reduz de maneira significativa a sensibilidade da modulação DM aos erros no canal, tornando-a bastante atrativa para uso em condições de canal adversas. A NASA adotou um codificador delta adaptativo para a transmissão de voz nos *Space Shuttle* (táxis espaciais) com uma taxa de 32 kbits/s, devido a sua boa imunidade aos erros do canal. Outras aplicações típicas são em equipamentos de áudio no controle de tráfego aéreo e em comunicações militares.

Outra aplicação típica ocorre na digitalização de voz em PBX. O sinal de voz é digitalizado resultando em uma taxa de 16 a 64 kbps através da modulação delta adaptativa. O sinal é então aplicado a um multiplex de dados síncronos para a transmissão.

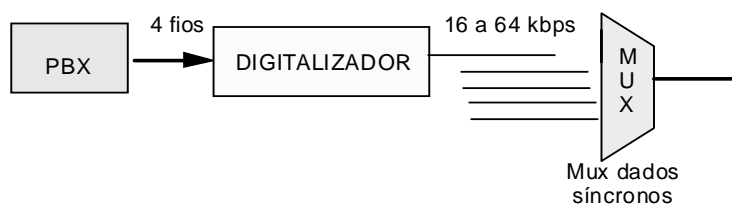


Figura 6.122 – Digitalização de voz em centrais PBX.

A MODULAÇÃO Δ - Σ .

Uma variante da DM, o sistema delta-sigma, foi concebida para tornar a modulação delta aplicável à transmissão de sinais de vídeo ou similares. Nesta modulação, os pulsos transmitidos transportam informações sobre a amplitude do sinal e não sobre a um sinal de diferença, como ocorre na DM [AZI et al. 1996]. O sistema Δ não se presta para a transmissão de sinais de vídeo, pois não é capaz de transmitir sinais DC e sua relação sinal/ruído de quantização é diretamente proporcional à frequência do sinal analógico.

O princípio de operação do Δ - Σ é ilustrado na figura a seguir. O sinal analógico é integrado antes de ser aplicado ao modulador delta convencional.

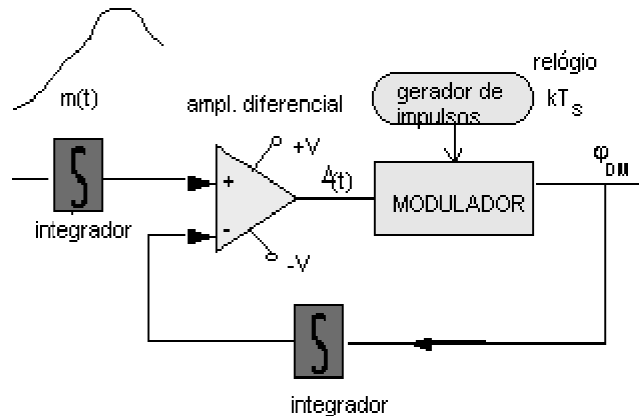


Figura 6.123 - Configuração inicial para a DSM: concepção.

A configuração citada pode ser alterada de forma a utilizar um único integrador, no qual é aplicado um sinal cuja faixa dinâmica é menor do que aquela de qualquer dos dois sinais considerados anteriormente. No receptor não é necessária a integração dos pulsos e a demodulação é processada através de um simplex filtro passa-baixas (LPF). Para detalhes, recomenda-se ["An overview of sigma-delta converters", Aziz, Sorensen e Van der Spigel, pp.61-84, *IEEE Signal Processing Mag.*, Jan., vol 13, n.1].

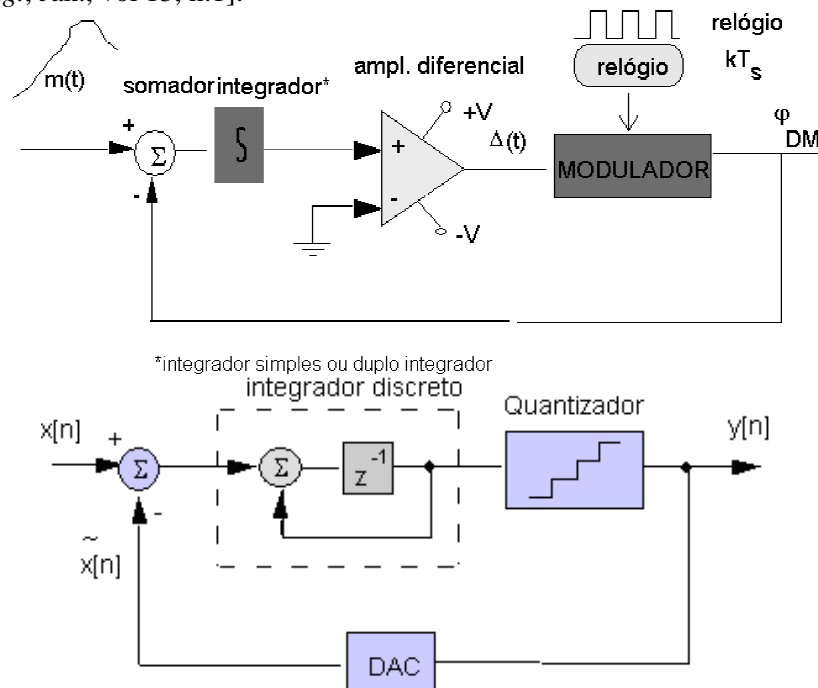


Figura 6.124 - Modulador Δ - Σ .

a) esquema com entrada analógica, b) esquema com entrada e saída digitais.

A DSM oferece:

- a) capacidade de transmissão de sinais DC e/ou alta densidade espectral em LF.
- b) independência da relação sinal/ruído de quantização (S/N_q) com a frequência do sinal.
- c) desempenho mais estável sob condições adversas de transmissão, devido a não utilizar um integrador no receptor.

Modulação DPCM

Outra técnica para a transmissão digital de sinais analógicos é a PCM diferencial ou DPCM, criada por **Chapin C. Cutler** do Bell Labs em 1950 (Alexander Bell Medal 1991). O DPCM é um sistema que combina as propriedades da modulação delta e PCM e é particularmente atrativo na digitalização de sinais de vídeo.

Este é um sistema que codifica em PCM o sinal diferença entre as amplitudes de uma amostra e a estimativa da amostra imediatamente anterior, via sinal de rastreamento. O sinal diferença pode ser representado adequadamente por intermédio de menos níveis de quantização do que a codificação PCM convencional, pois o sinal analógico não muda drasticamente de amostra para amostra. Esta configuração proporciona um melhor desempenho em presença de ruído, além de reduzir a possibilidade de sobrecarga na inclinação.

Na modulação delta, a diferença de polaridade entre $m(kT_s)$ e $\tilde{m}[(k-1)T_s]$ é codificada com apenas 1 bit. No sistema DPCM, o valor da diferença (não apenas o seu sinal) é codificado, requerendo usualmente 2 ou 3 bits. Quando são usados apenas dois níveis de quantização, esse sistema coincide com a modulação delta clássica. Um diagrama de blocos para o sistema DPCM é exibido na Fig. 6.125.

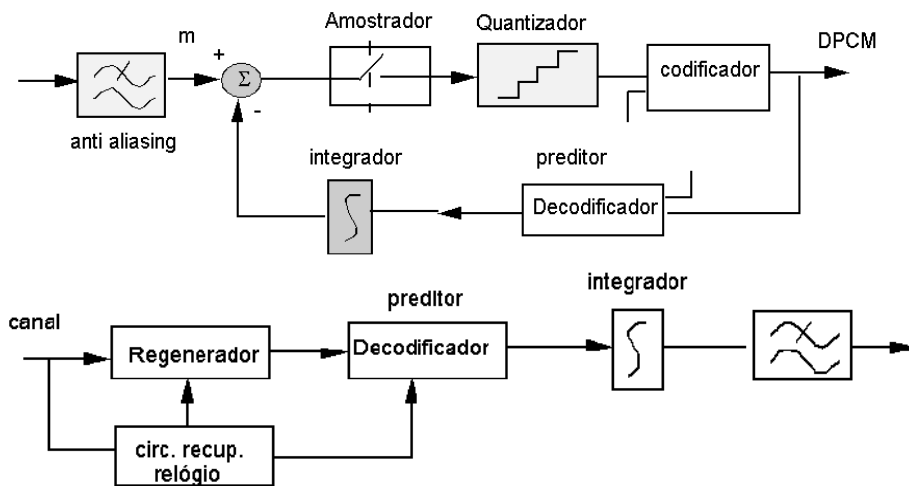


Figura 6.125 - Modulador e Demodulador DPCM.

Nesta modulação, amostra-se e codifica-se PCM a diferença entre o sinal modulador e o sinal de rastreamento (via realimentação), i.e., uma previsão sobre o sinal de entrada. O uso de preditores é também adotado em outros sistemas de codificação, especialmente para voz.

O sinal diferença é $\Delta(kT_s) = m(kT_s) - \tilde{m}[(k-1)T_s]$. Nota-se que a própria malha de realimentação fornece o retardo de tempo necessário na operação diferencial.

A título de mostrar o potencial da técnica DPCM com relação a PCM, apresenta-se a seguinte comparação: Para sinais de TV preto e branco, apenas 8 níveis de quantização (3 bits) são necessários; A codificação PCM do mesmo sinal exige cerca de 256 níveis de quantização para proporcionar qualidade comparável. Portanto, o sistema DPCM exige banda passante inferior quando comparado aos sistemas Δ ou PCM. A ADPCM foi introduzida em 1973 por **James L. Flanagan** (Edison Medal IEEE, 1986)

Sinais amostrados na taxa de Nyquist exibem correlação significativa entre amostras sucessivas adjacentes. A idéia do DPCM (*Differential Pulse Code Modulation*) consiste em codificar a diferença entre amostras ao invés das amostras. Na prática, usa-se um refinamento que consiste em codificar as diferenças entre amostras e um sinal de previsão obtido através de realimentação. A previsão mais usada é uma previsão linear, em que a amostra corrente é estimada

com base em p amostras anteriores, i.e., $\hat{x}_n = \sum_{i=1}^p a_i x_{n-i}$ em que os $\{a_i\}$ são seleccionados de forma a minimizar o erro (médio quadrático) entre a predição \hat{x}_n e a amostra x_n .

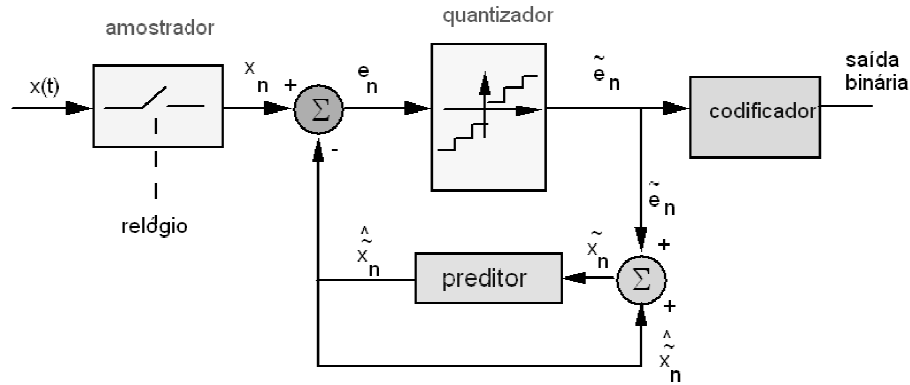


Figura 6.126 – Codificador ADPCM: uso da predição.

Considerando o problema de minimização

$$\text{Min}_{\{a_i\}} E \left(x_n - \sum_{i=1}^p a_i x_{n-i} \right)^2 = \text{Min}_{\{a_i\}} E e_n^2,$$

desenvolvendo então o quadrado obtém-se uma expressão para o erro da estimativa linear:

$$\epsilon_p = E(x_n^2) - 2 \sum_i a_i E(x_n x_{n-i}) + \sum_i \sum_j a_i a_j E(x_{n-i} x_{n-j}).$$

Assumindo que a fonte (amostras) constitui um processo estocástico estacionário (no sentido amplo), segue-se que

$$\epsilon_p = R(0) - 2 \sum_i a_i R(i) + \sum_i \sum_j a_i a_j R(i - j),$$

em que $R(\cdot)$ é a função de autocorrelação do processo. A solução do problema de minimização corresponde a $\text{grad } \epsilon_p = \vec{\nabla} \epsilon_p = \vec{0}$, daí monta-se um sistema de equação lineares (chamadas equações de **Yule-Walker**) expresso por

$$\sum_{i=1}^p a_i R(i - k) = R(k) \quad k=1,2,\dots,p.$$

Muitas propriedades e detalhes referentes ao uso da predição linear são conhecidos (e.g. o sistema descrito sempre tem solução; como usar estimativas da função de autocorrelação...), porém fogem ao escopo desta apresentação estritamente introdutória.

Relações no sistema DPCM:

$$\tilde{x}_n = \tilde{e}_n + \hat{x}_n \quad e_n = x_n - \hat{x}_n \quad e_n - \tilde{e}_n = x_n - \tilde{x}_n.$$

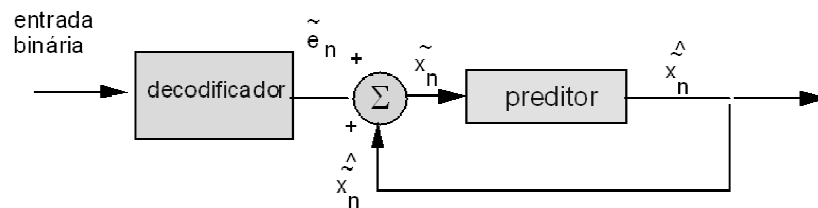


Figura 6.127 - Decodificador DPCM.

6.12 Codificação Linear Preditiva (LPC) e Vocoders

A digitalização de sinais de voz emprega modulações como PCM, delta etc., resultando em taxas de transmissão expressas em bits/seg bastante elevadas, aumentando os requisitos de banda. Estes conversores, não são específicos para voz. Procura-se investigar conversores que explorem propriedades específicas dos sinais de voz. Nota-se, no entanto, um alto grau de correlação entre amostras sucessivas, o que significa a presença de informação redundante. O objetivo da quantização preditiva é reduzir a redundância (daí a taxa) pela inferência do valor das próximas amostras, conhecendo-se as amostras anteriores (conhecimento prévio). Pelo fato de serem codificadores dedicados, constituem codificadores de fonte, ou seja, funcionam como compactadores, permitindo trabalhar com taxas de transmissão substancialmente mais baixas. A LPC foi inventada em 1967 por **Bishnu S. Atal** e col., na Bell Labs.

A codificação preditiva linear LPC em tempo real, tal como ocorre nos Vocoders, permite uma substancial redução nos requerimentos de banda passante, com relação à PCM convencional. Dados experimentais mostram que se obtém voz inteligível com taxas tipicamente de 2.400 bits/s, valor extremamente pequeno comparado aos 64.000 bits/s requeridos pela voz digital PCM.

Os sons classificam-se em:

vocálicos /a/ /e/ /o/ ..., oclusivos /p/, /t/..., fricativos /s/, /f/,... nasais /n/ /m/...

Processamento de voz

Obviamente, o problema da estimação das amostras deve considerar conhecidas as características do sinal de mensagem. No caso de voz, sons vocais como o "I", "O" e "U" possuem uma frequência bem definida e podem ser representados por impulsos periódicos de baixa frequência e grande amplitude (sons vocais). Já sons tais como o "S", "X", "CH", têm natureza menos precisa e podem ser modelados por sinais aleatórios de alta frequência com baixa amplitude (excitação tipo ruído branco).

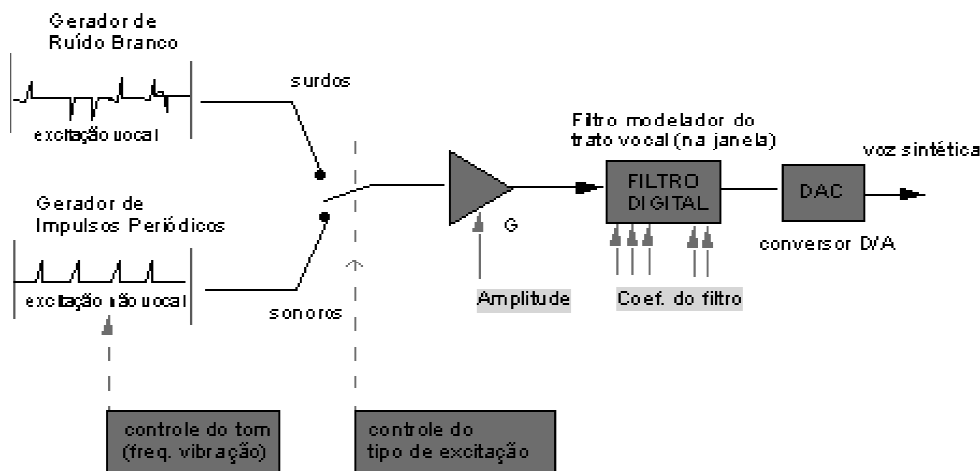


Figura 6.128 - Vocoder: Sintetizador de voz. Dois sinais básicos (ruído branco e sinal periódico) servem de excitação do filtro modelador para gerar a voz sintética.

Para uma comparação da qualidade e requisitos dos vários codificadores de voz, o leitor é referido a [OPP&SCHA 1975, PROA 2000, JAY&NOL 1984].

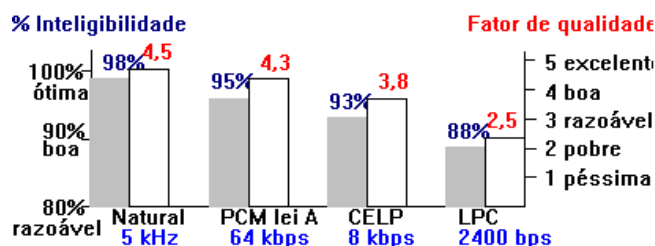


Figura 6.129 - Escala MOS - Mean Opinion Score (1-5).
Resultados de diferentes sistemas digitais para transmissão de voz.

Codificação LPC para sinais de voz

Na geração de voz humana, excitações vocálicas e não vocálicas são produzidas pelas cordas vocais devido à passagem de ar proveniente dos pulmões. O trato vocal, formado pela glote, língua, lábios, dentes (podendo ou não estar acoplado à cavidade nasal) etc., modula o sinal básico de excitação e produz a voz humana. Na implementação de *vocoders*, o trato vocal é substituído por um filtro digital complexo com função de transferência adaptativa, podendo modificar-se rapidamente. Os parâmetros controlados na síntese de voz são, portanto: tipo de excitação, grau de amplificação, coeficientes do filtro "trato vocal" e tons dos sons de voz. A Fig. 6.128 mostra um diagrama simplificado de um codificador. O processo de sinterização é relativamente complexo e os detalhes são discutidos em referências especializadas [JAY&NOL 1984].

Para baixas taxas, os *vocoders* produzem sons inteligíveis, porém soando como voz sintética. Até 1984, somente o PCM Lei A 64 kbps havia sido padronizado para a digitalização de voz, quando a recomendação G.721 especificou um codificador a 32 kb/s ADPCM. O GSM (antigo *Groupe Spéciale Mobile*) padronizou um codificador LCP a 13 kb/s: Todos os codificadores com taxas inferiores a 16 kb/s empregam o modelo de predição linear LPC, associado a um procedimento de análise-por-síntese. Trata-se de evoluções do LPC através de excitações mais elaboradas.

LPC

O codificador funciona como um sintetizador de voz, gerando voz artificial, representativa numa janela do sinal de voz considerado - uma aproximação por trechos. O sinal de voz é quase estacionário e opta-se por uma janela (típica) de 15 mseg, aonde ele permanece razoavelmente estacionário. A informação binária transmitida nos sistemas de codificação LPC contém dados que permite gerar a aproximação do tipo "voz sintética" no receptor (vide problema 6.56).

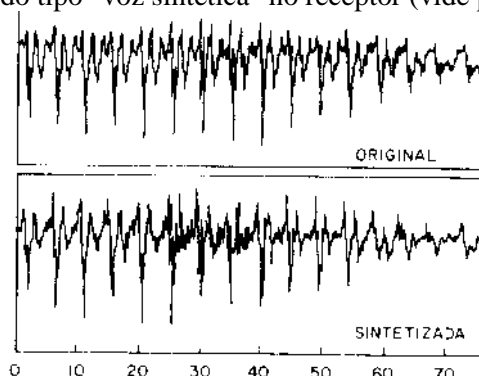


Figura 6.130 – Comparação entre um trecho de voz (original e sintetizado).

Considera-se o modelo para o trato vocal indicado na Fig. 6.128. Este modelo corresponde à equação:

$$x_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} + G v_n,$$

em que $\{a_k\}_1^p$ são os coeficientes do filtro digital, G é o ganho e v_n é a excitação sonora ou surda de entrada (ruído branco ou pulsos periódicos).

A função de transferência do filtro digital é:

$$H(z) = \frac{G}{1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}}, \text{ um filtro LPF (só contém pólos).}$$

Síntese de voz.

Dado um trecho do sinal, escolher o modelo do filtro de trato vocal $\{a_k\}_1^p$, G de modo a cometer o menor Erro Médio Quadrático (EMQ) entre uma estimativa de predição linear x_n e \hat{x}_n .

A idéia é prever x_n com base nas estimativas de p amostras passadas, isto é, conhecido o passado $x_{n-p}, x_{n-p-1}, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}$. Uma predição linear é expressa por:

$$\hat{x}_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k}.$$

A solução EMQ fornece o "melhor" filtro para implementar o trecho de voz.

Exercício 26.

Para mostrar que os codificadores de voz tipo LPC permitem a compressão de voz, calcule a taxa de transmissão, admitindo os requerimentos típicos para o n° de bits transmitidos por quadro.

sonoro ou surdo	1 bit
período $pitch f_0$	6 bits
parâmetro de ganho G	5 bits (comprimido)
coeficientes de predição a_k	10 bits / coeficiente

Estimar a taxa exigida por um preditor de ordem 5 (5 pólos), considerando uma janela de 15 msec. Repita considerando uma janela de 30 msec; a qualidade na escala MOS é inferior neste caso.

Solução.

- i) $1+6+5+5 \cdot 12 = 72$ bits / 15 ms = 4.800 bps.
- ii) 72 bits / 30 msec = 2.400 bps.

Atualmente os codificadores de voz empregam algoritmos de alta-complexidade tal como a codificação preditiva adaptativa. A idéia consiste em usar modelos de excitação variante no tempo mais sofisticados do que o *vocoder* tradicional em conjunção com o princípio de codificação minimizando a distorção em cada quadro (digamos, 16 ms) do sinal de voz.

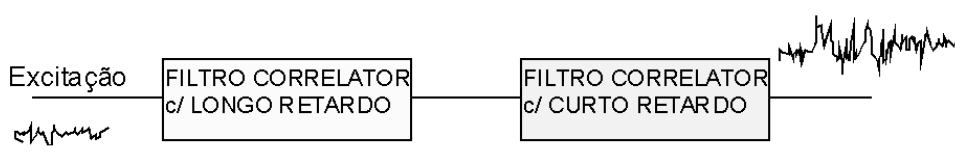


Figura 6.131 - Codificador estocástico - CELP (Excited Linear Predictive Coding).

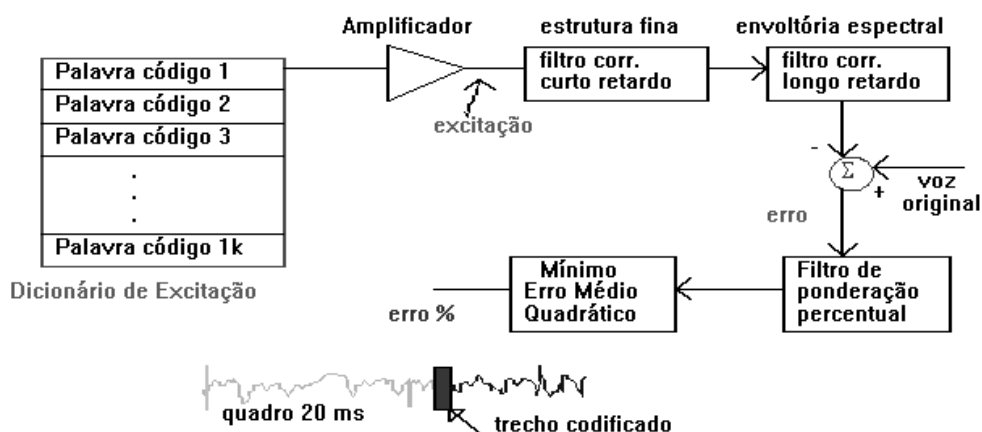


Figura 6.132 – Codificação de voz com dicionário de excitação: CELP.

A codificação de voz pode ser empregada para comprimir a taxa típica de voz digital (64 kbps) para cerca de 8 kbps! Um dos sistemas empregados (padrão IS-54) baseia-se na CELP, Codificação Linear Preditiva Excitada por Código, mais especificamente, numa variante chamada VSELP ([Texas 1994], vide prob.6.67).



Figura 6.133 – compactação de voz usando um codificador CELP (e.g. padrão IS-54).

Transcodificador ADPCM, seguindo a recomendação G.721, transcodifica de PCM 64 kbps (Lei μ ou Lei A) para 16 kbps, 24 kbps, 32 kbps ou 64 kbps, e.g., através do circuito integrado MC 145532 (MOTOROLA).

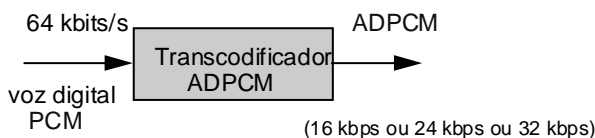


Figura 6.134 – Exemplo de transcodificação (convertendo PCM para ADPCM).

Exercício 27. Um dos padrões atuais na telefonia digital é o codificador VSELP (adotado em 1990, padrão telefone celular digital IS-54). Os codificadores VSELP (*Vector Sum Excited Linear Prediction*) constituem uma variante da classe dos codificadores com excitação por dicionário (CELP). O padrão adota um quadro de 20 ms, dividido em subquadros de 5 ms. O decodificador de voz usa dois dicionários separados, cada um deles com palavras de 7 bits (palavras-código do dicionário). A excitação é gerada tomando-se uma combinação linear, com ganhos independentes, das excitações dois dicionários. O preditor linear de tempo-curto tem ordem 10, i.e., são usados 10 coeficientes no filtro modelador do trato vocal. O VSELP é usado nos padrões de telefone celular digital IS-54 e GSM europeu. Considere os seguintes dados relativos ao número de bits usados:

- 5 bits para a energia do quadro,
- 10 coeficientes LPC quantizados em um número diferente de bits (6, 5, 5, 4, 4, 3, 3, 3, 3, 2 bits, respectivamente)
- 7 bits/subquadro para indicar os retardos do subquadro.
- 2 palavras de dicionário (uma de cada dicionário) transmitidas a cada subquadro e
- 8 bits/subquadro para os ganhos usados na formação da excitação composta (*vector sum excitation*).

Avalie quantos bits são enviados por quadro e calcule a taxa de transmissão em bits/seg. Verifique no livro texto a taxa padrão IS-54 TIA (1990).

Solução.

Finalidade	número de bits/quadro
energia do quadro	5
coeficientes LPC	38
Retardos	$7 \times 4 = 28$
palavras-código (dicionários)	$(7+7) \times 4 = 56$
ganhos para excitações	$8 \times 4 = 32$
TOTAL=	159

$R = 159 \text{ bits/quadro} = 7,95 \text{ kbps}$.

Quantas amostras são armazenadas na memória do codificador? Quantos bits de voz são disponíveis durante a predição linear (20 mseg)? No padrão GSM, os bits de saída do codificador de voz são divididos em duas categorias: bits classe 1 e bits classe 2. Há 82 bits classe 2. Os bits classe 1 são mais relevantes na qualidade da voz obtida. Eles são codificados por um código detector de erros (adicionados 12 bits verificadores) e então codificados por um codificador convolucional de taxa $R=1/2$. Quantos bits são produzidos na saída do codificador a cada quadro (janela de 20 mseg)? Qual a taxa VSELP-GSM com codificação para proteção da informação?

6.13 Princípios da Transmissão de Dados

Tipos de Transmissão

Os dados digitais podem ser transmitidos no canal de modo serial ou paralelo. Existem diversas interfaces padronizadas em ambos os modos (a RS-232C, RS-449 serial; a Centronics e GPIB *General Purpose Interface Bus*- IEEE 488, paralela) [QUINN 1995]. Usualmente, a transmissão serial é empregada nos Modems. Os bits que compõem cada caractere são transmitidos serialmente. Cada caractere é formado por certo número de bits, dependendo do código adotado. Os códigos mais aplicados na transmissão digital são mostrados no apêndice: Os códigos de 5 bits da UPI e CCITT e o código ASCII de 8 bits, além do EBCDIC (*Extended Binary Coded Decimal Interchange Code*), entre outros.

No código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) existem 128 caracteres diferentes no código, o que implicaria numa representação de 7 bits por caractere. Contudo, um bit adicional de verificação de paridade é utilizado para a detecção de erros, perfazendo 1 byte/caractere. Ele é adicionado de forma que o número total de 1's seja sempre em quantidade par. Isto permite a detecção de uma quantidade ímpar de erros (por caractere) no receptor. Por exemplo, o caractere "N" no código ASCII corresponde à seqüência dada por 1 0 0 1 1 1 0 : 0; e o caractere ")" pela seqüência 0 1 0 1 0 0 1 : 1.

$$116_8 \leftrightarrow 78_{10}; \quad 051_8 \leftrightarrow 041_{10}.$$

Alguns sistemas, o fluxo de informação ocorre apenas em uma das direções. Neste caso, o canal é chamado simplex. Isto ocorre na transmissão de dados de sensores remotos para uma central de controle, por exemplo. Em sistemas de comunicação ponto-a-ponto que envolvem troca de dados, o tráfego pode ocorrer em ambas as direções. Desta forma, o canal pode ser classificado, de acordo com o fluxo de informações, em:

"semi-duplex"- conduz informações em ambas as direções, porém não simultaneamente.

"duplex"- Interligação no qual se transmitem informações simultaneamente em ambas as direções.

O sistema mais simples opera no modo <<simplex>> no qual, o modem remoto envia sinais ao destinatário sem aceitar resposta de retorno (transmissão em sentido único). Já no caso de comunicações interativas, os modos usados são <<duplex>> (*full duplex* ou *half-duplex*).

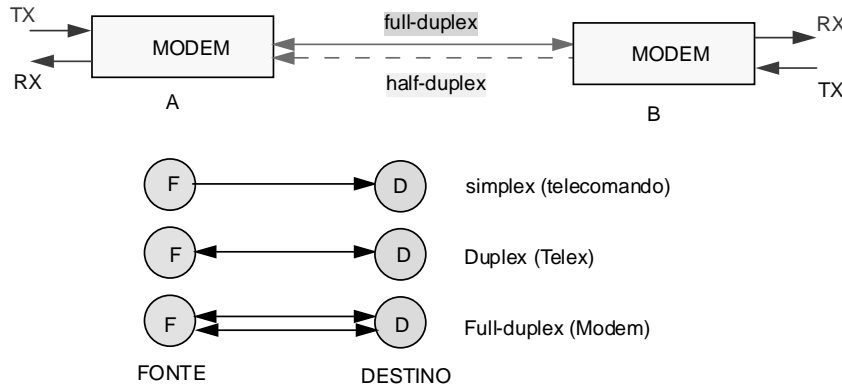


Figura 6.135 - Exemplos típicos: (telecomando, telex, modem) == (simplex, semi, duplex).

Tabela VI.8 - Classificação das transmissões de dados.

Linhas físicas	Modos	Transmissão	interface
Rede Comutada	SPX 2 fios	Assíncrona	serial
Linhas Privadas	HDPX 2/4 fios DPX 2/4 fios	Síncrona	paralela

Transmissão Digital

- Interferência Intersimbólica (IES)
- Filtros de Nyquist / Cosseno Elevado
- Filtro de North (Filtros Casados)
- Equipartição do Canal
- Códigos de Linha (AMI, HDB3, ...)
- Modulações Digitais (ASK, FSK, PSK, QAM, CPM)
- Equalização
- Modems - Concepção, Técnicas, Recomendações.

A transmissão de sinais digitais pode ser realizada em banda básica (LPF) ou através de portadora (BPF).

TRANSMISSÃO DIGITAL EM BANDA BÁSICA INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA (ISI).

Na transmissão em banda de base [LUCKY *et al.* 1968], os dados $\{a_k\}$ são transmitidos utilizando um relógio de período T_s , resultando num sinal

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k u(t - kT_s).$$

Este sinal passa em um filtro do transmissor de função de transferência H_T antes de ser enviado ao canal (modelando a forma dos pulsos), conforme mostrado na próxima figura.

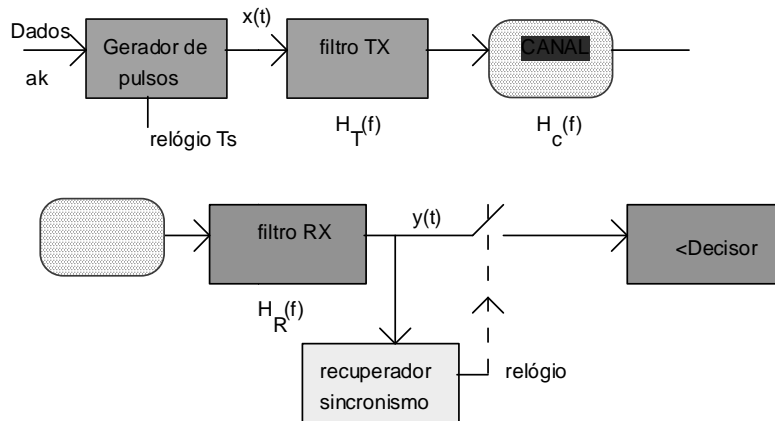


Figura 6.136 - Transmissão em banda básica. Diagramas do TX e RX.

Observando a cascata de filtros lineares: $P(f)=U(f)H_T(f)H_C(f)H_R(f)$. No domínio do tempo, $p(t)\leftrightarrow P(f)$ é o pulso recebido. Assim, o sinal recebido pelo amostrador é dado por:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT_s) .$$

No instante de amostragem nT_s : $y(nT_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(nT_s - kT_s)$ ou

$$y(nT_s) = p(0)a_n + \sum_{k \neq n} a_k p((n - k)T_s) .$$

Exercício 28. O pulso de resposta em um canal telefônico típico é ilustrado na figura a seguir. A duração efetiva do pulso é cerca de 10 ms. Determinar a taxa de transmissão tal que não haja superposição entre pulsos. Obviamente, a ISI inexistente. Pode-se conseguir uma taxa bem mais elevada, com superposição dos pulsos, porém garantindo a eliminação da ISI.

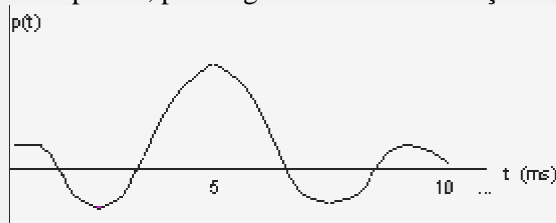


Figura 6.137 - Duração típica em um canal telefônico da resposta $p(t)$.

Solução. Exigindo que os pulsos $p(t-kT_s)$ não se superponham, deve-se ter $T_s > T_0 = 10$ mseg, o que restringe a taxa de transmissão para $1/T_s < 1/T_0 = 100$ bauds!

Na taxa típica de 2.400 bauds para o canal telefônico, há superposição de 24 símbolos, porém com um projeto adequado de $p(\cdot)$, a ISI pode ser praticamente eliminada.

Deve-se considerar o projeto adequado para $p(t)$ em:

$$y(nT_s) = p(0)a_n + \sum_{k \neq n} a_k p((n - k)T_s) .$$

ELIMINANDO A ISI (1º Critério de NYQUIST).

A eliminação da ISI pode ser feita impondo uma escolha de $p(\cdot)$ tal que

$$p(mT_s) = \begin{cases} p(0), & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases}$$

Teorema. (NYQUIST). Se $P(f)$ satisfaz à condição $\frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} P(f + \frac{m}{T_s}) = p(0)$ em $|f| < \frac{1}{2T_s}$,

então $p(mT_s) = \begin{cases} p(0), & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases}$

O pulso amostrado deve ter uma resposta plana em frequência! Para um "canal de Nyquist":

$$y(nT_s) = p(0)a_n + \sum_{k \neq n} a_k p((n-k)T_s),$$

amostra símbolo termo ISI = 0.

Desde que se impõe um canal de Nyquist, a ISI desaparece: $y_n = p(0) a_n$.

Exemplos.

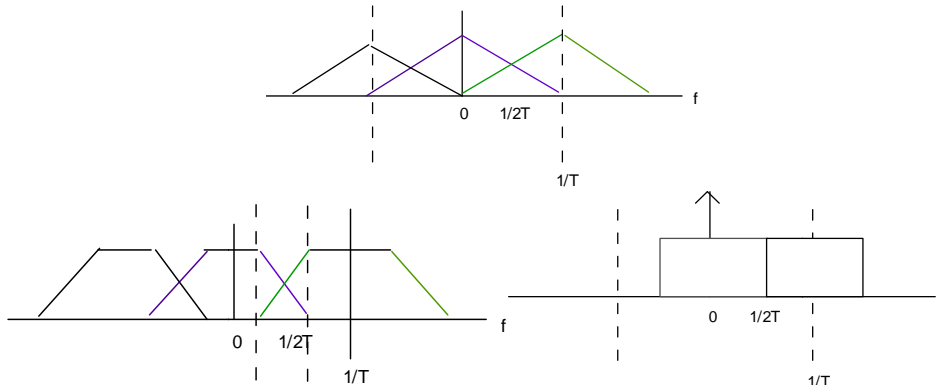


Figura 6.138 – Três canais obedecendo a condição de Nyquist, e, portanto, sem ISI.

Filtros de Nyquist

Observando duas escolhas particulares de filtros que obedecem à condição de eliminar a ISI:

- i) Pulsos "função amostral".
- ii)

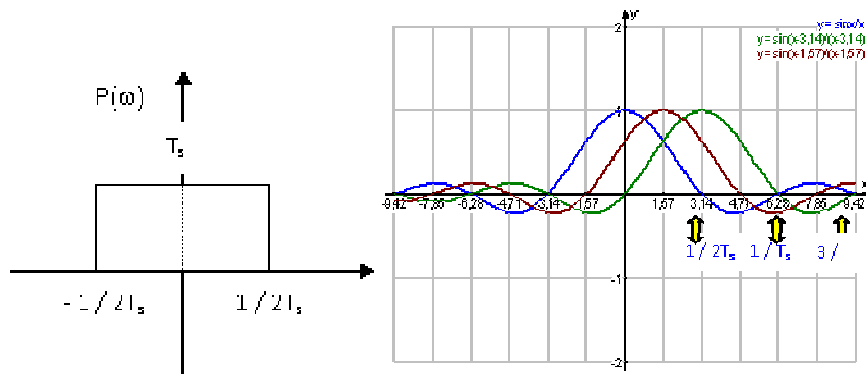


Figura 6.139 – Filtro de Nyquist usando função amostral (descrição nos dois domínios)

Da propriedade de simetria do espectro, $f(t) \leftrightarrow F(w)$, $F(t) \leftrightarrow 2\pi f(-w)$. Tomando $\tau = 2\pi / T_s$ e $A = p(0)T_s$, chega-se a:

$$p(t) = p(0) \frac{\text{sen}(\pi t / T_s)}{\pi / T_s}.$$

Infelizmente, esta escolha apresenta alguns problemas práticos: o filtro é irrealizável, e principalmente é bastante sensível ao tremor de fase (*jitter*), apresenta um decaimento lento....

ii) Pulsos Cosseno Elevado Nyquist (ou cosseno levantado).

Os pulsos cosseno elevado de Nyquist são definidos no domínio freqüencial pela equação:

$$P(f) = \begin{cases} p(0)T_s & 0 < |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{p(0)T_s}{2} \left(1 - \text{sen} \frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1}{2T_s} \right) \right) & \frac{1-\alpha}{2T_s} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases},$$

em que $0 \leq \alpha \leq 1$ fator de rolamento .

A resposta impulsional do filtro NYQUIST é dada por $p(t) \leftrightarrow P(f)$, ou seja,

$$p(t) = p(0) \cdot \frac{\text{sen} \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2}.$$

Comentários: tomando-se $\alpha=0$ o pulso (ii) reduz ao caso anterior (i); decrescimento do pulso (e IES) tanto mais rápido quanto menor α . Vê-se claramente que o filtro não é realizável; mas pode ser mais facilmente aproximado por um filtro prático. O que usar? fator de *rolloff* pequeno. Alguns valores ilustrativos são:

- rolloff*=0,125 MODEM 4.800 bps
- rolloff*=0,09375 MODEM 19.200 bps
- rolloff*=0,35 MODEM celular digital IS-54

Resumo

A largura 1/2T em banda básica (ou 1/T passa faixa) é a banda passante mínima requerida para transmitir sem ISI a uma taxa de 1/T símbolos/seg.

B bauds - mínimo intervalo para transmissão em um canal com B Hz sem IES.

A avaliação da ISI pode ser feita através do diagrama de olho: verificando os padrões "olho aberto" versus "olho fechado".

Otimização da Filtragem no Receptor

FILTROS CASADOS (North).

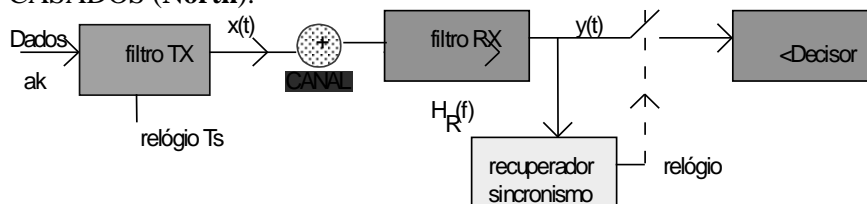


Figura 6.140 – Filtros casados: projeto.

O sinal usado pelo decisor no instante de amostragem nT_s corresponde a:

$$y(nT_s) = p(0)a_n + \sum_{k \neq n} a_k p((n-k)T_s) + w_n \cdot$$

Supondo o projeto tal que a ISI é nula, obtém-se $y_n = p(0)a_n + w_n$, em que $w_n \sim N(0, \sigma^2)$ é um ruído aditivo, suposto branco e gaussiano, de média nula e variância (potência) σ^2 . Assim,

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_w(f) df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df,$$

$$p(0) = p(t=0) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)G(f)df = \int_{-\infty}^{+\infty} H_{tx}(f)H_{rx}(f)df.$$

Aplicando a Desigualdade de Schwarz para integrais,

$$[p(0)]^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{+\infty} |G(f)|^2 df,$$

com igualdade se e somente se $G(f) = CH^*(f)$ ou $H_{rx}(f) = C \cdot H_{tx}^*(f)$.

$$\left(\frac{p(0)}{\sigma}\right)^2 \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \cdot$$

Como o membro à direita não depende do formato do H_{rx} a otimizar e nem de C , a relação é máxima quando a igualdade é atingida.

resumo

$$G(f) = H^*(f) \text{ ou } g(t) = h^*(-t).$$

Se $h_{tx}(t) = h(t)$ é causal, $h_{rx}(t) = g(t)$ é anticausal. Deve-se introduzir um retardo para construir o filtro realizável.

Equipartição do Canal de Nyquist

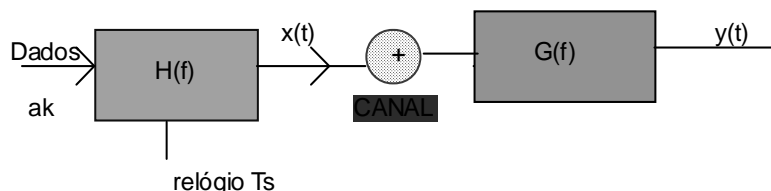


Figura 6-141 – Transmissor e canal modelados como sistemas lineares. $H(f)$ é o filtro formatador de pulsos no transmissor e $G(f)$ é a função de transferência do canal.

- Assumindo $H_c(f) = \text{cte}$ (canal sem distorção)
- Impondo filtro casado, $G(f) = H^*(f)$

Os pulsos recebidos são: $P(f) = H(f) \cdot H_c(f) \cdot G(f) = H(f) \cdot G(f) = |H(f)|^2$

Visando eliminar ISI, escolhe-se $P(f)$ como um cosseno elevado. Escolhendo-se deliberadamente o filtro do emissor como $|H(f)| = C\sqrt{P(f)}$ raiz de cosseno deslocado, tem-se $|H^*(f)| = \frac{1}{C}\sqrt{P(f)}$. Com esta escolha, tem-se:

O Filtro Global Equivalente obedece ao Critério de Nyquist (ISI=0) e os Filtros do Emissor e Receptor são Casados! Esta equipartição é tipicamente usada na implementação dos Modems...

NOTA Para compensar uma eventual distorção do canal, o receptor é dotado de um filtro equalizador. Com $P(f)$ cosseno elevado:

$$|H(f)| = C\sqrt{P(f)}$$

raiz de cosseno elevado

Exemplo: IS-54 MODEM DIGITAL CELULAR -implementação com 48-tap FIR.

O Filtro “raiz de cosseno elevado” é bastante prático e atrativo e sua resposta ao impulso, grosseiramente de formato similar àquela do cosseno elevado, encontra-se ilustrada na próxima figura. Uma expressão analítica foi determinada por [deO et al., 2003].

$$h(t) := \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot (1 - \alpha) \cdot \text{sinc}[(1 - \alpha) \cdot t] + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{4\alpha}{\pi} \cdot \frac{1}{1 - (4\alpha \cdot t)^2} \cdot [\cos[\pi \cdot (1 + \alpha) \cdot t] + 4\alpha \cdot t \cdot \sin[\pi \cdot (1 - \alpha) \cdot t]]$$

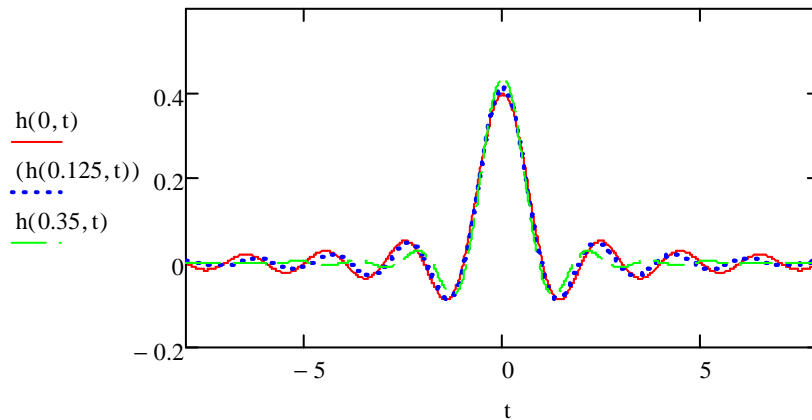


Figura 6.142 – Resposta ao impulso do filtro raiz quadrada do cosseno elevado para diversos fatores de rolamento. α

CÓDIGOS DE LINHA: AMI, HDB3, MANCHESTER, MILLER etc.

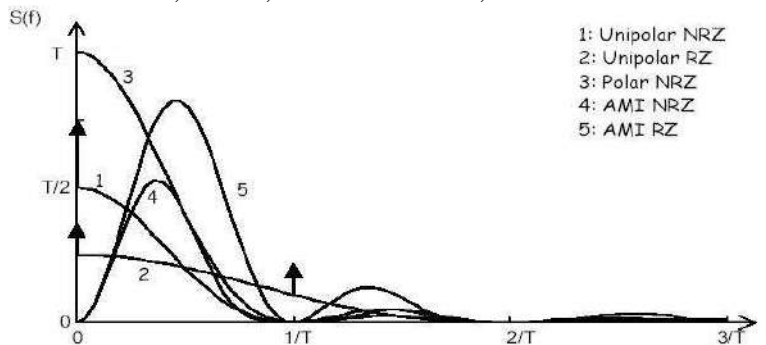


Figura 6.143 – Densidade espectral de potência $S(f)$ de alguns códigos comuns: unipolar (NRZ e RZ), polar (NRZ), AMI (NRZ e RZ).

Até agora foram apresentados os sistemas digitais de comunicações para a transmissão de sinais analógicos, tais como voz e vídeo. Outro ponto importante está relacionado com a transmissão de dados digitais. Alguns aspectos introdutórios sobre este assunto são tratados nesta seção.

Velocidade de Transmissão

A velocidade da transmissão digital (em banda básica ou nos modems) é usualmente expressa em bauds ou em bps (bits por segundo). A velocidade de modulação em bauds* é definida como o inverso do menor intervalo de tempo T presente no sinal, i.e.,

$$V_M := \frac{1}{T} \text{ baud.}$$

Esta definição independe se o sinal é binário ou multinível e é frequentemente referida como *Velocidade Telegráfica* ou taxa de sinalização.

A velocidade do sinal digital é comumente expressa pela taxa de transmissão em bps. No caso binário, a velocidade da modulação V_M e a taxa binária bps coincidem; quando o sinal não é binário, considera-se a velocidade de uma transmissão equivalente binária.

Para exemplificar, seja um sinal multinível (não binário) representado com quatro níveis discretos de amplitude. Como existem 4 níveis, o número de símbolos binários necessários para representar estes níveis é de 2 bits (caso equiprovável). Daí porque estes símbolos com 4 níveis são denominados dibits. Uma codificação binária dos símbolos dibits corresponde a:

$$3 \leftrightarrow 11, \quad 2 \leftrightarrow 10, \quad 1 \leftrightarrow 01, \quad 0 \leftrightarrow 00.$$

A Fig. 6.144 mostra um sinal quaternário transmitido em dibit e seu equivalente binário.

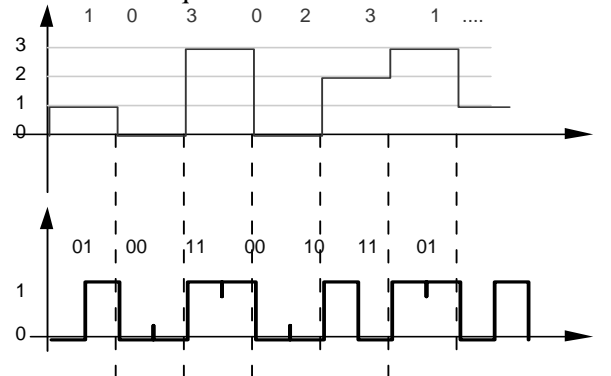


Figura 6.144 - O sinal dibit e seu equivalente binário.

A velocidade do sinal dibit (como apresentado na figura anterior) é de:

$$V_M = \frac{1}{\tau} \text{ bauds ou } V_s = \frac{2}{\tau} \text{ bps.}$$

Para um sinal não binário com 8 níveis discretos possíveis, necessita-se de 3 bits para representar cada nível. Cada símbolo possuindo oito possíveis níveis é dito um tribit. A velocidade de um sinal tribit é expressa por:

$$V_M = \frac{1}{\tau} \text{ bauds ou } V_s = \frac{3}{\tau} \text{ bps.}$$

Generalizando, um sinal multinível com 2^n níveis discretos, cada um deles ocorrendo com uma duração τ , têm velocidade:

$$V_M = \frac{1}{\tau} \text{ bauds ou } V_s = \frac{n}{\tau} \text{ bps.}$$

O sistema (multinível adotado em um modem ou em um rádio digital emprega uma grande quantidade de níveis. Para exemplificar, um modem 2.400 bauds com símbolos de um alfabeto de 64 níveis resulta numa taxa de $6 \times 2.400 = 14.400$ bps. A equação mencionada mostra a "razão de ser" da transmissão multinível: após fixar a menor duração possível de se transmitir (que só depende da banda passante- tempo de resposta), a taxa só pode ser aumentada introduzindo um sistema não binário. São comuns sistemas digitais comerciais com 64 e até 256 níveis!

* A unidade é uma homenagem ao Francês Jean M. Émile Baudot, pelas suas contribuições à telegrafia (Seção 6.7).

LT Equipamento Terminal de Linha para a transmissão de dados.

Funções básicas:

- 1- Habilidade para o estabelecimento inicial da conexão (*handshaking*)
- 2- Devem transmitir e receber dados
- 3- Devem converter o sinal digital em forma adequada à transmissão e reconvertê-lo após a recepção.
- 4- Têm a capacidade de iniciar uma chamada
- 5- Incluem proteção nas facilidades de transmissão
- 6- Detecções de erros e ações para corrigi-los
- 7- Detecção de falhas na transmissão e equipamentos; diagnosticar onde ocorreram.

INTERFACE RS-232-C (padrão EIA), também, V.24 Recomendações do CCITT.

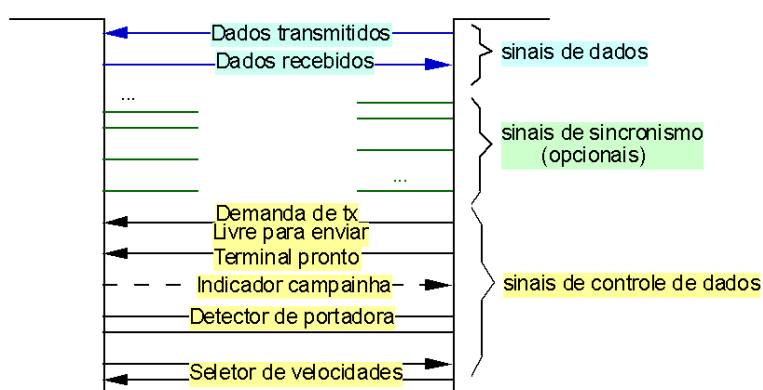


Figura 6.145 – Interface RS-232-C.

A maior parte dos equipamentos destinados a trocas de dados adotam uma interface padronizada (EIA & CCITT), que se apresenta freqüentemente sob a forma de uma tomada de 25 pinos, a qual se conecta o cabo de comunicações (cabo DB 25). A sigla RS provém de *Recommended Standard*, padrão recomendado pela EIA, nos Estados Unidos.

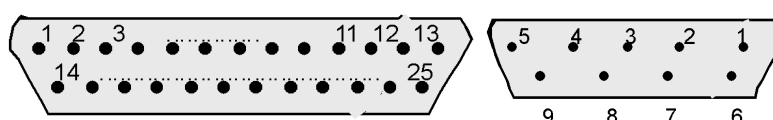


Figura 6.146 - Cabo DB 25 para a interface RS 232 C e conector DB 9.

A norma RS-232C define os diferentes tipos de sinais úteis na transmissão de dados, bem como especifica as características elétricas da interface. Por exemplo, ela indica que um sinal é considerado <<1>> lógico para níveis de tensão inferior a -3 V e assume <<0>> lógico para sinais superiores a 3 V, medidos com relação à massa -- níveis entre -3 V e 3 V não são considerados. Algumas poucas características são apresentadas aqui, para maiores detalhes, as normas da série V do CCITT devem ser consultadas.

Tabela VI.9 - Finalidade de alguns pinos do cabo DB 25 (DB 9).

massa de proteção	1	Detecção de portadora	8 (1)
Dados transmitidos TX	2* (3)	Relógio da TX	15
Dados recebidos RX	3* (2)	Terminal pronto	20 (4)
Pedido para TX	4 (7)	Detector de chamada	22 (9)
Pronto para TX	5 (8)	Seletor de velocidades	23
Equipamento OK	6 (6)	Relógio da TX	24
Massa do sinal	7* (5)		

Detector de portadora. Todos os modems comercializados possuem um detector de portadora em 2.225 Hz. Se nenhuma detecção for verificada durante 100 ms - 2s (valor variável, segundo fabricante), o modem gera um sinal ao computador assinalando o desaparecimento da portadora -LED acende.

Detector de chamada. Uma diferença de potencial 50 V, quando o telefone soa, uma senoide de 90 V superpõe-se ao sinal, com frequência entre 15 Hz e 70 Hz, cada chamada durando aproximadamente 1 segundo.

Nos anos 60, o teletipo foi muito usado, adotando a transmissão através de uma malha de 20 mA, sendo a ausência (0 mA) ou presença (20mA) de corrente usada para indicar um dos dois estados lógicos. Durante a década de 70, o maior uso da transmissão de dados foi entre "terminais remotos" e um computador "mainframe" através de *Elo de Corrente*, com níveis TTL. A interface RS-232C leva em conta a transmissão nestes equipamentos (vide pinagem), embora tenha pouca aplicação na atualidade.

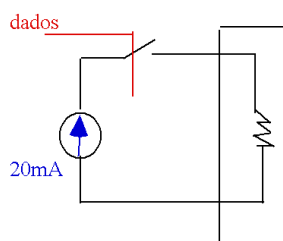
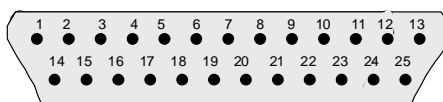


Figura 6.147 - Transmissão com Elo de Corrente.

Tabela VI.10 - Equivalência Entre Pinos dos Cabos BD 9 e BD 25.

9 pinos	25 pinos	9 pinos	25 pinos
1	8	6	6
2	3	7	4
3	2	8	5
4	20	9	22
5	7		

INTERFACE MECÂNICA RS 232-C, padrão ISO 2593.
Conector 25 pinos, DB 25



RESUMO- * MODEM, • ELO DE CORRENTE

Massa de proteção.....	1
Dados TX *.....	2
Dados RX *.....	3
Demanda de emissão *.....	4
Pronto a emitir *.....	5
Equipo pronto*.....	6
Terra de sinal *.....	7
Detector de portadora *.....	8
Detector secundário de portadora •	12
2ª sinal de pronto a emitir •	12
Dados TX secundária •	14
Relógio TX	15
Dados RX secundária •	16
Relógio RX.....	17
Demanda emissão secundária •	19
Terminal de dados pronto *.....	20
Detector de qualidade.....	21
Detector de apelo •	22
Seletor de velocidades.....	23
Relógio do emissor.....	24

O circuito deve suportar uma configuração de curto circuito sem causar avarias nele e nos demais equipamentos.

A interface RS-232-C da EIA (*Electric Industries Association*) é compatível com a recomendação V.24 do CCITT. Atualmente, a EIA desenvolveu desde 1987 a RS-232-D, que se espera empregar-se gradativamente em substituição [Held, 1992, p.50]. Outra interface padronizada pela EIA que vem aumentando a aceitação é a RS-449, que especifica um conector DB-37.

Um nível é considerado <<1>> lógico para sinais inferiores a -3V
 Um nível é reconhecido <<0>> lógico para sinais superiores a +3 V,
 Níveis entre -3 V e + 3V não são reconhecidos (janela de apagamento).

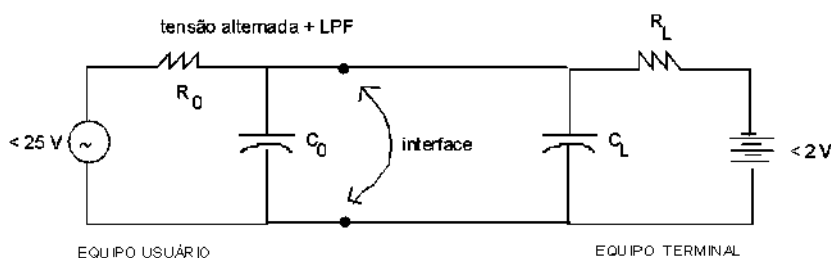


Figura 6.148 - Circuito equivalente de linha (norma RS- 232-C).

A interface RS-232 mais largamente usada em comunicações de dados, padronizada na porta serial de Computadores Pessoais PC, usa lógica negativa, i.e., uma tensão negativa representa o nível alto (*mark*) e uma tensão positiva especifica o nível lógico baixo (*space*). São comuns em circuitos, fontes de alimentação com tensão -12 V e +12 V. Especifica-se:

Entrada	saída
-5 V a -15V	1 lógico
+5V a +15 V	0 lógico.

No caso da interface serial, em presença de ruído, a interpretação corresponde a (-3V e -25V) 1 lógico; (+3V e -3V) indefinido; (+3V e 25V) 0 lógico. Em circuitos eletrônicos, é usual a lógica TTL, que é uma lógica positiva. São disponíveis vários CIs para a interface entre RS 232-C e TTL.

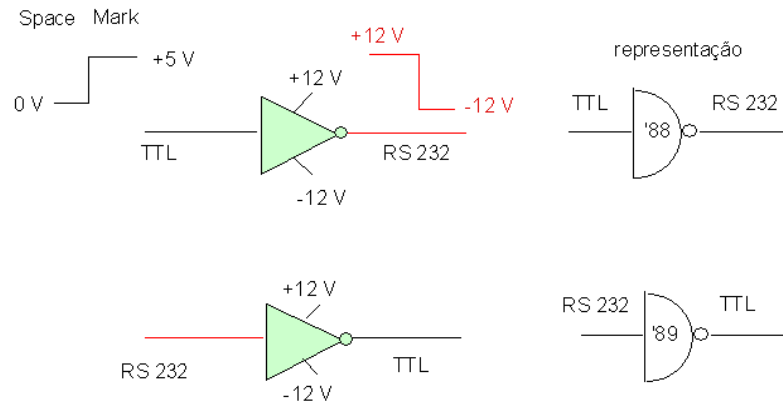


Figura 6.149 - CIs para interfaceamento RS-232/TTL e TTL/RS-232.

Outra interface serial interessante é a IrDA (infra-vermelho serial assíncrona), que possibilita enlaces tipicamente <2m com taxas de 115 kbits/s.

6.14 Transmissão de Dados: MODEMS

A transmissão digital pode ser feita em banda básica, porém muitas vezes é necessária a modulação (analógica) dos sinais digitais antes de se realizar a transmissão. Um exemplo muito comum desta situação ocorre na conexão de um terminal (ou microcomputador) a um computador digital [WOE et al. 1994], [PAM&HOL 1988], [STE 1987], [NIL 1986], [QUINN 1995], [HELD 1992], [McNA 1988], [KAW 1993], [BRI 1988], [KATO et al. 1991].

A modulação de sinais digitais é referida como Modulação Digital. Tal como na modulação de sinais analógicos, existem diferentes maneiras de transportar a informação na onda portadora. Entre os tipos mais comumente adotados, destacam-se:

- ASK- Modulação por Chaveamento de Amplitudes,
- FSK- Modulação por Chaveamento de Frequências,
- PSK- Modulação por Chaveamento de Fases,
- QAM- Modulação por Amplitudes em Quadratura,
- CPM- Modulação de fase contínua.

A modulação digital pode ser usada para a adequação do sinal digital à transmissão em um canal de voz. Nos sistemas de comunicação, o dispositivo empregado para realizar a modulação/demodulação digital é referido como MODEM. A figura a seguir mostra o exemplo clássico de aplicação de MODEMS.

Antes de se estudar as características dos Modems, faz-se necessário conhecer os tipos de modulação digital neles empregados.

Tabela VI.11 - modulações digitais.

ASK	OOK
	BASK
	MASK
FSK	BFSK
	MFSK
PSK	BPSK
	QPSK
	$\pi/4$ -QPSK
	MPSK
QAM	M-QAM sentido estreito
	G-QAM generalizadas
CPM	MSK (inclui GMSK)
	Outras

APLICAÇÕES [PASU 1979]

- Rádio digital (Rádio enlaces)
- MODEMs
- Rádio Móvel
- Comunicações por Satélite.

Modulações digitais sobre portadora linear: PSK e QAM. Há múltiplas fontes bibliográficas ilustrando as modulações digitais como na Fig. 6.150. Entretanto, a mudança (chaveamento) não ocorre “casada” com os zeros da portadora, e sim “comandada” pelo relógio dos dados. Não há garantia de continuidade de fase quando é realizado o chaveamento. Em substituição, uma ilustração mais realista é apresentada na Fig. 6.151.

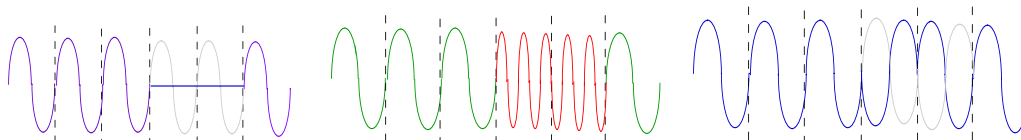


Figura 6.150- Alguns tipos de Modulação Digital binária (ilustração freqüente).
a) ASK, b) FSK, c) PSK.

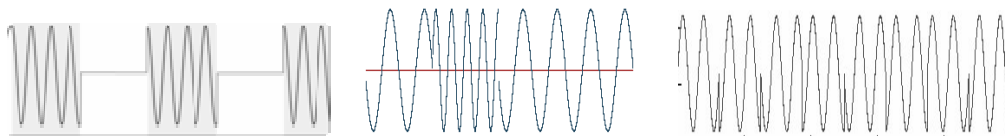


Figura 6.151- Alguns tipos de Modulação Digital binária
(a continuidade da fase não é assegurada).

ASK- A forma de onda da portadora senoidal varia em amplitude, de acordo com o sinal de informação digital (*Amplitude Shift Keying*). Corresponde exatamente à modulação AM de um trem de dados digitais. No caso binário, esta modulação é conhecida como BASK (ou OOK, se um dos níveis é zero). É uma forma de AM, sendo possível a demodulação síncrona ou por intermédio de detecção de envelope. Na detecção coerente, exige-se o sincronismo entre o sinal recebido e a portadora local usada no detector produto (modulador quatro quadrantes). Neste caso, um circuito PLL pode ser usado no demodulador. Atualmente, esta modulação é raramente empregada.

FSK- Nesta modulação, a frequência da portadora é chaveada (*Frequency Shift Keying*) entre dois valores f_0 e f_1 , correspondendo à transmissão dos dígitos 0 ou 1, respectivamente. Corresponde exatamente à modulação FM de um trem de dados digitais. A demodulação pode ser síncrona ou com detecção de envoltória, como mostrado nos diagramas de blocos. O PLL também é largamente usado na detecção de FSK, Observe que a demodulação normalmente não é feita usando discriminadores, isto porque o sinal FSK é invariavelmente banda estreita, com características mais próximas de um sistema AM que de FM.

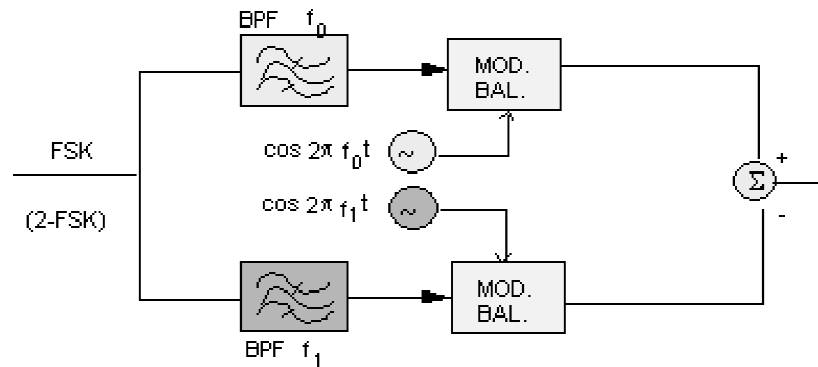


Figura 6.152 - Detecção síncrona de FSK. Caso binário.

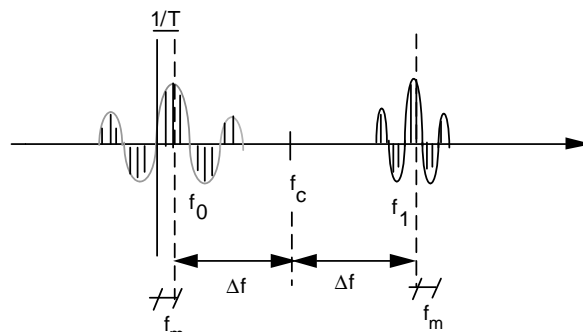


Figura 6.153 – Espectro típico de um sinal FSK binário: chaveamento entre f_0 e f_1 .

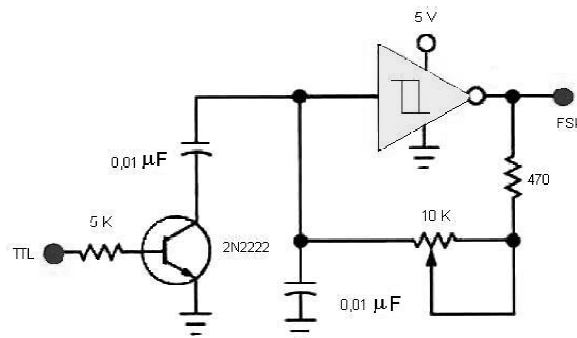


Figura 6.154 - Modulador FSK compacto (Shyam Tiwari, Sensor Technology, India) para aplicações em sistemas telemetria em 2400 Hz, usando Schmitt trigger invertido (74AHC3G14, CD40106B, NL27WZ14, 555).

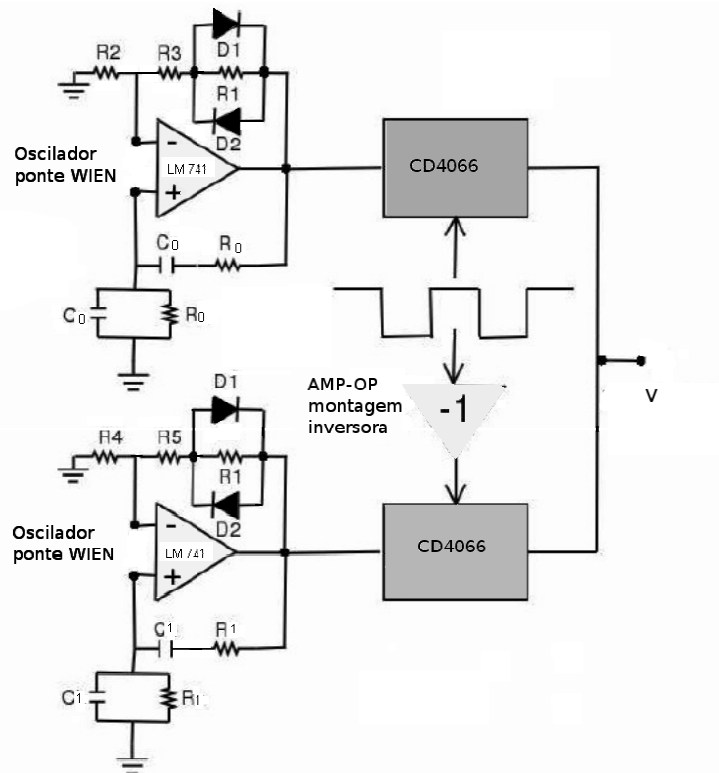


Figura 6.155 - Modulador FSK (possível implementação). Dois osciladores em ponte de Wien, cujas frequências são expressas por $f_{0,1}=1/(2\pi R_{0,1}C_{0,1})$. Os CIs são AMP-OP (LM 741 ou LM 324), CD 4066 Chaves CMOS analógicas.

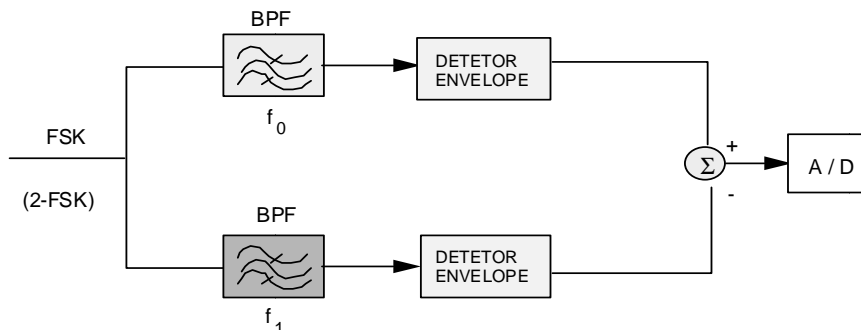


Figura 6.156 - Detecção de envoltória para FSK. Caso binário.

PSK- Esta modulação consiste em variar a fase da portadora senoidal de acordo com os dados digitais (*Phase Shift Keying*). Sistema PSK para dados binários normalmente adotam fases 0° e 180° , mas também são de enorme interesse sistemas práticos PSK com 4 e 8 fases. A detecção de PSK é obrigatoriamente síncrona, o que torna este tipo de modulação mais sofisticada. A obtenção de uma portadora sincronizada com o transmissor não é uma tarefa trivial. Uma forma prática de se obter uma portadora sincronizada para a detecção 2-PSK é mostrada na Fig. 6.158 e faz uso de um retificador de onda completa (FWR), um filtro passa-faixa centrado em $2f_c$ e um divisor de frequências (ver Prob. 6.61).

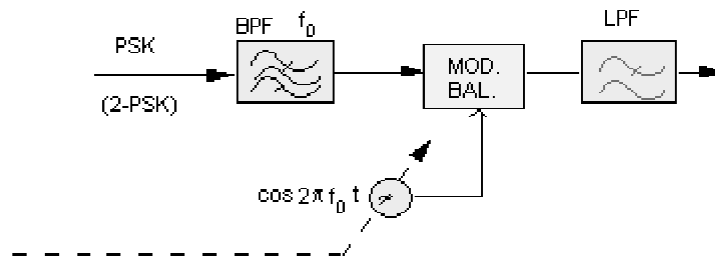


Figura 6.157 - Detecção de PSK binária.

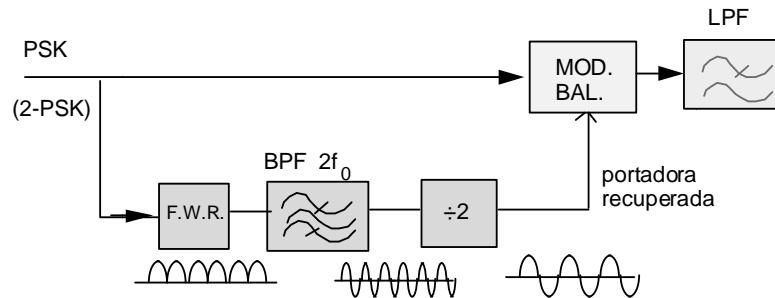
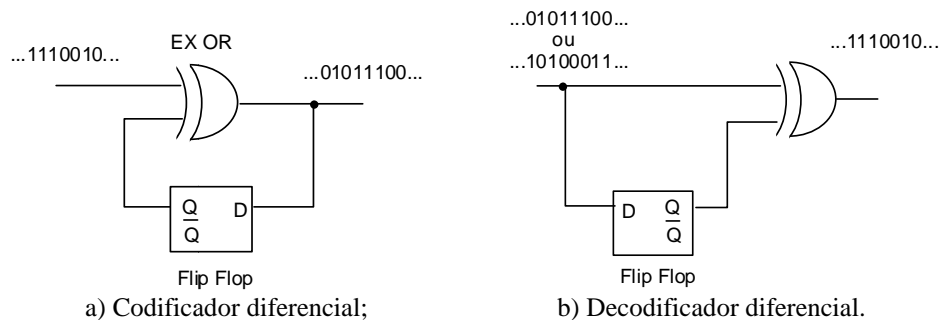


Figura 6.158- Extração de portadora do sinal PSK binário.

Entretanto, aparece inerente a este processo, o problema da ambigüidade de fase: a portadora obtida pode estar em fase ou defasada de π rad da portadora do transmissor. Este inconveniente é solucionado na prática pela adoção da codificação diferencial; a modulação correspondente é conhecida como DPSK (PSK diferencial). A codificação de transições e a decodificação diferencial realizam a operação inversa. Neste caso, não é o valor da fase que conduz a informação, e sim o valor da diferença de fase que ocorre na forma de onda modulada PSK. Com isto é possível eliminar completamente o problema da ambigüidade de fase.



a) Codificador diferencial;

b) Decodificador diferencial.

Figura 6.159 - Codificação / decodificação diferencial para 2-PSK.

Para a PSK multinível, o sinal deve ser detectado com discriminadores de fase com ângulos de decisão (do latim *de-cidere* = cortar, separar) centrados entre os valores das fases usadas no sistema. A figura a seguir mostra os ângulos limiares, definidos pelas retas pontilhadas, no caso de 4-PSK, conhecida como QPSK.

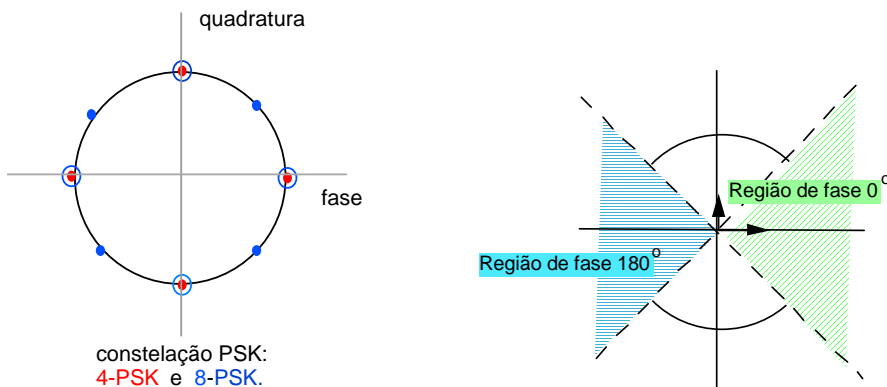


Figura 6.160- PSK com 4 fases (regiões de decisão de QPSK).

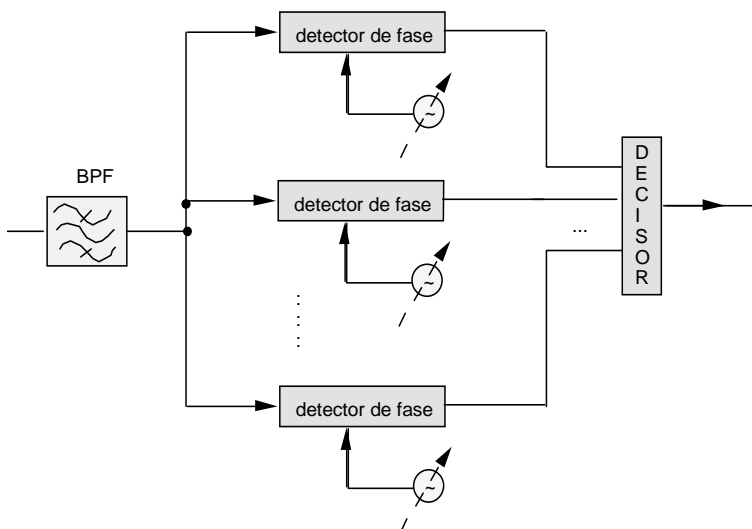


Figura 6.161 - Circuito para a detecção de PSK (caso multinível).

As maiores aplicações da PSK estão ligadas às comunicações via satélite. Na amplificação de RF nos satélites, os amplificadores empregados funcionam próximos à saturação, numa zona altamente não linear, com alto rendimento. Este é o caso dos Amplificadores por Tubos à Ondas Progressivas, TWT. As modulações à envoltória constante não sofrem efeitos de não linearidades (sem memória). Os M-PSK são formatos de modulação que prevalecem nas comunicações digitais por satélite. Variantes de PSK têm sido também adotadas em sistemas de rádio móvel, como é o caso do Telefone celular digital, padrão AMPS (americano).

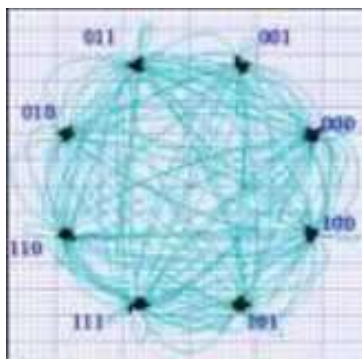


Figura 6.162 – Diagrama de olho para um sistema 8-PSK.

QAM- Modulação de Amplitudes em Quadratura.

A modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) é uma modulação bidimensional por deslocamento simultâneo de amplitude e fase, também conhecida por APSK (*Amplitude and Phase Shift Keying*). Ela corresponde à modulação digital linear mais geral [CAM&GLA 1962]. Entre todas as modulações digitais, a QAM é a que vem crescendo mais em uso, e tende a substituir as demais em quase todos os tipos de aplicações. A expressão para sinais digitais modulados QAM sob a forma convencional é:

$$\varphi_{QAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t-kT) \cos w_c t - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k h(t-kT) \text{sen } w_c t ,$$

em que w_c é a frequência da portadora, T é a duração de um símbolo, $\{a_k\}$ e $\{b_k\}$ são trens de dados. Note-se que, nesta modulação, a forma da resposta ao impulso $h(t)$ é qualquer. Entretanto, freqüentemente, esta impulsão é um pulso banda estreita – tal como ocorre nas comunicações em canal telefônico e em microondas*. O sinal QAM também pode ser expresso por:

$$\varphi_{QAM}(t) = \Re\{\varphi_b(t)e^{jw_c t}\}$$

em que
$$\varphi_b(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t-kT) - j \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k h(t-kT) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k h(t-kT);$$

$d_k = a_k + jb_k$ representa a envoltória complexa do sinal.

Os símbolos transmitidos são símbolos complexos $\{d_k\}$ e a modulação é bidimensional. A figura a seguir mostra um modulador QAM no qual dois trens de dados $\{a_k\}$ e $\{b_k\}$ são modulados.

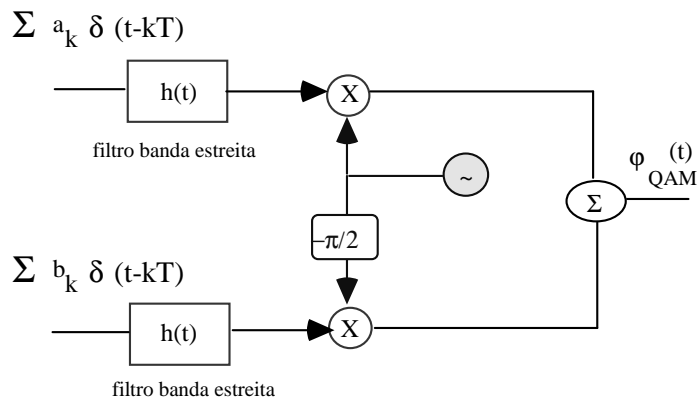


Figura 6.163 - Modulador QAM: Diagrama típico.

Assim, os dados a serem transmitidos especificam os números complexos d_k que podem ser interpretados como coordenadas no plano de Argand-Gauss. O conjunto das possíveis coordenadas especifica a chamada "Constelação de Sinais". Usualmente, cada símbolo no plano é associado a um rótulo binário.

<http://www.inue.uni-stuttgart.de/german/lehre/lesungen/uet2/applet/QAM16e.html>

O termo "quadratura" de QAM provém da presença de duas portadoras em quadratura as quais permitem a transmissão simultânea de dois trens de símbolos, fixada a velocidade de modulação em bauds (mux em quadratura, Seção 4.10).

A primeira aplicação de QAM em modems para o canal telefônico foi introduzida por **David D. Falconer**.

A figura seguinte ilustra um exemplo de representação dos símbolos da modulação, chamada constelação. O mapeamento símbolo-bit é um código de Gray bidimensional [deO& BAT 1992] ao invés d'aquela adotado nas recomendações do CCITT (vide V.29, 16-QAM com portadora em 1.700 Hz).

* pulsos cosseno elevado com fator "roll-off" muito pequeno.

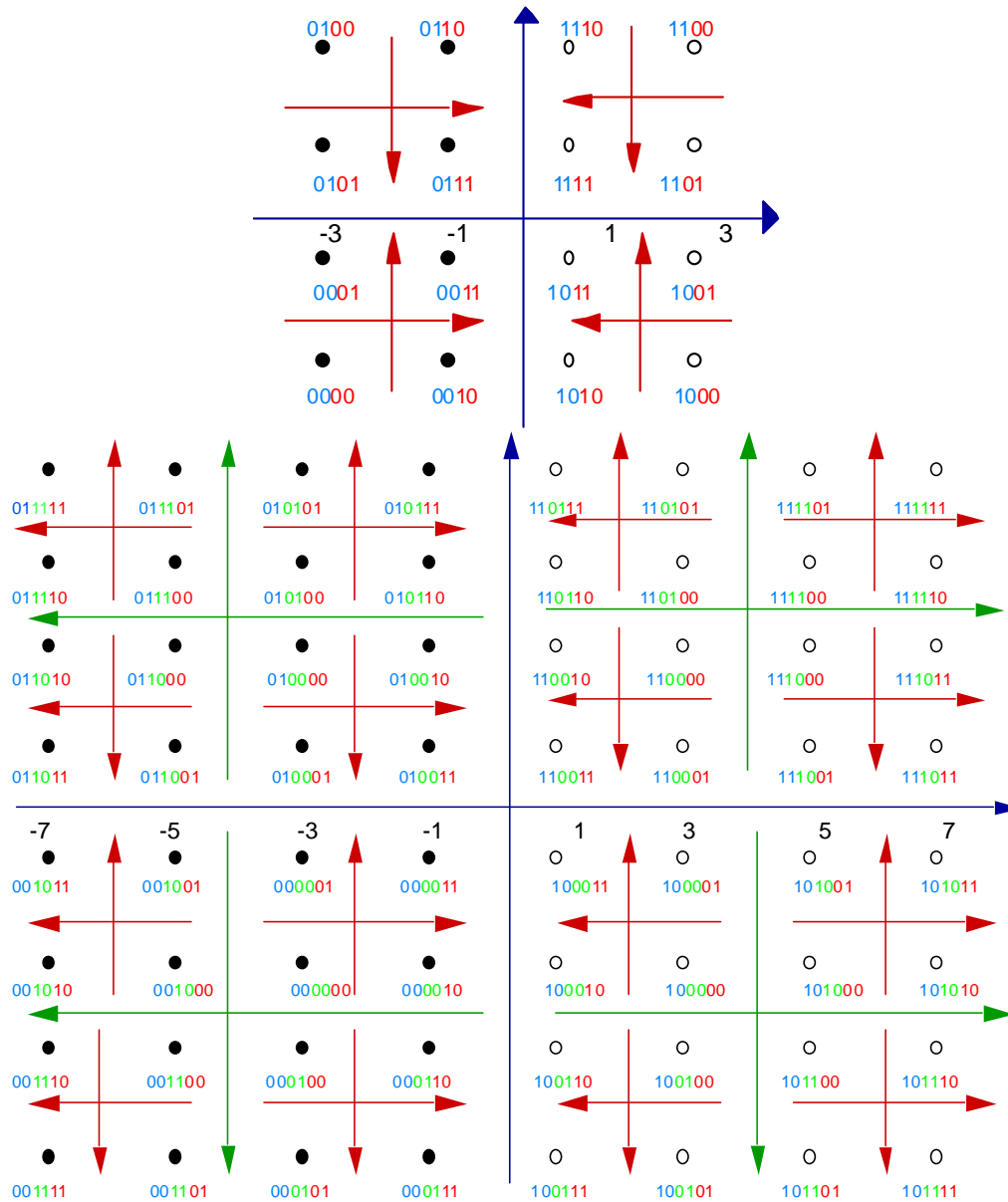


Figura 6.164 - Constelação QAM com 16 símbolos, ou 16-QAM.

O número de pontos da constelação é usualmente uma potência de dois, tipicamente 4, 16, 32, 64, 128 ou 256. No entanto é possível considerar modulações QAM generalizadas (G-QAM), nas quais o número de ponto na constelação não é uma potência de dois (vide, e.g. [deO & BAT 1992]).

Padrões

Taxa bps	padrão CCITT	Modulação digital
300	V.21	2 FSK
1200	V.22	QPSK
2400	V.22bis	QAM
9600	V.32	QAM
14.400	V.32bis	QAM
28.800	V.34	QAM

Modulação à fase contínua (CPM)

As modulações digitais com base em chaveamento, não têm garantia de continuidade de fase. Assim, existirão descontinuidades presentes no sinal modulado, e como conseqüência, os requisitos de banda passante serão maiores que no caso de sinais “mais suaves”. As modulações chamadas de CPM consistem em variar continuamente a fase $\phi(t)$ da portadora analógica em função dos símbolos de informação $\{a_k\}$.

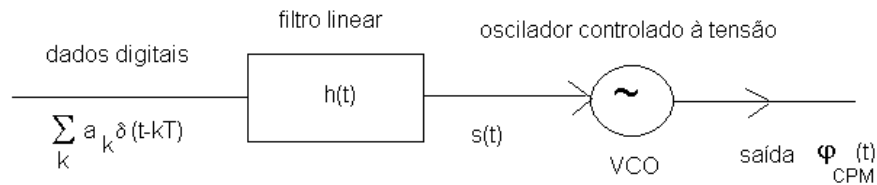


Figura 6.165 - Modulador CPM: Modulações à fase contínua.

A expressão para o sinal modulado é:

$$\phi_{CPM}(t) = A \cos \left(\omega_c t + 2\pi G_0 \int_0^t s(\tau) d\tau + \phi_0 \right), \text{ com } s(t) = \sum_k a_k h(t - kT).$$

Veja que tais modulações são próximas aos sistemas de modulação exponencial (no caso analógico), as quais têm excelente desempenho. A CPM mais importante é a MSK e em particular a GMSK. O GSM (*Groupe spéciale mobile*) adotou como modulação padronizada pelo sistema celular digital europeu a GMSK, um tipo de MSK na qual o filtro $h(\cdot)$ é Gaussiano.

MSK (*minimum shift keying*)

$\phi_{MSK}(t) = a_I(t) p_I(t) \cos(2\pi f_c t) + a_Q(t) p_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$ na qual a filtragem é realizada com uma meia-senoide. O sinal tem envoltória constante e pode ser escrito como $\phi_{MSK}(t) = \cos \left(2\pi f_c t + b_k(t) \cdot \frac{\pi}{2T} \phi_k \right)$ em que $b_k(t) = -a_I(t)a_Q(t)$ e $\phi_k = \begin{cases} 0 & a_I = 1 \\ \pi & a_I = -1 \end{cases}$.

Corresponde a um FSK com $f_+ = f_c + \frac{1}{4T}$ e $f_- = f_c - \frac{1}{4T}$, resultando em $\Delta f = f_+ - f_- = \frac{1}{2T}$. O índice de modulação FM correspondente é $\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta f}{1/T} = 0,5$. O espectro da MSK é dado por

$$\frac{G_{MSK}(f)}{T} = \frac{16}{\pi^2} \left(\frac{\cos(2\pi f T)}{1 - 16f^2 T^2} \right)^2 \text{ que decresce com } \omega^4. \text{ Já o espectro da QPSK é}$$

$$\frac{G_{QPSK}(f)}{T} = 2S a^2 (2\pi f T) \text{ que decresce com } \omega^2. \text{ Os dois espectros são esboçados na figura a seguir,}$$

ilustrando os mais favoráveis requisitos de banda da MSK. Calculando a banda passante com critério de conteúdo fracional de energia a 99%, mostra-se que:

$$B_{QPSK} \approx \frac{8}{T} \text{ enquanto que } B_{MSK} \approx \frac{1,2}{T}.$$

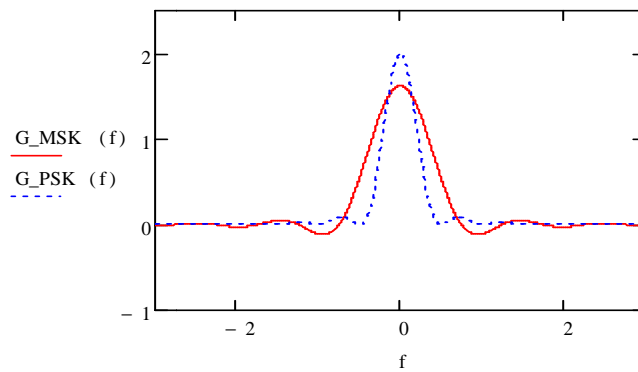


Figura 6.166 - Espectro das modulações QPSK e MSK. Vê-se que o espectro da MSK é mais compacto.

GMSK

Tipo de MSK com filtro gaussiano, 12,5 kHz/canal. O filtro Gaussiano, sabidamente não realizável (Capítulo II), é aproximado usando um filtro digital FIR com 12 derivações (*taps*). Este filtro é aproximadamente Gaussiano, com $BT=0,3$. As frequências de portadora adotadas são 900 MHz (Europa) e 450 MHz (UK). A seguir, o esquema do modulador usado no telefone celular. Outras versões aproveitam um PLL. Ao substituir os pulsos retangulares da modulação MSK por pulsos gaussianos, obtém-se a GMSK, que gera sinais com lóbulos laterais menores e, portanto, com menor requisito de banda passante. Há dois métodos para a geração GMSK: um baseado em FM e outro usando modulação chaveada em quadratura.

O LPF gaussiano ter resposta ao impulso expressa por:

$$h(t) = \frac{1}{2T} \left[Q \left(2\pi B_b \frac{t - T/2}{\sqrt{\ln 2}} \right) - Q \left(2\pi B_b \frac{t + T/2}{\sqrt{\ln 2}} \right) \right]$$

em que B_b é a banda do LPF gaussiano, T é o tempo de um bit e $B_N=B_b.T$ é a banda passante normalizada.

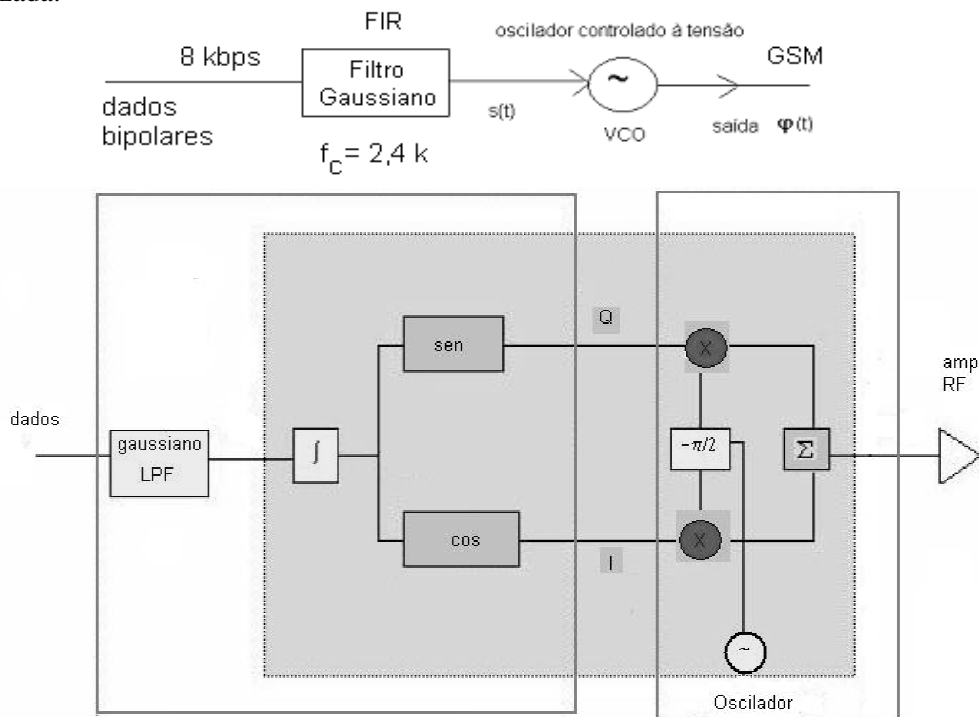


Figura 6.167 - Sistema de modulação usado no padrão GSM de telefonia celular. Duas implementações: a) CPM e b) fase e quadratura.

Modulação por chaveamento de wavelets (WSK)

Um novo tipo de modulação digital, chamada de *Wavelet Shift Keying* (WSK), foi recentemente concebido com base em transformadas discretas de wavelet [deO&BOU 2006]. A seqüência de bits de entrada é convertida em uma seqüência de funções escalonadas, indicando qual versão da wavelet-mãe deve ser transmitida em cada intervalo de símbolo. O sinal modulado consiste em uma seqüência de versões (superpostas ou não) escalonadas e deslocadas de uma wavelet [deO 2007]. Tais esquemas podem ser vistos como uma generalização dos sistemas OFDM baseados em wavelets.

Seja $\psi(t)$ uma wavelet mãe (preferencialmente de suporte compacto). A modulação *Wavelet Shift Keying* (WSK) é definida escolhendo um número M de escala como uma potência de dois. Versões escalonadas da wavelet mãe são transmitidas em cada intervalo de símbolo. O fator de escala em cada intervalo-símbolo (*slot*) depende dos dados binários de entrada. O sinal n -WSK modulado não superposto (normalizado) com base na wavelet $\psi(t)$ é

$$\phi_{n-WSK}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} 2^{n(m)/2} \psi(2^{n(m)}(t-m)),$$

em que m determina o índice do intervalo do símbolo em uma taxa (velocidade telegráfica) de 1 baud e $n(m) \in \{0,1,2,\dots,M-1\}$. A wavelet mais longa é $\psi(t)$ e sua duração efetiva é admitida ser unitária. Versões escalonadas $\psi(2^{n(m)}t)$, $n(m) \neq 0$ são mais curtas que $\psi(t)$ de forma que a forma de onda $\phi_{WSK}(t)$ é uma seqüência de wavelets essencialmente não superpostas.

A figura a seguir mostra um esboço de um modulador WSK. Os dados binários são segmentados em blocos de comprimento $\log_2 M$ bits. O bloco selecionado especifica qual o fator de escalonamento n que deve ser adotado para este intervalo de símbolo particular. Outro caso mais interessante é o caso de sinais WSK modulados com superposição (ϕ -WSK) usando a wavelet $\psi(t)$ que é expresso por

$$\phi_{\phi-WSK}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} 2^{-n(m)/2} \psi(2^{-n(m)}(t-m)).$$

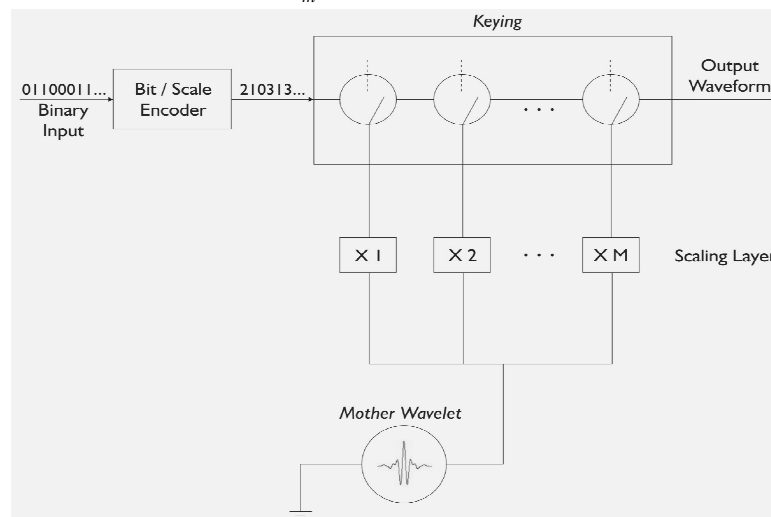


Figura 6.168 - Modulador digital WSK. A seqüência de dados binários de entrada é convertida em uma seqüência de valores de escala os quais controlam o chaveamento. A wavelet mãe é gerada localmente e cada versão escalonada é obtida em uma camada de escalonamento distinta. A notação $\times 1, \times 2, \dots, \times M$ especifica o fator de escala de acordo com as equações de $\phi_{WSK}(t)$.

A taxa de transmissão em ambos os esquemas com superposição e sem superposição é $\log_2 M$ bps (assumindo uma velocidade normalizada em baud). Contudo, *o*-WSK tem maior eficiência espectral, uma vez que uma menor banda passante é requerida para atingir a mesma taxa de bit. A seguir, uma ilustração de formas de onda da saída de um modulador WSK com base na wavelet *sombbrero*, nos caso sem superposição e com superposição.

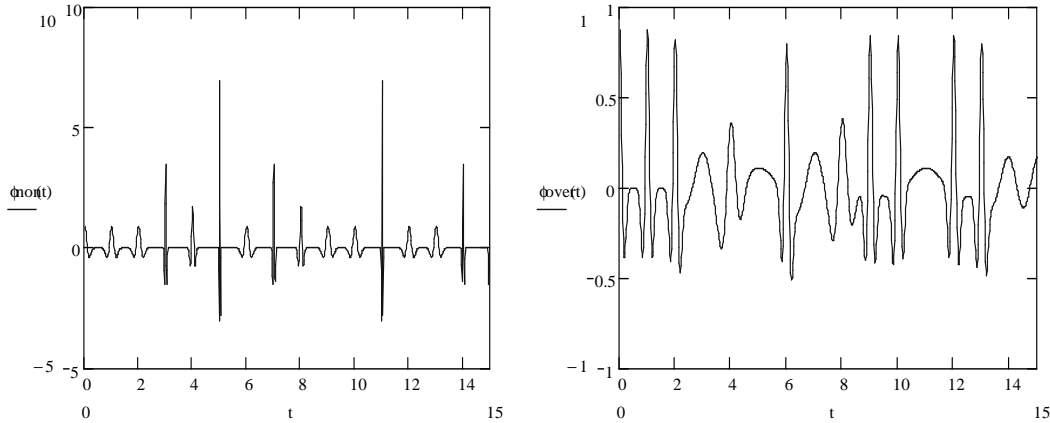


Figura 6.169 - Formas de onda típicas (1 baud) para esquema WSK a) sem superposição e b) com superposição. Os exemplos são baseados em esquemas *Mexh*-WSK com $M=4$ escalas.

A despeito de WSK poder ser interpretada tendo relação com outros esquemas de modulação, e.g., multitom com wavelets discretas (DWT) [AKAN&LIN 1998], [CHE&CIO 1998], [NEG&NIK 2001], a abordagem aqui é mais próxima daquela adotada para as modulações digitais clássicas tais como ASK, FSK, PSK, APK. O esquema é flexível, pois pode ser baseado em uma infinidade de famílias de wavelets.

Eficiência Espectral.

Na transmissão digital, há uma forte limitação em se usar apenas sistemas binários. A eficiência espectral explica a "Razão de ser" das transmissões multiníveis em banda básica e modulações multiníveis/multifases.

Constelações (modulações sobre portadora linear)

- M Símbolos
- T Tempo símbolo ($1/T = \text{baud rate}$)

A largura de banda B exigida no canal por um sinal com símbolos de duração T (i.e., sinalizado a uma taxa de $1/T$ bauds) deve ser uma função linear de $1/T$,

$$B = k/T, \quad k \geq 1.$$

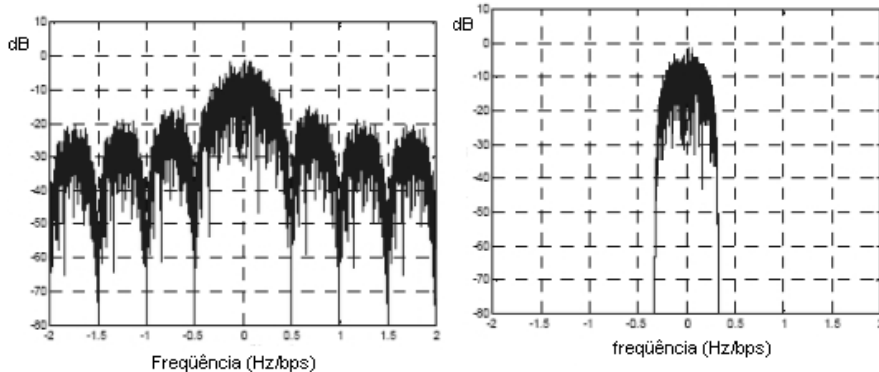


Figura 6.170 – Comparação entre os espectros da Modulação QPSK: a) QPSK sem filtragem, b) QPSK filtrado.

Em particular,

QAM cosseno elevado $B=(1+\alpha)/T$ (típico $B=1,25/T$)
 PSK filtrado $B=2/T$.

Uma regra aproximada muito importante consiste em usar a banda mínima B para sinalizar a uma taxa $1/T$ bauds (corresponde a $\alpha=0$, $B=1/T$, a banda passante mínima deve ser igual ao inverso da duração dos pulsos) na avaliação da eficiência espectral, resultando:

$$\eta = \log_2 M.$$

Tabela VI.12 – Eficiência espectral com modulação QAM não codificada.

Modulação M-QAM	Densidade espectral máxima suportada
4-QAM	$\eta=2$ bits/s/Hz
16-QAM	$\eta=4$ bits/s/Hz
32-QAM	$\eta=5$ bits/s/Hz
64-QAM	$\eta=6$ bits/s/Hz
128-QAM	$\eta=7$ bits/s/Hz
256-QAM	$\eta=8$ bits/s/Hz

Em um canal de banda 2.400 Hz, uma modulação binária permite a transmissão de no máximo 2.400 bps. Para obter taxas maiores, necessitam-se dos sistemas não binários:

- No caso quaternário, 4-QAM, a taxa máxima é 2 bits/s/Hz. $2.400\text{Hz} \times 2 = 4.800$ bps;
- No caso 16-ário, 16-QAM, a taxa máxima é 4 bits/s/Hz. $2.400 \text{ Hz} \times 4 = 9.600$ bps;
- No caso 64-ário, 64-QAM, a taxa máxima é 6 bits/s/Hz. $2.400 \text{ Hz} \times 6 = 14.400$ bps;
- No caso 256-ário, 256-QAM, a taxa máxima é 8 bits/s/Hz. $2.400 \text{ Hz} \times 8 = 19.200$ bps;

Estes valores correspondem a taxas padrões de modems no canal telefônico. Na prática, uma implementação com um sistema 256-QAM não codificado é inviável, e a opção usada foi aumentar a largura do canal com uso de equalizadores potentes em DSPs, assumindo um sistema codificado com eficiência 7 bits/s/Hz numa banda 2742.857 Hz, resultando 19.200 bps.

A constelação usada nos primeiros modems a 9.600 bps (4x2400) tinha $M=16$ pontos ou 4 bits/símbolo, transmitidos num ritmo de $1/T = 2.400$ símbolos/seg = 2.400 bauds. As constelações em modems mais modernos são mais complicadas e não são potência de 2, p.ex., constelação 160-QAM nos modems a 19.200 bps.

Na prática, a opção usada foi aumentar a largura do canal com uso de equalizadores potentes em DSPs, assumindo um sistema codificado com eficiência 7 bits/s/Hz numa banda 2742.857 Hz, resultando 19.200 bps. Novas tecnologias propõem aumentar ainda mais a banda do canal (vide MODEMS ADSL). Para atingir uma taxa de 28.800 bps em um canal de banda 2.400 Hz, seria necessário um sistema com uma eficiência espectral de 12 bits/s/Hz! (e.g. 4096-QAM, absolutamente inviável!). Já um canal de banda 4 kHz, requer uma eficiência espectral de apenas 7,2 bits/s/Hz. Com equalização para 4,8 kHz, a eficiência espectral de 7 bits/s/Hz resulta em uma taxa de 33.600 bits/s.

Desempenho das Modulações digitais

Em presença de ruído, cada tipo de modulação apresenta um desempenho diferente, bem como uma ocupação espectral diferente. A probabilidade de erro na demodulação depende da relação sinal-ruído, do tipo de modulação empregada e da forma de detecção (síncrona, envoltória etc.). Em sistemas ASK, a detecção não-coerente (envelope) apresenta desempenho inferior àquele

da detecção síncrona. O mesmo ocorre para o sistema FSK. Em ambos os casos, a taxa de erros é maior na detecção não coerente porque esta despreza as informações contidas na fase. As curvas de desempenho para os três principais tipos de modulação são mostradas nas figuras a seguir, supondo que o ruído adicionado é Gaussiano. Para detalhes de cálculo do desempenho das modulações digitais, vide [LINS 2007]. Aqui, adotou-se a relação sinal-ruído $\gamma = E_s / N_0$ ao invés da usual relação sinal-ruído por bit ($\gamma_b = E_b / N_0$), em que $\gamma_b = \frac{\gamma}{\log_2 M}$.

Em quase a totalidade dos textos de comunicação digital, usa-se γ_b (razão entre a energia por bit e a densidade espectral unilateral do ruído branco) como uma herança da cota inferior de Shannon [HAY 2004]. Entretanto, para sistemas com alta eficiência espectral (alta relação sinal-ruído), o autor prefere o uso de γ .

As taxas de erro podem ser avaliadas em bits errados por segundo (BER) ou símbolos errados por segundo.

No caso da modulação PSK, a taxa de erros por símbolo é dada por:

$$\text{PPSK}(M, \gamma) := \text{erfc}\left(\sqrt{\gamma} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right),$$

em que $\text{erfc}(x) := \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_x^{+\infty} e^{-\zeta^2} d\zeta$ é a função erro complementar [ABRA&STE 1968].

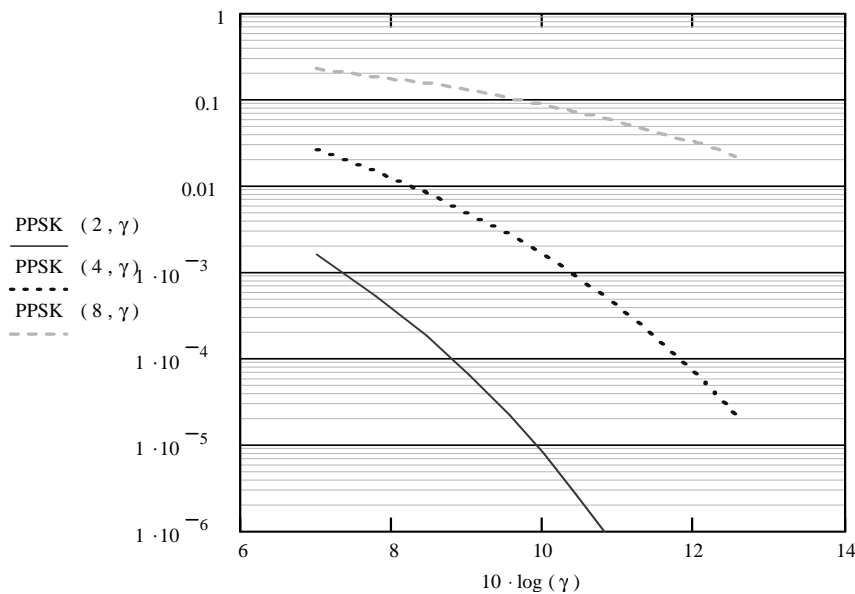


Figura 6.171 – Desempenho das modulações de fase (PSK). Caso binário (BPSK), e multinível (M-PSK), com $M=2, 4$ e 8 .

Para garantir uma taxa de erro de 10^{-5} (1 erro a cada 100.000 símbolos transmitidos, em média), necessita-se de 10 dB em BPSK, porém cerca de 13 dB para QPSK.

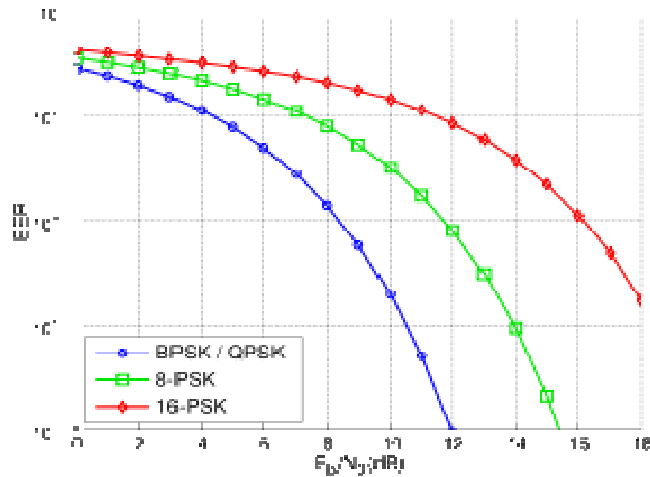


Figura 6.172 - Desempenho das modulações de fase (PSK). Caso binário (BPSK), e multinível (M-PSK), com $M=8$ e $M=16$ estados. BER indica a taxa de erro por bit e a relação sinal-ruído usada é E_b/N_0 .

Constelações QAM no sentido estrito (quadradas ou em cruz) têm desempenho em probabilidade de erro por símbolo expressa (em termos da relação sinal-ruído por símbolo) aproximadamente como:

$$P_{QAM}(M, \gamma) := \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{3\gamma}{2(M-1)}} \right]$$

As curvas de desempenho estão mostradas na figura a seguir.

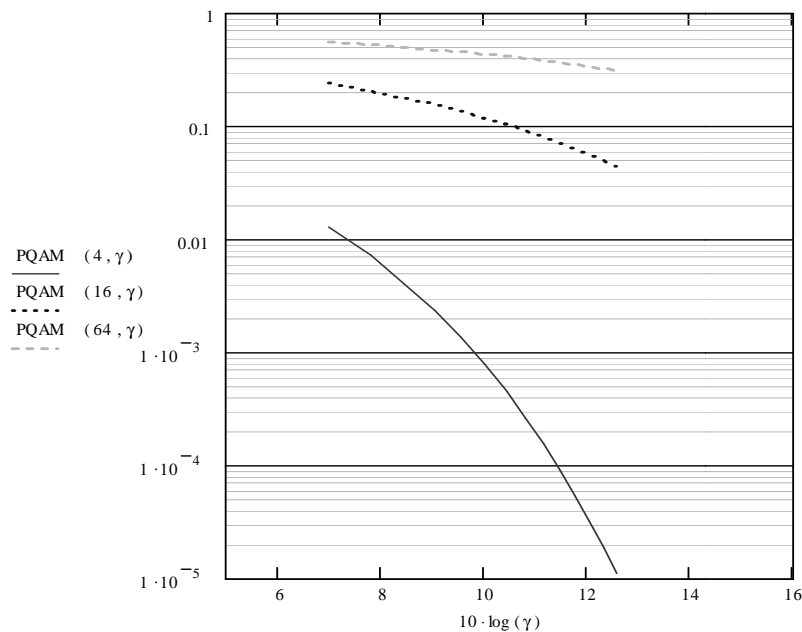


Figura 6.173 - Curvas de desempenho para modulações digitais M -QAM em presença de ruído aditivo Gaussiano. $M=4, 16$ e 64 estados (pontos da constelação).

Os sistemas ASK são muito pouco adotados em modems devido a apresentarem taxas de erros mais elevadas que outras modulações. Adicionalmente, no caso de detecção síncrona ASK, há grande dificuldade em se manter o sincronismo quando uma seqüência de (0's) zeros é transmitida. Outro problema é que há maior possibilidade de se cometer erro na transmissão do dígito 0 do que na transmissão do dígito 1 (desbalanceamento). Encontra-se em desuso.

Os sistemas FSK são bastante atrativos para modems simples e a baixa velocidade, devido ao fato de proporcionarem melhor qualidade que ASK e não apresentarem problemas tão críticos na manutenção do sincronismo, como acontece em PSK. Já os sistemas PSK são empregados em velocidades de transmissão mais altas (médias) e em aplicações de telemetria espacial. O desempenho apresentado pelo DPSK é superior àquele da detecção PSK não coerente, porém inferior ao PSK coerente. Isto ocorre porque o uso da codificação diferencial faz com que a ocorrência de um erro devido ao ruído no canal, se propague e afete 2 bits sucessivos na detecção; um efeito devido à introdução de memória.

A modulação QAM vem sendo preferida em quase todas as circunstâncias, especialmente em modems e enlace rádio-digital de alta capacidade. É de longe superior as demais, com relação à ocupação espectral e desempenho. Fixada a eficiência espectral e a relação sinal-ruído, QAM apresenta menor probabilidade de erro; fixada a relação sinal-ruído e taxa de erros, QAM suporta maior velocidade bps; fixada a mesma taxa de informação (bps) transmitida na mesma banda, QAM exige menor potência para um nível de probabilidade de erro fixado.

Protocolo Start-Stop

Os MODEMs empregados podem ser classificados como síncronos ou assíncronos. Na transmissão serial assíncrona, a sincronização é obtida através de um bit *start* e um *stop*. A informação a ser transmitida é enviada entre os sinais *Start* e *Stop* e contém sempre um número fixo de bits, correspondentes ao código usado, A Fig. 6.174 ilustra a transmissão do caractere "S" em um modem assíncrono.

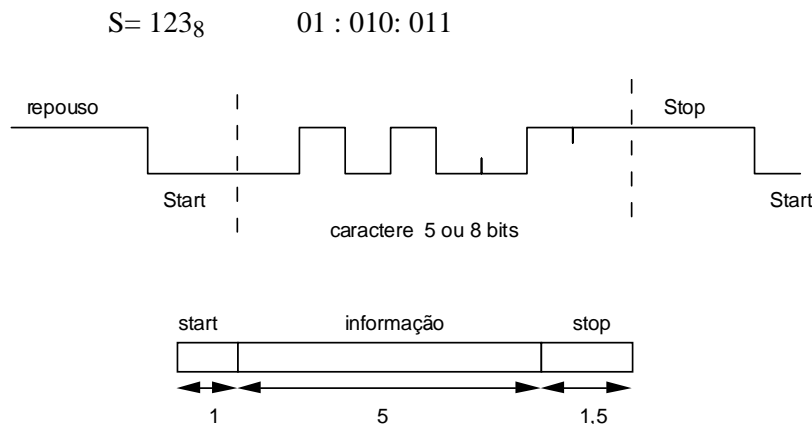


Figura 6.174 - Transmissão assíncrona. A posição de repouso é alterada, indicando a partida. Um caractere (5 ou 8 bits) é transmitido e alinha retorna ao estado de repouso (*stop*).

Os caracteres são enviados quando se tornam disponíveis. A maior desvantagem é que parte substancial do sinal não transporta nenhuma informação útil, reduzindo a eficiência da transmissão. A duração do sinal de *Start* é equivalente a duração de 1 bit, enquanto que a duração do sinal de *Stop* é cerca de 1,5 ou 2 vezes o tempo de transmissão de 1 bit, dependendo do sistema empregado. Curiosamente, este foi o protocolo escolhido pela natureza para controlar a transmissão da informação genética [deO&SAN-MAG 2006], sendo que o aminoácido Metionina age como *start* e há três seqüências de *stop* que causam o final da síntese protéica em uma fita de RNA.

Protocolo BSC

Na transmissão serial síncrona, os bits de um caractere são enviados após os bits de outro caractere. Os conjuntos de caracteres são particionados em blocos, cujo comprimento pode atingir centenas de caracteres. A sincronização é controlada enviando uma configuração de bits de sincronismo entre os osciladores do transmissor e do receptor. Esta modalidade de transmissão é

mais eficiente e pode operar em velocidades mais elevadas. Entretanto, se há um erro na sincronização, todo o bloco é perdido. Há também a exigência de "buffers" no transmissor, pois os caracteres são enviados em blocos e não à medida que se tornam disponíveis. Entre os protocolos orientados a caractere, um dos mais adotados é o BSC.

A idéia de uma estrutura síncrona típica, o *Binary Synchronous Communication*- BSC é comentada a seguir. O código empregado é o ASCII (veja apêndice). As mensagens são enviadas em blocos de acordo com o formato indicado a seguir.

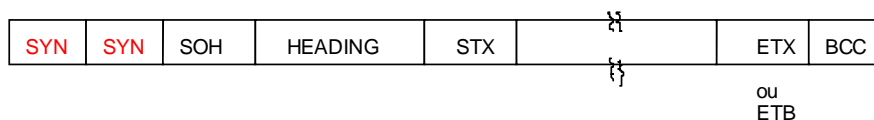


Figura 6.175 - Estrutura do protocolo BSC.

- SYN seqüência de bits de sincronismo (diferente de todas as outras seqüências de dados)
- SOH início do cabeçalho
- STX início de texto
- EBT indica o fim de um bloco, mas que o texto ainda não acabou
- ETX Fim de mensagem
- EOT Fim da transmissão
- BCC Bits de verificação de paridade (controle de erros)

O texto é transmitido no espaço entre STX e ETX. Quando o texto é demasiadamente longo, ele é enviado em vários blocos. Ao invés de um ETX, usa-se o ETB até que o último bloco do texto seja transmitido, quando se envia então o ETX.

São comuns CONVERSORES DE PROTOCOLOS, BSC-1, BSC-3 etc. Por exemplo, conversor multicanal ASCII para Bisync ou SNA/SDLC.

ENQ- Solicitação para ocupar o canal, i.e., campo solicitando a linha de comunicação ponto-a-ponto.

texto- O campo de texto (após o STX) contém os dados a serem enviados e tipicamente tem comprimento 256 bytes.

Este protocolo, como a maioria dos demais, usa a estratégia de Controle de erros (códigos detectores/corretores de erro) to tipo ARQ (*Automatic Request*), demanda de retransmissão [e.g., vide deO&OLI 1995]. Ele pode também ser usado em comunicações multiponto, embora os detalhes não sejam discutidos aqui.

BCC- provê os bits de verificação de paridade (código CRC). Caso não seja detectado erro no bloco, o terminal envia ACK; quando for detectado há presença de erros, um NAC é enviado, solicitando retransmissão.

ACK0, ACK1- (*Affirmative Acknowledgment*), confirmando a recepção correta do bloco previamente transmitido- ACK0 para blocos pares e ACK1 para blocos ímpares.

NAC- (*Negative Acknowledgment*), indicando a detecção de erros no bloco prévio e solicitando sua retransmissão.

A seguir, uma ilustração do processo usado no protocolo BISYNC em uma comunicação ponto-a-ponto.

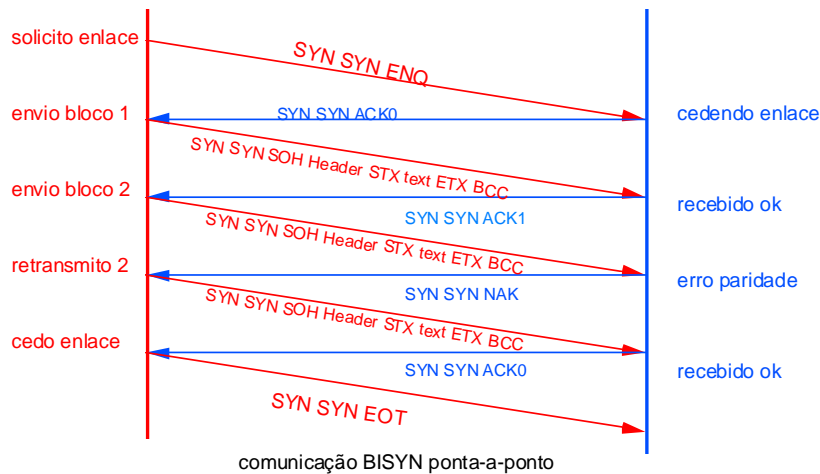


Figura 6.176 – Estabelecimento de uma comunicação (*handshaking*) em BISYNC.

Protocolo HDLC (Protocolos orientados a bit)

Existe também uma série de protocolos orientados a bit, como o HDLC, SDLC e outros. Estes protocolos não incorporam na sua estrutura nenhum caractere especial destinado a cumprir regras ou funções. O HDLC (*High-Level Data Link Control*) foi padronizado através da recomendação X.25 do CCITT e pela ISO (*International Standardization Organization*). Trata-se de um protocolo síncrono operando em duplex, que suporta configurações ponto a ponto ou multiponto, operando em linhas comutadas ou privadas.

Cada bloco de mensagem transmitido via HDLC obedece um formato específico: Campo *Flag*; campos de endereço; campo de controle; mensagem e campo de verificação de erros FCS (*Frame Check Sequence*).

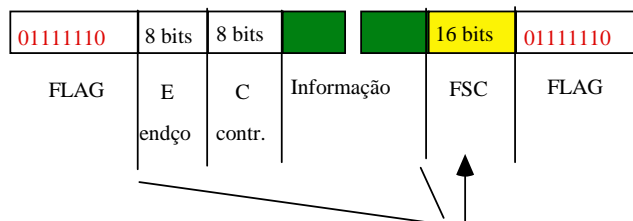


Figura 6.177 - Quadro do protocolo HDLC.

- i) o campo "flag" ("01111110") tem a função de delimitar o início e fim de um quadro e serve adicionalmente para acionar o algoritmo de controle de erros.
- ii) o campo de endereço objetiva a identificação da estação primária e secundária.
- iii) o campo de controle possui três formatos distintos: supervisão, gerenciamento ou informação. Ele descreve o tipo de quadro (comando ou resposta) e tem tamanho um ou dois bytes, podendo operar módulo-8 ou 128.

O formato Supervisão S é usado no controle supervisorio: confirmação e retransmissão de quadros etc.; o formato Gerenciamento U é empregado no controle dos enlaces: iniciar as estações, tratar quadros fora em seqüência etc.; o formato Informação I aproveita o campo para transmissão de mensagens, na ausência de necessidade dos formatos S e U.

iv) o campo de informação contém os dados binários da mensagem e apresenta um tamanho variável, múltiplo de 8 bits, até um tamanho máximo permitido. Qualquer código (ASCII, EBCDIC, ...) pode ser utilizado.

v) o campo FCS tem comprimento dois bytes e emprega a técnica de detecção de erros através de código cíclico tipo CRC (*Cyclic Redundancy Checking*), aplicando um polinômio gerador $g(X)=X^{15}+X^{12}+X^5+1$ nos campos de endereço, controle e informação.

MODEMs Comerciais a Baixa Velocidade

Rede telefônica comutada ou Linhas privadas (alugadas)
 Transmissão assíncrona (*start-stop*) ou síncrona
 Modos simplex SPX 2 fios, semi-duplex HDPX 2/4 fios, duplex DPX 2/4 fios.

Um exemplo de um modem* prático de baixa velocidade usado na transmissão de sinais digitais no canal telefônico é mostrado a seguir. Ainda que o caso ilustrado trabalhe com taxas de 300 bps, atualmente a velocidade atingida é da ordem de 30.000 bps (e.g. 28,8 kbps). O exemplo de modems a baixa velocidade (300 bps, 600 bps, 1.200 bps) serve para introduzir conceitos importantes e compreender o funcionamento destes equipamentos. Os modems modernos empregam técnicas sofisticadas de equalização, de codificação de canal (códigos corretores de erros em treliça) e sincronização, que fogem ao escopo de uma abordagem introdutória.

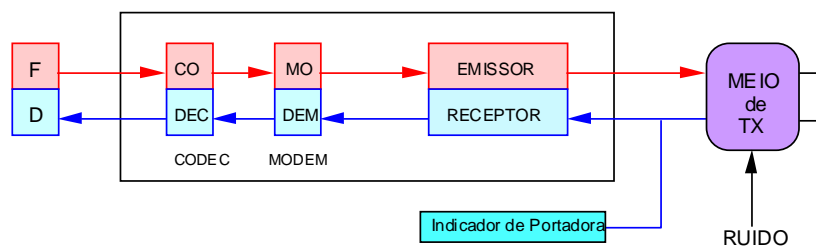


Figura 6.178 - Diagrama de um MODEM analógico.

O meio de transmissão necessita de uma banda passante limitada em 3 kHz (300 a 3.300 Hz), correspondendo ao canal telefônico. A atribuição de freqüências e a operação de um modem assíncrono *full-duplex* são descritas nas figuras a seguir. Atualmente, já se encontram disponíveis modems de baixa velocidade em circuitos integrados, como o *single chip* 300 baud Modem MC 145442 (recomendação V.21), fabricado pela Motorola.

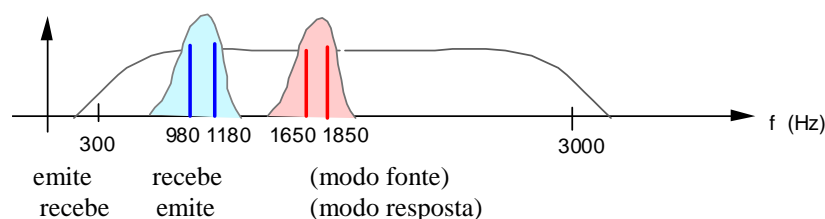


Figura 6.179 - Atribuição de freqüências para modem 300 baud (CCITT recomendação V21).

*N.B.- a palavra modem corresponde à contração dos termos MODulador/DEModulador.

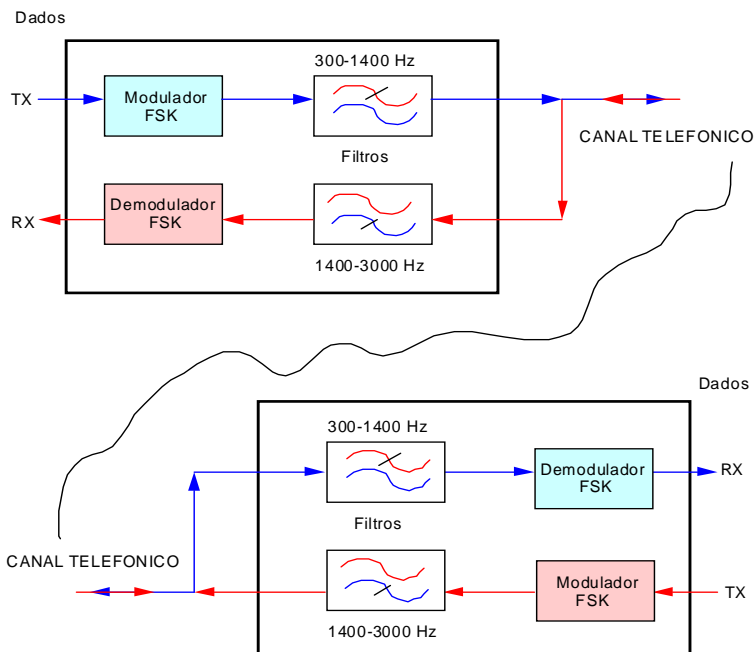


Figura 6.180 - Par de Modems assíncronos *full-duplex* a 300 bauds.

As características típicas de modems comerciais (baixa taxa) são: velocidades de 300, 600 e 1.200 bauds. Em tráfegos maiores são adotadas velocidades médias de 2.400, 4.800, e 9.600 bps. Já para modems de alta velocidade atingem taxas de 9.600, 14.400, 16.800 bps e recentemente, modems de ultra-alta velocidade como 19.200, 28.800 e 33.600 bps são disponíveis.

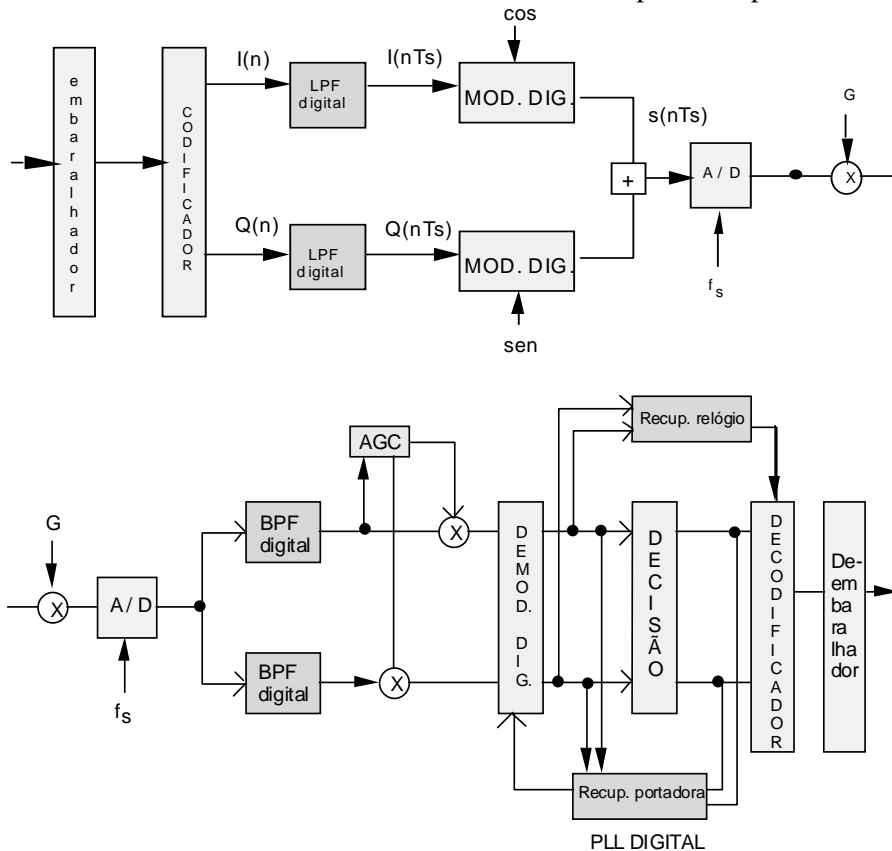


Figura 6.181 - Detalhes de um Modem: modulador e demodulador.

A distância de operação fica em torno de até 20 km, exigindo uma relação sinal/ruído superior a 24 dB (tipicamente 28 a 30 dB) para assegurar uma taxa de erros inferior a 10^{-6} .

Muitos modems (semi-duplex ou duplex) de baixa velocidade empregam um canal reverso para controle da taxa de erros. Como o número de erros é muito pequeno comparado ao número de bits transmitidos, a velocidade necessária para este canal é substancialmente inferior àquela do Modem.

**TCM3105DWE, TCM3105DWL, TCM3105JE
TCM3105JL, TCM3105NE, TCM3105NL
FSK MODEM**

D2062, NOVEMBER 1985—REVISED DECEMBER 1990

- Single-Chip Frequency-Shift-Keying (FSK) Modem
- Meets Both Bell 202 and CCITT V23 Specifications
- Transmit Modulation at 75, 150, 600, and 1200 Baud
- Receive Demodulation at 5, 75, 150, 600, and 1200 Baud
- Half-Duplex Operation Up to 1200 Baud Transmit and Receive
- Full-Duplex Operation Up to 1200 Baud Transmit and 150 Baud Receive
- On-Chip Group Delay Equalization and Transmit/Receive Filtering
- Carrier-Detect-Level Adjustment and Carrier-Fail Output
- Single 5-V Power Supply
- Low Power Consumption
- Reliable CMOS Silicon-Gate Technology

**J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)**

VDD	1	16	OSC2
CLK	2	15	OSC1
CDT	3	14	TXD
RXA	4	13	TXR1
TRS	5	12	TXR2
NC	6	11	TXA
RXB	7	10	CDL
RXD	8	9	VSS

**DW PACKAGE
(TOP VIEW)**

VDD	1	24	OSC2
CLK	2	23	OSC1
CDT	3	22	TXD
NC	4	21	NC
RXA	5	20	TXR1
NC	6	19	NC
TRS	7	18	NC
NC	8	17	TXR2
RXT	9	16	TXA
NC	10	15	NC
RXB	11	14	CDL
RXD	12	13	VSS

NC—No internal connection

D packages are available taped and reeled. Add "R" suffix to device type (e.g., TCM3105DWLR).



Caution. These devices have limited built-in gate protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

description

The TCM3105 is a single-chip asynchronous Frequency Shift Keying (FSK) voiceband modem that uses silicon gate CMOS technology to implement a switched capacitor architecture. It is pin selectable (TXR1, TXR2, and TRS inputs) for a wide range of transmit/receive baud rates and is compatible with the applicable BELL 202 or CCITT V23 standards. Operation is fully reversible, thereby allowing both forward and backward channels to be used simultaneously.

The transmitter is a programmable frequency synthesizer that provides two output frequencies (on TXA), representing the 'marks' and 'spaces' of the digital signal present on the TXD input.

The receive section is responsible for the demodulation of the analog signal appearing at the RXA input and is based on the principle of frequency-to-voltage conversion. This section contains a group delay equalizer (to correct phase distortion), automatic gain control, carrier detect level adjustment, and bias distortion adjustment, thereby optimizing performance and giving the lowest possible bit error rate.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1990, Texas Instruments Incorporated

**TCM3105DWE, TCM3105DWL, TCM3105JE
TCM3105JL, TCM3105NE, TCM3105NL
FSK MODEM**

APPLICATION INFORMATION

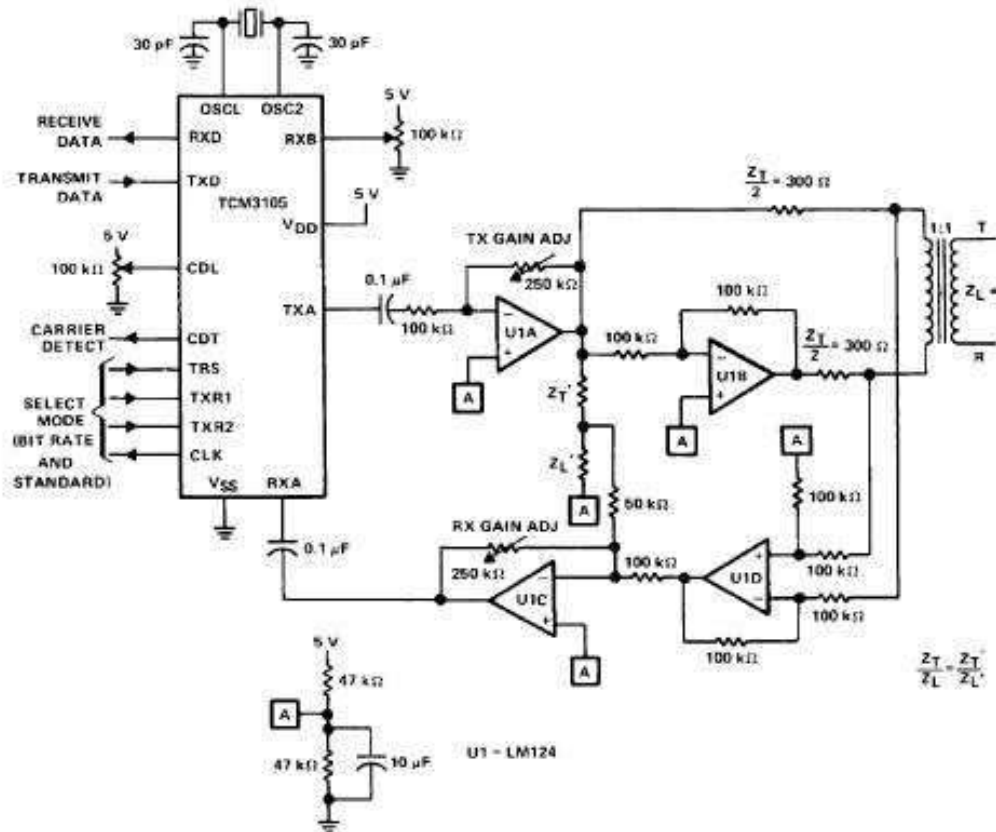


FIGURE 3. TELEPHONE LINE INTERFACE CIRCUIT

A tabela a seguir apresenta informações sobre a padronização de antigos modems, segundo recomendações do CCITT (Série V). Notar que a portadora é alocada no canal de voz.

Tabela VI.13 –Antigos Modems a baixa velocidade.

velocidade	modo	canal	modulação	portadora
até 300 bps (300 bauds)	síncrono	duplex	FSK	1.080 Hz ±100
	/assíncrono	DPX-2W	V.21	1.750 Hz ±100
até 600 bps (600 bauds)	síncrono	semi duplex	FSK	1.500 Hz ±200
	/assíncrono	SPX-2W	V.22	
até 1.200 bps (1200 bauds)	síncrono	semi duplex	FSK	1.500 Hz
	/assíncrono	SPX-2W	V.22	1.700 Hz
	síncrono	DPX-4W	QPSK V.26	1.080 Hz
até 2.400 bps (1200 bauds)	síncrono	duplex	PSK (4PSK)	1.080 Hz
		DPX-4W	V.26bis V.27	
		DPX-4W	V.27bis	
até 4.800 bauds (1600 bauds)	síncrono	duplex	PSK (8PSK)	1.800 Hz

Para aprofundar-se um pouco mais e entender os princípios de modems a ultra-alta velocidade. A recomendação V.fast (V.34) especifica velocidades de 19.200 bps a 28.800 bps, dependendo das condições da linha.

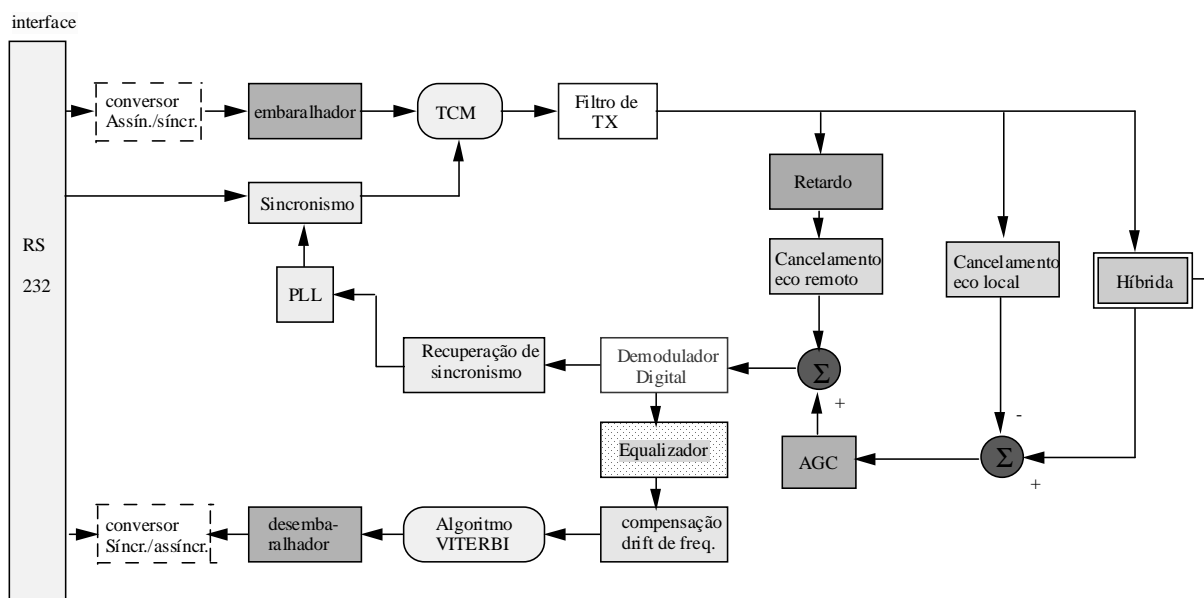


Figura 6.182 - MODEM: Típico Diagrama de blocos. Diversas operações são indicadas.

Tipicamente, uma placa de Modem divide-se nos seguintes blocos:

Interface com o computador, interface com o telefone, fonte de alimentação, filtros, chave DIP (*dual-in line pack*), circuito transmissor, circuito receptor, circuito de som, controle e equalização automáticos.

A fabricação de Modems inteligentes iniciou-se no final dos anos 70. Com microprocessador interno, eles podem realizar chamadas, reconhecer sinal de ocupado, responder chamadas, corrigir erros, entre diversas outras funções. **O Terminal controla um Modem Inteligente enviando comandos**, expresso por seqüências de caracteres. O sistema mais comum para controlar modems inteligentes é o conjunto de comandos AT (desenvolvido pela *Hayes Microcomputers Product*) que rapidamente tornou-se um padrão *de facto*. Uma tabela resumida de comandos AT é mostrada.

Existem dois modos de operação: modo comando e modo em linha (*on line*). No modo *on-line*, estabelecida a comunicação com o modem remoto, todos os caracteres são tratados como dados (inclusive comandos AT). Ao receber um código de escape +++ seguido de pausa, o modem passa ao modo de comando. Todos os comandos iniciam com AT.

Tabela VI.14 – Comandos AT usados em Modems (*Hayes Microcomputers*)

caractere	Comando
AT	Atenção (<i>Attention</i>)
A	Responda uma chamada (<i>answer</i>)
DT	Ligação usando DTMF (<i>dial tones</i>)
DP	Ligação decádica (<i>dial pulses</i>)
H	desligando (<i>go on hook</i>)
O	mude o modo comando p/ on line
+++	mude o modo <i>on-line</i> p/ comando
etc.	longa lista de comandos...

A seqüência ATDT08121268215 disca o número de fax do Departamento de Eletrônica da UFPE. O final de sessão de comunicação ocorre com a seqüência +++ ATH. Modems banda larga com velocidade mais de 1 Mbps são tratados no capítulo seguinte.

6.15 Noções Sobre Comunicações Ópticas

Etimologicamente, o vocábulo “óptica” provém do grego $\omega \psi \sigma =$ ops, que significa olho. Atualmente, as comunicações ópticas vêm assumindo um papel cada dia mais determinante nas aplicações de Telecomunicações. A razão desta corrida é sem dúvida, a capacidade dos enlaces ópticos, que apresentam largura de faixa extremamente elevada. A Banda passante larga permite a transmissão de pulsos muito estreitos, daí a possibilidade de se operar com altíssimas taxas de transmissão em bps. Observando o espectro eletromagnético (Capítulo I), constata-se que a cronologia das aplicações vem levando a operar em freqüências a cada dia mais elevadas: rádio LF, OM, VHF, UHF, SHF, OF etc. [GAL 1989], [SAN&COR 1994], [KEI 1991], [GIO et al. 1991].

Em 1870, o Físico **John Tyndal** (1820-1893) demonstrava na Inglaterra que a luz tem a capacidade de "acompanhar" um tubo d'água, até mesmo quando curvado. O desenvolvimento das fibras surgiu da pesquisa de novos materiais, flexíveis e de alta pureza, substituindo a água, como condutor de sinais luminosos.

Nos primórdios das comunicações (vide Fragmentos Históricos), por ironia, os sistemas haviam empregado sinais digitais luminosos, i.e., Comunicações Ópticas e Digitais!!

Em 1954, o físico Americano **C.H. Townes** (Charles Hard, 1915-) concebia o MASER, dispositivo capaz de amplificar uma onda eletromagnética. Um dispositivo análogo foi implementado no domínio óptico em 1960 por **T.H. Maiman** (Theodore Harold, 1927-), conhecido como LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*- Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação). Com a descoberta do Laser*, tentou-se realizar a transmissão de um feixe de Laser de alta potência através da Atmosfera. Em 1966, **C.K. Kao** e **G.A. Hockman** do *Standard Telecomm. Laboratories* (UK) publicavam um trabalho sobre a possibilidade de usar fibras de vidro como condutores para a transmissão por via óptica (K. C. Kao and G. A. Hockham, Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies, *Proceedings IEE*, 113 pp. 1151–1158, 1966). A partir de 1970, nascia uma nova revolução nas Telecomunicações...

* Na realidade, usa-se freqüentemente o IRASER, em que a palavra luz é substituída por infravermelho.

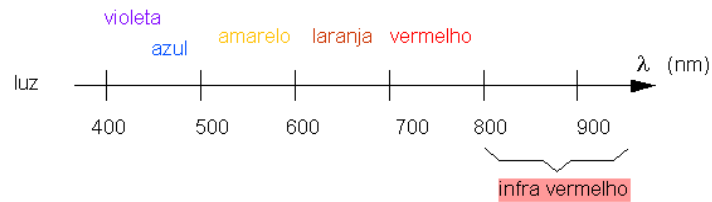


Figura 6.183 – Espectro óptico (comprimentos de onda).

Para efeitos de padronização, a “*Comission Internationale de l’Éclairage*” definiu em 1931 os comprimentos de onda relativos às cores primárias como:

$$R=700 \text{ nm}, G=546,1 \text{ nm}, B=435,8 \text{ nm}.$$

O pequeno tamanho físico e o baixo peso minimizam os custos de instalação (e.g. dutos cavados em zonas urbanas), além de permitirem a introdução de circuitos / canais adicionais.

A alta flexibilidade e alta resistência à tração, associadas às pequenas dimensões e leveza, facilitam o transporte e instalação. A banda passante disponível muito grande permite efetuar transmissão digital em taxas bastante elevadas, e.g., Gbits/s.

As perdas de transmissão são baixas (atenuação típica de 1 dB/km) resultam em poucas repetidoras, reduzindo o custo do sistema e facilitando a manutenção. Já a imunidade eletrostática e eletromagnética (e à radiação) as torna atrativas, especialmente em ambientes industriais.

Há adicionalmente uma menor interferência entre canais – a diafonia. A segurança da informação e do sistema advém da dificuldade de interceptar a informação óptica.

O preço da matéria prima (Silício) é pequeno e há redução de custo com o aperfeiçoamento do processo industrial de fabricação e com o aumento da demanda.

Todos os fatores descritos convergem numa redução de custos, além do custo da própria fibra ser baixo, tornando-as economicamente atrativas. A título de ilustração destas características, um cabo com 6 fibras tem diâmetro externo cerca de 7 mm, pesando aproximadamente 35 kg/km.

Tabela VI.15 - Quadro de Vantagens da Transmissão com Fibras Ópticas.

Características Físicas	Características de Transmissão	Outros
pequeno tamanho e peso	largura de banda*	Resistência a altas temperaturas
Alta flexibilidade	baixa atenuação dB/km	Segurança da informação
	Imunidade a interferências diversas	
Alta resistência à tração		baixo custo

*Um dos maiores atrativos: a banda passante tipicamente disponível em um sistema de transmissão em fibras ópticas é da ordem de 50 THz.

As propriedades fundamentais para a compreensão da transmissão de informação através de fibras ópticas podem ser qualitativamente descritas em termos geométricos.

Quando o raio óptico incide numa fronteira entre dois meios transparentes de diferentes índices de refração, parte da luz é refratada e parte é refletida. O processo de refração segue a conhecida Lei de Snell-Descartes:

$$n_1 \text{ sen } \theta_1 = n_2 \text{ sen } \theta_2,$$

em que n_i e θ_i são o índice de refração do meio i e o ângulo de incidência (ou refração), respectivamente.

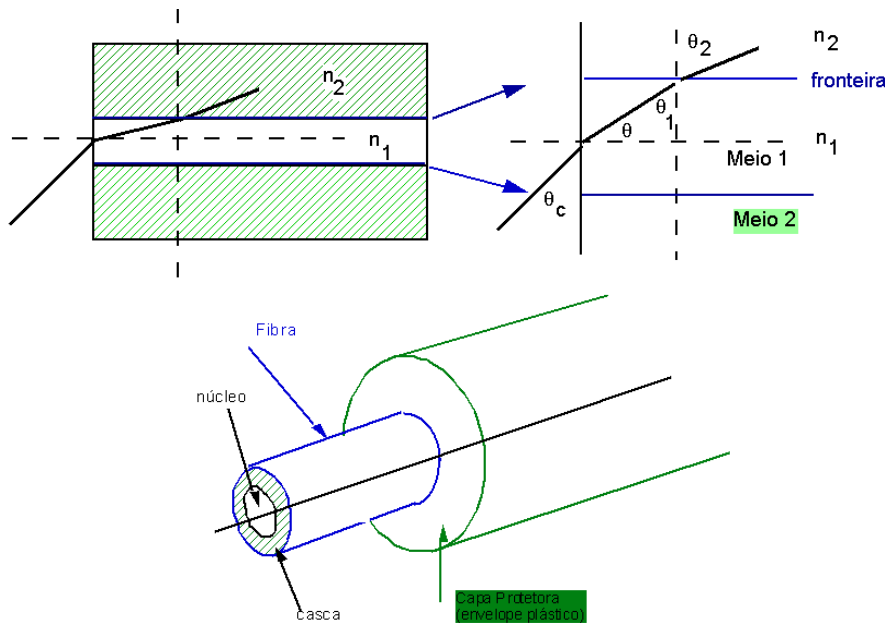


Figura 6.184- Fenômeno de reflexão / refração na fronteira de meios.

A fibra é constituída de um núcleo e uma casca (além do invólucro) com índices de refração diferentes. Sejam n_1 e n_2 os respectivos índices de refração.

Pela Lei de Snell-Descartes, $1. \text{sen } \theta_c = n_1 \text{sen } \theta$. Assume-se $n_1 > n_2$ e $\Delta n = n_1 - n_2$.

Ora, se o 2º meio apresenta um índice de refração inferior, i.e., $n_1 > n_2$, há então certo ângulo crítico a partir do qual a equação não é mais satisfeita. Explicitamente, a condição de direcionamento de um raio que chega à interface diotrópica núcleo-casca com ângulo de incidência θ_1 é

$$\text{sen } \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \text{sen } \theta_1 \geq 1.$$

Nestes casos, não há mais refração (θ_2) e o raio óptico é inteiramente refletido, permanecendo confinado ao meio 1.

$$\text{sen } \theta_1 > \frac{n_2}{n_1} \Rightarrow \cos \theta_1 < \sqrt{1 - (n_2 / n_1)^2}.$$

$$\text{Mas } \text{sen } \theta = \cos \theta_1 < \sqrt{1 - (n_2 - n_1)^2} \Rightarrow \text{sen } \theta_c < \sqrt{n_1^2 - n_2^2}.$$

Assim, os raios do feixe luminoso incidente podem ficar confinados ao tubo devido ao seu material apresentar um índice de refração superior ao do material externo e o ângulo de incidência não ser superior a certo valor limite.

Dados n_1 e n_2 , o ângulo (crítico) máximo θ_c até o qual o feixe pode entrar na fibra e continuar a propagação sem refração é determinado por:

$$\theta_c = \arcsen \left(\sqrt{n_1^2 - n_2^2} \right).$$

A quantidade $\text{sen } \theta_c$ é referida como a ABERTURA NÚMERICA, NA, da fibra. Raios incidentes em ângulos superiores a este limiar são apenas parcialmente refletidos e parte é refratada, causando uma rápida perda (raios de fuga).

Esta análise simplificada, ainda que grosseira, tem fundamental importância na compreensão do processo real, embora bastante mais complexo.

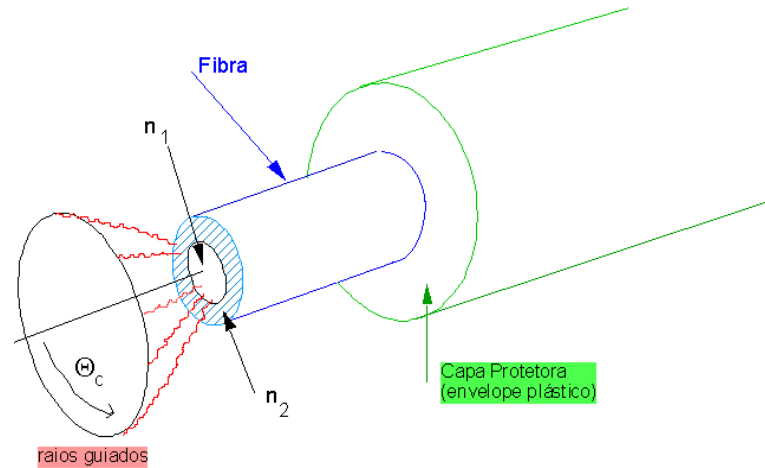


Figura 6.185 - Abertura Numérica de uma fibra óptica.

Levando-se em conta a Lei de Snell-Descartes, o ângulo θ_0 do raio incidente no exterior da fibra deve satisfazer

$$\text{sen } \theta_0 < \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \text{sen } \theta_c = NA .$$

$$NA := \text{sen } \theta_c = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} ,$$

n_1 e n_2 são os índices de refração do núcleo e da casca, respectivamente, e satisfazem à condição $n_1 > n_2$.

<http://mapageweb.umontreal.ca/hamamh/Fiber/FibSysOneRay.htm>

Uma configuração típica de um sistema de transmissão por fibras ópticas é mostrada na figura a seguir. Mostra-se que a faixa mais favorável de comprimentos de onda para fibras ópticas situa-se no infravermelho, na faixa de 800 - 1600 nm (iraser). Existem três regiões espectrais, conhecidas como janelas de transmissão:

	1ª janela) 850 nm	2ª janela) 1.300 nm	3ª janela) 1.550 nm.
ANO	1976	1992	1985

A transmissão em cada uma das janelas espectrais apresenta características distintas.

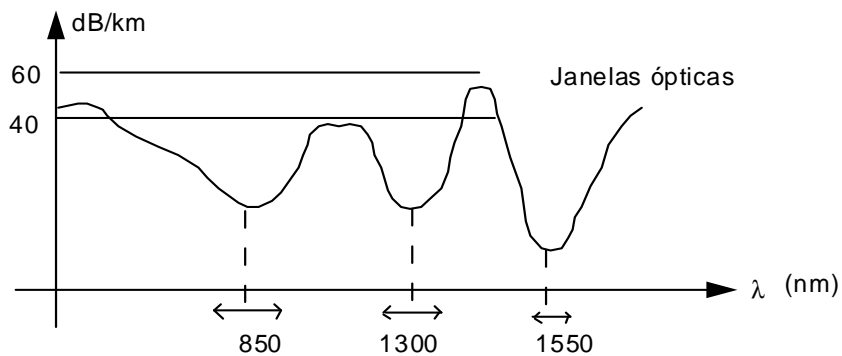


Figura 6.186 - Janelas Ópticas em fibras (aspecto qualitativo).

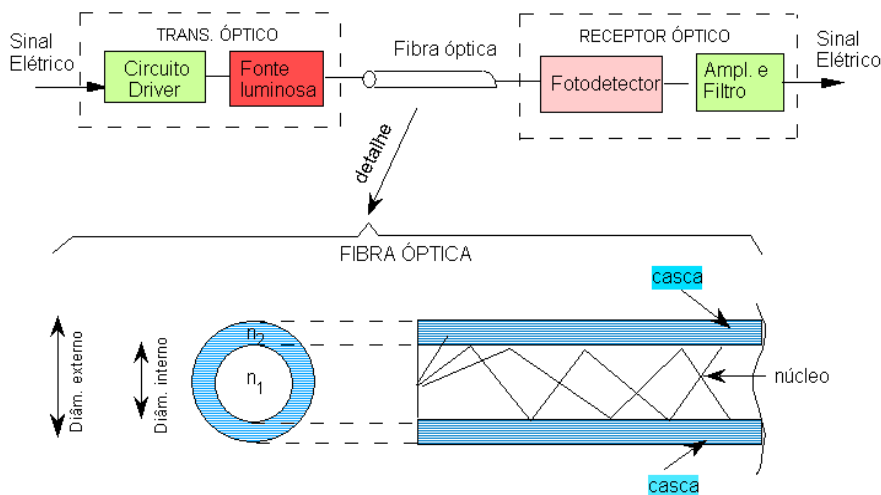


Figura 6.187 - Sistema Óptico: configuração típica.

Para uma fibra óptica típica, os índices de refração são $n_1=1,45$ e $\Delta n=10^{-2}$ ($n_2=1,44$), de modo que $\theta_c \approx 10^\circ$ e $NA \approx 0,17$.

A propagação da luz corresponde a um fenômeno de transmissão de ondas eletromagnéticas. As soluções das equações de **Maxwell** conduzem a ondas transversais elétricas (TE) e ondas transversais magnéticas (TM), identificadas como MODOS GUIADOS, ou simplesmente "modos". Pode ser demonstrado (o que foge ao escopo desta abordagem superficial) que o número de modos se exprime em termos da frequência normalizada V ,

$$V = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \frac{2\pi a}{\lambda} = 2\pi \frac{a}{\lambda} NA,$$

sendo $\lambda = 2\pi c/w$ o comprimento de onda do feixe e a o diâmetro do núcleo.

Mostra-se [GIO et al. 1991] que:

$$\#\text{modos} \approx \frac{V^2}{2} = \frac{2\pi}{\lambda^2} A_{core} (NA)^2,$$

λ é o comprimento de onda (no vácuo) do feixe de luz emitido,

$A_{core} = \pi a^2$ é a área do núcleo da fibra,

NA é a Abertura Numérica da fibra.

Claramente, é possível classificar as fibras quanto ao número de modos que podem se propagar: Fibras multimodo e fibras monomodo,

Para valores muito pequenos de diâmetro do núcleo " a " e da diferença Δn de índices de refração núcleo-casca, a fibra pode eventualmente tornar-se monomodo. Uma demonstração eletromagnética rigorosa conduz a conclusão que o funcionamento monomodo é obtido para $V < 2,4$.

A atenuação típica é da ordem de 10 dB/km para fibras multimodo e de 0,2 dB/km para unimodo. As fibras monomodo são obtidas reduzindo-se a área do núcleo e/ou a abertura numérica, de acordo com a expressão anterior para o número de modos.

O preço de cabos ópticos (monomodos) tem apresentado uma redução exponencial (1980-2000), com custo por metro aproximadamente dado por:

$$\text{US}/\text{m} \approx \exp(297,18 - 0,14979 \text{ ano}), \quad 1980 < \text{ano} < 2000.$$

Espera-se, portanto, um custo inferior a US\$0,10/m no início do milênio!

As primeiras fibras empregadas na transmissão de sinais digitais Mux 2 Mb/s a 140 Mb/s, apresentavam atenuação típica da ordem de 8 dB/km e exigiam um espaçamento cerca de 10 km entre estações repetidoras. As fibras posteriores, operam em níveis superiores da Hierarquia digital,

incluindo SDH e SONET, com perdas inferiores a 1 dB/km, garantindo um espaçamento superior a 30 km entre as estações regeneradoras. Hoje o quadro é bem melhor, com alcances superiores a 100 km.

Exercício 29.

Considerando-se uma fibra óptica com diâmetro do núcleo 50 μm e com índices de refração $n_1=1,45$ e $\Delta n=10^{-2}$, qual o número de modos presentes na transmissão de luz (iraser) com $\lambda=900$ nm?

Resposta- 440 modos!

Com relação aos transdutores para as conversões elétrico/óptica E/O e óptico/elétrica O/E, são empregados "fototransmissores" para o primeiro e "fotodetectores" para o segundo.

Fototransmissores

Empregam-se usualmente LEDs (Diodos Emissores de Luz) e DIODOS LASER (Arsenato de Gálio). Os espectros de emissão de luz são mostrados a seguir, num exemplo particular. Os LEDs tem tido uso em regiões metropolitanas, em enlaces de até 10 km.

Tipicamente, as potências médias emitidas por LEDs são da ordem de 1mW (LEDs de baixa potência 0,1 mW e de alta potência, 1 mW), enquanto que os DIODOS LASER emitem de 5 a 20 W. A confiabilidade estimada dos LASERs comerciais é da ordem de 25 anos.

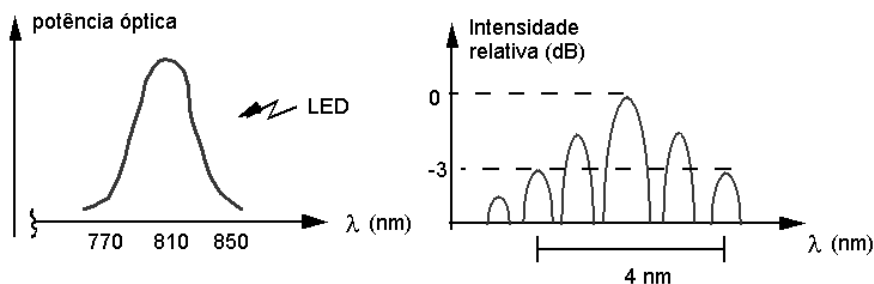


Figura 6.188 - Espectro de Emissão de Luz para fototransmissores.

Fotodetectores.

Na detecção óptica empregam-se usualmente FOTODIODOS PIN e FOTODIODOS DE AVALANCHE ou FOTOTRANSISTORES.

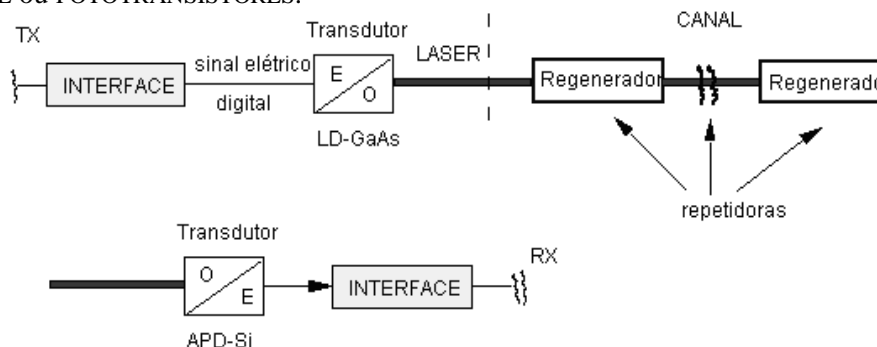


Figura 6.189 - Transmissão em fibras ópticas: transdutores e interfaces.

Legenda:
 LD-GaAs: diodo laser de Arsenato de Gálio,
 APD-Si: Fotodiodo de Avalanche de Silício.

Alguns fatores, referidos como "fatores de contaminação" interferem na detecção de sinais ópticos, particularmente:

- i) Corrente Escura (ruído quântico)
- ii) Ruído Balístico (Ruído de disparo)
- iii) Ruído Térmico.

Os diodos PIN são formados por uma região P, uma região N, fortemente dopadas, com uma zona Intrínseca I ligeiramente dopada, como mostrado na figura. A vantagem do emprego de fototransistores é uma maior sensibilidade à radiação luminosa incidentes, com relação aos fotodiodos (usualmente até 1 MHz). A uma taxa 45 Mbps, necessita-se cerca de -50 dBm na recepção ($0,01 \mu\text{W}$) para assegurar uma taxa de erros 10^{-9} .

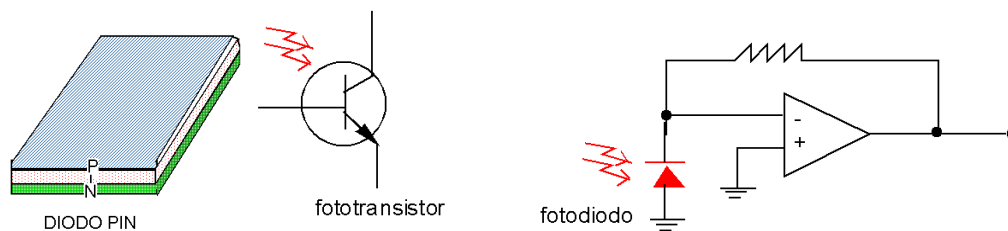


Figura 6.190 - Fototransmissores.

Tipos de Fibra Óptica

As figuras seguintes ilustram as mais importantes características dos três tipos de fibras mais usados, incluindo diâmetros, variação do índice de refração, trajetos dos feixes etc.

Além da fibra monomodo, existem dois tipos de fibras multimodo (quando a transmissão do feixe luminoso se faz em multitrajeto): Índice degrau e Índice gradual.

No caso DEGRAU, há uma diferença abrupta no índice de refração do núcleo e da casca. No caso GRADUAL, deposita-se a partir do eixo longitudinal, 30 a 50 camadas com índices de refração progressivamente menores. Isto constitui um núcleo no qual o índice de refração varia gradualmente, em geral de forma parabólica.

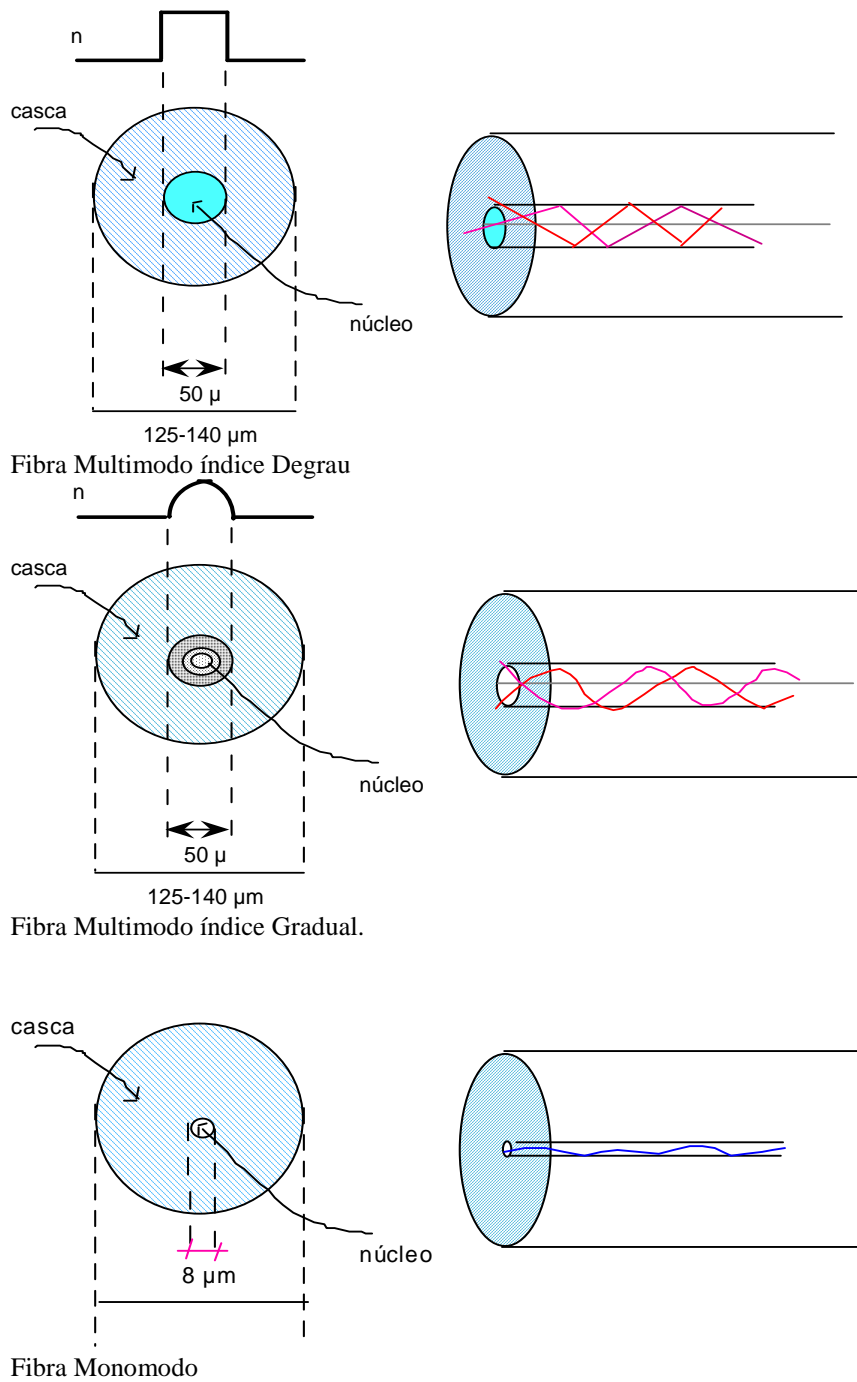
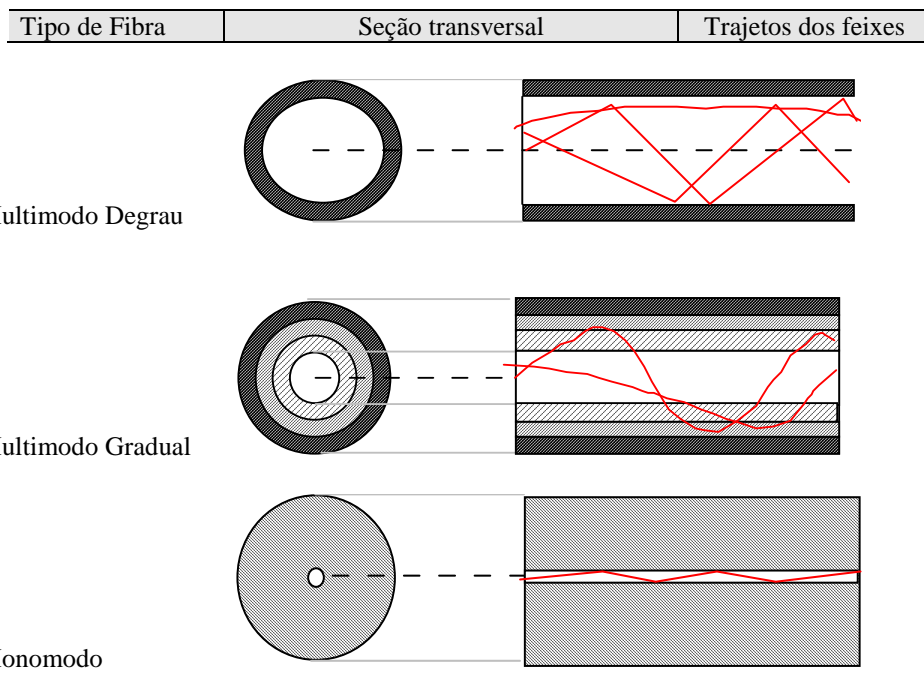


Figura 6.191 – Diferentes fibras ópticas: multimodo e monomodo. Índice de refração degrau e gradual.



Atenuação em Fibras Ópticas

Além de imperfeições do Guia e emendas (conexões e soldas), dois fatores contribuem para as perdas na transmissão via fibras:

- O Espalhamento Intrínseco (Difusão)
- A Absorção Intrínseca (Absorção)

A figura a seguir exhibe a atenuação em vários meios de transmissão, mostrando uma das vantagens das fibras ópticas. Ao lado, a atenuação em termos do comprimento de onda da luz emitida, com as faixas em que há espalhamento e absorção.

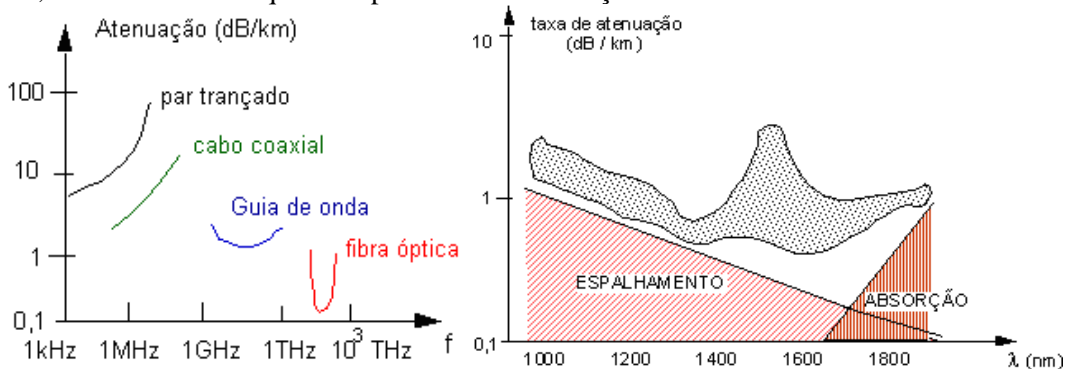


Figura 6.192 - Perdas em fibras ópticas em função da luz emitida.

A atenuação mínima ocorre em torno de 1.550 nm (emissão iraser). As perdas por difusão de Rayleigh são dadas aproximadamente por:

$$\alpha(dB.km^{-1}) = \frac{0,75 + 60\Delta n}{\lambda^4 (\mu m)}$$

Valores típicos em $\lambda=1.300$ nm são: fibras multimodo 0,5 dB/km e fibras monomodo 0,3 dB/km.
Valores Típicos da Atenuação:

Absorção	0,1 dB /km	para $\lambda=0,8 \mu\text{m}$
	0,01 dB/km	para $\lambda=1,5 \mu\text{m}$
	1 dB/km	para $\lambda=1,8 \mu\text{m}$
Difusão	0,5 dB/km	para $\lambda=1,3 \mu\text{m}$ (multimodo)
	0,3 dB/km	para $\lambda=1,3 \mu\text{m}$ (monomodo).

Adicionalmente, deve-se tomar cuidado nas junções (emendas) e com problemas de curvaturas – As perdas envolvidas são da ordem de 0,5 dB/conector e 0,1 dB/solda (emenda mecânica ou fusão). Obviamente, a atenuação de uma fibra óptica exige certo número de repetidores, dependendo diretamente do grau de atenuação.

Dispersão em Fibras

Ao se transmitir um pulso, verifica-se que o mesmo sofre dispersão. A dispersão causa uma queda na taxa de transmissão do sistema. São três os tipos de dispersão que ocorrem nas fibras ópticas, a saber:

- Intermodal (só atinge fibras multimodo)
- Cromática (material)
- Guia de Onda (dispersão de polarização).

i) Modal.

Ocorre devido à existência, em fibras multimodo, de vários trajetos com diferentes comprimentos. Como consequência, todos os raios não chegam simultaneamente. O retardo médio (ID) é dado por:

$$\sigma \approx \frac{(NA)^2}{4\sqrt{3}n_1c} L, \text{ em que } c \text{ é a velocidade da luz e } L \text{ o comprimento da fibra.}$$

ii) Cromática (material).

Causada pela variação do índice refrativo do vidro com o comprimento de onda, i.e., o índice de refração depende da frequência óptica emitida.

iii) Guia de onda.

Ocorre devido à luz, em uma fibra monomodo, não está totalmente confinada ao núcleo.

Características das Janelas de Transmissão

Cada uma das três regiões espectrais conhecidas como janelas de transmissão (850 nm, 1300 nm e 1550 nm) apresenta características particulares, algumas das quais se encontram resumidas na tabela que segue.

Tabela VI.16 - Característica de fibras operando em diferentes janelas espectrais.

JANELA	CARACTERÍSTICAS
850 nm	Alta atenuação, alta dispersão, baixo custo
1300 nm	Média atenuação, baixa dispersão, médio custo
1559 nm	Baixa atenuação, média dispersão, alto custo

No Brasil, o CPqD desenvolveu uma família de Equipamentos de linha para fibras ópticas (*Fiber Optic Line Equipment* ELO). O ELO-34 é um dispositivo projetado para interfacear com MUX PCM-480 para redes de fibras ópticas urbanas e metropolitanas. As fontes luminosas são Laser de GaAlAs/Ga As, empregando código de linha 3B4B para fibras índice gradual com taxa de 45 Mb/s, com repetidoras espaçadas de 15 km. O ELO-34 emprega Laser duplo InGaAs/InP nas janelas 1300-1550 nm para fibras unimodais, com repetidoras espaçadas até de 70 km. Já o ELO-TV permite interconexão de centros distribuidores de TV distantes de 10 km, empregando FM. A fonte de luz é um Laser ou LED na janela 850 nm, com detectores PIN ou fotodiodos avalanche.

A seguir, as características da ELO-140 são mostradas.

ELO 140	Janela	Laser	Alcance
	1,3 μm	Baixa potência	50 km
	1,3 μm	Alta potência	75 km
	1,55 μm	Alta potência	140 km

Tabela VI.17 - Dados sobre a Tecnologia Óptica (ENLACES TÍPICOS).

Enlace	Janela	Diodo LASER	Alcance
ELO 34	($\lambda=1,3 \mu\text{m}$)	baixa potência (0,1 mW)	55 km
ELO 140	($\lambda=1,3 \mu\text{m}$)	baixa potência	50 km
ELO 140	($\lambda=1,3 \mu\text{m}$)	1 mW	75 km
ELO 140	($\lambda=1,55 \mu\text{m}$)	1 mW	140 km

Uma sinopse dos parâmetros típicos das fibras ópticas dos tipos multimodo e monomodo pode ser vista na tabela seguinte.

Tabela VI.18 - Parâmetros Típicos de Fibras
(diâmetro revestimento 250 μm).

parâmetro \ Fibra	Multimodo (índice degrau)	Multimodo (índice gradual)	Monomodo
Atenuação	850 nm 4-7 dB/km	850 nm 3-4 dB/km	1300 nm 0,35-0,4 dB/km
Dispersão intermodal	20 MHz.km	1300 nm 0,7-2 dB/km	1550 nm 0,2-0,25 dB/km
Diâmetro núcleo / casca	100 / 190 μm	50 μm / 125 μm (85 μm / 125 μm)	> 10 ⁵ MHz.km 5 μm / 125 μm

Uso de Fibras Ópticas em Telecomunicações

Na fibra monomodo a luz é transmitida somente no modo principal, minimizando a distorção dos pulsos de luz, o que possibilita um aumento na distância em que o sinal pode ser transmitido. Praticamente todas as aplicações de telefonia e CATV utilizam a fibra monomodo em função da exigência de maiores taxas de transmissão e menores atenuações para a transmissão do sinal. Assim, redes digitais com taxas de transmissão em Gbits/s também usam fibras monomodo. Elas são a opção preferida para quase todas as comunicações envolvendo longas distâncias.

As fibras ópticas são usualmente empregadas a partir da 2ª-ordem da Hierarquia mux digital. É interessante notar que o emprego de fibras exige na interface, a conversão do código de linha HDB3 empregado nos MUX para binário sem retorno ao zero, NRZ.

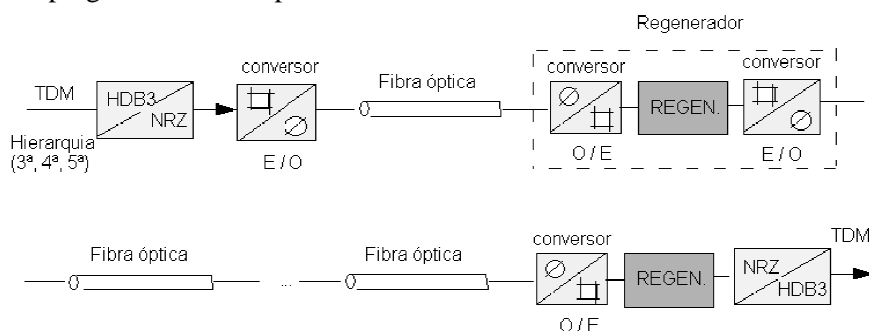


Figura 6.193 - Característica dos Regeneradores em enlaces de fibras ópticas para sinais mux TDM.

Usualmente, a regeneração nas estações repetidoras é feita com o sinal elétrico, i.e., após a conversão óptico/elétrica, isto devido à dificuldade de implementação diretamente com o sinal luminoso. Entretanto, já existem regeneradores ópticos. Outra aplicação interessante mostra um transmissor/receptor óptico para áudio.

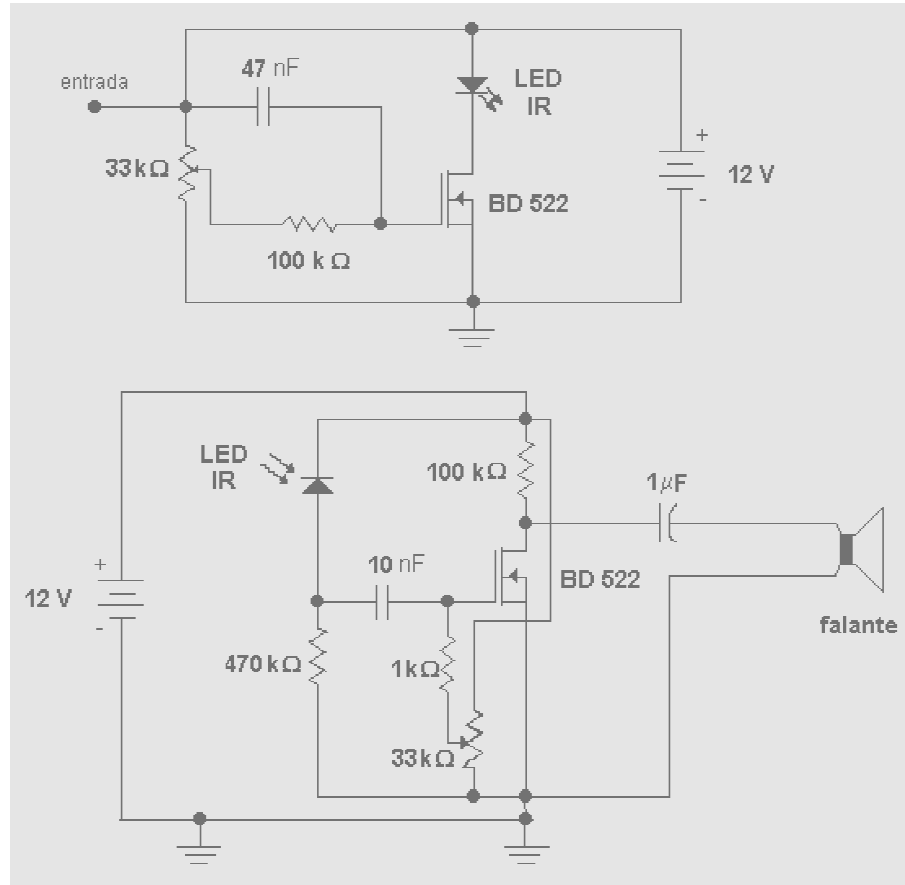


Figura 6.194 - Transmissor de áudio em infra-vermelho.

Sistemas Ópticos Coerentes

Mais recentemente, muito tem sido pesquisado com sistemas ópticos coerentes. Uma possível configuração é mostrada na figura a seguir, na qual se emprega modulação com detecção síncrona.

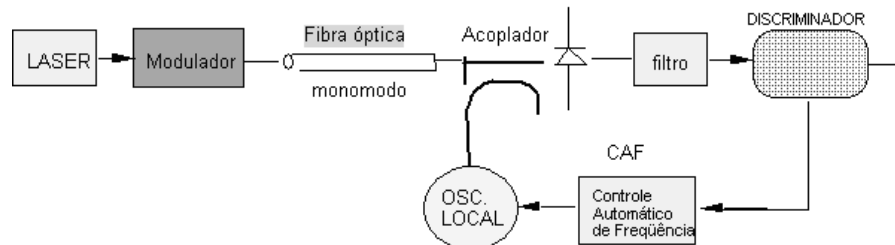


Figura 6.195 - Sistema óptico coerente.

Os sistemas ópticos coerentes apresentam várias vantagens sobre os sistemas de detecção direta, entre elas: Melhoria da sensibilidade, melhoria da seletividade e possibilidade de multiplexação. A maior desvantagem é relativa a uma maior complexidade e custo elevado.

Exercício 30.

Exemplificando o projeto de um sistema por fibras ópticas, considera-se o cálculo da atenuação mínima do enlace. A degradação devido à dispersão é considerada pequena, provido que o retardo S devido ao espalhamento seja inferior a $1/2B$, sendo B a banda passante ($S < 1/2B$).

Solução. A atenuação total é a soma da atenuação da fibra e a atenuação dos conectores (soldas 0,1 dB). Portanto, a atenuação máxima permitida em um enlace é dada por:

$$A_{\text{máx}} = P_T - P_R - M - n A_C,$$

em que P_T é a potência transmitida,

P_R é a potência mínima requerida no receptor, fixado uma BER (usualmente 10^{-9}),

n é o número de conectores,

M é a margem de segurança para o equipamento, usualmente assumida 6 dB.

Com o desenvolvimento de uma rede de fibras ópticas em nível mundial, construiu-se um enlace de fibras (OPGW) entre o Rio de Janeiro e Fortaleza, com comprimento em torno de 4.000 km. Duas rotas estão sendo expandidas: A primeira ao longo da orla marítima; e a segunda pelo interior (Salvador-Paulo Afonso-Fortaleza), em parceria com a CHESF- *Cia Hidroelétrica do São Francisco*. Este sistema permitirá a interligação do Brasil na Rede Internacional.

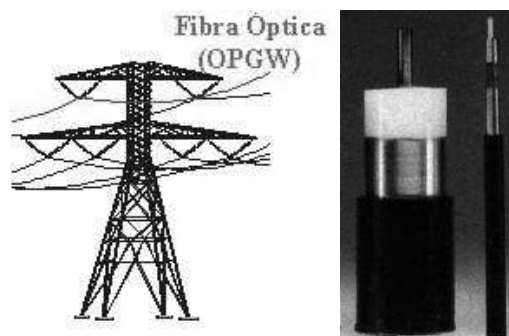


Figura 6.196 – a) Ilustração dos cabos OPGW para comunicações em linhas de transmissão. b) Cabos submarinos (a direita, cabo óptico TAT, substituindo cabo convencional, a esquerda).

Alguns dados sobre as instalações de fibras no Brasil são apresentados a seguir. O enlace RIO DE JANEIRO / SÃO PAULO em fibras ópticas opera com 12 pares de fibras (1993) com capacidade de 136.000 ligações telefônicas. No Brasil, já haviam sido instalados em 1995, em torno de 500.00 km de cabos de fibras óptica.

Os dois enlaces internacionais:

- Fortaleza (CE)- Saint Thomas (Caribe)- Vero Beach (Flórida),
Extensão de 8.000 km, com capacidade para 12.000 canais telefônicos.
- Brasil-Uruguaí.

Configurações de Redes Metropolitanas de fibras ópticas são ilustradas a seguir, mostrando a rede nas Regiões do Grande Recife e São Paulo.

OPGW e Anéis Ópticos

Entre os sistemas ópticos de comunicação, o sistema com cabo OPGW (*Optical Ground Wire*) é bastante difundido em companhias de transmissão de energia elétrica. A imunidade da fibra às interferências eletromagnéticas conduziu ao desenvolvimento de cabos especiais que podem acompanhar as LTs de alta tensão, formados por fibras ópticas no interior de um cabo pára-raios.

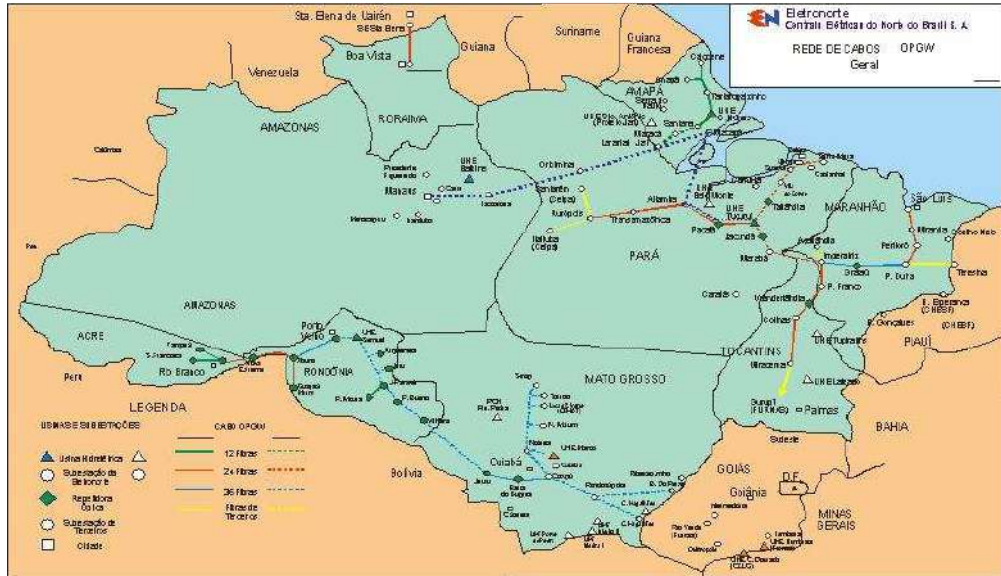


Figura 6.197 – Sistema óptico CHESF: OPGW no Sistema Norte.

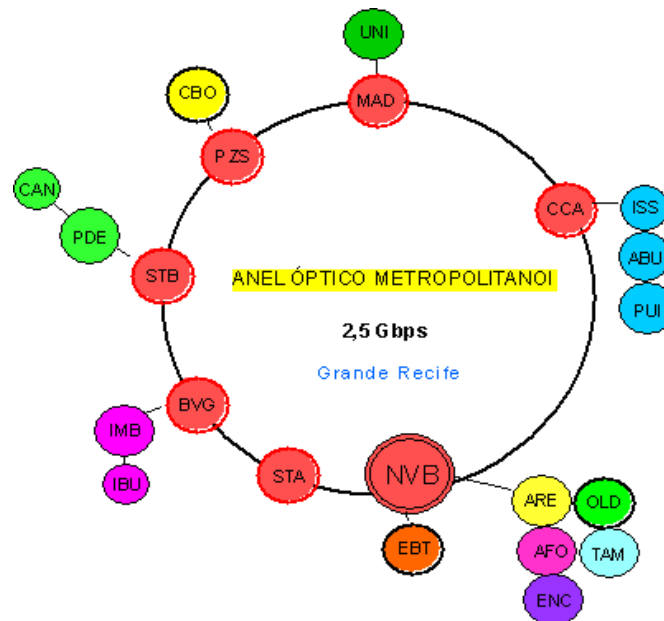


Figura 6.198 - Sistema Óptico Metropolitano do Recife (Anel principal 2,5 Gbps).

As centrais do anel principal são NVB (nova Boa Vista), STA (Santo Antônio), BVG (Boa Viagem), STB (Setúbal), PZS (Prazeres), MAD (Madalena), CCA (Casa Caiada).

NVB- EBT (Embratel), ARE (Areias), AFO (Afogados), ENC (Encruzilhada), OLD (Olinda), TAM (Tamarineira). BVG- IMB (Imbiribeira) IBU (Ibura)

STB- PDE (Piedade), CAN (Candeias), PZS - CBA (Cabo)

MAD – UNI (Cidade Universitária), CCA – ISS (Igarassú)

ABU (Abreu e Lima) PUI (Paulista).

Mesmo desatualizadas, as configurações mostradas fornecem uma ideia sobre a instalação de redes ópticas.

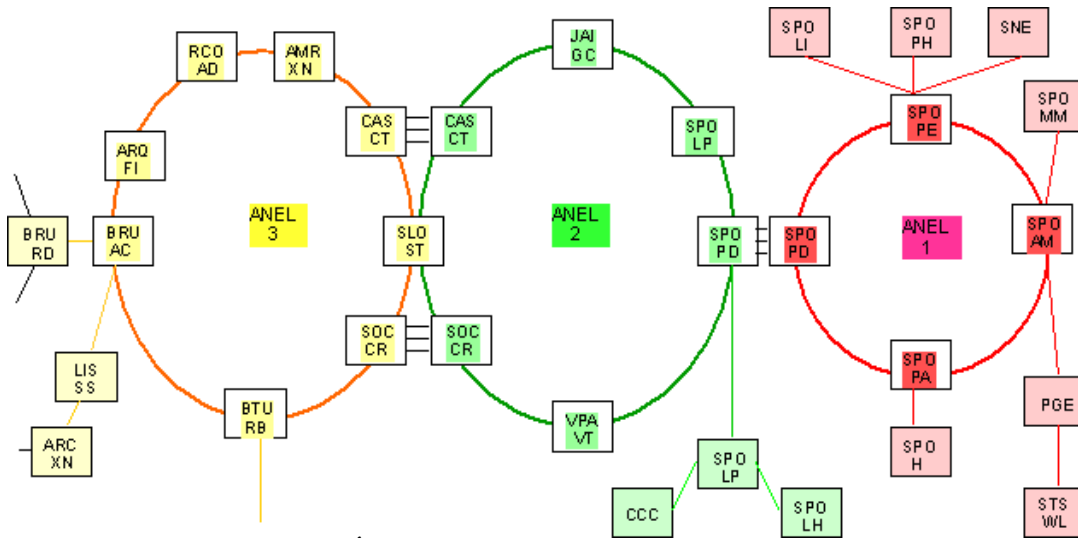


Figura 6.199 - Sistema Óptico Metropolitano de São Paulo (três anéis principais).

O primeiro anel óptico envolve a área metropolitana, o segundo anel São Paulo, Campinas e Sorocaba, enquanto que o terceiro anel inclui Campinas, Sorocaba, Botucatu, Baurú e Araraquara. A rede de fibras no estado de Pernambuco também é mostrada na próxima ilustração. Vê-se em pontilhado os pontos de saída do estado (para Bahia, Ceará, Paraíba, Alagoas)

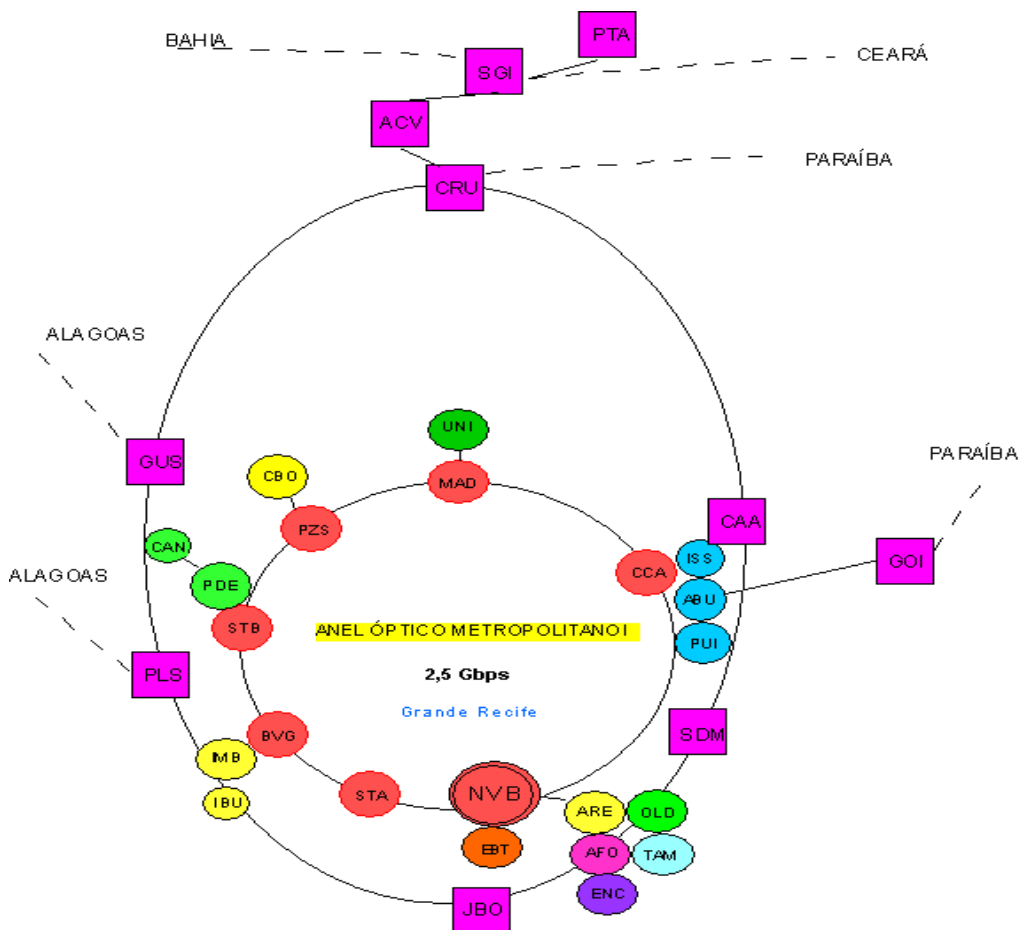


Figura 6.200- Sistema Óptico Estadual (Pernambuco).

PROBLEMAS PROPOSTOS VI

6.1 Deduza a fórmula de Poisson (S. Denis), relacionando amostras no tempo e na frequência: Se $f(t) \leftrightarrow F(f)$,

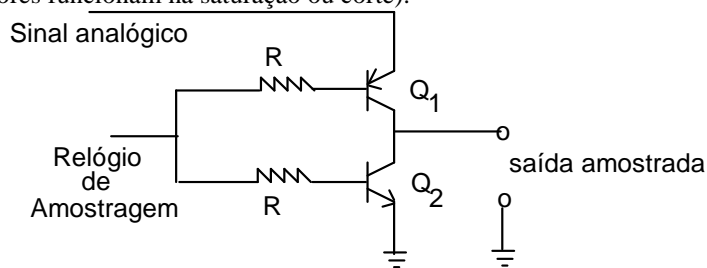
então vale
$$\sum_{-\infty}^{+\infty} f(kT_s) = f_s \sum_{-\infty}^{+\infty} F(nf_s).$$

Sugestão: Considere a integral da função amostrada $f_s(t) = f(t)\delta_{T_s}(t)$, na reta real.

6.2 Os sinais abaixo não são estritamente limitados em banda, entretanto podem assim ser considerados por aproximação. Estabeleça um critério para realizar a aproximação e encontre a taxa de amostragem que deve ser usada.

- a) $e^{-2|t|}$ b) $t e^{-t} u(t)$ c) $\Pi(t/20)$.

6.3 Explique o funcionamento do amostrador tipo chave eletrônica com par de transistores complementares (NPN-PNP). (Os transistores funcionam na saturação ou corte).



6.4 Dispõe-se de um circuito de amostragem e retenção com um tempo de aquisição de 20 μ seg. Ele corresponde ao intervalo de tempo após o comando de amostragem necessário para atingir-se o modo de retenção. Mais especificamente, para o capacitor armazene a tensão amostrada dentro de uma margem de erro especificada (e.g. 0,2%). Verifique se este circuito pode ser empregado na digitalização de sinais de vídeo. Repita para sinais de voz.

6.5 Dois canais de banda 5 kHz e 10 kHz são mux em PAM/TDM. A amostragem é feita por um gerador de pulsos que tem como saída uma onda quadrada. Os sinais são transmitidos em um canal com largura de faixa B Hz. Qual a frequência do gerador de onda quadrada? Qual deve ser a banda passante mínima do canal?

6.6 Uma tensão $m(t) = 10 \text{sen} 2\pi 10^3 t$ é aplicada a um sistema PCM com 8 níveis usando uma taxa de amostragem de 3 kHz. Esboce um gráfico das saídas do quantizador e do codificador.

6.7 Um sinal tem espectro limitado em 3,6 kHz e deve ser transmitido via PCM em um canal cuja máxima taxa admissível é de 40 kbits/seg. Esboce um diagrama para o TX, especificando todos os valores dos parâmetros projetados.

6.8 Nos casos onde há restrição de qualidade, e se dispõe de canais de baixa capacidade (em bits/s), um sinal de voz pode ser limitado usando passa-baixa em 2 kHz. A quantização ocorre em apenas 32 níveis distintos. Esboce o transmissor e o receptor para este sinal, e calcule a velocidade de transmissão na linha.

6.9 Projete um codificador PCM ternário para sinais de voz, de modo a resultar, aproximadamente, no mesmo erro de quantização do sistema binário normalmente usado. Indique todos os valores envolvidos.

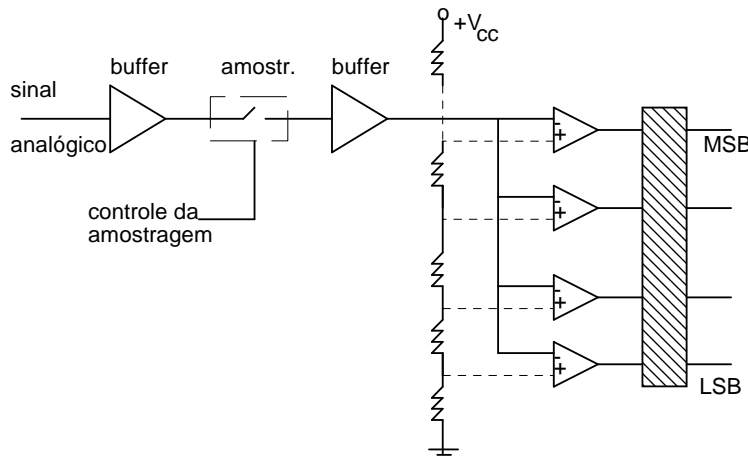
6.10 Quatro sinais de banda limitada em $W, W, 2W$ e $4W$, respectivamente, são multiplexados TDM. Conceba uma configuração para o comutador tal que cada sinal é amostrado periodicamente na sua taxa de Nyquist e os valores das amostras são intercalados.

6.11 Usando diagrama de blocos, projete um sistema PCM/TDM para três canais banda limitada em 5 kHz, 10 kHz e 5 kHz, respectivamente. Cada sinal é amostrado na sua taxa de Nyquist e quantizado em 128 níveis. Determine a duração mínima de bit usada, bem como a largura da banda passante requerida.

6.12 Três sinais com banda passante limitada em 5, 10 e 20 kHz são amostrados e quantizados em 256 níveis. Cada canal é amostrado na taxa mínima e a duração do sinal transmitido é de 10 minutos. Quantas amostras são tomadas em cada sinal? Quantos bits são produzidos se uma codificação PCM é usada?

6.13 Um dos primeiros sistemas PCM para voz introduzidos na Bell System, foi o MUX TDM/PCM com saída de 1,544 Mbits/s (padrão T1). Nele, 24 canais de voz são multiplexados, e pulsos adicionais de sincronismo são introduzidos (*housekeeping pulses*). Calcule quantos bits de sinalização e controle, por quadro, são adicionados ao sinal multiplexado. Considere 128 níveis de quantização - a recomendação atual é diferente.

6.14 Uma possível implementação para conversão A/D de sinais consiste na Conversão por Comparadores Paralelos, como mostrado. Explique seu funcionamento, discutindo possíveis vantagens e desvantagens.



Resp. e.g. Rapidez, pois a conversão é paralela. Alto custo, devido grande nº de comparadores.

6.15 A compressão logarítmica é usualmente adotada para comunicação de sinais de voz; quando empregada,

$$v_o = \text{sgn}(v_i) v_{\max} \frac{\ln(1 + \mu|v|/v_{\max})}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 < |v_i| < v_{\max}$$

Desenhe a característica do compressor, tomando $\mu=0, 3$ e 100 . Trace a característica do expensor correspondente. Se existem 32 níveis de quantização uniformes, discuta a variação do tamanho do degrau versus tensão de entrada.

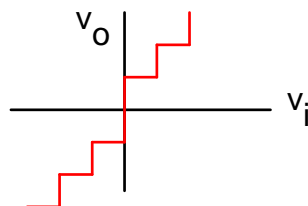
6.16 Qual a diferença entre um compressor de áudio e um pré-amplificador? O que é preferível (em que situações)?

6.17 Para o quantizador com característica apresentada abaixo,

a) desenhe a curva do erro de quantização, $\epsilon = (v_o - v_i) \times v_i$.

b) Desde que ϵ é periódico, calcule a série de Fourier $\epsilon = \epsilon(v_i)$.

c) Mostre que o erro médio quadrático é $\overline{\epsilon^2} = \Delta^2/12$.



6.18 Por que a compressão de áudio não é adotada na rádio-difusão comercial AM? Haveria melhoria de qualidade?

6.19 Suponha que a entrada em um DM é uma rampa $m(t)=kt$. Mostre graficamente, determinando $\tilde{m}(t)$, que a sobrecarga na inclinação ocorre quando k excede um valor específico. Qual este valor, em termos do tamanho do passo S e a frequência do relógio f_s ?

6.20 Para o sinal $m(t)=M \sin \omega_o t$ em um Δ -modulador de passo com amplitude S , explique o que acontece com o sinal de rastreamento se $2M < S$. Isto é referido como limitação no tamanho do passo.

6.21 Escreva a equação de diferenças não-linear do modulador delta. Admita um sinal entrante $m(t)=18 \cdot 10^{-3} \sin 2\pi t$ e assuma amostras ocorrendo a cada 0,05 seg, partindo de $t=0,01$ seg. O tamanho do passo é 5 mV. Desenvolva e execute um programa para resolver a equação para $\Delta(t)$. Repita quando as amostras ocorrem cada 0,1 seg e compare os resultados.

6.22 A frequência de amostragem (taxa do relógio) na modulação DM deve obedecer à taxa de Nyquist? Explique.

6.23 Um degrau unitário passa através de um passa-baixa com corte em 5 kHz, e é aplicado a um DM com passo $S=50$ mV e relógio $f_s=64$ kHz. Estime quanto tempo dura a sobrecarga de inclinação. Sugestão: Use um LPF ideal para avaliar o resultado.

6.24 Repita a questão anterior empregando um sistema HIDM (delta adaptativo) e compare os resultados encontrados.

6.25 Como exemplo de um sistema HIDM, admita que o controle do tamanho do passo é realizado de acordo com a seguinte lógica:

- a) O menor passo é sempre S .
- b) Um segundo pulso de polaridade idêntica ao primeiro não altera o passo.
- c) Pulsos consecutivos com polaridade similar ($N > 2$), produzem saltos cujos tamanhos são dobrados a cada novo pulso.
- d) Após uma inversão de polaridade, o tamanho do passo é reduzido à metade.

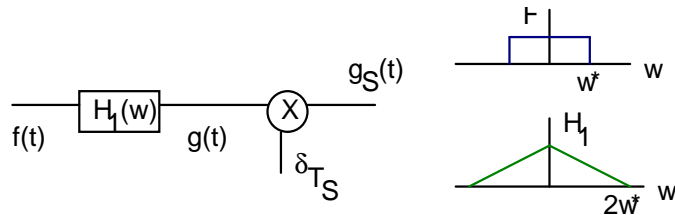
Considere então um tom senoidal $16 \sin 2\pi t$ mV, e um tamanho de passo mínimo $S=1$ mV. Suponha uma amostragem feita com $f_s=32$ Hz. Esboce os sinais de entrada, o sinal de rastreamento, e o sinal HIDM.

6.26 Na modulação Δ -adaptativa, o controle de ganho pode ser implementado segundo a lógica: i) O ganho mínimo é $k=1$, ii) A cada N pulsos de mesma polaridade, o ganho é $k=N$, iii) Se a polaridade dos pulsos muda, $k=N-2$, o ganho reduz pela metade.

Considere um tom senoidal $\sin 2\pi t$ amostrado com $f_s=20$ Hz....

6.27 Um sinal $f(t)$ é banda limitada em f_m Hz. Encontrar o espectro do sinal amostrado, se a amostragem natural se realiza com um pulso de forma arbitrária $p(t) \leftrightarrow P(w)$. Suponha que a duração do pulso é menor que o intervalo de amostragem. Observe o espectro quando $p(t)=\Lambda\left(\frac{t-\tau/2}{\tau}\right)$, em particular.

6.28 Um sinal $f(t)$ é transmitido através de um sistema linear com função de transferência $H_1(w)$. A saída $g(t)$ é amostrada instantaneamente, $g_s(t)=g(t)\delta_{T_s}(t)$, como mostrado.



Quais os valores de f_s que permitem a reprodução exata de $g(t)$? Projetar uma rede linear $H_2(w)$ de modo que $f(t)$ possa ser re-obtido a partir de $g_S(t)$.

6.29 Generalize o teorema da amostragem uniforme para sinais cujo espectro vai de f'_m a f_m Hz. Mostre que a taxa de amostragem deve ser de $f_s \geq \frac{2f_m}{n}$, em que $n = \lfloor f_m / (f_m - f'_m) \rfloor$. Sugestão: Empregue um passa-faixa para recuperar o sinal.

6.30 Generalize o teorema da amostragem de Shannon para sinais bidimensionais $f(x,y)$ com limitação em banda passante diferente em cada direção, f_{mx} e f_{my} , respectivamente, mostrando que:

$$f(x,y) \cong \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f\left(\frac{m}{2f_{mx}}, \frac{n}{2f_{my}}\right) Sa(2\pi f_{mx}x - m\pi) Sa(2\pi f_{my}y - n\pi) \quad -\infty < x, y < +\infty$$

6.31 Aplicando um método numérico (e.g. Newton-Raphson), desenvolva um procedimento iterativo para encontrar a frequência de 3 dB de um canal modelado por passa-baixa de primeira ordem, necessária para que o sinal de diafonia no canal adjacente esteja 60 dB abaixo do sinal desejado.

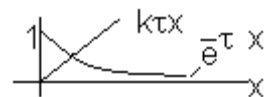
6.32 Admitindo que o canal é modelado por um passa alta RC com frequência de 3 dB $f_c = 1/2\pi RC$, mostre que o fator de diafonia é dado por $K \cong \tau/\tau_c$.

Sugestão: considere a aproximação em série de Taylor para $\exp(-\tau/\tau_c)$, $\tau \ll \tau_c$.

6.33 Encontre a banda passante necessária para manter o fator de diafonia em -60 dB, supondo um sistema PAM/TDM multiplexando 12 canais de voz. Arbitre um valor adequado para o tempo de retenção de amostras. Conhecendo K, τ e τ_g , encontre τ_c resolvendo a equação transcendental

$$\frac{k\tau}{\tau_c} - e^{-\tau_g/\tau_c} = 0.$$

Sugestão: Tome $x = \tau_c^{-1}$ e avalie grosseiramente o zero da equação acima usando a figura:



Determine a raiz exata da equação por um método numérico (MIL, bisserção, Newton-Raphson etc.) para refinar a solução gráfica.

6.34 Admitindo uma MUX de 12 canais de voz, considera-se $\tau = 6,8\mu s$ e $\tau_g = 3,6\mu s$. Avalie o fator de diafonia no canal adjacente ($N+1$), quando a transmissão é realizada num canal com frequência de corte de 210 kHz.

6.35 Para o exemplo anterior, calcule o fator de diafonia em dB para o canal seguinte ao canal adjacente (i.e., canal $N+2$).

6.36 Quantos canais podem ser multiplexados digitalmente PAM em um canal de banda passante 400 kHz, se o fator de diafonia deve ser mantido abaixo de 60 dB? Para estimar o tempo de guarda, considere $\tau \cong 2\tau_g$.

6.37 Discuta a escolha do nível limiar de decisão (discriminador/Schmitt-trigger) no gerador de PDM.

6.38 Descreva os processos de modulação e demodulação de sinais PTM.

6.39 Explique porque o DPCM é atrativo para sinais de vídeo, mas o PCM é mais usado para sinais de voz.

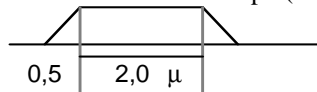
6.40 Um sistema PCM binário para TV monocromática amostra o sinal de vídeo na taxa de Nyquist e emprega 256 níveis de quantização. Já um sistema para TV colorida requer uma amostragem cerca de 10.000.000 amostras/seg (!) e emprega 512 níveis de quantização para obter boa qualidade. Esboce o diagrama do receptor, e avalie a velocidade de transmissão em ambos os casos. Qual a largura de faixa necessária? Conclua porque atualmente empregam-se largamente técnicas de compressão.

6.41 Quantos canais de voz podem ser multiplexados em uma linha MUX PCM/TDM de 4ª ordem? Se cada canal fosse um canal digital de voz PCM clássico, qual a taxa correspondente a este número de canais? Explique a diferença.

6.42 Explique o funcionamento de um codificador PCM com conversão A/D por rampa.

6.43 Nos sistemas CD (*digital audio systems*) introduzidos em 1983, amostra-se o sinal de áudio representativo das ondas acústicas 44.000 vezes por segundo (A máxima frequência audível é cerca de 20 kHz). Explique. A conversão A/D é feita com 16 bits, em dois canais estereofônicos. Os bits são agrupados para construir um quadro de 6 amostras. Quantos bits de áudio por quadro são produzidos? Emprega-se codificação para controle de erros além de símbolos de sincronismo, totalizando 588 bits/quadro. Qual a taxa útil de informações por quadro armazenado?

6.44 Um sistema PPM para MUX nove canais de voz, emprega pulsos trapezoidais como mostrado. Suponha que são usados pulsos marcadores (SYNC) ocupando 5µS cada e que o deslocamento máximo em torno da posição zero é de ±3µS. Determine o intervalo de tempo (*time slot*) e o tempo de proteção.



6.45 Determine o espectro de um sinal PDM com um tom senoidal, a partir da expressão em série para a portadora não modulada: $S(t) \cong d + 2d \sum Sa(n\pi d) \cos n\omega_s t$, $d = t_s/T_s$. Admita $\tau = \tau_s(1 + m \text{sen} m t)$, $m < 1$.

6.46 O sinal telegráfico tipicamente emprega transmissão assíncrona com bits de STOP de duração maior que os demais, com um código de 5 bits. A rede de telex usualmente opera numa velocidade de 50 bauds. Calcule quantas palavras podem ser transmitidas por minuto, admitindo (estatisticamente) uma palavra média de 5 caracteres alfa-numéricos e um espaço.

6.47 Sinais de telex com velocidade de modulação 50 bauds são transmitidos em FSK com um desvio de 30 Hz. Mostre que a largura de faixa exigida é cerca de 120 Hz.

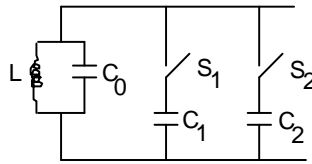
6.48 Um canal telefônico de 300 a 3300 Hz permite a MUX FDM via FSK de 24 canais de telex. A primeira portadora virtual localiza-se em 420 Hz. Esboce o espectro do sinal multiplexado, indicando a alocação de cada canal telex dentro do canal de voz.

6.49 A transmissão em RTTY (*radioteletype*) amplamente usada por radioamadores, emprega modulação FSK binária com frequências $f_0 = 2925$ Hz e $f_1 = 2125$ Hz. Estime a banda passante exigida para a transmissão do sinal, se a velocidade dos dados digitais gerados é de 50 bauds. Sugestão: Suponha a transmissão de uma onda quadrada (pior caso!) e escolha f_m como a frequência fundamental desta onda. Use a regra de Carson para estimar a largura de faixa.

6.50 Na rede de TELEX (*teleprinter exchange*), os sinais ocupam uma banda de 120 Hz. Admitindo um canal de voz de 300 a 3300 Hz, quantos canais de telex podem ser enviados MUX FDM em um único canal?

6.51 A implementação de um modulador FSK multinível pode ser feita considerando o método direto de FM, através do circuito abaixo. Explique seu funcionamento e indique quais as frequências f_i transmitidas. "0" indica chave aberta e "1" chave fechada.

SÍMBOLO		FREQ.
S1	S2	FSK
0	0	f1
0	1	f2
1	0	f3
1	1	f4



6.52 Um sinal PCM é transmitido em um canal com corte em f_c Hz. Se a duração de cada bit é $T_{\text{bit}}=1/f_c$, esboce os diagramas de olho correspondentes para as seguintes seqüências recebidas 101010... e 11110111101...

6.53 Disserte sobre o equipamento de interface de linha e encontre a saída codificada AMI e HDB3 correspondente à seqüência de dados 01100000110100000001....

6.54 Esboce um sistema digital completo interligando duas centrais de trânsito CPA no 2º nível de Hierarquia, empregando fibra óptica (inclua Equipamento de interface de linha).

6.55 Calcule o tempo necessário para a transmissão de um multiquadro na Hierarquia Digital de 1ª ordem. A perda de sincronismo de multiquadro é identificada após a recepção de duas palavras de SYNC incorretas, e restabelecido após o recebimento de uma palavra correta. Admitindo que numa dada transmissão, somente depois de 4 multiquadros é que apareceu a palavra de sincronismo de multiquadro correta, determine por quanto tempo o sistema esteve fora de sincronismo.

6.56 Vários métodos de processamento de voz têm sido desenvolvidos visando à construção de codificadores que resultem em menor taxa de transmissão que o clássico canal telefônico digital PCM a 64 kbps (Codificação de fontes). Tais codificadores exigem grande capacidade de processamento e trabalham com voz sintética (e.g. *Vocoders*) de menor qualidade. Processadores com predição linear (CELP, LPC etc.) são empregados na codificação de voz com taxas até de 4 kbits/seg!

a) Qual a memória (em kBytes) requerida para registrar 1 hora de conversação de voz digitalizada nesta taxa?
 b) Com relação ao item anterior, dispondo da mesma capacidade de armazenamento, qual o tempo de conversação registrado considerando um sistema PCM? Compare os resultados.
 Resp. 16 MB e 4 min.

6.57 Considere a mux síncrona de dados com geração de envelope para 64 kbps. Quantos sinais entrantes na taxa de 9,6 kbps são possíveis multiplexar dispondo de MUX DE DADOS SÍNCRONOS em uma transmissão em PCM30 (2,048 Mb/s)? Esboce o diagrama de blocos da implementação.

6.58 Quando se deve recorrer à transmissão digital não binária? Exemplifique.

6.59 Esboce o sinal assíncrono correspondente ao seu pré-nome codificado segundo o alfabeto n.2 CCITT. A uma taxa de 50 bauds, quanto tempo é requerido para a transmissão?

6.60 Qual a taxa de transmissão limite (em bps) que pode ser atingida em um canal telefônico com banda passante 2400 Hz, empregando *comunicação binária*?

6.61 Mostre como obter uma portadora sincronizada a partir do sinal PSK, empregando um retificador de onda completa FWR, um filtro passa faixa NBPF e um divisor $\div 2$ de freqüências? Explique o problema do aparecimento da ambigüidade de fase $0 / 180^\circ$.

6.62 Compare e comente as características de um enlace de cerca de 50 km, empregando cabo coaxial ou fibra óptica. Considere os parâmetros típicos dos meios.

Resp. i) cabo multifibra- atenuação 0,25 dB/km, emendas a cada 5 km, repetidores espaçados em 30 km e peso 35 kg/km ii) coaxial- atenuação 4,0 dB/km, emendas a cada 500 m, repetidores espaçados em 3 km e peso 600 kg/km.

6.63 Dado o índice de refração do núcleo e da casca $n_1=1,45$ e $\Delta n=10^{-3}$, calcule o ângulo de fuga e a abertura numérica da fibra. Considerando o feixe com comprimento de onda 1.100 nm ($1,1\mu\text{m}$), calcule qual o diâmetro do núcleo para que a fibra seja monomodo.

6.64 Encontre o número de modos presentes numa fibra com $n_1=1,45$ e $n_2=1,44$, transmitindo um feixe a 900 nm , supondo que o diâmetro do núcleo é de $50 \mu\text{m}$.

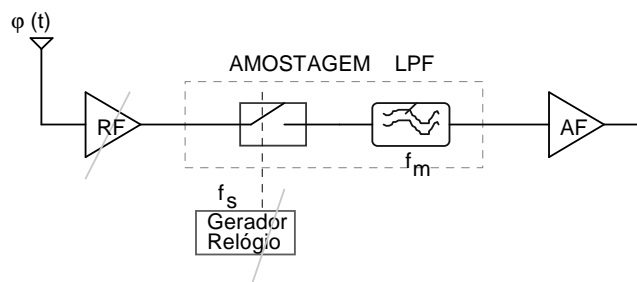
6.65 A potência emitida por uma fonte luminosa é de $0,1 \text{ mW}$, transmitida numa fibra multimodo. O enlace tem comprimento 25 km e envolve 5 conectores e 2 soldas. O fotodiodo no receptor deve operar com sinais de potência acima de -50 dB para assegurar uma BER inferior a 10^{-8} . Necessita-se empregar regeneradores? Repita se a fibra é monomodo.

6.66 TV HOLOGRÁFICA- As taxas de transmissão vêm evoluindo desde 300 bps nos primeiros MODEMs, para 64kbps (canal de voz, acesso básico RDSI), passando por $2,048 \text{ Mbps}$ (Hierarquia digital, acesso primário em RDSI) até o padrão SONET 51 Mbps , entre outros. Empregam-se hoje taxas de 45 Mbps para transmissão digital de TV, e 150 Mbps em Televisão HDTV (STM-1). Poder-se-ia vislumbrar taxas de dezenas de Gbps como valores tão elevados que a demanda por tais velocidades dificilmente ocorreria num horizonte temporal razoavelmente longo. No entanto, a demanda crescente por taxas de transmissão mais elevadas parece nunca ter fim. A cada dia surgem novas aplicações exigindo taxas assombrosas. A título ilustrativo, considere a aplicação hipotética da técnica digital na transmissão de imagens 3-dimensionais através da Televisão Holográfica. Admita que são necessários 10^{12} pixels/quadro, sendo transmitidos 20 quadros/s. Qual a taxa de amostragem requerida? Supondo que a taxa usada é a de Nyquist, avalie a frequência máxima do sinal holográfico. Sendo a codificação em 512 níveis (PCM), qual a taxa de transmissão em bps na saída.

6.67 A codificação (de fonte) para voz é usada para comprimir a taxa usual de "voz digital" de 64kbps para cerca de 8 kbps . Um dos sistemas padronizados emprega uma variante da CELP. A duração de um quadro é de 20 ms . Quantos quadros são transmitidos por segundo? Quantas amostras contém cada quadro? Qual a velocidade na saída (taxa binária), se a VSELP requer 159 bits/quadro ?

6.68 Detecção AM por Amostragem (Shannon-Nyquist).

Demonstre que um sinal AM-SC (AM) pode ser demodulado empregando amostragem a uma taxa próxima daquela em banda básica, $2f_m$ amostras/s. Analise o esquema a seguir considerando amostragem instantânea. Mostre que a mensagem é recuperada quando a amostragem é feita a $f_s=f_c/2$ amostras/seg.



Observando o efeito de erro de frequência no relógio, interprete este esquema como uma detecção síncrona, sendo a frequência do O.L. (f_s) muito abaixo da frequência da portadora f_c . Por que esta estratégia não é adotada na prática? Sugestão: mostre o inconveniente empregando amostragem natural. Resp. O conteúdo harmônico decai rapidamente com n . Para $n^* = f_c/2f_m \gg 1$, a amplitude é muito baixa.

6.69 Determine (com o auxílio de um aplicativo) o espectro de um sinal FSK binário usado em um MODEM 300 bps , utilizando o princípio de superposição de dois sinais OOK.

- Esboce o espectro em tensão
- Esboce a densidade espectral de potência (frequência em escala linear)
- Esboce a densidade espectral de potência em decibéis (frequência em escala logarítmica).

- 1) Cite qual das vantagens da superioridade dos sistemas de comunicação digital mais surpreendentes (menos intuitivas).
- 2) Qual o propósito do DTE e DCE em um sistema de comunicação de dados?
- 3) Explique a diferença entre simplex, HDX e FDX.
- 4) Qual a faixa de variação dinâmica do sinal (faixa de variação das amplitudes) de modo a assegurar pelo menos 35 dB de SNRQ com 256 níveis de quantização? Admita quantização uniforme.
- 5) Explique o funcionamento de um sistema ADPCM para codificação digital de voz.
- 6) Suponha que um sistema PCM binário é usado na transmissão em um canal com ruído de potência média 1 mW. Qual o *Quantum* do conversor que deve ser adotado para assegurar uma taxa de erros inferior a 10^{-6} ?
- 7) Esboce um sistema de comunicação PCM, discutindo cada componente.
- 8) Um sinal (vídeo - composto) de espectro limitado em 4 MHz é amostrado na sua taxa de Nyquist. Calcule o intervalo entre amostras sucessivas.
- 9) Considere sinais de voz limitados em 4 kHz. O sistema típico PCM a 64 kbps (DS0) usa um código de:
 - a() 8 bytes/amostra
 - b() 1 bytes/amostra
 - c() 8.000 bits/amostra
 - d() 16 bits/amostra
 - e() n.d.r.
- 10) Em um sistema topo plano, qual deve ser o valor adotado para o tempo de retenção? explique.
- 11) Um sinal de supervisão apresenta espectro concentrado na faixa de 20 Hz a 1.200 Hz. Um conversor A/D com 256 níveis de quantização é usado para digitalizá-lo. Qual a taxa do sinal digital?
- 12) A largura de faixa de um sinal de TV é 4,2 MHz. Se o número de níveis de quantização deve ser pelo menos 512, determine o número de pulsos binários por segundo do sinal PCM.
- 13) Qual a diferença fundamental entre estações repetidoras analógicas e digitais?
- 14) Dispõe-se de um circuito de amostragem e retenção com um tempo de aquisição de 20 seg. Ele corresponde ao intervalo de tempo após o comando de amostragem necessário para atingir-se o modo de retenção. Mais especificamente, para o capacitor armazene a tensão amostrada dentro de uma margem de erro especificada (e.g. 0,2%). Verifique se este circuito pode ser empregado na digitalização de sinais de vídeo. Repita para sinais de voz.
- 15) Como se traduz o efeito do ruído em sistemas digitais?
- 16) Codificação AMI e HDB3. Dada uma seqüência binária 10110111010000110100000..., esboce o sinal codificado RTZ, AMI e HDB3.
- 17) Dada uma seqüência binária 10110111101..., esboce o sinal digital codificado em polar RTZ e AMI.
- 18) Descreva o funcionamento de um equipamento regenerador para sinais PCM.

Capítulo VII

TECNOLOGIAS SELECIONADAS

Noções introdutórias sobre algumas tecnologias (etimologia– τεχνη: arte, habilidade, destreza e λογία: “palavra”, “razão”, “estudo”) digitais interessantes e/ou emergentes procuram complementar a abordagem panorâmica proposta neste texto. Não há um critério definido para associar os tópicos apresentados aqui: trata-se de uma verdadeira miscelânea. Alguns dos tópicos selecionados incluem os *Compact Disc* (CDs), a Radiodifusão Digital (DAB), interface USB, técnicas de Acesso Múltiplo (ênfase em FDMA, TDMA), PLL digital, redes síncronas SONET e SDH, códigos de barra, codificação para fac-símile, modems xDSL, TV digital, redes *Bluetooth*, satélites de comunicação, sistemas de radionavegação e posicionamento (GPS), e projetos de enlaces digitais.

7.1 Tecnologia Digital: *Compact Disc* (Digitalização em CDs)

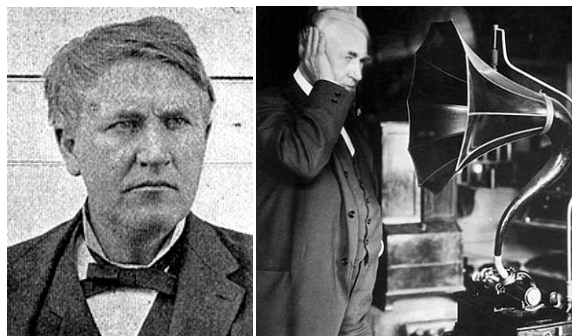


Figura 7.1 – Thomas Alva Edison e o fonógrafo.

O primeiro dispositivo que permitiu a gravação do som e sua reprodução foi o fonógrafo de [Edison](#), em 1877 (*Mary had a little lamb...*), no qual as ondas sonoras que chegavam a um diafragma faziam vibrar uma agulha, marcando uma ranhura de profundidade variada num cilindro que girava e que estava revestido com uma lâmina metálica. O cilindro, que deveria ser girado a mão, funcionava com uma agulha unida a um diafragma.

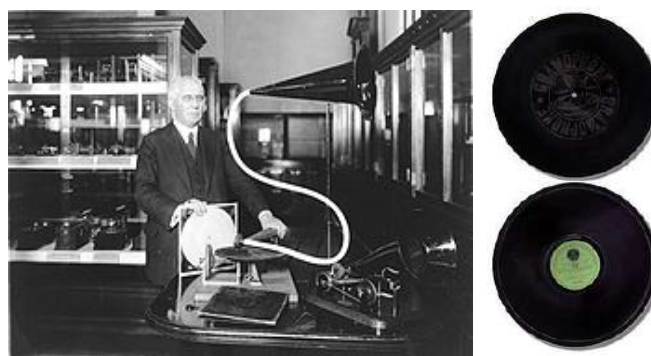


Figura 7.2 - Emile Berliner e o gramofone.

Em 1887, [Emile Berliner](#) desenvolveu o *gramofone*, que utilizava discos em vez de cilindros; a grande vantagem deste aparelho era que os discos podiam ser produzidos em massa a partir de um "modelo". 1908.

Em 1948, o disco "longa duração" (*long-play*, em inglês), melhorou a qualidade do som e estendeu o tempo de reprodução para mais de **20 minutos** (!) por lado.



Figura 7.3 – Surge o long play.

A introdução em 1983 dos "CD *Digital Audio Systems*" (Compact Disc) associando a tecnologia digital, óptica (laser) e técnicas de correção automática de erros, marcou uma mudança abrupta e um redirecionamento na reprodução de áudio, pela excelente e incomparável qualidade da reprodução (desenvolvimentos iniciados em 1972 Phillips-Sony).

Nota histórica sobre CDs: em contato com funcionários da Phillips no Brasil que tiveram cursos na sede na Holanda, ouvimos comentários acerca da escolha do diâmetro inicial do CD, mencionando que o mesmo foi escolhido com base em uma cartela de papelão de cerveja Heineken. Uma disputa sugerira tempo de gravação (natural) de 60 minutos (1 hora de gravação) em um disco de diâmetro 100 mm ([Sony](#) 16-bit 44.100 amostras/s) ou 115 mm ([Philips](#) 14-bit 44.000 amostras/s). Este tamanho inicial, um pouco menor que o atual, foi substituído pelos engenheiros da Sony (na parceria que gerou os CDs), adotando um diâmetro capaz de armazenar integralmente a 9ª sinfonia de Beethoven tocada no *Bayreuth Festival* (74 minutos), por sugestão de [Von Karajan](#).



Figura 7.4 – Gerentes do projeto do CD.

[Kornelis \("Kees"\) Antonie Schouhamer Immink](#) 1979

[Toshitada Doi](#) ([土井利忠](#)), *CD 1979* (tb projetos do Aibo e Asimo)

Em CDs, amostra-se o sinal de áudio representativo das ondas acústicas com uma frequência 44.000 vezes por segundo (o dobro da maior frequência audível e alguma banda extra para filtragem *anti-alias*). O teorema da amostragem (Capítulo 6) é utilizado diretamente. A conversão A/D emprega um conversor de 16 bits, resultando numa faixa dinâmica cerca de 80 dB, bem acima dos 55 dB dos LPs.

faixa dinâmica= $20\log_{10} A_{\text{máx}}/A_{\text{mín}}$ dB,
 A denotando o valor da tensão do sinal analógico.

As amostras, cada com 32 bits (16 por canal, direito e esquerdo), são agrupadas para constituir um quadro. Em cada quadro de 6 amostras, emprega-se uma codificação para o controle de erros, além de símbolos adicionais de sincronização, totalizando 588 bits/quadro armazenados no disco, ao invés dos 192 bits requeridos pelo áudio. A leitura das informações é realizada por diodos fotodetectores a base de laser. O resultado implica em menores níveis de distorção, e.g., a distorção teórica de 3º harmônico é nula. O processo é ilustrado a seguir.

Os famosos CDs (discos áudiódigitais) empregam codificação concatenada de dois códigos de Reed-Solomon [LIN&COS 2004] com uma taxa de 0,75, reduzindo a probabilidade de erro por byte de 10^{-4} para 10^{-15} !

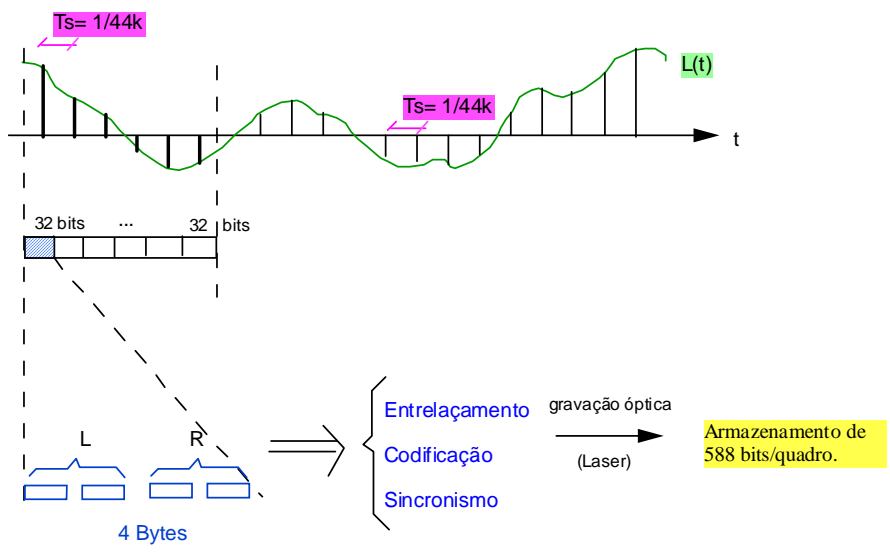


Figura 7.5 - CD: Conversão A/D do áudio. Formas de onda e bytes gerados.

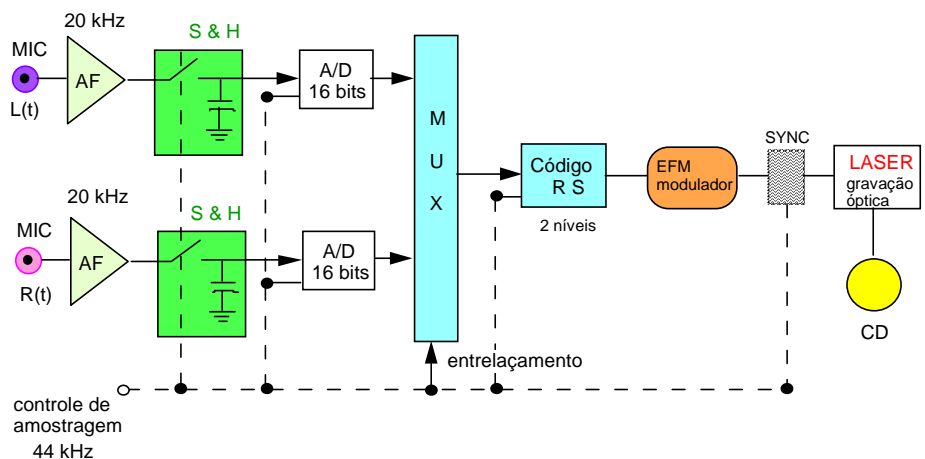


Figura 7.6 - Esquema de áudio digital em CD (Gravação Digital).

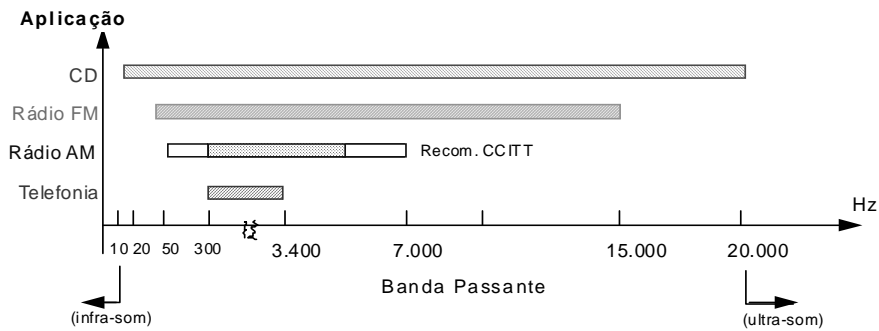


Figura 7.7 - Requisitos de banda passante do sinal de áudio para diversas aplicações.
<http://micro.magnet.fsu.edu/electromag/java/cd/> How CD works?

Grande parte da superfície de leitura na qual ocorre a incidência do Laser é plana, sendo chamada de região de terra (*land*). Certo número de baixos relevos na “paisagem”, chamados de poços (*pits*), também aparece no percurso da leitura.

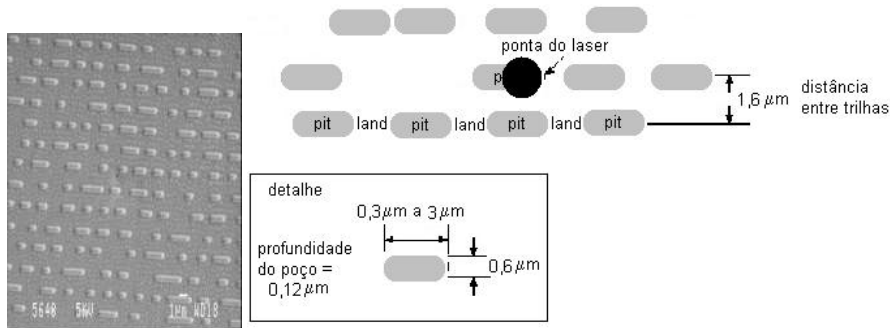


Figura 7.8 – Detalhes da gravação em um CD: três trilhas são ilustradas. A posição do feixe laser no instante de leitura (ponta do laser) é indicada com um círculo em preto.

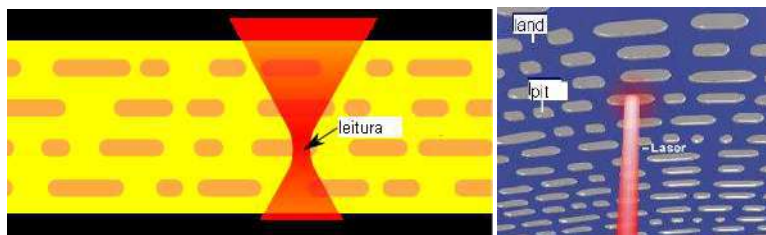


Figura 7.9 – Ilustração da leitura de CD.

- feixe de laser incide “terra” => toda luz é refletida.
- feixe de laser ilumina “poço” => toda luz é eliminada.

A diferença de altura entre as duas partes é exatamente $\lambda/4$, e o feixe é eliminado por interferência entre o feixe refletido da superfície e o feixe refletido do poço.

Grande parte da superfície de leitura na qual ocorre a incidência do Laser é plana, sendo chamada de região de terra (*land*). Certo número de baixos relevos na “paisagem”, chamados de poços (*pits*), também aparece no percurso da leitura.

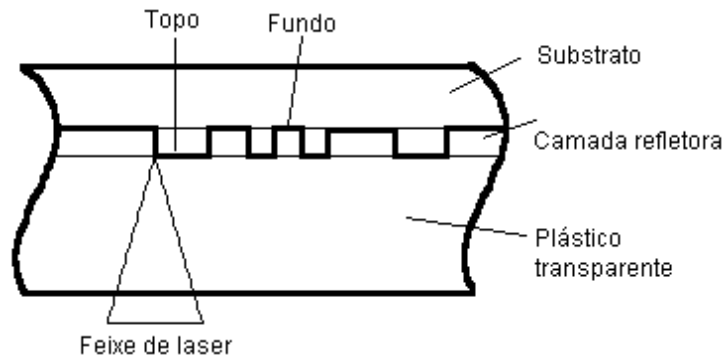


Figura 7.10 – Construção de um CD: material.

Quando o feixe de laser incide sobre “terra”, praticamente toda luz é refletida. Porém quando o feixe ilumina um “poço”, ocorre incidência na superfície superior e na parte inferior. A diferença de altura entre as duas partes é exatamente um quarto do comprimento de onda da luz do Laser, de modo que o feixe é praticamente eliminado por interferência entre o feixe refletido da superfície e o feixe refletido do poço. A fotocélula praticamente não detecta saída. Assim, ao longo de uma trilha (as trilhas em espiral são espaçadas de $1,6 \mu\text{m}$ no CD padrão 540 MB), o armazenamento dos dados é realizado através da seqüência de poço/terra (*pits/land*). A velocidade de leitura padrão é constante e igual a $2,25 \text{ m/s}$ (CD×1, equivale a 150 kB/s). Um CD×32 tem uma velocidade de leitura de 72 m/s (4.800 kB/s).

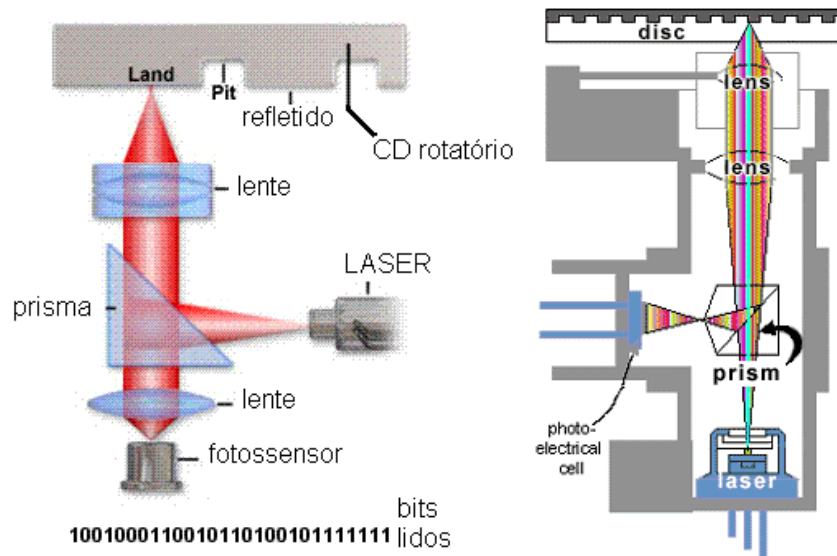


Figura 7.11 – Leitor de CD. Laser emite raio sobre o prisma que atravessa a lente. Ao incidir no CD, o laser pode ser refletido (*land*) ou espalhado (*pit*), correspondendo aos dois estados binários. O sinal captado no fotossensor identifica se foi armazenado 0 ou 1.

Nos discos de vinil, uma agulha percorre sulcos, reproduzindo mecanicamente os sinais eletrônicos que os geraram. No CD, em vez de sulcos, existe uma seqüência de traços com um milésimo de largura e profundidade igual a um sexto dessa largura. Não existe contato mecânico com esses traços: a leitura é feita por um feixe de laser de $0,0009 \text{ mm}$. O feixe refletido (ou não) é dirigido a um conjunto de detectores.

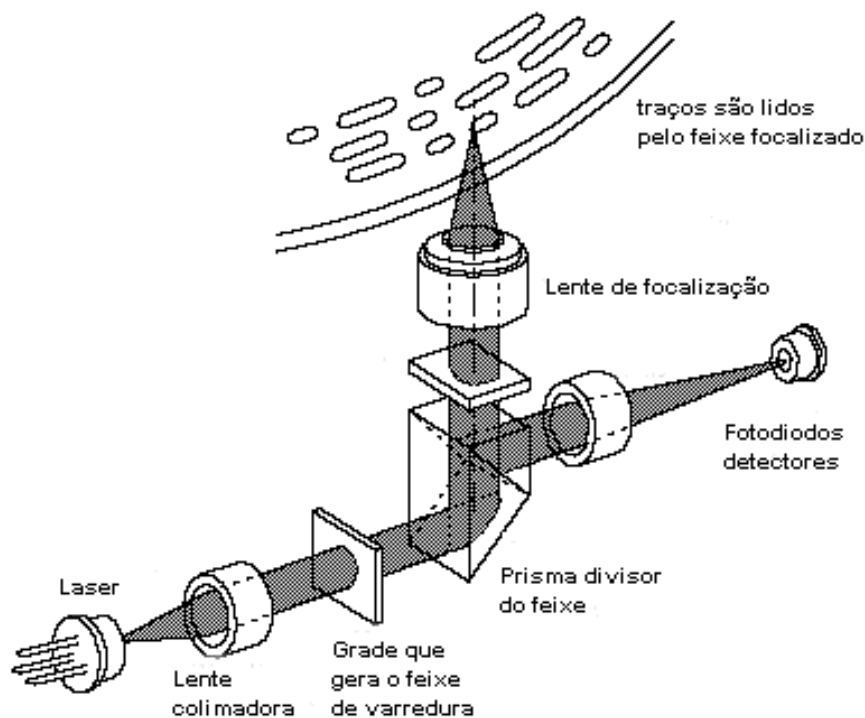


Figura 7.12 – Feixes ópticos de leitura em CD Player.

Nas trilhas em espiral espaçadas de $1,6 \mu\text{m}$ no CD padrão 540 MB, o armazenamento dos dados é realizado através da seqüência de poço/terra (pits/land). A velocidade de leitura padrão é constante e igual a $2,25 \text{ m/s}$ (CD \times 1, equivale a 150 kB/s). Um CD \times 32 tem uma velocidade de leitura de 72 m/s (equivale a 4.800 kB/s).

Codificação 8-14 para CDs (Código EFM – Eighth-to-Fourteen modulation)

Para uma leitura adequada do laser (com diâmetro de $1 \mu\text{m}$), não deve haver mais de dois 1's consecutivos em uma trilha gravada. A solução encontrada foi adotar um código que realiza um mapeamento de palavras de um byte em palavras fixas de quatorze bits, as quais não contém nenhuma “carreira de 1's” sucessivos (chamado de EFM).

EFM pertence à classe dos códigos de comprimento de corrida *Run Length Limited* (RLL);

- i) O espectro (densidade espectral de potência) da seqüência codificada anula-se em baixa freqüência
- ii) O valor mínimo e máximo do número de bits consecutivos de mesmo tipo está entre limites especificados.

Devido à modulação (leia-se codificação de linha) EFM assegurar pelo menos dois zeros entre cada dois uns, ela garante que cada poço e terra acontecem a cada três ciclos de relógio. Esta propriedade é útil por reduzir a demanda do “driver” óptico the usado no mecanismo de “reprodução”. O máximo de dez zeros consecutivos assegura o pior caso de recuperação do **sincronismo** do de relógio .

Trecho da tabela (look-up Table) EMF

10	0000 010	1001000 000000
11	0000 011	1000100 000000
12	0000 100	0100000 000000
13	0000 101	0000000 000000
14	0000 110	0001000 000000
15	0000 111	0010000 000000
16	000 0000	10000000 100000
17	000 0001	100000 0000000
18	000 0010	100100 0000000
19	000 0011	00100000 000000
20	000 0100	010000 0000000
21	000 0101	000000 0000000
22	000 0110	000100 0000000
23	000 0111	001000 0000000
24	000 1000	010010000 10000
25	000 1001	100000000 10000
26	000 1010	100100000 10000
27	000 1011	100010000 10000
28	000 1100	010000000 10000
29	000 1101	000010000 10000
30	000 1110	000100000 10000

Há diferentes formatos de gravação no CD padrão de 12 cm de diâmetro. Tipicamente, tem-se:
 63 min 666,792,000
 74 min 783,216,000
 80 min 846,720,000

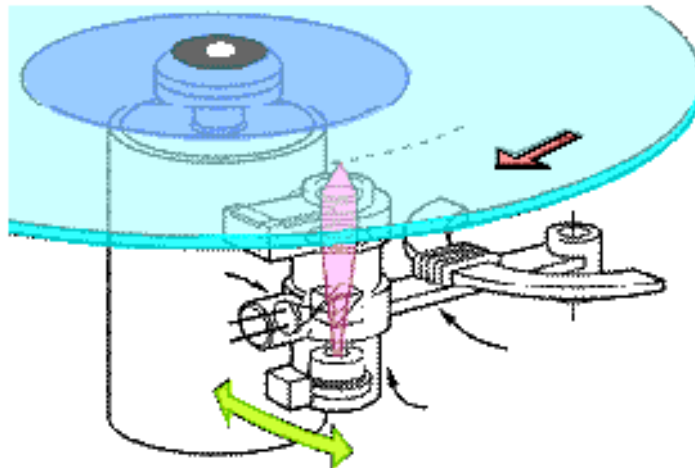


Figura 7.13 – Estrutura mecânica do CD. Movimentos.

Exercício 31. Se a capacidade nominal de armazenamento de um CD de 4,8” (12 cm de diâmetro) é de 700 MB, quantos minutos de áudio estéreo podem ser gravados? Compare com um mini-CD (8 cm de diâmetro) de 180 B.

Solução. Em um CD, cada amostra do sinal de áudio é convertida em 2 bytes ($2^{16}=65,536$ níveis de quantização). Como a taxa de amostragem é 44.100 Hz, tem-se: 44.100 amostras/canal/segundo \times 2 bytes/amostra=

88.200 bytes/canal/segundo,

Como a gravação é estereofônica, dois canais são usados.

2 \times 88.200 bytes/segundo = 176.400 bytes/segundo = 10.584.000 bytes/minuto.

Assim, dispõe-se de aproximadamente de $\left\lfloor \frac{783,216M}{2 \times 5,292M} \right\rfloor \approx 74$ minutos (CD). Para o mini-CD, tem-se $\left\lfloor \frac{248,724M}{2 \times 5,292M} \right\rfloor \approx 23$ minutos 30 (mini-CD).

A inserção de um *overhead* para controle de erros reduz o espaço útil em um CD. O rendimento é aproximadamente 87%. Por exemplo, para o CD áudio de 74 minutos, tem-se aproximadamente 682 MB úteis.

São 75 blocos/segundo (4.500 blocos/minuto), totalizando 4.500 blocos/min 74 min=333 kblocos. De fato, a informação é armazenada em blocos de 2.352 bytes. Mais especificamente, são 333 kblocos contendo 2.048 bytes de dados cada, ou seja, 681,984 kB. Os blocos têm na verdade 2.352 bytes devido ao *overhead*, totalizando assim os 783,216 MB disponíveis.

A gravação de áudio de DVDs normalmente é superior aquela dos CDs. Os CDs têm capacidade de armazenar 74 minutos de música em estéreo. O áudio DVD também armazena aproximadamente o mesmo tempo de gravação, porém com qualidade bem superior – taxa de amostragem 192 kHz e conversor de 24 bits. Reduzindo a taxa e a precisão do conversor, os DVDs podem armazenar 2 horas de áudio em seis canais (sistema de áudio 5.1, descrito anteriormente). Indo além, com especificações ainda mais restritivas, um DVD pode armazenar cerca de 7 horas de áudio com qualidade de CD. Capacidades: 4,7 GB 8,5 GB 17 GB.

Tabela VII.1 – Parâmetros de gravação de áudio em CD e DVD.

especificação	áudio CD	áudio DVD
Taxa de amostragem	44,1 kHz	192 kHz
conversor	16-bit (2B)	24-bit (3B)
Níveis de quantização	65.536	16.777.216

Estimativas grosseiras da capacidade de armazenamento (tomando áudio com exemplo) são apresentadas na seqüência.

Gravação em estéreo: 192.000 amostras/canal/segundo \times 3 bytes/amostra= 576 kbytes/canal/segundo, ou seja, 2 \times 34,56 Mbytes/minuto=69,12 MB/min. (estéreo de alta qualidade)

Assim, dispõe-se de aproximadamente $\left\lfloor \frac{4,7G}{69,12M} \right\rfloor \approx 68$ minutos.

Reduzindo-se a taxa:

44.100 amostras/canal/segundo \times 2 bytes/amostra=88,2 kB/canal/segundo, 6 \times 5,292 Mbytes/minuto=31,752 MB/min. (5.1 *surround*)

$\left\lfloor \frac{4,7G}{31,752M} \right\rfloor \approx 150$ min=2:30 h.

Especificando a taxa:

44.100 amostras/canal/segundo \times 2 bytes/amostra=88,2 kB/canal/segundo, 2 \times 5,292 Mbytes/minuto=10,584 MB/min. (estéreo padrão)

Dispõe-se de praticamente $\left\lfloor \frac{4,7G}{10,584M} \right\rfloor \approx 444$ minutos=7:24 h.

Tabela VII.2 - Tipos de qualidade de áudio na gravação de um DVD.

amostragem	44,1 kHz	48 kHz	88,2 kHz	96 kHz	176,4 kHz	192 kHz
gravação						
mono	ok	ok	ok	ok	ok	ok
estéreo	ok	ok	ok	ok	ok	ok
5.1	ok	ok	ok	ok	--	--

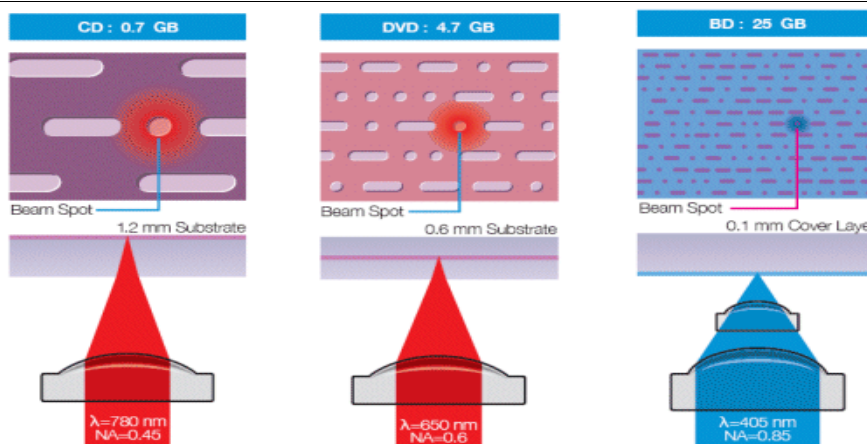


Figura 7.14 – CD, DVD e BR (tamanhos comparativos nas unidades de armazenamento).

7.2 Interfaces de Comunicações: Comunicação Serial e Paralela

Interfaces: RS-232C, IEEE488, Centronics...

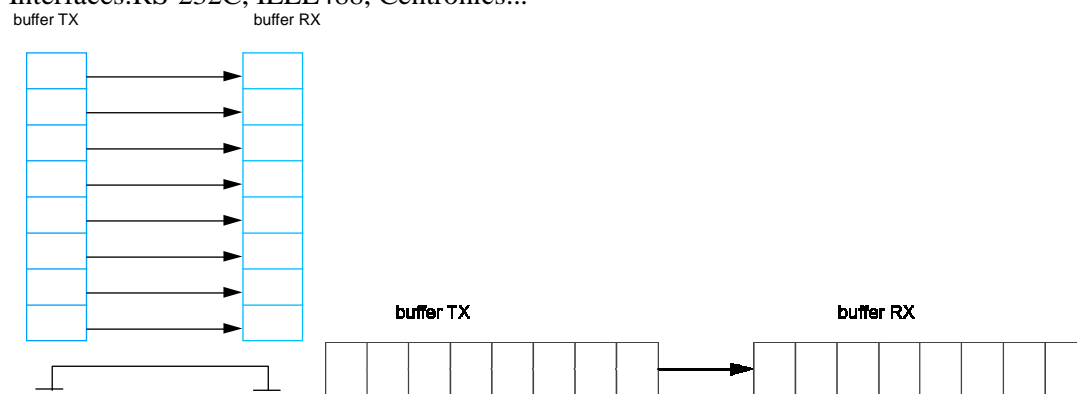


Figura 7.15 – Interfaces de comunicação: serial e paralela.

Interfaces Seriais

A RS-232C foi descrita no capítulo anterior. A família de interfaces RS-449 foi padronizada pela EIA em 1977 e usa um conector DB-37, projetada para manter a compatibilidade com a interface RS-232C e destinada essencialmente a substituí-la. A maior vantagem sobre a RS-232 é permitir maiores velocidades de comunicação e operação em distâncias maiores. Permitem a comunicação a 100 kbps por mais de 1 km e taxas até 10 Mbps até 10 m. Contudo, o conector DB-37 é mais complexo que o DB-25 e tem maior custo, sendo desnecessário na maioria das aplicações, daí a RS-232C vir se mantendo como a interface serial de escolha.

INTERFACES: CHIPS DE COMUNICAÇÃO SERIAL

Entre os dispositivos usados no equipamento terminal de dados DTE, encontram-se os chips de interface de comunicação serial:

1. Transmissor/receptor assíncrono universal **UART**
(*Universal Asynchronous receiver/transmitter* UART).
2. Transmissor/receptor síncrono universal **USRT**
(*Universal synchronous receiver/transmitter* USRT).

Um diagrama típico das seções do DTE é mostrado a seguir.

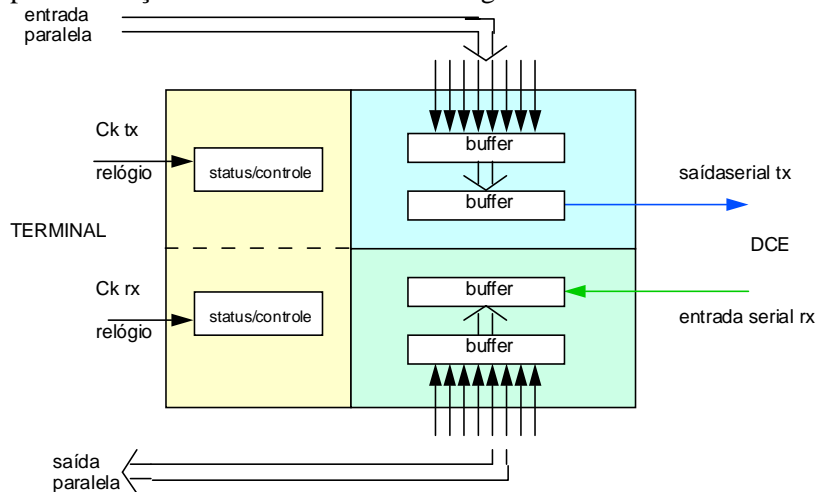


Figura 7.16 – Diagrama típico de uma DTE.

Adaptador de Interface: ACIA

ASYNCHRONOUS COMMUNICATIONS INTERFACE ADAPTER

O *chip* 6850 ACIA fabricado pela Motorola é uma UART construída em "single chip". Outras companhias de semicondutores são autorizadas a fabricá-lo e ele tornou-se um padrão *de facto*. Como a maioria das UARTs e USRT em CIs, o ACIA usa níveis TTL de modo que requer circuito externo para fazer interface com a RS-232C, por exemplo.

Os registros e a pinagem do adaptador de comunicação serial assíncrona ACIA são mostrados na figura a seguir. São seis (06) registradores 8-bits internos importantes:

- Registradores transmissão (02-Buffer duplo) WO
- Registradores de recepção (02-buffer duplo) RO
- Registradores de controle (01) WO
- Registradores de "status" (01). RO

(RO- Read-Only; WO- Write-Only).

Interfaceando ACIA com MODEM

A figura mostra como o adaptador ACIA é conectado a um terminal e um modem.

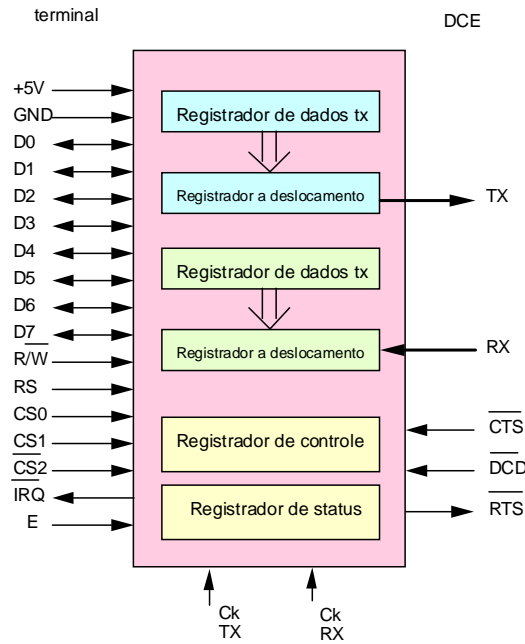


Figura 7.17 – Adaptador ACIA: Interface entre terminal e modem.

1. No lado "terminal" do adaptador:

Os pinos D0 a D7 de dados são conectados a barra de dados do microprocessador μP . O pino RS é conectado ao bit menos significativo do endereço do barramento. As demais linhas de endereço são conectadas ao decodificador de endereço e a saída ligada aos pinos CS. Quando o processador fornece o endereço, o decodificador de endereço torna ativos os pinos CS de modo a permitir a gravação ou leitura de dados em um dos registradores internos do ACIA.

Os pinos R/\bar{W} do ACIA conectam-se os pinos R/\bar{W} do μP , e o pino E do adaptador é conectado ao relógio do micro. As transferências em paralelo podem ocorrer somente habilitadas pelo relógio E.

2. No lado "modem" do adaptador:

Os relógios TxC e RxC são completamente independentes do relógio E. O relógio TxC (respectivamente RxC) sincroniza a transmissão serial do equipamento terminal de dados DTE (respectivamente DCE) ao equipamento de comunicação de dados DCE (respectivamente DTE). O "interfaceamento" entre os níveis lógicos TTL (do ACIA) e RS-232C (do modem) se faz através de uma porta similar a uma NAND.

Motorola MC1488	TTL	→	RS-232
Motorola MC1489	RS-232	→	TTL.

As linhas de controle são conectadas entre o ACIA e o MODEM, para coordenar a operação conjunta: o \overline{RTS} (request to send); o \overline{CTS} (clear to send) e o \overline{DCD} (data carrier detect).

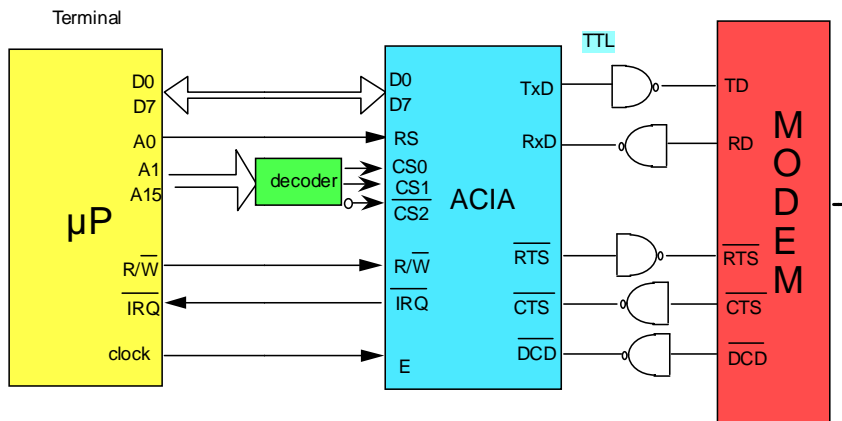


Figura 7.18 - Placa de Interface ACIA. Conexão µP e Modem.

Interface Paralela CENTRONICS

A Interface *Centronics* foi projetada para a comunicação de dados entre um microprocessador e uma impressora ou outros dispositivos periféricos. A interface aceita dados no formato usado pelos PCs: 8-bits paralelos com níveis compatíveis TTL. Praticamente todos os fabricantes de impressoras adotaram esta interface que rapidamente tornou-se um padrão *de facto*. Embora possam existir pequenas variações de fabricante para fabricante, a padronização é suficiente para assegurar que uma impressora com porta paralela possa se comunicar com PCs possuindo porta paralela *centronics*. O conector 36 pinos usado é o Amphenol 57-30360 ou equivalente. As linhas de interface são divididas em três grupos distintos: Dados, Controle e *Status*. Há também vários terras (pinos 16,17,33) e alimentação +5V (pino 18). A seguir, uma ilustração de detalhes da interface.

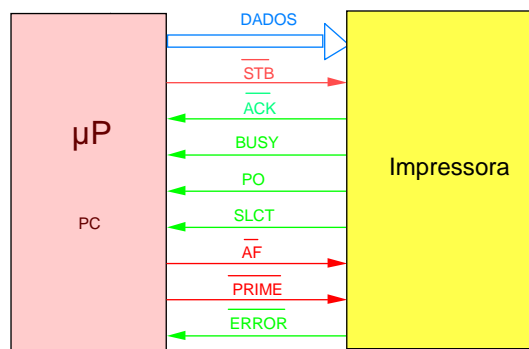


Figura 7.19 - Interface paralela *Centronics*.

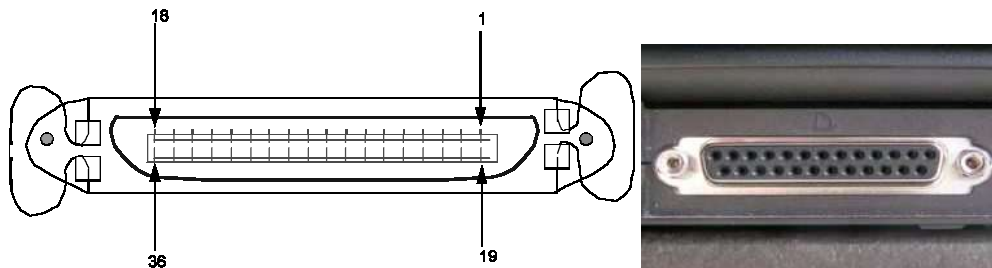


Figura 7.20 - Conector interface paralela (Amphenol 57-30360)- *Centronics*.

1. Linhas de Dados (di)

A interface *Centronics* usa circuitos de dados de 8 bits paralelos (pinos 2-9). Cada linha tem circuito de retorno dedicado (pinos 19-27). Os circuitos são modo simplex na direção μ processador \rightarrow periféricos.

2. Linhas de Controle

A interface possui 04 circuitos de controle: \overline{STB} (pinos 1,19), \overline{AF} (pino 14), \overline{PRIME} (pinos 31,30), \overline{SLCTIN} (pino 36).

A linha "*strobe*" \overline{STB} é ativada nível lógico baixo (negativo) e controla a transferência dos dados.

A linha "auto-alimentação" \overline{AF} (*auto feed*) determina se a impressora realiza automaticamente um retorno de linha quando recebe um retorno de carro. O retorno de carro CR (ASCII Hexa 0D) faz a impressão deslocar-se para o lado esquerdo do papel. Já o retorno de linha LF (ASCII Hexa 0A) avança o papel para a próxima linha. Normalmente, o μ Processador envia para a impressora ambos CR e LF ao final de cada linha.

A linha "*prime*" \overline{PRIME} relaciona-se com o fato da maioria das impressoras serem programáveis trabalhando com uma variedade de fontes e número de caracteres por polegada. Quando o μ Processador envia \overline{PRIME} (pinos 31,30) um nível lógico baixo, a impressora "limpa" a memória (*buffer* da impressora) e o programa de impressão. Pode se usar a linha de controle \overline{PRIME} para abortar (cancelar) um trabalho de impressão em andamento.

A linha \overline{SLCTIN} (pino 36) faz parte da interface, mas raramente é usado (normalmente é aterrado permanentemente).

3. Linhas de "Status"

A interface possui 05 circuitos de status: \overline{ACK} (pinos 10,28), BUSY (pinos 11,29), \overline{ERROR} (pino 32), PO (pino 12), SLCT (pino 13). As linhas de *status* informam ao computador o estado do periférico (a tarefa que ela está realizando).

A linha \overline{ACK} é ativada (nível baixo) em resposta ao *strobe*. Indica ao computador que a impressora processou o byte de dados recebido e está pronta para receber o próximo byte de dados.

A linha de *status* BUSY é ativada em nível alto, indicando que o periférico não é capaz de aceitar dados novos. Em quatro situações o sinal "ocupado" pode ser acionado: O *buffer* da impressora está cheio, a impressora está imprimindo, a impressora está off-line (desligada temporariamente, sem papel, papel preso). A linha de erro é ativada (nível lógico baixo).

A linha PO (*paper out*), falta de papel, normalmente é mantida em estado baixo, sendo ativada em nível alto quando não é detectado papel (envia também um sinal de erro).

A linha de *status* "erro" \overline{ERROR} é ativada nível baixo e indica que há alguma dificuldade com a impressão. Mantém-se em estado alto durante a operação normal e pode ser acionada em três situações: impressora *off-line*, impressora sem papel, outra condição de erro impedindo a operação normal.

A conexão *Centronics* a um microcomputador PC IBM-compatível normalmente se faz através de um cabo padrão, herdado da IBM, com um conector com 36-pinos (conector Amphenol) do lado impressora e com 25-pinos (conector DB-25) do lado computador (porta paralela). Assim, 11 pinos do cabo DB não são usados: 14-18, 20, 22, 24, 26, 28, 34-35.

As vantagens da interface *Centronics* são: i) método econômico para ligação de computadores pessoais, ii) Uso de níveis TTL, tal como o computador, iii) Sistema de linhas de controle e *status* simples e de fácil manipulação. A velocidade, embora baixa, é adequada à maioria dos periféricos, que são dispositivos mecânicos.

Um resumo da pinagem usada na interface *Centronics* é mostrado a seguir.

Tabela VII.3 - Pinagem no conector 36-pinos *Centronics*.

#pino	pino de retorno	função
1	19	\overline{STB}
2-9	20-27	di
10	28	\overline{ACK}
11	29	BUSY
12	-	PO
13	-	SLCT
14	-	\overline{AF}
16	-	SG (terra)
17	-	FG (terra de quadro)
18	-	+5V
31	30	\overline{PRIME}
32	-	\overline{ERROR}
33	-	SG (terra)
36	-	\overline{SLCTIN}

Interface Paralela GPIB (Barra de Interface IEEE-488)

A sigla GPIB denota a *General Purpose Information Bus* – uma barra composta de duas séries de oito (08) fios de sinais paralelos (adicionados fios de terra e proteção). Foi criada pela HP (Hewlett-Packard Company) em 1965 e padronizada pelo IEEE em 1975. Os dados são transmitidos por Bytes e não por bits, como nas interfaces seriais: comunicação de bits em paralelo, bytes em série. As informações são transmitidas em duas séries: Linhas de Dados e Linhas de Controle. Tipicamente, um cabo GPIB tem comprimento 2 m, embora sejam disponíveis outros tamanhos. Já são também disponíveis conversores *Centronics* - GPIB e cartões GPIB para barramentos tipo ISA ou PCI.

- Uma das séries é reservada à transmissão de dados computador / periféricos ligados à barra.
- Outra série de linhas serve para determinar o estado dos periféricos conectados e para controlá-los.

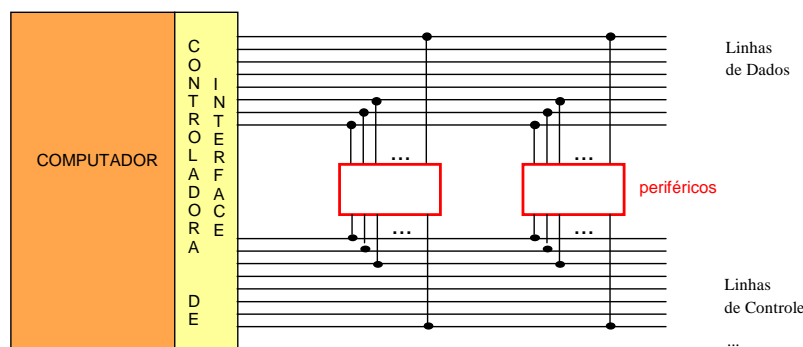


Figura 7.21 – Interface GPIB. Ilustração com diversos periféricos conectados.

Tipos de periféricos que podem estar conectados no barramento: periféricos "falantes" e "escutantes". Entre as funções das linhas de controle empregadas nesta interface, algumas são sumariamente descritas a seguir.

ATN (*Attenuation*)- Usada pelo computador para alertar os periféricos e indicar a chegada de informações.

DAV (*Data Valid*)- Usada pelos periféricos falantes para indicar que eles posicionaram dados nas linhas de dados.

EOV (*End of Verify*)- Usada por periféricos falantes para indicar que o byte presente é o último enviado.

IFC (*Interface Clear*)- Usada unicamente pelo controlador para desativar periféricos ligados à barra.

NDAC (*Not Data Accepted*)- Usada por periféricos em aquisição de dados.

NRFD (*Not Ready for Data*)- Usada por periférico escutante, ocupado no momento.

SRQ (*Support Required*) - Usada por todo periférico necessitando ajuda ou intervenção do controlador.

REN (*Remote Enable*) - Autoriza o controle via outro periférico ao invés do controlador (raramente é usado).

Porta USB (*Universal Serial Bus*)

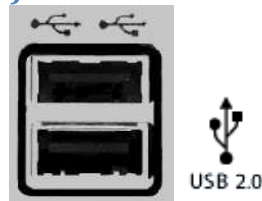


Figura 7.22 – Porta serial USB. Logotipo “tridente” da porta USB 2.0.

A porta **USB** provê um padrão de barramento serial (e/s com transferência de dados até 12 Mbits/s) para a conexão de dispositivos, usualmente para PCs. Um sistema USB tem projeto assimétrico, constituído de um controlador “*host*” e múltiplos dispositivos conectados em árvore usando “*hosts* USB”. Há um limite de cinco níveis de conexão por controlador. Até 127 dispositivos podem ser conectados em um único controlador. Computadores atuais dispõem de vários controladores de forma que o número total de dispositivos em conexão é muito maior. USB pode conectar periférico como “*mouse*”, teclados, “*games*”, “*joysticks*”, “*scanners*”, câmeras digitais, impressoras, discos rígidos e componentes de rede. Para impressoras, USB cresceu em popularidade, substituindo as portas paralelas, pois USB torna mais simples a conexão e permite adicionar várias impressoras a um PC.

A conexão é PC-centrica, i.e., o barramento é do tipo “mestre/escravo” e o PC gerencia todas as transferências e os periféricos apenas respondem. Cabos a 4-fios conectam o periférico ao PC, dois deles para manipularem a transmissão de dados, um para o aterramento e um quarto para fornecer a tensão (5 V) ao periférico. USB transfere dados em pacotes, enquanto as portas sérias e paralelas enviam bits ou bytes, respectivamente. Para tornar mais simples a remoção de periféricos, USB lida com *Plug and Play*. O PC atribui um número de identificação único ao dispositivo e quando o dispositivo é removido, o PC reconfigura o barramento. Câmeras digitais, impressoras, *scanners*, *mouses* e dispositivos de armazenagem requerem uma conexão eficiente.

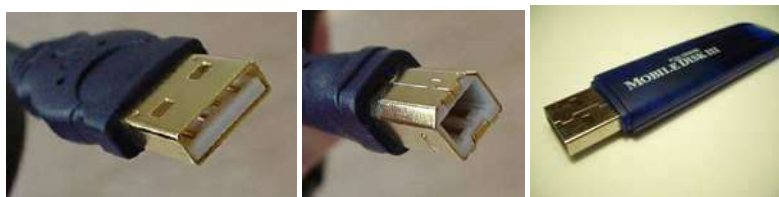


Figura 7.23 - conectores USB tipo A e tipo B, pen drive.

O Projeto de USB foi padronizado pelo fórum USB-IF, um corpo de padrões industriais liderados por companhias de computadores e eletrônicos, notadamente Apple, Hewlett-Packard, NEC, Microsoft, Intel. Os dispositivos que podem ser ligados ao barramento requerem “drivers” padronizados. As principais classes são:

- teclados e mouses (Apple adotou exclusivamente USB desde jan1999).
- discos duros e *pendrive*, câmeras digitais,
- modems/fax, cartões de rede e conexões RDSI
- impressoras
- áudio
- dispositivos tipo *webcam*.

Transferência de Dados

- ✓ **USB 1.0** – Baixa velocidade 1,5 Mbits/s para dispositivos HID (*Human Interface Devices*).
- ✓ **USB 1.0** – Velocidade padrão 12 Mbit/s.
- ✓ **USB 2.0** – Alta velocidade em 480 Mbit/s ...
- ✓ Dados são transferidos em pacotes de tamanho variável (pacotes típicos USB 8, 16, 32, 64, ..., 512 ou 1024 bytes). Tipos de sinais que trafegam na interface são divididos em quatro categorias.
- ✓ *controles*- comandos simples para dispositivo e *status* de resposta
- ✓ *transferência isocronica* – a uma taxa garantida, com possível perda de dados (e.g. vídeo e áudio em tempo real)
- ✓ *interruptores de transferência* – dispositivos que precisam garantir resposta rápida (e.g. teclados)
- ✓ *transferência maciça* – grandes transferência esporádicas usando toda a capacidade disponível (e.g. transferência de arquivos).

Sinalização em USB

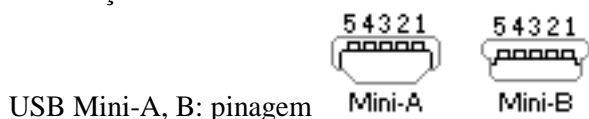
O conector USB trabalha com tensão nominal de 5 volts. A tensão pode flutuar entre 5,25 V e 4,375 V (500 mA). Dispositivos que não requerem grande potência podem ser alimentados via o próprio barramento da conexão USB. (dispositivos de alto consumo possuem alimentação própria). É possível conectar/desconectar um dispositivo sem ter que reinicializar o computador. Sinais na porta USB são transmitidos via par trançado, rotulados como D+ e D-. Usam sinalização semi-duplex diferencial para combater ruído eletromagnético.



Figura 7.24 - Pinagem USB padrão A, e B. Standard-A Standard-B

Pino	Função (host)	Função (dispositivo)
1	V_{BUS} (4.75–5.25V)	V_{BUS} (4.4–5.25 V)
2	D-	D-
3	D+	D+
4	Terra	Terra

Sinalização em Mini USB



USB Mini-A, B: pinagem

Pino função

- 1 V_{BUS} (4.4–5.25 V)
- 2 D-
- 3 D+
- 4 ID
- 5 terra

A maioria dos pinos de um conector mini-USB seguem o mesmo padrão que o conector USB, exceto o pino 4. O pino 4 é chamado ID: em um mini-A é conectado ao pino 5; em um mini-B fica desconectado ou conectado ao pino 5 via resistor. O cabo pode ter até 5 m, sendo que comprimentos maiores requerem *hubs*.

7.3 PLL Digital: DPLL

O PLL encontra cada dia mais aplicações em Telecomunicações, envolvendo modulação, síntese de frequências e especialmente sincronização nos sistemas analógicos e digitais [FAR 1977, VIT 1966, PLL 1984]. Tal como o AMP-OP, o PLL pode ser usado numa grande variedade de circuitos (livros do tipo: 100 aplicações de PLL são comuns). Disponível em forma de circuitos integrados, onde poucos componentes externos precisam ser adicionados, o PLL basicamente é constituído por: um comparador de fase, um filtro passa-baixa (LPF), um amplificador DC e um oscilador controlado à tensão (VCO).

O comparador de fase proporciona uma saída proporcional à diferença de fase entre a onda de entrada e a onda de saída do VCO. Esta saída é suavizada e limitada em banda por um filtro LPF, amplificada e realimentada ao controle do VCO. O controle de "offset" do amplificador DC permite o ajuste inicial da frequência do VCO. Quando o circuito encontra-se amarrado (travado), as variações de fase/frequência da forma de onda de entrada (onda senoidal, quadrada ou sinal mais complexo) serão seguidas pela forma de onda de saída, mesmo quando a entrada é perturbada por ruído ou tremor de fase. Assim, o PLL é basicamente um *filtro rastreador*, capaz de gerar uma "versão mais limpa" do sinal aplicado na entrada. Mais especificamente, ruído da entrada é convertido em "jitter" na saída, que pode ser controlado por um projeto adequado dos componentes do PLL.

A operação do PLL é facilmente descrita e compreendida quando as formas de onda de saída são ondas quadradas. O comparador de fase neste caso é um OU-EXCLUSIVO, e o VCO é um astável controlado à tensão (VCA).

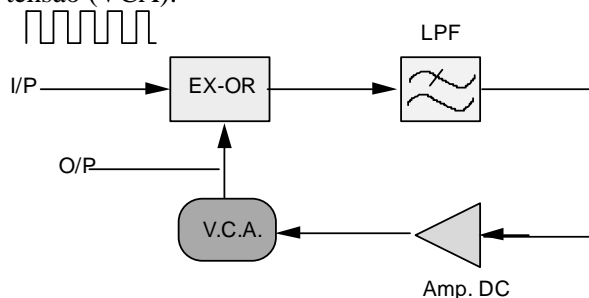


Figura 7.25 - Circuito de PLL digital: diagrama de blocos.

Se o PLL está estável, em operação amarrada, as várias formas de onda envolvidas são mostradas a seguir:

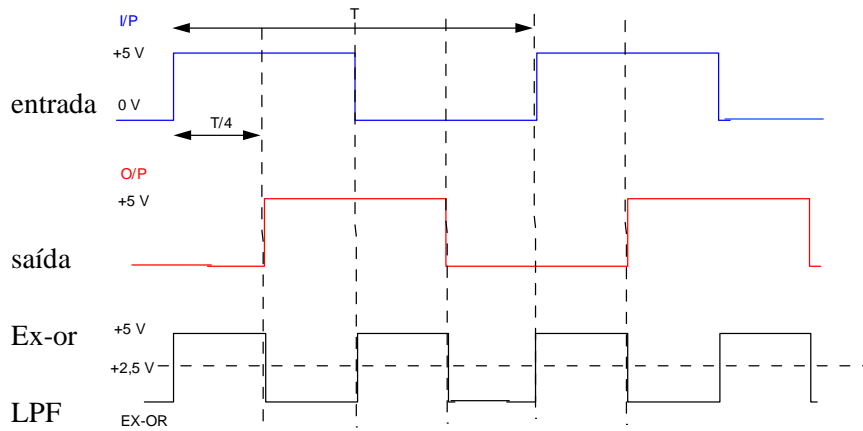


Figura 7.26 – Formas de onda para a malha amarrada.

Após a amplificação e ajustes de "offset", a saída do LPF controla a frequência do VCA. Nota-se que a malha é amarrada com uma forma de onda defasada de 1/4 de período com relação à forma de onda de entrada (equivalente a um deslocamento de fase de $\pi/2$).

Assuma agora que momentaneamente a onda de entrada é ligeiramente atrasada, de modo que a diferença de fase entre a entrada e a saída é reduzida (veja figura a seguir).

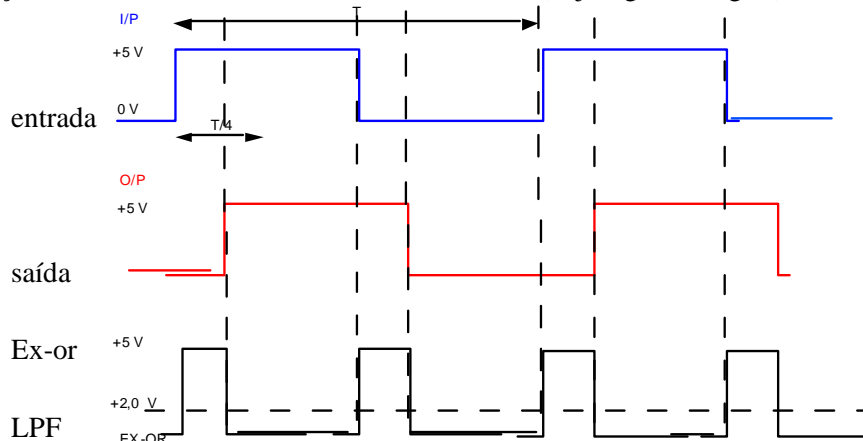


Figura 7.27 – Formas de onda com entrada atrasada.

Desde que o ciclo de trabalho da onda resultante na saída do *ou-exclusivo* é diminuído, o nível DC na saída do filtro tende a cair. Este decréscimo no AMP-DC causa uma diminuição na frequência de saída do VCA. Isto, por sua vez, tem um efeito de momentaneamente aumentar o atraso de fase entre as ondas de entrada e saída, pois a mudança na frequência é primeiramente percebida como uma mudança de fase. Assim, a malha age de modo a corrigir a mudança na fase do sinal de entrada, ajustando a fase do sinal de saída até que ela esteja novamente a 90° com relação à forma de onda de entrada.

Se a forma de onda de saída é adiantada um pouco, este avanço faz crescer a diferença de fase com o sinal de saída e o oposto acontece (veja figura a seguir):

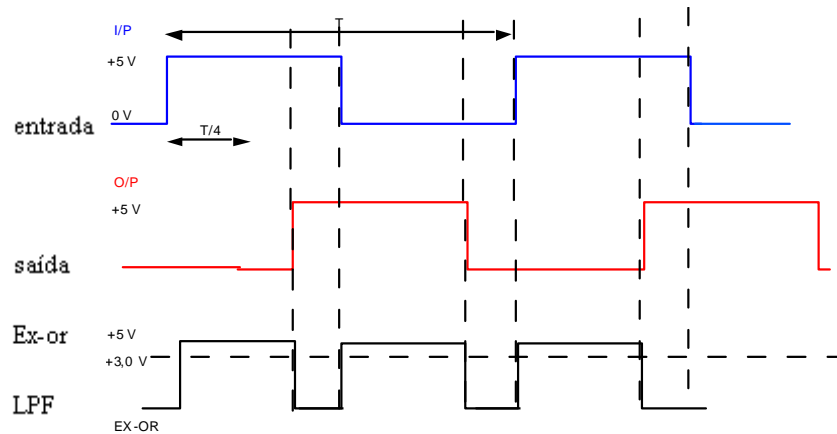


Figura 7.28 – Formas de onda com entrada adiantada.

Como o ciclo de trabalho da onda resultante na saída do ou-exclusivo cresce, o nível DC na saída do filtro tende a aumentar. Este crescimento no AMP-DC resulta em um aumento na frequência de saída do VCA, que tem um efeito de momentaneamente diminuir o atraso de fase entre as ondas de entrada e saída. Assim, a malha novamente age de modo a corrigir a mudança na fase do sinal de entrada, ajustando a fase do sinal de saída até que ela esteja novamente a 90° com relação à forma de onda de entrada.

Na análise prévia foi assumido que a malha foi ajustada de modo a ter exatamente a mesma frequência do sinal de entrada. A faixa de controle determina a faixa de frequências que o PLL pode operar. Uma vez ajustado e funcionando modo "amarrado", a faixa de frequências (no modo *lock-in* ou *tracking*) na qual o PLL irá seguir o sinal de entrada é determinada pela sensibilidade do amplificador DC. Se o LPF é removido, alimentando diretamente ao amplificador, a faixa de rastreamento é praticamente idêntica a faixa de captura (faixa de frequências sobre a qual o PLL pode realizar uma captura), mas o ruído na entrada pode perturbar severamente a saída (*jitter*). Inserir o filtro LPF tem efeito de reduzir a faixa de captura e o projeto do PLL é um compromisso entre otimizar a faixa de rastreamento, a faixa de captura e a redução do tremor de fase. Quando a principal fonte de ruído situa-se fora da malha (i.e., no sinal de entrada), a banda-passante do filtro deve ser pequena; quando o inverso é verdade (i.e., o ruído provém do VCO), um filtro banda larga é mais apropriado.

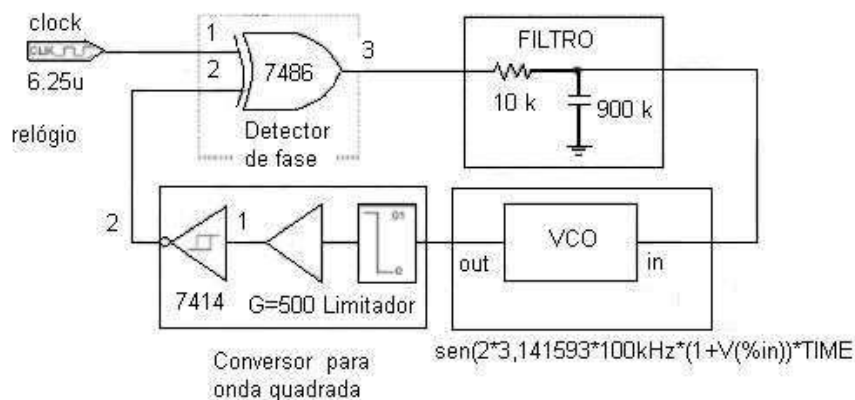


Figura 7.29 – DPLL: implementação para simulação.

O PLL é capaz de realizar uma filtragem em banda muito estreita; ele pode extrair uma portadora, por exemplo, de uma forma de onda modulada com ruído.

Um esquema de aplicação do PLL como um multiplicador de frequências é descrito a seguir.

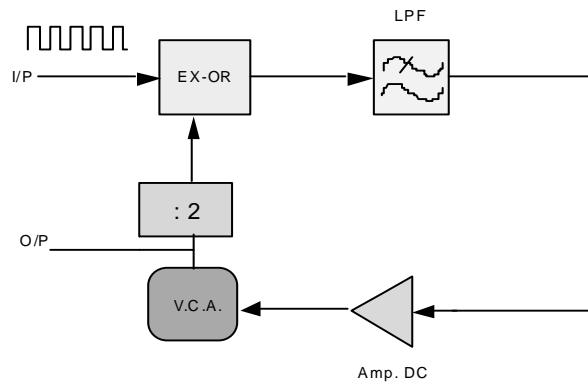


Figura 7.30 - Esquema de um multiplicador de frequências $\times 2$.

Também é possível digitalizar completamente o PLL (o DPLL), fazendo uma conversão A/D na entrada. Filtros digitais podem ser usados para processar a forma de onda do erro de fase, dando maior flexibilidade ao projeto. A diferença de fase de 90° entre a entrada e a saída não é condição necessária no funcionamento do PLL (há PLLs com diferença de fase nula).

Exercício 32. sincronização por malha digital (Prof. **Kawas-Kaleh**, Telecom-Paris [KAW 1993]).

Deseja-se transmitir símbolos binários provenientes de uma modulação digital PSK. O sinal recebido é da forma

$$z(t) = \sqrt{2E_b} \sum_k \{a_k h(t - kT) \cos(2\pi f_0 t + \theta(t))\} + n(t), \text{ com } a_k = \pm 1.$$

Suponha ainda um ruído gaussiano com densidade espectral de potência $N_0/2$ na banda do sinal emitido e que o filtro $h(t)$ é tal que $h(t)h^*(t)$ verifica a condição de Nyquist. A sincronização é realizada com auxílio de uma malha digital PLL esquematizada na figura a seguir. O oscilador comandado digitalmente fornece $\exp(-j\phi_k)$ com $\phi_{k+1} = \phi_k + c_k$ em que c_k é o sinal de comando.

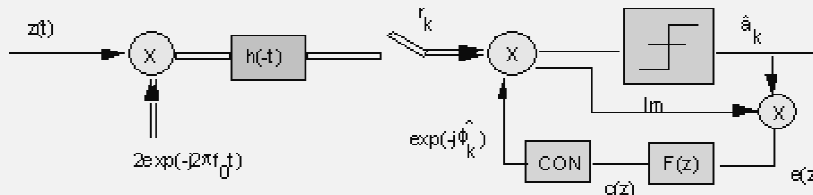


Figura 7.31 - Sincronização de modulação digital PSK com malha digital (PLL).

- 1) Encontrar a expressão do sinal e_k e o esquema equivalente da malha. Assuma que $\theta(t)$ é uma fase desconhecida.
- 2) Determinar a função de transferência $G(z)$ da malha. Qual é seu efeito sobre o ruído? Mostrar que a ordem de $G(z)$ (grau do denominador de $G(z)$) é igual uma unidade a mais que a ordem de $F(z)$.
- 3) Supondo que a fase varia sob a forma $\theta(t) = \theta_0 + \omega_d t$, determinar a resposta de regime permanente, para uma malha de 1ª ordem ($F(z) = \alpha$). Mostrar que o desvio de frequência não é corrigido e que θ_0 é completamente compensado.
- 4) Para eliminar o desvio de frequência residual, emprega-se uma malha de 2ª ordem, $F(z) = \alpha + \frac{\beta}{z-1}$. Explicar a escolha. Qual é a resposta em regime permanente da malha de 2ª ordem? Forneça um algoritmo de adaptação da fase.

PRELIMINARES: (modulação 2-PSK)

$$z(t) = \sqrt{2E_b} \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t - kT) \right] \cos[2\pi f_0 t + \theta(t)] + n(t)$$

com $a_k = \pm 1$, sendo E_b a energia por bit do sinal e f_0 a frequência da portadora.

T é o intervalo símbolo (sinalização a $1/T$ bauds),

$\theta(t)$ é uma fase desconhecida,

$h(t)$ é a impulsão usada (formatador de pulso),

$n(t)$ é o ruído representação em banda estreita.

Um formato típico para a filtragem $h(\cdot)$ é mostrado a seguir (tipo cosseno elevado).

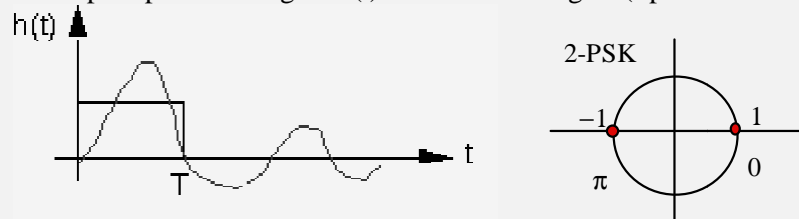


Figura 7.32 – Pulso de filtragem e constelação 2-PSK.

O esquema de modulação/demodulação do sinal é mostrado na figura a seguir:

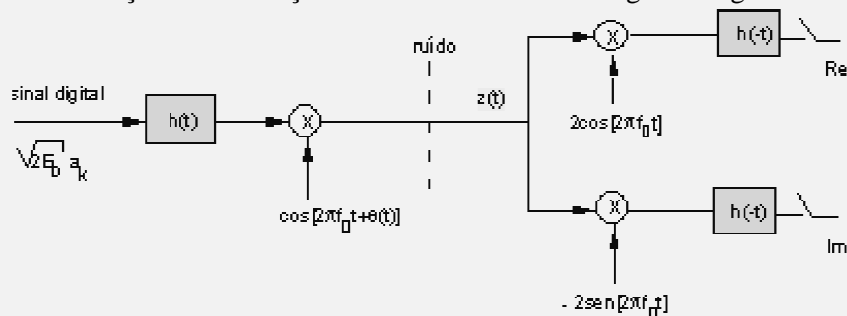


Figura 7.33 – Esquema de demodulação.

Sinais: $\Re r_k$ e $\Im r_k$, em que $r_k = \sqrt{2E_b} d_k + w_k$

Caso 1) Se $\theta(t)=0$, então $\Re r_k = \sqrt{2E_b} a_k + \Re w_k$ e $\Im r_k = \Im w_k$.

Lembrar que na representação do ruído, as componentes fase e quadratura são não correlacionadas:
 $Corr(\Re r_k, \Im r_k) = 0$.

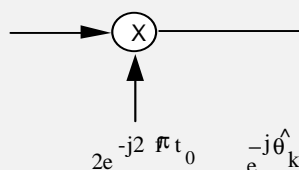
Caso 2) Se $\theta(t) \neq 0$, então $r_k = \sqrt{2E_b} a_k e^{j\theta(t)} + w_k$, em que as componentes $\Re r_k$ e $\Im r_k$ agora não são não-correlacionadas.

Supondo um caso mais geral e mais realista, suponha que θ apresenta contribuições devido a uma fase desconhecida (supostamente constante), um desvio de frequência (*doppler*) e um tremor de fase (*jitter*):

$$\theta(t) = \theta_0 + \omega_d t + \varphi(t)$$

Deteccão coerente

Realiza-se a introdução de uma correção de fase em banda básica.



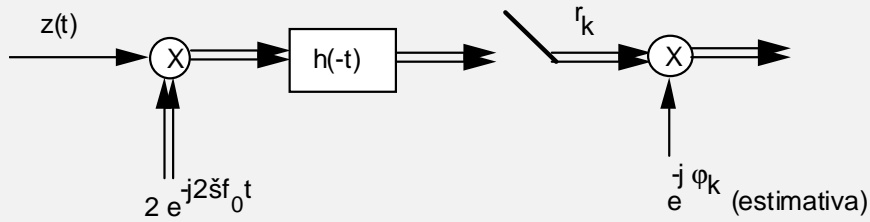


Figura 7.34 – Detecção coerente de 2-PSK.

O seguinte circuito pode ser usado na recepção, quando $\theta(t)$ varia lentamente.

$$z(t) = \Re e \left[\sqrt{2E_b} \sum_k a_k h(t - kT) e^{-j\theta_k} \right] e^{-j2\pi f_0 t}$$

$z_b(t)$ envelope complexo

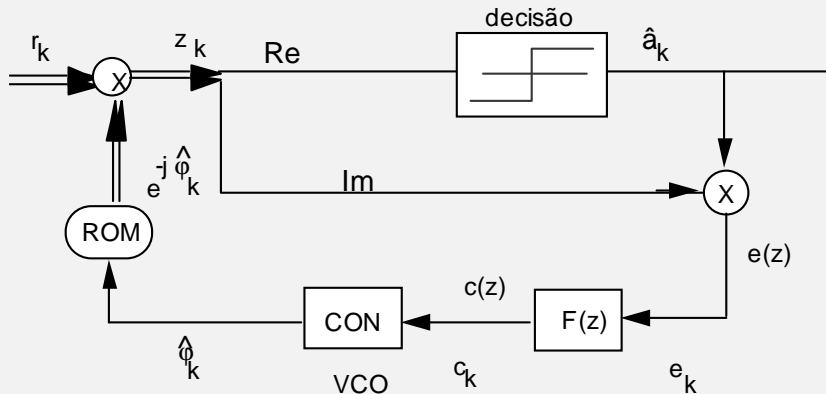


Figura 7.35 – Controle do erro de fase com malha amarrada.

O sinal demodulado (em banda básica) é recuperado através de um filtro casado de função de transferência $h(-t)$, resultando em

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z_b(\tau) h(\tau - t) d\tau \quad \xrightarrow{z_b(t)} \quad \xrightarrow{h(-t)} \quad r(t)$$

A fase deveria ser levada em consideração, mas ela é desconhecida. Sob a hipótese que a fase permanece aproximadamente constante, tem-se:

$$r(t) = e^{-j\theta_k} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_k a_k \sqrt{2E_b} h(\tau - kT) h(t - \tau) d\tau.$$

A relação do oscilador controlado digitalmente (OCN) é: $\phi_{k+1} = \phi_k + c_k$.

A função de transferência do oscilador controlado digitalmente pode ser determinada usando o fato que: $z\phi(z) = \phi(z) + c(z)$.

$$\text{Então } \frac{\phi(z)}{c(z)} = \frac{1}{z - 1} \text{ (integrador digital).}$$

Soluções:

1) Qual a expressão para e_k ?

$$z_k = r_k e^{-j\phi_k} = \sqrt{2E_b} e^{j(\theta_k - \phi_k)} a_k + w_k e^{-j\phi_k}.$$

Define-se o erro de fase como sendo a diferença $\delta_k := \theta_k - \phi_k$, de modo que

$$e_k = \sqrt{2E_b} a_k \hat{a}_k \text{sen } \delta_k + n_k, \text{ com } n_k = \Im m w_k e^{-j\varphi_k} \hat{\theta}_k.$$

A potência e a distribuição do ruído n_k depende diretamente de w_k . Tem-se:

$$E|w_k|^2 = 2\mathfrak{N}_0 \text{ e } E|n_k|^2 = \mathfrak{N}_0, \text{ sendo ambas as variáveis gaussianas.}$$

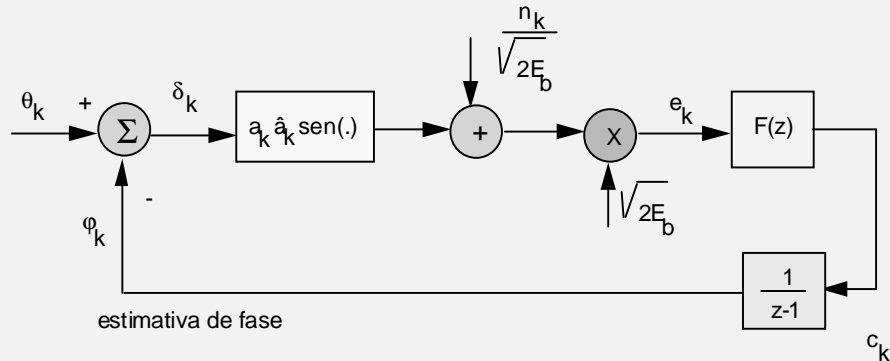


Figura 7.36 – Estimativa do erro de fase na detecção PSK.

$$e_k = \sqrt{2E_b} a_k \hat{a}_k \text{sen } \delta_k + n_k$$

2) É necessário realizar a linearização do Seno para trabalhar com um sistema linear (não se considera a ambigüidade de fase: a codificação diferencial pode ser usada).

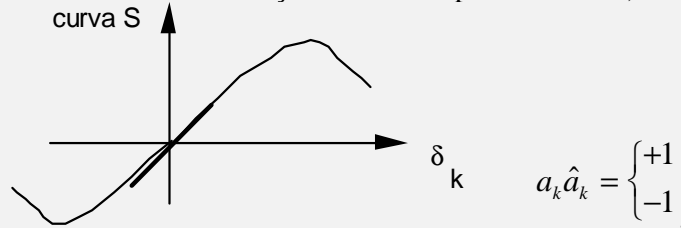


Figura 7.37 – Característica S da relação $e_k \times \delta_k$ e correspondente linearização.

A aproximação linear corresponde a confundir o seno com o arco: $\text{sen } \delta_k \approx \delta_k$.

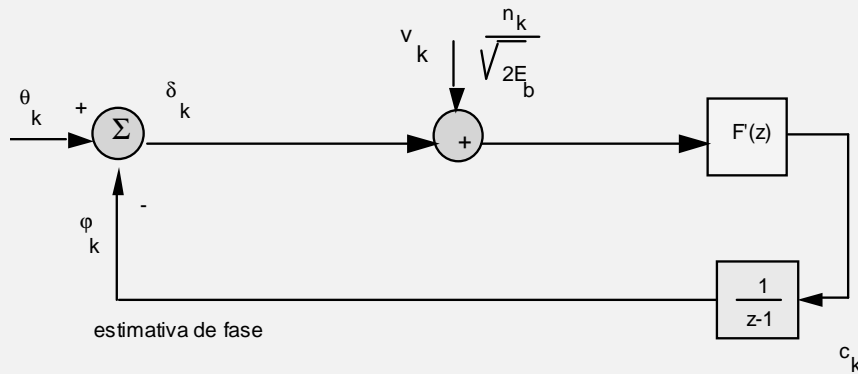


Figura 7.38 - Um esquema linear para o circuito Fig. 7.36.

$G(z)$ representa a função de transferência da malha: O ideal seria $G(z)=I$.

Definição. $\Delta(z) := [\theta(z) - \phi(z)]$

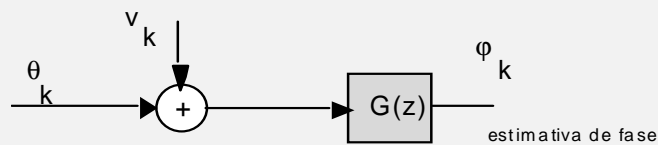


Figura 7.39 – Estimativa de fase.

A variância de v_k é dada pelo 2º momento: $E v_k^2 = \aleph_0 / (2E_b)$.

Cálculo:

$$\phi(z) = [\theta(z) - \phi(z) + V(z)] F(z) \frac{1}{z-1}.$$

Assim, $G(z) = \frac{F(z)}{(z-1) + F(z)}$.

Expressando $F(z)$ em termos dos zeros e pólos (função racional), tem-se que $F(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$ em que

$\deg D \geq \deg N$. A ordem do filtro é dada pelo número de pólos: $p = \deg D$.

Para a função de transferência $G(z)$ tem-se:

$$G(z) = \frac{N(z)}{(z-1)D(z) + N(z)}.$$

Logo a ordem de $g(z)$ é $p' = p + 1$.

3) O valor em regime estacionário:

$$\delta := \lim_{k \rightarrow \infty} \delta_k \quad (\text{o objetivo é atingir } \delta = 0, \text{ i.e., sinais em fase}).$$

Desprezando o ruído nesta análise, de $\Delta(z) = [\theta(z) - \phi(z)] = \theta(z) - G(z)\theta(z)$, segue-se:

$$\Delta(z) = \frac{z-1}{(z-1) + F(z)} \theta(z).$$

Aplicando o Teorema do valor final, $\delta = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})\Delta(z)$.

Sob a hipótese que $\theta(t) = \theta_0 + \omega_d t$, segue-se que $\theta_k = \theta_0 + \Omega k$. Aplicando a transformada Z, $\theta(z) = \frac{\theta_0}{1 - z^{-1}} + \Omega \frac{z}{(z-1)^2}$. Qual a região de convergência?

Para uma malha de 1ª ordem, $p' = 1$ e $p = 0$. $F(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$ com $\deg D = 0$ conduz a $F(z) = \alpha'$. Avaliando

o limite,

$$\delta = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{\theta_0(z-1)}{(z-1) + \alpha'} + \frac{\Omega}{(z-1) + \alpha'} = \frac{\Omega}{\alpha'}.$$

Assim, θ_0 é suprimido e Ω é atenuado em função do valor de α' . Fazer $\alpha' \rightarrow \infty$ conduz a instabilidade, pois $G(z) = \frac{1}{z-1 + \alpha'}$ apresenta um pólo em $z = 1 - \alpha'$. A estabilidade é assegurada no círculo $|1 - \alpha'| \leq 1$, ou seja, $0 \leq \alpha' \leq 2$. O efeito de w_d (doppler) não é corrigido.

4) Para uma malha de 2ª ordem:

$$\delta = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{\theta_0(z-1)}{(z-1) + F(z)} + \frac{\Omega}{(z-1) + F(z)} = \frac{\Omega}{F(1)}.$$

Uma escolha adequada com $F(z)|_{z=1} = \infty$ conduz a $\delta = 0$.

$F(z) = \alpha + \frac{\beta}{z-1}$ com $F(z) = \frac{F(z)}{\sqrt{2E_b}}$ (desprezando os efeitos do ruído), obtém-se

$$F(z) = \alpha + \frac{\beta}{z-1}$$

Como $C(z) = E(z)F(z) = E(z)\alpha + \beta E(z)/(z-1)$, $\Omega(z) = E(z)\frac{\beta}{z-1}$.

Aplicando a transformada Z inversa, $w_{k+1} - w_k = \beta e_k$.

Para a malha, obtém-se $\varphi_{k+1} = \varphi_k + \alpha e_k + w_k$.

Em regime estacionário, $e_k \rightarrow 0$ $w_k \rightarrow w$.

Assim, $w_{k+1} \rightarrow w_k \rightarrow w$ e $\varphi_{k+1} \rightarrow \varphi_k + w$.

7.4 OFDM

Uma das maiores contribuições para sistemas digitais foi dada em 1971 por **Weistein e Ebert** [WEI&EBE 1971]. Eles usaram a DFT (*Discrete Fourier Transform*) no processo da modulação e demodulação. A Transformada Discreta de Fourier vem sendo aplicada nos esquemas de modulação multiportadora [WEIN&EBER 1971] conhecidos como *Orthogonal Frequency Multiplexing* (OFDM).



Figura 7.40 - Stephen Weinstein.

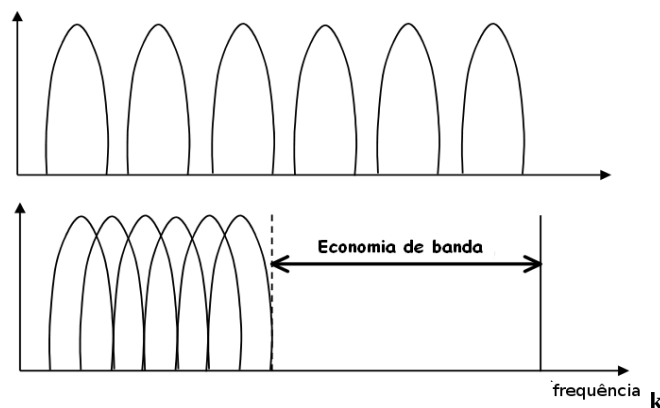


Figura 7.41 – FDM × OFDM. Os espectros são “superpostos” permitindo economia de banda.

O número de aplicações da técnica OFDM vem crescendo dia a dia e novas versões derivadas do sistema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) clássico vem surgindo. Algumas aplicações recentes que adotam o OFDM incluem: Internet banda larga por ADSL (*Assymmetric Digital Subscriber Line*) e nos padrões de TV em alta definição HDTV (*High*

Definition Television) Digital.

Sistemas OFDM são essencialmente baseados na transformada discreta de Fourier.

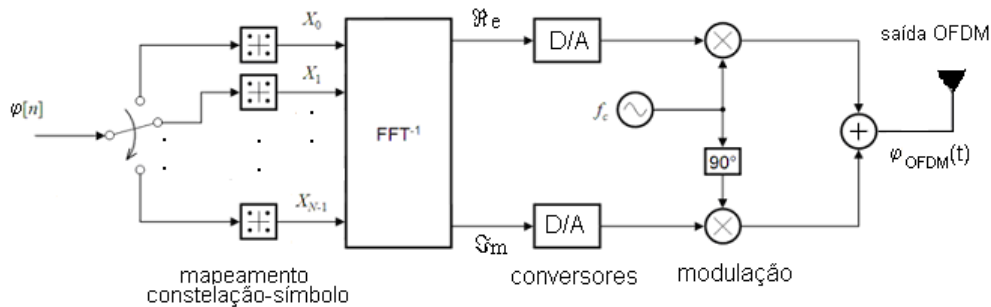


Figura 7.42 - Diagrama de blocos do transmissor em um Sistema OFDM.

O equivalente passa-baixa do sinal OFDM no intervalo símbolo $[0, T]$ é:

$$\varphi_{OFDM}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi}{T} kt}$$

em que $\{X_k\}$ representa os símbolos de dados. N é o número de subportadoras e T o tempo de um símbolo OFDM. Considerando dois símbolos k_1 e k_2 distintos, a ortogonalidade segue da propriedade de ortogonalidade das séries de Fourier complexas dentro de um período (no caso, T),

i.e. $\langle e^{j \frac{2\pi k_1 t}{T}}, e^{j \frac{2\pi k_2 t}{T}} \rangle = \delta_{k_1, k_2}$. Para evitar a interferência intersimbólica, freqüentemente adota-se um intervalo de guarda similar a idéia proposta na TDM, para evitar diafonia. Neste intervalo T_g , um prefixo cíclico é transmitido.

A Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência é uma técnica de transmissão multiportadora que divide o espectro em várias sub-bandas. Essa técnica se assemelha ao FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), no que diz respeito à divisão do espectro em várias portadoras. A principal diferença entre o OFDM e o FDMA é que o espaçamento entre as portadoras no OFDM é menor, devido ao fato das portadoras serem ortogonais entre si, podendo então ser superpostas. A geração do OFDM baseia-se principalmente nos seguintes passos:

1. Escolha do espectro necessário, de acordo com os dados e o tipo de modulação utilizada;
2. Cada portadora é designada uma parte dos dados a serem transmitidos;
3. A amplitude e a fase necessária da portadora são calculadas de acordo com a modulação escolhida (e.g. BPSK, QAM ou QPSK);
4. Converte-se o sinal de volta ao seu domínio temporal, pela Transformada Inversa Rápida de Fourier, mantendo a ortogonalidade das subportadoras no domínio freqüencial.

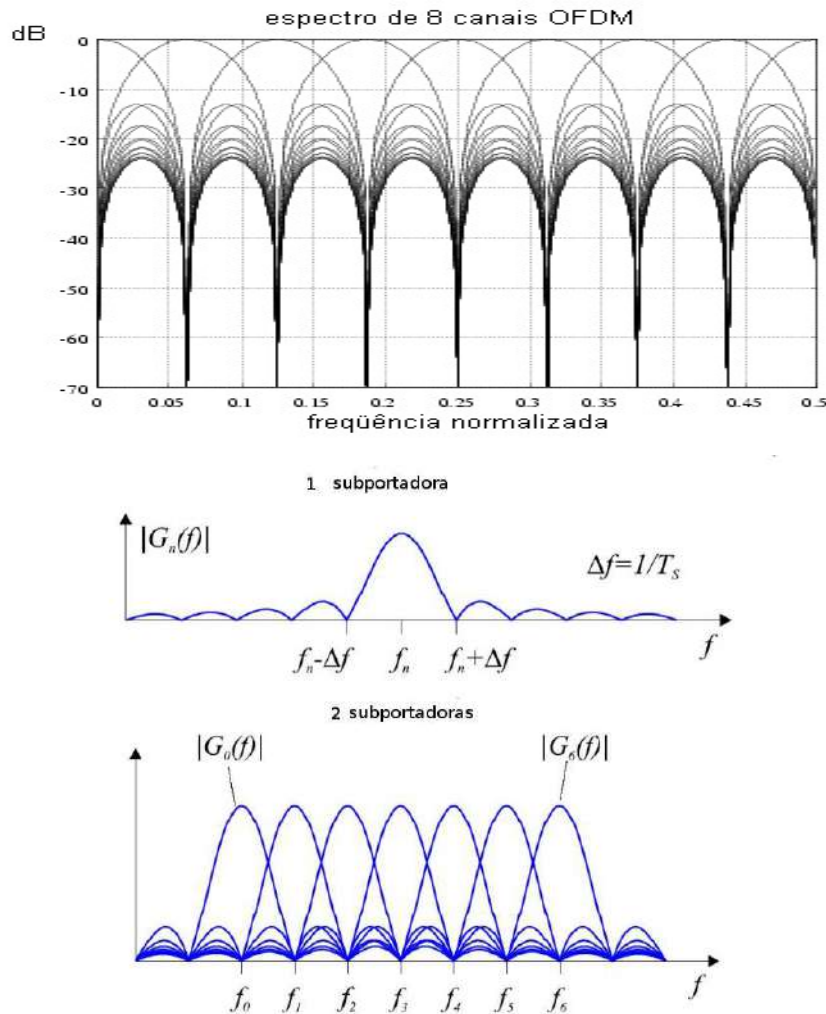


Figura 7.43 - Espectro de um sinal OFDM com oito canais.

7.5 Técnicas de Acesso Múltiplo: (FDMA e TDMA)

Comentou-se sobre a potencialidade das multiplexações analógica (FDM) e digital (TDM). Atualmente, os sistemas empregam com uma frequência cada vez maior, uma tecnologia conhecida como acesso múltiplo, em conjunto com a multiplexação. Apesar de complexa, esta solução fornece inúmeros benefícios, através do conceito de compartilhamento dinâmico de canais. A figura a seguir apresenta uma classificação destas técnicas: livres de conflito e com contenção.

No caso analógico, uma técnica consiste na FDMA (*Frequency Division Multiple Access*); no caso de tecnologia digital, usam-se normalmente TDMA (*Time Division Multiple Access*) ou CDMA (*Code Division Multiple Access*). Os sistemas Intelsat entre outros, parte das comunicações móveis celulares, entre inúmeras aplicações, vêm adotando o TDMA.

Procura-se simplesmente fornecer algumas das idéias introdutórias, sendo uma abordagem detalhada absolutamente fora de escopo. O conceito de acesso múltiplo está relacionado ao aspecto dinâmico e eficiente de uma técnica de mux, na qual a alocação de canais não é fixa. Cada usuário tem *acesso* a vários canais durante a comunicação, sendo o acesso controlado por um canal de controle.

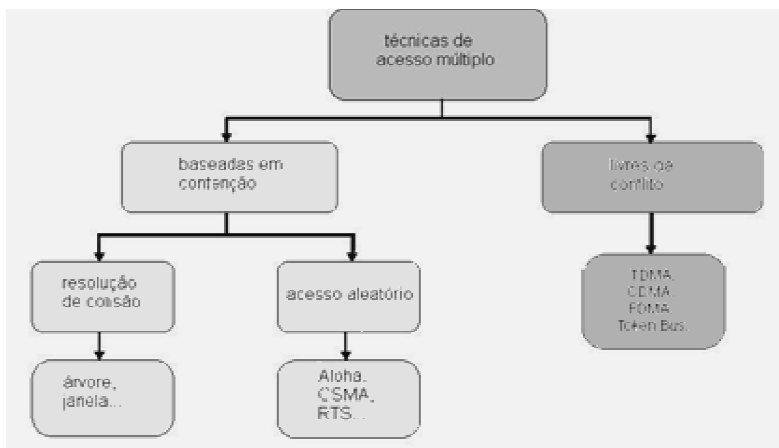


Figura 7.44 - Técnicas de Acesso múltiplo: técnicas livres de conflito e técnicas baseadas em resolução de colisões.

As duas primeiras características a levar em conta numa comunicação eficiente são:

- i) o fato de tornar possível um número de usuários superior ao número de canais (daí o aparecimento de ganho de entroncamento e grau de serviço).
- ii) As chamadas são curtas e os usuários fazem uso aleatório da rede.

Estes esquemas permitem um assinante ter acesso a todos os canais disponíveis no mux e não a um canal fixo, como ocorre na multiplex convencional. O ganho de acesso múltiplo g é determinado em função das características conhecidas de tráfego de assinantes (concentrador).

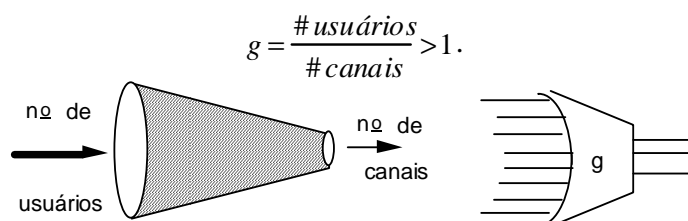


Figura 7.45 - Visualização do ganho de entroncamento por acesso múltiplo.

Define-se o grau de serviço GOS (*grade of service*) como a probabilidade de não completar uma chamada. Tipicamente, as concessionárias telefônicas trabalham com GOS=0,01; i.e., 1 chamada perdida em 100.

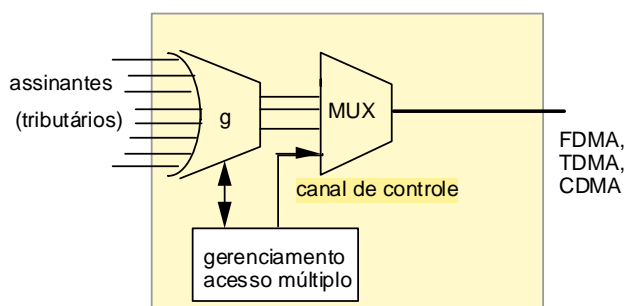


Figura 7.46 - Configuração típica de um Sistema de Acesso Múltiplo.

A figura a seguir ilustra os fundamentos da alocação dinâmica da demanda de canais usada em sistemas de Acesso Múltiplo.

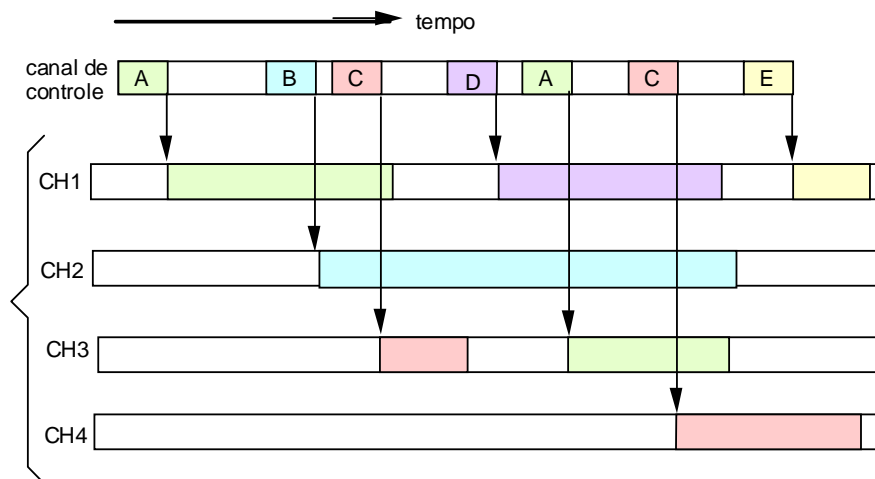


Figura 7.47 - Princípio do Acesso Múltiplo: Demanda de alocação de canais- Assinantes A,B,C,D,E...
 CHi- subportadora i, FDMA; intervalo de tempo (*time slot*) i, TDMA.

Multiplexação por Divisão em Mutirresolução

As técnicas de processamento de sinais (SP) vêm experimentando avanços fantásticos e os resultados modernos de maior impacto são relacionados com a teoria de wavelet. Descrevem-se resumidamente as idéias chave de um novo sistema de multiplex com base em wavelets.

De acordo com a expansão de **Mallat**, dado um sistema wavelet $\{\varphi_k, \psi_{k,j}\}$, um sinal $f(t)$ pode ser decomposto como:

$$f(t) \cong \sum_k c_k \varphi_{Jk}(t) + \sum_k \sum_{j=1}^J d_{j,k} \psi_{jk}(t),$$

em que c_k e d_{jk} são os coeficientes de aproximação e os coeficientes de detalhes da decomposição. Ao invés de usar a decomposição na análise de um *único* sinal, esta relação foi proposta como base para gerar um sinal multiplexado combinando diferentes usuários. A idéia é aplicar a MRA na síntese do sinal multiplexado. Seja $f_i(t)$ o sinal analógico do i -ésimo usuário. Se as amostras de cada sinal são atribuídas em uma dada escala, por exemplo,

$$c_k = f_0[k] \text{ e } d_{jk} = f_j[k],$$

Um sinal contínuo multiplexado por ser construído usando

$$\varphi_{MUX}(t) \cong \sum_k f_0[k] \varphi_{Jk}(t) + \sum_k \sum_{j=1}^J f_j[k] \psi_{jk}(t).$$

Nesta expressão, em contraste com a MRA padrão, cada dos coeficientes vem de um usuário diferente. O sinal pode ser demultiplexado no receptor usando o algoritmo de Mallat para recuperar os coeficientes escala e wavelet de $\varphi_{MUX}(t)$, os quais são de fato as amostras dos usuários. Uma síntese “pseudo-MRA” é usada para gerar o sinal mutiplexado e a demux é realizada com uma decomposição MRA do sinal multiplexado. Nesta classe de multiplex, os sinais são separados no “domínio escala”. A maior vantagem desta técnica é que ambos mux e demux podem ser eficientemente implementados com processadores digitais de sinais (DSP), sem exigir *hardware* específico. Este tipo de técnica é referido como Multiplexação por divisão em multirresolução (MRDM) e é bastante atrativa. Detalhes são encontrados em [deO&BOU 2006].

7.6 mp3 (áudio)

Estudos de percepção humana para sinais audíveis permitiram estabelecer os chamados “modelos psico-acústicos”. De fato, o sistema auditório não responde uniformemente na faixa audível (este fato pode ser explorado para descartar informações menos significantes ao ouvido).



Figura 7.48 - 1º mp3 32MB, 8 músicas. a) Coréia do Sul, 1998 SaeHan Information Systems. b) chip mp3 com 2 GB em 2004.

Os codificadores mp3 criados por engenheiros europeus:



Gesellschaft 58 Institutos de Pesquisa !

- **Fraunhofer Society** (*Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung*, Erlangen)
- **Philips**
- **CCETT** (*Centre com mun d'études de télévision et télécommunications*).

Uma exploração mais rigorosa dos limites de audibilidade mostra que existem limiares nos quais o som pode ser ouvido e este é dependente da frequência. A medição destes limites resulta em uma curva de limiares absolutos de escuta. O pico de sensibilidade ocorre entre 1 kHz e 5 kHz, sendo drasticamente reduzido com a idade. As curvas de contorno de sons de igual intensidade (*Equal-loudness contours*) indicam os valores de níveis de pressão acústica em dB em função da frequência (**Fletcher & Munson**). Em 2003, a ISO 226 foi padronizada a partir de dados coletados de 12 estudos internacionais.

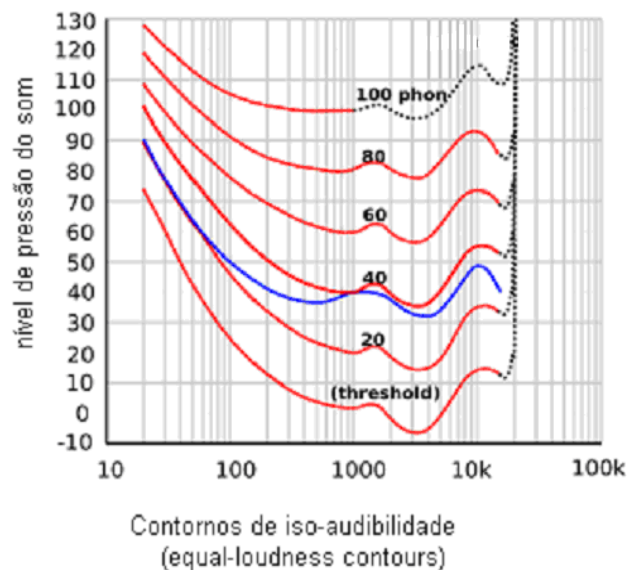


Figura 7.49 - Contornos de iso-audibilidade: de 0 fon a 100 fon.

Isto resulta em compressão com perda, quase imperceptível. Essa é a teoria chamada de codificação perceptiva (*Perceptual Coding*). Os codificadores de áudio mp3 foram criados por engenheiros europeus da Fraunhofer Society (*Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung*, Erlangen), Philips, CCETT (*Centre commun d'études de télévision et télécommunications*), IRT, no contexto de rádio digital DAB. Pode-se dizer que enquanto PCM procura reproduzir a forma de onda do áudio, a MP3 tenta reproduzir uma forma de onda de tal soar praticamente idêntica ao ouvido. Um banco de filtros decompõe o sinal em várias faixas (análise de Fourier). Estabelecem-se então *limiares de mascaramento* em cada faixa, eleitos de acordo com regras psico-acústicas. A codificação perceptiva elimina informações desnecessárias. Baseia-se no fato de que o ouvido humano não é capaz de perceber frequências fracas após frequências fortes, pois as fracas são cobertas pelas fortes. Em termos técnicos, isto é referido como “efeito de mascaramento”.

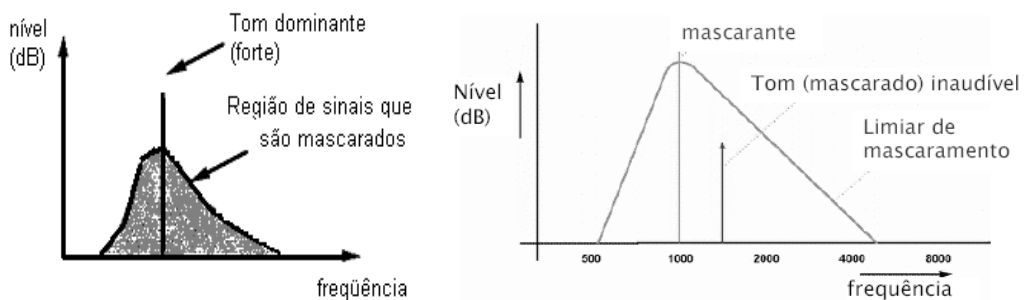


Figura 7.50 - Mascaramento de áudio.

Dentro de cada sub-banda a presença de um tom dominante pode mascarar uma região de sinais mais fracos.

– Quais devem ser os níveis de quantificação das sub-bandas? O processo de quantização introduz um “ruído” o qual deve ser imperceptível (deve estar abaixo do limiar do que é ouvido – *Minimum Audible Field*).

Entre os padrões de compressão de áudio perceptuais, encontram-se o mp3, mwa, AAC (*Advanced Audio Coding*), Ogg vorbis e Real audio.

Uma família de padrões de compressão de áudio baseados em “codificação perceptual” é o MPEG (*Motion Picture Experts Group*, formado pela ISO em Janeiro de 1988 para criar codecs de áudio e vídeo). Em particular, o sistema MPEG-1 é um padrão de compressão para áudio, estéreo ou mono, aprovado como padrão internacional em 1992. Há três tipos de sistemas, com complexidade variável:

	Camada 1
MPEG-1	Camada 2
	Camada 3

O mais sofisticado deles, o sistema MPG-1 camada III é conhecido mundialmente com formato de compressão mp3 (nome simplificado). A seguir, uma descrição sucinta do procedimento adotado no mp3.

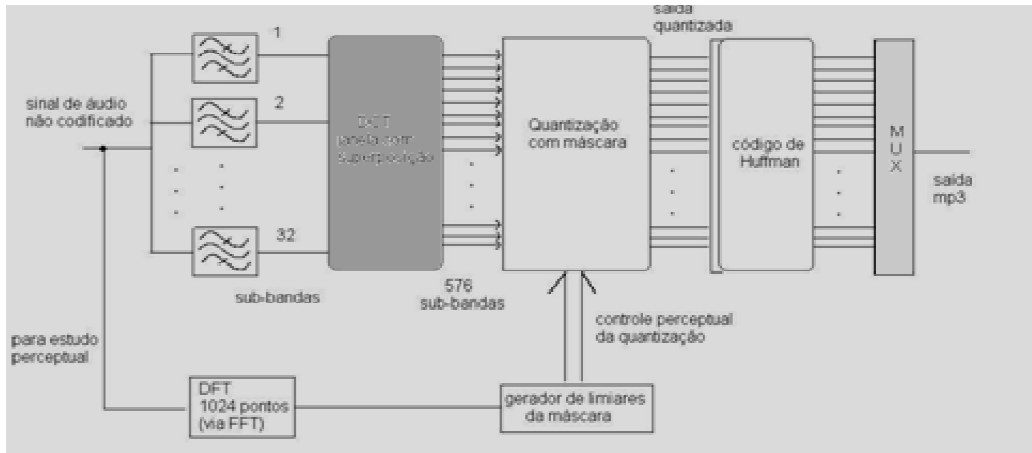


Figura 7.51 – Codificador mp3.

Em MPEG (mantendo a qualidade de CD), tem-se uma redução típica de:

- 1:4** para **camada 1** (corresponde a 384 kbps para sinal estéreo),
- 1:6** para **camada 2** (corresponde a 256..192 kbps para sinal estéreo),
- 1:10** para **camada 3** (corresponde a 128..320 kbps para sinal estéreo),

Taxa variável entre quadros sucessivos (Qualidade depende da taxa de bits)

Taxas de amostragem: 32, 44,1 ou 48 kHz.

Formato permite: 32 a 320 kbit/s (Bom custo benefício é 128 ou 192 kbit/s). Um arquivo MP3 criado em taxas 128 kbit/s resulta em um fator de compressão é cerca de 1:10 com relação aos arquivos de áudio comuns em CD. Esta é a moda das taxas usuais na Internet.

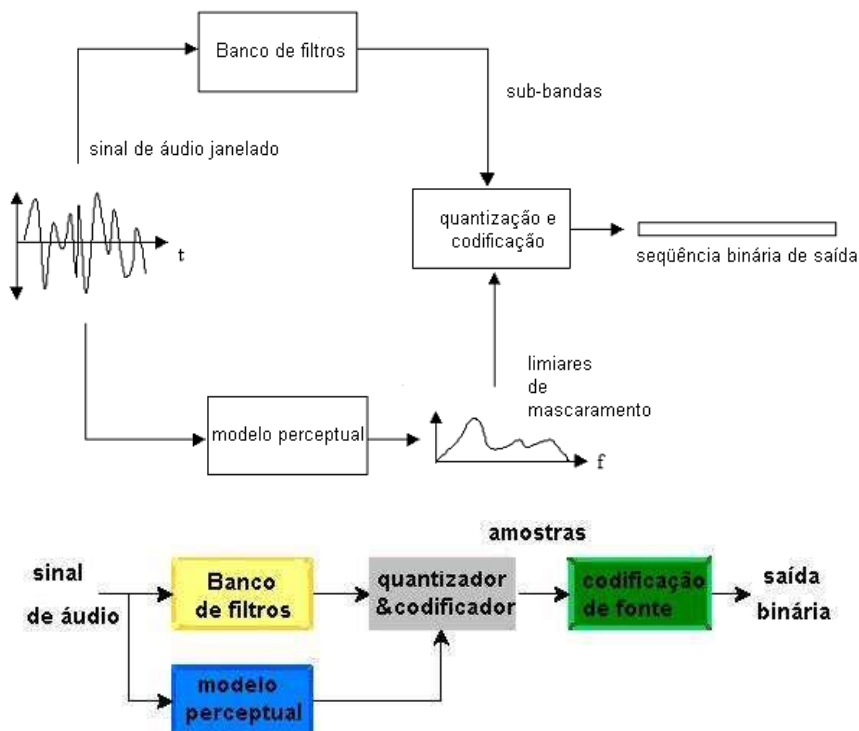


Figura 7.52 - Sistema mp3 para armazenamento de áudio.

A informação detalhada do espectro para proceder à análise psico-acústica é obtida através de uma FFT de 1024 pontos. Este espectro é usado para determinar os limiares das máscaras, dependendo da banda de frequência, intensidade e tonalidade. O sinal é analisado em 32 sub-bandas e usa-se uma DCT (transformada discreta do cosseno) para obter melhor compressão. A DCT usa como entrada um “janelamento” de blocos superpostos para cada sub-banda analisada, gerando 18 sub-bandas.

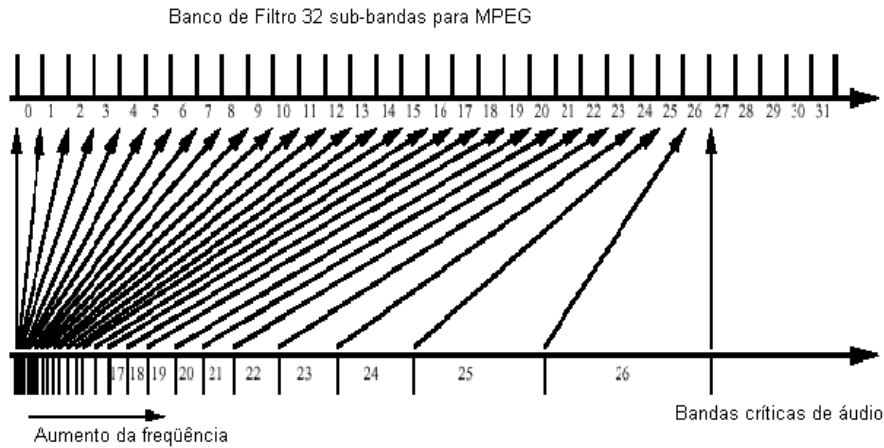


Figura 7.53 - Banco de filtros para sub-dividir em 32 sub-bandas. As bandas críticas para o ouvido humano vão de 100 Hz a mais de 4 kHz.

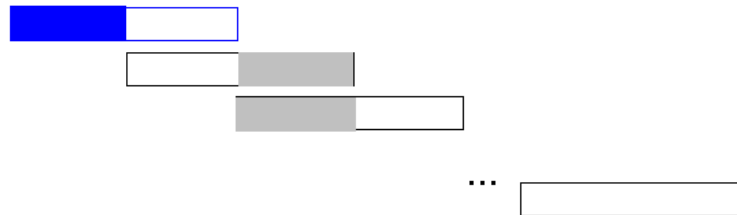


Figura 7.54 - Blocos usados na DCT com superposição em janelas deslizantes. A primeira metade do bloco coincide com a segunda metade do bloco precedente.

A maior parte dos procedimentos bem estabelecidos de codificação de fonte (com perdas) usa a DCT, uma variante poderosa da DFT (Seção 1.10). Muitos dos coeficientes da DCT são desprezíveis – de fato, a maioria deles – e são “assassinados” (uma compressão com perdas controladas). O espectro da DCT é quantizado usando codificação perceptual (máscaras de áudio) e o resultado é comprimido usando um codificador de Huffman clássico.

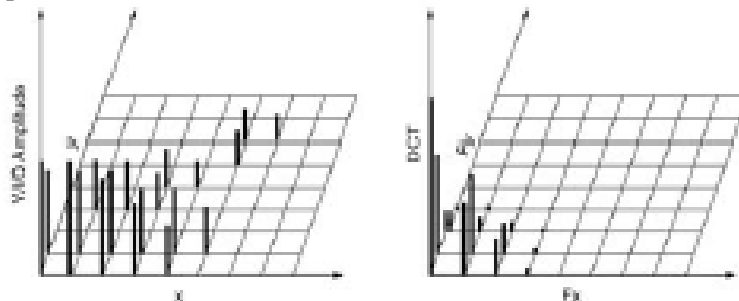


Figura 7.55 – Ilustração da propriedade de compactação da DCT: caso bidimensional.

Atualmente a DWT (Transformada discreta de Wavelet) tem sido incorporada nos novos padrões, com maior eficiência (deO 2009, lit. bras.). O formato JPEG, por exemplo, adota a DCT, porém o JPEG 2000 (1997) já inclui a DWT ao invés da DCT, com melhores resultados.

$$F[k] := \frac{2c[k]}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \cos\left(\frac{(2n+1)\pi kn}{2N}\right), k=0,1,\dots, N-1,$$

em que $c[k] := \begin{cases} 1 & k = 0 \\ \sqrt{2} & k \neq 0. \end{cases}$

32 sub-bandas de áudio × 18 sub-bandas DCT por sub-banda de áudio =

Dividido em 1152 amostras/bloco.

Cabeçalho (4 bytes iniciais de um quadro) –contém: Sincronismo de quadro, camada MPEG, Frequência de amostragem, número de canais, CRC, etc.

O cabeçalho tem 32 bits. Contém palavra de sincronismo e um descritor do quadro.



Figura 7.56 – Quadro de áudio mp3.

- Sync (12 bits). A palavra de sincronismo é ‘1111 1111 1111’.
- Id (1 bit) especifica a versão do MPEG (1 se MPEG-1, 0 se MPEG-2).
- Especifica a camada (2 bits)
00=reservado 01=camada 3 10=camada 2 11=camada 1
- Bit de Proteção (1 bit) (1 se usa CRC, 0 caso contrário)
- Taxa de codificação em bps (4 bits)

Tabela VII.4 – Padrões MPEG.

Bits	MPEG-1			MPEG-2		
	camada I	camada II	camada III	camada I	camada II	camada III
0 0 0 0						
0 0 0 1	32	32	32	32	32	8
0 0 1 0	64	48	40	64	48	16
0 0 1 1	96	56	48	96	56	24
0 1 0 0	128	64	56	128	64	32
0 1 0 1	160	80	64	160	80	64
0 1 1 0	192	96	80	192	96	80
0 1 1 1	224	112	96	224	112	56
1 0 0 0	256	128	112	256	128	64
1 0 0 1	288	160	128	288	160	128
1 0 1 0	320	192	160	320	192	160
1 0 1 1	352	224	192	352	224	112
1 1 0 0	384	256	224	384	256	128
1 1 0 1	416	320	256	416	320	256
1 1 1 0	448	384	320	448	384	320
1 1 1 1						

- Freqüência de amostragem (2 bits)

bits	MPEG1	MPEG2	MPEG2.5
00	44.100	22.050	11.025
01	48.000	24.000	12.000
10	32.000	16.000	8.000
11			

- *Padding bit* (1 bit)

Ajuste: para taxa 128 kbps e freqüência de amostragem 44,1 kHz, os quadros terão 417 bytes os invés de 418 bytes.

- bit privado (1 bit)
- Modo de gravação (2 bits)

00	estéreo
01	estéreo conjunto
10	dual estéreo
11	mono
- Extensão (2 bits)

Usados somente quando selecionado estéreo conjunto

- Bit de *copyright* (1 bit)
- 1 indica presença de *copyright*, 0 significa áudio livre
- Home (1 bit)
 - Ênfase Dolby (2 bits)

00	nenhum
01	50/15 ms
10	reservado
11	CCITT J.16

O CRC possui 0 bytes ou 16 bytes, dependendo do bit de proteção.

Padrões com compressão perceptual de áudio.

- Mp3 – Moving Picture Experts Group MPEG2 camada 3
(Fraunhofer Institute & Thomson Multimedia)
- WMA – Windows Media Audio
(Microsoft)
- AAC – Advanced Audio Coding
(Dolby Labs, Sony, ATT, Fraunhofer Institute)
- Real Audio – Real Audio
(Real Player)

7.7 DAB: Radiodifusão Digital.

Uma das áreas de resistência a entrada da tecnologia digital até o início da década de 90 tem sido a radiodifusão comercial [JUR 1996]. O problema está ligado ao custo da implantação da tecnologia, pois, tal como os CDs versus LPs, não constituem sistemas compatíveis. A BBC anuncia em 27/09/95 o início da radiodifusão regular de áudio digital (DAB) na faixa de VHF, com qualidade próxima a de CDs. O padrão europeu para DAB foi desenvolvido com o apoio do Programa panEuropeu de Tecnologia EUREKA. A faixa alocada para esta aplicação é de 12,5 MHz, em $217,5 \text{ MHz} < f_c < 230 \text{ MHz}$, previamente destinada às comunicações militares. A faixa é dividida em sete blocos de 1,75 MHz, cada um deles capaz de suportar 6 canais estereofônicos HI-FI. A estratégia empregada para incentivar o serviço é a "*simulcast*", i.e., a transmissão simultânea de programas no formato digital ao mesmo tempo em que estações AM e FM, sem o pagamento de taxas extras às autoridades [FOX 1994].

Radiodifusão digital (*Digital Audio Broadcasting DAB*), conhecido como *Eureka 147*, é um padrão em desenvolvimento desde os anos 60, já adotado em mais de 20 países. É baseado em codificação MPEG-1 de áudio, camada II. A DAB é um sistema banda larga com espectro alocado na Banda III (174–240 MHz) e na banda L (1452–1492 MHz).

O padrão de tecnologia DAB mais difundido e adotado mundialmente é o **EUREKA 147** na banda L, um sistema DAB em 1,5 GHz com banda de 40 MHz (1,452-1,492 GHz). Concebido em 1987 por um consorcio europeu, opera em frequências até 3 GHz para enlaces terrestres, satélites e híbridos. Ele é também um sistema RDSI com 2 canais de dados em 64 kbps e um canal de voz. As taxas por canal monofônico podem ser (32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ou 192 kbps). A radiodifusão digital alta qualidade usa estéreo com 256 kbps (2×192 kbps/canal).

Os principais fabricantes são Bosch, Grundig, Kenwood, Philips e Pioneer. Atualmente já são fabricados *chips* específicos pela Hitachi e Intermetall, entre outros.

Tabela VII.5 – Sistemas DAB: rádio digital.

Sistema Digital	ano	Faixa de frequência (MHz)	# subportadoras	Modulação na subportadora	taxa (Mbit/s)
Eureka147	1995	174-240 1452-1492	192, 384	DQPSK	0,576 – 1,152
DVB-T	1997	470-862	1705	QPSK, QAM	4,98 – 31,67
IEEE 802.	1999	4915-5825	52	B/QPSK, QAM	6 – 54

7.8 TV Digital No Brasil

SBTVD, sigla para **Sistema Brasileiro de Televisão Digital**, denomina um sistema de TV digital similar ao ISDB, adotado como padrão brasileiro desde 2007. A transmissão será realizada em canais de UHF (14-83), inaugurada no canal 24.



Figura 7.57 - Antena UHF para TV.

ALGUNS MARCOS NA TV DIGITAL

- 1985 *Hi-vision* lançado em Tsukuda (Japão)
- 1987 ATTC *Advisory Committee on Advanced Television Service* (EUA)
- 1988 Jogos Olímpicos de Seul em Hi-Vision
- 1991 o DVB-T (*Digital Video Broadcasting: Terrestrial*) foi formado na Europa
- 1992 MPEG-1 é padronizado
- 2006 China lança o padrão DMB (China)
- 2007 TV digital no Brasil

Padrões de TV DIGITAL

- ATSC → Americano
- DVB → Europeu
- ISDB → Japonês

Amostragem e digitalização do sinal analógico

N	625	4:3	25 quadros/s	50 Hz
M	525	4:3	30 quadros/s	60 Hz

Sistema RGB convertido em YIQ.

Notação alternativa : Y R-Y B-Y ($Y C'_r C'_b$)

Y →luminância

C →crominância

$C=C'_r \cos(w_{\text{spcor}}t)+C'_b \text{ sem}(w_{\text{spcor}}t)$, em que f_{spcor} é a frequência da subportadora de cor.

Formatos de amostragem

4:4:4	4:2:2	4:1:1	4:2:0
-------	-------	-------	-------

No caso trivial (4:4:4), os três sinais luminância+crominância ($Y C'_r C'_b$) são tratados na mesma taxa de amostragem. Em função da resposta visual humana, pode-se usar menor taxa para o sinal de crominância em relação ao de luminância (para uma taxa 50% menor), tem-se 4:2:2.

Na formatação 4:2:0, os sinais de crominância são subamostrados, mas além disso dizimados entre duas linhas consecutivas. A idéia destes formatos é reduzir a taxa de transmissão em bits/s necessária para codificar o sinal de vídeo. Os sinais são divididos em monoblocos 16×16 . A tabela a seguir ilustra as formatações usadas na conversão A/D.

Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
$C_b C_r$		$C_b C_r$		$C_b C_r$		$C_b C_r$	
Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
$C_b C_r$		$C_b C_r$		$C_b C_r$		$C_b C_r$	

Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
$C_b C_r$				$C_b C_r$			
Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
$C_b C_r$				$C_b C_r$			

Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
C_b		C_b		C_b		C_b	
Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y	Y
C_r		C_r		C_r		C_r	

No padrão N, há 625 linhas de varredura, das quais 576 são efetivamente exploradas. A taxa de renovação é de 25 Hz. A resolução da imagem de um quadro é expressa por 720×576 pixels. A quantização do sinal de imagem se faz com 8 a 10 bits/pixel (DAC). As taxas obtidas após a conversão A/D 8 bits, sem compactação (apenas a redução da taxa devido a formatação da subamostragem dos sinais de cor) são

4:4:4

$$R = 8 \frac{(1 + 1 + 1)bits}{pixel} \cdot 25 \frac{quadros}{s} \cdot 720 \times 576 \frac{pixel}{quadro} = 249 Mbps$$

4:2:2

$$R = 8 \frac{(1 + 0,5 + 0,5)bits}{pixel} \cdot 25 \frac{quadros}{s} \cdot 720 \times 576 \frac{pixel}{quadro} = 166 Mbps$$

4:1:1

$$R = 8 \frac{(1 + 0,25 + 0,25)bits}{pixel} \cdot 25 \frac{quadros}{s} \cdot 720 \times 576 \frac{pixel}{quadro} = 124 Mbps$$

4:2:0

$$R = 8 \frac{(1 + 0,5)bits}{píxer} \cdot 25 \frac{quadros}{s} \cdot 720 \times 576 \frac{pixel}{quadro} = 124 Mbps$$

Sistema de TV Digital ISDB-T

O termo HDTV – *High Definition Television* não é novo. Tem sido usado ao longo do tempo para definir o começo de novas gerações de sistemas de TV. Na década de 30 o termo foi usado para descrever a televisão monocromática que utilizava 405 linhas e representou um grande avanço sobre sua antecessora, a televisão com varredura mecânica. Em 1948, o termo HDTV foi usado em referência ao sistema de TV de 819 linhas monocromática introduzida na França. Na década de 70 iniciou-se no Japão um programa de pesquisa e desenvolvimento que conduziu a criação de um sistema HDTV com aproximadamente 1000 linhas. Esse sistema japonês pode ser considerado o precursor moderno dos sistemas HDTV atuais, a HDTV Digital.

A partir de 1990, os Estados Unidos começaram a investir maciçamente no estabelecimento de um sistema HDTV que utilizasse 6 MHz de largura de banda por canal, como nas TVs convencionais. Concentraram então nas técnicas de compressão de vídeo digital e técnicas de modulação adequadas. Surgiram então os padrões M-PEG de compressão de imagens (*motion picture experts group*). Na Europa os padrões para HDTV surgiram a partir de um consórcio entre indústrias e o governo, chamado de “*Digital Video Broadcasting*”. Esse grupo estabeleceu a transmissão digital via satélite e via cabo e depois completou com o padrão de transmissão digital terrestre, conhecida como DVB-T. No Japão foi desenvolvido o padrão de radiodifusão de serviços multimídia conhecido como “*Integrated Services Digital Broadcasting – ISDB*”. O DVB-T e o ISDB utilizam a modulação COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Tem este nome, pois emprega codificação de canal antes do processo de modulação. O COFDM possibilita um melhor desempenho e um maior número de canais disponíveis.

Tabela VII.6 – Vantagens da TV Digital.

Fator	Analogico	Digital
Resolução	400x400 pixels	1920x1080 pixels
		640x480 pixels
Qualidade da imagem	Boa	Excelente (DVD)
	Degradações: fantasma e chuva	Não degrada enquanto o sinal puder ser recebido
Qualidade do áudio	Mono ou Estéreo	Estéreo ou surround
Novos recursos		Interatividade (<i>datacasting</i>)
		Múltiplos fluxos de áudio e vídeo
Potência Transmitida	Até 100 kW	Típico 10 kW
Otimização do espectro	Uso do espectro limitado por interferências	Possível uso de canais adjacentes

ISDB-T pode transmitir um canal de alta definição (HDTV) na banda de 6 MHz reservada para transmissões de TV. ISDB-T permite chavear para dois ou três canais de TV padrão (SDTV) ao invés de um único canal HDTV (multiplexação de canais SDTV).

Correção gama

A gravação usando CCD (*charge-coupled device*) resulta em um sinal normalizado $0 \leq L \leq 1$.

A intensidade é expressa por $E = K.L^\gamma$. Para corrigir esta distorção, usa-se uma lei de potência $V = (E)^\gamma$ propriamente ajustada. Tem-se: $V = K\gamma'' . L^{\gamma\gamma'}$.

Usa-se, portanto, $\gamma' = 1/\gamma$ para realizar a correção (tipicamente $L^{1/2,2}$).

A correção do vídeo em alta definição é um pouco mais detalhada, agindo apenas após certo nível de “disparo” pré-fixado.

$$V = \begin{cases} 4,5L & 0 \leq L \leq 0,018 \\ 12,099L^{0,45} - 0,099 & 0,018 \leq L \leq 1. \end{cases}$$

A compressão do sinal de imagem se faz após a conversão DAC do sinal ($Y C_r C_b$), como ilustrado a seguir.

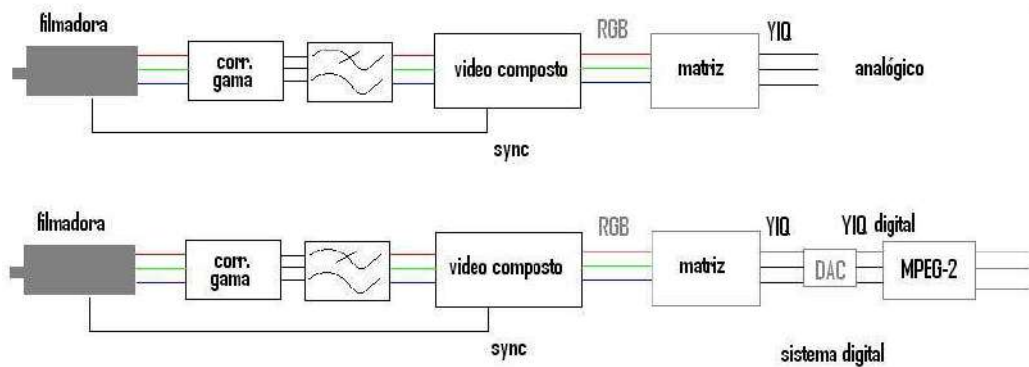


Figura 7.58 - Sistema de televisão analógico versus digital. Geração de sinal.

Sistema de TV digital

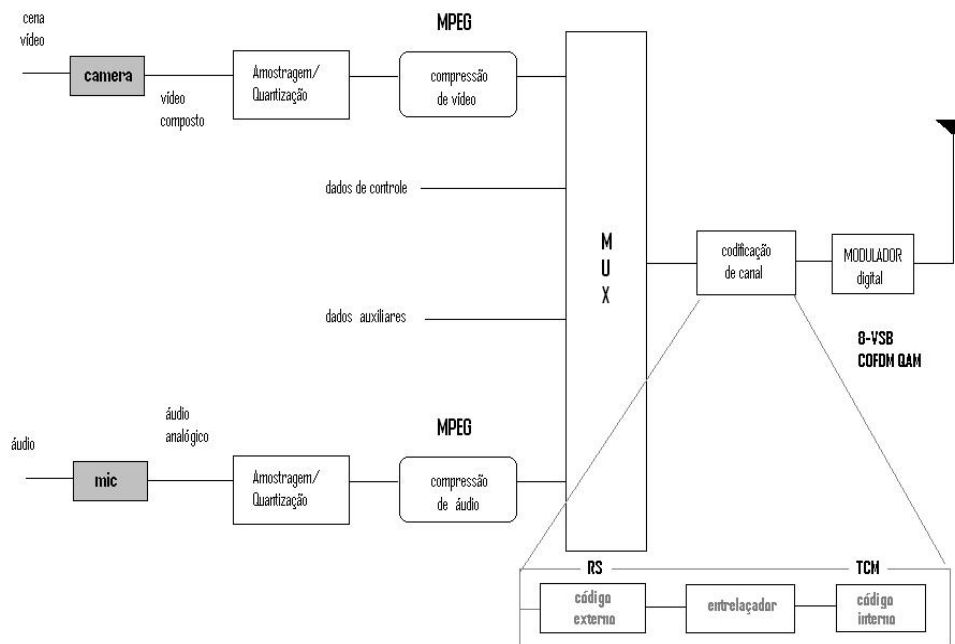


Figura 7.59 – Transmissor do sistema de TV Digital.

Padrões MPEG (Moving Picture Expert Group)

Evolução do MPEG

MPEG-1 (áudio, vídeo para CD, DVD). Inclui 3 camadas, mp1, mp2 e mp3.

MPEG-2 TV digital (uso limitado)

MPEG-3 (TV digital e HDTV)

MPEG-4

parte 2;

parte 10 – AVC *Advance Video Coding* H.263).

uso de DCT, Wavelets, codificação de textura,

interpretação de imagens.

I imagem codificada sem predição

P imagem predita *forward*

B imagem predita *backward*

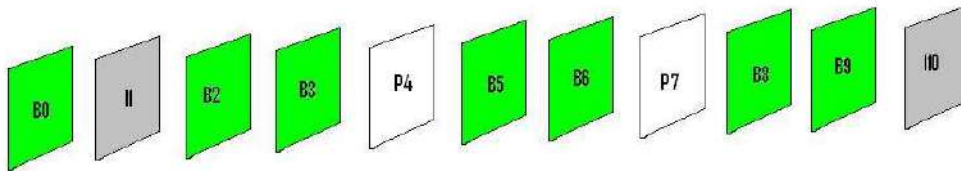


Figura 7.60 – Padrão MPEG. Quadros B, I, P.

Algumas idéias sobre o MPEG 4 são ilustradas na figura a seguir, mostrando uma versão em blocos simplificada do codificador AVC *Advanced Video Coding*, correspondente ao MPEG parte 10.

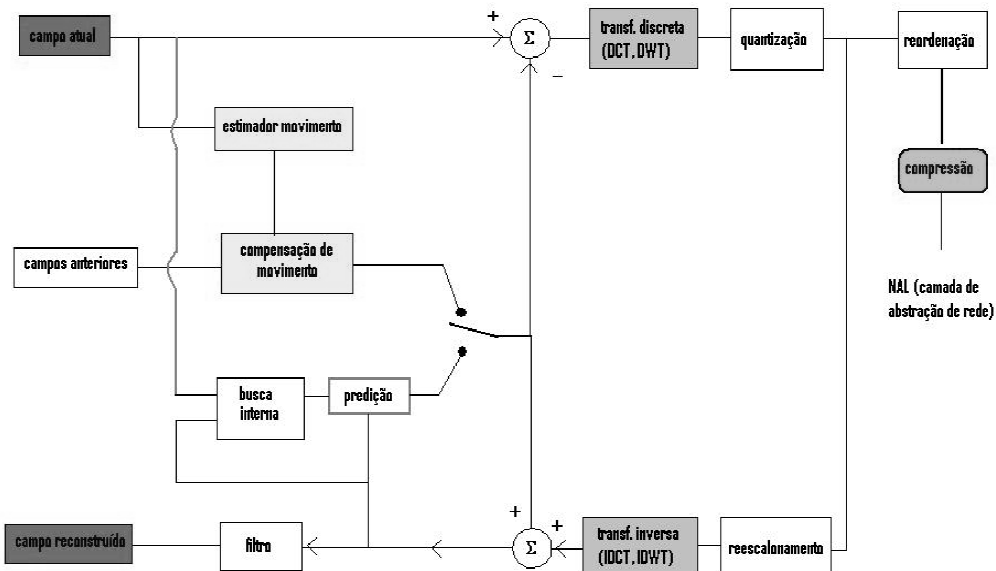


Figura 7.61 – Diagrama simplificado do H.264 (MPEG parte 10).

Tabela VII.7 – Características do SBTVD (TV Digital Brasileira).

Modulações Digitais (Transmissão hierárquica)	64QAM-OFDM, 16QAM-OFDM, QPSK-OFDM, DQPSK-OFDM
Codificação de canal: Códigos concatenados	código interno> convolucional, taxas 7/8, 3/4, 2/3, 1/2 código externo> Reed-Solomon RS(204,188)
Entrelaçamento Modulação (sistema multiportadoras OFDM)	Tempo, frequência, bit e byte BST-OFDM (OFDM segmentado)
Multiplexação	MPEG-2
Codificação de áudio	MPEG-2 (AAC)
Codificação de vídeo	H.264, MPEG-2

CARACTERÍSTICAS

- Possibilidade de transmissão em Alta Definição HDTV
 - 3 canais padrão de TV (SDTV) em banda de 6 MHz
 - *audio surround* 5.1 – 6 caixas acústicas, realce dos graves (som de *Home Theater*).
 - Tela no formato 16:9 (“tela de cinema”) ao invés de 4:3
 - Mobilidade e Portabilidade
- Multiprogramação – permite ver programas diferentes no mesmo canal, ou ver o mesmo programa com vários ângulos/posições diferentes.

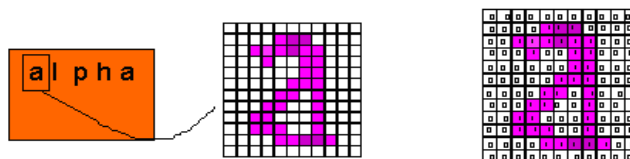
7.9 Codificação em fac-símiles

Códigos de fonte: Compactação por “carreiras de zeros ou uns”

Considere a fonte binária obtida pela varredura linha por linha de um documento fac-símile (fax preto e branco).

4 pontos/mm Entropia 0,08 Shannon/bits $H(S)$ <math>< 0,25</math> Shannon/bit

Os pontos brancos são em média 8 a 16 vezes mais numerosos que os pontos pretos.



DIGITALIZAÇÃO DE UM DOCUMENTO TIPO FAX

Figura 7.62 – Digitalização de um documento tipo fax.

O código de prefixo adotado para fax permite a codificação de “carreiras” com um número menor que $1728 = 27,64$ pontos (pels)

Dois códigos diferentes:

Código para as carreiras brancas

Código para as carreiras pretas.

Cada palavra codificada é constituída de duas partes:

- 1ª parte – MUC (*make up codeword*) $\text{piso}(x/64)$
- 2ª parte – TC (*terminating codeword*) $\text{Rem}(x/64)$

FAX

Uma linha codificada termina necessariamente por EOL (*end of line*)

Exemplo: 480 brancos no final de uma linha

$$\begin{array}{r} 480 \quad | \quad 64 \\ -448 \quad | \quad 7 \\ \hline (32) \end{array}$$

Saída codificada: 01100100 00011011
 Make up TC

Código de Huffman modificado – CCITT transmissão de fac-símile recomendação T.4

Comprimento de corrida	palavra-código de terminação	
	Corridas	
	Branco	Pretos
0	00110101	0000110111
1	000111	010
2	0111	11
3	1000	10
4	1011	011
5	1100	0011
6	1110	0010
7	1111	00011
8	10011	000101
9	10100	000100
...		
28	0011000	000011001100
29	00000010	000011001101
30	00000011	000001101000
31	0011010	000001101001
32	00011011	000001101010
...		
58	01011011	000001011001
59	01001010	000000101011
60	01001011	000000101100
61	00110010	000001011010
62	00110011	000001100110
63	00110100	000001100111

Palavras-código de maquiagem (*make-up*)

Comprimento de corrida	Palavra-código de maquiagem	
	brancos	pretos
64	11011	0000001111
128	10010	000011001000
192	010111	000011001001
256	0110111	000001011011
320	00110110	000000110011
384	00110111	000000110100
448	01100100	000000110101
512	01100101	000000110110
...		
1664	011000	0000001100100
1728	010011011	0000001100101
EOL	00000000000	1000000000001

Exemplo: Seqüência de 480 brancos

$$\lfloor 480/64 \rfloor = 7$$

$$\text{Resto}(480/64) = 32$$

Make up= 448 e TC=32
 01100100 00011011

Aplicação:

MODEMs incorporando protocolos MNP (*Microcom Networking Protocol*)

Classe de Protocolos MNP

Classe 5 compactação adaptável
 Códigos de comprimento de corrida
Classe 7 Huffman aprimorado adaptativo
 (usa modelo de fonte Markoviana)
V.24biscodificação Lempel-Ziv adaptativa

7.10 Códigos de Barra: EAN e UPC

Os códigos de barra constituem uma das maneiras eficientes para a aquisição automática e rápida de dados. De fato, o ponto de estrangulamento é à entrada de dados, pois a velocidade de digitação é muito inferior à velocidade de processamento dos computadores. As informações são gravadas nos produtos opticamente e são lidas por leitoras (scanner de balcão, pistola laser, caneta óptica). **Norman Woodland & George Lauer** desenvolveram a técnica em 1973 (bar codes). O primeiro país a adotar esta técnica no comércio foi os EUA, em 1973. Logo a seguir, os países europeus iniciaram o desenvolvimento de um padrão para codificação em barras e em 1977 criou-se a EAN (antiga "*European Article Numbering*" association). No início dos anos 80, o Brasil filiou-se a EAN, recebendo um prefixo de código do país 789 (inicial na numeração nos códigos de todos os produtos brasileiros). Existe uma larga variedade de códigos padronizados para leitura óptica usando feixe de Laser, entre eles o UPC, o EAN, o Código 39, o Dois de cinco, o ITF ("dois de cinco" intercalado), o MSI, entre outros. Os dois primeiros são os mais importantes e têm a mesma estrutura. Os códigos 39 (3 de 9) e 2 de 5 são de baixa resolução e são destinados à indústria mecânica, a embalagens de embarque ou outras situações onde é requerida uma leitura com baixa qualidade de impressão.

Os códigos de barra são normalmente impressas nos produtos (ou em etiquetas), a 300 dpi, por exemplo. Como exemplo de especificações ópticas, a leitura é realizada por:

Tipo de fonte de luz-	Diodo laser visível (vermelho)
Comprimento de onda da fonte luminosa-	670 nm
Taxa de varredura-	40 leituras.seg ⁻¹ .

As leitoras ópticas mais comuns são do tipo por varredura. As barras não refletem a luz vermelha do equipamento leitor e os espaços (fundo) refletem a luz incidente. A concepção do código implica que as barras não devem refletir a luz vermelha, ao contrário do fundo. Assim, cores tais como preto, verde-escuro, azul, podem ser usadas nas barras e cores como branco, amarelo, vermelho-vivo podem ser usadas no fundo. A leitora envia um feixe luminoso que cruza todas as barras no sentido longitudinal. Quanto mais larga a barra preta, maior será o tempo de ausência de reflexão. O tempo de reflexão/ausência de reflexão permite identificar os dígitos. Há também leitoras com base em CCD (mecanismo tipo câmera de vídeo).

A descrição a seguir apresenta o "*Universal Product Code*" UPC com 12 dígitos e fornece uma idéia representativa dos sistemas de leitura de códigos de barra. O EAN com 13 dígitos é também apresentado.

No caso do UPC-12, o dígito de paridade é dado por

$$D_{11} = 10 - \left(3 \left(\sum_{i=1}^8 D_i \right) + \sum_{i=0}^{10} D_i \right) \pmod{10}$$

• **13-EAN**

Um dos padrões de códigos de barra mais difundidos atualmente é o EAN-13, adotado no Brasil. Nele, os dois primeiros dígitos fornecem o código do país e o último um dígito verificador de paridade. Uma representação típica é CC | YYYY | XXXXX P_X P.

Os códigos de país são, por exemplo, CC=78 para o Brasil, CC=77 para a Argentina, CC= 50 para o Reino Unido, CC=76 para a Suíça, CC=84 para a Espanha, CC=90 para a Áustria etc.

A tabela de codificação do EAN é ligeiramente mais complicada que aquela do UPC. A parte esquerda da tabela inclui dois códigos L diferentes (LA e LB), sendo um deles idêntico ao UCP-12, assegurando a compatibilidade, i.e., códigos 13-EAN podem ler códigos 12-UPC (basta adicionar o dígito inicial D0=0 nos 12 dígitos UPC).

Tabela VII.9 - MAPEAMENTO 7-bits -> 1 dígito CÓDIGO EAN-13, BRASIL

dígito	Código LA	código LB	Código R
0	0001101	0100111	1110010
1	0011001	0110011	1100110
3	0111101	0100001	1000010
4	0100011	0011101	1011100
5	0110001	0111001	1001110
6	0101111	0000101	1010000
7	0111011	0010001	1000100
8	0110111	0001001	1001000
9	0001011	0010111	1110100

D0 || D1 D2 D3 D4 D5 D6 || D7 D8 D9 D10 D11 D12 ||
 7 || LA LB LA LB LA LB || R R R R R R || EAN-13
 0 || LA LA LA LA LA LA || R R R R R R || UCP

Cada país, com seu código EAN com numeração inicial diferente (e.g. UK 50 tem D0=5). O dígito D0 caracteriza a maneira com a qual as duas tabelas LA e LB são usadas.

No Reino unido, 5 || LA LB LB LA LA LB || R R R R R R || .

O método de verificação da paridade é similar ao UPC-12.

$$D_{12} = 10 - \left(3 \left(\sum_{i=1}^{11} D_i \right) + \sum_{i=0}^{10} D_i \right) \pmod{10}$$

Detalhes são deixados para referências especializadas [GROS&ZYN 1991].

7.11 Rede Digital de Serviços Integrados: N-ISDN

Um grande marco no processo de evolução dos sistemas de comunicação digital foi o surgimento do conceito de Integração de Serviços com a ISDN (ou RDSI). Os serviços incluem transmissão de texto, dados, voz, fax, correio eletrônico (e-mail), fotos, gráficos e imagens; com aplicações típicas em imagens médicas, catálogo de compras, viagem digital etc. A rede integrada de serviços digitais, ISDN, envolve o uso da rede telefônica digital para proporcionar novos serviços não telefônicos, além dos serviços já existentes. Concebida em termos teóricos em 1975, de acordo com o CCITT: "*Rede derivada da rede telefônica digital integrada, que proporciona conectividade ponto a ponto para o suporte de uma larga variedade de serviços, os quais os usuários têm acesso por um conjunto limitado de interfaces padrões multifunções*".

tipos de acesso {
 acesso básico
 acesso primário
 acesso banda larga

A ISDN hoje comercialmente disponível baseia-se fundamentalmente em sinais sincronizados (em taxas 64 kbps e 2 Mbps) e na comutação digital de sinais CPA-T. O usuário tem acesso básico através de canais de 64 kbps, ou acesso primário (1º nível da Hierarquia, 30 canais de 64 kbps) em 2,048 Mbps, embora que ocasionalmente empreguem níveis da hierarquia secundária ou terciária PDH assíncrona, com justificação. A tendência, entretanto é usar a SDH.

A ISDN faixa estreita acesso básico (referenciado como BRI=*Basic Rate Integrated services digital network*) usa três canais: dois canais B e um canal D, sendo os primeiros para transmissão da informação e o último normalmente para controle e sinalização. Já em acesso primário, usa-se 29 B + 1 D, conforme as especificações a seguir.

ACESSO	CANAIS B	CANAL D
Básico (64 kbps)	2x64 kbps	16 kbps
Primário (2 Mbps)	29 x64 kbps	64 kbps

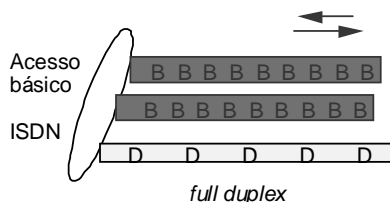


Figura 7.64 – Acesso BRI para RDSI: canais 2B + D.

A rede RDSI (N-ISDN) não permite a oferta de serviços de faixa larga (>> 2 Mbps). A introdução da B-ISDN resulta da necessidade da utilização de serviços como: comunicação de vídeo pessoa a pessoa, comunicação de dados gráficos e comunicação de computadores em alta velocidade e acesso a informação de vídeo; serviços que requerem substancial aumento na capacidade de transmissão e na arquitetura da rede.

A digitalização das redes, associada à integração da comutação e transmissão, além da convergência das Telecomunicações & Informática, dá surgimento a TELEMÁTICA.

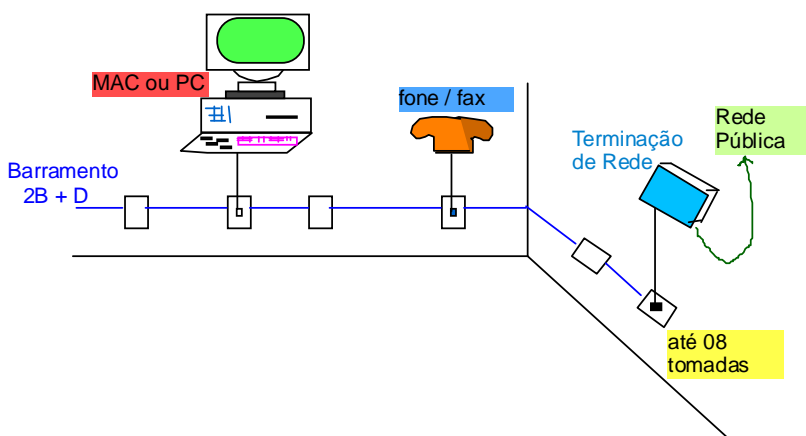


Figura 7.65 - 2B+D: Acesso Básico RDSI.

Interface ISDN Acesso Primário (2,048 Mbps)

Somente alguns detalhes da camada física da ISDN são apresentados. Um dos barramentos largamente adotados na N-ISDN é baseado na arquitetura Siemens "ISDN Orientated Modular" (IOM[®]). Os canais destinam-se a um dos dois tipos de funções: dados ou informação de controle. O barramento é baseado em um canal de 4 Bytes: 2 octetos para canais B, 1 octeto para monitor e 1 octeto para o canal D e a "camada 1" de controle.

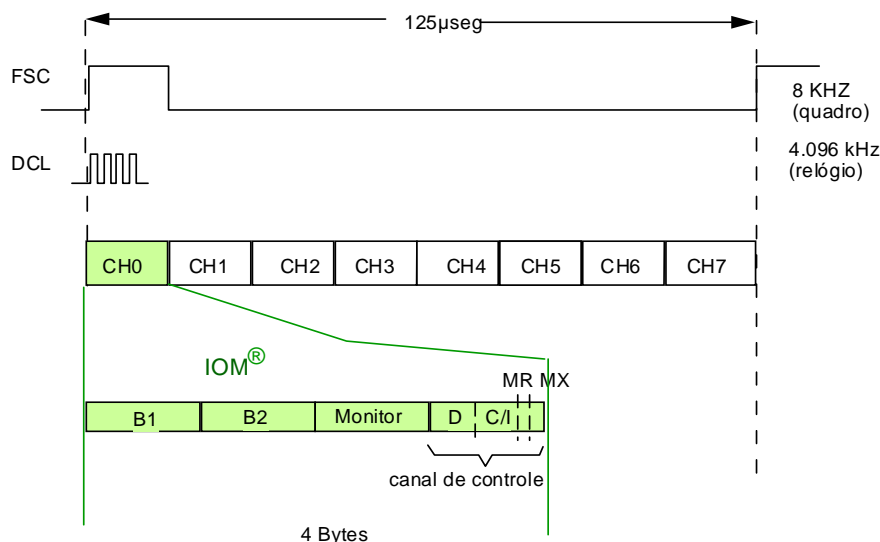
A estrutura de quadro IOM[®] pode ser usada tanto em enlaces ponto-a-ponto quanto em multiponto. O número de canais CH_i (4 octetos/quadro) pode variar de 1 a 8. No caso de apenas um único canal, CH₀, o relógio opera em 512 kHz e a taxa é 256 kbps. Para oito canais, CH₀ a CH₇, o relógio opera em 4,096 MHz e a taxa é 2,048 Mbps.

Os canais B e D são análogos ao ISDN 2B+D, M é um canal destinado à manutenção e A é um canal auxiliar, apresentando as seguintes taxas:

B → 64 kbps
 D → 16 kbps
 M,A → 8 kbps
 taxa básica IOM total= 160 kbps.

No caso de interface com 8 canais IOM[®], CH₀ a CH₇, existem 32 Bytes por quadro. A taxa de transmissão corresponde exatamente à velocidade básica das PCM *infovias*, i.e., a taxa de PCM30:

$$32 \frac{\text{octetos}}{\text{quadros}} \cdot \frac{1 \text{ quadro}}{125 \mu\text{seg}} = 2,048 \text{ Mbps}.$$



B canais de voz/dados
 D canal de sinalização
 C/I bits de comando/indicação
 MR, MX bits de controle monitor.

Figura 7.66 – Formato de quadro na IOM (ISDN Acesso Primário),

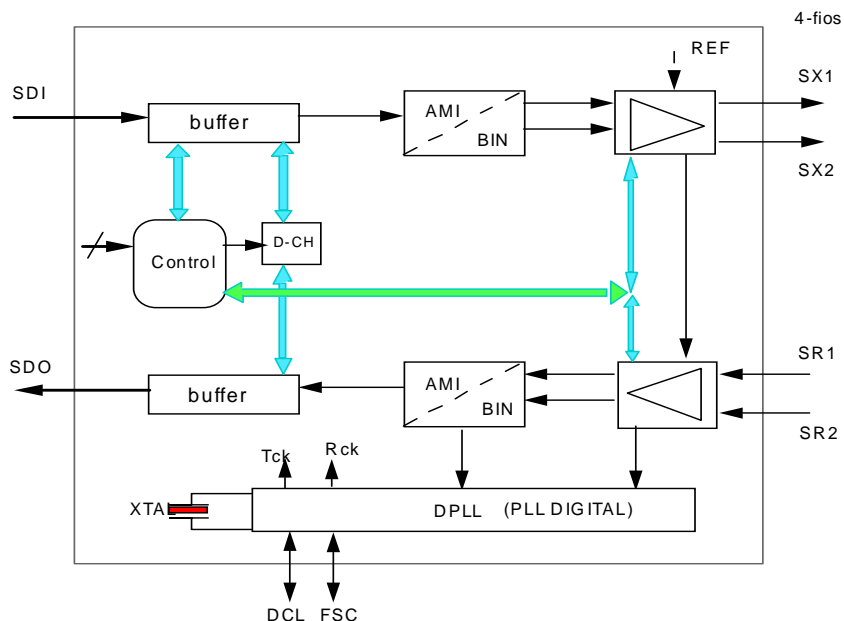


Figura 7.67 - ISDN: Circuito barramento de interface S (Siemens PCB2080).

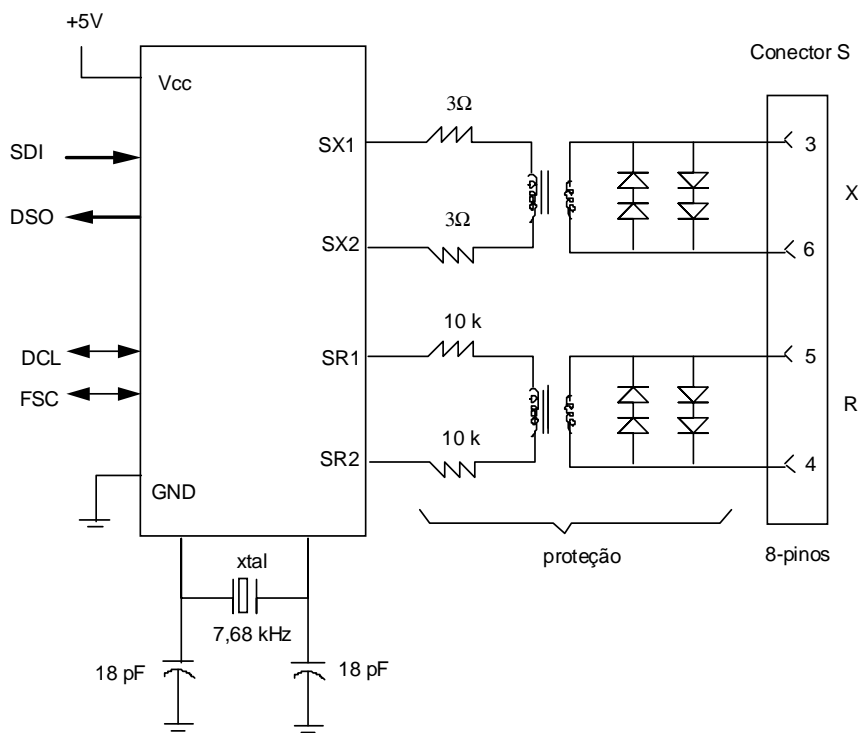


Figura 7.68 - Circuito barramento de interface S.

Todas estas estruturas usam um quadro de 125µseg, o que assegura uma fácil integração com dispositivos projetados para centrais digitais.

Nºs especiais: IEEE *Comm. Mag.*, April, 1990. *Proc. of the IEEE*, Feb., 1991.

A ISDN optou por usar um esquema de codificação multinível (não binário) conhecido como 2-binário/1 quaternário 2B1Q, ilustrado a seguir. Os seguintes símbolos são empregados: -3, -1, +1 e +3.

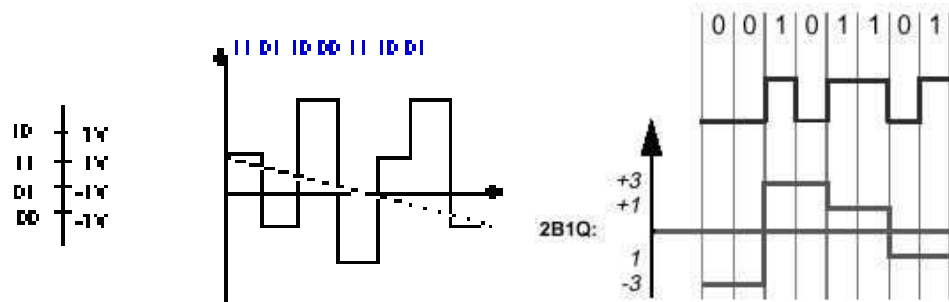


Figura 7.69 – formas de onda na codificação 2B1Q.

A seqüência binária é seccionada em díbits e cada um deles é mapeado em um nível de tensão, de acordo com a indicação.

Símbolo quaternário	+3	+1	-1	-3
Nível (volts)	2,5 V	0,833V	-0,833	-2,5V.
	450 mV -	150 mV	150 mV	450 mV

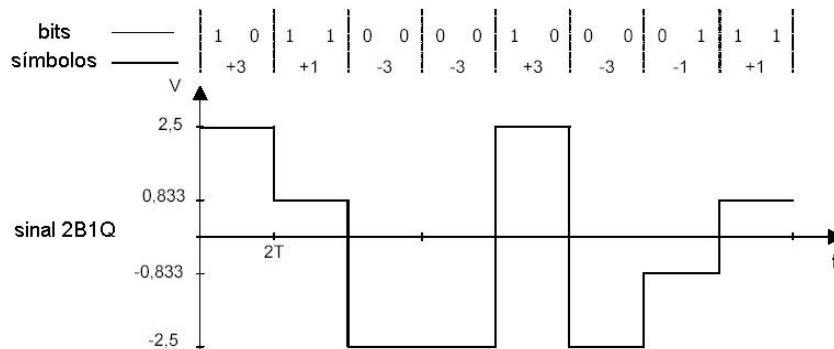


Figura 7.70 – Sinal de linha 2B1Q.

Outra opção para a RDSI é o código de linha 4B3T.

Código 4B3T

Os dígitos binários são agrupados em pacotes de 4 bits, e cada grupo de 4 bits é convertido em 3 símbolos (um pseudo ternário). O resultado é uma redução na taxa de sinalização em $\frac{3}{4}$. A escolha da seqüência é feita de acordo com o valor médio atual da componente contínua do sinal, na direção de reduzi-lo. A seqüência 000 não é utilizada por não ser boa para a transmissão de relógio. Existem seis estados possíveis em relação à disparidade DC (-3, -2, -1, +1, +2, +3). **Como o estado nulo não existe, é feita a passagem direta de -1 para +1 e vice-versa no acréscimo de +1 ou -1.** O código 4B3T é também utilizado em FDDI.

**Tabela VII.10 – Codificação 4B3T.
Tabela de codificação de Jessop-Waters**

Palavra binária	Palavra ternária		Disparidade
	Modo positivo	Modo negativo	
0000	0 - +	0 - +	0
0001	- + 0	- + 0	0
0010	- 0 +	- 0 +	0
1000	0 + -	0 + -	0
1001	+ - 0	+ - 0	0
1010	+ 0 -	+ 0 -	0
0011	+ - +	- + -	1
1011	+ 0 0	- 0 0	1
0101	0 + 0	0 - 0	1
0110	0 0 +	0 0 -	1
0111	- + +	+ - -	1
1110	+ + -	- - +	1
1100	+ 0 +	- 0 -	2
1101	+ + 0	- - 0	2
0100	0 + +	0 - -	2
1111	+ + +	- - -	3

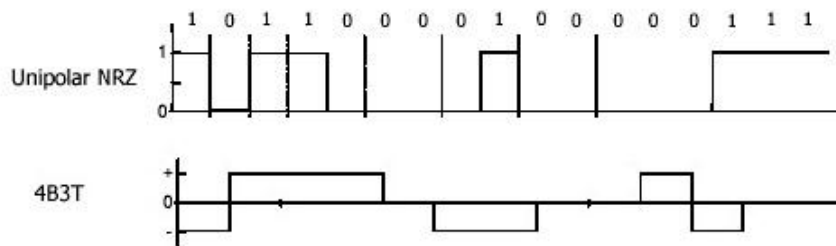


Figura 7.71 – Codificação 4B3T: forma de onda correspondente a uma seqüência unipolar.

O ITU sugere a recomendação H.320 para videoconferência em RDSI banda estreita, seja em taxa básica de interface (BRI), seja na taxa primária na interface (PRI). Enquanto os Modems atingem a maturidade tecnológica e saturação na velocidade, espera-se que a ISDN em linhas telefônicas torne obsoleta a necessidade de modems. O acesso RDSI faixa estreita foi padronizado internacionalmente pelo ITU segundo a recomendação I.420.

7.12 SDH: Hierarquia Digital Síncrona e SONET

A explosão da transmissão de informação vem exigindo rotas digitais cada vez com maiores taxas. A sincronização dos sinais na interface usualmente só é conseguida nos primeiros níveis (1,5 e 2 Mbps). Visando uma operação flexível -concomitantemente com a incorporação de recursos de operação, administração e manutenção - novas redes de transporte foram projetadas. Além do problema do emprego de TDM assíncrono na Hierarquia Digital Clássica PDH, inexistia uma padronização mundial de sinais multiplexados (diferentes taxas, diferentes processos de sinalização, etc.). Visando solucionar os problemas de intercomunicação entre sinais gerados por Hierarquias de padrões diferentes, o CCITT foi levado a padronizar uma nova Hierarquia, referida como Hierarquia Digital Síncrona SDH, em Novembro de 1989 [KAS et al. 1990], [BER et al. 1997], [BAL et al. 1992], [BRAC 1991], [ASA et al. 1990], [SCH et al. 1990].

Uma nova interface única, de caráter mundial, com capacidade de integrar os três tipos distintos de sinais existentes nos padrões da Hierarquia Digital Plesiócrona, foi adotada. As características estruturais do quadro SDH simplificam as funções de deriva-e-inserção (*drop-and-insert*). Uma das grandes desvantagens da mux plesiócrona decorre do fato de requerer a demultiplexação completa em cada nível para recuperar os dados e remover os bits de justificação.

HIERARQUIA DIGITAL SINCRONA (SDH) e o PADRÃO SONET

A digitalização das Redes (na direção da ISDN) vem se processando em ritmo acelerado. Como conseqüência, há uma migração do acesso em redes banda estreita na direção de redes banda larga (N-ISDN => B-ISDN). Na Hierarquia mux digital convencional, são síncronos apenas os primeiros níveis: 1,544 Mb/s e 2,048 Mb/s. A sincronização de níveis mais altos tornou-se importante para uma operação flexível e econômica. A SDH, tal como PDH, usa *memórias elásticas* e *justificação* para absorver as flutuações dinâmicas de fase dos relógios. A chave do sucesso da MUX SINCRONA está no uso de ponteiros. Inviabilidade PDH em taxas altas: PDH velocidade compatível STM-1; a justificação P/Z/N (+/-J); tolerância máxima da 15 ppm,

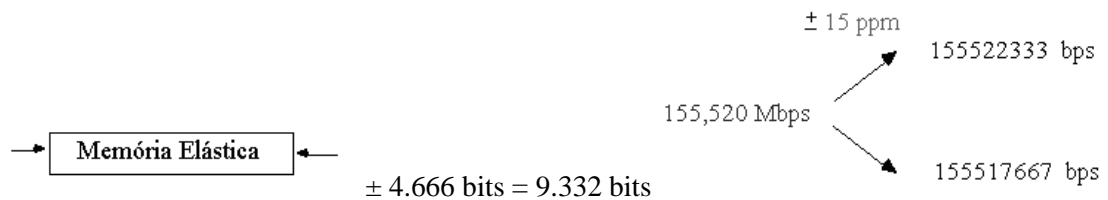


Figura 7.72 – Dimensionamento de memória elástica para 155 Mbps.

Tamanho da memória para suportar sem perda de informação: por 1 segundo, o "offset" máximo entre os relógios de leitura e gravação.

A necessidade de Rotas Digitais cada vez de maior capacidade vem sendo resultado principalmente da distribuição de sinais de vídeo e comunicação em alta velocidade entre computadores. Ainda que o modo assíncrono de transferência ATM constitua um padrão para as redes B-ISDN, grande parte do esqueleto da rede RDSI (*backbone*) funciona baseada no modo de transferência síncrono (STM), adotado nas redes SDH.

Enlaces Ópticos Metropolitanos Usuais		
EUA	44,736 Mb/s	DS3 PDH
CEE	139 Mb/s	DS4 PDH
BRASIL	34,368 Mb/s	DS3 PDH

Origens da SDH

A SDH surgiu de duas necessidades básicas da década de 80:

- Escoamento de canais e 64 kbps em B-RDSI com fibras ópticas (e.g. 135 Mb/s)
- Comunicação entre computadores via fibras ópticas.

Uma breve cronologia fornece:

1985 - A ANSI (EUA) introduziu a Hierarquia SONET - *Synchronous Optical Network*, o primeiro sistema mux síncrono surgiu especificamente adaptado a tecnologia óptica.

1988 - Recomendações do CCITT compatibilizando as propostas européias da SDH com a SONET.
SDH - hierarquia digital síncrona G. 707 G.708 G.709

SONET– Rede Óptica Síncrona (*Synchronous Optical Network*)

As 84 colunas (bytes) para alocar os tributários são divididas em 7 grupos de 12 colunas, cada grupo no envelope de carga síncrona (SPE) pode alojar:

Tributários	Canais	Bytes	Colunas/Tributário	Tributários/Grupo
1,544 Mb/s	24	27=9×3	3	4
2,048 Mb/s	32	36=9×4	4	3
3,152 Mb/s	48	54=9×6	6	2
6,312 Mb/s	96	108=9×12	12	1

MÓDULO BÁSICO DO SONET STS-1

A interface STS-1 (*synchronous transport signal, level 1*) apresenta taxa de 49 Mbps (taxa útil), sendo de 51,84 Mbps na linha, devido às informações suplementares de gerenciamento e manutenção.

Os serviços são oferecidos usando um quantum – intervalo de 125 μseg.
(vide recomendações ITU-T G774 SDH e ANSI T1.105 SONET).

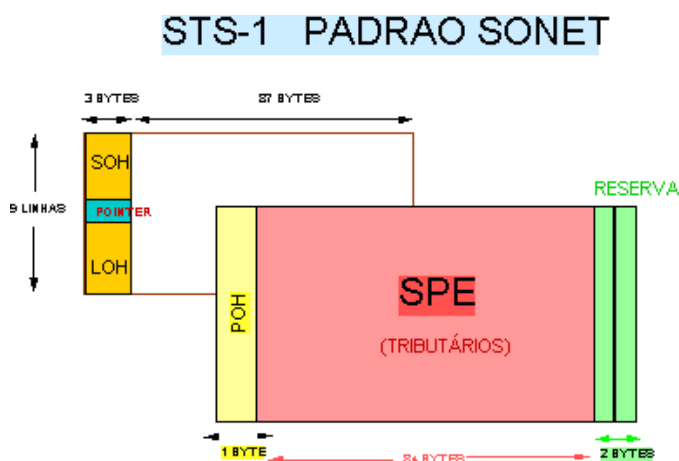


Figura 5.73 - Estrutura dos containers no padrão SONET (Rede Óptica Síncrona).

O container SONET tem comprimento de 90 colunas × 9 linhas e o transporte de tributários é feito no SPE.

- Três primeiras colunas: SOH, LOH, POINTER
- 87 colunas restantes: POH (*Path Overhead*) + SPE (*Sync. Payload Envelope*)

Tabela VII.11- TECNOLOGIA ÓPTICA: ENLACES

Enlace	Janela	Diodo LASER	Alcance
ELO 34	(λ= 1,3 μm)	baixa potência (0,1 mW)	55 km
ELO 140	(λ= 1,3 μm)	baixa potência	50 km
ELO 140	(λ= 1,3 μm)	1 mW	75 km
ELO 140	(λ=1,55 μm)	1 mW	140 km

SDH/SONET

MÓDULOS TX/RX PARA CIRCUITO IMPRESSO SDH/SONET	
	51 ou 622 Mb/s $\lambda = 1,3$ ou $1,55 \mu\text{m}$
RECEPTOR PINFET	para $\lambda = 1,3$ ou $1,55 \mu\text{m}$
	160 Mb/s sensibilidade -40 dBm
	680 Mb/s sensibilidade -36 dBm
	2,5 Gb/s sensibilidade -25 dBm

Características da Rede Síncrona Óptica SDH/SONET

- Taxas e Formatos Padronizados
- Multiplexação em Nível de Bytes, visando canais de 64 kbps
- Alto Nível de Controle da Rede (*custo administrativo altamente operacional*)
- Intercambialidade de Fornecedores
- Interfaces de Alta Velocidade Padronizadas
- Operação Plesiócrons Permitida (PDH)
- Facilidades Operacionais Avançadas
- Estrutura modular
- Transmissão usando células de redes ATM.

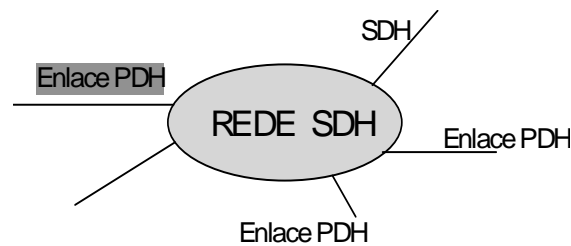


Figura 7.74- Rede SDH-- interface com enlaces PDH.

Vantagens da SDH

- menor custo da multiplexação e transmissão
- acesso aos sistemas tributários mais baixos diretamente da interface
- alocação de canais de operação, administração e manutenção da rede (OA&M)
- eficiência para comunicações em faixa larga (computadores e vídeo)

Uma das principais razões para a substituição da PDH é que esta não está preparada (ponto de vista OA&M) para usar equipamentos do tipo *cross-connect* (e.g. ADM), fundamentais nas B-ISDN.

TECNOLOGIA: óptica, alta velocidade.

Custo de Processamento nos Terminais alto (dominante),

Custo do canal baixo (tende a ficar menor).

No Brasil, a rede da RNP interconecta mais de 350 instituições de ensino e pesquisa, com conectividade internacional. A *Rede Nacional de Ensino e Pesquisa* (RNP) opera, desde 1991, a rede acadêmica nacional. A quinta geração dessa rede, implantada em novembro de 2005, utiliza tecnologias DWDM (nos enlaces Gbps), SDH e PDH (nos enlaces Mbps).

Funções Principais

SOH	POH
Sincronismo de quadro	Verificação de erros
Verificação de erros	Manutenção
Comunicação de dados	
Proteção	
Manutenção	

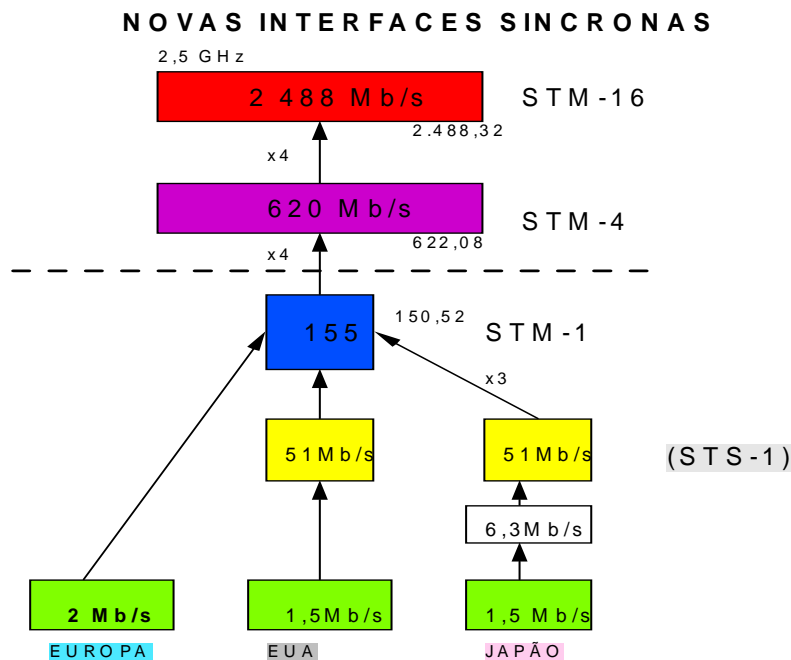


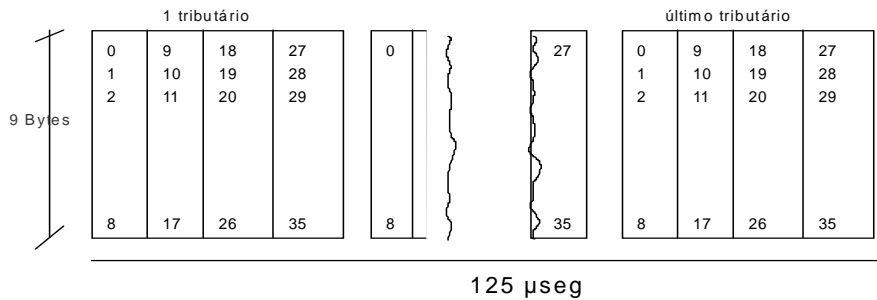
Figura 7.76 – Taxas padrão na SDH (módulos STM-N). Interfaces para transmissão digital em redes síncronas.

O tamanho do *container* é dado por uma quantidade de linhas e colunas **compatibilizada** entre o SONET e SDH, para padronização internacional a partir de tributários de **1,5 Mb/s** e **2 Mb/s**. Enquanto na hierarquia PDH a intercalação síncrona de bits é realizada no intervalo básico 125µs, na hierarquia SDH uma intercalação síncrona de bytes é realizada no intervalo básico 125µs.

bytes adicionais			
1,544 Mb/s	24 bytes (canais)	+3	27 bytes
2,048 Mb/s	32 bytes (canais)	+4	36 bytes

NNI- MAPEAMENTO DE TRIBUTARIOS PARA A FORMAÇÃO DE UM CONTAINER

TRIBUTARIOS DE 2,048 Mb/s 32 canais 1 Byte/canal -> 36 Bytes



TRIBUTARIOS DE 1,544 Mb/s 24 canais 1 Byte/canal -> 27 Bytes

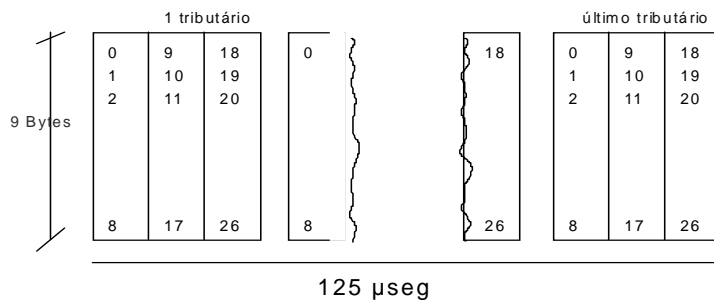


Figura 7.77- Preenchimento de *container* pelos tributários PDH.

STM

N-ISDN (suporte de canais 64 kbps) interface 2B + D e 30B + D

CANAL-D canal de sinalização D = 16 kbps / 64 kbps

Estrutura de interface para a B-ISDN

$$i H_4 + j H_3 + k H_2 + l H_1 + m H_0 + D$$

coeficientes i, j, k, l, m , indicam o número de ocorrências de tipo de canal na interface.

CANAL	kbps
B	64
H ₀	384
H ₁	1.920
H ₂	32.768
H ₄	132.032

Altura do *container*: $MDC(27,36)=9$ linhas $125 \mu s = [8 \text{ kHz}]^{-1}$.

PDH intercalamento síncrono de bits no intervalo básico 125 μs .

SDH intercalamento síncrono de Bytes no intervalo básico 125 μs .

A interface de nó na rede (NNI) utiliza o conceito de *virtual container* para transportar os bytes dos tributários.

Definições.

1) *container* é uma unidade definida para transporte do tributário. A designação utilizada é: C-nx em que n=1-4 conforme o nível hierárquico equivalente do sistema PDH e x=1,2 relativo à velocidade do nível (padrão PDH).

C-11 (1,544 Mb/s)

C-12 (2,048 Mb/s)

2) *Virtual container* compreende um *container* único (ou um conjunto de unidades tributárias) associado a um mesmo POH. A designação utilizada é: VC-*n* em que *n*=1 – 4. Os *containers* VC-4 e VC-3 são de alta ordem (HVC), enquanto que os *containers* VC-2 e VC-1 são de baixa ordem (LVC).

PRINCÍPIO DA MULTIPLEXAÇÃO SÍNCRONA.

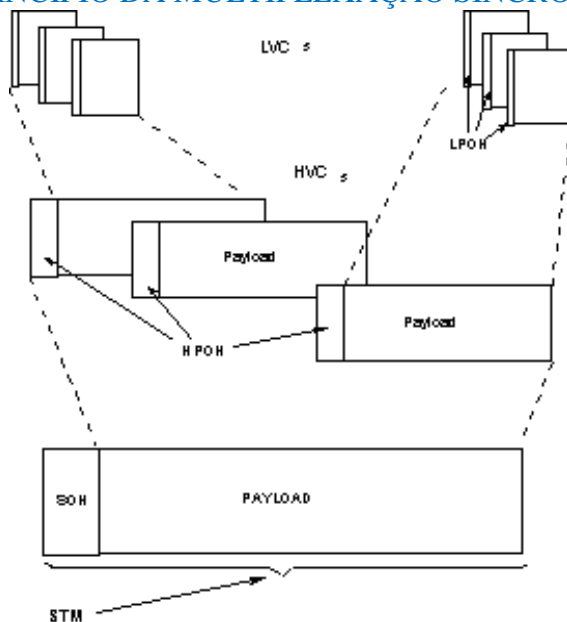


Figura 7.78 – Princípio da multiplexação síncrona: Tributários podem ser transmitidos em containers de alta ordem (HVC) ou de baixa ordem (LVC). Observe as informações de POH em cada *container*.

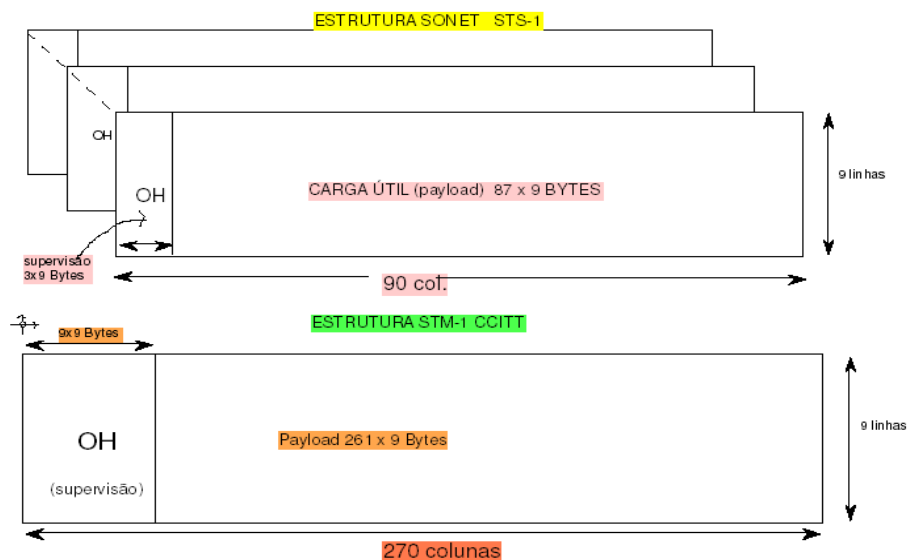


Figura 7.79 – relação entre a estrutura do quadro SONET e STM (usado na SDH). Notar que STM-1 (155,52 Mbps) corresponde a 3 vezes o STS-1 (51,84 Mbps).

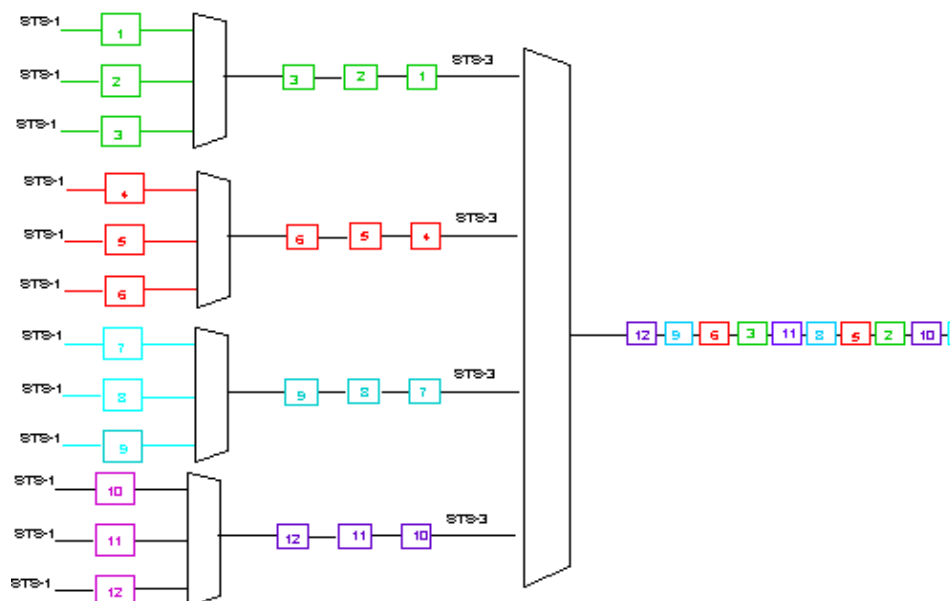


Figura 7.80 – Relação entre a rede SONET e SDH. Tributários da rede óptica SONET 51 Mbps são multiplexados sincronamente para geração do sinal SDH (3×STS-1 = STM-1), cada sinal STM-1 em 155 Mbps. A saída em STM-4 multiplexa quatro tributários STM-1.



Figura7.81 - Placa SDH SONET 155 Mbits/s.

SDH × SONET

Tabela VII.12 – Modos STS e STM.

Interface óptica	Nível STS	Nível SDH	TAXA linha Mb/s	Recomm.
OC-1	STS-1		51,84 (49 Mbps)	
OC-3	STS-3	STM 1 *	155,52 (150 Mbps)	CCITT
OC-9	STS-9		466,56	
OC-12	STS-12	STM 4 *	622,08 (620 Mbps)	CCITT
OC-18	STS-18		933,12	
OC-24	STS-24	STM 8	1244,16	
OC-36	STS-36		1866,24	
OC-48	STS-48	STM 16 *	2488,32 (2,5 Gbps)	CCITT
OC-192	STS-192	STM 64 *	9488,32 (10 Gbps)	
OC-768	STS-768	STM 256 *	39813,12 (40 Gbps)	
OC-1536	STS-1536	STM 512	79626,12(80 Gbps)	
OC-3072	STS-3072	STM 1024*	159152,24 (160 Gbps)	

Nota: 39,813120 (38,486016) 79,626120 (76,972032) 159,252240 (153,944064)

Há dois modos de mapeamento dos tributários na rede SDH. Ou os tributários são síncronos (aí o mapeamento ocorre em modo amarrado e não há necessidade de ponteiros) ou os tributários têm flutuações com relação aos outros. Neste caso, o mapeamento é feito em modo flutuante e os ponteiros desempenham o papel fundamental da multiplexação SDH.

MAPEAMENTO DOS TRIBUTARIOS



Figura 7.82 – Modos de mapeamento de tributários na SDH: Amarrado e flutuante.

Estes dois modos são ilustrados a seguir, nas figuras 7.83 e 7.84.

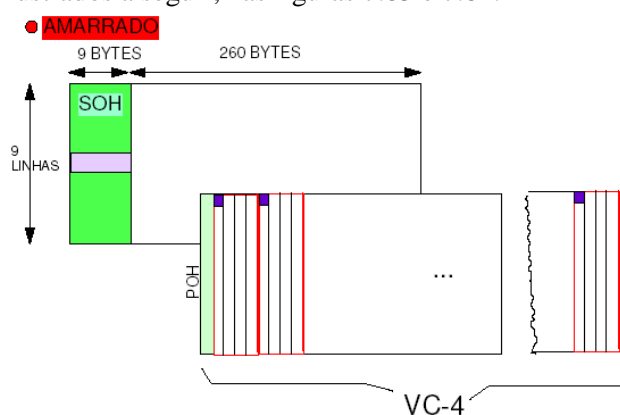


Figura 7.83 – Mapeamento SDH em modo amarrado.

O início de cada tributário tem que coincidir com a 1ª linha do VC. Dispensa-se o ponteiro. Para que haja coincidência, as frequências e fases devem ser idênticas para todos os tributários! Se o relógio que gerou o sinal dos tributários é o mesmo (exemplo: tributários de uma mesma central), esta condição pode ser verificada. Entretanto, se os relógios dos tributários não estão perfeitamente sincronizados, torna-se necessário “ajustar” as diferenças entre os relógios. As memórias elásticas do PDH foram projetadas para “absorver” esta flutuação prática, mesmo quando os valores nominais de taxas são idênticos. Na SDH, adota-se o modo flutuante e as variações relativas de relógios são “corrigidas” através dos ponteiros.

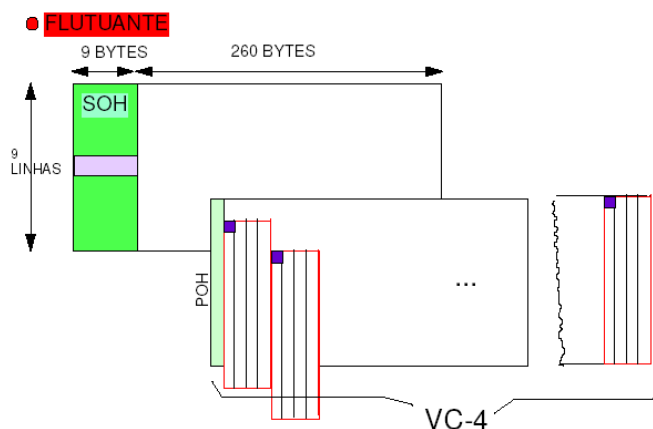


Figura 7.84 – Mapeamento SDH em modo flutuante.

Os tributários podem "flutuar" com relação ao VC. Sua posição é determinada pelo **ponteiro**, que indica o endereço do 1º byte do tributário.

O acesso dos tributários ao *container* principal (no exemplo, VC4), quando no mapeamento em modo flutuante, pode "flutuar" com relação ao VC. Sua posição exata de início é determinada pelo ponteiro, que indica o endereço do 1º byte do tributário. Parte da informação é transmitida em um *container*, e o restante no *container* seguinte. A posição do ponteiro do tributário particular é essencial para recuperar a informação transmitida. Quando o tributário sofrer um escorregamento com relação ao *container*, o valor do ponteiro é corrigido.

A principal vantagem da SDH é que sinais de níveis mais baixos na hierarquia (e.g. 2 Mbps) permanecem visíveis na estrutura de quadros do mux. Isto permite facilidades de *Xconnect*, deriva-e-inserção (*add-and-drop*) sem demultiplexar o quadro inteiro.

Localização dos ponteiros de indicação do início do VC

A estrutura de um container STM-1 em 155 Mbps é ilustrada a seguir. Há duas áreas para alocação dos ponteiros para atuar no "modo flutuante". Dependendo dos tipos de tributários, os ponteiros para compensação do *offset* podem ser alocados na área A ou na área B.

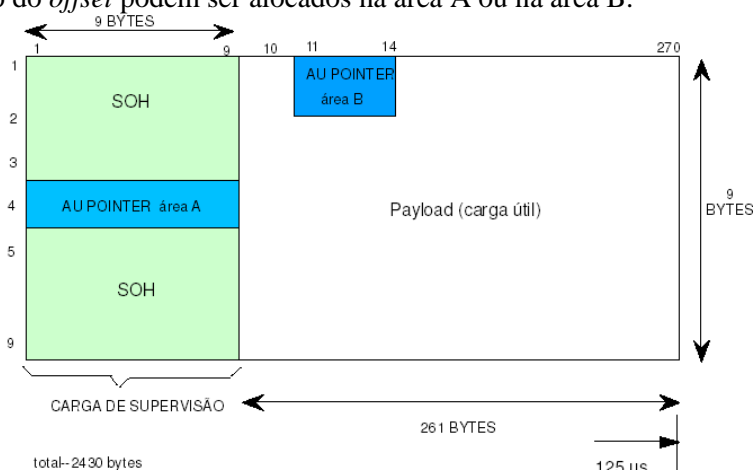
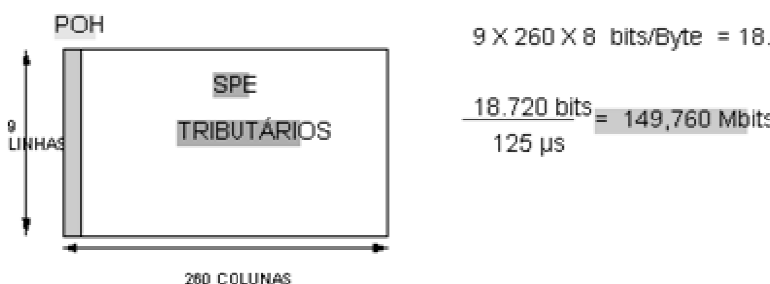


Figura 7.85 - STM-1: Interface de 155 Mb/s da SDH.



PDH CCITT	2 Mb/s (1°)	8 Mb/s (2°)	34 Mb/s (3°)	140 Mb/s (4°)
				Nível Hierárquico



3º nível:	34 Mb/s (CCITT)	45 Mb/s (EUA)	32 Mb/s (Japão)
	16 x 2 Mb/s	28 x 1,5 Mb/s	20 x 1,5 Mb/s

$$2 \text{ Mb/s} \Rightarrow \frac{4 \text{ COLUNAS}}{2 \text{ Mb/s}} \quad 260 \text{ COLUNAS} \left| \frac{4}{65 \times 2 \text{ Mb/s}} \right.$$

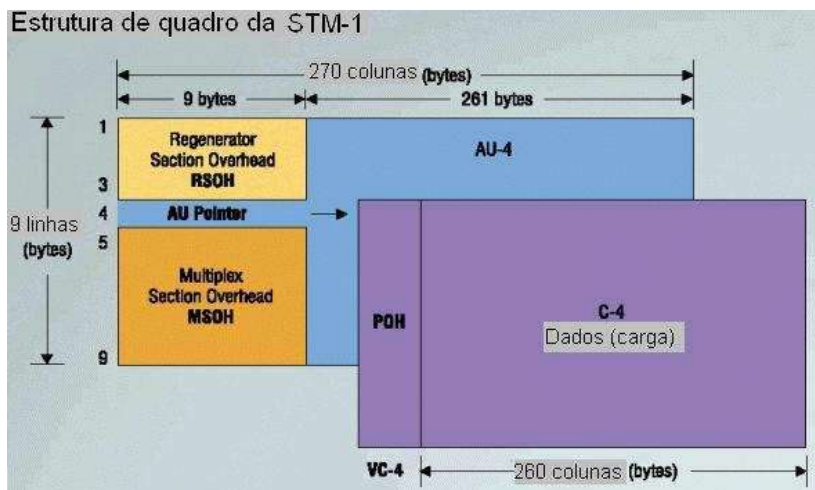


Figura 7.86 – Estrutura do quadro da STM-1.

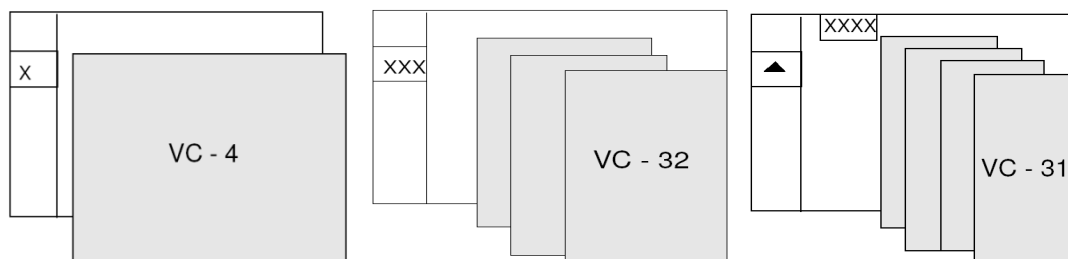
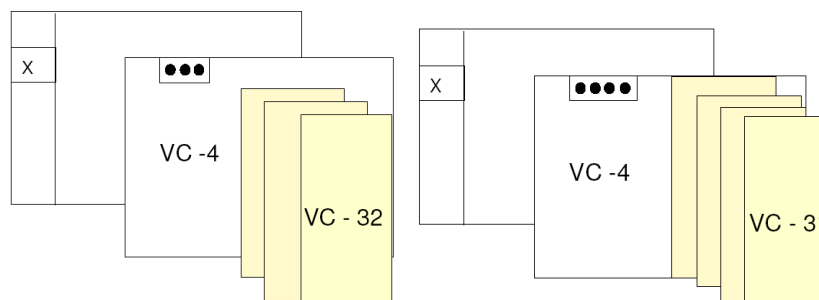


Figura 7.87 – Escoamento dos tributários em *containers* de alta ordem: VC-4 e VC-3. Observe que X indica a posição dos ponteiros: Em VC-4, há apenas um ponteiro na área A. No modo VC-32, há três apontadores, um para cada *container*. Ao usar VC-32, existem 4 *containers* e a indicação dos ponteiros não é realizada na Zona A, onde aparece um triângulo (indicador que os ponteiros estão na área B).



Ponteiros de TU (unidades tributárias são mostradas).

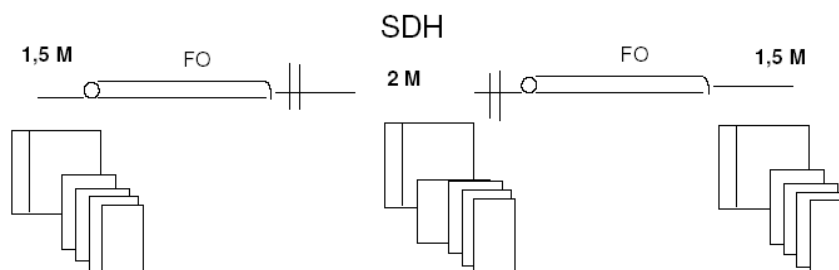


Figura 7.88 – Interconexão digital entre países operando em hierarquias distintas. País A com taxas 1,5 Mbps (VC-31) e País B com taxas 2 Mbps (VC3-2). Como a SDH facilita as coisas!

Geração de STM de ordem superior

O nível superior para o modo de transferência síncrono (e.g., STM-1, STM-16, STM-32) é obtido por entrelaçamento por byte (síncrono) de STM-1.

EXEMPLO: STM-4 = 4 × STM-1.

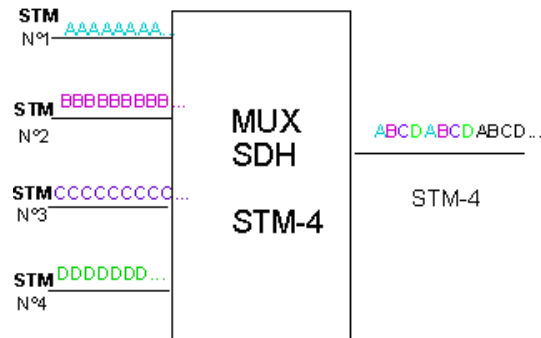


Figura 7.89 - Geração de STM-4 por entrelaçamento síncrono de quatro sinais STM-1.

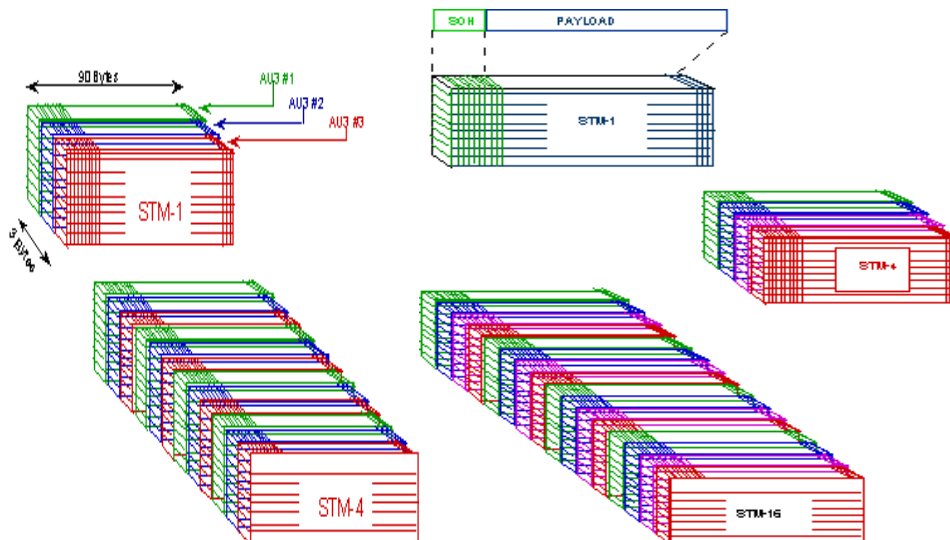
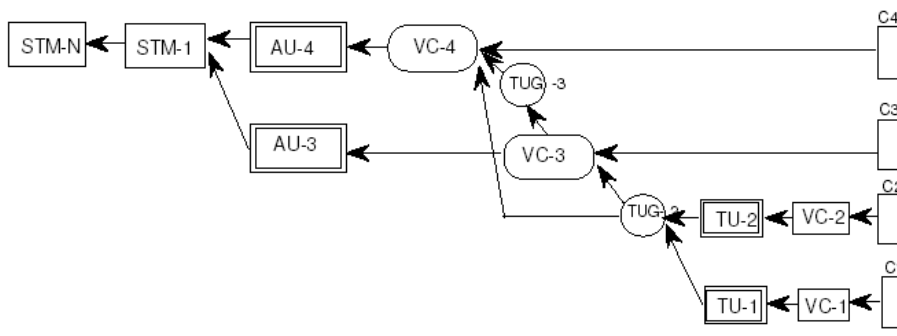


Figura 7.90 - Ilustração do intercalamento síncrono empregado para geração de STM de ordem superior.

Estrutura Básica de Multiplexação SDH.



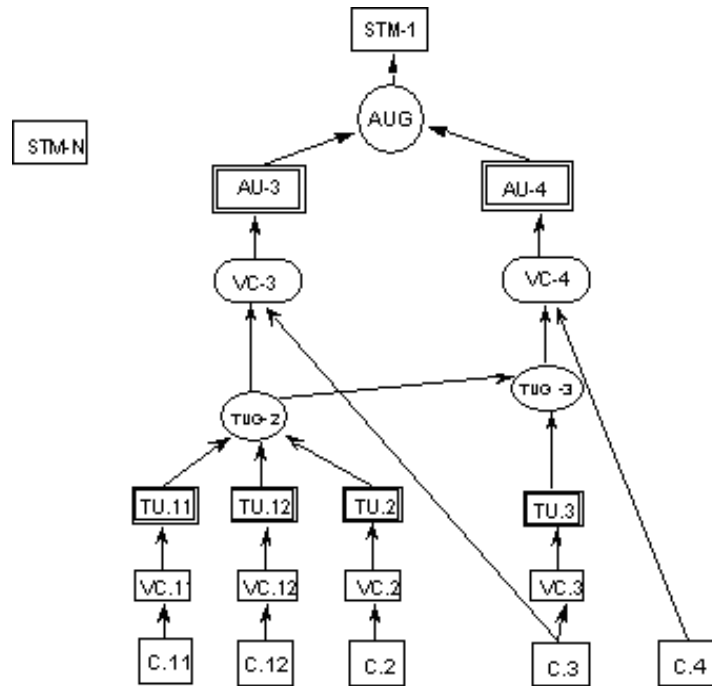


Figura 7.91 – Estrutura básica da multiplexação em redes síncronas SDH.

Os dados dos tributários preenchem os containers (C1 a C4) e o preenchimento se dá até a geração do sinal STM.

1. VC-4 AU-4
2. 4X VC31 AU-4
3. 3X VC32 AU-4
4. 4XAU31 STM-1
5. 3XAU32 STM-1

FAMÍLIA DE MUX PARA REDES SDH

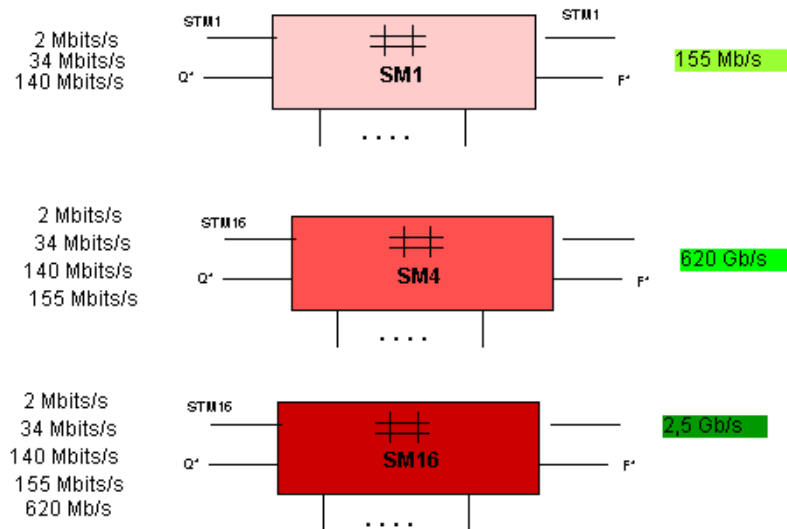


Figura 7.92 – Famílias de equipamentos multiplex em redes síncronas SDH.

SUPERVISÃO Níveis de enlace: Seção repetidora, Seção Mux, Rotas

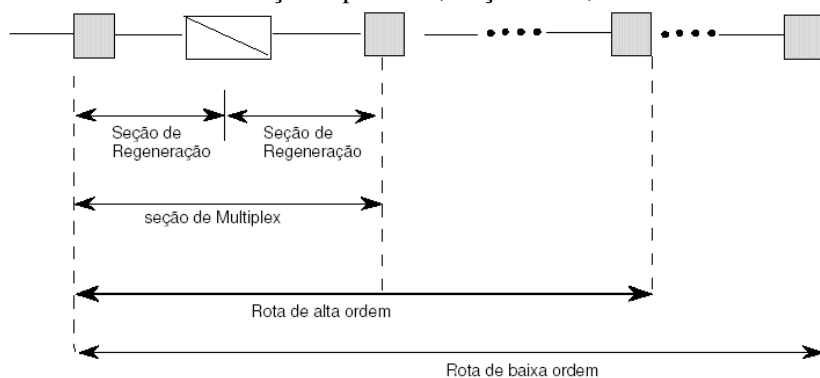


Figura 7.93 – Ilustração das seções envolvidas em um enlace de uma rede SDH: seção de regeneração, seção de multiplex, seção de rota.

- SW - COMUTAÇÃO DIGITAL
- PT - Terminador de rota (*PATH TERMINATOR*)
- LT - Terminador de linha (*LINE TERMINATOR*)
- DXC(DCC) - Conexão transversal (*DIGITAL CROSS CONECT*)

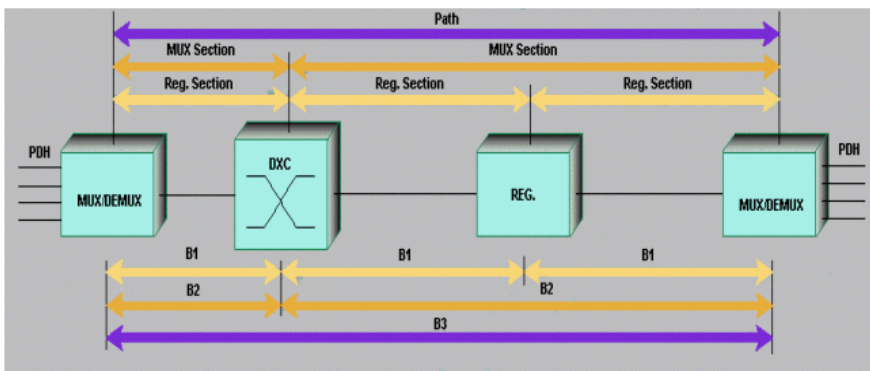


Figura 7.94 – Rota, Seção de mux, seção de regenerador.

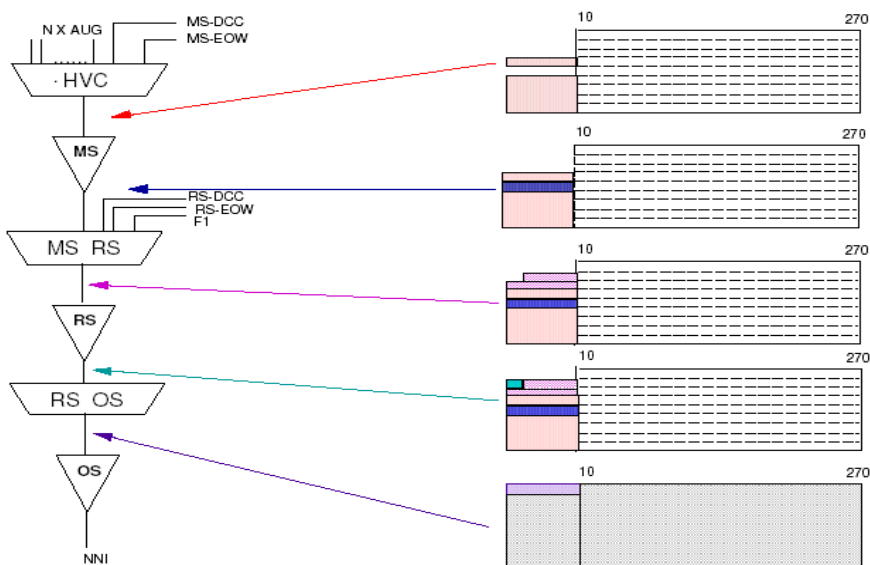


Figura 7.95 – Carga de supervisão no STM-1.

NIVEIS DE SUPERVISÃO

- Supervisão de seção regeneradora Bytes RSOH
- Supervisão de seção Mux Bytes MSOH
- Supervisão de rotas Bytes POH
- Ponteiros indicadores de localização de cargas úteis

1	2	3	4	5	6	7	8	9						
A1	A1	A1	A2	A2	A2	J0	X	X	...					
B1			E1			F1		XX	...					
D1			D2			D3			...					
H1	H1	H1	H2	H2	H2	H3	H3	H3	...					
B2	B2	B2	K1			K2			...					
D4			D5			D6			...					
D7			D8			D9			...					
D1			D1			D1			...					
0			1			2			...					
Z1	Z1	Z1	Z2	Z2	Z2	E2			...					

← 9 Colunas →

Figura 7.96 – Atribuição de bits *overhead* no quadro STM-1

SEÇÃO SOH

Carga de supervisão no STM-4
 Atribuição de bits *overhead* no quadro STM-4

1	2	3	...	10	11	12	13	14	15	...	22	23	24	25	...	28	29	30	...	36
A1	A1	A1	...	A1	A1	A1	A2	A2	A2	...	A2	A2	A2	C1	...	C1	X	X	...	X
B1							E1							F1	X	X	X	X	...	X
D1							D2							D3						
B2	B2	B2		B2	B2	B2	K1							K2						
D4							D5							D6						
D7							D8							D9						
D10							D11							D12						
Z1	Z1	Z1	...	Z1	Z1	Z1	Z2	Z2	Z2	...	Z2	Z2	Z2	E2						

← 36 Colunas (.36 BYTES) →

Figura 7.97 – o SOH do módulo STM-4.

Adaptação seção regeneradora / meio físico

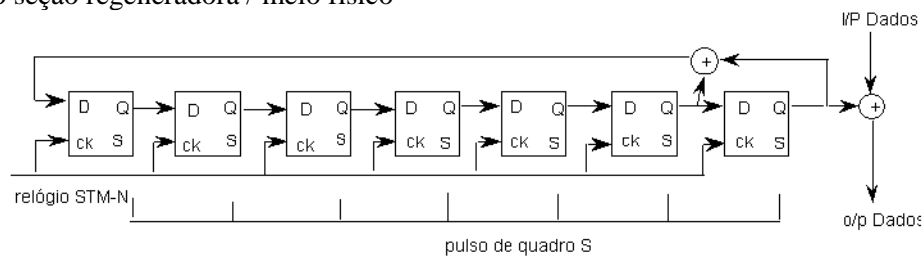


Figura 7.98 - Embaralhador com polinômio gerador $1+X^6+X^7$.
 (colocado no estado "todo 1" no 1º bit do 1º byte da carga útil).

Funções do embaralhador:

- i) garantir acumulação de *jitter* não correlacionada com o sinal
- ii) reduzir efeitos de acumulação de *jitter* de baixa frequência
- iii) reduzir a diafonia em cabos de pares simétricos

Unidades administrativas e grupos de unidades administrativas

A indicação dos ponteiros de AUs pode ser realizada na *Área A* ou na *Área B*, dependendo do VC.

Definição: Unidade administrativa (AU) = combinação de um *HVC* e seu codificado *offset* de quadro.

H1	Y	Y	H2	X	X	H3	H3	H3	0	1	2	3			85	86
----	---	---	----	---	---	----	----	----	---	---	---	---	--	--	----	----

H1	Y	Y	H2	X	X	H3	H3	H3	0	1	2	3			85	86					
													87	88	89			173			
													174					AUG		360	
													261					com		347	
													348					1 x AU-4			
													696							782	

Europa: uso de AU-4 para todas as cargas úteis.

H1	H1	H1	H2	H2	H2	H3	H3	H3	000	111	222	333			85
----	----	----	----	----	----	----	----	----	-----	-----	-----	-----	--	--	----

H1	H1	H1	H2	H2	H2	H3	H3	H3	0	0	1	1	2	2	3	85	85	85	86	86	86							
																	87	87	88	88	89			173	173	173		
																	174							AUG		360		
																	261							com		347	347	347
																	348	348						3 x AU-3				
																	696	696								782	782	782

EUA- uso de AU-3 para tráfego normal e AU-4 para certas aplicações faixa larga.

Figura 7.99 – Detalhamento dos bytes de Unidades administrativas AU .

AU-3 em Nomenclatura SONET AU-3 /STS-1 SPE

H1	H2	H3	0	1	2	3										85	86								
																	87	88	89			178			
																	174					AUG		260	
																	261					com		347	
																	348					1 x AU-4			
																						ou			
																						3 x AU-3			
																	696							782	

Figura 7.100 – Detalhamento da Unidade administrativa AU-3 em modo SONET .

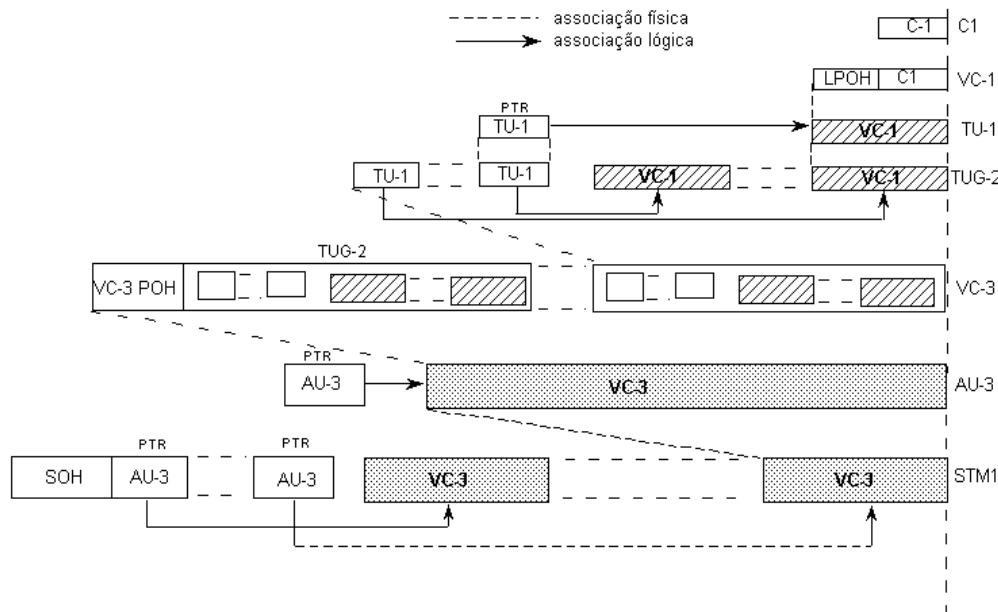


Figura 7.104 – Preenchimento do container STM-1 usando tributários via VC-3. Os tributários de baixa ordem C-1 (1,544 ou 2 Mbps) recebem a informação de rota (POH), gerando container virtual VC-1. Com a alocação de ponteiro, gera-se uma unidade tributária TU-1 (seja TU-11 ou TU-12). Conjuntos de TU geram um grupo de unidades tributárias TUG-2 (TUG-21 ou TUG-22). Estes são alocados em VC-3, com a informação de rota (POH) correspondente. Com o ponteiro de VC-3, tem-se uma AU-3 e diversos AU-3 são alocados no container básico do STM-1, com informações de SOH.

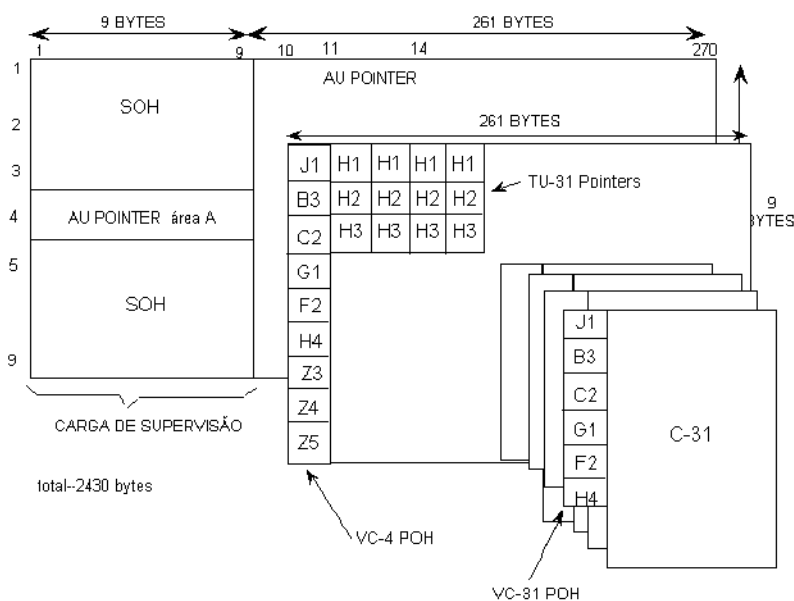
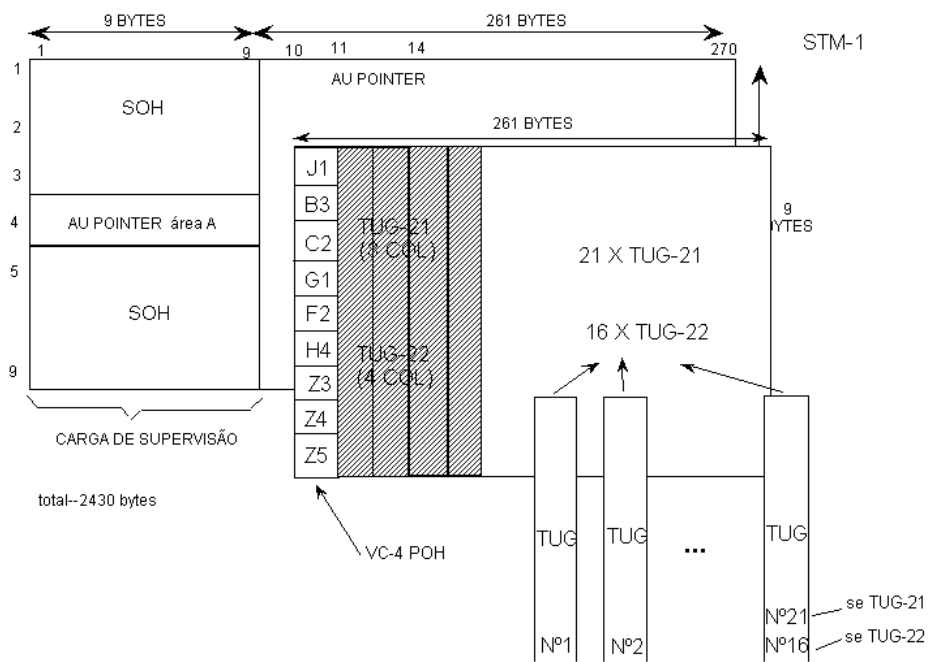
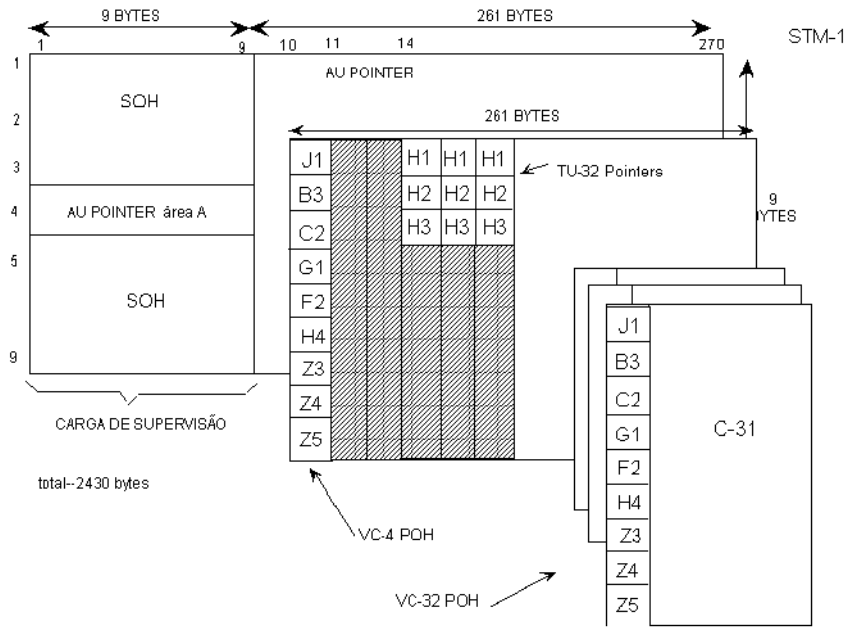


Figura 7.105 – Localização dos ponteiros TU-31 na área B, para preenchimento de container virtual VC-31.

Engenharia de Telecomunicações



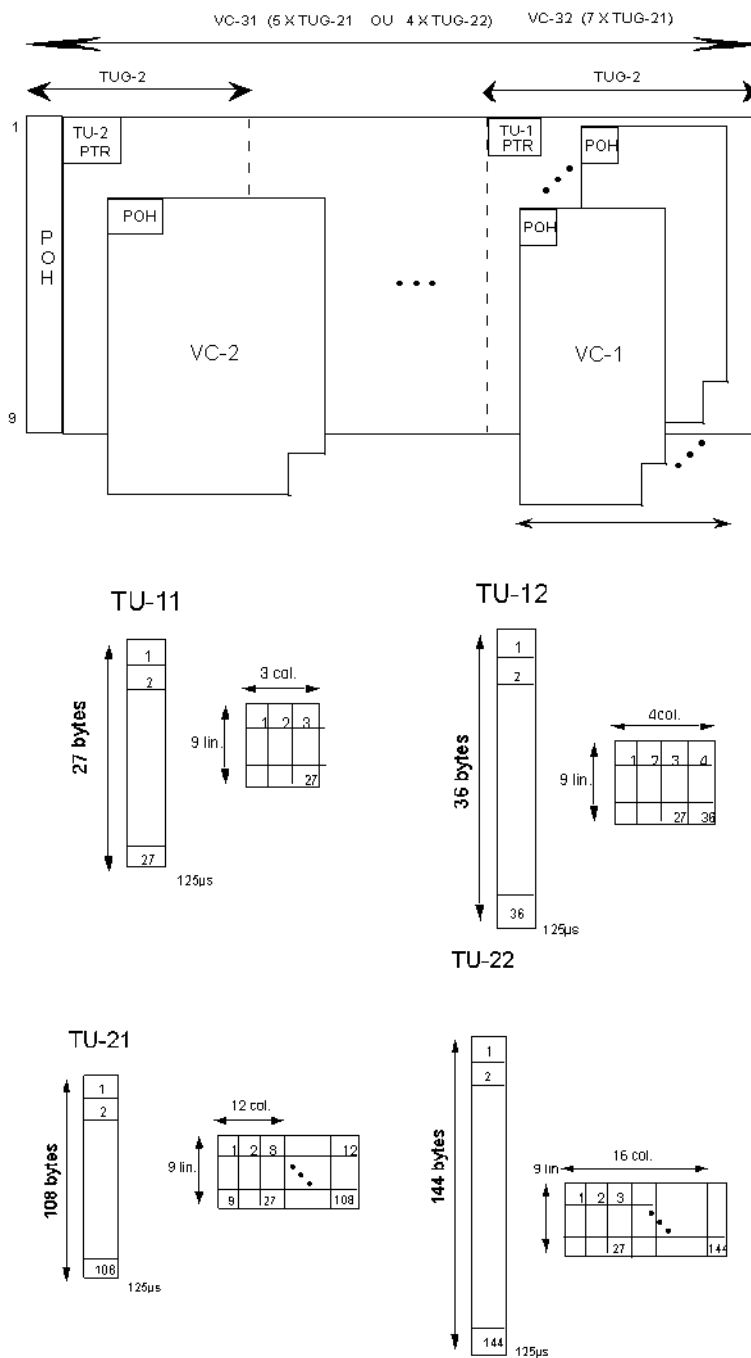


Figura 7.106 – Geração de TUG utilizando unidades tributárias TU. Acesso via TU-11, TU-12 e TU-21.

Rede de Transporte

Na rede de transporte SDH são consideradas duas partes, a saber:

Recurso de transmissão que pode utilizar vários meios (OF, Rádio digital etc.).

Nó da rede onde se executam funções de complexidade variável:

- terminação,
- multiplexação,
- comutação digital,
- interconexão.

Interface de nó na rede NNI é a interface entre o recurso de transmissão e os nós da rede.

Interface de Nó na Rede NNI

NNI: Mesma interface para o tratamento de tributários da hierarquia digital. O procedimento de formação do *container* é trabalhado com base em bytes.

OBJETIVOS DA PADRONIZAÇÃO SDH: NNI PADRONIZADAS

- (1) Interface universal para todas as operadoras e fabricantes,
- (2) Aplicável a qualquer meio de transmissão (cabos, fibras ópticas, rádio digital etc.),
- (3) Mesma interface aplicável a funções de Transmissão, mux, Comutação etc.,
- (4) Alta potencialidade de OA&M,
- (5) Potencial para incorporar futuros serviços e tecnologias.

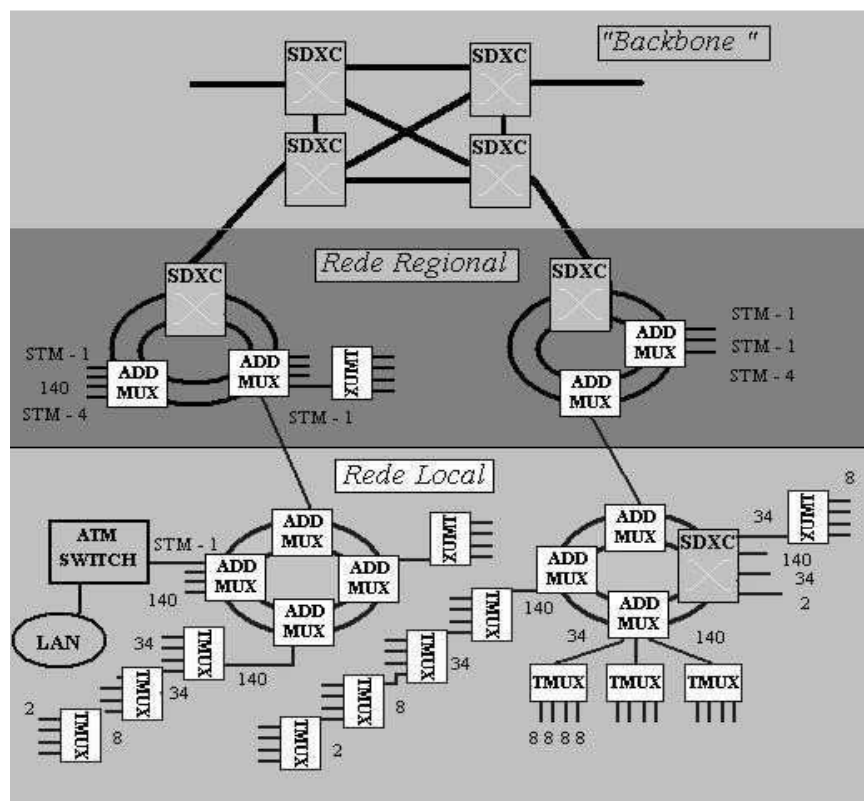


Figura 7.107 – Exemplo de uma configuração de rede SDH. Acesso 2 Mbps, 8 Mbps, 34 Mbps, 140 Mbps, STM-1, STM-4, equipamentos *cross-connect*, enlaces com rede ATM.

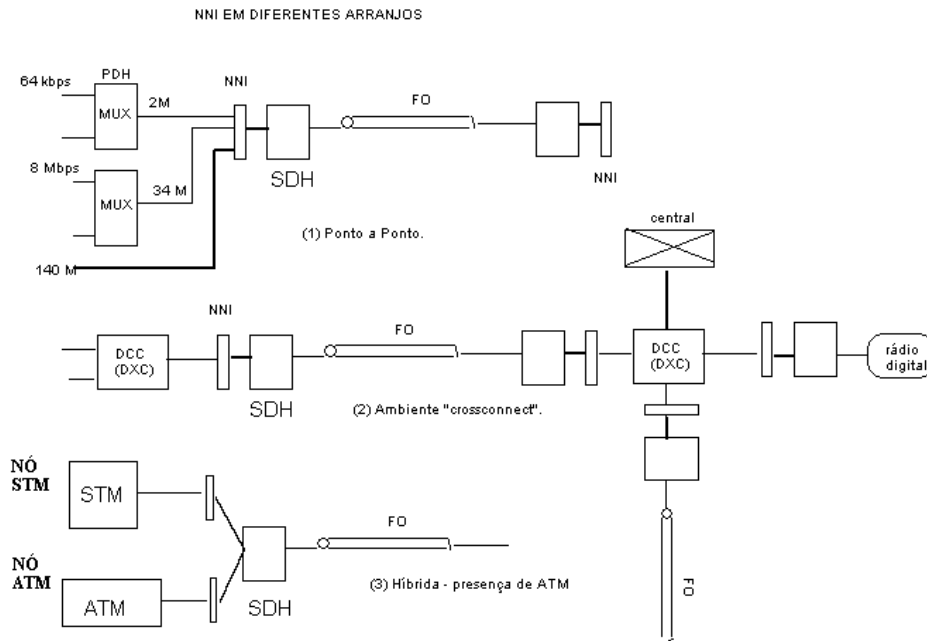


Figura 7.108 – Diferentes arranjos de NNI: (a) enlace ponto-a-ponto (b) arranjo envolvendo equipamento de conexão transversal (*cross-connect*) (c) Rede híbrida envolvendo interface com modo assíncrono ATM

OBJETIVO DA PADRONIZAÇÃO SDH: NNI PADRONIZADAS

- Interface universal para todas as operadoras e fabricantes
- Aplicável a qualquer meio de transmissão (cabos, fibras, rádio digital etc.)
- Mesma interface aplicável a funções de transmissão, mux, comutação etc.
- Alta potencialidade de OA&M
- Potencial para incorporar futuros serviços e tecnologias.

O multiplexador de inserção/deriva (*add and drop mux ADM*) permite derivar ou incorporar tributários nos enlaces de grande capacidade (alta velocidade), diretamente da NNI.

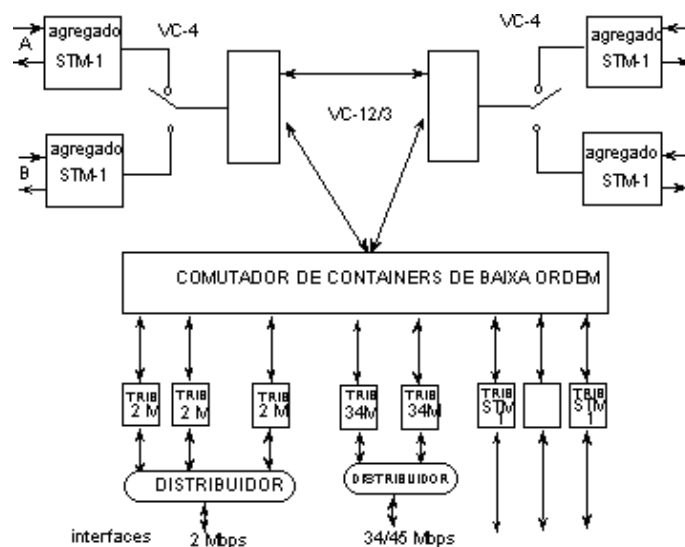


Figura 7.109 – DXC: Comutador de containers de baixa ordem.

Como um exemplo de aplicação dos DXC considere a necessidade de aumento / diminuição na quantidade de circuitos em dada rota (e.g., criação de "rota emergencial" para contornar acidentes ou manutenção).

*** monitoramento da qualidade**

Permite acesso aos bits do circuito sem interromper o tráfego.

*** circuitos de conferência**

Cópia dos bits de um circuito mestre em todos os circuitos derivados.

Controle dos DXC

Faz-se por terminal remoto no centro de gerenciamento da rede (*network management center*), usualmente por *software* configurando o entroncamento das centrais segundo a evolução do tráfego (horários, datas etc.), por exemplo, em função das horas de pico, feriados, época de férias, veraneio, situações emergenciais, etc.

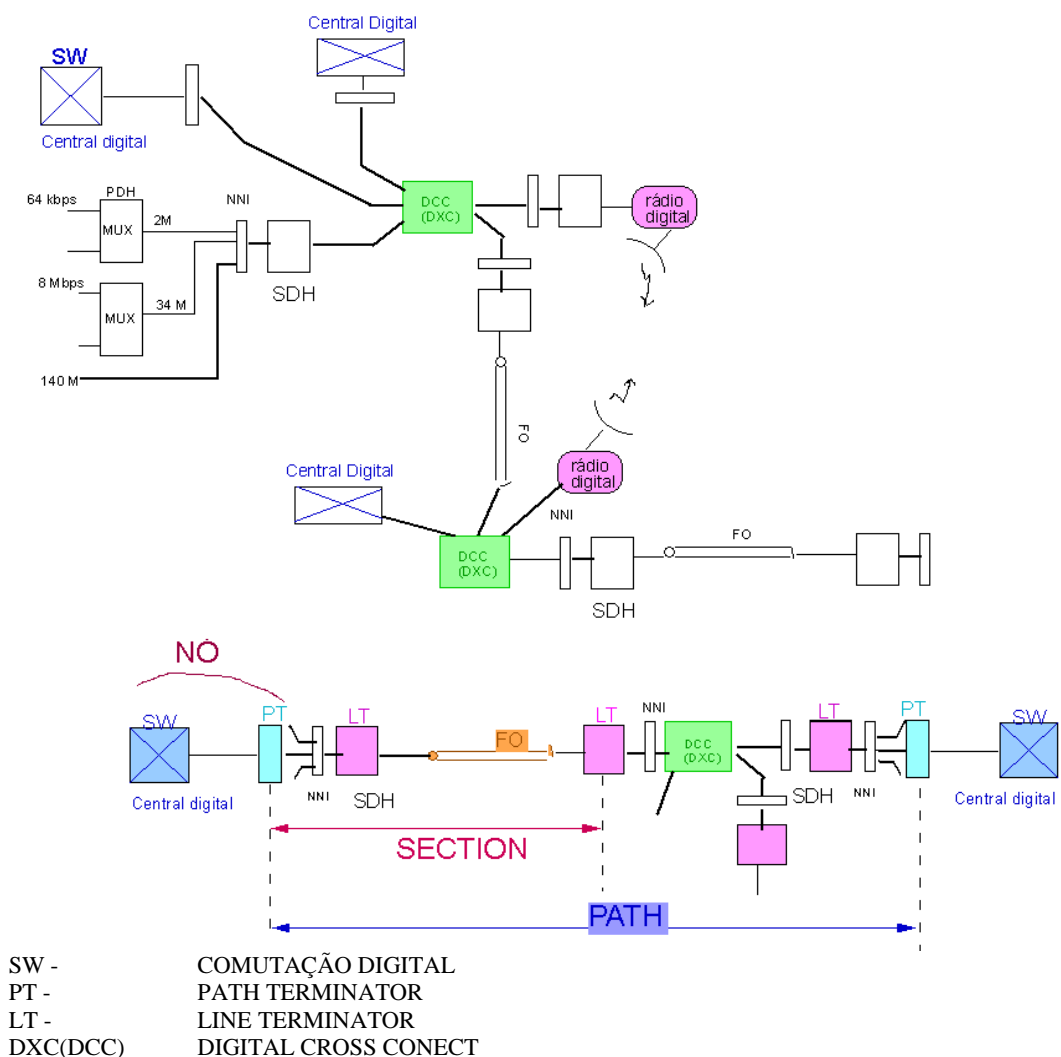


Figura 7.110 – Ilustração do conceito de seção e rota em redes SDH.

Multiplex de Inserção/Extração (ADM Multiplex)

ADM constitui um dos blocos básicos para o acesso em redes síncronas SDH. Geralmente oferece interface STM-1 e STM-4, e opera no estilo "passagem direta". Desta forma, uma variedade de canais tributários plesiócronicos de 2 Mbps, por exemplo, podem ser inseridos ou extraídos na interface deste sinal "passante". Esta capacidade dos multiplex de inserção/extração propicia um dos mais admiráveis melhoramentos da rede síncrona, principalmente na conformação de anéis de acesso locais síncronos, já que em ambiente PDH equivalente seria requerida a adição de equipamentos terminais. Os multiplex de três portas (linha de entrada, linha de saída e tributários) do tipo inserção&deriva (ADM) proporcionam entrada e saída no anel.

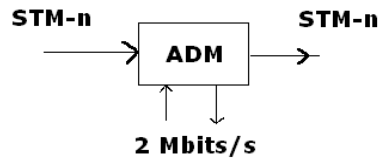


Figura 7.111 - Multiplex *add-drop* para acesso em redes com topologia em tipo anel.

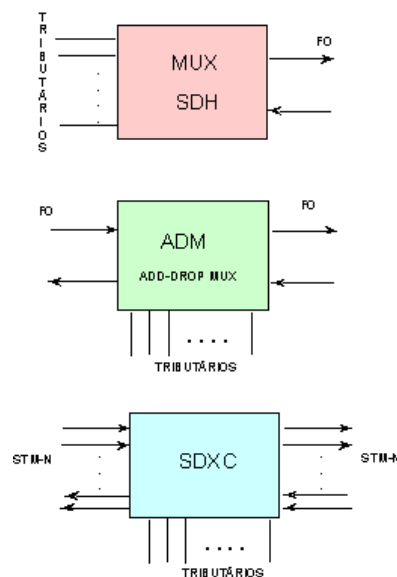


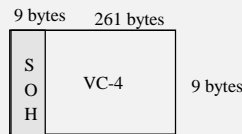
Figura 7.112 – Exemplos de diferentes tipos de multiplex utilizados em redes SDH: Mux SDH clássico, Mux ADM, Equipamento de conexão transversal (*Xconnect*).

Exercício 33. Estimar o número de canais digitais de voz que podem ser acomodados em um mux SDH com modo de transferência síncrono STM-4.

Solução. Uma cota superior (algo grosseira) para o número de canais de voz, NVC , corresponde à razão entre a taxa na linha STM, r_{STM} , e a taxa de um único canal de voz r_{VC} . Lembrando que $STM-4=4\times STM-1$ (i.e., intercalamento de 4 modos STM-1), tem-se:

$$NVC \leq \left\lfloor \frac{r_{STM-4}}{r_{VC}} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{4 \times 155,52 \text{ Mbps}}{64 \text{ kbps}} \right\rfloor = 9.720 \text{ canais.}$$

Para uma estimativa menos grosseira, considere-se que, no modo STM-1, os "containers" são preenchidos com sinais provenientes de tributários de baixa ordem da PDH ou acesso RDSI faixa estreita, e.g., 2 Mbps, para simplificar. Além disso, considere-se que exclusivamente canais de 2 MHz são acomodados no "container virtual" VC-4 (outras configurações de preenchimento podem evidentemente ser avaliadas).



Cada tributário ocupa 4 colunas da carga útil (*payload*), de modo que o número máximo de tributários, excluindo a coluna POH, é, portanto.

$$\frac{260 \text{ colunas}}{4 \text{ colunas/tributário}} = 65 \text{ tributários de 2 Mbps.}$$

Como cada tributário síncrono de 2 Mbps pode transportar até 30 canais de 64 kbps (vide PDH e RDSI), tem-se:

$$N_{STM-1} = 65 \text{ tributários de 2 Mbps} \times 30 \text{ canais de 64 kbps/ tributários de 2 Mbps} = 1.950 \text{ canais.}$$

No caso do modo STM-4, têm-se, supondo preenchimento idêntico (apenas com feixes de 2 Mbps em VC-4),

$$N_{STM-4} = 4 \times 1.950 = 7.800 \text{ canais de 64 kbps.}$$

Compare este valor com a estimativa inicial, desprezando o "overhead de OA&M", i.e., 9.720 canais. Valores ligeiramente diferentes podem ser obtidos dependendo das taxas dos tributários a acomodar e da maneira de preencher a carga (via VC de ordem mais baixa, por exemplo).

$$\text{A eficiência de utilização de canais é } \eta = \frac{7.800}{9.720} \approx 80\%$$

Sistemas rádio digital SDH

Redes digitais síncronas normalmente envolvem o uso da tecnologia óptica. Porém, frequentemente existem trechos do enlace nos quais a ligação é realizada via rádio. Nestes casos, um sistema de rádio digital com entradas compatíveis com a SDH é usado. A seguir, ilustram-se algumas aplicações de rádio em sistemas digitais síncronos.

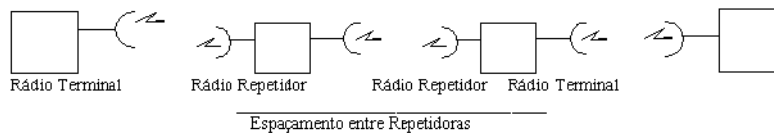


Figura 7.113 – Uso de rádio digital em sistemas SDH. Repetidoras podem ser usadas.

A integração do enlace de rádio digital SDH com a rede é ilustrada na figura a seguir.

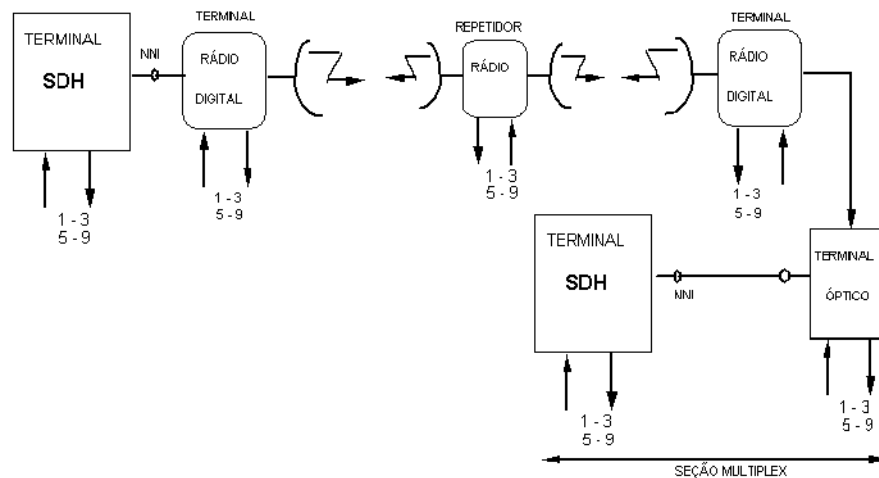


Figura 7.114 – Uso de rádio digital na rede SDH.

A seguir, mostram-se tabelas identificando alguns dos parâmetros freqüentemente encontrados em enlaces de rádio digital em redes síncronas (banda larga). As modulações mais usadas são QPSK e QAM.

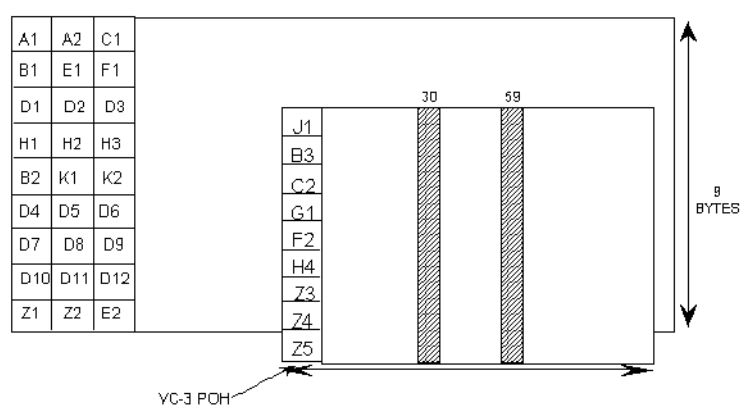
Tabela VII.13 - Rádio digital.

Designação	Banda	Interface	Modulação (roll-off)	Relógio MHz	Capacidade (#portadoras)	Espaçam. Repetidoras
11G-25M	11 GHz	6,312 Mbps	QPSK	12,837 MHz	25 Mbps (única)	15 km
11/15G - 100M	11 GHz / 15 GHz	97,728 Mbps	QPSK	49,639 MHz	100 Mbps (única)	30 km (8 km)
4,5,6G - 200M-E	4 5	97,728 Mbps	16 QAM ($\alpha=0,5$)	13,244 MHz	200 Mbps (04)	50 km
4,5,6G - 400 M	4 5 6 GHz	97,728 Mbps	256-QAM ($\alpha=0,5$)	13,244 MHz	400 Mbps (04)	50 km

Tabela VII.14 - Rádio digital com interfaces SONET e SDH.

Designação	Banda	Interface SDH	Modulação (roll-off)	# Portadoras	Capacidade
4,5,6G - 300M	4 5 6 GHz	STS-1 STM-1	256 QAM (0,42)	03	312 Mbps
4,5,6G - 150M	4 5 6 GHz	STS-1 STM-1	16 QAM (0,42)	03	156 Mbps
11/15G - 150M	11 GHz / 15 GHz	STS-1 STM-1	8 PSK	01	156 Mbps
11G- 50M	11 GHz	STS-1	QPSK	01	52 Mbps

STM PRA RÁDIO DIGITAL EM 51840 KBPS



Estrutura do sinal 51840 kbits/s via VC-3 para STM-1 -
No Brasil, Transmissão apenas em rádio digital.

Figura 7.115 – Exemplo do uso de STM para transmissão em rádio digital a 51840 kbps via VC-3.

Duas soluções comuns são o uso de diversas portadoras com referenciado na tabela e o uso de diversidade espacial (Fig. 7.117).

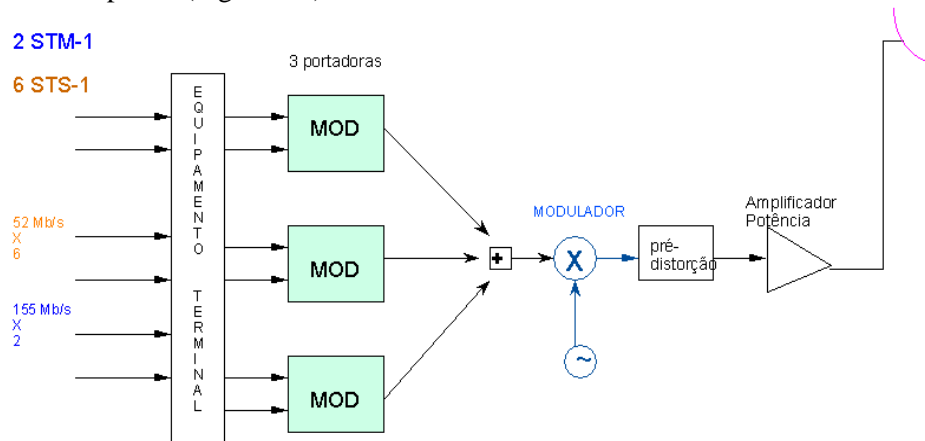


Figura 7.116 – Rádio digital em rede SDH usando mais de uma portadora. O acesso na entrada é feito em STM-1 ou STS-1.

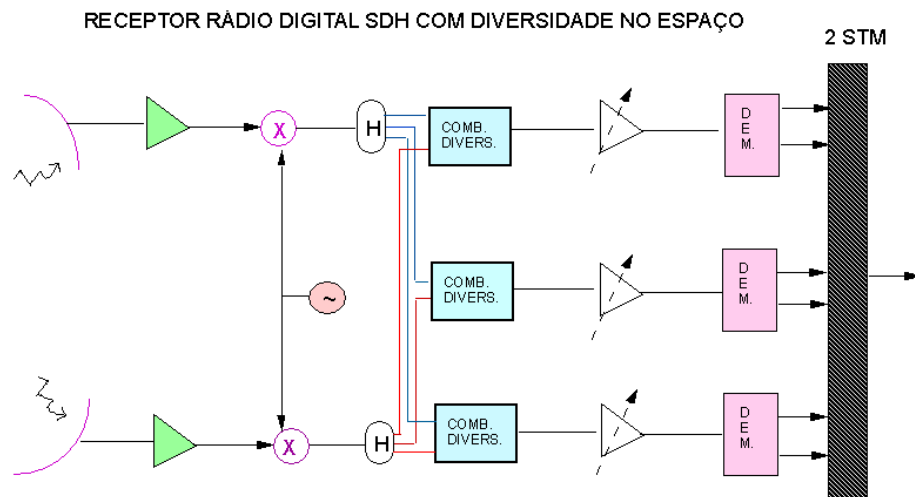


Figura 7.117 – Rádio digital para transmissão banda larga em rede SDH: uso de diversidade no espaço.

Note que a modulação em rádio digital para SDH com alta capacidade é preferivelmente a QAM nos enlaces de alta capacidade.

Tabela VII.15 - Rádio digital de alta capacidade: alocação de frequências.

modulação	interface	freqüência	limites	espaçamento	#canais
64-QAM	4 STM-1	4 GHZ	3580-4200 MHZ	40 MHZ	07
64-QAM	12 STM-1	4 GHZ	3600-4200 MHZ	40 MHZ	06
256-QAM	8 STM-1	L 6GHZ	5925-6425 MHZ	29,65 MHZ	08
64-QAM	16 STM-1	U 6GHZ	6430-7110 MHZ	40 MHZ	08
64-QAM	24 STM-1	11 GHZ	10700-11700 GHZ	40 MHZ	12

Redes de Faixa Larga

Rede Faixa Larga com Interfaces Padronizadas pela ANSI/ITU-TSS

- comutação ATM (*Asynchronous Transfer Mode*)
- transmissão via modo síncrono SDH ou células ATM
- rede de acesso via LAN
- rede de sinalização para estabelecer conexões via ATM
- rede de gerenciamento TMN

Características básicas da ATM

células de tamanho fixo (53 bytes), dos quais 5 bytes correspondem à carga de supervisão.

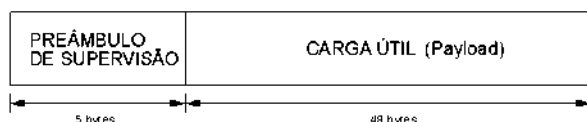


Figura 7.118 - Célula básica em uma rede banda larga ATM.

As seguintes características podem ser observadas na transmissão em redes banda larga.

1. taxas em interfaces- 155.520 A 622.080 kbits/s
2. transporte: **SDH OU ATM**
3. não há proteção contra erros em cada seção
4. não há controle interno de fluxo na rede (só na periferia)
5. modo orientado de conexão
6. preâmbulo de supervisão tem baixa funcionalidade

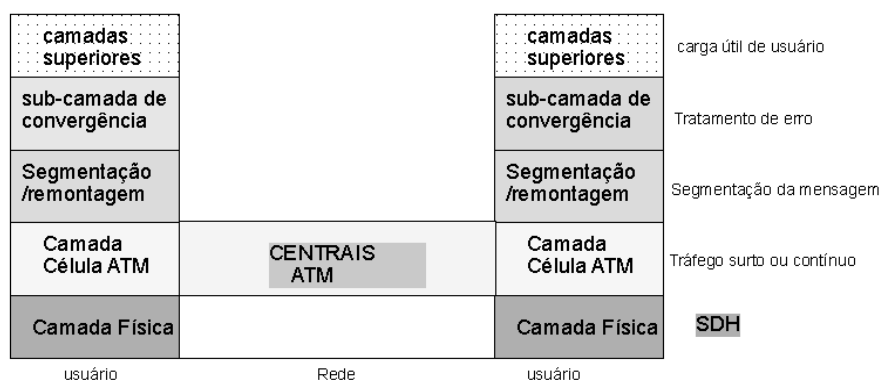


Figura 7.119 - camadas envolvidas em uma rede banda larga ATM (rede assíncrona).

Transporte de células ATM em SDH

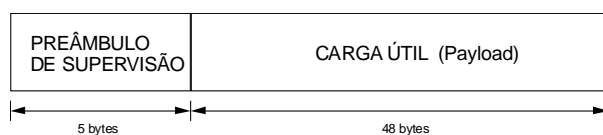


Figura 7.120 - Configuração de uma célula na rede ATM.

As células de ATM podem “escoar” na rede SDH formando uma rede híbrida. O acesso pode ser em diferentes níveis da hierarquia SDH. A seguir, ilustra-se a transmissão de células em *containers* de alta ordem VC4, bem como nos *containers* VC2 e VC1. A figura seguinte indica como é realizada a transmissão de células ATM em VC-4. Características: não há proteção contra erros em cada seção, não há controle interno de fluxo na rede (só na periferia), trabalha-se em modo orientado de conexão, preâmbulo de supervisão tem baixa funcionalidade.

Mapeamento de células ATM nos VC's da SDH

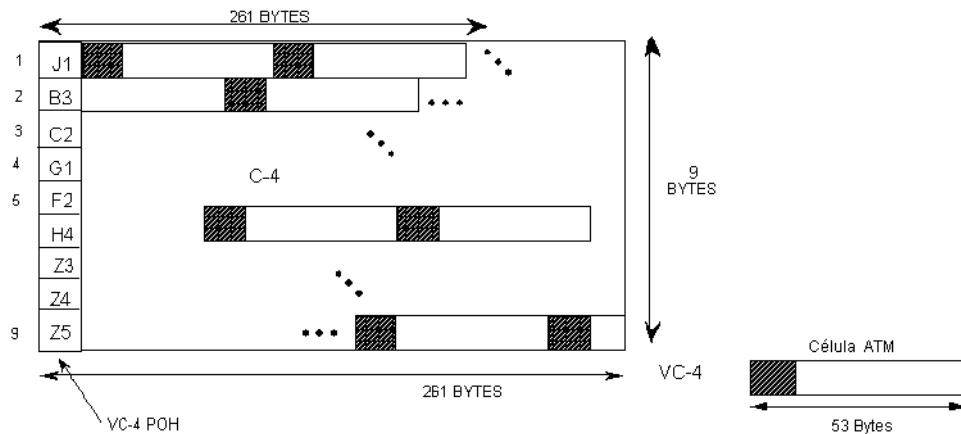


Figura 7.121 -Mapeamento de células ATM em um container virtual VC4 da STM.

Uma interface entre ATM e SDH pode também escoar células em *containers* de menor ordem. Os mapeamentos no caso de transmissão usando os *containers* VC-2 ou VC-1 são ilustrados a seguir.

VC-2

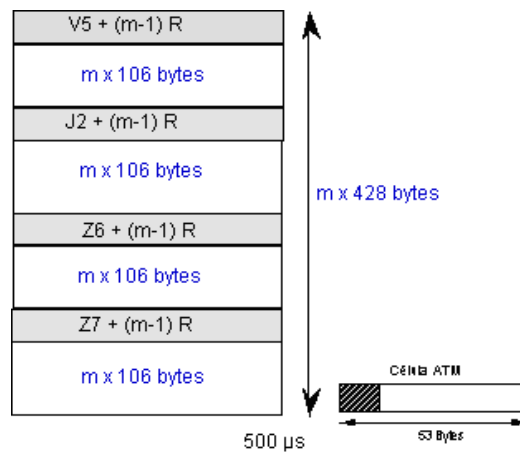


Figura 7.122 -Mapeamento de células ATM em um container virtual VC2 da STM.

VC-1

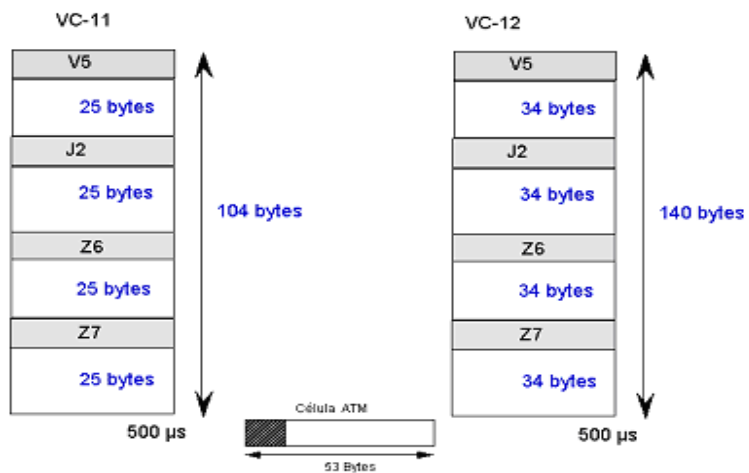


Figura 7.123 -Mapeamento de células ATM em um container virtual VC1 da STM.

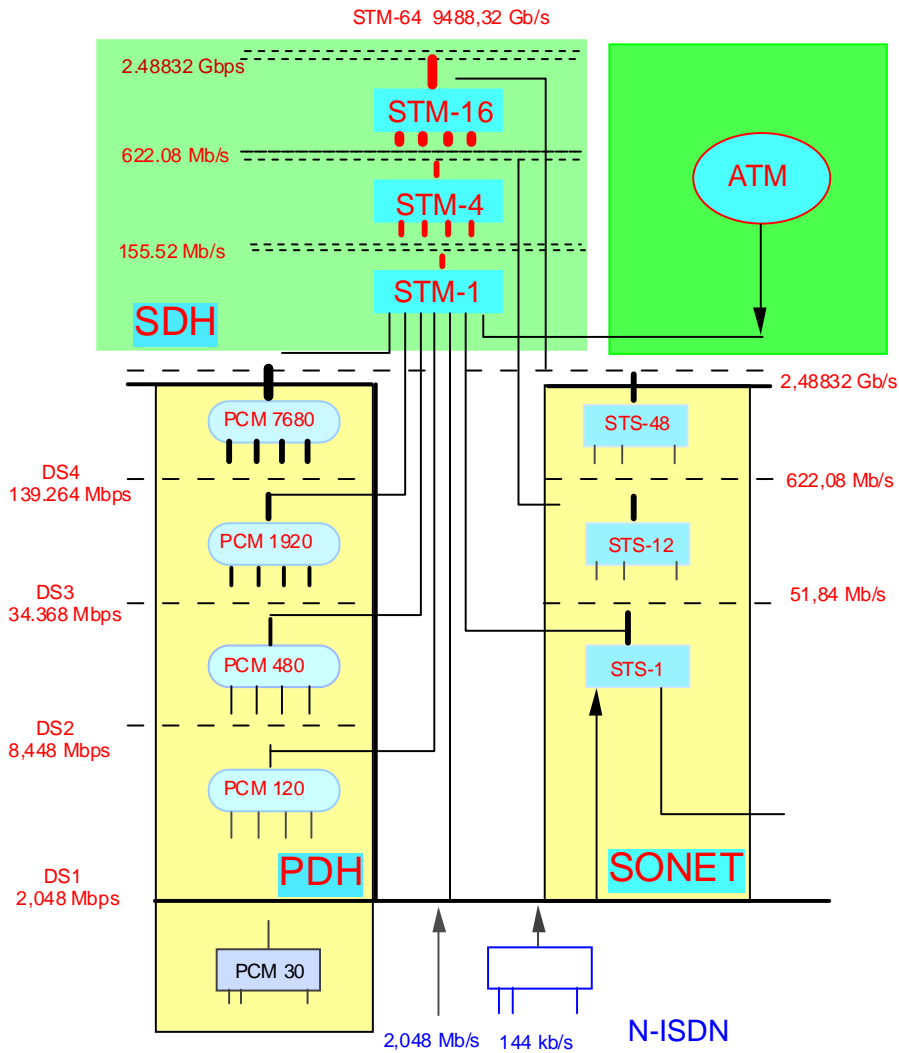


Figura 7.124 – Acesso à RDSI, incluindo RDSI faixa estreita e PDH, SONET, ATM.

Redes SDH e ATM.

Por completude, apresentam-se alguns aspectos relativos a equipamentos de SDH.

Analísadores de Rede PDH/SDH

REDES:

- PDH
- SONET
- SDH

PDH

2 M (2.048 kbps), **8 M** (8.448 kbps) **34 M** (34.368 kbps) **140 M** (139.264 kbps)

SONET

STS (STS-1 51.840 kbps, STS-3 15,5 Gbps até STS-48 2,5 Gbps...)

SDH 155 M a 10 G

STM (STM-1 155.520 kb/s, STM-4 622.080 kb/s, STM-16 2.488.320 kb/s e STM-64 9.953.280 kb/s)

Os maiores fabricantes em sistemas digitais (PDH FO Baixa Capacidade, PDH FO Alta capacidade SDH) no Brasil são Alcatel, Ericsson, Siemens/Equitel, NEC, Northern, Splice, Telemulti entre outros.

Avaliação de Qualidade e Disponibilidade de Redes digitais

A avaliação da qualidade de redes digitais síncronas é realizada levando em consideração os seguintes aspectos:

- Análise de alarmes
- Simulação e medida de erros
- Análise de tremor de fase (medição de *jitter* e *wander*)

Análise de alarmes, Simulação e medida de erros (BER), Análise de tremor de fase (medição de *jitter* e *wander*), Análise de desempenho em taxa de erros- BER, minutos degradados, segundos severamente errados..., (e.g., verificar se a rede satisfaz os requisitos de desempenho para ISDN em conexões internacionais - Recomendação G.821)

Análise de blocos funcionais de Equipamentos SDH



Figura 7.125 - Equipamento SDH: ilustração.

A análise de um equipamento SDH pode ser realizada considerando a divisão funcional apresentada na seqüência.

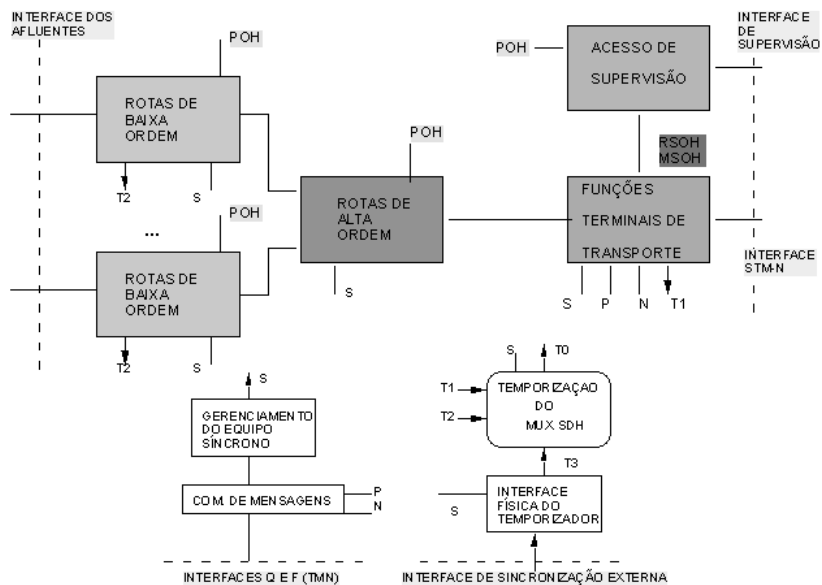


Figura 7.126 - Blocos funcionais envolvidos em equipamentos SDH.

FUNÇÕES DAS ROTAS DE BAIXA ORDEM

- Interface física de afluentes
- Adaptação (mapeamento/demapeamento)
- Terminação de Rota de baixa ordem
- Conexão das rotas de baixa ordem

FUNÇÕES DA ROTAS DE ALTA ORDEM

- Conexão in/out dos *Containers* de alta ordem
- Função de terminação para rotas de alta ordem

FUNÇÕES TERMINAIS DE TRANSPORTE

- Interface Física SDH
- Terminação da seção regeneradora
- Terminação da seção mux
- Proteção da seção mux
- Adaptação (Montagem/desmontagem de AUG's)

ACESSO DE SUPERVISÃO

- Interface do *overhead* do equipamento

FUNÇÃO DE GERENCIAMENTO DO EQUIPAMENTO SÍNCRONO

Todos os blocos são supervisionados (S). Manipula dados de desempenho / alarmes e emite mensagens orientadas a objeto através da DCC (canal comunicação) ou Interface Q. Relógio SDH para todos os blocos do equipamento.

Parte da rede SDH no estado de Pernambuco é mostrada no próximo esboço.

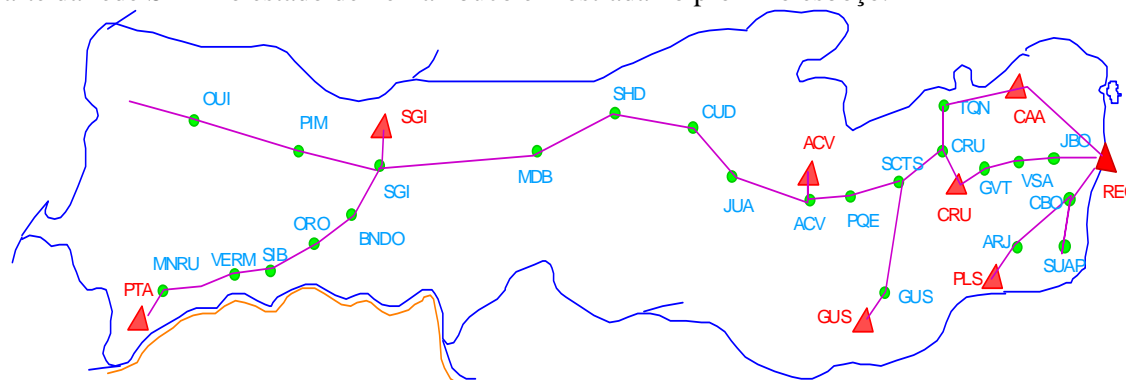


Figura 7.127- Rede SDH no estado de Pernambuco. (Vide enlace óptico Fig. 6.187)

Legenda-

REC- Recife	JBO- Jaboatão	CBO- Cabo	TQN-Taquaritinga do Norte
CRU- Caruaru	GVT- Gravata	VSA-Vitória de Santo Antão	SUAP- Suape
CAA- Carpina	ARJ- Amaraji	PLS- Paulista	JUA- Juta
GUS- Garanhuns	SCTS- São Caetano	PQE- Pesqueira	MDB- Mirandiba
ACV- Arcoverde	CUD- Custódia	SHD- Serra Talhada	BNDO- Belém São Francisco
SGI- Salgueiro	PIM- Parnamirim	OUI- Ouricuri	MNRU-
PTA- Petrolina	ORO- Orobó	SIB-VERM-Vermelhos	

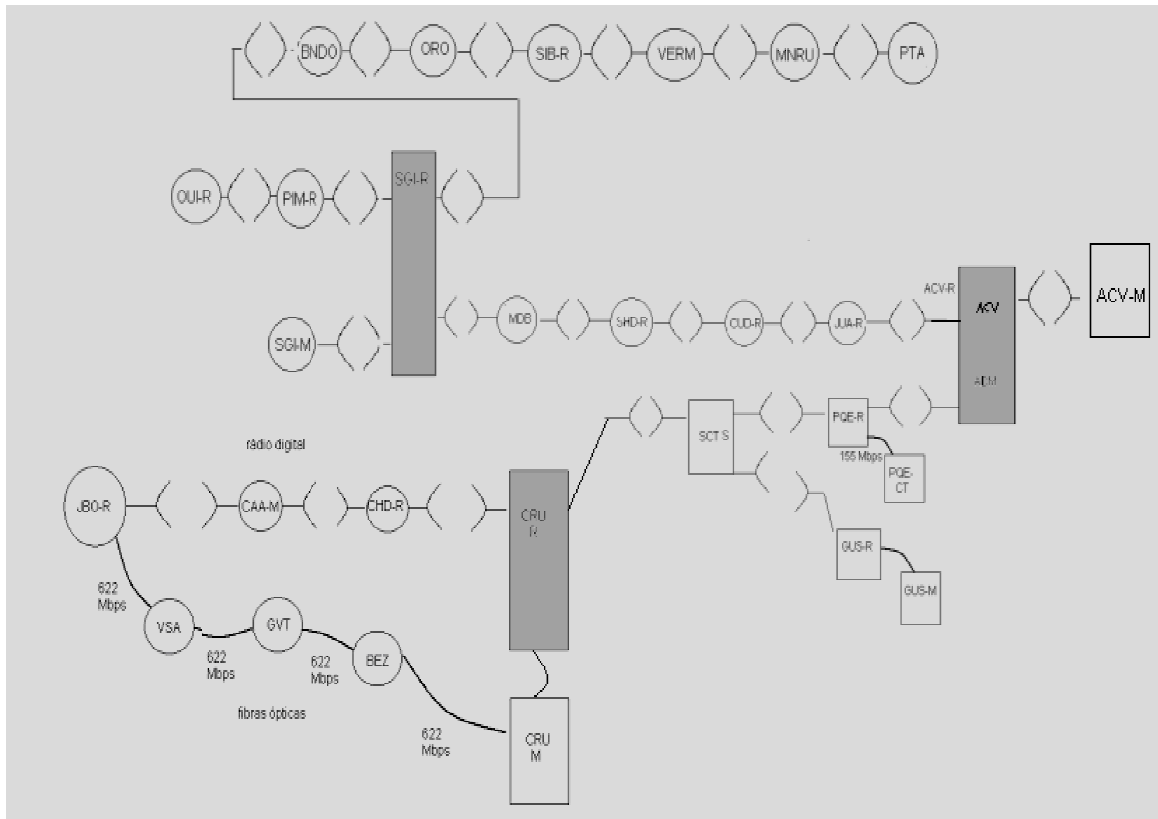


Figura 7.128 – Rede SDH no estado de Pernambuco.

RNP > Operação do backbone > Mapa do backbone RNP

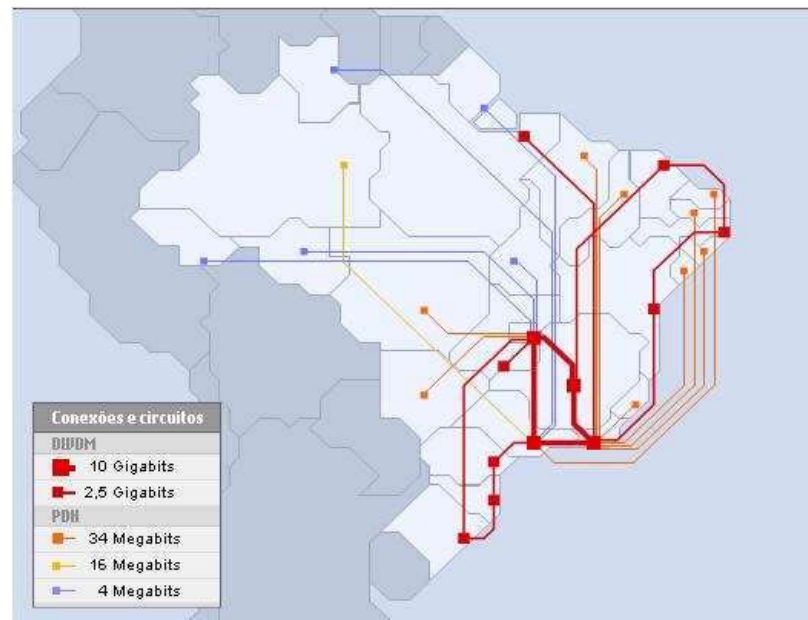


Figura 7.129 –RNP no Brasil- configuração típica.

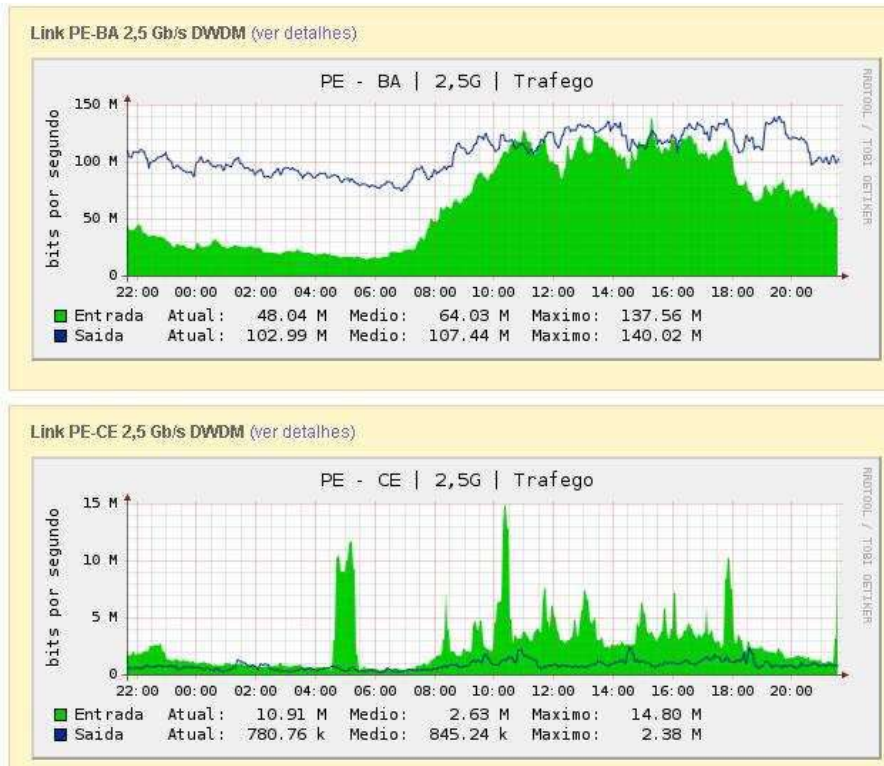


Figura 7.130 – Estatística de tráfego na RNP, referência 2007.

7.13 Modems ADSL

Linha Abonada Digital Assimétrica (*Asymmetric Digital Subscriber Line*)

No final da década de 80, a rede mundial Internet já servia milhares de usuários, especialmente aqueles em ambiente de pesquisa. Nesta época os PC's tornaram-se atrativos a usuários não técnicos e de acesso esporádico, atraídos pelas facilidades das interfaces gráficas. O acesso à rede, porém, era totalmente desencorajado devido a suas interfaces exclusivamente para textos e comandos complicados. Nos anos 90 a situação modificou-se radicalmente com o aparecimento da WWW (**Berners-Lee e Cailliau**), proporcionando um acesso fácil e muito mais agradável. Hoje em dia temos transmissão de vídeo, multimídia, todos requerendo alta taxa de transmissão. No Brasil, chegada da Internet comercial deu-se em 1995.



Figura 7.131 - Robert Cailliau e Timothy Berners-Lee (criadores da Web).

Atualmente, a maior restrição ao uso da Web é a velocidade: um grande desafio é prover um acesso a web em taxas mais elevadas do que aquelas proporcionadas por acesso discado via modem. A Internet em banda larga começa a se disseminar gradativamente em locais aonde são disponibilizadas diferentes tecnologias de acesso, incluindo o ADSL ou *cable MODEMs*. O movimento de banda estreita gratuita certamente contribuiu para acelerar o interesse no acesso em banda larga. Os acessos em Rede de Cabos já estão disponibilizados por diversas redes como a Virtua, Globo Cabo e a TVA. A ADSL é dirigida a usuários que desejam acesso dedicado a Web, em alta velocidade. A Telemar (velox) e a Telefônica (speedy) já disponibilizam esta tecnologia aos seus clientes. No Brasil a ADSL foi lançada pela Telefônica em São Paulo em Janeiro de 2000. O acesso vem atraindo um grande número de assinantes, maior do que a expectativa inicial dos provedores de acesso. As placas ADSL suportam 512 kbps *upstream* e 2 Mbps de *downstream*, dispensando as instalações de "splitters".

A Linha de Assinante Digital Assimétrica (ADSL) é uma nova tecnologia que converte as linhas telefônicas convencionais baseadas em par trançado, em vias para acesso multimídia, especialmente para a Internet. O canal é dividido em subcanais, cada um modulado e codificado com informação correspondente, como no caso de sistemas de portadora única. A modulação multiportadora tende a ajustar a taxa de transmissão à condição da linha e seu ruído ambiente. Quando a relação sinal-ruído fica inferior a um dado nível previamente especificado, o subcanal ruidoso é desativado, e se possível a informação é movida para outro canal. O objetivo central é propiciar um acesso dinâmico à largura de faixa disponível no canal, além de fornecer maior eficiência espectral (bits/Hz/s) que outras técnicas.

O acesso a Internet tem demandado maior velocidade do que aquela suportada pelas linhas telefônicas convencionais via MODEM analógico (*dial-up*). Uma das possíveis saídas é a RDSI faixa estreita, que permite uma substancial melhoria nos serviços. Entretanto, desde o início dos anos 90, uma nova tecnologia - A ADSL, vem evoluindo.

Desenvolvida em 1989 na Bellcore N.J., esta tecnologia necessita apenas de um par trançado para proporcionar acesso a Internet e telefonia convencional analógica. No futuro, poderá ser também usada em acesso *pay-per-view*. Estes serviços irão requerer pequenas modificações na rede telefônica nas residências dos assinantes.

A idéia central da ADSL é "casar" as velocidades de transmissão com o fluxo dos dados "para" e "a partir da" Internet. Numa seção típica, o surfador *www* (navegante da *Word Wide Web*) envia mensagens curtas (*up stream*) para requerer dados e é bombardeado com informações de retorno (*down stream*). É a taxa do enlace de retorno (*down stream*) que limita a maioria das conexões. Na ADSL, o fluxo Internet-PC (*home*) pode atingir 6,144 Mb/s e o fluxo PC-Internet pode atingir até 640 kbits/s (valores típicos ADSL Lite 1,5 Mbps *down* e 512 kbps *up*).

[À Procura de ouro numa mina de cobre:](#)

A maioria dos cabos de pares de cobre conectando a operadora telefônica com os clientes foi instalada muitas décadas atrás. Pares trançados não blindados AWG 24 e AWG 26 ($\phi=0,5$ mm e 0,4 mm, respectivamente) transportam eficientemente o sinal analógico de voz. O comprimento da linha é limitado pela atenuação na faixa de frequências dc-4kHz. Tipicamente, 50% dos enlaces têm menos de 5 km, 80% deles têm comprimento inferior a 5 km (distância assinante-central).

Problemas para a transmissão de dados:

1) Bobinas de carga usadas para equalizar a linha na faixa útil ao telefone. Devido à capacitância distribuída ao longo da linha, os cabos atenuam e distorcem o sinal de voz, com efeitos que aumentam com a frequência e com a distância (comprimento do enlace). Os indutores (*loading coils*) melhoram substancialmente a resposta, mas aumentam a atenuação fora da banda de voz- Eles devem ser removidos nas aplicações de transmissão de dados em alta velocidade.

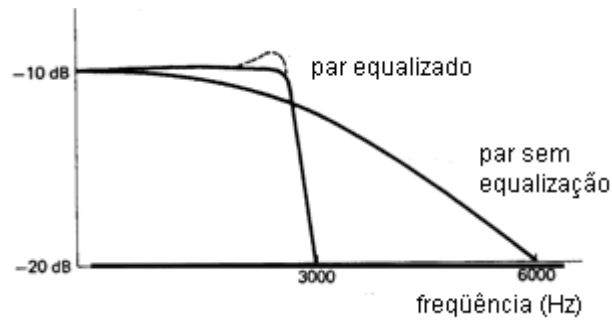


Figura 7.132 - Atenuação numa linha telefônica típica com uso de indutores de carga.

- 2) A dispersão do sinal é fortemente dependente da frequência. Sinais de diferentes frequências propagam-se em diferentes velocidades (o atraso de fase e de grupo não é constante). Isto causa forte interferência intersimbólica (ISI). Os efeitos são mais graves quanto maior o comprimento da linha e a frequência.
- 3) Muitas companhias telefônicas quando conectando novos assinantes, dividem um par e deixam o resto do cabo em aberto, para provável uso futuro (em telefonia, isso é conhecido como *Bridge tap*). Inócua para a transmissão de voz, as reflexões geradas na linha para os sinais de alta frequência são causadas pelo descasamento de impedância.
- 4) Outro problema é a diafonia próxima e distante (*near-end, far-end cross talk*). Na diafonia próxima, um sinal que é emitido nas proximidades é muito mais forte comparado ao sinal recebido, que normalmente sofre considerável atenuação. Mesmo que haja apenas um pequeno acoplamento, os efeitos podem ser dramáticos.

A ADSL emprega FDM: a banda dc até 1,1 MHz é dividida em três sub-bandas, a saber:

(a) Telefonia analógica, (b) dados *upstream*, (c) dados *downstream*.

- 0-4 kHz reservada para a telefonia analógica
- 25 kHz - 138 kHz reservada para tráfego *Home-Internet*
- 200 kHz - 1,1 MHz reservada para tráfego *Internet-Home*.

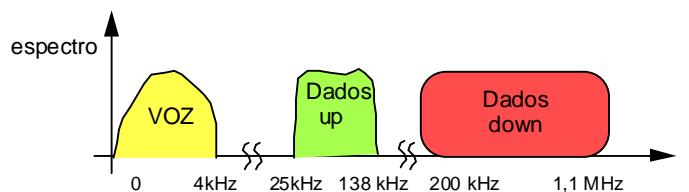


Figura 7.133 - Espectro numa linha ADSL: Alocação do fluxo de dados.

Basicamente, dois tipos de sistemas são usados na ADSL:

- i) CAP modulação em amplitude-fase portadora suprimida (*carrierless amplitude-phase modulation*).
Corresponde ao uso de modulação digital QAM.
- ii) DMT modulação em multitons discretos (*discrete multitone modulation*).
Corresponde ao uso de sistemas multiportadoras.



Figura 7.134 – Placa de um modem ADSL.

O sistema mais usado é o de múltiplas portadoras DMT. Na codificação discreta de linha multi-tom OFDM, a banda 0 MHz a 1,1 MHz é dividida em 256 canais discretos, cada um com um pouco mais de 4 kHz (de fato 4,3125 kHz).

- Os 6 primeiros subcanais são reservados para telefonia
- Alocam-se 24 subcanais para fluxo *up stream*
- Os 222 subcanais para o fluxo *downstream*

A frequência central de cada subcanal é um tom distinto (subportadora). As subportadoras são moduladas em QAM (TCM) de modo a suportar entre 2 - 15 bits por tom.

Tabela VII.16 - SISTEMAS (A)SDL.

Nome	Recomendação	Modulação	Modo	Taxas
HDSL	G.991.1 T1E1.4	2B1Q CAP	simétrico	1,544 Mbps
SDSL	G.shdsl T1E1.2	TC-PAM	simétrico	0.192 - 2.32 Mbps
ADSL	G.992.1 T1.413	DTM	assimétrico	<6,144 Mbps
ADSL Lite	G.992.2	DTM	assimétrico	<1,5 Mbps
				<512 kbps

Endereços úteis:

| www.adsl.com | www.csrstds.com | www.etsi.fr/tm/access.html |

7.14 LANs (*Local Area Network*), Ethernet e Protocolo TCP

Além das redes ponto-a-ponto, muito mais importantes são as redes multipontos. LANs são sistemas de comunicação para interconectar computadores, PCs e dispositivos periféricos, localizados em um mesmo escritório, mesmo prédio ou prédios adjacentes, permitindo compartilhar programas (aplicativos) e dados (informações).

Em muitas LANs, há um processador (computador, microcomputador, estação de trabalho...) com capacidade superior aos demais, referido como Servidor. O servidor não é atribuído a nenhum usuário individual, mas atende as necessidades dos usuários da rede. As LANs tornam possível trocar informações entre computadores e periféricos de diferentes fabricantes; e.g., IBM PCs e Apple Macintosh na mesma LAN, compartilhando informações.

Quanto à topologia, a rede pode ser: Rede em estrela, rede em barramento, rede em anel e rede híbrida.

O intuito não é estudar redes de comunicações, mas comentar, de forma simplista possível, um mínimo de informações. As três topologias básicas, a partir das quais se derivam muitas outras híbridas, são comentadas "en passant":

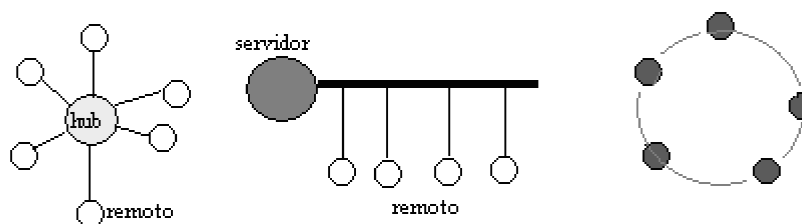


Figura 7.135 - Topologias típicas de Redes de Comunicação: Estrela, Barramento e Anel.

Redes em Estrela-

Caracterizada por um único terminal central (denominado controladora ou **hub**), ligado por canais distintos a diferentes estações remotas. Todos os terminais remotos podem comunicar-se simultaneamente com o hub. Rede pouco vulnerável a defeitos, porém apresenta um alto custo.

Rede em Barramento-

Usa um único canal de comunicações (**bus**) para conectar bidirecionalmente os terminais remotos. Os nós são conectados a barra de transporte, cada um deles atendendo por um endereço específico. Apesar de apresentar um menor custo, mostra-se muito sensível a falhas no enlace (interrupção na barra, localização de defeitos intermitentes etc.). Somente um terminal remoto transmite por vez.

Rede em Anel-

Terminais remotos são conectados ao longo de um caminho unidirecional em malha ou anel, sem início ou final definido. Dados normalmente circulam apenas em uma direção. Uma interrupção no anel é facilmente localizada.

Em muitos casos, um sistema de porte possui diversas redes individuais de comunicação ligadas entre si. A rede de ligação entre redes menores é chamada de rede esqueleto (*backbone*) e o dispositivo responsável pela interligação do "backbone" com as sub-redes é chamado de ponte (*bridge*). A figura a seguir ilustra tais conceitos.

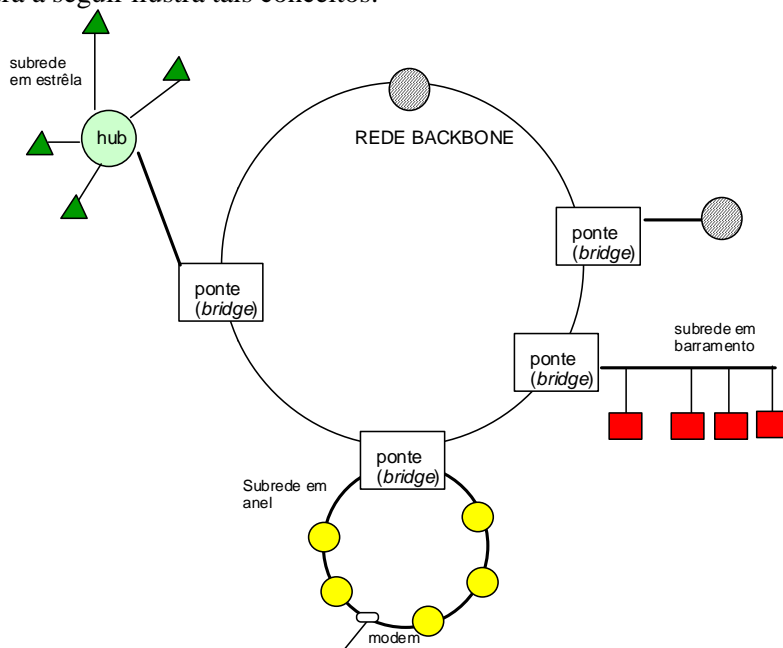


Figura 7.136 - Redes de comunicação com diversas sub-redes (WAN).

Os tipos mais usuais de LANs são:

- Ethernet (IEEE padrão 802.3)
- Token Ring (IEEE padrão 802.5)
- FDDI (padrão ANSI).

Tabela VII.17 – Redes LAN típicas.

Tipo	Acesso	taxa	meio	topologia
Ethernet	CSMA/CD	10 Mbps	coaxial fino	barra ou estrela
Token Ring	token passing	4 - 16 Mbps	coaxial	anel
FDDI	token passing	100 Mbps	fibra óptica	duplo anel

A Ethernet™ desenvolvida inicialmente pela Xerox Corporation nos meados dos anos 70, passou na década posterior a contar com a *Intel Corporation* e a *Digital Equipment Corporation* (DEC), estabelecendo-se como um padrão mundial. Em termos de LANs instaladas no Brasil, a Ethernet deve ainda contribuir com a maioria das redes.



Figura 7.137 - Robert Metcalf (criador da Ethernet).

Na rede Ethernet, os dados são enviados entre os nós em quadros similares ao protocolo HDLC, de acordo com o formato especificado a seguir.

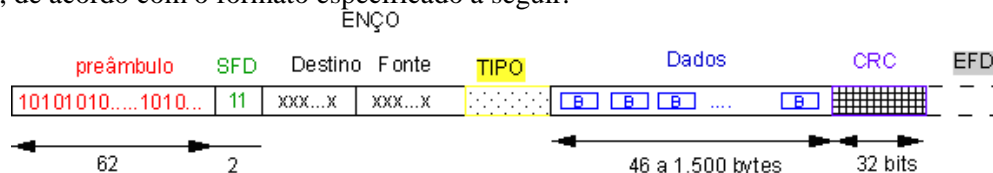


Figura 7.138 - Formato de Quadro da Ethernet.

- o **preâmbulo** consiste de 62 bits alternando 0's e 1's, permitindo o sincronismo do relógio local com os dados.
- o delimitador de início de quadro (**SFD**) consiste em dois 1's lógicos marcando o final do preâmbulo.
- os campos seguintes são relativos aos **endereços** dos nós destino e fonte, respectivamente. Pode incluir um endereço tipo *broadcast*, enviando a mensagem a todos os nós da rede.
- o campo **tipo** não é usado diretamente (alocado a camadas superiores no modelo OSI)
- o campo **dados** contém de 46 a 1.500 bytes de mensagem.
- Um código **CRC** com 32 bits é usado para detecção de erros.
- o delimitador de fim de quadro (**EFD**) é um intervalo no qual nenhum bit é transmitido, não ocorrendo transições na linha.

Tabela VII.18 – Padrões Ethernet (Ethernet, Fast Ethernet e GigaEthernet).

nomenclatura		meio físico	comprimento máx.
10 BASE-5	thin Ethernet (1990)	coaxial RG-11	500 m
10 BASE-2	Cheapernet (<i>thinwire net</i>)	coaxial RG-58	200 m
10 BASE-T	StarLAN	par trançado	100 m
100 BaseTX	Fast Ethernet (1995)	4 pares RJ45	100 m
1000 Base T	GigaEthernet (1998)	Par trançado	100 m
1000 Base SX		multimodo	500 m
1000 Base LX		monomodo	2 km
1000 Base ZX		Monomodo 1550 nm	70 km

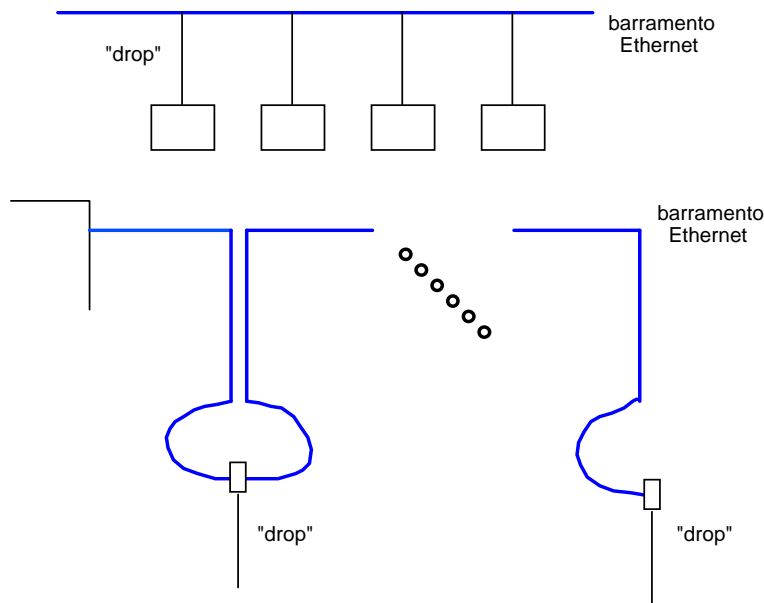


Figura 7.139 - Barramento Ethernet.

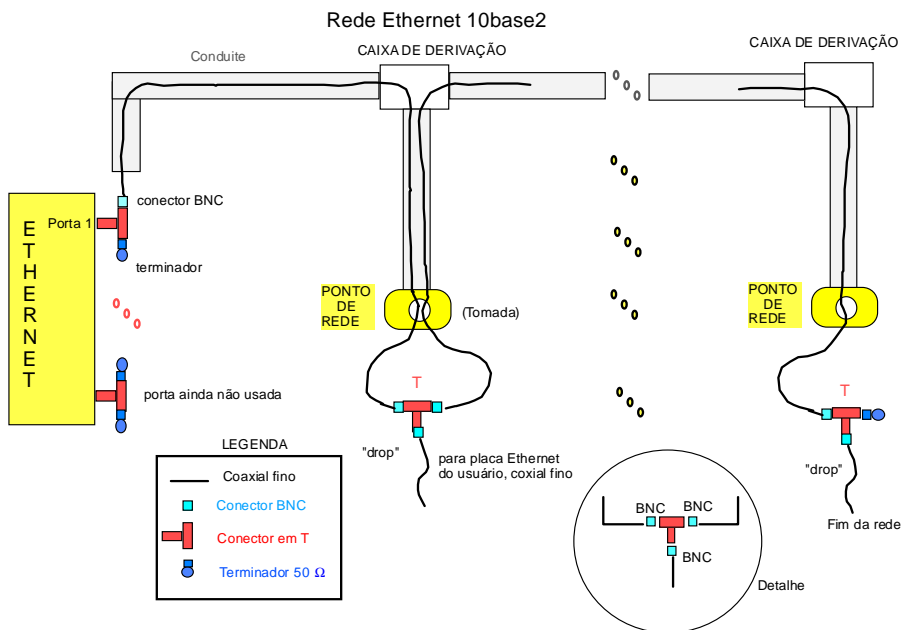


Figura 7.140 - Rede Ethernet: Implementação típica- detalhes.

CONFIGURAÇÃO FÍSICA DO ENLACE

- Comunicação ponto-a-ponto.

Neste tipo de comunicação, o meio físico interliga somente dois terminais, e existe uma única estação em cada terminal. (ver figura).



Figura 7.141 - DTE (Equipamento Terminal de Dados), onde os dados são gerados/recebidos. Comumente envolve uma UART, USRT, ACIA.

Funções: envio e recebimento dos dados, verificação de erros, conversão paralelo/série-série/paralelo, entrega de dados na velocidade correta etc.

DCE- Equipamento de Comunicação de Dados, que realiza a interface entre o DTE e o meio de transmissão. Comumente consiste de um Modem, analógico ou digital.

- Comunicação multiponto.

Diversas estações (Terminais) ligadas ao mesmo enlace,

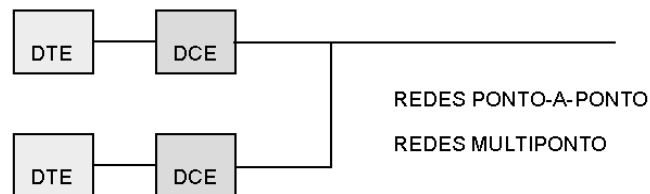


Figura 7.142 – Redes multiponto.

Permite a interligação de três ou mais terminais comunicando-se numa mesma rede sem interferência sobre os demais, Os terminais devem ser conectados de modo sistemático para assegurar uma comunicação rápida e eficiente. O layout físico da rede é chamado de topologia.

ELEMENTOS DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

- Processador
- Controladora de Comunicação (CCU)
- Modem
- Linha de transmissão (meio)
- Controladora de Terminais
- Terminal

PROCESSO DE TRANSMISSÃO

Transmissor
Mensagem
Canal de Transmissão (meio)
Protocolo de Comunicação
Receptor

Modelo OSI

O modelo OSI foi pioneiro em implementar uma arquitetura concebida com relativamente independência ao fabricante, abertura e universalidade. Lançou as bases e vários padrões hoje existentes.

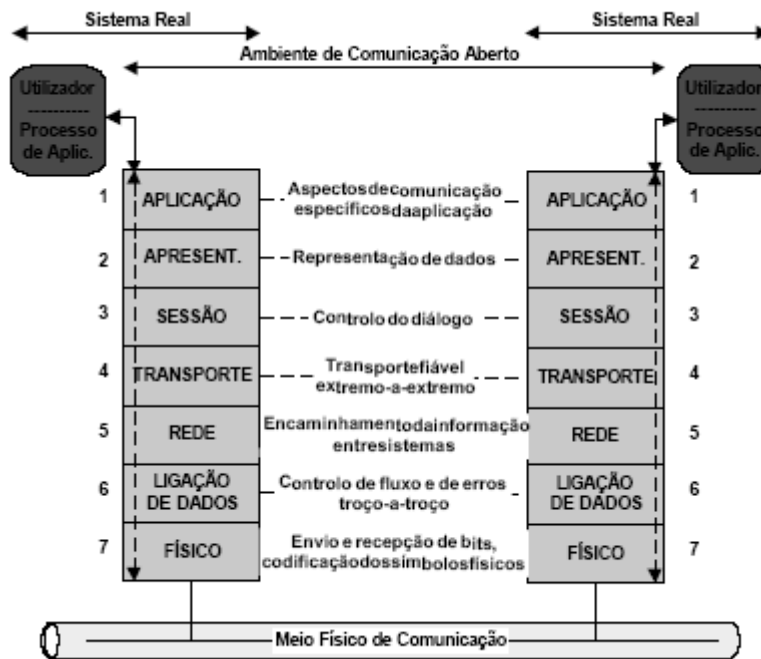


Figura 7.143 – Camadas do modelo OSI.

Camada OSI	Funcionalidade
Camada Física	Camada responsável pela codificação dos sinais da e para o meio físico. É também responsável pela especificação das frequências a utilizar, bem como da modulação.
Camada Ligação de Dados	Responsável pela verificação da qualidade da recepção dos dados através de CRC. Verifica também o <i>MAC address</i> do emissor (<i>Media Access Control</i> – identificação única gravada em cada placa de comunicações)
Camada de Rede	Garante a comunicação entre sistemas remotos independentemente da sua localização. É também responsável pela comunicação lógica.
Camada de Transporte	Garante a comunicação confiável ponto-a-ponto. Nesta camada se encontram os protocolos de comunicação–sejam orientados a conexão (TCP) ou não (UDP).
Camada de Sessão	Controla e sincroniza a informação. São previamente estabelecidos os protocolos a utilizar e a linguagem (SQL, NFS, etc). Neste processo estabelece-se o modo do tráfego (Simplex, semi-duplex ou duplex).
Camada de Apresentação	Responsável pela “tradução” da informação das camadas inferiores para a camada de Aplicação e vice-versa.
Camada de Aplicação	Camada que possibilita o elo entre as aplicações de alto nível (usadas pelo utilizador) e as camadas inferiores (rede).

Modelo TCP

Este modelo construído à semelhança do modelo OSI. Ao contrário do modelo OSI, teve um enorme sucesso. Possui apenas quatro camadas e é de mais fácil implementação (vide a seguir uma correspondência entre camadas do Modelo OSI e do Modelo TCP).

OSI		TCP/IP
APLICAÇÃO		APLICAÇÃO
APRESENTAÇÃO		
SESSÃO		
TRANSPORTE		TRANSPORTE
REDE		REDE
LIGAÇÃO DE DADOS		ACESSO À REDE
FÍSICO		

Figura 7.144 – Correspondência entre modelo OSI e TCP.

Arquitetura TCP/IP

Atualmente, uma das arquiteturas de maior crescimento em aplicações é a TCP/IP, adotada, por exemplo, em redes como a Internet. Ela é composta por quatro camadas distintas:

- Camada física (*X.25, Ethernet, Token-ring etc.*)
- Camada IP (*Internet protocol*)
- Camada TCP (*Transmission Control Protocol*)
- Camada de Aplicações.

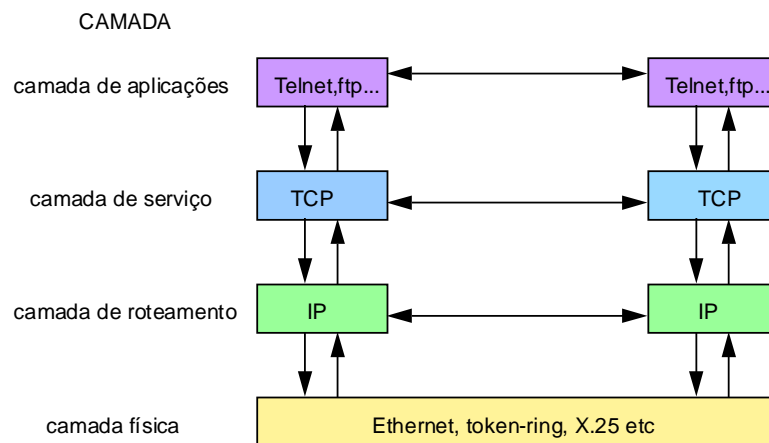


Figura 7.145 – TCP-IP.

- 1) A camada física do TCP-IP não é especificada e usualmente envolve a camada física usada na rede local (LAN). Os métodos de acesso ao meio usados podem ser do tipo Ethernet, passagem de fichas (IEEE 802), X.25 etc.
- 2) A camada IP provê o roteamento de mensagens.
- 3) Já a camada TCP provê a transmissão de dados em pacotes individuais, garantindo também a confiabilidade da transmissão.
- 4) A camada mais alta é a camada de aplicações que envolvem protocolos como o TELNET, FTP etc.

A Internet, por exemplo, é uma rede comutada por pacotes que usa o protocolo TCP/IP. O TCP particiona e remonta os pacotes, enquanto o IP é o responsável para garantir a destinação dos pacotes. As informações são divididas em pequenos pacotes (menores que 1500 caracteres) que são enviados por diferentes rotas até o destinatário, e são "remontados" no seu formato original na recepção. Cada pacote é enviado independentemente através de roteadores. Os roteadores examinam os endereços IP e determinam um caminho eficiente (em função do tráfego instantâneo) até o destino. O endereço IP é dado por uma série de quatro números com separadores, como por exemplo, 150.161.7.10-69. As conexões típicas mais comuns são: a) conexão de rede local à Internet e b) conexão serial Internet via modem por linha telefônica. O provedor pode também oferecer acesso via ISDN.

7.15 Espalhamento Espectral e Bluetooth

1. Salto de frequências (*frequency hop*) FHSS
2. Espalhamento por seqüência direta DSSS

Sistemas banda larga – proteção à informação: Múltiplas portadoras, sendo a informação transmitida, cada janela de salto, em uma subportadora distinta.

Espalhamento espectral: A estratégia de saltos de frequência

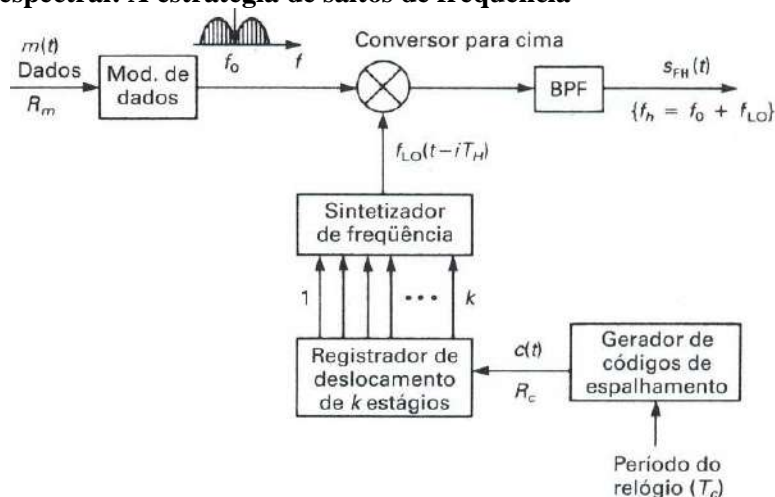


Figura 7.146 – Sistema de espalhamento espectral com saltos de frequência.

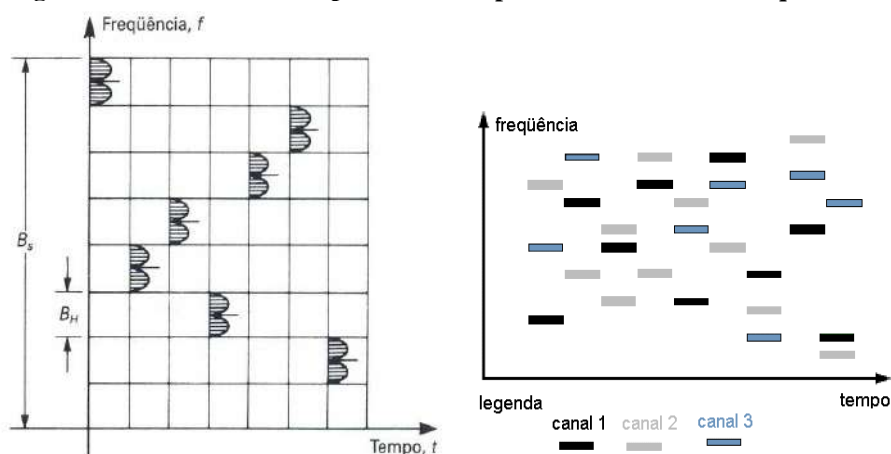


Figura 7.147 – Alocação no plano tempo x frequência em um sistema de saltos de frequência.

Bluetooth



Exercício 34. Análise de um dos sistemas digitais para a transmissão sem fio em redes *ad hoc* domésticas. O nome provém de uma menção ao apelido de **Harald Bluetooth**, um rei dinamarquês do Século X que unificou a Dinamarca e Noruega, pelo fato de possibilitar a interconectividade entre dispositivos de diferentes tecnologias (celulares, laptops, palms, câmeras digitais, impressoras...).

Nota-traduzido como dente azul, embora em dinamarquês signifique *de tez escura*.

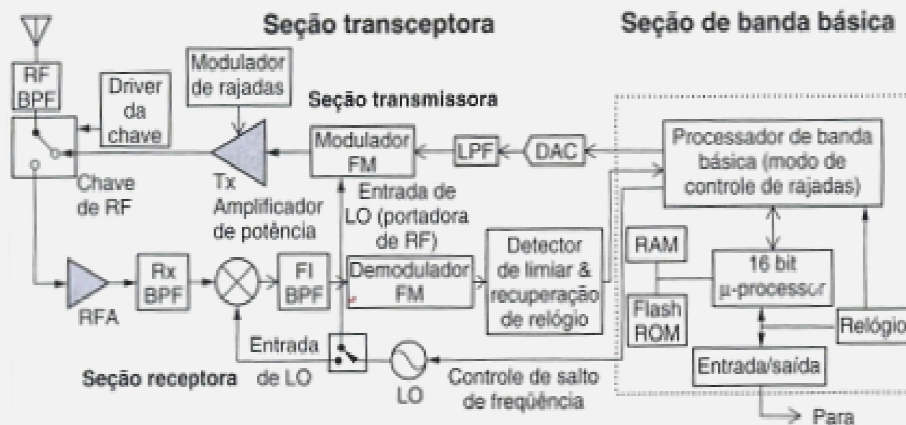


Figura 7.148 - O diagrama de blocos ilustra um dispositivo Bluetooth. Note o uso da configuração superhet de Armstrong no transceptor.

O sistema (wi-fi) *Bluetooth* desenvolvido em 1994 (*Ericsson Mobile Platforms, Agilent Technologies*) emprega uma modulação digital do tipo FM, a 2-FSK, com frequências de portadora da ordem de 2,4 GHz. O desvio máximo de frequência permitido nos esquemas é de $\Delta f=175$ kHz.

- Sabendo que a frequência de corte mínima para a transmissão de um sinal digital em banda básica em uma taxa f_b bits/seg é de $f_m=f_b/2$, avalie o índice de modulação nominal do sistema, considerando que os dados digitais operam a uma taxa de 1 Mbits/seg. O sistema é NBFM ou WBFM?
- Usando as aproximações decorrentes da regra de Carson a 10%, mostre que a banda passante B necessária para a transmissão é de 1 MHz. Se a faixa de operação do sistema vai de 2,4 GHz até 2,4835 GHz, mostre que são disponibilizados 79 canais de largura 1 MHz.
- Se a frequência da portadora virtual do primeiro canal é de 2,402 GHz, avalie a frequência nominal de portadora na operação dos canais 2 e 17. Mostre que em geral, $f_{ci}=(2.402+i)$ MHz, para os canais $i=0,1,2,\dots, 78$.
- Devido ao cabeçalho inerente ao protocolo, o sistema pode sustentar enlace simétrico de 432,6 kbps. Estime a eficiência do protocolo, mostrando que é ligeiramente inferior a 50% (código de acesso, cabeçalho, redundância cíclica para correção de dados, autenticação, criptografia SAFER+).

- e) O sistema emprega espalhamento espectral por saltos de frequência (FH), com potência muito baixa. Sistemas típicos empregam moduladores de 1 mW com alcance 10 m (ou 100 mW, com alcance 100 m, por exemplo). A programação pseudo-aleatória descreve uma sequência de 2^{27} saltos antes de repetir (sequência PN). Sabendo que o sistema efetua 1.600 saltos/segundo, avalie o tempo para repetir o mesmo padrão de saltos do FH.
- f) O protocolo usado é descrito através de um pacote completo dentro de cada salto. Para avaliar a duração temporal de um pacote, mostre que a janela de um salto é de 625 μ seg. Na prática, os tempos reais de saltos são limitados a um máximo de 366 μ seg, sendo o restante disponibilizado para a comutação para o próximo salto FH (rajada DH₁).
- g) O formato geral de um pacote *Bluetooth* inclui:

Código de acesso	Cabeçalho	Carga e CRC
72 bits	54 bits	? bits

Há três comprimentos de rajadas nominais, a saber:

DH₁ em 366 μ seg DH₃ em 1.622 μ seg DH₅ em 2.870 μ seg.

Mostre que o tamanho máximo da “carga + CRC” é de 140 bits em DH₁ e vale 2.745 bits em DH₅.



Figura 7.149 - *Bluetooth* auricular (Nokia).

7.16 Comunicações Espaciais: Satélites e Sondas

Esta seção constitui uma singela homenagem aos 21 técnicos brasileiros falecidos no acidente do VLS- V03 em 22/agosto/2003.

O desenvolvimento dos satélites artificial constitui uma verdadeira revolução no domínio das Telecomunicações. A idéia do uso de satélites estacionários para comunicações* surgiu já em 1945, com o escritor Britânico de ficção científica, Sir **Arthur C. Clarke**. O raio da órbita geoestacionária vale 42.162 km, permitindo a cobertura de cerca de 1/3 da superfície da Terra (!), fornecendo uma idéia do possível impacto dos satélites nas Telecomunicações [PRI&OGA 1990].

Em 1955, **J.R. Pierce** (Bell Lab's) explorava a possibilidade de usar um "satélite artificial" repetidor para comunicações transoceânicas. Em 1956, o órgão predecessor da **NASA** lançava em órbita um enorme balão** visando medir a densidade do ar em altas altitudes. Pierce soube da existência do balão e propôs usá-lo como refletor passivo como experiência de comunicação satelitária. Em 1959. Nascia o Projeto **ECHO**, desenvolvido com sucesso pela Bell Labs, NASA e JPL em 1960-1961.

* Os satélites estacionários apresentam velocidade angular idêntica à da Terra, permanecendo assim, estacionário em relação ao planeta, pois a velocidade relativa é nula.

** Construído em plástico aluminizado, com 33 m de diâmetro, e lançado a 1.600 km por intermédio de foguetes.

Em 4 de outubro de 1957, o primeiro satélite (**SPUTNIK I**) era lançado pelos Russos, permitindo telemetria (modo simplex) durante 21 dias. Já o primeiro satélite de comunicação tipo registra-e-retransmite, **SCORE**, foi colocado em órbita (132 km perigeu e 1.048 km apogeu) em 1958, tendo funcionado durante 12 dias, até a descarga das baterias [LIGTH et al. 1978].



Figura 7.150 – Sputnik I (primeiro satélite).

A primeira comunicação radioelétrica transoceânica por satélite ocorreu entre Holmdel NJ (ATT) e a estação de Plemeur-Bodou (CNET-França) em 1960.

A primeira repetidora ativa de satélite foi o **TELSTAR I**, lançado em 10 de julho de 1962 do Cabo Canaveral. Este foi um marco maior no desenvolvimento nas comunicações por satélites: Tratava-se de um satélite esférico lançado em órbita elíptica baixa (1.000 a 10.000 km), com cerca de 87 cm de diâmetro e pesando 80 kg (veja figura). Este foi o primeiro satélite capaz de transmitir sinais de TV através do Atlântico.

O sucesso dos satélites geoestacionários foi enfim conseguido em 1963, com o satélite **SYNCOM II**, após algumas tentativas infrutíferas.



Figura 7.151 – Ilustração da cobertura geográfica de satélite em órbita geoestacionária.

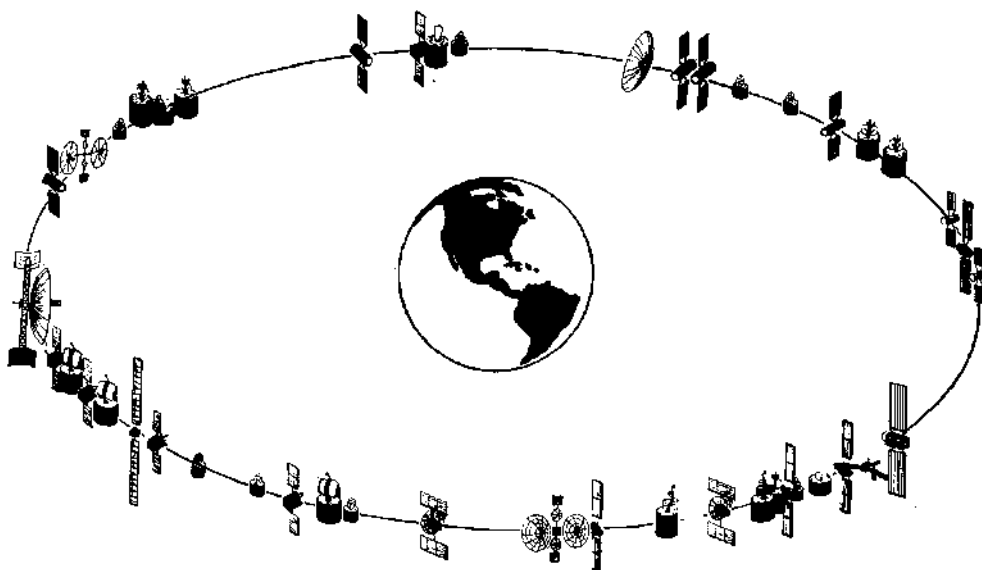


Figura 7.152 – Ilustração de satélites na órbita geoestacionária.

Em Abril de 1965, ao satélite comercial geoestacionário **Early-Bird** - Pássaro Madrugador (**INTELSAT I**) teve grande sucesso, interligando as estações de MILL VILLAGE (Canadá), ANDOVER (EUA), MADRI (Espanha), GOONHILLY DOWNS (U.K.), PLEUMEUR-BODOU (França), RAISTING (RFA) e FUCINO (Itália).

O retardo do sinal propagado numa transmissão via satélite é bastante grande devido ao longo trajeto e atinge, normalmente, valores em torno de 300 ms!

Os satélites empregam a bordo um (ou vários) *Transponders*. O Transponder é um equipamento que recebe o sinal na banda de microondas, amplifica-o, realiza uma heterodinagem e o retransmite numa faixa de frequências diferente. A necessidade desta conversão entre os enlaces de subida e descida (*up* e *down*) é devida ao fato que a (alta) potência do sinal retransmitido poderia interferir no (fraco) sinal recebido. Assim, tem-se, por exemplo, enlace Terra-espaço (*Up link*) 5,925 - 6,425 GHz e enlace espaço-Terra (*Down link*) 3,70 - 4,20 GHz.

Quando as flutuações de tráfego são intensas, uma distribuição fixa de canais separados geograficamente conduz a um uso ineficiente da capacidade do satélite. A capacidade de chavear canais entre múltiplos pontos de acesso, sob demanda, é referida como *Acesso Múltiplo Atribuído sob Demanda*. Os satélites são suficientemente custosos para permitirem (justificarem) um equipamento de controle sofisticado visando implementar um múltiplo acesso, geralmente FDMA ou TDMA (atualmente, também CDMA). Um dos canais é reservado como "Canal de Controle" e transporta todos os requerimentos das estações terrenas, além de informar a cada estação sobre a configuração da atribuição atual dos canais.

O consórcio Internacional **INTELSAT** (*the International TELEcommunication SATelite consortium*) criado nos EUA em 1963 é atualmente constituído por mais de uma centena de países membros. O **INTELSAT I** (pássaro madrugador) foi lançado do Cabo Kennedy no dia 6 de Abril de 1965, com capacidade para 240 canais de voz ou um canal de TV.



Figura 7.153 - Intelsat I (pássaro madrugador)

De janeiro a setembro de 1967, foram lançados mais três satélites da série **INTELSAT II**. Em dezembro de 1968, foi iniciada a série **INTELSAT III** com uma capacidade para 1.200 canais de voz e um canal simultâneo para TV. Nesta época, o satélite foi adotado como meio principal para telecomunicações internacionais no Brasil (estação de Tanguá 1969). Em 25 de Janeiro de 1971 foi lançado sobre o Atlântico o **INTELSAT IV** com capacidade de 9.000 canais de voz e dois canais de TV.

Já a série **INTELSAT V** apareceu em torno dos anos 80, com 12.500 circuitos telefônicos e dois canais de TV, cada satélite com 27 transponders, veja também [SATE 1989] para uma avaliação.

A série **INTELSAT VI** introduzida em 1986 constitui o primeiro sistema internacional a utilizar extensivamente TDMA. Em 1999, a decisão de privatização da Intelsat foi tomada e o processo concluiu em Janeiro de 2005.

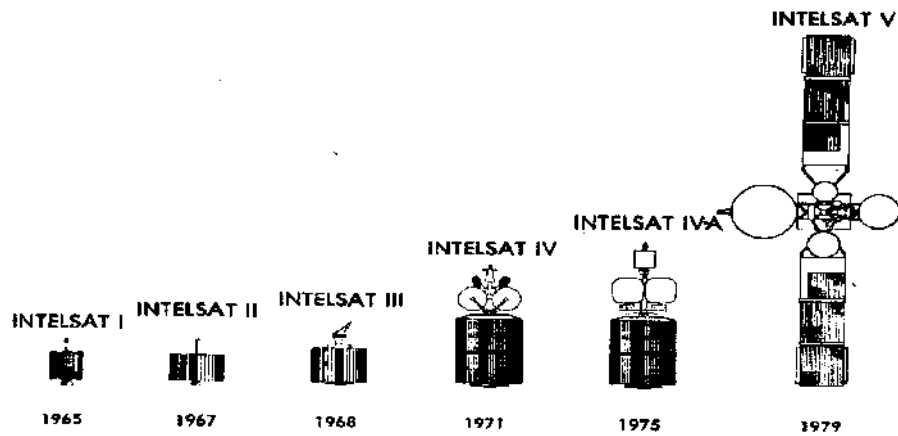


Figura 7.154 – Satélites da série Intelsat (em escala). Anos de lançamento. Aqui se tem uma idéia do desenvolvimento cronológico.

Outro importante consórcio, fundado em 1971, é o **INTERSPUTNIK**, que usa principalmente satélites **Molniya** (Apogeu 40.000 km e Perigeu 1.000 km), sendo os países do bloco do leste os principais signatários. O primeiro Molniya foi lançado em Abril de 1965 para transmissão experimental de TV. Este sistema da antiga U.R.S.S. é tecnicamente interessante por tratar-se durante muito tempo do único sistema de satélites comerciais fora da órbita geoestacionária.

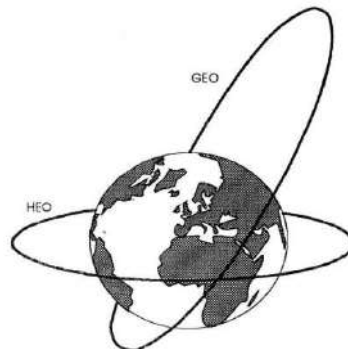


Figura 7.155 – Ilustração das órbitas (GEO-geoestacionária, LEO-).

Outra idéia consiste no lançamento de constelações de satélites, formando uma rede de cobertura mundial. O **Iridium** é um sistema com 66 satélites ativos de comunicação (daí o nome). Os satélites operam em LEO aproximadamente 780 km, e inclinação 86,4°. O sistema não teve o sucesso comercial esperado. A **Globalstar** é outra constelação de 44 satélites LEO para telefonia e comunicação de dados em baixa velocidade.

Em 1965, a nave americana **MARINER IV** emitia as primeiras fotos de Marte. As sondas **PIONEER 10** (resp. 11) deixaram o sistema solar em 3 de dezembro de 1973 (resp. 4 de dezembro de 1974).

TABELA VII.19 - Dados sobre alguns satélites da série Intelsat.

SÉRIE INTELSAT	I	II	III	IV	V	VI
Lançamento	1965	1967	1968	1971	1980	1986
Potência	40 W	75 W	120 W	400 W	1 kW	
# transponders	2	1	2	12	27	
# antenas	1	1	1	3	6	
Banda /transponder	25 MHz	130 MHz	225 MHz	36 MHz	36 MHz	

A rede de comunicações Brasileira via satélites iniciou-se em 1975 através do aluguel de transponders da **INTELSAT**. Em 1985, contudo, o Sistema Telebrás passou a dispor de satélite próprio, **BRASILSAT I**, com 48 transponders cada um com banda de 36 MHz. O **BRASILSAT II** foi lançado logo no ano seguinte, tendo vida útil também de cerca de 10 anos. O primeiro serviço comercial de DBS, *Sky Television*, foi lançado em 1989.

A título de exemplo da corrida às comunicações via satélite, o repertório dos satélites artificiais lançados em 1988, compilados pela "*Union Télégraphique Internationale*" **UTI** fornece 150 satélites, dos quais uma centena é de satélites russos. Uma estimativa mais atual aponta cerca de 3.000 satélites em órbita no ano de 2007. A tabela a seguir procura resumir algumas dos desenvolvimentos marcantes nas comunicações espaciais.

Tabela VII.20 – Satélites & sondas.

Ano	Comunicações via satélites e sondas
1957	Satélite <i>Sputnik</i> , telemetria
1958	Satélite <i>Score</i> , tipo grava-retransmite
1960-61	Projeto <i>Echo</i>
1960	1ª comunicação transoceânica por satélite ATT/CNET
1963	Satélite <i>Syncom II</i> na órbita estacionária
1965	<i>Mariner IV</i> , fotos de Marte
1965	<i>Intelsat I</i> - Consórcio Internacional
1971	<i>Intersputnik</i> - Consórcio Internacional
1973	<i>Pioneer 10</i> , 1ª nave a deixar o sistema solar
1985	Satélite Brasileiro <i>Brasilsat I</i>
1988	<i>Magalhães</i> , circunavegação do sistema solar (até outubro 1994)

PAISES LANÇADORES: U. Soviética (1957, *Sputnik 1*), EUA (1958, *Explorer 1*), Reino Unido (1962, *Ariel 1*), Canadá (1962, *Alouette 1*), Itália (1964, *San Marco 1*), França (1965, *Astérix*), Austrália (1967, *WRESAT*), Japão (1970, *Osumi*), Alemanha (1974, *Helios 1*), Índia (1975, *Aryabhata*), Europa (1981, *Giotto*), Irã (2005, *Sinam-1*), China (2007, *Chang'e-L*).

Bandas em microondas SHF 3-30 GHz

Banda	Faixa de frequência
S	2 – 3,7 GHz
C	3,7 – 6,5 GHz
X	7 – 11 GHz
Ku	11 – 18 GHz
K	18 – 26 GHz
Ka	26 – 40 GHz

Satélites lançados (compilação)

1957 (3) 1958 (28) 1959 (24) 1960 (45) 1961 (60) 1962 (96) 1963 (96) 1964 (127) 1965 (180) 1966 (174)
 1967 (172) 1968 (166) 1969 (155) 1970 (142) 1971 (175)
 1972 (143) 1973 (146) 1974 (136) 1975 (168) 1976 (164) 1977 (147) 1978 (174)
 1979 (134) 1980 (144) 1981 (160) 1982 (160) 1983 (162) 1984 (169) 1985 (172)
 1986 (151) 1987 (141) 1988 (155) 1989 (139) 1990 (173) 1991 (143) 1992 (135)
 1993 (118) 1994 (130) 1995 (113) 1996 (112) 1997 (158) 1998 (174) 1999 (133) 2000 (131) 2001 (93) 2002
 (104) 2003 (98) 2004 (77) 2005 (78).

Para uma visão geral, referencie-se a: [BRIS 1990], [PRI&OGA 1990]



Figura 7.156 – Sonda Magalhães (1998).

Tabela VII.21 – Pequena cronologia brasileira.

1964	criada a <i>Barreira do Inferno</i>
1965	Sonda 1 (primeiro foguete brasileiro)
1980	Brasil integra o Trandata, 1º serviço de tx de dados da América Sul
1985	(08/02) Brasilsat A1
1986	(28/03) Brasilsat A2
1993	(09/02) SCD1 Satélite de Coleta de Dados
1994	(10/08) Brasilsat B1 (órbita Geo 75°W)
1995	(28/03) Brasilsat B2 (órbita Geo 65°W)
1997	(02/11) Primeiro lançamento do foguete brasileiro, autodestruido Veiculo Lançador de Satélites (VLS-1) órbita um satélite (SCD-2A)
1998	(04/02) Brasilsat B3 (órbita Geo 84°W)
1998	(22/10) SCD2
1999	(14/10) CBERS-1 – lançado pelo foguete “longa marcha” em Taiyuan
2000	(17/08) Brasilsat B4 (órbita Geo 70°W)
2003	(21/10) CBERS-1 – lançado pelo foguete “longa marcha” em Taiyuan

Os SCDs destinam-se à coleta de dados ambientais e são utilizados primordialmente pelos setores meteorológico, hidrológico, energético e agrícola. O SCD-1, primeiro satélite totalmente nacional, foi lançado em 1993 e o SCD-2, em 1998. Ambos orbitam a cerca de 750 km com inclinação de 25°.



Figura 7.157 – O satélite brasileiro Satélites de Coleta de Dados (SCD).

O INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) tem desenvolvido um trabalho admirável, competente e digno de nota. A trajetória dos satélites brasileiros pode ser acompanhada em tempo real pela Internet: A URL <http://www.aeb.gov.br/cbers2/> permite a localização dos Satélites de Coleta de Dados (SCD1 e SCD2) e dos Satélites Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres (CBERS).

Os CBERS são satélites sino-brasileiros de recursos terrestres http://www.cbbers.inpe.br/pt/programas/p_imagens.htm, (*China-Brazil Earth Resource Satellite*) com órbita a 780 km, destinados a obtenção de imagens do planeta. Foram lançados pelo foguete “Longa Marcha”, em Taiyuan, China. Exemplo de imagem adquirida é mostrado na figura a seguir.



Figura 7.158 – a) CBRS2, com permissão do INPE, b) imagem Recife com CCD obtidas com CBRS2, com permissão do INPE.



Figura 7.159 - VLS (1997).

A saga do VLS, o veículo brasileiro lançador de satélites: 1ª tentativa em Novembro 1997 (autodestruido), 2ª tentativa em Dezembro 1999 (autodestruido), 3ª tentativa em Agosto de 2003 (explosão).

7.17 Sistemas de Radionavegação e de Localização Global

Entre as aplicações relevantes das Telecomunicações, encontram-se os sistemas de localização, também conhecidos como sistemas de radionavegação. O uso de ondas eletromagnéticas em sistemas de localização inclui principalmente:

- 1- Os sistemas de navegação radiogoniométrica,
- 2- Os sistemas de navegação por rede de satélites.

O nome "sistemas de navegação" é proveniente da necessidade, dos exploradores e principalmente navegadores, de conhecer sua localização precisa na Terra. Os primeiros sistemas usados pelos marinheiros procuravam determinar a posição e rota através da observação de astros e estrelas (incluindo possivelmente instrumentos como a bússola, o sextante e o cronômetro marítimo). Uma nova era náutica foi descortinada na década de 20 quando os sinais de rádio foram usados na determinação da localização, especialmente útil para navios deslocando-se na escuridão e nevoeiro.

Os sistemas radiogoniométricos são baseados no fato que os sinais de rádio captados por uma antena fortemente direcional são mais fracos quando a antena é ajustada perpendicularmente à direção dos sinais recebidos. A antena é posicionada para captar o sinal mínimo, determinando uma direção (marcação) para o transmissor. Ao repetir-se o procedimento de outra estação, a nova linha interceptará a primeira, identificando a posição do radiotransmissor. O esquema a seguir ilustra esta operação.

Os mais importantes sistemas de navegação radiogoniométrica foram os sistemas LORAN (*long-range navigation*), que empregavam técnicas de alinhamento hiperbólico. Um transmissor em terra emite um pulso onidirecional que é captado pelo receptor do navegador. Imediatamente, o transmissor do navegador emite um pulso em frequência diferente. Um receptor Loran capta ambos

os pulsos e mede o tempo transcorrido entre eles de modo a localizar uma hipérbole que se estende pela superfície da Terra. Outro conjunto distante proporciona outra hipérbole e a posição do navegador é identificada pela interseção das duas hipérbolas. Da década de 40 até 60, foram criados diversos sistemas (Loran A, Decca, Loran C, Omega etc.). A partir da década de 60, sistemas baseados em satélites começaram a ser usados.

O primeiro sistema – o *Transit Navigation System*, com seis satélites de órbitas polares de baixa altitude, foi lançado pela marinha Americana, teve sucesso não apenas em aplicações militares, mas principalmente em empresas da marinha mercante. Porém a altitude, a velocidade do móvel e a cobertura próxima aos pólos eram inexistentes ou precárias.

O sistema Global Navstar - GPS- introduzido em 1978, foi o primeiro sistema de navegação por satélite capaz de determinar latitude, longitude e altitude de um usuário em qualquer parte do mundo, nas 24 horas do dia.

Satélites GPS: GPS Navstar

1978	Block I (experimental)
80's	09 satélites
90-94	24 satélites (Block II)

Quem dispuser do receptor próprio para captar sinais emitidos pela constelação de satélites pode determinar com grande exatidão sua localização no tempo e no espaço. O princípio de funcionamento é simples: os satélites são equipados com um relógio atômico que mede o tempo com altíssima precisão. Eles irradiam sinais que indicam a hora da emissão. O aparelho em terra possui na memória as coordenadas precisas das órbitas de todos os satélites da constelação. Ao ler o sinal que chega ele reconhece o satélite emissor, determina o tempo que o sinal levou para chegar e, portanto, calcula a distância que o separa do satélite. Assim, de posse de sinais de pelo menos quatro satélites simultaneamente, o receptor em terra estima com precisão a posição exata em que se encontra. Os 27 satélites ativos do GPS Block II pesam 900 kg e medem 17 m, com um custo de U\$ 28 milhões/satélite e vida prevista de 7 anos. A trajetória é corrigida pelos propulsores de bordo, em média, a cada 18 meses. O sistema consolidou-se na década de 90.

O princípio de localização baseia-se na triangulação de satélites. Um receptor GPS mede simultaneamente a distância até 4 ou mais satélites (teoricamente, três satélites seriam suficientes) para identificar de modo inequívoco um ponto 3D. Os satélites Navstar são sincronizados entre si e equipados com relógios atômicos de precisão. Como os receptores GPS (devido aos problemas de custo) usam relógios derivados de osciladores de cristal de quartzo, o receptor não está perfeitamente sincronizado (daí o uso de quatro ao invés de três satélites para a localização). Erros típicos nas localizações em aplicações civis são inferiores a 100 m. Já os receptores militares, proporcionam uma localização com erro típico inferior a 10 m (embora que erros inferiores a 5 mm já sejam possíveis!).

A Rússia iniciou na década de 80 seu sistema tipo GPS, o GLONASS (*Global'naya navigatsionnaya Sputnikova Sistema*), com 24 satélites distribuídos em três órbitas circulares. Já a Agência Espacial Européia iniciou em 1998 o projeto GNSS - *Global Navigation Satellite System* - que pode operar associado ao GPS ou GLONASS, ou independente deles.

Sistemas de rádio localização

LORAN (radiogoniométricos)	40's
<i>Transit Navigation System</i> (satélite)	60's
GPS experimental	78
GLONASS experimental	82
GPS Navstar EUA	90's
GLONASS - Rússia	90's
GNSS – Europeu	98
GALILEO – Europa	05

Os sistemas do tipo GPS serão certamente os sistemas de localização padrão do século XXI, corriqueiros em aeroportos, estações ferroviárias, rodoviárias, automóveis etc., junto com mapas móveis e instruções verbais. O primeiro sistema *civil* de radionavegação por satélite é o Galileo, iniciativa europeia (custo 3 bilhões, gerenciado pela Agencia Espacial Europeia), tendo lançado o primeiro satélite experimental via nave Soyuz em 28 de dezembro de 2005, numa órbita de aproximadamente 24.000 km.

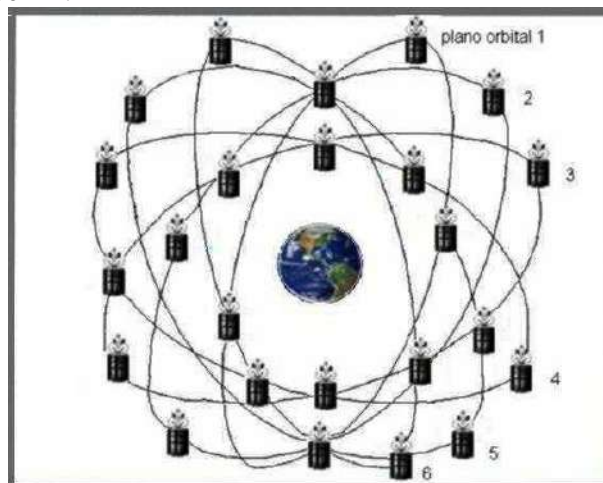


Figura 7.160 - Ilustração da constelação de satélites para o sistema GPS.

O sistema de posicionamento global por satélite GPS, rigorosamente o NAVSTAR-GPS, sigla de *NAVigation Satellite with Time And Ranging*) utiliza uma constelação de 24 satélites em órbita MEO (*Medium Earth Orbit*), de modo a garantir que há 24h/dia, no mínimo, quatro satélites visíveis em qualquer parte do globo. Os satélites são distribuídos em seis planos orbitais (4 satélites/plano), com altitude orbital 20.200 km. Todas as frequências de transmissão e os relógios são gerados a partir de um relógio mestre em 10,23 MHz. Os sinais modulados são transmitidos na banda L, especificamente com: $L1=1,57542$ GHz e $L2=1,22760$ GHz. São empregadas seqüências pseudo-aleatórias, com período de 1023 bits, gerando o chamado de código C/A com taxa de 1,023 Mbps. Há também um código P (*protected*) que tem uso exclusivo em aplicações militares, com taxa de transmissão em 10,23 Mbps. Todos os satélites operam com mesmas frequências de portadora, sendo a separação obtida via acesso múltiplo CDMA. A derivação dos relógios do sistema GPS é ilustrada na figura seguinte.

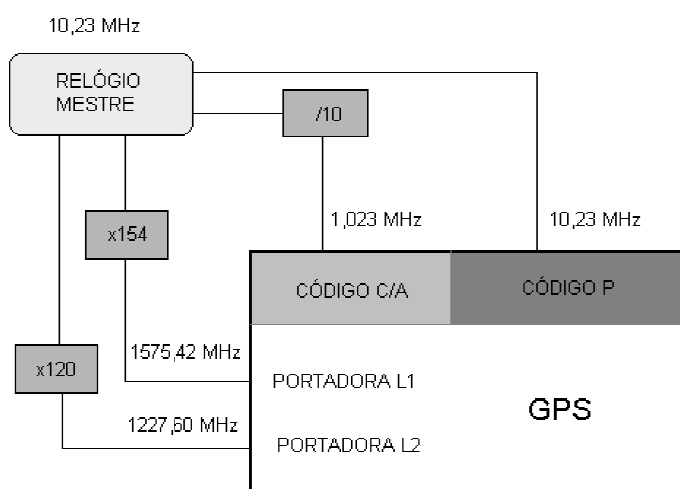


Figura 7.161 – Derivação de relógios no sistema GPS: multiplicadores e divisores de frequência são explicitados.

O GLONASS E GALILEO

Concebido na década de 70, este sistema de posicionamento 3-D foi desenvolvido pela antiga Rússia. É constituído por uma constelação de 24 satélites ativos e um de reserva, distribuídos em três planos orbitais (120° de separação). A altitude orbital é de 19.100 km, com órbita aproximadamente circular. Cada satélite emprega frequência diferente – o sistema usa FDM transmitindo sinais na banda L para todos os satélites. As frequências centrais das portadoras dos diversos satélites são expressas por (para $n=0,1,\dots,24$):

$$L1= 1,602 \text{ GHz} + 0,562.n \text{ MHz}$$

$$L2= 1,246 \text{ GHz} + 0,4375.n \text{ MHz}$$

A união europeia também desenvolveu o GALILEO, um sistema de posicionamento em 2000, compatível com o GPS e GLONASS.

Chamadas Marítimas de Emergência

Os aparelhos de VHF para operação marítima após 2005 possuem um botão especial de cor vermelha (distress ou DSC). O sistema *Digital Selective Call* faz parte do *Global Maritime Distress and Safety System* (GMDSS), reservado para chamadas de perigo e emergência no canal 70. Um sinal digital envia nove dígitos de identificação da embarcação (número solicitado à Anatel no procedimento de licenciamento da estação rádio). O rádio deve ser conectado a um sistema GPS, possibilitando a transmissão de horário e posição, automaticamente.

7.18 Efeitos Biológicos de Ondas Eletromagnéticas

Efeitos das radiações

Toda radiação é invisível, inodora, insípida e inaudível. Quando somos "atingidos" por um feixe de radiação, nenhuma lesão visível ocorre no momento da irradiação. Por isso não podemos perceber ou sentir se estamos sendo irradiados. Os danos das radiações sobre as pessoas ou sobre o ambiente dependem de uma série de fatores, tais como a energia da radiação, o tempo de exposição, a dose absorvida, a parte do corpo atingida e a própria sensibilidade da pessoa. Os seus efeitos podem se manifestar em curto prazo, em dias ou semanas, quando as doses são muito altas, ou em longo prazo, meses, anos, décadas ou gerações, no caso de doses menos elevadas.

É importante enfatizar que a principal consequência dos efeitos tardios é a incidência de um maior número de certas enfermidades em relação ao normal. Um câncer produzido por irradiação, por exemplo, é indistinguível de qualquer outro. Além disso, o intervalo de tempo entre a exposição e o efeito causado pode ser grande, especialmente no caso de doses não muito elevadas.

Por esse motivo, os estudos sobre efeitos são complexos e difíceis de quantificar. As estimativas sobre o número de pessoas afetadas, incidência de certas doenças e casos de morte podem ter muitas incertezas e, assim, ficam sujeitas a diferentes interpretações.

Quase todas as novas tecnologias trazem associado um risco, real ou não, que depende essencialmente de sua verdadeira natureza e do conhecimento que se possui sobre o assunto. É natural, quando não se conhece precisamente o fenômeno, ou quando se dispõe de dados insuficientes para analisá-lo, ter preocupações sobre os possíveis efeitos danosos aos sistemas biológicos. As radiações eletromagnéticas não fogem à regra. Assim vem sendo desde o aparecimento da luz incandescente. Muitos temiam os prováveis efeitos da luz, outros achavam que era coisa do demônio. Nos hotéis que iniciaram o uso difundido da luz elétrica, era comum aviso afixado aos clientes, visando tranquilizá-los sobre os efeitos da luz. Houve muita preocupação nos primórdios dos raios X e o desenvolvimento da Televisão é um dos exemplos marcantes de tecnologias com impacto biológico. Poucos são as estatísticas e estudos, mas certamente muitas doenças e mortes foram decorrentes desta tecnologia. Esta preocupação conduziu a projetos mais

aperfeiçoados, minimizando os riscos associados. A radiação emanada nos tubos de raios catódicos dos primeiros aparelhos de TVs eram *Raios X* de baixo comprimento de onda (ditos *raios X* duros), que grande poder de penetração e enorme efeito biológico. A técnica foi gradativamente modificada e os *raios X* emitidos passaram a *raios X* moles, de menor energia e menor poder de penetração. Atualmente, com o aperfeiçoamento nos projetos, muito pouca radiação é emitida nos Tubos, mantendo-a em níveis bastante aceitáveis. Cabe, pois uma preocupação natural sobre a tecnologia celular, que envolve a emissão de radiação eletromagnética.

Um Breve Histórico:

- Luz elétrica: Avisos afixados em hotéis há cerca de um século atrás...
- *Raios X* (Roetgen)
- Radioatividade (*raios γ*)
- Introdução da TV comercial
- efeitos biológicos dos *raios X*...
- Radiocomunicação para fins militares
- Raios UV do Sol

É interessante comentar a diferença da reação humana frente a Fenômenos de natureza determinística (e.g., uma linha de 230 kV, contato com material corrosivo ou radioativo...) e Fenômenos de natureza probabilística (e.g., efeito do uso ou não do cinto de segurança; os perigos envolvidos com fumo, álcool ou drogas; transar sem preservativo; a exposição UV nas praias; rachas de automóveis...). No segundo caso, uma reação de JOGO é bastante comum: não vai acontecer comigo! O comportamento depende fundamentalmente de "Qual a probabilidade associada ao evento". Todos evitam quando o perigo é certo. Porém se as chances não são tão altas, muitos aceitam o risco. Se há algum risco no uso de celulares, ele é de natureza incerta e, portanto, muitos não vão procurar se proteger adequadamente. Porém vale o aviso!

A telefonia celular é outro caso típico onde a tecnologia também evoluiu rapidamente e as conseqüências biológicas para os usuários só estão sendo conhecidas paulatinamente, em longo prazo, após sua larga utilização. A idéia é identificar os problemas das comunicações sem fio de modo a deliberadamente conduzir a um melhor uso desta tecnologia, em lugar de tentar passivamente um ajuste simples *post facto*, tardio às suas conseqüências.

Os problemas biológicos destas tecnologias envolvem dimensões particularmente grandes, uma vez que atinge cerca de 250 milhões de usuários (*wireless*), existem 500.000 ERBs espalhadas no Globo e mais de 100 milhões de assinantes. Desconhecem-se atualmente os possíveis efeitos sinérgicos da radiação eletromagnética. O fato é que os usuários de celulares portáteis estão sendo expostos a campos eletromagnéticos em intensidade e por períodos de tempo nunca antes experimentado por nenhum setor significativo da população...

Apenas a título de fornecer indicativos da problemática envolvendo o uso de celulares, alguns fatos são citados: Nos Anos 90, vários processos foram movidos nos EUA contra fabricantes e operadoras (câncer). A OMS (Organização mundial da Saúde) investiu no período cerca de US\$ 3 milhões em pesquisas e a CTIA (*the Cellular Telecommunication Industry Association*) investiu cerca de US\$ 25 milhões para avaliar os possíveis efeitos biológicos envolvidos no uso de aparelhos celulares.

O espectro eletromagnético é bastante longo, incluindo as seguintes radiações:...HF,VHF,UHF, microondas, IR, visível, UV, raios X, raios γ , raios cósmicos...

Estas radiações podem ser classificadas em: ionizantes ($E > 10$ eV) e não ionizantes ($E < 10$ eV), o limitante cerca de 10 eV corresponde ao UV curto. As Radiações ionizantes são mais perigosas e comprovadamente causam câncer... (obviamente dependendo da dosagem e do tempo de exposição). Os efeitos biológicos resultantes dependem de vários fatores, entre eles: a faixa de operação (frequência), o nível de potência irradiada, a distância à fonte emissora, o tempo de

exposição à radiação, A parte do corpo afetada, (composição do órgão, tecido, etc.). Particularmente, à distância d em que o usuário se encontra da antena (ou fonte do campo eletromagnético) é o fator dominante nos efeitos biológicos. A potência decai sob forma $d^{-\alpha}$, $2 < \alpha < 6$. Daí uma possível classificação dos equipamentos de acordo com sua classe de riscos pode ser feita, como mostrado na tabela:

Tabela VII.22 - Equipamentos: classes de risco.

EQUIPAMENTO SEM FIO	POTÊNCIA	CLASSE DE RISCO
telefone sem fio doméstico	5 mW	menor risco
telefone veicular	20 W	menor risco
estação rádio-base	30 W	menor risco
celular portátil	600 mW	(?)

Uma classificação dos efeitos das radiações eletromagnéticas inclui:

Interferência em equipamentos

- balanças eletrônicas
- marca-passo
- equipamentos biomédicos
- comunicação/controle em aeronaves
- desmagnetização de cartões eletrônicos
- etc.

Efeitos biológicos
isolados
sinérgicos.

Entre os possíveis efeitos biológicos, outra classificação identifica:

- 1) choques e queimaduras;
- 2) efeitos térmicos;
- 3) efeitos atérmicos.

Em particular, os efeitos causados sobre os seres vivos:

Aquecimento da face exposta ao aparelho

olho: suscetível- aceleração da catarata

Efeitos biológicos (mencionados na literatura)

efeitos no sistema nervoso

efeitos no sistema cardiovascular

efeitos no sistema imunológico

efeitos no metabolismo

outros: (perturbação do sono, esterilidade, câncer..).

A Exposição em níveis elevados de radiação causa: alteração no fluxo de íons através das membranas; alteração na permeabilidade de íons de Cálcio; alterações na síntese de DNA e transcrição de RNA.

Entre as normas internacionais estabelecidas sobre exposição às ondas eletromagnéticas vale citar:

Década de 60: A ANSI (*American National Standard Institute*) estabeleceu o limite 100 mW/cm^2
PERIGO! E recomenda manter a radiação abaixo de 10 mW/cm^2

ANSI/IEEE C-95.1

1992 ANSI

1993 FCC

1995 IEEE

As normas recomendam manter inferior a $0,57 \text{ mW/cm}^2$ na frequência de 840 MHz (faixa de operação dos aparelhos celulares).

CLC/TC211-B

Um parâmetro dosimétrico largamente adotado é a taxa de absorção específica. Neste caso, a recomendação é $2,0 \text{ mW/g}$ para um volume de 10 g de tecido, por um período de 6 minutos.

Simulações realizadas para o sistema AMPS (analógico) forneceram os seguintes dados:

- 1) $d > 2 \text{ cm}$, uma SAR aceitável.
- 2) $d = 1 \text{ cm}$, uma SAR = $4,8 \text{ mW/g}$ (o triplo do valor estabelecido nas normas).
- 3) $d = 0,5 \text{ cm}$ uma SAR = $19,2 \text{ mW/g}$ ($12 \times$ o valor estabelecido nas normas).

O modelo de simulação da cabeça e da mão de um adulto incluiu 141.680 células cúbicas de 5 mm e a análise foi realizada na situação mais desfavorável (i.e., celular irradiando na potência de 600 mW).

A partir de 1996, a FCC exigiu respeito às normas e os fabricantes passaram a modificar seus projetos para garantir um nível aceitável de radiação. De qualquer modo, são de grande valia as seguintes sugestões visando uma Redução do Risco quando do uso de aparelhos celulares portáteis [[Rev. da Soc. Bras. de Telecom., vol.1, Dez.,1996,pp.67-81](#)]:

- 1) Falar sempre com a antena afastada da cabeça ($> 2 \text{ cm}$), posicionada o mais possível para trás
- 2) Nunca falar com a antena recolhida, evitar conversações dentro de edificações, túneis, etc.
- 3) Reduzir ligações dentro de automóveis, exceto usando viva-voz (além de evitar acidentes!)
- 4) Falar o menor tempo possível: quando a ligação for longa, trocar o aparelho para o outro lado da cabeça a cada 2 minutos.

Como conclusão desta análise preliminar, pode-se afirmar que as perspectivas são bastante otimistas, em particular com:

- 1) A introdução de novos aparelhos (com projetos eficientes, e.g., a posição da antena foi modificada em diversos modelos). Outros adotaram um refletor metálico como elemento de proteção os quais funcionam como blindagem eletromagnética.
- 2) Aplicação da tecnologia digital, o que resulta em menor potência irradiada, com a tecnologia TDMA, CDMA e GSM.
- 3) Pequenos cuidados tais como os supracitados, podem ser bastante úteis.

7.19 RDS – Sistema de dados via rádio

O sistema de Dados por Rádio (*Radio Data System*, ou RDS) é um protocolo padrão de comunicações para a incorporação de pequenas quantidades de informação digital, transmitidas através da modulação FM/VHF utilizada em emissoras comerciais de radiodifusão FM. Esta tecnologia é particularmente difundida na Europa, no setor Automotivo.

O sistema RDS uniformiza os diversos tipos de informações transmitidas, incluindo meteorologia, identificação da estação e informações sobre a programação da estação. O RDS é um excelente sistema para transferir dados para receptores de rádio. A norma começou como um projeto da União Européia de Radiodifusão (UER), mas desde então se tornou um padrão internacional através da *International Electrotechnical Commission* (IEC, vide recomendação forum RDC IEC [62106-E](#)). Há hoje dois padrões ligeiramente diferentes, todos com 1,1875 kbps e subportadora em 57 kHz, além de um esquema de proteção e controle de erros (correção de erros).



Figura 7.162 – a) *Hardware* de um sistema RDS para acoplamento ao transmissor FM (vista frontal e vista traseira). b) Modelo típico de receptor RDS em automóveis: Informações da programação são disponibilizadas (estéreo, gênero musical: pop, hora 14:28 em 27-4-2007).

Detalhes técnicos

RDS opera acrescentando dados à base sinal que é usada para modular a portadora de radiofrequência FM. As informações RDS são transmitidas acima da faixa do sinal estéreo, com uma subportadora de 57 kHz, conforme mostrado. Esta escolha corresponde ao triplo da frequência do tom piloto estéreo. Para as transmissões em estéreo a subportadora RDS está amarrada ao tom piloto. Ele pode estar em fase com o terceiro harmônico do tom, ou como no caso da BBC, pode ser em quadratura. A subportadora usada para transportar a informação é modulada em fase para transportar os dados (QPSK). Isto garante uma boa imunidade a erros.

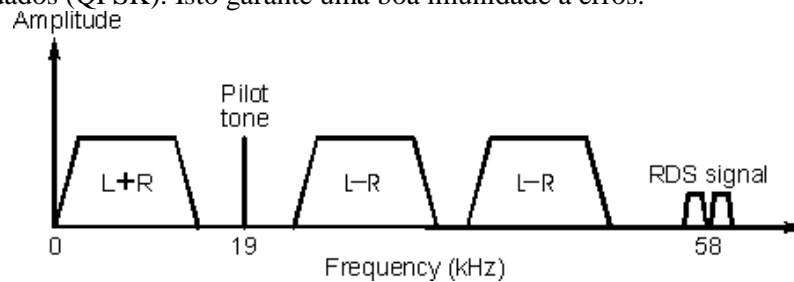


Figura 7.163 - Estrutura do sinal FM estéreo incluindo subportadora RDS.

Os dados são codificados usando codificação diferencial. Com o sinal composto deve ser banda limitada, para evitar interferência e diafonia. Para tanto, usa-se codificação de linha do tipo bi-fase, com filtragem passa-baixa.

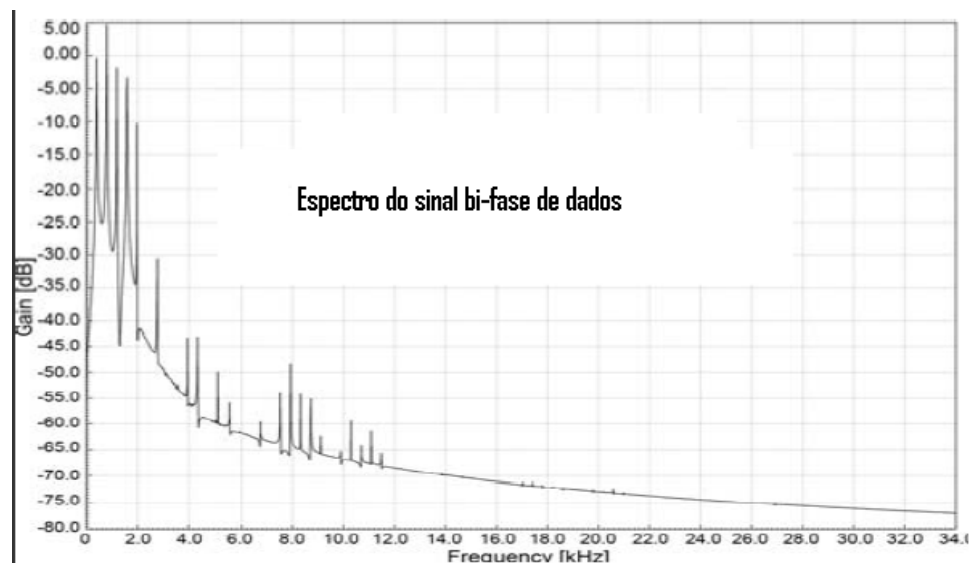


Figura 7.164 - Espectro do sinal codificado bi-fase.

Codificação RDS

A taxa de transmissão de dados é de 1,1875 kbps (frequência da subportadora de RDS dividida por 48), com decodificação síncrona. Os dados são transmitidos em quatro blocos. Cada bloco contém uma palavra de 16 bits e uma palavra de verificação com 10 bits. Isto significa que, com a taxa nominal, 11,4 grupos são transmitidos por segundo. A palavra de verificação permite a detecção ou correção de erros e auxilia na sincronização. Usa-se um código cíclico binário encurtado CRC (26,16) com polinômio gerador $g(X)=X^{10}+X^8+X^7+X^5+X^4+X^3+1$.

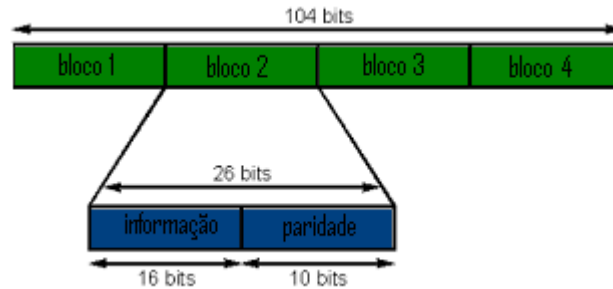


Figura 7.165 - Estrutura dos quadros RDS.

Diferentes estações podem desejar transmitir diferentes tipos de dados em momentos diferentes. Para atender isto, há um total de 16 estruturas de grupos diferentes.

Tabela VII.23 – Campos da RD.

AF <i>Alternative Frequencies</i>	Possibilita re-sintonizar a mesma estação em outra frequência quando o sinal captado tornar-se excessivamente fraco.
CT <i>Clock Time</i>	Sincronismo do relógio do receptor como do carro.
PI <i>Programme Identification</i>	Código único identificador da estação (prefixo)
PS <i>Programme Service</i>	Oito caracteres de exposição estática que representam as letras do nome da estação.
PTY <i>Programme Type</i>	31 tipos de programa pré-definidos e.g.: Notícias (1), esportes (3), Rock, previsão do tempo (16), avisos de emergência em caso de catástrofes...
RT <i>Radio Text</i>	Esta função permite que uma estação de rádio transmita 64 caracteres de informação textual livre (<i>slogans</i> da estação, título/artista da música tocada)
TA, TP <i>Traffic Announcement, Traffic Programme</i>	A ocorrência do TP é utilizada para possibilitar ao usuário encontrar as emissoras que transmitam boletins de trânsito, enquanto que TA é utilizada para parar a fita ou aumentar o volume durante um boletim de trânsito.

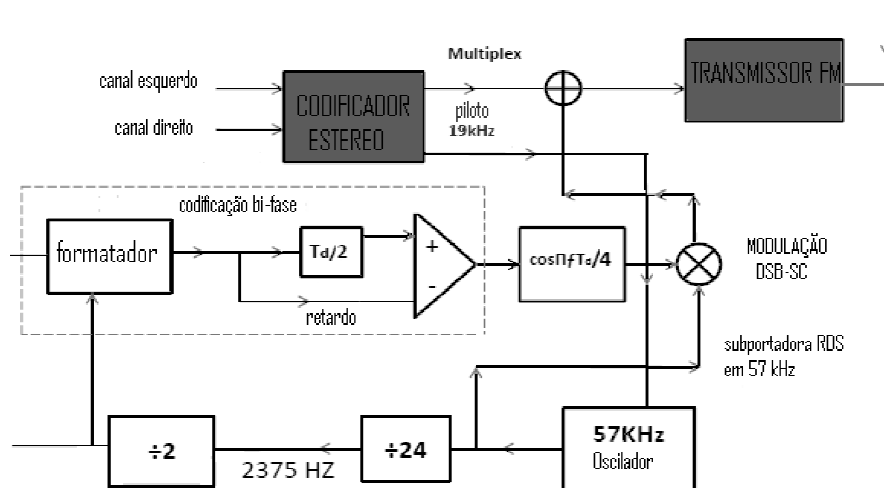


Figura 7.166 - Entrada de dados em RDS, inseridos no sinal estéreo banda-básica do FM.

Sincronização da subportadora RDS, capturada via piloto, usando PLL.

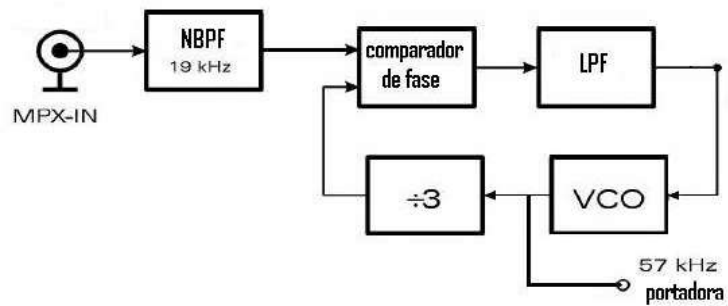


Figura 7.167 - Circuito de sincronização da portadora local de dados RDS com PLL, extraída da piloto FM.

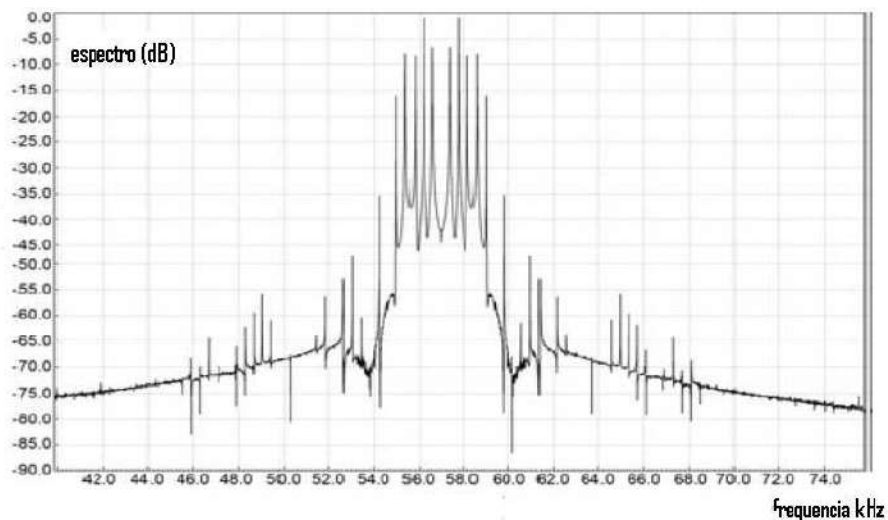


Figura 7.168 - Trecho do espectro do sinal estéreo banda-básica correspondente ao sinal de dados RDS.

Block Diagram

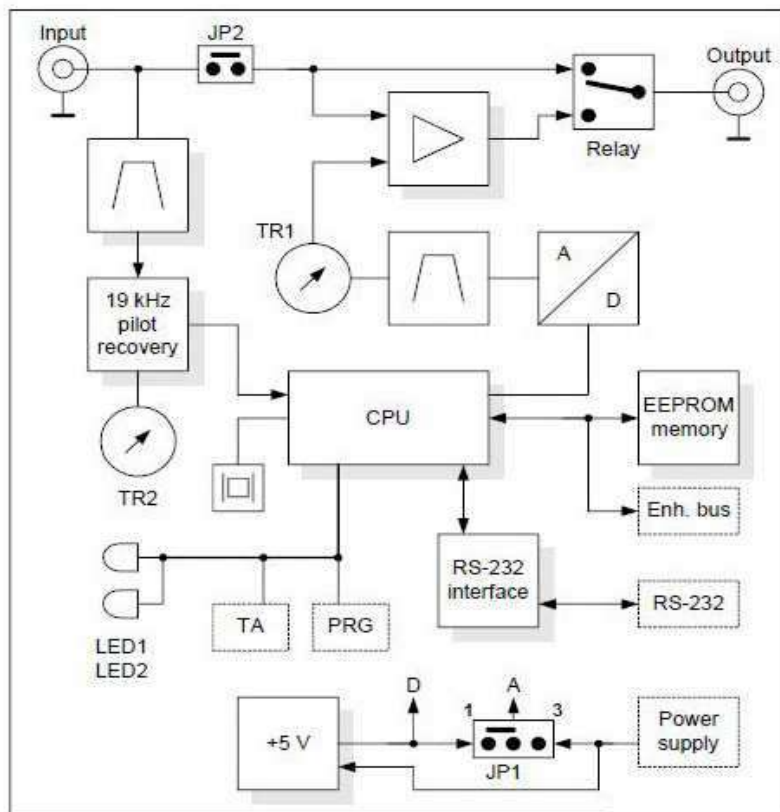


Figura 7.169 – Diagrama de blocos de sistema RDS.

Já existem *chips* disponíveis para demodular sinais de dados RDS (exemplo, OKI Semiconductor MSM9554 e MSM9555)



Figura 7.170 - Receptor FM estereofônico para veículos automotores, com sistema RDS incorporado.

7.20 Sintetizadores Eletrônicos: Yamaha DX7

O sintetizador nada mais é do que um aparelho capaz de criar uma infinidade de timbres sonoros. Quando o instrumentista aperta uma das teclas do sintetizador, este produz eletronicamente a frequência correspondente, junto com um grande número de harmônicos. Sintetizadores, portanto, são instrumentos eletrônicos que usam múltiplos geradores de som e blocos osciladores para criar formas de onda complexas proporcionando inúmeras variações sônicas.

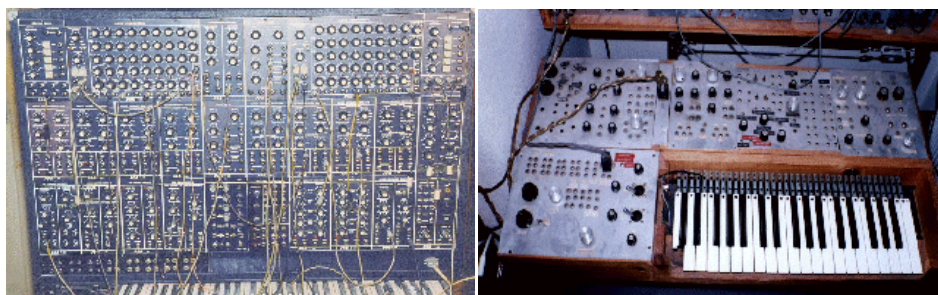


Figura 7.171 - Sintetizadores analógicos.

A “mímica” de instrumentos sintéticos foca normalmente uma abordagem ADSR. Esta abreviatura corresponde a Ataque (A=*Attack*), Decaimento (D=*Decay*), Sustentação (S=*Sustain*) e Entrega (R=*Release*). Nestes intervalos, há mudança de amplitude do sinal e de seu espectro de frequências. Um envelope do tipo ADSR para um som produzido por um instrumento é ilustrado na figura.

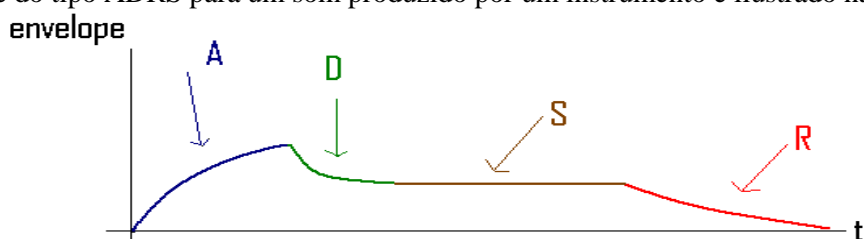


Figura 7.172 - Envelope do tipo ADSR.

Os sintetizadores analógicos usam normalmente Osciladores de Baixa Frequência (LFO= *low frequency oscillator*). Os osciladores base operam na faixa 0,1 Hz até 20 Hz e as formas de onda são do tipo dente de serra (ou onda quadrada, onda triangular, ruído ...). O LFO é usado para modular o oscilador ou filtro. O FILTRO usado (tipo LPF, HPF ou BPF), controla o “brilho” do som. AMP especifica o volume, TOM ajusta o tom como um todo, ECO adiciona eco, FX adiciona reverberação, coro. O diagrama de blocos de um sintetizador analógico típico é mostrado a seguir.

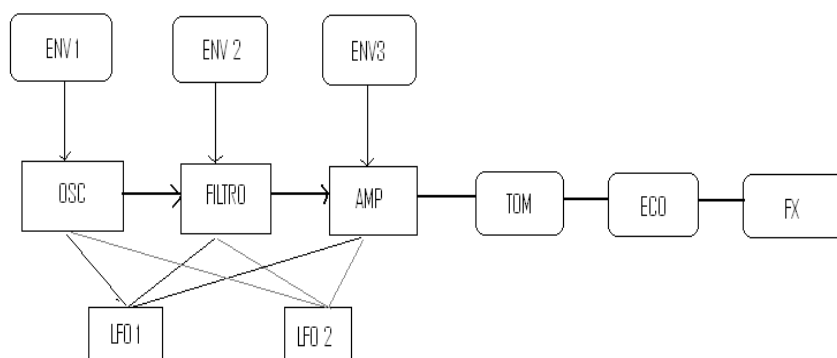


Figura 7.173 - Operações em um sintetizador Eletrônico.

Uma idéia revolucionária na síntese de música foi introduzida por J. Chowning no final de 60, início de 70 (The synthesis of complex audio spectra by means of frequency modulation, *J. Audio Engineering Society*, v.21,n.7,pp.526-534,1973). Isto oferece a possibilidade de geração de áudio com diferentes composições harmônicas, de modo simples e eficiente comparado com a síntese de Fourier, por adição de senoides. A síntese em frequência, modulada propõe usar os princípios da FM (modulação rica em conteúdo harmônico). Empregando frequência de portadora f_c da mesma ordem da faixa de frequência dos tons de áudio f_m . [N.B. tipicamente $f_c = n f_0$ e $f_m = m f_0$, com n e m inteiros pequenos).



Figura 7.174 - J. Chowning (criador do sistema de sintetizadores – teclados digitais).

Por exemplo, qual o espectro do sinal (*middle C*): $\varphi_{SINT}(t) = \cos(2\pi 440t + \beta \text{sen}(2\pi 440t))$ e mostrado para diversos valores de índice β (0,1 e 5). Para β pequeno, banda estreita, praticamente não há conteúdo harmônico (Fig.7.145), mas à medida que o índice β cresce, muitos harmônicos aparecem.

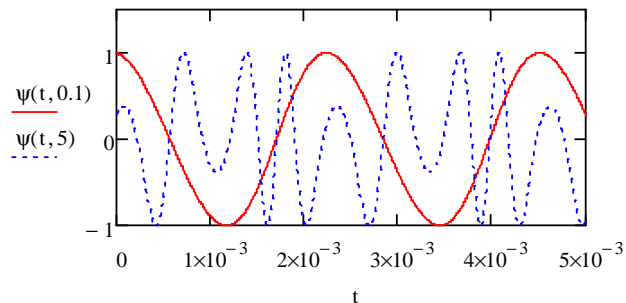


Figura 7.175 - Síntese FM: Tom de 440 Hz modulando portadora também em 440 Hz, para dois índices de modulação. Notar a diferença de conteúdo harmônico em cada situação. Geração simples de harmônicos sem usar a síntese de Fourier.

Auto-modulação FM

A auto-modulação FM/PM envolve a saída do oscilador sendo realimentada e usada para modular a entrada do mesmo oscilador.

$$\varphi_{auto}(t) = A \text{sen}(w_c t + K_p \varphi_{auto}(t)).$$

A equação básica pode ser descrita como $\theta(t) = A \text{sen}(w_c t + K_p \theta(t))$, cuja solução é única para $K_p < 1$ (banda estreita) e vale: $\theta(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_n(nK_p)}{nK_p} \text{sen}(n2\pi f_c t)$.

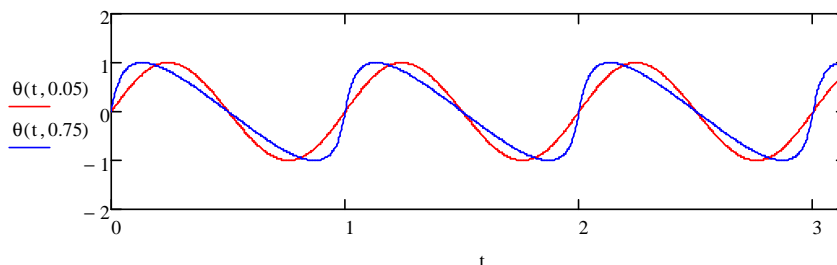


Figura 7.176 - Sinal auto-modulado em PM (portadora normalizada em $f_c=1$ Hz), para desvio máximo de fase $\beta=K_p=0.05$ e 0.75 .

A Yamaha lançou em 1983, em colaboração com Chowning, o DX7, com base na técnica de síntese de FM. As senoides são implementadas digitalmente através de Tabela *look-up*.: isto é conhecido como a técnica *wavetable synthesis*. A implementação se faz através de diferentes configurações com misturas aditivas e síntese FM. Cada bloco corresponde a um oscilador de frequência distinta. Há, então, uma vasta gama de modificadores (taxa de mixagem, envoltória, pitch, pan...) para controlar as características gerais do som emitido. Os princípios básicos (operadores) para a geração eletrônica de áudio nos sintetizadores são explicados a seguir.

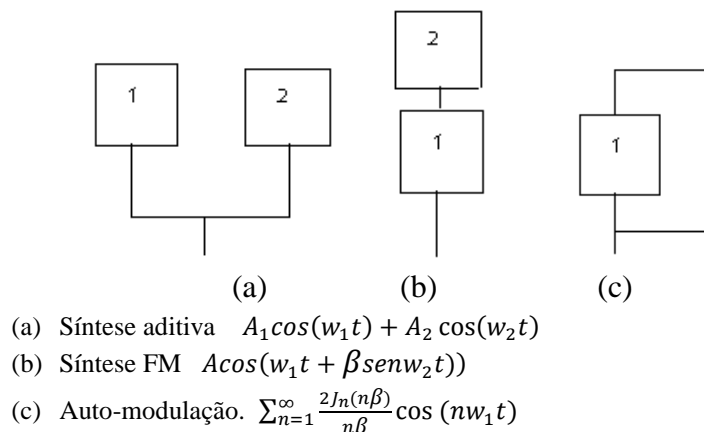


Figura 7.177 – Diferentes blocos de síntese: síntese aditiva, com FM e automodulação.

A seguir, descrevem-se os sinais implementados por algoritmos básicos.

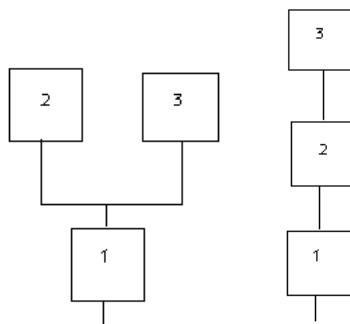


Figura 7.178 - Sinais implementados pelos algoritmos:
 (a) $A_1 \cos(w_1 t + \beta_2 \text{sen} w_2 t + \beta_3 \text{sen} w_3 t)$ e (b) $A_1 \cos(w_1 t + \beta_2 \text{sen}(w_2 t + \beta_3 \text{sen} w_3 t))$

Exemplos de diferentes algoritmos que podem ser implementados são ilustrados a seguir.

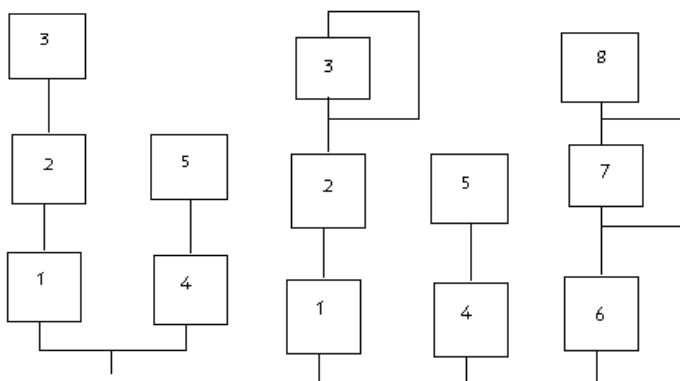


Figura 7.179 - Exemplo de possíveis algoritmos implementados em um sintetizador. O DX7 Yamaha disponibiliza 32 algoritmos distintos.

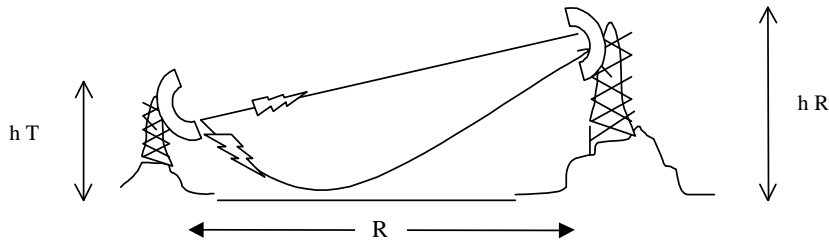
7.21 Projetos de Enlaces Digitais

Fórmula básica para perdas de transmissão em espaço livre:

$$C = P_T G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_R \text{ Watts}$$

Fórmula básica para enlaces terrestres, com reflexão perfeita:

$$C = P_T G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 4 \text{sen}^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda R} \right) G_R \text{ Watts}$$



Três exemplos simples de cálculos de enlaces

- Enlaces Ópticos
- Enlaces por Satélite
- Enlaces de Rádio Visibilidade

EXEMPLO 1: ENLACE ÓPTICO

Considere um sistema para comunicações digitais a uma taxa de 34 Mbps, operando na janela óptica 1300 nm, em fibra monomodo, possuindo o enlace as seguintes características:

$A_{\text{fibra}} = 0,4 \text{ dB/km}$

$P_{TX} = -3 \text{ dBm}$ (transmissor laser)

$P_{RX} = -43 \text{ dBm}$ para $\text{BER} = 10^{-9}$

Comprimento seção de cabo = 2 km

Atenuação por emenda = 0,1 dB

Margem do equipamento = 4 dB

Margem do cabo = 3 dB

Conectores instalados = 2

Atenuação por conector = 0,5 dB

Atenuação máxima permitida no cabo óptico A_{max}

$$A_{\text{max}} = P_{TX} - P_{RX} - ME - M - nA_c \text{ dB}$$

em que

P_{TX} → Potência óptica transmitida à fibra

P_{RX} → Limiar de Recepção (Potência óptica aceitável)

ME → Margem do equipamento (desempenho da fonte óptica, conectores etc.)

M → Margem do cabo (emendas adicionais, possível aumento de comprimento etc.)

n → Número de conectores instalados

A_c → Atenuação típica por conector instalado.

Cálculo da atenuação máxima permitida:

$$A_{\text{max}} = -3 + 43 - 4 - 3 - 2 \cdot 0,5 = 32 \text{ dB}$$

Para dimensionar o comprimento máximo do enlace, $L_{\max} = \frac{A_{\max}}{A_{\text{emendas}} + A_{\text{cabo}}}$.

Assim, o comprimento máximo permitido para o cabo óptico é (em km):
 $L_{\max} = 32 / (0,4 + 0,05) = 79$ km.

EXEMPLO 2: ENLACE POR SATÉLITE

Considere um enlace digital em 2 Mbps, com taxa de erros restrita a $BER < 10^{-6}$, e disponibilidade de 99,9%, usando modulação QPSK, com auxílio de um código corretor de erros com taxa $R=1/2$. Calcule a Relação sinal -ruído total do sistema.

Enlace de subida:

$$C = P_T - L_{up} - L_{ur} + G_u$$

em que:

- $C \rightarrow$ potência da portadora RF recebida pelo satélite
- $P_T \rightarrow$ Potência de transmissão da estação terrestre74,0 dBW
- $L_u \rightarrow$ Perda no espaço livre na subida.....205,8 dB
- $L_{ur} \rightarrow$ Perda por atenuação de chuva na subida.....0 dB
- $G_u \rightarrow$ ganho da antena receptora no satélite (G/T).....1,6 dB

O ruído térmico no enlace é modelado como um ruído branco, com densidade espectral de potência dada por $\mathfrak{N}_0 = K_b T$, em que K_b é a constante de Boltzman e T a temperatura absoluta (Kelvin).

Assim, a potência do ruído térmico na banda B_c empregada no enlace é dada por $N_t = \mathfrak{N}_0 B_c$.

Quando medida em decibéis, tem-se a relação: $N_t = K_b T + B_c$.

A relação portadora-ruído térmico no enlace de subida é, portanto,

$$\left(\frac{C}{N} \right)_u = P_T - L_{up} - L_{ur} + \frac{G_u}{T} - K_b - B_c \text{ dB}$$

A banda passante (B_c) depende da taxa de transmissão (R_i), fator de forma do filtro (K_f), taxa do código empregado (R) e da eficiência espectral (η).

$$B_c = K_f \frac{R_i}{R \cdot \eta}. \text{ Com os parâmetros dados, obtém-se } B_c = 1,4 \frac{2,048}{0,5 \cdot \log_2 4} \text{ Hz, ou } B_c = 64,57 \text{ dB.}$$

Enlace de descida:

De modo similar, a relação sinal-ruído no enlace de descida é

$$\left(\frac{C}{N} \right)_d = P_{SAT} - P_b - L_d - L_{dr} + \frac{G_d}{T} - K_b - B_c \text{ dB}$$

em que:

- $C \rightarrow$ potência da portadora RF recebida pela estação terrestre
- $P_{SAT} \rightarrow$ Potência RF saturada do satélite.....37,00 dB
- $P_b \rightarrow$ Potência de saída de "back-off" para permitir múltipla mixagem.....12,30 dB
- $L_d \rightarrow$ Perda no espaço livre na descida.....206,9 dB
- $L_{dr} \rightarrow$ Perda por atenuação de chuva no enlace de descida.....0,0 dB
- $G_d / T \rightarrow$ relação G/T para a antena terrestre.....27,15 dB

- (a) A relação sinal-ruído térmico no enlace de subida (up) é:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_u = 74,0 - 205,8 - 0 - 1,6 - (-228,60) - 64,57 = 33,83 \text{ dB}$$
- (b) A relação portadora de RF subida / Interferência é:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_u = 21,9 \text{ dB}$$
- (c) A relação sinal-ruído no enlace de descida é

$$\left(\frac{C}{N}\right)_d = 37,0 - 12,33 - 206,9 - 0,0 - 27,15 - (-228,60) - 64,57 = 8,95 \text{ dB}$$
- (d) A relação portadora de RF descida / Interferência na recepção é

$$\left(\frac{C}{I}\right)_d = 27,6 \text{ dB}$$
- (e) A relação de RF na descida / intermodulação de RF

$$\left(\frac{C}{I}\right)_m = 19,0 \text{ dB}$$

Para determinar a relação sinal-ruído total do enlace, obtém-se os valores das atenuações:

- (a) $(C/N)_a=R_a= 2415,5$ (ou 27,60 dB)
 (b) $(C/I)_b=R_b= 154,9$ (ou 19,0 dB)
 (c) $(C/N)_c=R_c= 7,85$ ou (8,95 dB)
 (d) $(C/I)_d=R_d= 575,4$ (ou 21,9 dB)
 (e) $(C/I)_e=R_e= =79,4$ (ou 33,83 dB)

A atenuação "total" R_t no enlace é dada pela relação

$$\frac{1}{(C/N)_{EQ}} = \frac{1}{(C/N)_a} + \frac{1}{(C/I)_b} + \frac{1}{(C/N)_c} + \frac{1}{(C/I)_d} + \frac{1}{(C/I)_e}$$

cujo valor em dB é dado por $\left(\frac{C}{N}\right)_{EQ} = 6,72 \text{ dB}$.

A relação entre a taxa de erros (BER) e a relação sinal-ruído é obtida graficamente para o MODEM. Com modulação QPSK, uma taxa $BER < 10^{-6} \Rightarrow \left(\frac{C}{\mathfrak{N}_0}\right) = 70,4 \text{ dB}$. Como a potência do

ruído vale $N = \mathfrak{N}_0 B$, calcula-se facilmente $\left(\frac{C}{\mathfrak{N}_0}\right) = \frac{C}{N} + B = 6,72 + 63,68 = 70,4 \text{ dB}$.

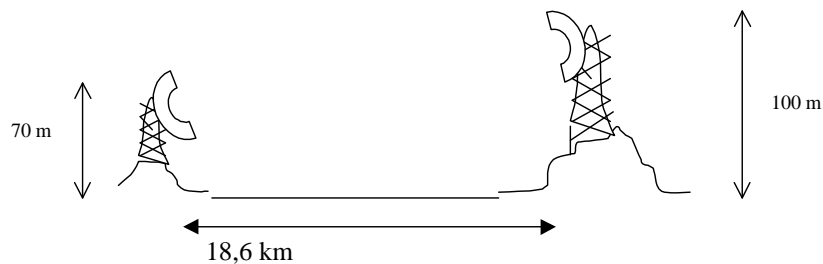
EXEMPLO 3: ENLACE DE RADIOVISIBILIDADE

Considere os seguintes dados no projeto de um enlace na faixa de frequência 2 GHz. Os procedimentos são especificados no "Procedimento CCIR, relatórios 338-5 e 376-5".

Frequência da portadora	2,3 GHz
Capacidade do enlace	2×2 Mbps
Potência de transmissão	25 dBm
Comprimento total do enlace	100 km
Atenuação de espaço livre	139,6 dB
Atenuação do guia de ondas	8,8 dB/100m
Atenuação total	148,4 dB

Diâmetro da antena (localidades A e B)	3,7 m 3,7 m
Ganho da antena (localidades A e B)	37,1 dB e 37,1 dB
Perda do enlace	72,2 dB
Potência recebida	-49,2 dBm
Eficiência de múltiplos caminhos	
Fator de ocorrência	$9,8 \cdot 10^{-1}$
Margem de desvanecimento	40,8 dB
Outage (1+0)	$4,8 \cdot 10^{-3} \%$
Potência mínima na recepção para BER = 10^{-6}	-86,0 dBm
Margem de desvanecimento	36,8 dB
Outage (1+0)	$2,1 \cdot 10^{-2}$
Cálculo da indisponibilidade pela chuva	
Margem de desvanecimento	40,8 dB
Precipitação na área de chuva	60 mm/h
Polarização (H ou V)	V (vertical)
Comprimento efetivo do enlace	19,20 km
Indisponibilidade	$<10^{-5} \%$

E1. Um enlace de rádio VHF opera em 52 MHz e tem comprimento 18,6 km. Suponha que a transmissão ocorre sobre um lago, de modo que a reflexão por terra pode ser considerada perfeita. Determine as distâncias onde há interferência destrutiva.



E2. Esboce, com o auxílio de um computador digital, a curva de potência da portadora recebida C em função do comprimento R de um enlace, considerando reflexão por terra. Assuma alturas das antenas $h_T=h_R=2$ m, potência do transmissor 0 dBW, ganhos $G_R G_T=10$ e frequência de operação em 3 GHz.

E3. Fixada a potência do transmissor P_T e os parâmetros de um enlace de rádio (G_T , G_R , R e λ), dimensione a altura para a antena receptora h_R em função da altura da antena do transmissor h_T , de modo a maximizar a potência da portadora recebida C . (assuma reflexão perfeita na terra).

Resp. $h_R^* = \frac{\lambda R}{4h_T}$ (m).

E4. Para um enlace terrestre com reflexão na terra, determine:

- as distâncias em que há interferência destrutiva
- as distâncias em que há interferência construtiva

E5. Um enlace de rádio VHF recém-instalado possui antenas a uma altura de 25 m e 10 m e opera na frequência 750 MHz. Assuma $P_T G_T= 1$ dBW $G_R= 0$ dB e $R= 15$ km. Considerando reflexão completa no solo, determine as distâncias nas quais ocorre interferência construtiva bem como as respectivas potências de portadora recebida. Trace uma curva $C \times R$, C expressa em Watts, para estes pontos. Esboce também a mesma curva, para C expressa em dBW.

SÉRIE DAS RECOMENDAÇÕES DO CCITT (Atual ITU)

- A) Organização do Trabalho do CCITT
- B) Meios de expressão (definições, símbolos, classificação)
- C) Estatísticas gerais das Telecomunicações
- D) Aluguel de circuitos Internacionais
- E) Operação e tarifação telefônica
- F) Operação e tarifação telegráfica
- G) Transmissão: Linhas, Sistemas repetidoras rádio, circuitos rádio telegráficos
- H) Uso de linhas para telegrafia
- I) ISDN Rede digital de serviços integrados
- J) Transmissão de rádio e TV
- K) Proteção contra interferências
- L) Detecção contra corrosão
- M) Manutenção de circuitos telefônicos e sistemas de portadoras
- N) Manutenção para TV e som
- O) Especificação de equipamentos de medição
- P) Qualidade da transmissão telefônica, instalações telefônicas
- Q) Comutação e sinalização
- R) Canais telegráficos
- S) Aparelhos de telegrafia - alfabética
- T) Fac-símile
- U) Comutação telegráfica
- V) Transmissão de dados
- X) Redes de dados
- Z) Programação de CPAs

LITERATURA BRASILEIRA SELECIONADA

- Alves, L., Comunicação de Dados, São Paulo: Makron Books/ McGraw-Hill, 1992 (246p.).
- Alencar, M.S., Telefonia Digital, São Paulo: Érica, 8ª edição, 2001. (312p.).
- Alencar, M.S., Televisão Digital, 1ª edição, São Paulo: Érica, 2007. (351p.).
- Ávila, G.S.S., Funções de uma variável complexa, Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, 2000 (271p.).
- Balbinot, A., Brusamarello, V.J., Instrumentação e Fundamentos de Medidas, vol.1, Rio de Janeiro: LTC, 2001 (477p.).
- Bistafa, S.R. Acústica Aplicada ao Controle de Ruído, São Paulo: Edgard Blücher, 2006 (reimpressão 2008).
- Burian Jr., Y. Osciladores Eletrônicos, Rio de Janeiro: Almeida Neves Ed., 1972 (198p.).
- Castro Lima, A.C. Fundamentos de Telecomunicações : teoria eletromagnética e Aplicação, Politécnica UFBA, 2005.
- Chui, W.S., Princípios de Telecomunicações: Manual de Laboratório e Exercícios, São Paulo: Érica, 1992. (237p.).
- de Oliveira, H.M., Análise de Sinais para Engenheiros: Uma abordagem via WAVELETS, 1ª edição, Rio de Janeiro: Brasport, 2007 Série da Soc. Bras. de Telecomunicações SBrT ISBN 978-85-7452-283-8 (244p.)
- de Oliveira, H.M., Análise de Fourier e Wavelets, (Sinais Estacionários e não Estacionários) 1ª edição, Recife : Editora Universitária da Universidade Federal de Pernambuco, 2007, p.343. ISBN 978-85-7315-417-7 (343p.)
- Ferrari, A.M. Telecomunicações: Evolução e Revolução, São Paulo: Érica, 9ª Ed. 2005 (324p.).
- Gomes, A.T., Telecomunicações: Transmissão e Recepção, 2ª edição, São Paulo: Livros Érica, 1991 (734p.).
- Giozza, W.F., Conforti, E. e Waldman, H., Fibras Ópticas: Tecnologia e Projeto de Sistemas, Rio de Janeiro: Makron, 1991.
- Jeszensky, P.J.E., Sistemas Telefônicos, São Paulo: Manole, 2004. (651p.).
- Megrich, A., Televisão: Transmissão e Recepção, TV Monocromática, vol.1, São Paulo: Érica, 10ª edição, 1993. (326p.).
- Marques Filho, O, Vieira Neto, H., Processamento Digital de Imagens, Rio de Janeiro: Brasport, 1999. (409p.).
- Melo, J.C., Princípios de Telecomunicações, São Paulo, McGraw-Hill, 1976 (222p.).
- Miyoshi, E.M., Sanches, C.A. Projeto de Sistemas de Rádio, 4ª ed., Érica, 2002.
- Monico, J.F.G. Posicionamento pelo Navstar-GPS, São Paulo: Editora Unesp, 2000. (288p.).
- Nascimento, J. do, Telecomunicações, São Paulo: Makron Books / McGraw-Hill, 1992, (542p.).
- Pines, J. e Barradas, O., Sistemas Multiplex, 2ª ed., Embratel & Livros Técnicos e Científicos, 1978.
- Picquenard, A., Telecomunicações Avançadas: Sistemas e Tecnologia, São Paulo: Ed. Nacional, 1978.
- Pimentel, C. Comunicação Digital, Rio de Janeiro: Brasport, 2007 Série da Soc. Bras. de Telecomunicações SBrT
- Ribeiro, M.P. e Barradas, O., Telecomunicações: Sistemas Analógico-Digitais, Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos / Embratel, 1980. (1174p.).
- Saraiva, Raimundo, UnB/ENE/Telebrás, Curso de Pós-graduação Latu sensu em Telecomunicações, Notas, Brasília, 1995.
- Sarmiento, L.M. Pequena História da Telefonia em Pernambuco (abril 1882/abril 1979), Recife: CEPE, 1980, (145p.).
- Silva, G. e Barradas, O., Sistemas Radiovisibilidade, 2ª ed., Embratel & Livros Técnicos e Científicos, 1978.
- Tarouco, L.M.R., Redes de Comunicação de Dados, Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1977.
- TELESP, Básico PCM, Curso de Treinamento, São Paulo, (87p.).

LEITURA SELECIONADA E REFERÊNCIAS

Abramowitz, M. and Stegun, I.A. (eds.), Handbook of Mathematical Functions - with Formulas, Graphs and Mathematical Tables, 1968, 1974.

Abranson, N., Information Theory and Coding, New York: McGraw-Hill, 1963.

Analog Devices, Analog-Digital Conversion Handbook, Engineering Staff of Analog Devices Inc., Prentice Hall, 3rd ed., 1986.

Armstrong, E.H., A Method of Reducing Disturbances in Radio Signaling by a System of Frequency Modulation, *Proc. IRE*, **24** (5): 689-740, 1936, also (reprint): *Proc. of the IEEE*, Aug., 1984, n.8, vol72, pp.1042-1062.

Asatani, K., Harrison, K.R., and Ballart, R., CCITT Standardization of Network Node Interface of Synchronous Digital Hierarchy, *IEEE Comm. Mag.*, Aug., 1990, pp.15-20.

Aziz, P.M., Sorensen, H.V. and Van der Spiegel, J., Reviewing Σ - Δ Converters (An overview of Σ - Δ converters), *IEEE Signal Proc. Mag.*, Jan., 1996, vol.13, n.1, pp.61-84.

Balar, R., Eaves, J., Legras, J., McLintock, R. and Wriarth, T., An Overview of Emerging CCITT Recommendations for the Synchronous Digital Hierarchy: Multiplexers, Line Systems, Management, and Network Aspects, *IEEE Comm. Mag.*, Aug., 1992, pp.21-25.

Battail, G. Théorie de l'Information, Paris: Masson, 1997.

Bayen, F. et Marcaria, C., Distributions, Analyse de Fourier, Transformation de Laplace. 3eme tome, Col. Ellipses, 1988, Marketing.

Bedrosian, E., A product Theorem for Hilbert Transforms, *Proc. of the IEEE*, 51, 1963, pp.686-689.

Benedetto, S., Biglieri, E. and Castellani, V., Digital Transmission Theory, Prentice Hall, 1987.

Bennet, W.R. Time Division Multiplex Systems, *BSTJ*, vol.20, April, 1941, pp.199-221.

Benson, D.J. Music: A Mathematical Offering, Cambridge University, 2007.

Berger, M. ChBat, M. Jourdan, A. Soton, M. Demeester, P. van Caengem, B. Gødsvang, P. Hein, B. Huber, M. März, R. Lecclert, A. Olsen, T. Tobolka, G. van den Broeck, T. Pan-European Optical networking using wavelength Division multiplex, *IEEE Comm. Mag.*, April, 1997, pp.82-88.

Berlekamp, E.R., (ed.), Key Papers in the Development of Coding Theory, IEEE press, 1974.

Berlekamp, E.R., Algebraic Coding Theory, New York: McGraw-Hill, 1968.

Bingham, J.A.C., The Theory and Practice of Modem Design, NY: Wiley, 1988.

Bistafa, S.R. Acústica Aplicada ao Controle de Ruído, São Paulo: Edgard Blücher, 2006 (reimpressão 2008).

Blinchikoff, H.J. and Zverev, A.I., Filtering in the Time and Frequency Domains, New York: John Wiley, 1976.

Boash, B., Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal- Part 1- Fundamentals, *Proc. of the IEEE*, Vol. 80, n.4, pp.520-538, 1992.

Bouix, M., Les Fonctions Généralisées ou distributions, Paris: Masson, 1964.

Bourgeron, 1300 Esquemas e circuitos eletrônicos [1300 schémas ET circuit électroniques], Hemus, 2006.

Bracewell, R.N., The Fourier Transform and its Applications, 2nd ed., New York: McGraw-Hill, 1978.

Brackböck, K.P., SDH: The Transmission Network of Tomorrow, *Telcom report. intern.*, 14 (1991), n.5, pp.38-41.

Braga, N., TV- por que não existe o canal um? *Eletrônica Total*, n.27, 1990, pp.14-15.

Brigham, E.O., The Fast Fourier Transform and its Applications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.

Brigham, E.O., The Fast Fourier Transform. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1974.

Briskman, R.D., Radio Determination Satellite Service, *Proc. of the IEEE*, vol78, n.7, July, 1990, pp.1096-1106.

Brittain, J.E., Scanning the past: Reginald A. Fessender and the origins of radio, *Proc. of the IEEE*, 12, Dec., 1996, pp.1852-1853.

Brittain, J.E., The evolution of Electrical and Electronics Engineering: Proc. of the IRE, 1913-1937, *Proc. of the IEEE*, vol.84, n.12, 1996, pp.1747-1772.

Castro Lima, A.C. *Fundamentos de Telecomunicações : teoria eletromagnética e Aplicação*, Politécnica UFBA, 2005.

CCITT, Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique, Livre Rouge, tome VIII- Communication de données sur le réseau téléphonique, Genève, *Recomendações da série V*, 1985.

Cerveira, G.A. *et alli*, Algoritmo FFT para determinação da Transformada de Fourier, *Revista Técnica* Instituto de Alta Cultura, Lisboa, vol.31,n.391, 1969.

Churchill, R.V. *Variáveis Complexas e suas Aplicações*, [Complex Variables and its Applications] São Paulo: McGraw-Hill, 1975.

CIGRÉ, Guia de Planejamento de Redes Digitais de Telecomunicações para Empresas de Energia, Elaborado pela SCC/CENT, *Relatório* SC.35-WG02, da Cigré, Agosto, 1992 (97p.).

Clarke, K.K. and Hess, P.T., *Communication Circuits: Analysis and Designs.*, Reding, Mass.: Addison-Wesley, 1971.

Coatani, N., The Radio Receiver saga: An introduction to the Classic Paper by Edwin H. Armstrong, *Proc. of the IEEE*, vol.85, April, 1997, pp.681-689.

Connor, F.R., *Modulation: Introductory Topics in Electronics and Telecommunication*, London: Edward Arnold, 1973.

Dalmasso, R., Witomski, P., *Analyse de Fourier et applications: exercices corrigés*, Paris: Dunop, 1996.

Dalmasso, R., Witomski, P., *Analyse de Fourier et applications: Filtrage, calcul numérique et ondelettes*, Paris: Dunop, 1996.

Davenport Jr, W.B. and Root, W.L., *Introduction to Random Signals and Noise*, New York: McGraw-Hill, 1958.

Davenport Jr., W.B., *Probability and Random Processes: An Introduction for Applied Scientists and Engineers*, Tokyo: McGraw-Hill Kogakusha, reissued, 1987.

de Oliveira, E.Q., *Renascem as Telecomunicações*, vol.II, São Paulo: Landscape, 2006.

de Oliveira, H.M. e de Carvalho, M.M., Notas sobre o ensino de transmissão de dados: MODEMs- Da história ao estado da arte, anais do XXII Congresso Bras. de Ensino de Engenharia, Cobenge, vol.1,8-11/10/95, pp.305-314. http://www2.ee.ufpe.br/codec/coben_modem.PDF

de Oliveira, H.M. , Souza, R.M.C., Kauffman, A.N. Efficient Multiplex for Band-Limited Channels: Galois-Field Multiple Access, In: Workshop on Coding and Cryptography, WCC, INRIA, 1999, Paris. *Proc. of the Workshop on Coding and Cryptography'99*, 1999. p.235 - 241. <http://wcc2009.org/>

de Oliveira, H.M. e Santa Clara Ramos, P.F., Análise Espectral de Sinais: Uma visão de Ensino voltada à Engenharia, anais do XXII Congresso Bras. de Ensino de Engenharia, Cobenge, vol.1,8-11/10/95, pp.199-208. http://www2.ee.ufpe.br/codec/cobenge_paulo.PDF

de Oliveira, H.M. Souza Fº, E.B., *A Transformada Rápida de Fourier*, Nota interna, Recife, Universidade Federal de Pernambuco, 1981.

de Oliveira, H.M., Battail, G. On Generalized 2-dimensional Cross Constellations and the Opportunistic Secondary Channel, *Annales des Télécommunications*. Lausanne, Suisse:, vol.47, n.5-6, pp.202-213, 1992. <http://www.springerlink.com/content/454541541481v47w/?p=a9b325777a194328b57a97390c87f69c&pi=54>

de Oliveira, H.M., Soares, L.R., Falk, T.H., A Family of Wavelets and a New Orthogonal Multiresolution Analysis Based on the Nyquist Criterion, *Journal of the Brazilian Telecommunications Society*, Jun., 2003. <http://iecom.dee.ufcg.edu.br/~jcis/Junho%202003/index.html>

de Oliveira, H.M., Bouton, E.A., Multiresolution Division Multiplex (MRDM): A New Wavelet-based Multiplex System, *VI International Telecommunications Symposium (ITS2006)*, September 3-6, Fortaleza, Brazil <http://dx.doi.org/10.1109/ITS.2006.4433262>

de Oliveira, H.M., Oliveira, A.I.L., Uma Nova Estratégia ARQ-Híbrida para Protocolos em Redes de Dados, Anais do XIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1995. pp.327-332 http://www2.ee.ufpe.br/codec/estrategia_ARQ.pdf

de Oliveira, H.M., Santos-Magalhães, N.S., DNA-Error Control Code May Be Unstructured, *WSEAS Transactions on Mathematics and Computers in Biology and Biomedicine*, vol. 3, n.5, pp.383-388, 2006.

<http://www.worldses.org/journals/biology/contents.htm>

de Oliveira, H.M., Santos-Magalhães, N.S., The Genetic Code revisited: Inner-to-outer map, 2D-Gray map, and World-map Genetic Representations, *Lecture Notes in Computer Science*, LNCS 3124, J.N. Souza, P. Dini, P. Lorenz eds., Heidelberg: Springer Verlag, vol.1, pp.526-531, 2004.

<http://springerlink.metapress.com/content/xu31f1xcn7cpmp54/?p=5d940beabbc84e6ca8d4eacbb050c0d9&pi=70>

Deller Jr., J.R., Tom, Dick, and Mary Discover the DFT, *IEEE Signal Processing Mag.*, April, 1994, vol.11, pp.36-50.

Denning, D.E.R., *Cryptography and Data Security*, Reding, Mass.: Addison-Wesley, 1982.

Elias, P., Coding for Noisy Channels, *IRE Conv. Rec.*, pt4, Mar., 1955, pp.37-46.

Elias, P., Error-Free Coding, *IRE Trans. Info. Theory*, IT 4, Sep., 1954, pp.29-37.

Elliott, S.J. Nelson, P.A., Active Noise Control, *IEEE Signal Proc. Mag.*, Oct., 1993, pp.12-35.

Farrel, P.G. (visiting Professor), *Lectures Notes on Communications Theory*, Recife, Universidade Federal de Pernambuco, 1977.

Figueredo, D.G., *Análise de Fourier e Equações Diferenciais Parciais*, Rio de Janeiro: Instituto de Matemática Pura e Aplicada / CNPq, 1977.

Fourier, J.B., *Théorie Analytique de la Chaleur*, Sceaux: Jacques Gabay, 1988 (reimpressão do classic de 1822).

Fox, B., Britain Clears the Airwaves for Digital Radio, *New Scientist*, Jan., 1994, p.6.

Freeny, S.L., TDM/FDM Translation as an Application of Digital Signal Processing, *IEEE Comm. Mag.*, Jan., 1980, pp.5-15.

Gabel, R.A., and Roberts, R.A., *Signal and Linear Systems*, 3rd ed., Singapora: Wiley, 1987.

Gallager, R.G., *Information Theory and Reliable Communication*, New York: John Wiley, 1968.

Gallion, Ph., *Télécommunications Optiques: les principes physiques*, policopié ENST, 89COM023, 1989, Paris.

Gilbert, B., Precise four-quadrant Multiplier with subnanosecond Response, *IEEE J. of Solid State Circuits*, SC 3, n.4, Dec., 1968, p.365.

Gonzales, R.C. and Woods, R.E., *Digital Image Processing*, Addison-Wesley, reprint, 1993.

Grob, B., *Televisão e Sistemas de vídeo*, 385p, 1989. [*Basic Television: Principles and Servicing*, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 1964]

Gupta, S.C., Phase Locked Loops, Feb., vol63, *Proc. of the IEEE*, pp.291-306, 1975.

Hamming, R.W., *Coding and Information Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.

Hamming, R.W., Error Detecting and Error Correcting Codes, Apr., n.2, vol.26, *Bell Syst. Tech. J.*, 1950, pp.147-160.

Hamsher, D.H., *Sistemas de Telecomunicações*, [*Telecommunication Systems*], Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1980.

Hartley, R.V.L., Scanning the special section on the Hartley Transform, *Proc. of the IEEE*, vol.82, n.3, 1984, pp.372-375.

Haykin, S., *Sistemas de Comunicação* [*Communication Systems*], 4^a edição, Porto Alegre: Bookman, 2004.

Hecht, J. *City of Light: The History of Fiber Optics*, The Sloan Technology Series, extended version, pp.340, 2004.

Hood, J.L., *Audio Electronics*, 2nd ed., Oxford: Newpress, 1995.

- HP, Telecommunications Measurements, Analysis and Instrumentation, Hewlett-Packard Staff, Prentice Hall, 1987.
- Ibrape Constanta. Catálogo de Componentes Ativos e Passivos, São Paulo, s.n.t.
- IEEE Comm. Mag.*, Special issue. April, 1990.
- IEEE, Special issue: 50th Anniversary of the Transistor! *Proc. of the IEEE*, Jan., 1998.
- Jayant, N.S. and Noll, P., Digital Coding of Waveforms, Prentice Hall, 1984.
- Jayant, N.S., High-Quality Coding of Telephone Speech and Wideband Audio, *IEEE Comm. Mag.*, Jan., 1990, pp.10-20.
- Jeszensky, P.J.E., Sistemas Telefônicos, Barueri: Manole, 2004.
- Jurgen, R.K. (ed.), Broadcasting with Digital Audio, *IEEE Spectrum*, March, 1996, pp.52-59.
- Kasai, H., Murase, T. and Ueda, H., Synchronous Digital Transmission System based on CCITT SDH Standard, *IEEE Commun. Mag.*, Aug., 1990, pp.50-59.
- Kasper, J.E., Feller, S.A., The Complete Book of Holograms, Dover, 2001.
- Kato, S., Horikura, M. and Kubota, S., Implementation of Coded Modems, *IEEE Comm. Mag.*, Dec., 1991, pp.88-97.
- Kawas-Kaleh, G., Introduction aux Communications Numériques, Paris: Ellipses, Collection CNET-ENST, 1993.
- Keiser, G., Optical Fiber Communications, McGraw-Hill, 2nd ed., 1991.
- Kennedy, G., Electronic Communication Systems, 2nd ed. Tokyo: McGraw-Hill- Kogakusha, 1977.
- Korn, G.A. and Korn, T.M., Mathematical Handbook for Scientists and Engineers, 2nd ed., McGraw-Hill, 2000.
- Kreider, D.L. *et alli*, Introdução a Análise Linear [An Introduction to Linear Analysis], Rio de Janeiro: Livro Técnico, 1972.
- Kreyszig, E., Matemática Superior [Advanced Engineering Mathematics], 2.ed., Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1983.
- Kurzweil, R. The Age of Spiritual Machines, Penguin Books, 1999.
- La Recherche* (Ciência Hoje), n. especial: Música, vol.20, n.116, Dezembro, 1995.
- Lang, S., Álgebra Linear [Linear Algebra], São Paulo: Edgard Blücher, 1971.
- Lathi, B.P., An introduction to Random Signals and Communication Theory, Scraton, Pa., Int. textbook, 1968.
- Lathi, B.P., Modern Digital and Analog Communication System, Hold-Saunders ed., Japan, 2nd ed., 1989, CBS College.
- Lathi, B.P., Sistema de Comunicação [Communication Systems] Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1979.
- Lighthill, J. Eastwood, E. May, C. Cattermole W. Eds., Londres: The Royal Soc., Telecommunications in the 1980s and after, 1978.
- Lima, J.B., Souza, R.M.C., de Oliveira, H.M., Souza, M.M.C., Faster DTMF Decoding, *Lecture Notes in Computer Science*, LNCS 3124, J.N. Souza, P. Dini, P. Lorenz eds., Heidelberg: Springer Verlag, 2004, vol.1, pp.510-515, 2004.
- Lin, S. and Costello Jr., D.J., Error Control Coding: Fundamentals and Application, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1983, 2004.
- Lin, S. Costello Jr, D.J. and Miller, M.J., Automatic-Repeat-Request Error-Control Schemes, *IEEE Comm. Mag.*, Dec. 1984, vol.22, n.12, pp.5-17.
- Lowenberg, E.C., Circuitos Eletrônicos [Electronic Circuits], Rio de Janeiro: McGraw-Hill, 1976.

Engenharia de Telecomunicações

- Lucky, R.W., Salz, J. and Weldon Jr., E.J., Principles of Data Communication, New York: McGraw-Hill, 1968.
- Manley, J.M., The Concept of Frequency in Linear Systems Analysis, *IEEE Comm. Mag.*, 26-35, Jan., 1992.
- Martin, J., Telecommunications and the Computer, Prentice Hall/IBM, 2nd ed., 1976.
- McDonald, J.C., Techniques for Digital Switching, *IEEE Comm. Soc. Mag.*, **16**, n.4, p.11, July, 1978.
- McNamara, S.E., Technical Aspects of Data Communication, 3rd ed. Bedford, Mass.: Digital Equipment Corporation, 1988.
- Mermelstein, P., G.722, A new CCITT Coding Standard for Digital Transmission of Wideband Audio Signals, *IEEE Comm. Mag.*, Jan., 1988, pp.8-15.
- Milburn, J.L. and Johnson, D.E., Manual of Active Filter Design, New York: McGraw-Hill, 1973.
- Millman, J. and Halkias, C.C., Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems, Tokyo: McGraw-Hill / Kogakusha, 1972.
- Miranda, J.P.C.L., de Oliveira, H.M. On Galois-Division Multiple Access Systems: Figures of Merit and Performance Evaluation, Fortaleza CE. *Anais do 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2001.
- Miyoshi, E.M., Sanches, C.A. Projeto de Sistemas de Rádio, 4a ed., Érica, 2002.
- Motorola Databook*, Commun. Device data, Motorola Inc., 1993.
- Motorola Inc., Engineering Staff., Integrated Circuits, McGraw-Hill, 1965.
- National Semiconductors, Data Acquisition Linear Devices, Databook, National Semiconductor, 1989, CA: Santa Clara.
- Nielsen, M., Chuang, I., Computação Quântica e Informação Quântica [Quantum computation and quantum information], São Paulo: Bookman, 2003.
- Nilles, J.N., Conexion des micros aux systèmes de Télécommunication [Micros and Modems, Prentice-Hall], Paris: Masson, 1986.
- Nyquist, H., Certain Factors Affecting Telegraph Speed, *Bell Syst. Tech. J.*, Apr., 1924, pp.324-346.
- Olson, H.F., Music, Physics and Engineering, 2nd ed., Nova Iorque: Dover, 1967.
- Oppenheim, A.V. and Schaffer, R.W., Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1975.
- Owen, F.F.E., PCM and Digital Transmission Systems, Texas Instruments / McGraw-Hill, 1982.
- Papoulis, A. Probability, Random Variables and Stochastic Processes, New York: McGraw-Hill, 2nd ed., 1984.
- Papoulis, A., The Fourier Integral and its Applications, New York: McGraw-Hill, 1962, also Signal Analysis, McGraw-Hill, 1977.
- Pasupathy, S., Minimum Shift Keying: A Spectral Efficient Modulation, *IEEE Comm. Mag.*, July, 1979, pp.14-22.
- Pedrosan, D.O. Mayaran, K., Analog Integrated Circuits for Communication: Principles, Simulation and Design, Kluwer, 1991.
- Personick, S.D., Digital Transmission Building Blocks, *IEEE Comm. Mag.*, Jan., 1980, pp.27-36.
- PLL, Best Phase-Locked Loops- Theory, Design & Applications, 1984.
- Pritchard, W.L. and Ogata, M., Satellite Direct Broadcast, *Proc. of the IEEE*, vol**78**, n.7, July, 1990, pp.1116-1140.
- Proakis, J.G., Digital Communications, McGraw-Hill, 2nd ed., 1989. (4th ed. 2000).

- Quinn, J., Digital Communications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- Qureshi, S., Adaptive Equalization, *IEEE Comm. Mag.*, March, 1992, pp.9-16.
- Revue d'histoire des Sciences*, presses universitaires de France, Tome 1, issue: Edouard Branly et la TSF. 1993.
- Rioul, O. and M. Vetterli, Wavelets and Signal Processing, *IEEE Signal Proc. Mag.*, Oct., 1991, pp.14-37.
- Rocha Jr, V.C., Códigos Corretores de Erros, Minicurso, In: Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional, João Pessoa, 1982.
- Roden, M.S., Analog and Digital Communication Systems, 4th ed., New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- Sakrinson, D.J., Communication Theory: Transmission of Waveforms and Digital Information, New York: Wiley, 1968.
- Sánchez, M. e Corbelle, J.A., Transmissão Digital e Fibras Ópticas, [*transmisión digital a través de fibra óptica*, España, 1992], Makron Books, 1994.
- Santos-Magalhães, N.S., Bouton, E.A., de Oliveira, H.M., How to Represent the Genetic Code? *Reunião Anual da Sociedade Brasileira de Bioquímica*, SBBq, Caxambú, apresentação oral e em poster, 2004.
- Satellite, Répertoire des Satellites Artificiels Lancés en 1988, *Journal des Télécomm.*, vol.56,v/1989,p.1-13.
- Schaffi, A., A Sociedade de Informática [Wohin führt der Weg] by Club of Rome, Ed. Brasiliense, 1993.
- Schafi, M., Davey, L. and Smith, W., The Impact of Synchronous Digital Hierarchy on Digital Microwave Radio: A view from Australasia, *IEEE Comm. Mag.*, May, 1990, pp.16-20.
- Scharlan W. and Opoka, H., From Fermat to Minkowski [Von Fermat bis Minkowski], Nova Iorque: Springer-Verlag, 1985.
- Schilling, D.L. and Belove, C., Circuitos Eletrônicos Discretos e Integrados [Electronic Circuits: Discrete and Integrated], 2.ed., Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1982.
- Schwartz, M., Bennett, W.R. and Stein, S., Communication Systems and Techniques, New York: McGraw-Hill, 1966.
- Schwartz, M., Transmissão de Informação, Modulação e Ruído [Information Transmission, Modulation and Noise], 2.ed., Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1979.
- Shanmugan, K.S. Digital and Analog Communication Systems, NY:Wiley, 1985.
- Signetics Corporation, Linear Phase Locked Loops, Application Book, Signetics Co., 1972.
- Sklar, B., A Structured overview of Digital Communication- A tutorial review, *IEEE Comm. Mag.*, Aug., 1983, pp.4-17.
- Slepian, D. and Pollak, H.O., Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty-I, *Bell Syst. Tech. J.*, vol.15,n.1, Jan., 1961, pp.43-63.
- Spencer, R. and Worstell, G., A Spectrum Analyser Laboratory Project, *IEEE Trans. on Education*, 36, Aug., 1993, pp.301-306.
- Spiegel, M.R., Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas [Mathematical Handbook of Formulas and Tables], São Paulo: McGraw-Hill, 1979.
- Steele, R., Delta Modulation Systems, London: Pentech press, 1975.
- Steward, E.G., Fourier Optics, 2nd ed., Minela: Dover, 2004.
- Storch, L., Synthesis of Constant Tie Delay Ladder Networks Using Bessel Polynomials, *Proc. IRE*, 42 (11): 1666-1675, 1954.
- Taub, H. and Schilling, D.L., Principles of Communication Systems, Tokyo: McGraw-Hill - Kogakusha, 2nd ed., 1986.

Engenharia de Telecomunicações

- Taylor, P., Principles of Signals and Systems, McGraw-Hill, 1992.
- Temes, Lloyd, Princípios de Telecomunicações [Theory and Problems of Electronic Communication], Schaum-McGraw-Hill, 2nd ed., 1990.
- Texas Instruments, Telecommunications Applications with the TMS320 DSPs, *Application Book*, Digital Signal Processing Applications-Semiconductor Group TI Inc., Mansoor Chishtie Ed., TI Inc., 1994.
- Texas Instruments, Telecommunications Applications with the TMS320 DSPs, *Theory, Algorithms and Implementations*, vol.2, 1990.
- Thomas, J.B., An Introduction to Statistical Communication Theory, New York: McGraw-Hill, 1968.
- Tortrat, A., Calcul des Probabilités, Paris: Masson, 1963.
- Ungerboeck, G., Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems, *IEEE Trans. on Comm.* Aug., COM **24**, pp.856-864, 1976.
- Uribeetxeberria R. and Carrasco R.A., Multicarrier Code Division Multiple Access Schemes for Mobile Radio Communication, *Proc. of the IEE 5th Int. Symp. on Comm. Theory and Appl.*, pp.112-113, Ambleside, 1999.
- Uyemura, J.P. Sistema Digitais: uma abordagem integrada [A first course in digital systems design], Thomson, 2003.
- Ventre, D. et Dessalles, J-L., Communications Analogiques, Paris: Ellipses, Collection CNET-ENST, 1991.
- Viterbi, A. and Omura, J.V., Principles of Digital Communications and Coding, New York: McGraw-Hill, 1979.
- Viterbi, A., Principles of Coherent Communication. New York: McGraw-Hill, 1966.
- Viterbi, A.J., Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems, *IEEE Trans. Comm. Tech.*, COM **19**, n.5, Oct., 1971, pp.751-772.
- Viterbi, A.J., Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm, *IEEE Trans. Info. Theory*, IT **13**, n.2, Apr., 1967, pp.260-269.
- Weaver, C.S., A comparison of Several types of Modulation, *IRE Trans. Comm. Syst.*, n.1, Mar., 1962, pp.96-101.
- Wiener, A., Fundamental Limits in Information Theory, *Proc. of the IEEE*, vol. **19**, n.2, Feb., 1981, pp.239-251.
- Wiener, N., Extrapolation, interpolation and Smoothing of Stationary Time Series. New York: Wiley, 1949.
- Williams, A.B. and Taylor, P.J., Electronic Filter Design Handbook, McGraw-Hill, 1988.
- Wozencraft, J.M. and Jacobs, I.M., Principles of Communication Engineering. New York: Wiley, 1967.
- Young, P.H., Técnicas de Comunicação Eletrônica [Electronic Communication Techniques], 5^a ed., Pearson, 2005.
- Young, R.K., Wavelet Theory and its Application, Kluwer Ac. Pub., Mass., 1993.
- Yuen, J.H., Simon, M.K., Miller, W., Pollara, F., Ryan, C.R., Divsalar, D. and Morakis, J., Modulation and Coding for Satellite and Space Communications, *Proc. of the IEEE*, vol. **78**, n.7, July, 1990, pp.1250-1266.
- Zverev, A.I., Handbook of Filter Synthesis. New York: Wiley, 1967.

APENDICE - ASCII

No código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) existem 128 caracteres diferentes no código, o que implicaria numa representação de 7 bits por caractere. Contudo, um bit adicional de verificação de paridade é utilizado para a detecção de erros, perfazendo 1 bytes/caractere.

PARIDADE: bit adicionado de forma que o número total de 1's seja sempre em quantidade par.

Exemplos,

o caractere "N" no código ASCII = 1 0 0 1 1 1 0 : 0;

o caractere ")" no código ASCII = 0 1 0 1 0 0 1 : 1.

$$(116)_8 \leftrightarrow 78_{10}; (051)_8 \leftrightarrow 041_{10}.$$

CÓDIGO UPI / Alfabeto CCITT n.2 (5 bits/letra, derivado do código Baudot)

OCTAL\ HEXA	Caractere		OCTAL\ HEXA	Caractere	
00 \$00	Blank	blank	20 \$10	5	T
01 \$01	3	E	21 \$11	"	Z
02 \$02	LF	LF	22 \$12)	L
03 \$03	-	A	23 \$13	2	W
04 \$04	Space	space	24 \$14	&	H
05 \$05	Bell	S	25 \$15	6	Y
06 \$06	8	I	26 \$16	0	P
07 \$07	7	U	27 \$17	1	Q
10 \$08	CR	CR	30 \$18	9	O
11 \$09	\$	D	31 \$19	?	B
12 \$0A	4	R	32 \$1A	&	G
13 \$0B	'	J	33 \$1B	FIGS	FIGS
14 \$0C	,	N	34 \$1C	.	M
15 \$0D	!	F	35 \$1D	/	X
16 \$0E	:	C	36 \$1E	;	V
17 \$0F	(K	37 \$1F	LTRS	LTRS

UPI=UNIT PRESS INTERNATIONAL.

Lembrando a conversão octal-binário: e.g. N=(14)₈=(1 | 4) = 0 0 1 | 100

Em um código de 5 bits, são possíveis representações binárias para apenas 32 caracteres. Dois caracteres especiais são introduzidos no intuito de aumentar a capacidade do sistema: FIGS e LTRS. O aparecimento de FIGS determina que a transmissão corresponde a caracteres numéricos/especiais/(1ª coluna), até o aparecimento de um LTRS, quando o código passa a corresponder aos caracteres alfabéticos regidos pela 2ª coluna.



Robert Bemer (1963). Código ASCII.

CÓDIGO ASCII 1968 CCITT Alfabeto n. 5 (8 bits/letra)

OCTAL\ HEXA	Caractere	OCTAL\ HEXA	Caractere
000 \$00	NUL	041 \$21	!
001 \$01	SOH	042 \$22	"
002 \$02	STX	043 \$23	#
003 \$03	ETX	044 \$24	\$
004 \$04	EOT	045 \$25	%
005 \$05	ENQ	046 \$26	&
006 \$06	ACK	047 \$27	'
007 \$07	BELL	050 \$28	(
010 \$08	BS	051 \$29)
011 \$09	HT	052 \$2A	*
012 \$0A	LF	053 \$2B	+
013 \$0B	VT	054 \$2C	,
014 \$0C	FF	055 \$2D	-
015 \$0D	CR	056 \$2E	.
016 \$0E	SO	057 \$2F	/
017 \$0F	SI	060 \$30	0
020 \$10	DLE	061 \$31	1
021 \$11	DC1	062 \$32	2
022 \$12	DC2	063 \$33	3
023 \$13	DC3	064 \$34	4
024 \$14	DC4	065 \$35	5
025 \$15	NAK	066 \$36	6
026 \$16	SYN	067 \$37	7
027 \$17	ETB	070 \$38	8
030 \$18	CAN	071 \$39	9
031 \$19	EM	072 \$3A	:
032 \$1A	SUB	073 \$3B	;
033 \$1B	ESC	074 \$3C	<
034 \$1C	FS	075 \$3D	=
035 \$1D	GS	076 \$3E	>
036 \$1E	RS	077 \$3F	?
037 \$1F	US	100 \$40	@
040 \$20	SP		space

ASCII- American Standard Code for Information Interchange.

CÓDIGO ASCII 1968 CCITT n. 5 (8 bits) - CONTINUAÇÃO

OCTAL\HEXA	Caractere	OCTAL\HEXA	Caractere
101 \$41	A	141 \$61	a
102 \$42	B	142 \$62	b
103 \$43	C	143 \$63	c
104 \$44	D	144 \$64	d
105 \$45	E	145 \$65	e
106 \$46	F	146 \$66	f
107 \$47	G	147 \$67	g
110 \$48	H	150 \$68	h
111 \$49	I	151 \$69	i
112 \$4A	J	152 \$6A	j
113 \$4B	K	153 \$6B	k
114 \$4C	L	154 \$6C	l
115 \$4D	M	155 \$6D	m
116 \$4E	N	156 \$6E	n
117 \$4F	O	157 \$6F	o
120 \$50	P	160 \$70	p
121 \$51	Q	161 \$71	q
122 \$52	R	162 \$72	r
123 \$53	S	163 \$73	s
124 \$54	T	164 \$74	t
125 \$55	U	165 \$75	u
126 \$56	V	166 \$76	v
127 \$57	W	167 \$77	w
130 \$58	X	170 \$78	x
131 \$59	Y	171 \$79	y
132 \$5A	Z	172 \$7A	z
133 \$5B	[173 \$7B	{
134 \$5C	\	174 \$7C	
135 \$5D	□]	175 \$7D	}
136 \$5E	^	176 \$7E	~
137 \$5F	_	177 \$7F	del
140 \$60	`		

ASCII- *American Standard Code for Information Interchange.*

Página deixada inten em branco

ÍNDICE REMISSIVO

A

Abertura numérica, AN.....509
 Absorção intrínseca.....514
 Acesso
 Básico em RDSI.....574
 Múltiplo (TDMA, FDMA)555
 Primário em RDSI.....574
 Acesso Múltiplo.....555
 ACIA.....538
 Adaptativa, modulação delta.....460
 ADC (vide D-AMPS)365
 ADM (*add-and-drop*) 600
 ADPCM.....466
 ADSL.....612
 AF (ver áudio)
 AGC (ou CAG)
 com atraso.....230
 simples.....230
 Alcance de ondas de rádio.....7
 Alcances (rádio)191
 Alias, *Aliasing*.....393
 Alta-Fidelidade (HI-FI)295, 313
 Americas I.....201
 AMI, código..... 427
 Amostragem
 de *Nyquist*.....393
 propriedades de.....394
 taxa de.....393
 Teorema da.....390
 via impulso delta de Dirac.....391
 Amostragem & retenção, circuitos de.....398
 AMPS.....365
 Analisador de Espectro.....284
 Anel óptico.....520
 ANSI8, 579
 Antecipatório (filtro).....78
 Antenas
 coesor.....144
 dipolo.....138
 típicas.....257
 Yagi257
 Anti-alias.....425
 Anuladores de eco.....390
 Apagamento de portadora.....300
 Armstrong
 método de.....325
 receptor superheteródino de.....226
 ASCII657
 ASK.....484
 Astável, multivibrador.....321
 AT (comandos AT)505
 Atenuação.....76, 87, 507
 Atlantis.....201
 ATM.....579, 606
 Atraso
 de fase.....82
 de grupo.....82
 Áudio, sinal de.....18

B

B- ISDN.....574
 Banda básica.....192
 Banda lateral
 Dupla.....181
 geração de.....182-187
 inferior.....181
 residual.....202
 superior.....181
 única.....181
 Banda passante
 conceitos de.....83
 requisitos de
 Baud.....479
 BBC.....563
Bedrosian, teorema de.....186
Bessel
 filtros de.....109
 funções de.....303
 polinômios de.....110
 tabela de valores da função de.....309
 transformada de.....54
 BINA.....282
 BISYNC.....498
 Bit479
Bluetooth..... 622
Bode, diagramas de.....75
 Bordo
 direito, esquerdo, simétrico.....403
 BPF, Filtros passa-faixa.....99, 102
 bps.....479
 Bracan.....201
 Brasilsat.....628
 Brasilsat (satélites)628
 Brus.....201
 BSC, protocolo.....498
 BSF, filtros elimina-faixa (rejeita-faixa).....99, 113
Butterworth, filtro de.....104

C

Cabo transoceânico.....201, 219
 CAG, vide AGC
 Canal
 adjacente.....227
 de TV.....254
 imagem.....227
 Canceladores de eco, vide anuladores
Carson, regra de.....309
 CAS (sinalização mux)449
 CATV.....195
Cauchy-Schwartz, desigualdade de.....79
 Causalidade.....78
 CB – faixa do cidadão.....239
 CBERS.....629
 CCITT (vide ITU)8
 CC-TV, vide *close-caption*.....274
 CD's.....530
 CELP470

- Célula (vide AMPS)367
 Celular, comunicação.....363
 Centrais
 de trânsito.....198
 internacionais.....198
 interurbanas.....199, 610
 locais.....198
 tandem.....198
 telefônicas.....197
Centronics.....540
 Chaveado, modulador.....153
 Chaveamento.....153, 483
 CHESF.....518
 Ciclo de trabalho.....23, 154
 Cifragem.....390
Close-caption.....274
 Codificação 8 em 14 (vide EFM)534
 Codificação diferencial.....487
 Codificação perceptual.....559
 Codificador PCM.....424
 Código ASCII.....657
 Código Baudot.....411
 Código de barras.....571
 Códigos de linha.....436, 478
 Coeficientes, da série.....15, 24
 COFDM (vide FDM)566
*Comité Consultatif Internationale
 Télégraphique et Téléphonique*.....8
 Compandor.....431
 Comparador de fase.....337, 545
 Compressor de áudio
 modos de.....433
 Computadores digitais
 Comunicações espaciais.....624
 Computador.....413
 Condição para transmissão sem distorção.....81
 Conectores
 Amphenol.....540
 DB-25.....481
 DB-9.....480
 USB.....543
 Conjugado harmônico.....184
 Constante
 do modulador FM.....297
 do modulador PM.....297
 Constante de tempo
 do detector de envoltória.....176
 do filtro RC.....75
 do PLL.....339
 Constelação de sinais.....489
Container (SDH)583
 Controle automático de ganho (AGC)230
 Convergência de séries de Fourier.....25
 Conversor
 A-D, D-A.....425
 AM- FM.....327
 por rampa.....428
 Conversor de frequências.....206
 Convolução
 produto de.....38
 propriedades da.....38
 Correção gamma.....567
 Cosseno elevado, filtro.....114, 475
 CPA-T,
 centrais de programação armazenada.....198
 AEX, NEAX, EWSD.....198
 CPM.....491
 CRC.....449, 499,501, 562, 617, 620
 Criptografia.....9, 388
 Cristal, oscilador à.....325
 Critério,
 de bandas laterais significativas.....310
 de erro.....14
 de *Paley-Wiener*.....78
 EMQ.....89, 470
 CVSD, vide delta adaptativa.....464
-
- D**
-
- DAB (*Digital Audio Broadcast*)563
 D-AMPS.....365
 DB25 e DB9, vide cabos
 DBS (*Direct Broadcast Satellite*).....417
 (radiodifusão por satélite)
 Decodificador estereofônico FM.....353
 de-ênfase.....349
 delta, "função de *Dirac*"30
 Delta, modulação.....455
 Demodulação
 AM.....171
 FM.....327
 SSB.....188
 PTM.....409
 PCM.....430
 FSK.....486
 QAM.....490
 Demodulador com malha amarrada.....336
 Densidade espectral de potência.....91
 DENTEL, *Departamento Nacional de Telecomunicações* 7
 Desacentuação (vide de-ênfase)349
 Deslocamento de fase, método do.....183
 Desvanecimento.....365
 Desvio de frequência.....189, 298
 Desvio máximo de fase.....298
 Detecção
 AM.....171
 com retificação.....179
 de envoltória.....175
 FM.....327
 Homodina.....242
 Síncrona.....173
 SSB.....188
 Superheteródina.....226
 Detecção FM
 com realimentação.....336
 por inclinação.....327
 Detectores
 de cor.....348
 de envoltória.....175
 constante de tempo
 de Foster-Seeley.....334
 de lei quadrática.....172
 de passagem pelo zero.....334
 de relação.....334
 de sinais ASK, PSK e FSK 485, 487

Diafonia
 fator de.....420
 Diagrama de olho.....440, 476, 488
 Diagrama fasorial
 AM.....147
 NBFM.....302
 VSB.....205
 WBFM.....306
 Diferenciais, equações.....73
 Difusão, em fibras ópticas.....514-515
 Diodo Laser.....193, 511, 571
 Dirac
 impulsos de.....30
 pente de.....391
 Discriminador
 Balanceado.....333
 de frequência.....327
 de nível.....405, 419
 simples.....330
 sintonizado.....331
 Dispersão
 cromática.....515
 de polarização.....515
 intermodal.....515
 Dispositivo de lei quadrática.....149
 Distorção
 condições para transmissão sem.....81
 linear.....88
 residual AM.....301
 Dolby, sistema.....349
 DPCM.....466
 DPLL.....545
 DPSK, ver PSK diferencial.....487
 DSP's, Processadores de sinais
 DSSS
 DTH (*Direct to Home*)417
 DTMF.....280
 Duplex.....473
 DVD, gravação e leitura.....529

E

EAN.....573
 ECHO, projeto.....624
 Efeitos biológicos de radiação.....633
 Eficiência Espectral.....494
 EFM.....534
 EIA (*Electric Industries Association*)8
 ELO
 ELO-34.....515
 ELO-140.....516
 Enlace, projeto de.....644
 Entrelaçamento de envelopes.....417
 Envelope (vide envoltória)
 detecção de.....175
 de 8 bits (dados)418
 Equalização
 Linear.....88
 topo plano.....399
 transversal.....89
 Equipamento

de interface.....436
 terminal de linha80
 Equipartição de canal.....477
 ERB (estação de rádio base) RBS.....367
 Escala MOS de qualidade de voz.....469
 Espalhamento espectral.....622
 Espectro
 bilateral.....23
 de emissão óptica.....511, 514
 de frequências.....18
 faixa de alocação do
 unilateral.....22
 Esquemas comerciais,
 de receptores AM246-253
 de receptores TV.....269-271
 Estacionaridade.....73, 96
 Estações
 regeneradoras.....433, 516
 repetidoras.....7
 Estéreo (AM, FM)244, 553
 Ethernet, rede LAN.....617, 618
 10 Base 5
 100 Base
 Fast
 Giga
 Eureka (DAB)563
 Expansor.....431

F

Fac-símile (vide fax)569
Fading (vide desvanecimento).....365
 FAW, palavra de alinhamento.....448
 Fax.....569
 FDDI617
 FDMA.....555
 FET, transistor de efeito de campo.....150
 FFT- Transformada rápida de Fourier.....51
 FHSS.....622
 FI
 frequência intermediária.....225
 seções de.....229
 Fibras ópticas
 monomodo.....513
 multimodo.....513
 parâmetros típicos.....516
 tipos de.....510
 vantagens das.....507
 Filtro(s)
 a retardo, com derivações.....89
 ativos.....117
 casados.....476
 cosseno elevado.....475
 de Bessel.....109
 de Butterworth.....104
 de Chebyshev.....107
 de Nyquist.....114
 Digitais.....120
 em cascata.....77
 equalizadores.....88
 estabilidade de.....79
 estacionários.....74

Gaussiano.....79,492
 ideal.....100
 lineares.....73
 LPF, BPF, HPF e BSF.....99
 Passivos.....99
 RC.....73
 residual VSB.....203
 sintonizados.....102
 transversal.....89
 variantes no tempo.....89
Fly-back258, 268
 FM, modulação.....295
 FM, sistemas
 banda estreita.....301
 banda larga.....302
 estereofônica.....353
 Fonte de corrente (espelho).....163
Foster-Seeley, detector de.....334
 Foto transmissores.....511
 Fotodetectores (vide fotodiodos)511
 Fotodiodos
 Avalanche.....511
 Pin.....511
Fourier
 análise de.....15
 existência da transformada.....30
 propriedades da série de.....22
 propriedades de transformada.....40
 séries de.....15
 séries exponenciais de.....22
 séries trigonométricas de.....15
 transformada de.....25
 transformada rápida, vide FFT.....51
 Fraunhofer Institute.....558
 Freqüência
 de 3 dB.....83
 de corte.....83
 de portadora.....138
 espectral.....25
 imagem.....227
 instantânea.....296
 intermediária.....229
 FSK, modulação.....485
 Função
 amostral $Sa(\cdot)$16
 de Bessel, $J_n(\cdot)$, $I_n(\cdot)$303, 208
 erro-complementar, $erfc(\cdot)$496
 integral seno $Si(\cdot)$92
 Função de transferência.....75

G

Gabarito de canais.....98, 125
 Galena, rádio de.....172
 Galileo.....631
 Gaussiano
 filtro.....79,492
 Geoestacionária, vide órbita.....624
 Geração de sinais
 AM.....148
 FM.....314

SSB.....181
 VSB.....205
 Globalstar.....627
 Glonass.....631
 GSMK.....366, 484
 GNSS.....631
 GPIB (vide interface).....472
 GPS.....631
 Gravação AAD, ADD, DDD
 Gravação Dolby.....349
Gray, código de.....426, 489
 Grupo
 grupo mestre.....195
 super grupo mestre.....195
 GSM.....366, 471,491

H

Half duplex.....473
Hankel, transformada de.....54
 Harmônicas
 conteúdo de.....17
 pares e ímpares.....22
 Hayes (comandos AT)505
 HDB3, código de linha.....438
 HDLC.....500
Heaviside, degrau de.....31
 Heteródino.....206
 Híbrida.....278
 HIDM.....460
 Hierarquia
 Digital
 PDH plesiócrona.....440
 SDH síncrona.....578
 FDM:
 Européia (CCITT)195
 Americana.....195
 TDM/PCM:
 Européia (CCITT)440
 Americana.....445
 HI-FI (ver alta fidelidade)
Hilbert,
 filtro de.....186
 transformada de.....184
 Homodino.....242

I

IEEE.....8
 IEEE 488.....542
 IEEE 802.X 564, 621
 Impulso unitário.....30
 Inclinação, detecção por.....327
 Índice (em fibras ópticas)512
 degrau.....513-514
 gradual.....513-514
 Índice de modulação
 AM.....139
 FM.....298
 Índice de refração.....507
 Infovias PCM.....447
 INPE.....629

Intelsat.....626
 Interface
 Centronics.....540
 Interface RS- 232-C.....480
 Interface S.....97, 576
 NNI.....599
 paralela (GPIB)542
 serial.....480
 USB.....543
 Interferência intersimbólica ISI.....473
 Interpolação de amostras.....394
 Intersptnik, consórcio.....627
 Intervalamento.....359
 Inversão do espectro.....219, 255
 Inverso da banda passante relativa.....112
 IOM (ISDN *Oriented Modular*)575
 Ionosfera6
 IP, vide TCP-IP.....620
 Iraser, vide laser
 Iridium.....627
 ISB, bandas laterais independentes.....209
 ISDN, vide RDSI
 ISO, *Int. Stand. Organization*.....8
 ITU *International Telecommunication Union*.....8
 ITU-T *International Telecommunication Union, standardization sector*.....8

J

J₀-Hankel.....54
 Janelas
 na MUX.....447
 ópticas.....509
Jitter, veja tremor de fase.....442
 Jumbo grupo.....195

K

L

LANs (redes Locais)615
 Largura de faixa.....83
 Laser.....193, 506, 511
 LED.....354, 515
 Lei
 Lei μ432
 Lei A.....432
 de Snell-Descartes.....507
 Leis
 de compressão.....431
 de potência.....149
 Limitadores.....329
 Linear sistema.....73
 Linha de retardo.....89
 Lissajours, figuras de.....300
 LORAN.....631
 LPC, codificação preditiva linear.....468
 LPF.....103

M

MA (múltiplo acesso)555
 MAC, Multiplex Comp. Analógicos.....314, 417
 MAC, vide teledifusão
 Meios de transmissão.....4
 Memória
 Elástica.....452
 Rígida.....419
 Métodos de geração
 FM
 digital.....321
 direto.....315
 indireto (*Armstrong*)325
 SSB
 de Weaver.....186
 deslocamento de fase.....183
 filtragem.....182
 MFAW448
 MINITEL.....2
 Misturador206
 Mixer, vide misturador
 MODEM
 assíncronos.....501
 configuração típica de.....505
 inteligentes.....505
 padrões de.....505
 Modos
 ATM.....579, 606
 de transmissão.....473
 guiados.....510
 número de.....510
 STM.....584
 Modulação
 Δ 455
 Δ -adaptativa.....460
 Δ - Σ 464
 AM138
 DPCM.....466
 FM.....297
 HIDM.....460
 LPC.....469
 PAM.....395
 PCM.....424
 PDM.....403
 PM.....297
 PPM.....407
 PTM.....401
 SSB.....180
 VSB.....202
 Modulação por chaveamento.....483
 de amplitude.....484
 de amplitude e fase.....489
 de fase.....486
 de frequência.....485
 Moduladores
 AM.....148
 Balanceados.....159
 chaveados.....153
 duplamente balanceados.....161
 em ponte-anel.....161-162

FM.....314
 lei de potência.....148
 quatro quadrantes.....163
 Molniya (satélites).....627
 MOS, escala469
 Mp3..... 558
 MPEG.....559
 MSK.....491
 MTS estéreo-SAP.....356
 MTSO.....367
 Multiplex digital de dados.....417
 Multiplex portadora em quadratura.....283
 Multiplexação.....411
 digital (vide MUX TDM)411
 em quadratura QAM283
 por divisão em multirresolução.....557
 por divisão em λ WDM.....193
 por divisão na frequência FDM.....195
 por divisão no tempo TDM.....411
 Multiplicadores de frequência.....329
 cadeias de.....326
 Multiquadros.....448
 Multirresolução.....557
 multitom.....146, 308, 494
 MUX
 FDM.....195
 MRDM.....557
 TDM.....411

N

NBFM.....300
 N-ISDN vide RDSI
 Níveis de quantização.....401, 426
 NNI (interface de nó na rede).....599
 Norma.....14
 NRZ437, 478
 NTSC.....262
 Núcleo/casca de fibras ópticas.....513-514
 Nyquist,
 canal de.....475
 equipartição de.....477
 filtro de.....114, 202
 taxa de.....393

O

OFDM.....553
 Ondas eletromagnéticas
 celestes.....6
 terrestres.....6
 OPGW.....518
 Órbita.....627
 GEO (geoestacionária)
 LEO
 Ortogonalidade
 de sinais.....14, 283
 expansões em séries com.....15
 Oscilador controlado à tensão, VCO
 Oscilador local
 OSI8, 619-621

P

Padrão de olho (ver diagrama).....440, 476, 488
 Padrão M.....264
 Padrões.....8
 ANSI
 CCITT UIT
 de TV
 IEEE
 OSI
 PAL.....262
 Paley-Wiener, critério.....78
 PAM, tipos de
 instantâneo.....395
 natural.....396
 topo plano 398
 par diferencial.....164
 Parâmetros fixos.....73
 Parseval identidade de.....18
 Passagem pelo zero (*zero crossing*).....334
 Pássaro madrugador.....626
 PCM424
 PCM diferencial.....466
 PDM403
 Pente de Dirac.....391
 Perturbações, tipos de
 PFM.....321
 Pin, detectores.....515
 Plano complexo de Argand-Gauss.....107
 Plesiócrona
 hierarquia digital.....444
 operação.....442
 PLL.....336
 Polinômios.....110
 de Bessel
 de Butterworth
 de Chebyshev
 Pólos na função de transferência.....103
 Ponteiros de SDH.....587
 Portadora
 piloto.....189,195,209,242,348,353
 reinserida.....189
 suprimida.....159
 Potências dissipadas
 em AM147
 em FM306
 PPM407
 Pré-acentuação, vide pré-ênfase.....349
 Predição linear (LPC)468
 Pré-ênfase.....349
 Princípio da incerteza de Gabor..... 85
 Princípio da superposição.....73
 Profundidade de modulação.....139,140
 Propagação..... 6
 direta (visibilidade)
 ionosférica
 troposférica
 Propagação eletromagnética.....87
 Propriedades
 da convolução.....38
 da transformada.....40

Protocolos
 Bsync498
 HDLC..... 500
Start-stop..... 498
 TCP-IP.....621
 PSK..... 486
 PSK diferencial.....487
 PTM401, 409

Q

Q- fator de um filtro.....103, 183, 435
 QAM489
 Qsound.....361
 Quadratura283
 Quadro
 de voz.....470, 472
 formato de.....447
 sincronismo de.....450
 Quantização
 característica de.....426
 erro de.....426
 linear.....426
 logarítmica.....432
 não linear.....432
 Quatro quadrantes, modulador.....163

R

Radar.....362
 Rádio digital (vide DAB)563
 Radiodifusão comercial
 Radiogoniométricos.....630
 Radiolocalização, sistemas de..... 631
 Radionavegação.....630
Rayleigh,
 teorema da energia.....124
 RBS, estação de base de celular.....367
 RDS em sistemas FM636
 RDSI (veja ISDN)573
 Realizabilidade física.....78
 Receptor
 AM típico.....233
 FM típico.....343
 Homodino.....242
 single-chip.....344-345
 superheteródino.....226
 TRF.....224
 Receptores comerciais.....246-252
 Recomendações
 CCITT (ITU)648
 para uso de celular.....636
 Recuperação de relógio.....433
 Redes
 de retardo.....89, 121
 Esqueleto (*backbone*).....579, 582
 Lineares.....73
 locais (LANs)615
 ópticas.....519-520, 610
 SDH578, 599, 611
 Sonet580
 Regeneradores.....433

Regra de Carson.....311
 Relação de onda estacionária SWR.....148
 Relógio
 Atômico.....442
 leitura, gravação.....452
 recuperação.....433
 sincronismo.....442, 451
 Repetidoras de PCM424
 Residual, banda lateral (ver VSB)202
 Resposta ao degrau unitário.....92
 Resposta ao impulso.....74
 Retificador sintonizado.....435
 RGB (modelo de cor)283
 RNP.....581
 RS-232, interface.....480
 RS-449482
 RTZ, retorno ao zero.....437

S

Sample&hold, vide amostragem/retenção
Sample, função.....16
 SAP.....356
 Satélites
 Brasilsat..... 628
 CERBS.....629
 de comunicação.....625
 Echo.....624
 Intelsat626
 Intersputnik.....627
 Meteorológicos.....629
 Molniya.....627
 SCD.....629
 Score.....625
 Syncom.....625
 Telstar.....625
 SBTVD.....564
 SCA (estéreo)356
 SCD629
Schmitt-trigger..... 405
 Score625
 SDH, hierarquia.....578
 SECAM263
 Seletividade.....225
 Série de Fourier
 Bidimensional.....24
 Exponencial.....22
 trigonométrica.....15
Shannon,
 teorema de.....390
 teoria da informação.....388
 Simplex.....472
 Síncrona, hierarquia mux (vide SDH)608
 Sincronismo (pulso)416, 419, 440
 Sincronismo, erros de
 na fase.....188
 na frequência.....189
 Sincronização
 em TDM/PAM.....419
 em PSK/FSK.....487
 em TDM/PCM.....440-442
 Síntese de voz.....469

Sintonia
 automática.....238
 escalonada.....260
 simples
 Sistema ISB.....209
 Sistema PCM424
 Sistema 5.1.....362
 Sistemas ópticos coerentes.....517
 S-meter.....171
Snell-Descartes, lei de.....508
 Sobrecarga de inclinação.....458
 Sobremodulação.....152
 Som entre portadores, estratégia.....253
 SONET, padrão.....578, 586
Start-Stop.....498
 STM, modo.....586
 Storch, método de.....109
 STS.....586
 Subportadoras
 de cor.....348
 em FDM.....195
 Supergrupo.....195
 Superheteródino, receptor.....225
 Supressão de portadora.....159
 SWR, vide relação de onda estacionária.....148
 Syncom.....625
 Sinais
 de áudio
 de vídeo
 digital modulado
 em banda básica

T

Tandem, centrais.....198
 TAT, cabos submarinos.....201, 219
 Taxa de Nyquist.....393
Tchebyshev,
 filtros de.....107
 polinômios de.....110
 TCP-IP620
 TDM (vide MUX TDM)413
 TDMA, múltiplo acesso.....555
 Teledifusão direta via satélite.....417
 Telefonia
 celular.....363
 centrais.....198
 fixa.....275
 móvel.....363
 Telegrafia.....411, 479
 Televisão, teledifusão – vide TV
 Telstar.....625
 Temor de fase.....442
 Tempo de subida (de pulsos)92
 Teorema
 da modulação.....141
 de Bedrosian.....186
 de Shannon da amostragem.....390
 Teorema da Convolução (P8)40
Time slot- intervalo de tempo.....413
Token Ring (rede LAN)617
 Topologias de rede.....615

Transcodificador.....471
 Transformações de denormalização.....113
 Transformada
 bidimensional de Fourier.....24, 54
 de Fourier.....25
 de funções periódicas.....37
 de Hilbert.....184
 de Wavelets.....493,557
 Discreta de Fourier.....46
 existência da.....30
 Hankel (Bessel)54
 propriedades da40
 rápida.....48, 51
 Transmissão
 de dados.....472
 meios de.....4
 sem distorção.....81
 Trapézio, método do.....152
 Tremor de fase.....442
 TRC tubo de raios catódicos.....259
 Tributários (mux).....418
 Troposfera.....6
 TTL.....483, 538
 TV
 alta definição.....264
 digital.....564
 em cores.....348
 esquemas.....269-271
 monocromática.....257
 SBTVD.....564
 TV digital (vide SBTVD)564
 TV, receptor típico.....258
 TWT, amplificador com tubo à
 ondas progressivas.....488

U

UHF
 Unicidade.....17,26
 Unisur.....201
 UPC.....572
 UPI, código657
 USB (vide banda lateral)181
 USB interface.....543
 UTI *Union Télégraphique Internationale*8

V

V.24, recomendações.....480
 Varactor, varicap.....316
 Varredura de vídeo.....262
 VCO, oscilador controlado à tensão.....338
 Velocidade de modulação.....479
 VLS.....630
 Vídeo, sinal de
 Vocoders.....468
 Voz
 do Pato Donald.....189
 espectro da.....142
 sinal típico de.....143
 VSB (Vide banda residual)202
 VSELP471

W

Wavelet (transformadas de)493,557
WBFM, FM banda larga.....302
WDM - mux por divisão
em comprimento de onda.....193
Weaver, método de.....186
Wiener,
 Critério.....78
 filtro transvers.....1 89

X-Y-Z

X- raios.....259
Yagi, antenas.....257
YIQ, modelo de cor.....283

INDICE ONOMÁSTICO

Armstrong, E.H. (1890-1954)
Atal, B.S. (1933-)

Bacon, Francis (1561-1626)
Baird, John Logie (1888-1946)
Baudot, J.E. (1845-1903)
Bell, A. G. (1847-1922)
Bellescize, Henri de (1884-1966)
Bemer, R.W. (1920-2004)
Bennett, J.
Berners-Lee, T. (1955-)
Berliner, E.(1851-1929)
Bessel, F. W. (1784-1846)
Black, H.S.(1898-1983)
Bode, H. W.(1905-1982)
Branly, É.-E. (1844-1940)
Braun, Karl F. (1850-1918) Nobel 1909
Butterworth, S. (1885–1958)

Cailliau R. (1947-)
Carson, John R. (1886-1940)
Cauer, W. (1900-1945)
Chappe, Claude (1762-1805)
Clarke, A.C. (1917-2008)
Cooley, J. W.(1926-)
Cutler, C. Chapin (1914-2002)

de Forest, Lee (1873-1961)
dejager, F.(IEEE award 1972)
Deloraine, E.M. (1898-1991)
Dirac, A.M.P. (1902-1984) Nobel 1933
Dirichlet, G. R.L. (1805-1859)
Doi, T. 土井利忠 (1943-)
Dolby, Ray Milton (1933-)
Donald, A.

Eckert, J. (1919-1995)
Euler, L.(1707-1783)

Falconer, D.D.(1940-)
Fessneder, R. A. (1866-1932)
Field, Cyrus W. (1818-1892)
Flanagan, J.L. (1925-)
Fleming, J.A. (1849-1945)
Forest, L. de (1873-1961)
Forrest, Lee de (vide de Forrest)
Fourier, J.-B. J. (1768-1830)

Gabor, D. (1900-1978) Nobel 1971
Gilbert, B. (1937-)
Gray, E. (1835-1901)

Hadamard, J (1865-1963)
Hartley, R.V.L.(1888-1970)
Heaviside, O. (1850-1925)
Heising, R.(1888-1965)
Hermite, C. (1822-1901)
Hertz, H. R. (1857-1894)
Hilbert, D. (1862-1943)
Hockman, George A.(1938-)

Kao, C. K. 高鍔(1933-) Nobel 2009
Kirchoff, G. R. (1824-1887)
Kotel'nikov, V.A. Котельников (1908-2005)
Kronecker, L. (1823-1891)

Laguerre, E. N. (1834-1886)
Landell de Moura (861-1928)
Lauer, G.J. (1925-)
Legendre, A.-M. (1752-1833)
Lissajours, Jules (1822-1880)
Lodge, O.J. (1851-1940)
Lucky, R.W. (1936-)

Maiman, T. H. (1927-2007)
Mallat, S.(-)
Marconi, G. (1874-1937) Nobel 1909
Maxwell, J. C. (1831-1879)
Metcalfe, R. (1946-)
Meucci, Antonio Guisepppe (1808-1896)
Morse, S.F.B. (1791-1872)

Nicolai N. J. (1940 -)
Nipkow, P.J.B. (1860-1940)
Nyquist, H. (1889-1976)

Pereira, A.J.
Pierce, J.R. (1910-2002)
Popov, A. S. Попов (1859-1905)

Rayleigh, John W. Strat (1842-1919)
Reeves, Sir A.H. (1902-1971)

Schmitt, Otto H.
Schouhamer Immink, K.A. (1946-)
Shannon, C. E. (1916-2001)
Strowger, A.(1839-1902)

Taylor, B. (1685-1731)
Tchebyshev, P. L. Чебышёв (1821-1894)
Townes C. H. (1915-) Nobel 1964
Tukey, J. Wilder (1915-2000)
Tyndall J. (1820-1893)

Ungerboeck, G. (1940-)

Weistein, S. (1938-)
Wiener, N. (1894-1964)
Woodland, N.J. (1921-)

Yagi H. 八木 秀次(1886-1976)

Zworykin, V.K. Зворыкин (1889-1982)



H.M. de Oliveira nasceu em Arcoverde, Pernambuco, em Maio 1959. Ele recebeu os graus de Engenheiro aos 21 anos e Mestre em Engenharia Elétrica (MEE) da Universidade Federal de Pernambuco em 1983. Ingressou no Departamento de Eletrônica e Sistemas DES-UFPE como Docente em 1983, atuando desde então na Graduação e Pós-graduação, e em 1992 recebeu o grau de *Docteur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications*, Paris, especialidade em Eletrônica e Telecomunicações. Foi professor homenageado de 40 turmas de formandos em Engenharia Elétrica/ Engenharia da Computação, e escolhido paraninfo de treze turmas de Engenheirandos 2011.1(EC); 2009.1; 2008.2 EE; 2008.2 (EC); 2008.1; 2007.1; 2006.2; 2006.1; 2005.1; 2004.2; 2004.1; 2002.1; 2001.1. Coordenou o Mestrado de Engenharia Elétrica da UFPE de 1992 a 1996. É autor dos livros textos “Análise de Sinais para Engenheiros: wavelets”, Editora Brasport, 2007, série da Soc. Bras. de Telecom., ISBN 987-85-7452-283-8 e “Análise de Fourier e Wavelets”, Editora Universitária UFPE, ISBN 978-85-7315-417-72007. Também: *Collectio Poemata in Latinum*, p.51, 2011. Interesses: Análise de Sinais (incluindo análise de Fourier, wavelets, sinais em corpos finitos, sinais biomédicos, sinais genômicos etc.), Teoria das Comunicações, Teoria da Informação aplicada (códigos corretores de erros, modulação codificada, reticulados e empacotamentos), Processamento de Sinais, Engenharia de áudio, Físico-química de Interfaces, planejamento racional de fármacos (QSAR). Dr. de Oliveira é membro da Sociedade Brasileira de Telecomunicações e escolhido editor de Área do *Journal of Communication and Information Systems* (JCIS) em 2005-2007.

SOBRE O LIVRO:

Formato: 20 × 26 cm

Mancha: paicas

Tipografia: Times

Papel: offset 75 g/m² (miolo)

Cartão supremo 200 g/m² (capa)

1^a Edição 2012

IRANILDO MENDONÇA
IMPRESSÃO E ACABAMENTO
Centro de Tecnologia e Geociências - Escola de Engenharia
CTG - Av. da Arquitetura, S/N Térreo
Cidade Universitária - Recife/PE
CEP 50740-550