Habilitação técnica em

Eletrônica

2

Eletrônica Analógica

Centro Paula Souza

Governo de São Paulo

CENTRO PAULA SOUZA DO GOVERNO DE SÃO PAULO
GOVERNO DE SÃO PAULO
CENTRO ESTADUAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA PAULA SOUZA

CENTRO PAULA SOUZA

GOVERNO DE SÃO PAULO

Eletrônica

Volume 2

FUNDAÇÃO PADRE ANCHIETA

CENTRO PAULA SOUZA

GOVERNO DE SÃO PAULO

Eletrônica

Eletrônica analógica

Luiz Fernando Teixeira Pinto

Rômulo Oliveira Albuquerque

FUNDAÇÃO PADRE ANCHIETA

2011

Fundação Padre Anchieta

Presidência
João Sayad

Vice-presidência
Ronaldo Bianchi, Fernando Vieira de Mello

DIRETORIA DE PROJETOS EDUCACIONAIS
Direção: Fernando José de Almeida
Gerência: Monica Gardelli Franco, Júlio Moreno
Coordenação Técnica: Maria Luiza Guedes
Equipe de autoria Centro Paula Souza
Coordenação geral: Ivone Marchi Lainetti Ramos
Coordenação da série Eletrônica: Jun Suzuki
Autores: Luiz Fernando Teixeira Pinto, Rômulo Oliveira Albuquerque
Revisão técnica: Luiz Tetsuharu Saito
Equipe de Edição
Coordenação geral: Carlos Tabosa Seabra, Rogério Eduardo Alves
Coordenação editorial: Luiz Marin
Edição de texto: Roberto Matajs
Secretário editorial: Antonio Mello
Revisora: Marcia Menin
Direção de arte: Bbox Design
Diagramação: LCT Tecnologia
Ilustrações: Nilson Cardoso
Pesquisa iconográfica: Completo Iconografia
Capa
Fotografia: Eduardo Pozella, Carlos Piratininga
Tratamento de imagens: Sidnei Testa
Abertura capítulos: © Lize Streeter/Dorling Kindersley/Getty Images

O Projeto Manual Técnico Centro Paula Souza – Coleção Técnica Interativa oferece aos alunos da instituição conteúdo relevante à formação técnica, à educação e à cultura nacional, sendo também sua finalidade a preservação e a divulgação desse conteúdo, respeitados os direitos de terceiros.
O material apresentado é de autoria de professores do Centro Paula Souza e resulta de experiência na docência e da pesquisa em fontes como livros, artigos, jornais, internet, bancos de dados, entre outras, com a devida autorização dos detentores dos direitos desses materiais ou contando com a permissibilidade legal, apresentando, sempre que possível, a indicação da autoria/crédito e/ou reserva de direitos de cada um deles.
Todas as obras e imagens expostas nesse trabalho são protegidas pela legislação brasileira e não podem ser reproduzidas ou utilizadas por terceiros, por qualquer meio ou processo, sem expressa autorização de seus titulares.
Agradecemos as pessoas retratadas ou que tiveram trechos de obras reproduzidas neste trabalho, bem como a seus herdeiros e representantes legais, pela colaboração e compreensão da finalidade desse projeto, contribuindo para que essa iniciativa se tornasse realidade. Adicionalmente, colocamo-nos à disposição e solicitamos a comunicação, para a devida correção, de quaisquer equívocos nessa área porventura cometidos em livros desse projeto.

O Projeto Manual Técnico Centro Paula Souza – Coleção Técnica Interativa, uma iniciativa do Governo do Estado de São Paulo, resulta de um esforço colaborativo que envolve diversas frentes de trabalho coordenadas pelo Centro Paula Souza e é editado pela Fundação Padre Anchieta.
A responsabilidade pelos conteúdos de cada um dos trabalhos/textos inseridos nesse projeto é exclusiva do autor. Respeitam-se assim os diferentes enfoques, pontos de vista e ideologias, bem como o conhecimento técnico de cada colaborador, de forma que o conteúdo exposto pode não refletir as posições do Centro Paula Souza e da Fundação Padre Anchieta.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
(Bibliotecária Silvia Marques CRB 8/7377)

P659

Pinto, Luiz Fernando Teixeira
Eletrônica: eletrônica analógica / Luiz Fernando Teixeira Pinto, Rômulo Oliveira Albuquerque (autores); Luiz Tetsuharu Saito (revisor); Jun Suzuki (coordenador). -- São Paulo: Fundação Padre Anchieta, 2011 (Coleção Técnica Interativa. Série Eletrônica, v. 2)

Manual técnico Centro Paula Souza

ISBN 978-85-8028-046-3

1. Eletrônica analógica I. Albuquerque, Rômulo Oliveira II. Saito, Luiz Tetsuharu III. Suzuki, Jun IV. Título

CDD 607

GOVERNO DE SÃO PAULO

GOVERNADOR
Geraldo Alckmin

VICE-GOVERNADOR
Guilherme Afif Domingos

SECRETÁRIO DE DESENVOLVIMENTO ECONÔMICO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
Paulo Alexandre Barbosa

Centro Paula Souza — Governo de São Paulo

Presidente do Conselho Deliberativo
Yolanda Silvestre

Diretora Superintendente
Laura Laganá

Vice-Diretor Superintendente
César Silva

Chefe de Gabinete da Superintendência
Elenice Belmonte R. de Castro

Coordenadora da Pós-Graduação, Extensão e Pesquisa
Helena Gemignani Peterossi

Coordenador do Ensino Superior de Graduação
Angelo Luiz Cortelazzo

Coordenador de Ensino Médio e Técnico
Almério Melquíades de Araújo

Coordenadora de Formação Inicial e Educação Continuada
Clara Maria de Souza Magalhães

Coordenador de Desenvolvimento e Planejamento
João Carlos Paschoal Freitas

Coordenador de Infraestrutura
Rubens Goldman

Coordenador de Gestão Administrativa e Financeira
Armando Natal Maurício

Coordenador de Recursos Humanos
Elio Lourenço Bolzani

Assessora de Comunicação
Gleise Santa Clara

Procurador Jurídico Chefe
Benedito Libério Bergamo

Apresentação

Em cursos anteriores, abordamos os temas circuitos elétricos em corrente contínua e em corrente alternada. Vimos que a montagem de um circuito elétrico é feita interligando, com fios, componentes passivos diversos. Nos circuitos elétricos, os dispositivos que controlam o fluxo da corrente costumam ser mecânicos, tais como chaves, potenciômetros e outros.

Em um circuito eletrônico, mesmo tendo alguns componentes mecânicos, o fluxo de corrente é, em geral, controlado por outros dispositivos, chamados de ativos, interligados em uma placa. Em eletrônica, em vez de usar apenas componentes mecânicos no circuito para controlar o fluxo de corrente, são utilizados também dispositivos eletrônicos, isto é, podemos dizer que a eletricidade controla a eletricidade. Essa é a principal diferença entre circuito elétrico e circuito eletrônico.

A eletrônica é fundamentada em dispositivos semicondutores, ou seja, componentes feitos de um material denominado semicondutor, que apresenta características totalmente distintas dos materiais condutores metálicos e dos isolantes. A partir da decada de 1950, a utilização dos dispositivos eletrônicos semicondutores provocou mudanças significativas na sociedade, pois possibilitou a montagem de aparelhos eletrônicos com aplicações em ramos de atividade industrial, comercial e residencial, entre outros.

O avanço em pesquisa e desenvolvimento de dispositivos semicondutores possibilitou o surgimento de empresas especializadas em eletrônica, conhecidas, em conjunto, como indústria eletrônica. Essas empresas começaram a produzir bens de consumo eletrônicos, como aparelhos de rádio e televisão, telefones e computadores. Também modificaram significativamente os meios de comunicação, sobretudo com a criação do satélite e, mais tarde, da internet. Há 50 anos um acontecimento local levava horas para ser difundido e chegar ao conhecimento de outras pessoas de comunidades distantes. Hoje sua transmissão é praticamente instantânea ou com atraso de poucos segundos, e tudo isso graças à pesquisa e ao desenvolvimento de dispositivos semicondutores e outros componentes da indústria eletrônica.

Bons estudos!

Os autores

Sumário

17 Capítulo 1
Instrumentos

1.1 Osciloscópio analógico 18
1.2 Composição de movimentos 22
1.3 Tensão dente de serra 23
1.4 Osciloscópio padrão 24
1.5 Medição de tensão contínua. 28
1.6 Medição de tensão alternada 29
1.7 Gerador de funções 30
1.7.1 Ciclo de trabalho. 30
1.8 *Offset* de tensão 32
1.9 Multímetro 32
1.9.1 Instrumentos True RMS 33

35 Capítulo 2
Semicondutores

2.1 Classificação dos materiais. 36
2.2 Semicondutor intrínseco 36
2.3 Semicondutor extrínseco. 39
2.3.1 Semicondutor tipo N 40
2.3.2 Semicondutor tipo P 41
2.4 Junção PN 42
2.4.1 Junção PN com polarização reversa 43
2.4.2 Junção PN com polarização direta. 43
2.5 Diodo de junção. 45
2.5.1 Curva característica do diodo 45
2.5.2 Diodo polarizado diretamente 47
2.5.3 Diodo polarizado reversamente 48
2.5.4 Modelos (circuitos equivalentes) para diodo 48
2.5.5 Análise gráfica. 52
2.5.6 Teste de diodos 53
2.6 Diodo varicap 54
2.7 Diodo Schottky 56

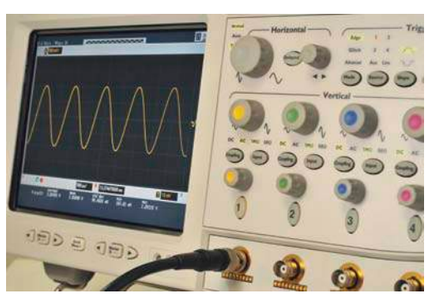
59 Capítulo 3
Aplicações de diodos semicondutores

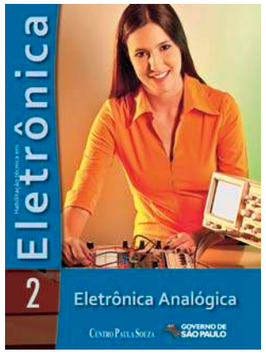
3.1 Retificador de meia onda 60
3.2 Retificador de meia onda com filtro capacitivo. . 63
3.3 Retificador de onda completa 65
3.3.1 Retificador de onda completa com *center tap* 65
3.3.2 Retificador de onda completa em ponte. . 68
3.4 Retificador de onda completa com filtro capacitivo 70
3.5 Ponte retificadora como componente. 71
3.6 Dobrador de meia onda. 72
3.7 Grampeador de tensão 73
3.8 Limitadores. 73
3.9 Diodo Zener. 75

81 Capítulo 4
Transistores bipolares

4.1 Construção básica e princípio de funcionamento 82
4.1.1 Funcionamento 83
4.2 Operação do transistor 84

VILAX/SHUTTERSTOCK


GORDON HEELEY/SHUTTERSTOCK



Capa: Thais Alves de Godoy, aluna do Centro Paula Souza
Foto: Eduardo Pozella e Carlos Piratininga

VILAX/SHUTTERSTOCK

Sumário

4.3 Curvas características de coletor 87
4.4 Regiões de operação: reta de carga. 88
4.5 Potência dissipada: dissipadores. 92
4.6 Conexão Darlington. 93
4.7 Teste de transistores 94
4.8 Leitura dos códigos em semicondutores. 95
4.8.1 Pro-Electron 96
4.8.2 Joint Electron Device Engineering Council (Jedec) 97
4.8.3 Japanese Industrial Standard (JIS) 97
4.8.4 Outras formas de especificação. 98
4.9 Circuitos de polarização. 100
4.9.1 Polarização por corrente de base constante. 100
4.9.2 Polarização por divisor de tensão na base 101
4.10 Reguladores de tensão 104
4.10.1 Regulador de tensão em série 104
4.10.2 Reguladores integrados de três terminais 105

111 Capítulo 5
Amplificadores
5.1 Capacitores de acoplamento 112
5.2 Capacitores de desacoplamento 113
5.3 Amplificador emissor comum de pequenos sinais 114
5.3.1 Modelo simplificado do transistor em baixas frequências. 115
5.4 Análise de amplificadores. 116
5.4.1 Circuito equivalente CC de um amplificador emissor comum 116
5.4.2 Circuito equivalente CA de um amplificador emissor comum para pequenos sinais 117
5.4.3 Amplificador EC com realimentação parcial 124
5.4.4 Mais sobre amplificador EC com resistência de fonte e carga 127
5.5 Amplificador coletor comum. 128
5.6 Amplificadores de potência 131
5.6.1 Amplificador classe A. 132
5.6.2 Amplificador classe B 132
5.6.3 Amplificador classe AB. 134
5.6.4 Amplificador classe C. 135
5.6.5 Amplificador classe D 136

139 Capítulo 6
Transistor efeito de campo
6.1 Transistor efeito de campo de junção 140
6.1.1 Curvas características de dreno. 143
6.1.2 Curva característica de transferência . . . 144
6.1.3 Transcondutância 145
6.1.4 O princípio de funcionamento como amplificador. 146
6.1.5 Polarização do JFET 148
6.1.6 Amplificador de pequenos sinais 155

WIKEMEDIA.ORG

DMITRY ELIUSEEV/SHUTTERSTOCK

Sumário

6.2 Transistor MOSFET 156
6.2.1 Funcionamento do MOSFET tipo crescimento 157
6.2.2 Funcionamento do MOSFET tipo depleção 161
6.2.3 Polarização e amplificador 163
6.2.4 Inversor CMOS 163
6.2.5 MOSFET de potência. 164

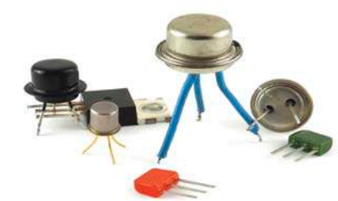
167 Capítulo 7
Amplificadores diferenciais e operacionais
7.1 Amplificador diferencial 168
7.1.1 Amplificador diferencial com fonte de corrente simples. 171
7.1.2 Amplificador diferencial com realimentação 173
7.2 Amplificador operacional integrado. 176
7.2.1 Amplificadores básicos 179
7.2.2 Características de um amplificador operacional real 192
7.2.3 Erros de *offset* 197
7.2.4 Aplicações lineares 200
7.2.5 Aplicações não lineares 231

245 Capítulo 8
Temporizador 555
8.1 Circuito integrado 555 como monoestável. . . . 249
8.1.1 Aplicações do monoestável 251
8.1.2 Cadeia de monoestáveis. 254
8.2 Circuito integrado 555 como astável. 255
8.3 Circuito integrado 555 como biestável 259

261 Capítulo 9
Transistor unijunção
9.1 Oscilador de relaxação. 264
9.2 Gerador de dente de serra 265

269 Capítulo 10
Tiristores
10.1 SCR 270
10.1.1 Modos de operação 271
10.1.2 SCRs comerciais 273
10.1.3 Teste do SCR 274
10.1.4 Disparo por CC e carga CC. 275
10.1.5 Disparo por CC com carga CA 277
10.1.6 Disparo CA com carga CA 278
10.1.7 Retificador de onda completa controlado. 280
10.1.8 Circuitos de disparo em CA. 283
10.1.9 Disparo por pulso 285
10.1.10 Transformador de pulsos 286
10.2 DIAC. 288
10.2.1 DIACs comerciais. 289
10.3 TRIAC. 289
10.3.1 Modos de operação 290
10.3.2 TRIACs comerciais. 292

BRAGIN AXELEY/SHUTTERSTOCK


SERGEI DEVYATKIN/SHUTTERSTOCK

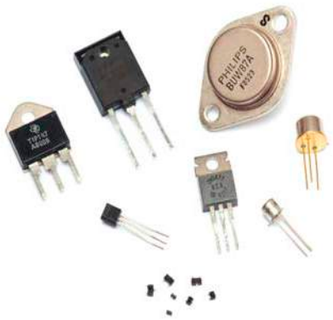
Sumário

10.4 Aplicações do DIAC e do TRIAC 292
10.4.1 Chave estática CA assíncrona 292
10.4.2 Chave estática CA síncrona 293
10.4.3 Controlador de luminosidade – *dimmer* 294
10.4.4 Luz automática 295
10.5 PUT 295
10.6 Circuito integrado TCA 785 298
10.7 IGBT 300
10.7.1 Corrente de cauda 302
10.7.2 Diodo em antiparalelo 302
10.7.3 IGBT ligado em paralelo 303

305 Capítulo 11
Optoeletrônica

11.1 Sensores 307
11.1.1 Fotorresistor 307
11.1.2 Fotodiodo 308
11.1.3 Fototransistor 310
11.1.4 Célula solar 311
11.2 Emissores 313
11.3 Acoplador óptico 314
11.4 Interruptor óptico. 318
11.5 Refletor óptico 318

321 Referências bibliográficas



DAVID J. GREEN - ELECTRICAL/ALAMY/OTHER IMAGES

Capítulo 1

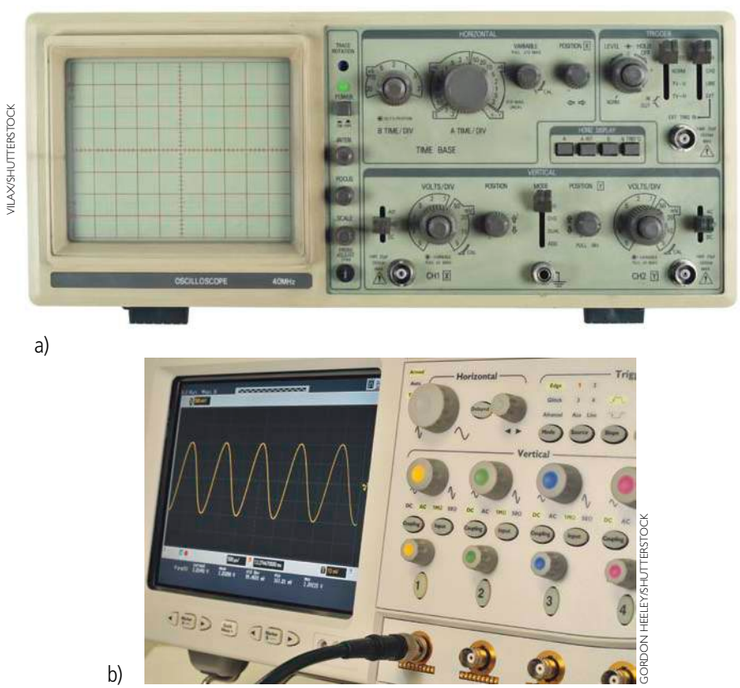
Instrumentos

Neste capítulo, apresentaremos uma breve introdução sobre três instrumentos frequentemente utilizados nos cursos de eletrônica e na indústria: o osciloscópio, o gerador de funções e o multímetro. O primeiro é empregado para observar e medir as formas de onda de tensão; o segundo, para gerar diversas formas de onda de tensão; e o terceiro, de uso mais comum, para medir tensão, corrente e resistência, entre outras funções.

1.1 Osciloscópio analógico

O osciloscópio é um instrumento utilizado para visualizar a forma de onda dos sinais, possibilitando análises qualitativa e quantitativa dos componentes eletrônicos que geram as diversas formas de onda (figura 1.1).

Figura 1.1
(a) Osciloscópio analógico e (b) osciloscópio digital.



a)

b)

VILAX/SHUTTERSTOCK

GORDON HEELEY/SHUTTERSTOCK

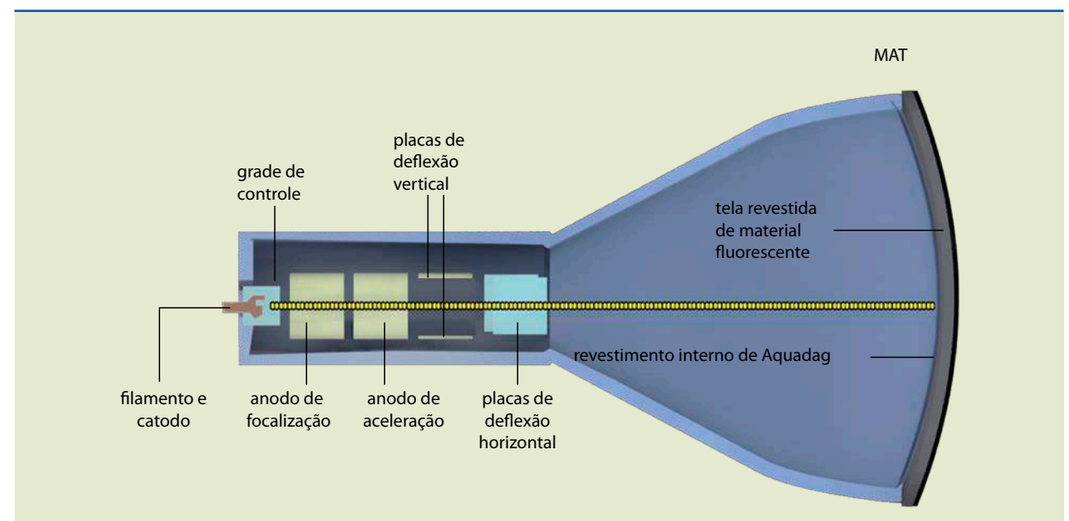
Existem diferentes modelos de osciloscópios. Vamos conhecer alguns de seus componentes e as respectivas funções. Os modelos mais simples são dotados de um tubo de raios catódicos (TRC) com uma tela transparente revestida de material fluorescente. Quando o feixe de elétrons incide em sua superfície, deixa uma impressão (um ponto luminoso) visível na parte externa da tela do tubo. A trajetória do feixe de elétrons pode ser alterada antes de atingir a tela fluorescente. O desvio ocorre em decorrência das tensões aplicadas entre placas colocadas horizontal e verticalmente, permitindo que a forma de onda seja visualizada.

O material empregado para cobrir a tela do TRC é chamado de fósforo. Existem vários tipos de fósforo, um para cada aplicação. Por exemplo, o P1 é usado para observação visual de fenômenos de média velocidade e tem persistência de cerca de 15 ms depois de o feixe ser removido. Já o P7 é utilizado para observação de fenômenos lentos, com persistência de cerca de 10 s, ideal para uso em equipamentos de monitoração de pacientes em hospitais. O grande inconveniente é que a tela pode ser danificada caso o feixe de elétrons seja mantido em um mesmo ponto por muito tempo.

Ao redor do TRC existe uma blindagem magnética feita de uma liga especial de aço. Sua função é inibir a ação de campos magnéticos externos que possam distorcer o feixe de elétrons. É importante ressaltar que a deflexão do feixe de elétrons (desvio) pode ser efetuada com a aplicação de um campo elétrico por meio de placas ou um campo magnético gerado por bobinas indutoras. No caso do osciloscópio, a deflexão é eletrostática, ou seja, dá-se através de placas, pois bobinas são adequadas somente em baixas frequências. Por exemplo, nos tubos de TV, a frequência é da ordem de 15 kHz, enquanto, no osciloscópio, atinge centenas de MHz.

A figura 1.2 é uma representação esquemática do TRC e seus principais eletrodos de controle do feixe de elétrons.

Figura 1.2
Estrutura simplificada de um tubo de raios catódicos.



MAT (muito alta tensão) – É uma tensão aplicada na superfície do Aquadag. O circuito é fechado por meio dela.

Catodo – Fonte de emissão do feixe de elétrons. Consiste em um pequeno cilindro coberto por uma camada de material (óxido de terras raras) que emite elétrons ao ser aquecido.

Filamento – Está localizado no interior do catodo, mas isolado dele. Ao ser submetido a uma tensão, o filamento se aquece e emite calor. O catodo, por estar próximo, também se aquece, provocando a emissão do feixe de elétrons.

Grade de controle – Permite aumentar ou diminuir o fluxo de elétrons do catodo para o anodo.

Anodo de focalização – Eletrodo que funciona como uma lente, direcionando o feixe para a tela.

Anodo de aceleração – Ligado a uma tensão positiva, esse eletrodo tem a função de acelerar os elétrons em direção à tela, para que adquiram energia suficiente para produzir um ponto e gerar a fluorescência.

Placas de deflexão vertical (PDV) – Nelas é aplicada a tensão do sinal que se deseja ver na tela. O movimento do feixe de elétrons na vertical depende da polaridade e intensidade da tensão.

Placas de deflexão horizontal (PDH) – Nelas é aplicada a tensão dente de serra. A finalidade dessas placas é manter constante a velocidade do feixe de elétrons e possibilitar que ele se desloque da esquerda para a direita na tela.

Aquadag – Material condutor à base de grafite que tem a função de coletar os elétrons emitidos pelos átomos da tela de fósforo (emissão secundária, que ocorre depois de os elétrons provenientes do catodo atingirem a tela).

Uma tensão aplicada entre as PDV provocará um movimento do feixe na vertical. A figura 1.3 mostra as PDV submetidas a várias condições de tensão, inclusive tensão nula.

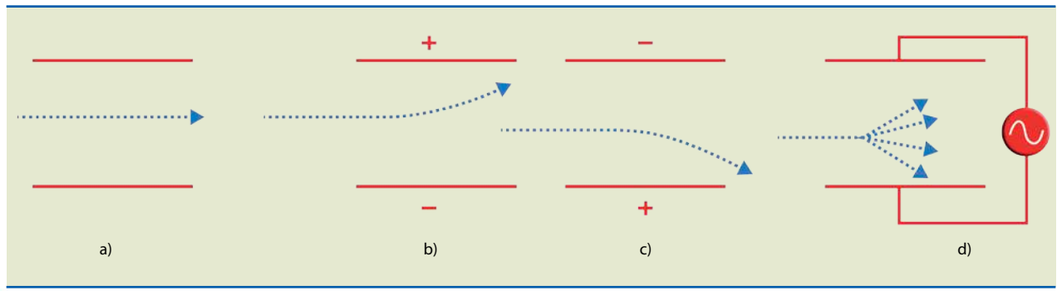


Figura 1.3
PDV submetidas a tensões contínuas e alternada: (a) tensão nula, (b) placa superior positiva, (c) placa superior negativa e (d) tensão senoidal entre as placas.

Se for aplicada uma tensão senoidal de frequência suficientemente alta entre as placas verticais, o ponto se deslocará rapidamente de baixo para cima e, por causa da rapidez do movimento e da persistência da luminosidade na tela, será visualizada uma linha contínua na vertical.

A figura 1.4 apresenta as imagens observadas na tela frontal em quatro situações: quando a tensão aplicada nas PDV é nula, quando a placa superior é positiva, quando a placa superior é negativa e com a tensão senoidal de frequência suficientemente alta. É importante notar que o tamanho do traço está relacionado à amplitude da tensão: quanto maior a tensão, maior o tamanho do traço na vertical. Portanto, é possível medir o valor da tensão.

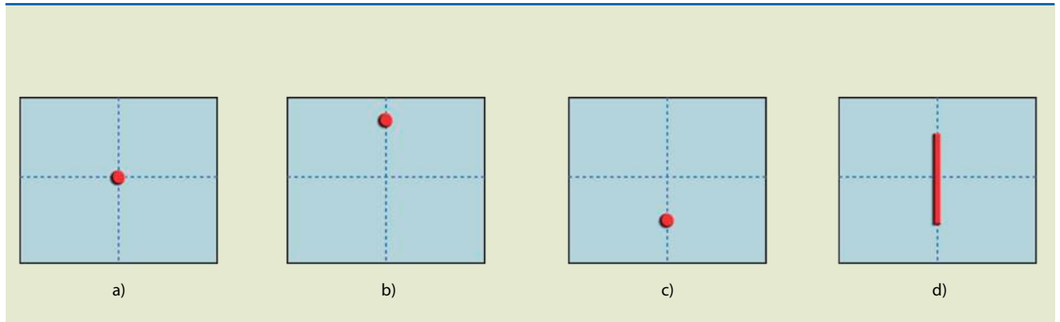


Figura 1.4
Vista frontal da tela do osciloscópio: (a) tensão nula entre as PDV, (b) placa superior positiva, (c) placa superior negativa e (d) tensão senoidal.

O mesmo raciocínio utilizado na análise das PDV vale para as PDH, isto é, aplicando uma tensão entre essas placas, o feixe se deslocará na horizontal. A figura 1.5 mostra as placas vistas de cima e de frente.

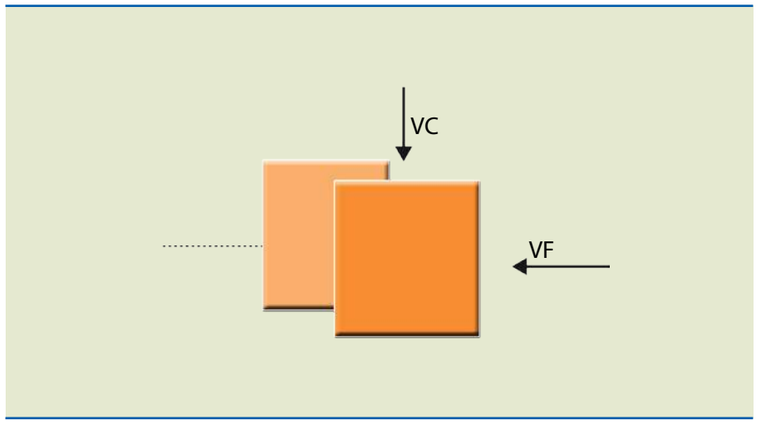


Figura 1.5
Vista de cima (VC) e vista frontal (VF) das PDH.

Na figura 1.6, observam-se as várias trajetórias dos feixes (imagens superiores) e as possibilidades para a tensão aplicada nas PDH (imagens inferiores).

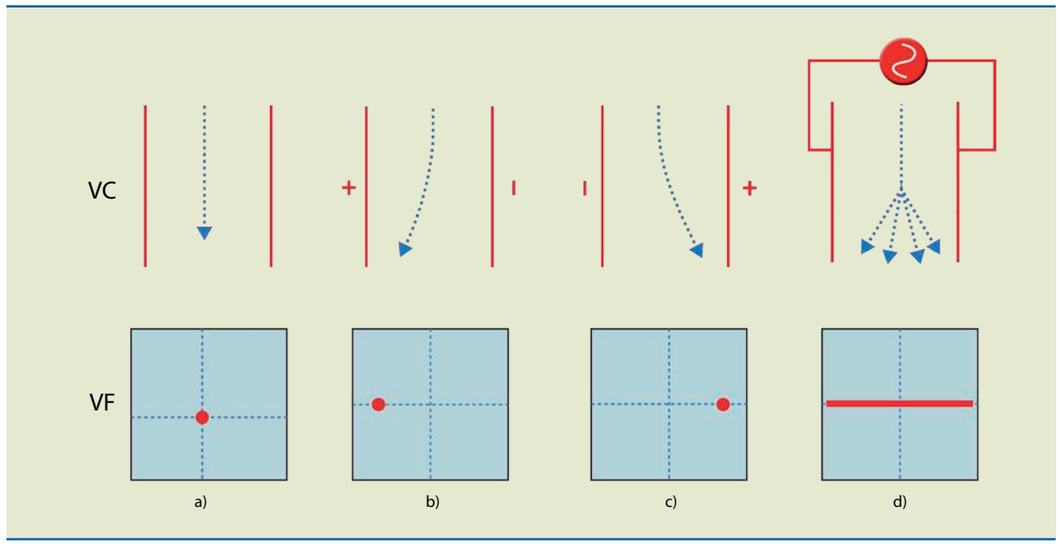
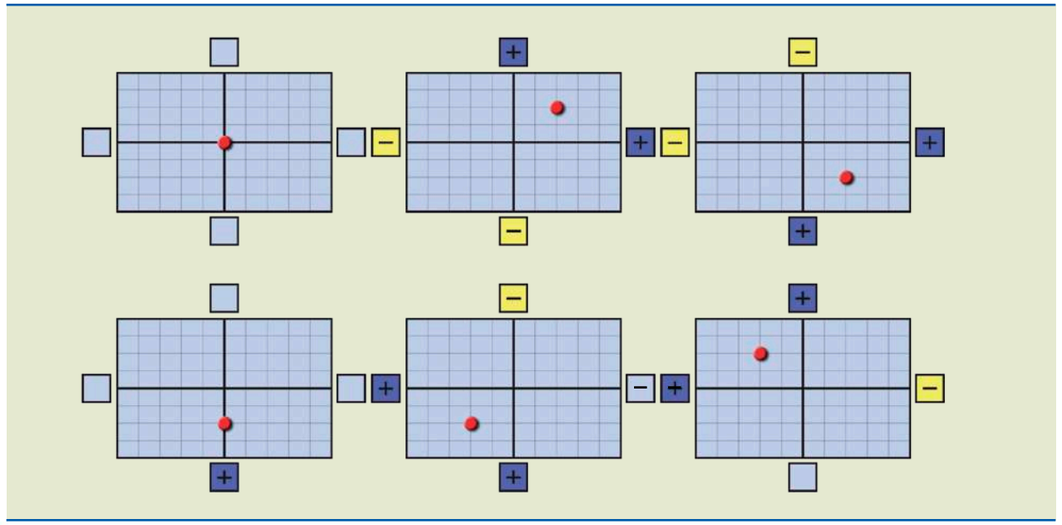


Figura 1.6
Vista de cima e vista frontal quando as PDH são submetidas a tensões contínuas e alternadas: (a) tensão nula, (b) placa esquerda positiva, (c) placa esquerda negativa e (d) tensão senoidal.

Figura 1.7
Tela frontal mostrando o ponto de incidência do feixe de elétrons para diferentes combinações de tensões aplicadas nas PDV e PDH.

1.2 Composição de movimentos

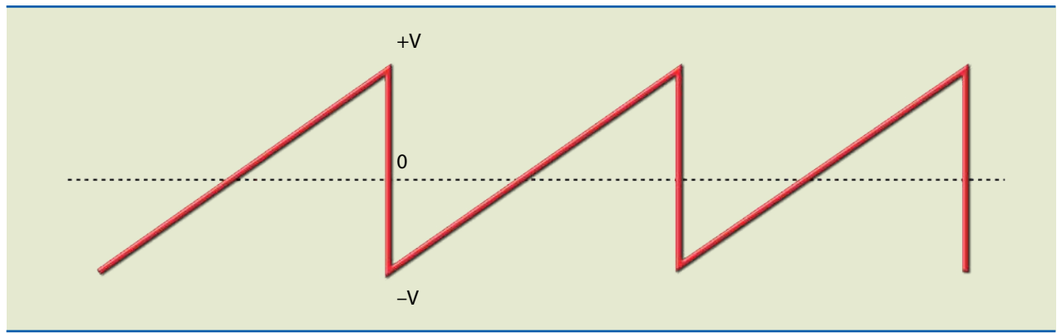
Se for aplicada tensão ao mesmo tempo nas PDV e PDH, haverá uma composição de movimentos. Como resultado, o feixe de elétrons se deslocará de acordo com a intensidade e polaridade das tensões aplicadas, como exemplificado na figura 1.7.



1.3 Tensão dente de serra

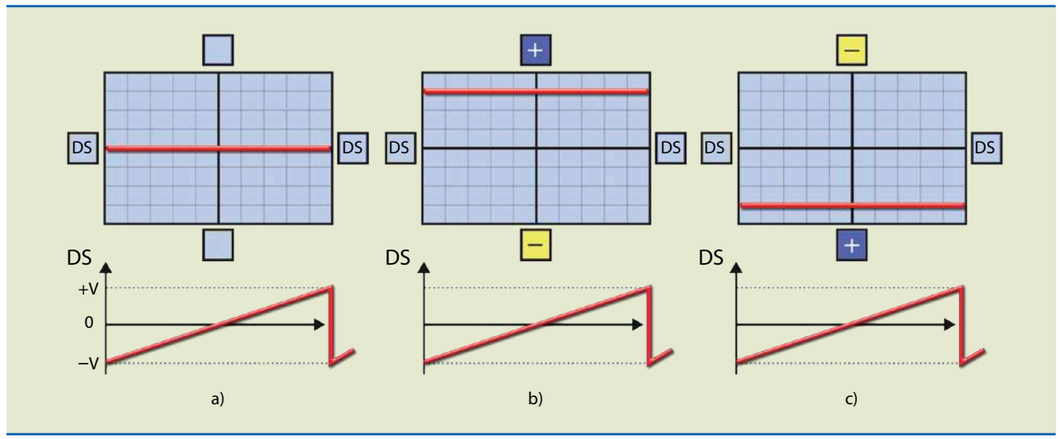
Uma tensão dente de serra (DS), indicada na figura 1.8, cresce linearmente com o tempo, sendo usada como base de tempo para deslocar linearmente o feixe de elétrons na horizontal.

Figura 1.8
Tensão dente de serra (DS).



Caso seja aplicada entre as PDH uma tensão dente de serra de frequência suficientemente alta, aparecerá, por causa da persistência do material químico depositado na superfície da tela, uma linha contínua na horizontal. Se a tensão entre as PDV for nula, o feixe estará centralizado (figura 1.9a). Caso a placa superior seja positiva em relação à inferior, o feixe será atraído para cima (figura 1.9b). Se a placa superior for negativa em relação à inferior, o feixe se deslocará para baixo (figura 1.9c).

Figura 1.9
Tela frontal com tensão dente de serra aplicada nas PDH: (a) tensão nula nas PDV, (b) tensão positiva nas PDV e (c) tensão negativa nas PDV.



Se um osciloscópio estiver calibrado, é possível medir a tensão observando o deslocamento do feixe na tela. Levemos em conta os exemplos da figura 1.9. Supondo que o **ganho** esteja calibrado em 2 V/divisão, no primeiro caso, sem tensão (referência 0 V), o traço permanecerá no meio. No segundo exemplo, como o feixe subiu três divisões, a tensão medida é 2 (V/div) · 3(div) = 6 V (em relação à referência adotada). No terceiro caso, adotando a mesma referência, como o deslocamento foi três divisões para baixo, o valor é o mesmo, mas negativo: –6 V.

Ganho, no caso do osciloscópio, refere-se à amplitude do sinal visto na tela.

Se fosse aplicada uma tensão quadrada (+6 V/–6 V) de mesma frequência do dente de serra, o que seria observado na tela do osciloscópio? E se o dente de serra tivesse a frequência reduzida pela metade? As figuras 1.10a e 1.10b mostram essas possibilidades.

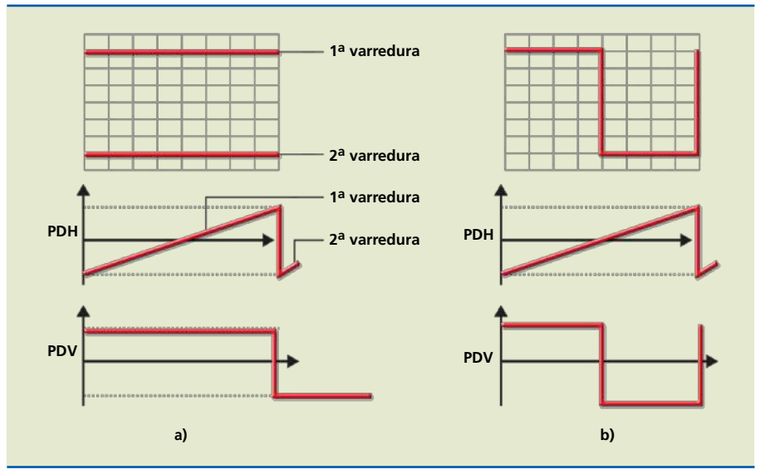


Figura 1.10
Tensão dente de serra aplicada nas PDH com (a) tensão quadrada de mesma frequência nas PDV e (b) tensão quadrada de frequência duas vezes maior nas PDV.

Podemos concluir que, para visualizar determinada forma de onda na tela do osciloscópio, a frequência da forma de onda deve ser maior que a do dente de serra. Na prática, para isso, ajustamos a frequência do dente de serra (base de tempo) até aparecer na tela mais de um ciclo da forma de onda.

1.4 Osciloscópio padrão

Vamos conhecer outras particularidades do osciloscópio analógico padrão. Esse equipamento apresenta, na maioria das vezes, um painel frontal semelhante ao da figura 1.11 (osciloscópio de dois canais); a posição dos botões no painel de controle pode ser diferente, dependendo do fabricante. Antes de tudo, é preciso saber identificar as funções dos botões no painel de controle frontal e como se estabiliza a imagem da forma de onda na tela.

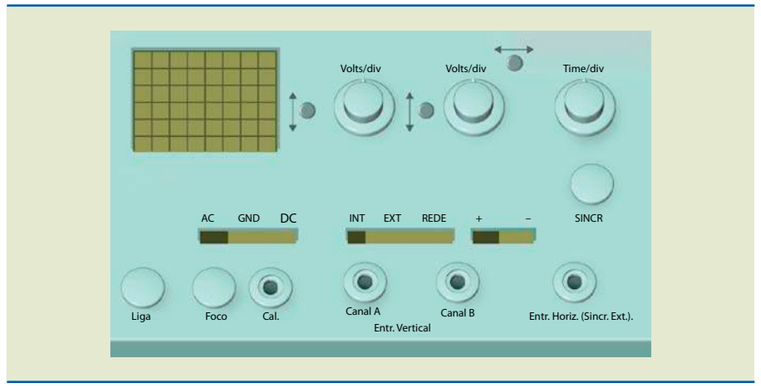


Figura 1.11
Tela frontal do osciloscópio analógico padrão.

Os principais controles do osciloscópio são:

Chave Liga – Liga/desliga o osciloscópio e possibilita o ajuste de intensidade de brilho.

Chave AC/GND/DC – Na posição AC, insere internamente um capacitor, impedindo a passagem de tensões contínuas; deve ser usada para medir a ondulação (*ripple*) de uma tensão. Na posição GND, aterra o amplificador vertical, estabelecendo o zero de referência. Na posição DC, deixa passar o sinal e a componente contínua deve ser utilizada quando se deseja observar um sinal de valor médio. A figura 1.12 mostra as três condições.

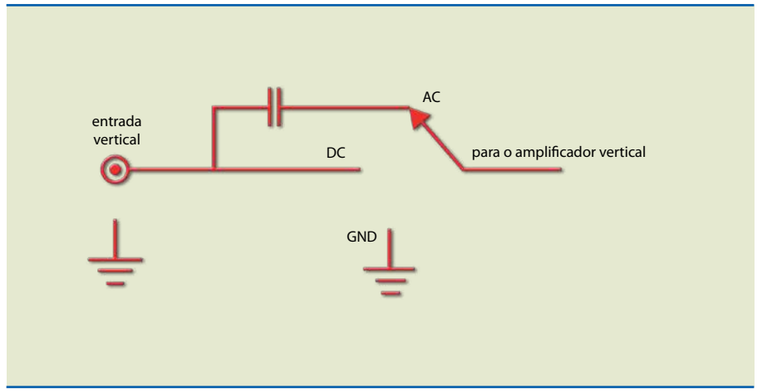


Figura 1.12
Chave seletora de entrada.

Volts/div – Permite alterar a sensibilidade na vertical, associando cada divisão na vertical a um valor em volts. Por exemplo, 1 V/div significa que, se o sinal ocupar uma divisão, é porque a tensão aplicada entre as placas verticais é 1 V.

Controle de posição vertical (Y pos) – Desloca o traço na vertical.

Controle de posição horizontal (X pos) – Desloca o feixe horizontalmente.

Time/div – Varredura ou base de tempo. Gradua, em segundos, cada divisão da tela na horizontal. Essencialmente, muda a frequência do dente de serra. Por exemplo, o valor 1 ms/div significa que, se um ciclo do sinal ocupar uma divisão na horizontal, seu período será de 1 ms.

Chave INT/EXT/REDE – Na posição INT, permite a utilização do sincronismo interno. Na posição EXT, dá acesso à entrada de sincronismo externo. Na posição REDE, sincroniza a varredura com a rede elétrica.

Chave +/– – Permite selecionar a polaridade de sincronismo da forma de onda na tela.

Nível de sincronismo (SINCR) – Permite o ajuste de sincronismo, ou seja, dá estabilidade para a forma de onda, mantendo a onda parada na tela.

Cal. – Saída de um sinal (onda quadrada) interno de frequência e amplitudes definidas (em geral 1 V_{PP}/1 kHz); é utilizado para calibração (figura 1.13).

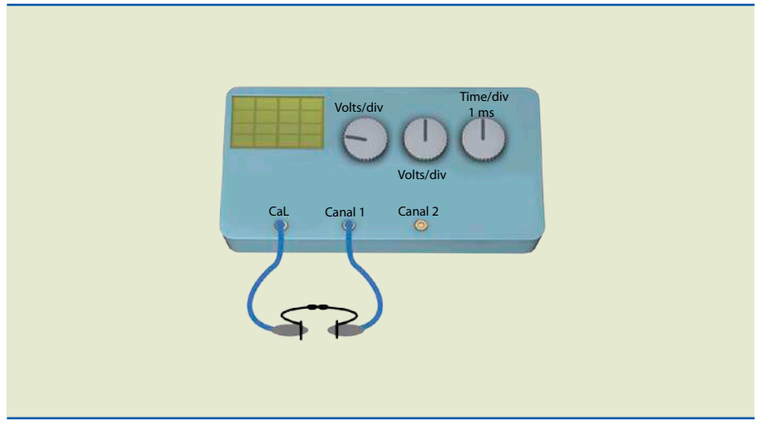


Figura 1.13
Saída calibrada, ligada ao canal 1.

Na figura 1.13, a saída calibrada está ligada ao canal 1 por pontas de prova, pelas quais o osciloscópio recebe a informação do meio exterior (o sinal). As pontas podem ser atenuadas ou não. Ponta atenuada significa que um sinal de 10 V_{PP} é dividido por 10 e, portanto, efetivamente o osciloscópio recebe 1 V_{PP}. Então, ao ler esse valor na tela do osciloscópio, é necessário multiplicá-lo por 10. Na ponta de prova sem atenuação, o valor que aparece na tela é igual ao valor medido.

As pontas de prova com atenuação possuem uma chave que pode estar na posição x1 ou x10. Além disso, existe outro ajuste na ponta de prova, que é o capacitor de compensação, explicado a seguir.

É muito comum o uso apenas do múltiplo da unidade nos casos em que ela está claramente subentendida (nesse caso, o ohm). A intenção do emprego neste livro é proporcionar ao leitor uma visão ampla do que se encontra na prática.

De maneira geral, o circuito da figura 1.14a representa a ponta de prova com a impedância de entrada (R_2) do osciloscópio (que normalmente é **1 M** –MΩ) e a resistência de atenuação (R_1, que vale 9 M se a impedância de entrada for 1 M). C_2 representa a capacitância parasitária, que é decorrente da fiação.

Na figura 1.14b observa-se o circuito com compensação. Sem nenhuma compensação, a forma de uma onda quadrada apresenta uma distorção que pode ocorrer por sobretensão (*overshoot*) ou subtensão (*undershoot*). A compensação é feita por um capacitor variável colocado na ponta de prova para que resulte em uma forma de onda perfeitamente quadrada. A figura 1.14c representa as formas de onda.

Para que a compensação resulte em uma forma de onda quadrada perfeita na tela do osciloscópio, a relação entre os componentes da figura 1.14b é dada por:

$$C_1 = \frac{R_2}{R_1} \cdot C_2 \quad (1.1)$$

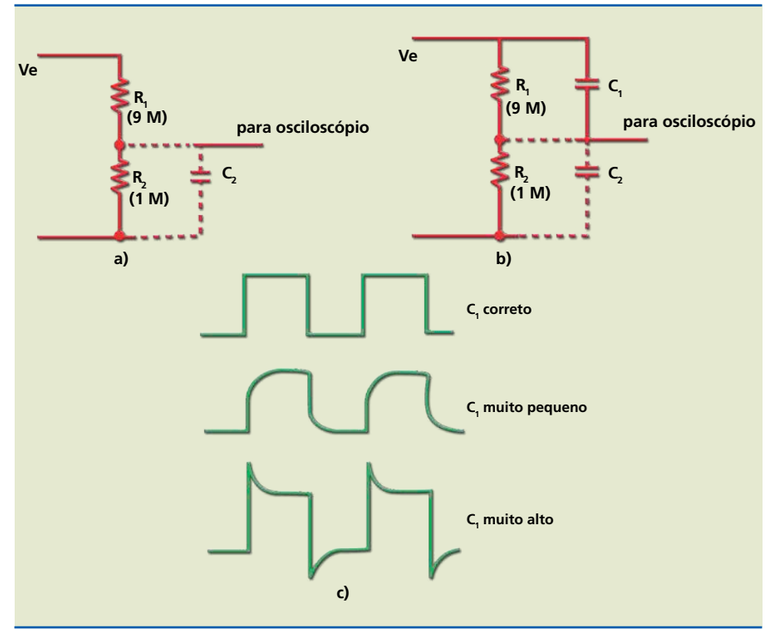
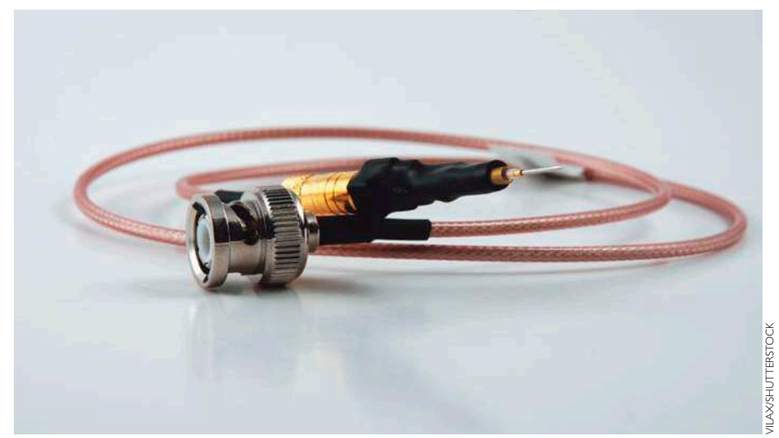


Figura 1.14
Circuito de entrada do osciloscópio: (a) sem capacitor de compensação, (b) com capacitor de compensação e (c) formas de onda com compensação e sem compensação. Os valores das resistências estão em megaohm.

A figura 1.15 mostra o aspecto de uma ponta de prova.



VILAX/SHUTTERSTOCK

Figura 1.15
Ponta de prova.

Entradas verticais – Conectores que permitem entrar com um sinal no amplificador vertical antes de ser aplicado nas PDV. No caso de osciloscópio duplo canal, são duas entradas. Por exemplo, ligando o sinal calibrado (1 V_{PP}/1 kHz) ao canal 1 e ajustando Volts/div = 1 V/div e Time/div = 1 ms/div, aparecerá na tela do osciloscópio a forma de onda da figura 1.16a. Caso os ajustes sejam Volts/div = 0,5 V/div e Time/div = 0,5 ms/div, a mesma onda quadrada aparecerá como na

figura 1.16b. Na figura 1.16c, os ajustes considerados foram Volts/div = 0,2 V/div e Time/div = 0,2 ms/div.

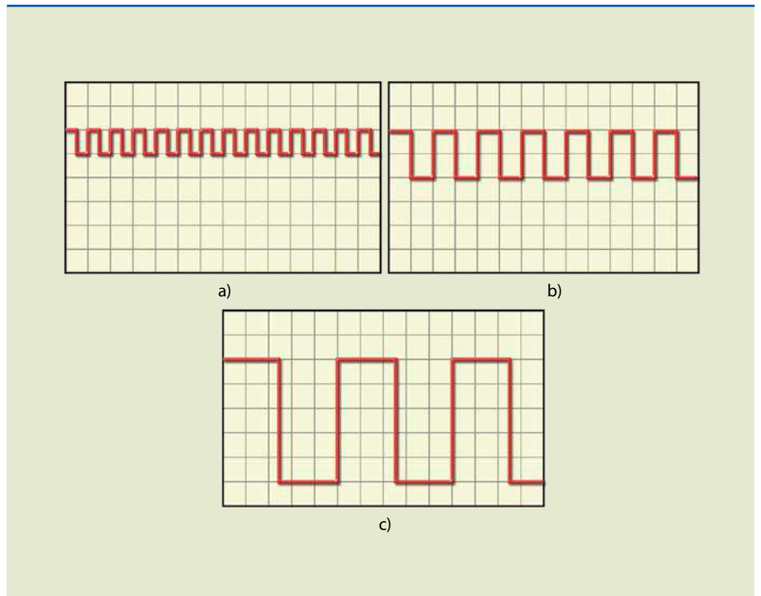


Figura 1.16
Sinal quadrado de 1 Vpp / 1 kHz:
(a) 1 V/div e 1 ms/div,
(b) 0,5 V/div e 0,5 ms/div e
(c) 0,2 V/div e 0,2 ms/div.

Qual das três imagens é mais adequada para visualização? Com certeza a da tela representada na figura 1.16c, pois apresenta mais precisão. Portanto, as escolhas do ganho vertical e da base de tempo são dois fatores importantes para boa visualização da imagem.

1.5 Medição de tensão contínua

Uma tensão contínua aparece na tela do osciloscópio como uma linha contínua. Para medir seu valor, conta-se na tela o número de divisões, a partir da referência zero, e multiplica-se esse número por volts/divisão:

$$\text{medida} = \text{n}^{\circ}\ \text{de divisões} \cdot \frac{\text{volts}}{\text{divisão}}$$

Para realizar a medição, deve-se obter a linha contínua ajustando a base de tempo em 1 ms/div, manter a entrada em GND e deslocar o traço para uma posição adequada – na primeira linha, por exemplo.

Escolha um ganho vertical compatível com o valor a ser medido. Em geral, a tela tem oito divisões. Portanto, a máxima tensão que pode ser medida se o ganho vertical for 1 V/div será 8 V; qualquer valor acima de 8 V fará com que o traço saia da tela (levando em conta que o zero está na primeira linha). Evite utilizar um valor muito pequeno, pois fica difícil ler o número de divisões.

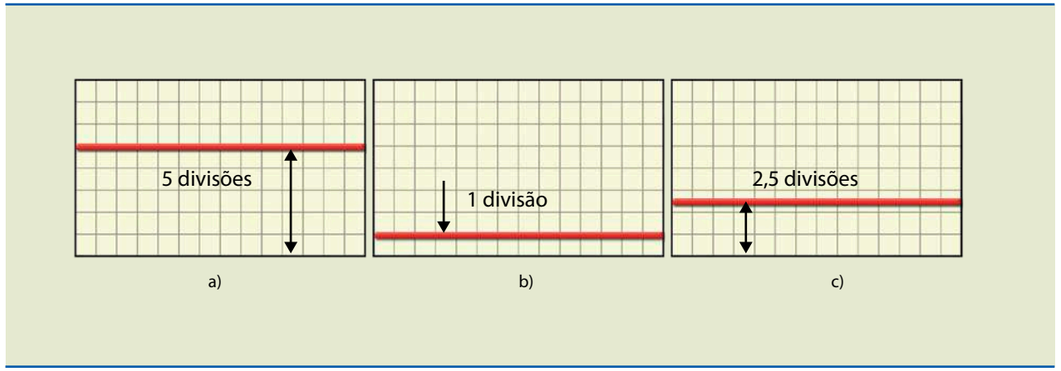


Figura 1.17
Medindo 5 V:
(a) 5 V/div,
(b) 1 V/div e
(c) 2,5 V/div.

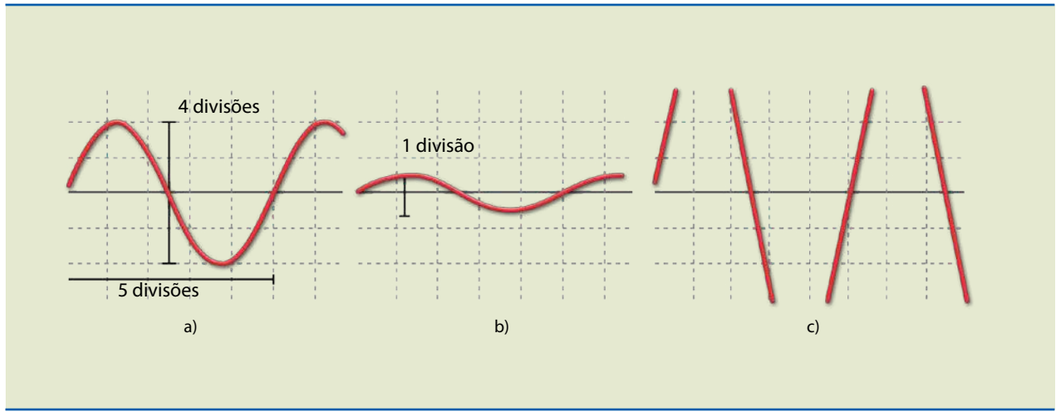
De acordo com a figura 1.17, para obter a máxima precisão, deve-se escolher o menor V/div possível que permita o surgimento do traço na tela (figura 1.17a).

1.6 Medição de tensão alternada

A tensão alternada apresenta duas variáveis básicas que podem ser mensuradas: a tensão de pico a pico e o período.

O procedimento para medir a tensão alternada é semelhante ao utilizado para medir a tensão contínua, ou seja, escolher adequadamente o ganho vertical (V/div) e a base de tempo (ms/div). A figura 1.18 mostra uma tensão senoidal de 10 V_P (20 V_{PP}) e frequência de 1 kHz para diferentes ajustes do ganho vertical. Em todos os casos a base de tempo está fixada em 0,2 ms/div e o ganho vertical varia em 5 V/div (figura 1.18a), 20 V/div (figura 1.18b) e 2 V/div (figura 1.18c). Claramente o melhor ajuste do ganho vertical é o primeiro, em que o sinal ocupa a maior parte da tela sem perder informação.

Figura 1.18
Três representações medindo uma tensão senoidal de 20 V_{PP}/1 kHz com ganho vertical ajustado em: (a) 5 V/div, (b) 20 V/div e (c) 2 V/div.



Para a medida do período, ou seja, o inverso da frequência, a escolha da base de tempo é fundamental. Na figura 1.19, em todos os casos o ganho vertical está fixado em 5 V/div e a base de tempo varia em 0,2 ms/div, 2 ms/div e 50 µs/div.

Observe que a figura 1.19a permite melhor visualização para efetuar medidas de tempo e tensão.

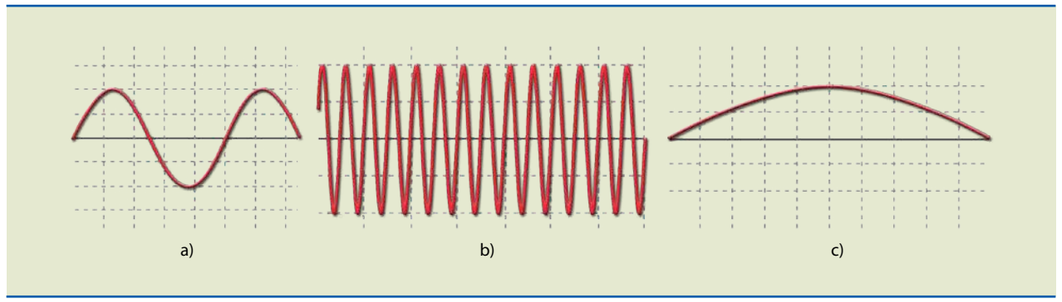


Figura 1.19
Três representações medindo período de senoide de 1 kHz com ganho horizontal ajustado em: (a) 0,2 ms/div, (b) 2 ms/div e (c) 50 μs/div.

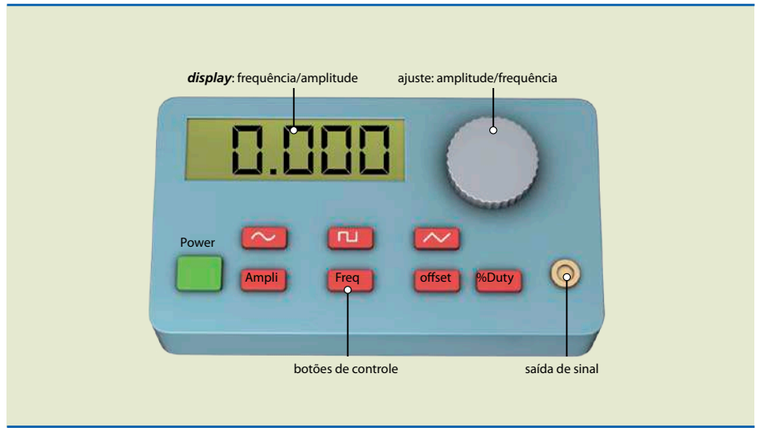
1.7 Gerador de funções

É um instrumento utilizado para gerar sinais elétricos de diversas formas de onda (senoidal, quadrada, triangular) de diferentes frequências (normalmente, de 1 Hz a 10 MHz) e amplitudes variadas.

As ondas quadradas e triangulares permitem adicionar um ciclo de trabalho e também uma tensão CC (*offset*).

Em geral o painel do gerador de funções tem um frequencímetro digital (figura 1.20), que permite visualizar o valor da frequência que está sendo ajustada. O sinal sai do gerador de funções através de um cabo com conector BNC igual ao usado no osciloscópio.

Figura 1.20
Aspecto geral de um gerador de funções.



1.7.1 Ciclo de trabalho

O ciclo de trabalho ou *duty cicle* (DC) é definido apenas para as ondas quadrada e triangular.

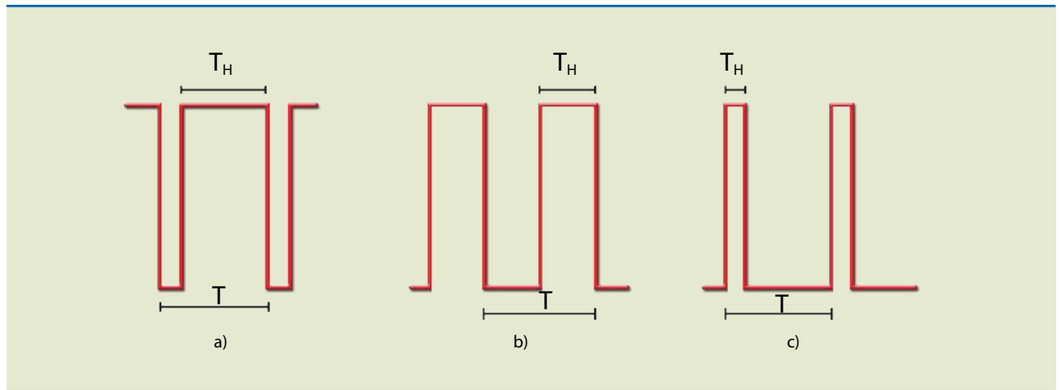
No caso de onda quadrada, é definido como:

$$DC\% = \frac{T_H}{T} \cdot 100 \quad (1.2)$$

em que T_H é a duração do tempo alto e T o período.

A figura 1.21 mostra exemplos de valores de ciclo de trabalho de uma onda quadrada.

Figura 1.21
Ciclo de trabalho de uma onda quadrada em:
(a) 80%,
(b) 50% e
(c) 20%.



Para a onda triangular, o ciclo de trabalho é definido como:

$$DC\% = \frac{T_+}{T} \cdot 100 \quad (1.3)$$

em que T_+ é o tempo que a onda fica com inclinação positiva e T o período da onda triangular.

A figura 1.22 apresenta exemplos de valores de ciclo de trabalho de uma onda triangular.

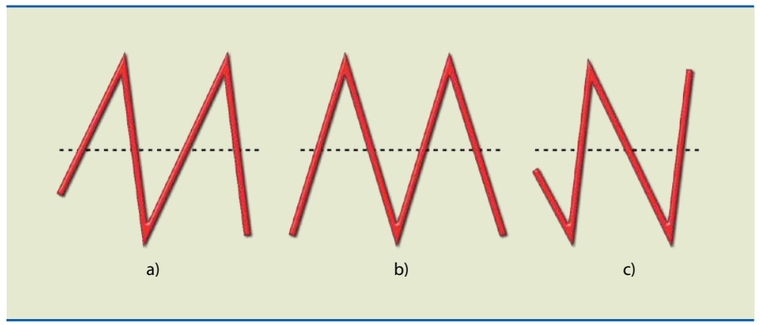
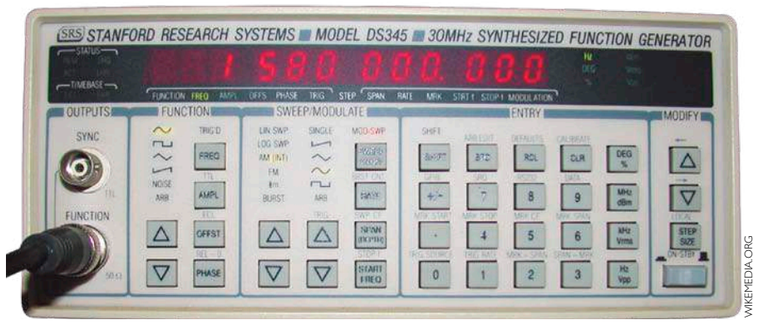


Figura 1.22
Ciclo de trabalho de uma onda triangular em:
(a) 80%,
(b) 50% e
(c) 20%.

O painel frontal de um gerador de funções se assemelha ao da figura 1.23.



VIRKEMEDIA.ORG

Figura 1.23
Gerador de funções comercial.

1.8 *Offset* de tensão

Se a uma tensão alternada for adicionada uma tensão CC, ela passa a ter um *offset* (deslocamento), que pode ser positivo ou negativo. A figura 1.24 mostra as três situações possíveis: sinal sem *offset* (0 V), com *offset* positivo (4 V) e com *offset* negativo (–4 V).

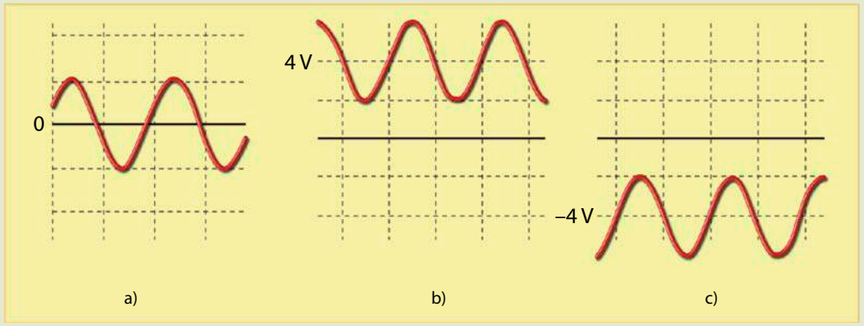
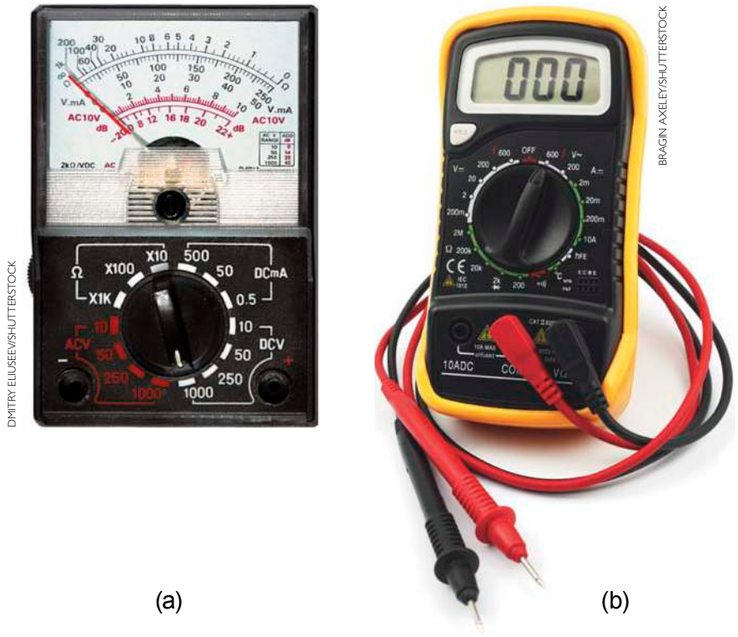


Figura 1.24
Onda senoidal
(a) sem ***offset***,
(b) com 4 V de *offset* e
(c) com –4 V de *offset*.

1.9 Multímetro

O multímetro é um dos instrumentos mais usados em eletrônica, podendo ser digital ou analógico. A figura 1.25a mostra o painel frontal de um multímetro analógico e a figura 1.25b, o de um multímetro digital.

O multímetro analógico tem um ponteiro que se desloca sobre um painel com escalas graduadas que permitem a leitura do valor mensurado. No multímetro digital a leitura do valor medido aparece em um *display* digital.



DMITRY ELIUSEEV/SHUTTERSTOCK

BRAGIN AXELEY/SHUTTERSTOCK

Figura 1.25
(a) Multímetro analógico e (b) multímetro digital.

Em geral, os multímetros analógicos são usados para medir as três principais grandezas – tensão, corrente e resistência elétrica –, assim como para efetuar testes em transistores. Nos primórdios da indústria eletrônica, os multímetros analógicos eram amplamente utilizados, pois o preço dos digitais era elevado. Atualmente os digitais são mais robustos e baratos que os analógicos.

Os multímetros digitais permitem realizar as mesmas medidas dos analógicos e também: capacitância, indutância, frequência, temperatura, entre outras. Os multímetros digitais apresentam impedância de entrada da ordem de 10 MΩ, bem maior que a maioria dos analógicos (a impedância depende da escala usada).

1.9.1 Instrumentos True RMS

Os instrumentos digitais possuem outro recurso que os analógicos não têm: a possibilidade de medida do valor eficaz de tensões não senoidais. Os instrumentos **Não True RMS** medem apenas o valor eficaz de uma tensão alternada puramente senoidal (sem distorção); se o sinal apresentar distorção, a medida será incorreta. Um instrumento **True RMS** mede o valor eficaz de qualquer forma de onda. A tabela 1.1 mostra uma comparação entre as leituras realizadas por esses instrumentos. Observe que existem dois tipos de instrumentos True RMS, um com acoplamento CA e o outro com acoplamento CA + CC (quando a tensão CA tem nível CC).

Sinal de entrada		True RMS		Não True RMS
		Acoplamento CA + CC	Acoplamento CA	
Senoide pura		verdadeiro	verdadeiro	verdadeiro
Retificada completa		verdadeiro	56,5% abaixo	57,9% abaixo
Retificada meia onda		verdadeiro	22,9% abaixo	22,2% abaixo
Quadrada		verdadeiro	verdadeiro	11,0% abaixo
Triangular		verdadeiro	verdadeiro	4,0% abaixo

Tabela 1.1
Comparação entre instrumentos Não True RMS e True RMS.

Como se vê na tabela 1.1, apenas para uma senoide pura as leituras são coincidentes. Nos outros casos, há uma diferença quando o instrumento usado é Não True RMS.

Capítulo 2

Semicondutores

2.1 Classificação dos materiais

De maneira bem simples, a classificação dos materiais em relação a seu comportamento elétrico é feita dividindo-os em isolantes e condutores.

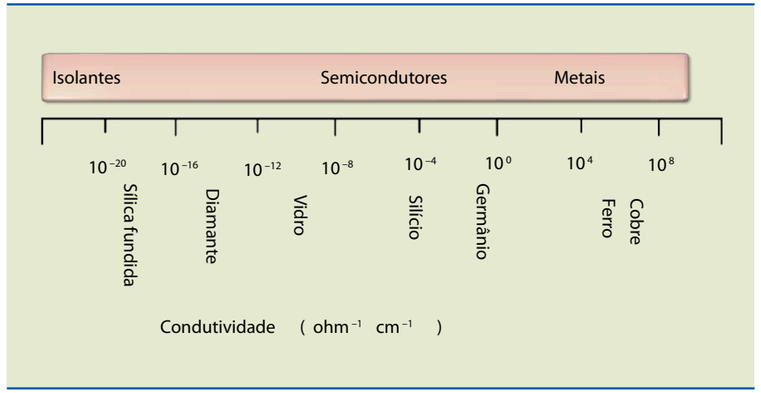
Os condutores são materiais que permitem a passagem da corrente elétrica em seu interior quando submetidos a uma diferença de potencial, pois possuem cargas elétricas livres. Exemplos: alumínio, cobre, ferro etc.

Os isolantes são materiais que, em condições normais, não permitem a passagem da corrente elétrica em seu interior, pois não possuem cargas elétricas livres. Exemplos: madeira, plásticos, porcelana, fenolite etc.

Existe outro tipo de material que apresenta características elétricas intermediárias entre os isolantes e os condutores: os semicondutores (que também poderiam ser chamados de semi-isolantes). Esses materiais têm sido muito utilizados na indústria eletrônica desde a decada de 1950, tanto na construção de componentes como na de circuitos integrados. Os principais semicondutores são o silício e o germânio, apesar de existir grande variedade de outros materiais.

A classificação dos materiais quanto à capacidade de conduzir ou não a corrente elétrica pode ser feita de acordo com sua condutividade ou resistividade. A figura 2.1 mostra a classificação dos materiais segundo sua condutividade.

Figura 2.1
Classificação dos materiais segundo sua condutividade.



2.2 Semicondutor intrínseco

O semicondutor em seu estado puro é chamado de intrínseco, tendo pouca ou nenhuma utilidade quando está nessas condições. Como dissemos, os principais semicondutores usados são o silício (Si) e o germânio (Ge); existem outros, porém não serão abordados neste livro. O estudo de semicondutores pode ser feito de duas maneiras: por meio do conceito de bandas de energia (análise que utiliza conceitos da Física) ou por meio do conceito de ligação covalente (que é uma abordagem da Química). Usaremos a segunda por apresentar significado mais concreto.

A figura 2.2a mostra, de maneira simplificada, a estrutura do átomo de Si, que possui quatro elétrons na última camada, conhecida como camada de valência. Para facilitar o entendimento, representamos, na figura 2.2b, o átomo de silício somente com o núcleo e a camada de valência.

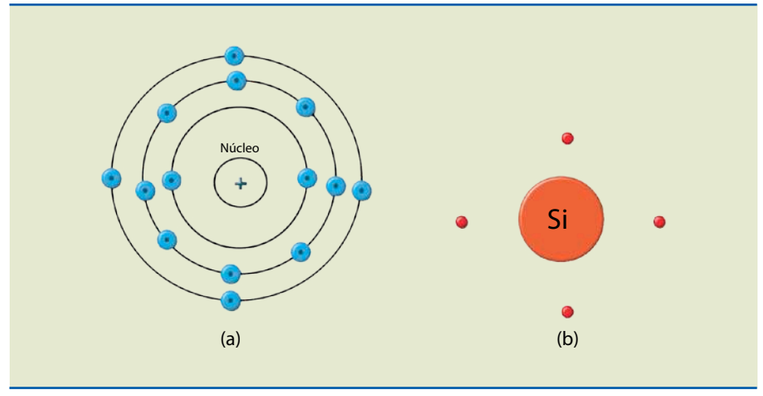


Figura 2.2
Estrutura simplificada do átomo de Si (a) com todas as camadas e (b) com o núcleo e a camada de valência.

Como o número de elétrons é igual ao número de prótons, o átomo é dito neutro. Muitas vezes nos referimos ao silício como "cristal de silício", porque o arranjo geométrico de seus átomos é feito de forma simétrica e regular em todas as direções, motivo pelo qual é chamado de cúbico. Nesse arranjo um átomo de Si se liga a quatro átomos vizinhos por ligações covalentes, em que cada átomo fornece um elétron, formando, na última camada, oito elétrons, o que configura uma situação estável. A figura 2.3 ilustra, no plano, o arranjo espacial dessa configuração.

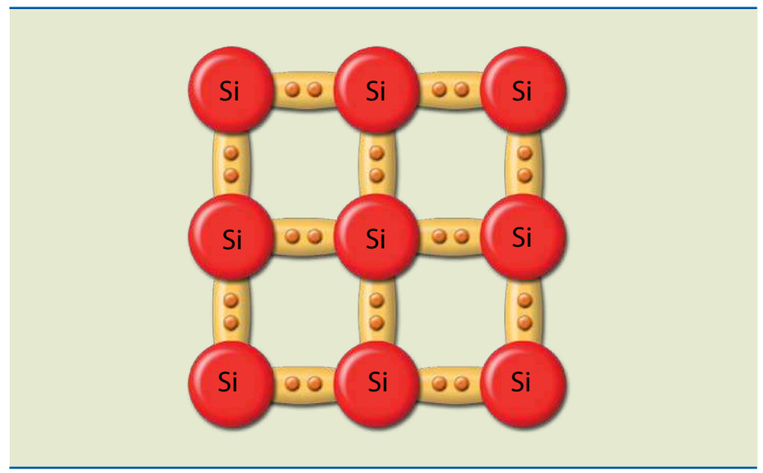


Figura 2.3
Estrutura cristalina do Si à temperatura de 0 °K (–273 °C) – comportamento de isolantes.

É importante notar que, nas condições indicadas na figura 2.3, o silício se comporta como isolante, pois não existem cargas livres. No entanto, com o aumento da temperatura, a energia térmica fornecida ao cristal provoca a "quebra" de

algumas ligações covalentes, liberando, assim, elétrons de valência. Os espaços vazios deixados por causa de tais rompimentos se comportam como cargas elétricas positivas, denominadas lacunas ou buracos.

A figura 2.4 representa a mesma estrutura da figura 2.3, mas com algumas das ligações covalentes rompidas. A quantidade de energia necessária para quebrar uma ligação depende do tipo do semicondutor; no caso do Ge, é 0,72 eV e, no do Si, 1,1 eV.

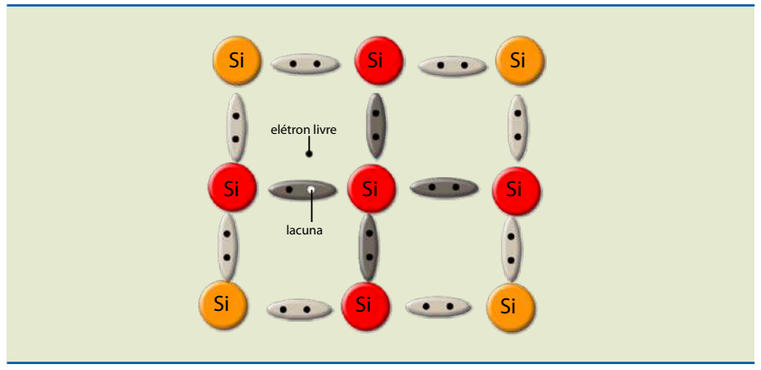


Figura 2.4
Estrutura do Si a uma temperatura acima de 0K (acima de –273 °C) – geração de pares elétron-lacuna.

A aplicação de uma diferença de potencial na estrutura do silício possibilita o movimento dessas cargas elétricas (elétron livre e lacuna): os elétrons se dirigem para o polo positivo da fonte externa e as lacunas, para o polo negativo. A maneira como ocorre a movimentação dos elétrons já foi abordada em eletrodinâmica, mas e as lacunas, como se movimentam contribuindo para a formação da corrente elétrica?

Para entendermos o mecanismo de condução de elétrons e lacunas, consideremos as figuras 2.5, 2.6 e 2.7.

Na figura 2.5, o elétron livre está representado por um ponto preto e sua ausência (a lacuna), na ligação covalente, por um ponto branco. O sentido do campo elétrico é tal que o elétron se movimenta para a esquerda, onde está o polo positivo da bateria que fornece a ddp.

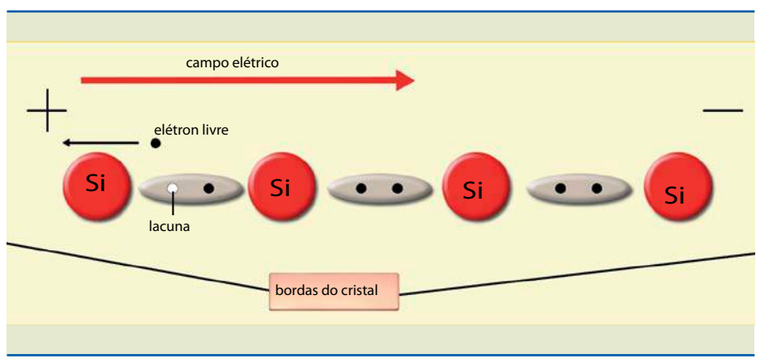


Figura 2.5
Cristal de Si submetido a um campo elétrico (tensão elétrica) em um instante t_1.

A figura 2.6 mostra o instante seguinte, em que um elétron de valência com energia suficiente pode preencher a lacuna, demonstrando que ela se deslocou para a direita, no sentido do polo negativo da bateria.

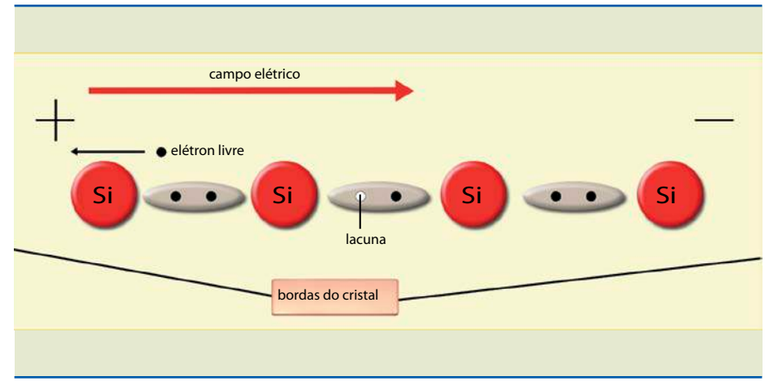


Figura 2.6
Cristal de Si submetido a um campo elétrico (tensão elétrica) num instante $t_2 > t_1$.

Esse fenômeno se repete para outro elétron de valência, como ilustra a figura 2.7. Assim, existe no semicondutor uma corrente de elétrons livres da direita para a esquerda e uma corrente de lacunas da esquerda para a direita, e essas correntes se somam. É importante notar que os elétrons de valência que se deslocam para a esquerda eventualmente encontrarão a borda do cristal e, portanto, o polo positivo da bateria, transformando-se em elétrons livres. A corrente total no cristal será a soma do fluxo de elétrons com o fluxo de lacunas: $I_T = I_e + I_l$.

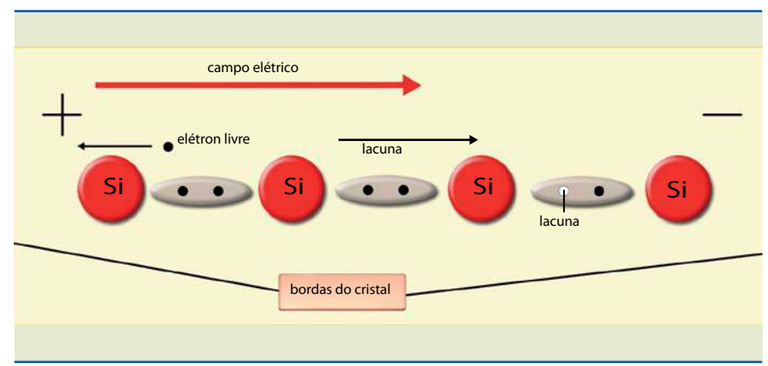


Figura 2.7
Cristal de Si submetido a um campo elétrico (tensão elétrica) em um instante $t_3 > t_2$.

2.3 Semicondutor extrínseco

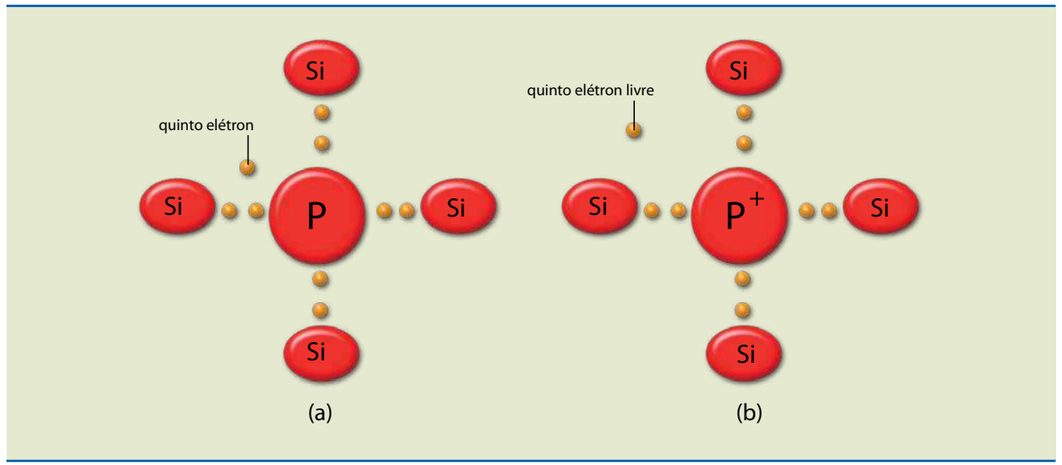
Na prática, não usamos o semicondutor intrínseco, e sim o extrínseco. O semicondutor extrínseco é obtido pela adição de elementos chamados de impurezas (tipos de átomos), cuja principal finalidade é alterar algumas propriedades elétricas, principalmente a resistividade em relação ao fluxo de elétrons. Existem dois tipos de semicondutores extrínsecos: o material N e o material P.

2.3.1 Semicondutor tipo N

É obtido adicionando ao cristal puro (de silício ou germânio) um material pentavalente, isto é, que tem em sua última camada cinco elétrons de valência. Em geral, o material mais utilizado é o fósforo (P).

O que acontece, então, quando átomos de fósforo são adicionados ao cristal do semicondutor? Tomemos como exemplo um semicondutor de silício. Alguns de seus átomos serão substituídos pelo átomo do fósforo, e, como o número de átomos da impureza é muito menor que o de átomos do semicondutor, essa impureza se ligará a quatro átomos de silício, conforme ilustra a figura 2.8a. Observe que cada átomo de silício contribui com um elétron para que ocorra uma ligação compartilhada, sobrando um elétron. Esse quinto elétron está fracamente ligado ao átomo, bastando uma energia diminuta para torná-lo livre. O importante dessa situação é que não foi gerada nenhuma lacuna (figura 2.8b).

Figura 2.8
(a) Átomo de fósforo ligado a quatro átomos de silício; (b) o quinto elétron livre gera um íon positivo preso à estrutura cristalina.



Esse processo pode ser mais bem compreendido se imaginarmos a temperatura variando do zero absoluto. A partir desse valor, o quinto elétron está preso; portanto, não existe portador de carga livre e o material se comporta como isolante. Aumentando gradativamente a temperatura, o quinto elétron é liberado e o material passa a conduzir corrente elétrica. Quanto mais a temperatura aumenta, mais ligações covalentes começam a se quebrar, gerando mais elétrons livres e lacunas. Assim, o material torna-se neutro, motivo pelo qual recebe o nome de semicondutor tipo N. Observe na figura 2.8 que o cristal é neutro, pois para cada quinto elétron liberado a impureza fica ionizada positivamente.

Como os elétrons estão em maioria no material, são chamados de portadores majoritários e as lacunas, de portadores minoritários. É extremamente importante notar que a quantidade de impureza adicionada determina a principal característica elétrica, que é a condutividade, pois, quanto maior o número de elétrons livres existentes, maior a capacidade de conduzir. Outro ponto fundamental é que a temperatura afeta significativamente essa propriedade, porque, quanto maior a temperatura, maior o número de elétrons e de lacunas.

Dependendo da aplicação, essa é uma condição indesejável. Nos computadores, por exemplo, uma falha no *cooler* (responsável por evitar o superaquecimento dos componentes semicondutores) pode causar travamento. Essa é uma desvantagem do semicondutor quando comparado com a **válvula termiônica**, mas mesmo assim os pontos positivos superam de longe os negativos.

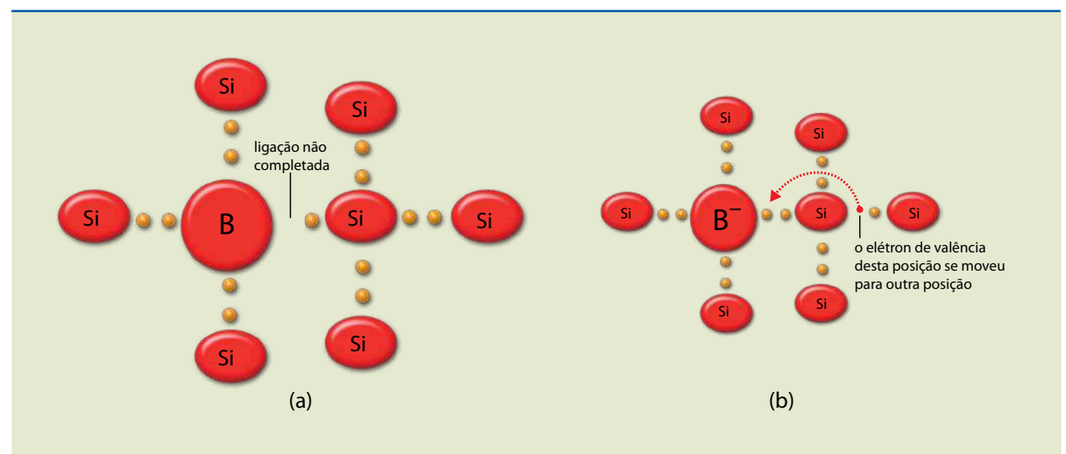
Válvula termiônica é um dispositivo eletrônico constituído de um filamento, um catodo e um anodo no interior de um tubo de vidro no qual há vácuo ou gás sob baixa pressão. Nela, a corrente elétrica só pode passar em um sentido.

2.3.2 Semicondutor tipo P

É obtido adicionando quantidades controladas de impureza trivalente ao material puro (semicondutor intrínseco). Um exemplo desse tipo de impureza é o boro (B). Como o boro é trivalente, seus três elétrons de valência serão compartilhados com quatro átomos de silício das vizinhanças, porém uma das ligações não se completará. A ausência de um elétron nessa ligação poderá se comportar como lacuna (figura 2.9). E como isso acontece?

Inicialmente, em temperaturas próximas do zero absoluto, os elétrons de valência de um átomo vizinho ao da impureza não têm energia suficiente para preencher a ligação, e, portanto, o material se comporta como isolante. Conforme a temperatura aumenta, um elétron de valência do átomo vizinho recebe energia suficiente para se deslocar e ocupa a vaga na ligação não completada com um dos elétrons do boro. Desse modo, como o átomo estava neutro e passa a ter um elétron a mais, torna-se um íon negativo. A vaga deixada por esse elétron pode se comportar como lacuna. Então, foi gerada lacuna sem o aparecimento de elétron livre, e por isso o material é chamado de P.

Figura 2.9
(a) Átomo de boro ligado a quatro átomos de Si abaixo da temperatura de ionização;
(b) a vaga (lacuna) é preenchida por um elétron de valência de um átomo próximo, gerando um íon negativo preso à estrutura cristalina acima da temperatura de ionização.



Se a temperatura aumentar mais ainda, além da temperatura de ionização, serão gerados os pares elétron-lacuna. Nesse caso, as lacunas são portadores majoritários e os elétrons livres, portadores minoritários.

2.4 Junção PN

Se uma barra de material P é ligada metalurgicamente a uma barra de material N, cria-se uma junção PN, cujas características permitem a produção de todos os dispositivos eletrônicos.

A diferença de concentração de lacunas e elétrons livres entre as duas regiões da junção PN possibilita a ocorrência de um fenômeno chamado de difusão: deslocamento (corrente elétrica) de lacunas do lado P para o N e de elétrons livres do lado N para o P.

A difusão não é um processo contínuo, pois o deslocamento de elétrons e lacunas faz surgir uma região de cargas negativas (átomos de impurezas receptoras que aceitaram esses elétrons) e positivas fixas (figura 2.10). Nessa região, denominada região de cargas espaciais (RCE) ou região de depleção, não existem cargas livres, uma vez que, em razão do campo elétrico gerado pelas cargas espaciais, caso apareça uma carga livre (elétron livre ou lacuna), ela será acelerada por esse campo, deslocando-se para o lado N ou P. As cargas fixas criam uma barreira de potencial que se opõe à difusão de mais portadores majoritários – lacunas no lado P e elétrons livres no lado N. Essa corrente é representada por $I_{Difusão}$.

Os portadores minoritários de ambos os lados da junção estão movimentando-se aleatoriamente por causa da temperatura. Se algum dos portadores minoritários (aqueles gerados pela temperatura) – elétrons livres no lado P ou lacunas no lado N – se aproximar da RCE, será acelerado pelo campo elétrico existente nessa região e passará para o outro lado da junção. Essa corrente é chamada de corrente de deriva (I_{Deriva}).

As duas correntes podem ser observadas na figura 2.10.

Quando a junção está em equilíbrio, a soma das correntes da junção é zero, isto é, $I_{Deriva} = I_{Difusão}$.

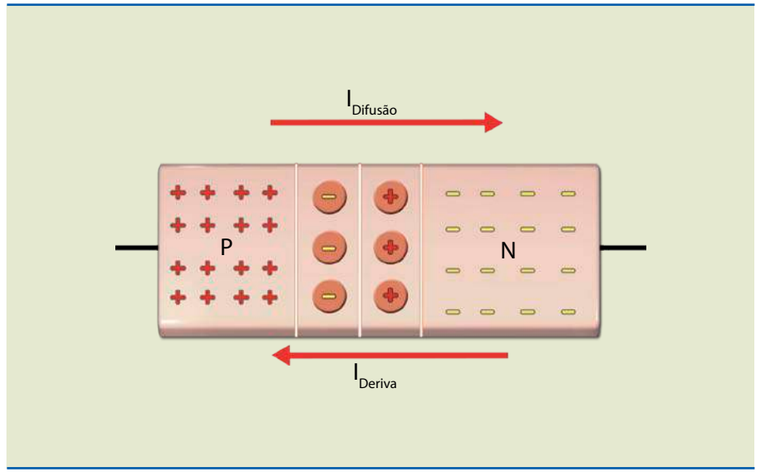


Figura 2.10
Junção PN em aberto mostrando as duas correntes: de difusão e de deriva.

2.4.1 Junção PN com polarização reversa

Quando a tensão aplicada tem polaridade como a indicada na figura 2.11, isto é, o lado P negativo em relação ao lado N, a largura da região de depleção aumentará, elevando a altura da barreira de potencial e dificultando a passagem dos portadores majoritários de um lado da junção para o outro. Através da junção existirá uma corrente constituída de portadores minoritários, os quais dependem apenas da temperatura. Essa corrente é chamada de corrente reversa de saturação (I_S) e sua intensidade é da ordem de nA (Si) ou µA (Ge).

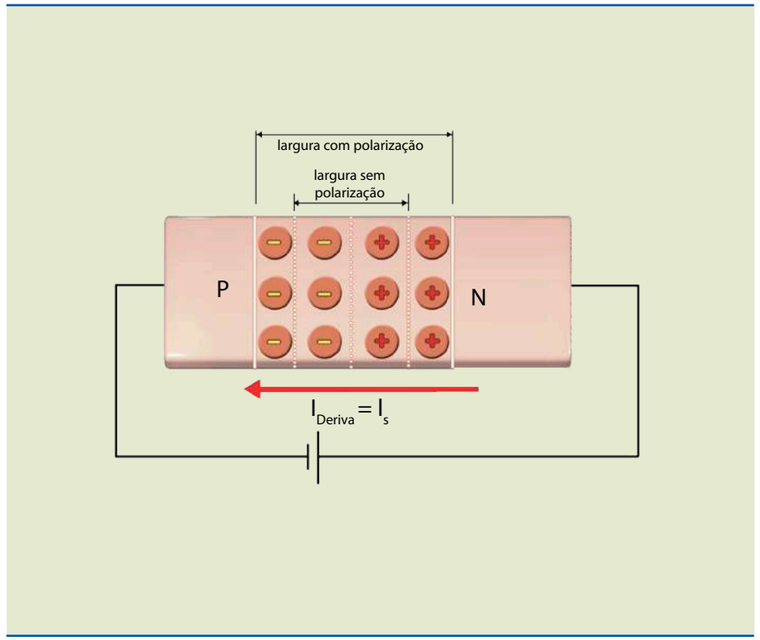


Figura 2.11
Junção PN com polarização reversa.

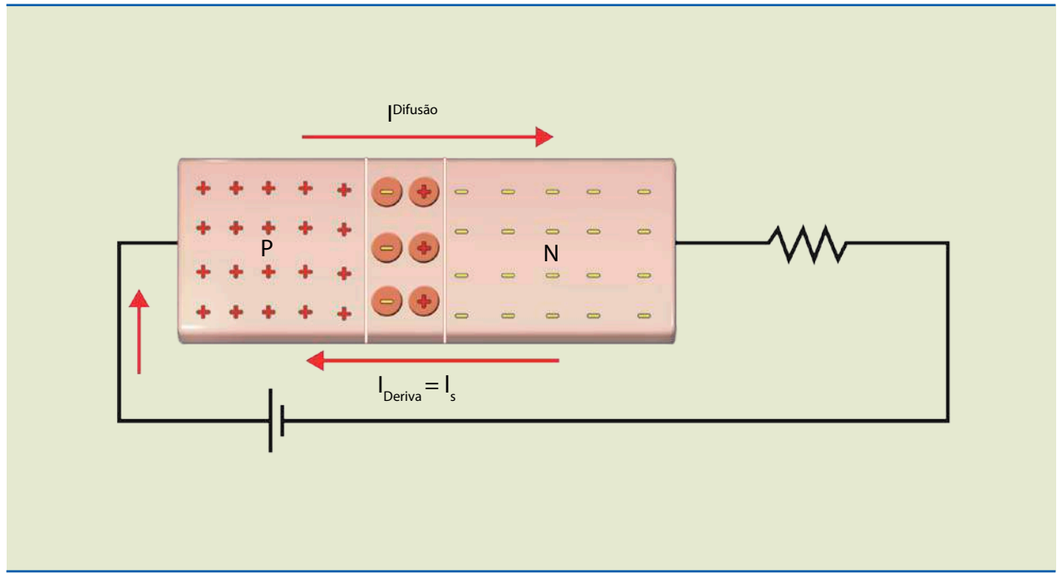
2.4.2 Junção PN com polarização direta

O que acontece se invertermos a polaridade da tensão na figura 2.11? Imagine a tensão da bateria começando de zero. Inicialmente, como a corrente é desprezível, toda a tensão externa é aplicada na junção, diminuindo a barreira. No entanto, a corrente começa a aumentar quando a tensão aplicada na junção for de aproximadamente 0,6 V.

A princípio, toda a tensão estará aplicada diretamente na região da junção, baixando a barreira de potencial e tornando desprezível a queda de tensão no material N e no P. Desse modo, a corrente é controlada pela variação da altura da barreira (região não linear da curva característica). À medida que a corrente aumenta, a tensão externa se distribui entre o material e a barreira. Nesse instante a corrente começa a ser controlada pela resistência direta do material, passando a ter comportamento aproximadamente linear com a tensão.

Figura 2.12
Junção PN com polarização direta.

A corrente total através da junção (I) é constituída de duas correntes: a de saturação e a de difusão (figura 2.12). A corrente de difusão é muito maior que a de saturação.



Da figura 2.12, podemos concluir que:

$$I = I_D - I_S \quad (2.1)$$

em que I_D é a corrente de difusão.

A equação da corrente através da junção é dada por:

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}} - 1) \quad (2.2)$$

em que:

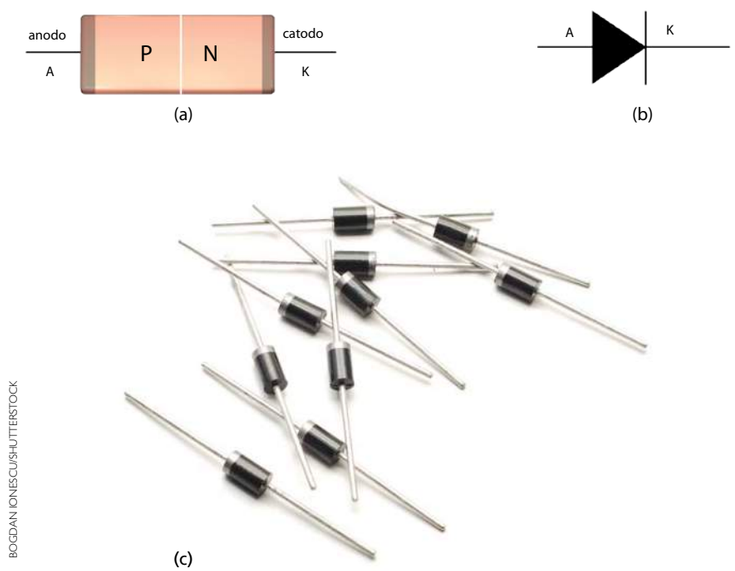
- I_S é a corrente reversa de saturação,
- V_D a tensão aplicada na junção,
- η uma constante que vale aproximadamente 1 para Ge e 2 para Si.
- V_T uma constante que depende da temperatura, valendo 26 mV à temperatura ambiente (T = 300 ºK).

Com a junção polarizada diretamente ($V_D > 0$), I é positiva; com a junção polarizada reversamente ($V_D < 0$), I é negativa.

2.5 Diodo de junção

Diodo de junção é um componente constituído de uma junção PN, tendo todas as suas características, ou seja, permite a passagem da corrente em um único sentido quando adequadamente polarizado (polarização direta) e bloqueia a corrente quando a polaridade da tensão inverte (polarização reversa).

A figura 2.13 mostra a representação esquemática do diodo de junção com seus terminais ôhmicos – anodo (A) e catodo (K) –, seu símbolo e exemplos de diodos comerciais.



BOGDAN IONESCU/SHUTTERSTOCK

Figura 2.13
(a) Diodo de junção com terminais ôhmicos,
(b) símbolo do diodo de junção e
(c) diodos de uso geral.

2.5.1 Curva característica do diodo

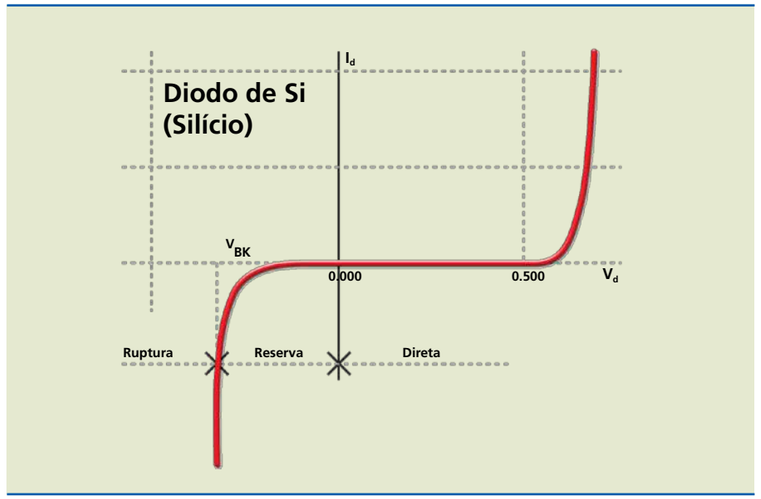
O gráfico da figura 2.14 mostra a curva característica de um diodo de junção de silício, que corresponde à equação:

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}} - 1)$$

No gráfico da figura 2.14, é possível observar a corrente resultante da tensão aplicada no diodo em três regiões bem definidas:

1. Região de polarização direta: $V_D > 0{,}6$ V
2. Região de polarização reversa: $V_D < 0$ V
3. Região de ruptura: $V_D < -V_{BK}$

Figura 2.14
Curva característica de um diodo de junção de Si.



Quando em polarização direta, a expressão matemática que representa o comportamento do diodo é a mesma equação dada para a corrente através da junção, ou seja:

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}} - 1) \quad (2.2)$$

em que:

- I_S é a corrente reversa de saturação,
- V_D a tensão aplicada no diodo,
- η uma constante que depende da forma como o diodo foi construído e
- V_T uma constante que depende da temperatura, valendo aproximadamente 26 mV a 20 °C.

Portanto, para $V_D > 0$ e $V_D >> 26$ mV, o termo negativo dentro dos parênteses é desprezado:

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}})$$

Para $V_D < 0$ e em módulo muito maior que 26 mV, a expressão da corrente será aproximadamente igual $-I_S$.

Existe um valor de tensão que provoca a ruptura da junção, destruindo o diodo por efeito Joule (aumento excessivo de calor). Essa tensão de ruptura (*breakdown*) é representada por $V_D < V_{BK}$, que na literatura costuma aparecer como V_{BR} e no manual dos fabricantes como V_{RRM} (máxima tensão reversa de pico repetitiva). Em alguns casos, o diodo é construído especialmente para operar nessa região, como o diodo Zener.

A tabela 2.1 apresenta os dados de diodos de uso geral, para 1 A ($I_{F(AV)}$) e de diferentes tensões reversas.

Tabela 2.1
Folha de dados parcial – diodos de uso geral.

General Purpose Rectifiers
Absolute Maximum Ratings* TA = 25 °C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	V
		50	100	200	400	600	800	1000	
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current, .375 " lead length @ T_A = 75 °C	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{STG}	Storage Temperature Range	–55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	–55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may by impaired.

2.5.2 Diodo polarizado diretamente

O comportamento é similar ao da junção PN. Em condução, um diodo de silício apresenta queda de tensão de aproximadamente 0,7 V. Assim, por exemplo, podemos estimar a corrente de um circuito de 10 V e 1 k simplesmente escrevendo a equação da malha: 10 = 1 k × I + 0,7. Daí tiramos que:

$$I = \frac{10 - 0,7}{1k} \cong 9,3mA \quad (2.3)$$

O circuito do exemplo está ilustrado na figura 2.15.

É importante observar que, para efeito de cálculo, consideramos que a queda de tensão, no caso de diodo polarizado diretamente, é 0,7 V. Alguns autores adotam 0,6 V, mas na prática não faz muita diferença.

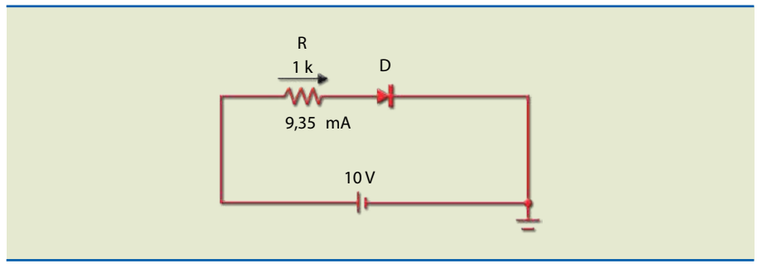


Figura 2.15
Circuito com diodo polarizado diretamente.

2.5.3 Diodo polarizado reversamente

Quando o diodo está polarizado reversamente, a corrente que se estabelece através dele é da ordem de nA, ou seja, praticamente nula (figura 2.16). Essa corrente reversa, também chamada de corrente de fuga, depende de aspectos físicos do material, como dopagem e dimensões, e de fatores externos, entre eles a temperatura de trabalho (o valor dobra a cada aumento de 10 °C). **Importante:** quando o diodo está polarizado reversamente, a tensão da fonte está aplicada nos terminais do diodo, o qual deve ter capacidade para suportar a tensão reversa; caso contrário, pode ocorrer um fenômeno denominado avalanche, que, em geral, causa a ruptura da junção.

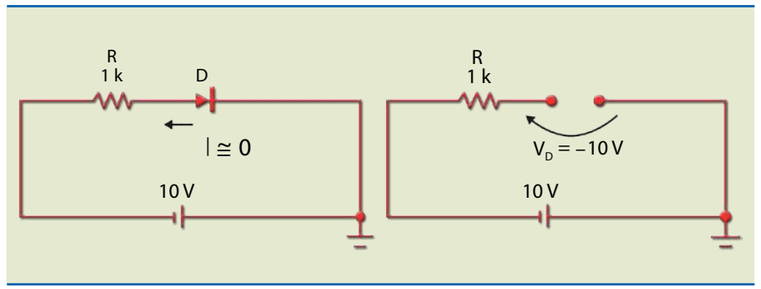


Figura 2.16
Circuito com diodo polarizado reversamente.

A corrente de fuga é a soma da corrente reversa de saturação com a corrente superficial. A corrente de saturação depende da dopagem do semicondutor e da temperatura de trabalho; a corrente superficial, das dimensões físicas do diodo, variando de acordo com a tensão aplicada. Por essa razão, observando a curva do diodo em polarização reversa, é possível notar uma ligeira inclinação, que indica um pequeno aumento na corrente quando a tensão aumenta.

2.5.4 Modelos (circuitos equivalentes) para diodo

Estabelecer um modelo para um componente eletrônico (resistor, fonte de tensão, fonte de corrente, capacitor e indutor) significa representá-lo em um circuito por meio de componentes básicos, o que permite usar as leis de circuito para analisá-lo.

Além do modelo adotado pelo fabricante do simulador, existem modelos simples que o projetista de circuitos pode utilizar, dependendo da complexidade e da precisão que ele deseja obter.

Por exemplo, no caso do diodo, quando polarizado reversamente, é representado por um circuito aberto (chave aberta); quando ligado em polarização direta, utiliza-se um dos modelos ou circuitos equivalentes descritos a seguir.

Modelo 1 – Diodo ideal

É o circuito equivalente (modelo) mais simples. Consiste em representar o diodo por uma chave fechada (curto-circuito), quando polarizado diretamente, e por um circuito aberto, quando polarizado reversamente.

O gráfico da figura 2.17 representa a curva característica para esse modelo e o circuito equivalente.

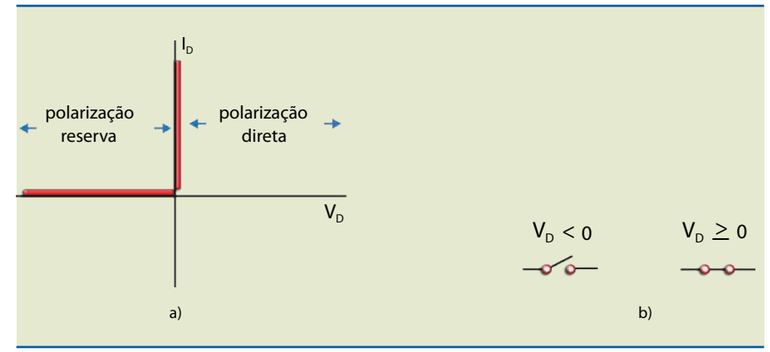


Figura 2.17
Diodo ideal (chave):
(a) curva característica e
(b) circuito equivalente.

A figura 2.18a representa um circuito com um diodo real (1N4001) ligado a uma bateria de 100 V e a figura 2.18b mostra o mesmo circuito, porém com o diodo substituído por uma chave fechada. No primeiro caso, a corrente vale 99,2 mA e, no segundo, 100 mA, mas na prática essa diferença de valores é desprezada, o que significa que o modelo pode ser usado.

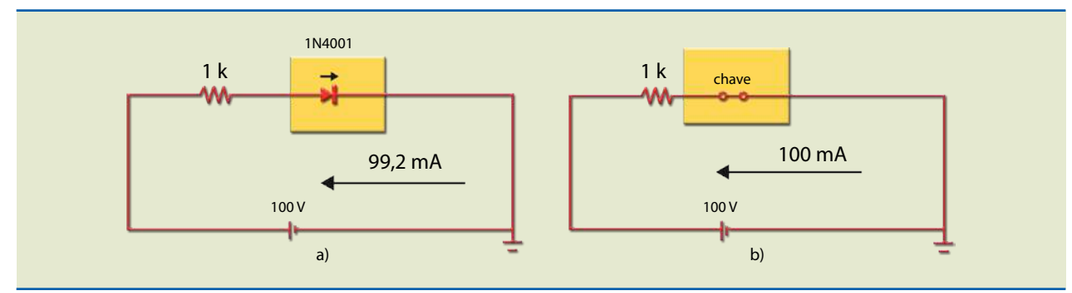


Figura 2.18
(a) Simulação e
(b) circuito com
o modelo 1.

Existe alguma limitação no uso desse modelo? Essa forma de representar um diodo pode sempre ser usada? Na figura 2.19, em vez de 100 V, a bateria utilizada é de 1,5 V. Nesse caso, a diferença entre as duas medidas é alta (66%), o que significa que o modelo não é adequado.

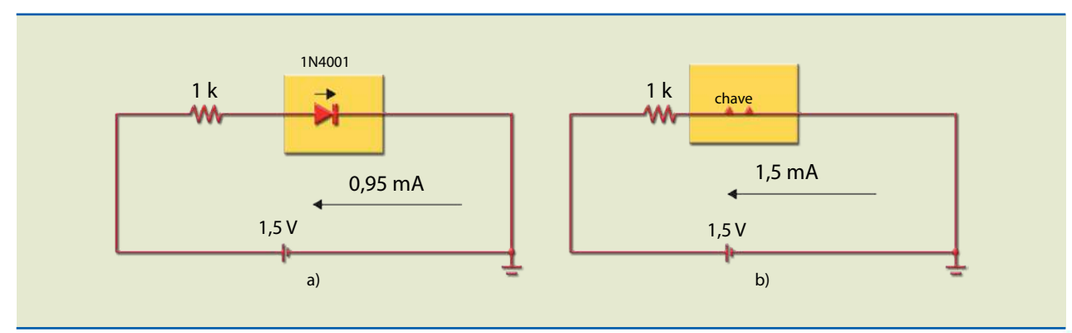


Figura 2.19
(a) Simulação e
(b) circuito com o
modelo 1 (inadequado).

Então, conclui-se que, se o valor da tensão da bateria for da mesma ordem de grandeza da barreira de potencial (0,6 V), o modelo de chave não pode ser usado.

Modelo 2 – Bateria

Um modelo mais elaborado considera o diodo conduzindo corrente elétrica como se fosse uma pequena bateria de 0,6 V (valor a partir do qual o diodo inicia a condução). Portanto, se a tensão aplicada no diodo for menor que 0,6 V, ele se comportará como uma chave aberta; se a tensão estiver acima de 0,6 V, o diodo será substituído por uma bateria de 0,6 V. A figura 2.20 mostra a curva característica representativa desse modelo e o circuito equivalente.

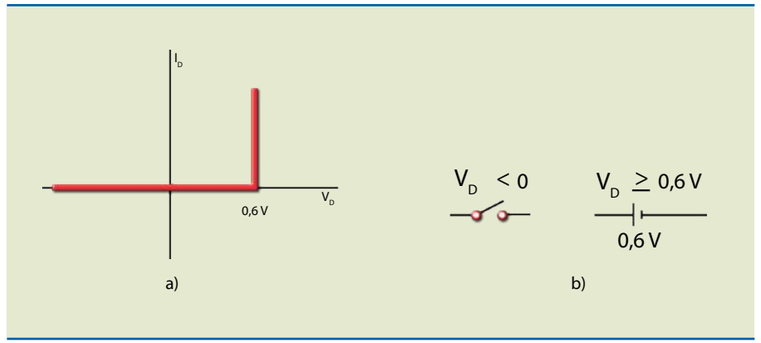


Figura 2.20
Modelo com bateria:
(a) curva característica e
(b) circuito equivalente.

Na figura 2.21, pode-se verificar que os valores obtidos no diodo real e no modelo são muito próximos.

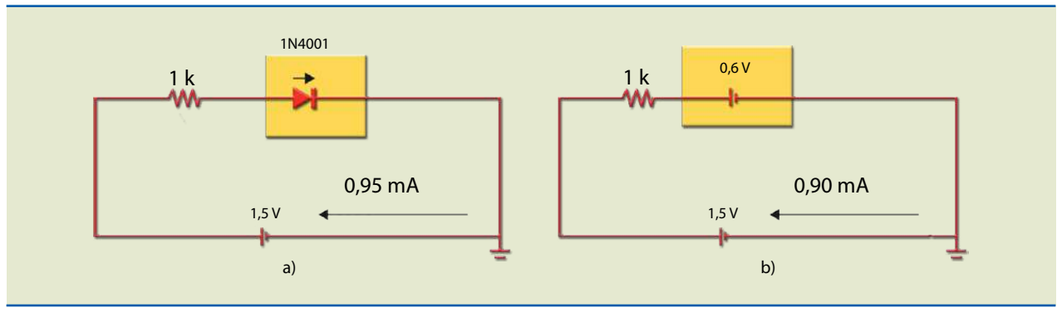


Figura 2.21
(a) Simulação e
(b) circuito com o modelo 2.

O modelo com bateria deve ser usado quando a tensão de polarização for maior que 0,6 V e da mesma ordem de grandeza.

Modelo 3 – Bateria e resistência (modelo linearizado por trechos de reta)

Pode-se obter maior precisão levando em conta a resistência do diodo quando está em condução. A figura 2.22a ilustra a curva característica linearizada por dois trechos de reta, que representa a bateria em série com resistência de baixo valor.

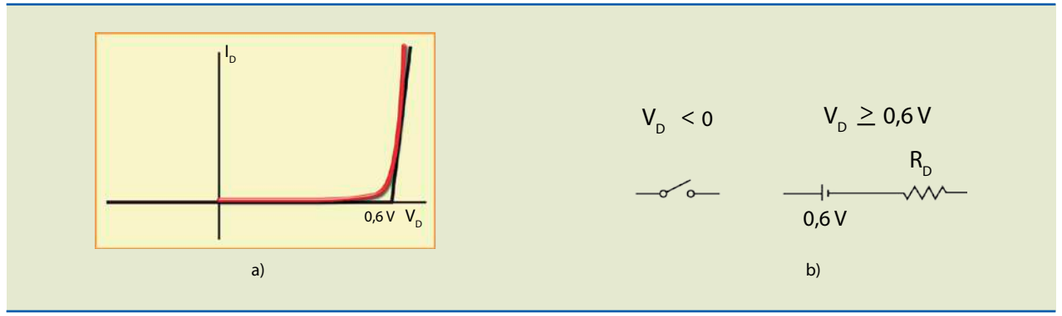


Figura 2.22
Modelo que considera resistência direta:
(a) curva característica e
(b) circuito equivalente.

A figura 2.23a mostra o valor da corrente em um diodo real e no circuito com o modelo, com resistência direta de 5 Ω e resistência de carga de 1 kΩ.

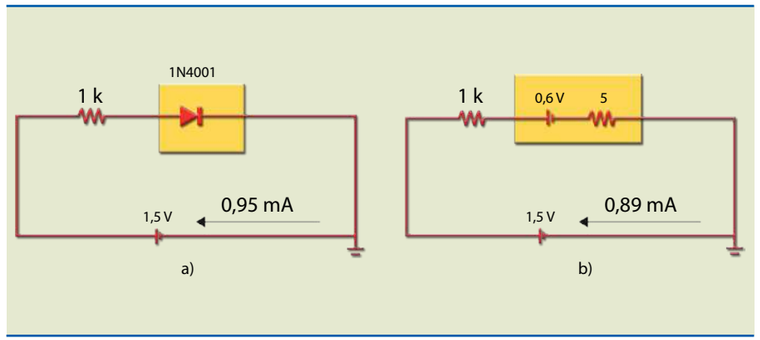


Figura 2.23
(a) Simulação e (b) circuito com o modelo 3.

A figura 2.24 reproduz a mesma análise, porém com uma resistência de carga menor, 100 Ω.

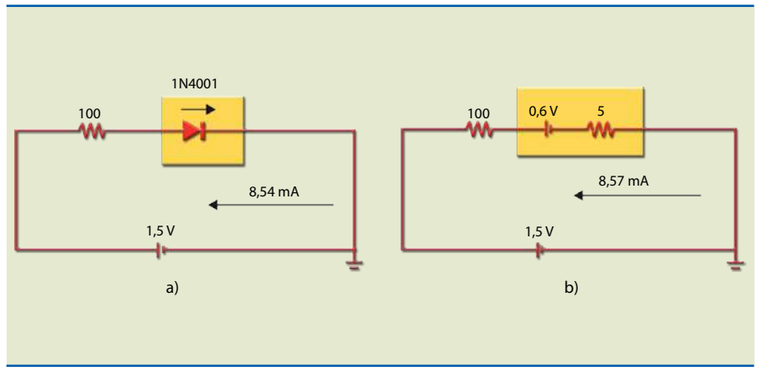


Figura 2.24
(a) Circuito com diodo simulação no MicroCap e (b) circuito com o modelo que representa dois trechos de reta.

Podemos observar que, nos dois casos (1 kΩ e 100 Ω), os valores das correntes são muito próximos; no primeiro (1 kΩ), a diferença se deve ao fato de que o trecho linearizado não coincide com a curva. Assim, quanto maior o valor da corrente, mais a curva coincide com a reta.

2.5.5 Análise gráfica

Um circuito com diodo pode ser examinado de duas maneiras: analiticamente, usando qualquer um dos modelos apresentados no item 2.5.4, ou graficamente, por meio de sua curva característica. É importante conhecer esse tipo de análise, pois apresenta alguns conceitos que serão utilizados na análise de circuitos com transistores.

A análise gráfica consiste em representar no mesmo gráfico a curva do diodo e a curva do gerador. O gerador tem força eletromotriz igual a V_{CC} e resistência interna R. A interseção dos dois gráficos é a solução (corrente e tensão nos dois bipolos).

Consideremos que a equação do diodo seja:

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}} - 1)$$

e a do gerador:

$$V_D = V_{CC} - R \cdot I_D,$$

cujo gráfico é uma reta conhecida como reta de carga. A representação gráfica da figura 2.25b ilustra a interseção dos dois gráficos.

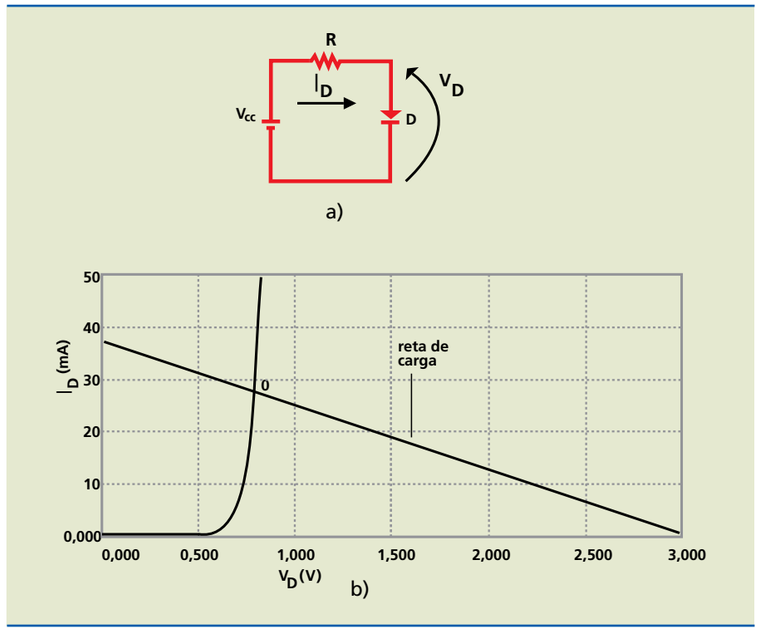


Figura 2.25
Análise gráfica:
(a) circuito e
(b) curva característica
e reta de carga.

A interseção entre a reta e a curva do diodo determina um ponto, chamado ponto Q (ponto quiescente), que é a solução. Considerando V_{CC} = 3 V, R = 80 Ω e o diodo 1N4001, a solução é I_D = 28 mA e V_D = 0,7 V. Essa solução apresenta os mesmos valores encontrados no modelo com bateria, analisado no item 2.5.4.

2.5.6 Teste de diodos

Em muitas situações de trabalho na área eletrônica, é necessário realizar testes em semicondutores para saber quais são seus terminais (anodo e catodo) e verificar se estão com defeito (aberto em curto-circuito ou com fuga). O teste de semicondutores baseia-se no fato de que, sob polarização direta, uma junção PN apresenta resistência baixa (10 Ω, por exemplo) e, sob polarização reversa, resistência alta (> 1 MΩ).

O teste de semicondutores pode ser realizado com um multímetro digital ou analógico na posição ohmímetro. Por exemplo, ao selecionar ohmímetro em um multímetro analógico e posicionar as pontas de prova nos terminais de um diodo, ocorrerão as duas situações indicadas na figura 2.26.

Atenção: a polaridade indicada no ohmímetro na figura 2.26 é a polaridade da bateria interna, que é o contrário da indicação externa, ou seja, o terminal vermelho está ligado internamente ao polo negativo da bateria.

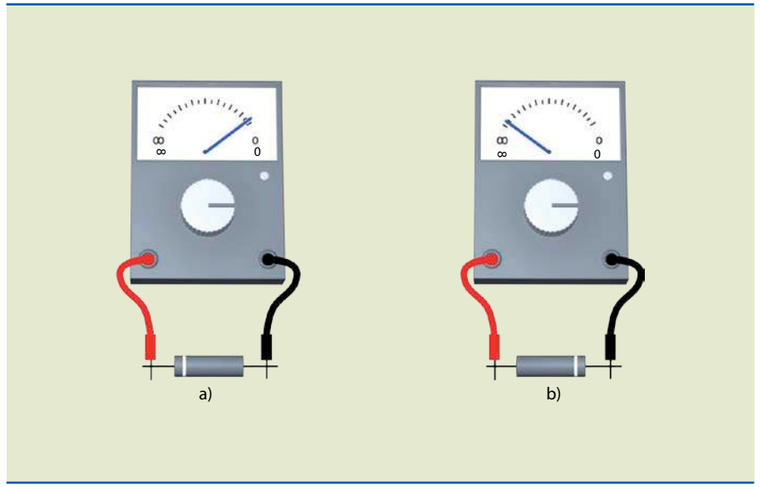


Figura 2.26
Diodo polarizado
(a) diretamente e
(b) reversamente.

A figura 2.27 mostra como realizar o teste usando o multímetro digital, com a chave posicionada no símbolo do diodo. Quando o diodo está em boas condições, em polarização direta, o *display* exibe um valor de tensão de 650 a 700 mV e, em polarização reversa, uma barra vertical do lado esquerdo, indicando resistência muito alta (figura 2.27a). Se no *display* aparecem zeros, o diodo está em curto-circuito (figura 2.27b). Quando se vê a barra vertical nos dois sentidos, o diodo está aberto (figura 2.27c).

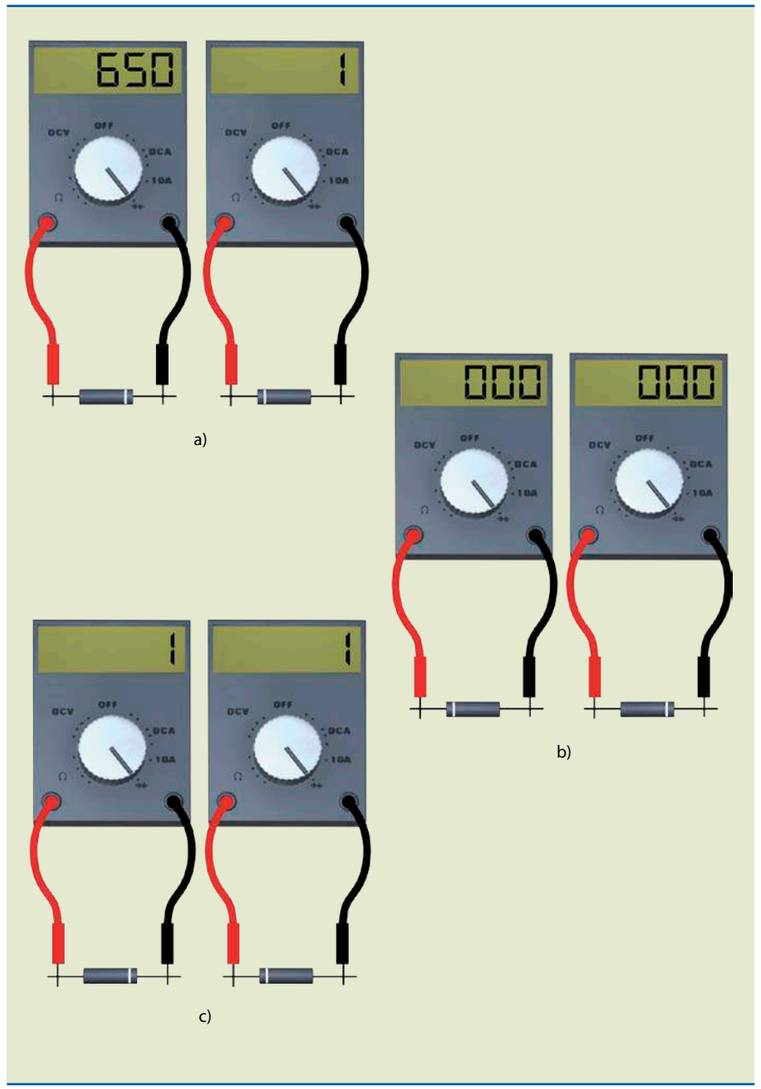


Figura 2.27
Teste com multímetro digital:
(a) diodo em bom estado,
(b) diodo em curto-circuito e
(c) diodo aberto.

2.6 Diodo varicap

Um diodo varicap ou varactor é uma junção PN que funciona com polarização reversa (figura 2.28). Sua principal característica é permitir que a capacitância associada à região de carga espacial seja alterada de acordo com a tensão reversa aplicada. A capacitância associada à região de carga espacial é inversamente proporcional à raiz quadrada da tensão aplicada. Esse tipo de diodo é usado em circuitos de sintonia de rádio, TVs, osciladores controlados por tensão (VCO), sintetizadores de frequência e qualquer aparelho em que for necessário obter uma capacitância variável controlada por meio eletrônico.

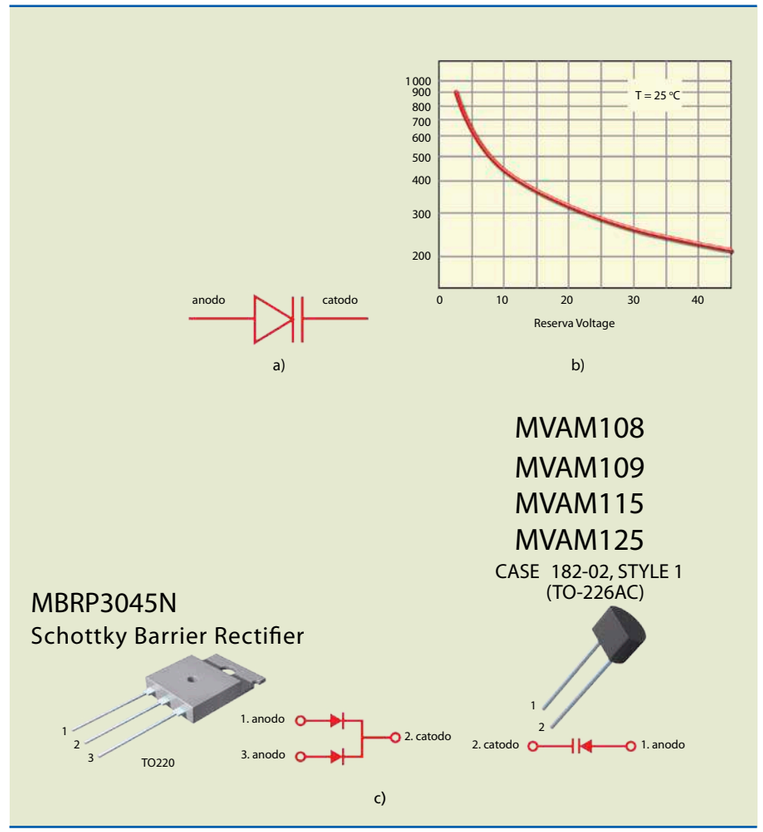


Figura 2.28
Varicap:
(a) símbolo;
(b) curva de capacitância e tensão reversa;
(c) exemplos de varicaps comerciais.

A figura 2.29 ilustra a aplicação típica de varicap em circuito de rádio AM. Os diodos podem ser localizados por seu símbolo característico.

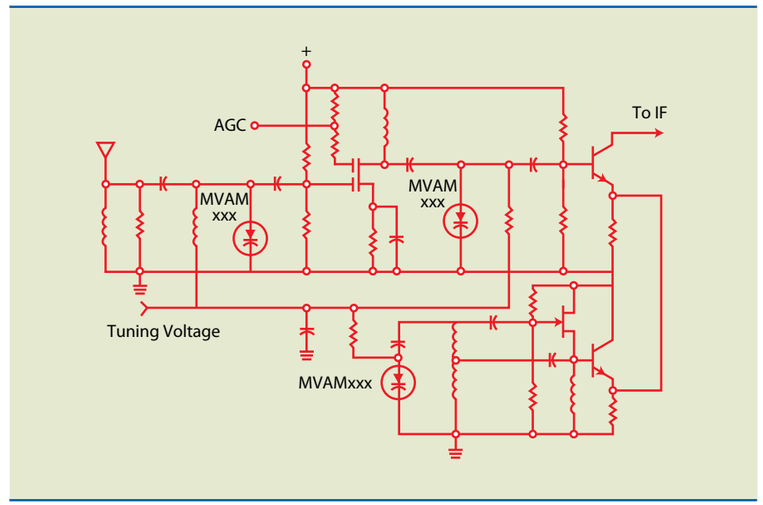
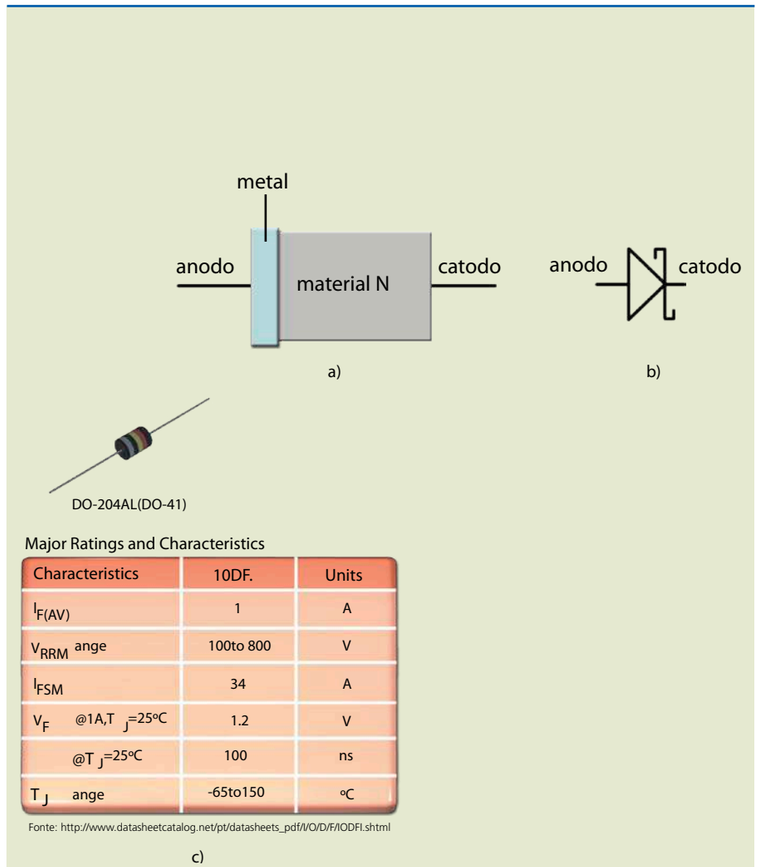


Figura 2.29
Aplicação típica de diodo varicap em circuito de rádio AM.

2.7 Diodo Schottky

O diodo Schottky ou de barreira é usado para comutar em alta frequência, pois nele não ocorre recombinação (lacuna encontrando elétron livre). Esse fenômeno não é observado porque o dispositivo é feito de um material N e um metal. A junção resultante se comporta como um diodo, em que o anodo é o metal e o catodo o semicondutor, permitindo que o dispositivo seja comutado de cortado para em condução e vice-versa muito mais rápido que um diodo comum. Outra característica do diodo de barreira está relacionada à queda de tensão. Nesse modelo, o valor é da ordem de 0,3 V, menor que em diodos tradicionais. O diodo Schottky é utilizado em fontes chaveadas que operam em dezenas de quilohertz e na proteção contra transientes de tensão elevados. A figura 2.30 mostra os aspectos construtivo e físico desse diodo e seu símbolo.

Figura 2.30
Diodo Schottky:
(a) aspecto construtivo,
(b) símbolo e
(c) aspecto físico.



Exemplos

1. Determine a corrente no diodo D (ideal) da figura 2.31.

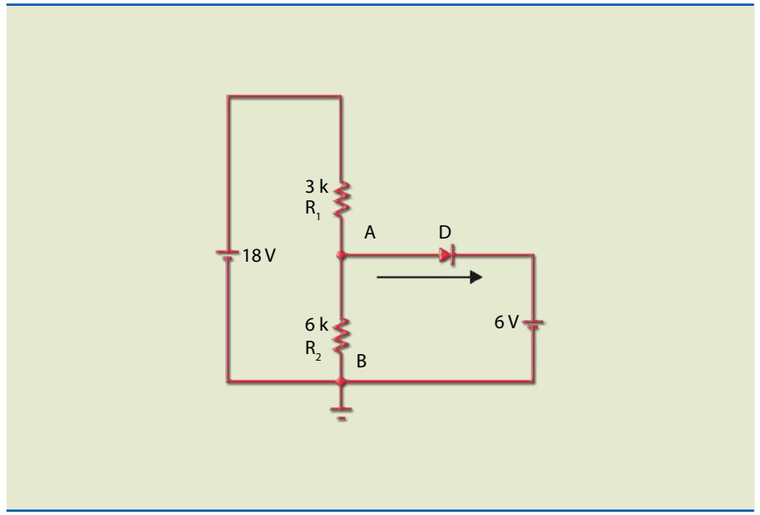


Figura 2.31

Solução:

Para resolver o circuito, basta aplicar o teorema de Thévenin entre os pontos A e B, chegando ao circuito da figura 2.32.

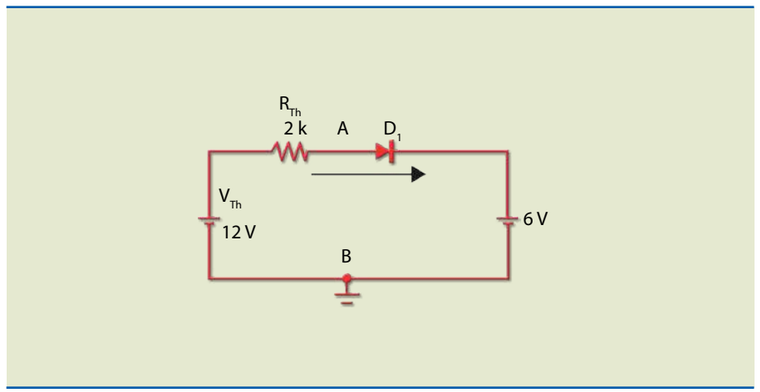


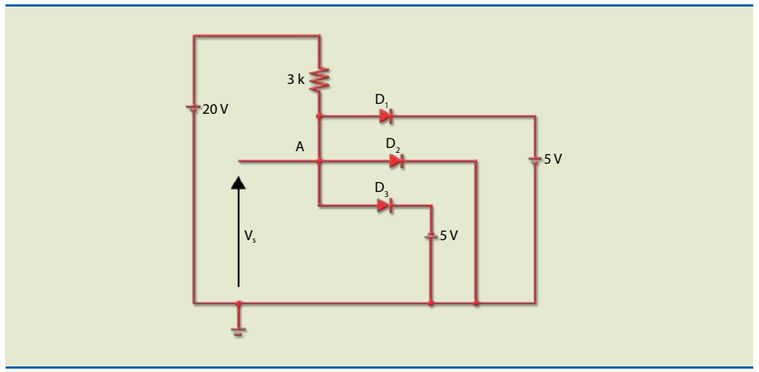
Figura 2.32

O diodo está polarizado diretamente (o anodo é positivo em relação ao catodo). A corrente será igual a (considerando diodo ideal):

$$I = \frac{12\ V - 6\ V}{2\ k} = 3\ mA$$

2. Determine a tensão V_s no esquema da figura 2.33, considerando os diodos ideais.

Figura 2.33

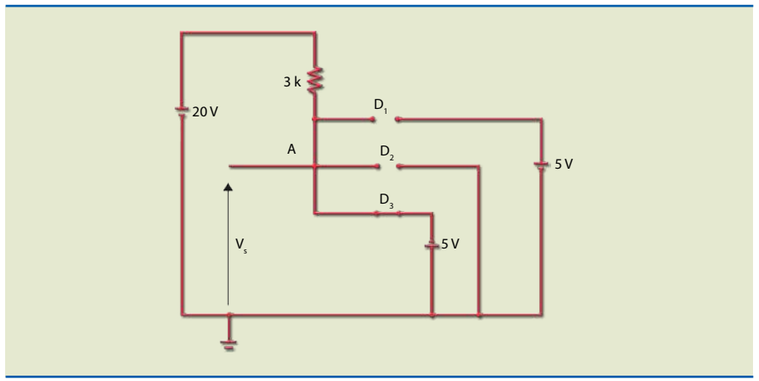


Solução:

O circuito será analisado de acordo com os possíveis estados para os diodos. Como são três diodos, admitem-se oito combinações, pois cada diodo pode estar em condução ou cortado. Algumas dessas combinações são altamente improváveis ou impossíveis e, portanto, serão descartadas. Por exemplo, aparentemente, a bateria de 20 V promove a condução dos três diodos. Iniciemos a análise imaginando que os três diodos estão conduzindo. Para essa situação, há uma inconsistência, pois o ponto A estaria com três valores de tensão (5 V, 0 V e –5 V), o que não é possível.

Vamos considerar outra combinação (aparentemente a mais provável), que é D_1 e D_2 cortados e D_3 em condução (figura 2.34).

Figura 2.34



Nesse caso, se o diodo D_3 está em condução, seu anodo está em –5 V. Consequentemente, D_2 está em polarização reversa com –5 V e D_1, com –10 V. Assim, a suposição inicial (D_1 e D_2 cortados e D_3 em condução) é verdadeira.

Resposta final: $V_s = -5$ V.

Capítulo 3

Aplicações de diodos semicondutores

A alimentação de todos os circuitos eletrônicos é feita por meio de tensão contínua, porém a tensão na rede é alternada. Os circuitos que convertem tensão CA em CC são chamados de conversores ou retificadores. Sua função é converter a tensão senoidal em pulsante, que, em seguida, é filtrada e eventualmente aplicada em um regulador de tensão. O dispositivo utilizado para obter a retificação é o diodo de junção, estudado no capítulo anterior.

3.1 Retificador de meia onda

O circuito retificador de meia onda é composto por um único diodo acoplado na saída de um transformador. Graças a essa configuração, após a passagem pelo diodo, observam-se somente semiciclos positivos, pois durante o semiciclo negativo a tensão na carga é nula.

Quando a tensão de entrada (V_e) for positiva, o diodo conduzirá e a tensão na carga será igual à tensão de entrada descontando 0,7 V. Se a tensão de pico de entrada (V_P) for muito maior que 0,7 V, a tensão na carga será praticamente igual a V_e. No semiciclo negativo ($V_e < 0$), o diodo estará cortado e toda a tensão estará aplicada entre seus terminais; por isso, o diodo deve ter uma tensão de ruptura maior que V_P. A figura 3.1 apresenta situações do circuito e formas de onda.

A função de um retificador é manter uma tensão contínua na saída. A tensão na carga tem um componente contínuo, aqui denominado V_{CC} (V_{DC}, em inglês), que se calcula por:

$$V_{CC} = \frac{V_P}{\pi} \quad (3.1)$$

Portanto, a corrente na carga vale:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (3.2)$$

Obs.: a tensão média (V_{CC}) é medida por um voltímetro CC.

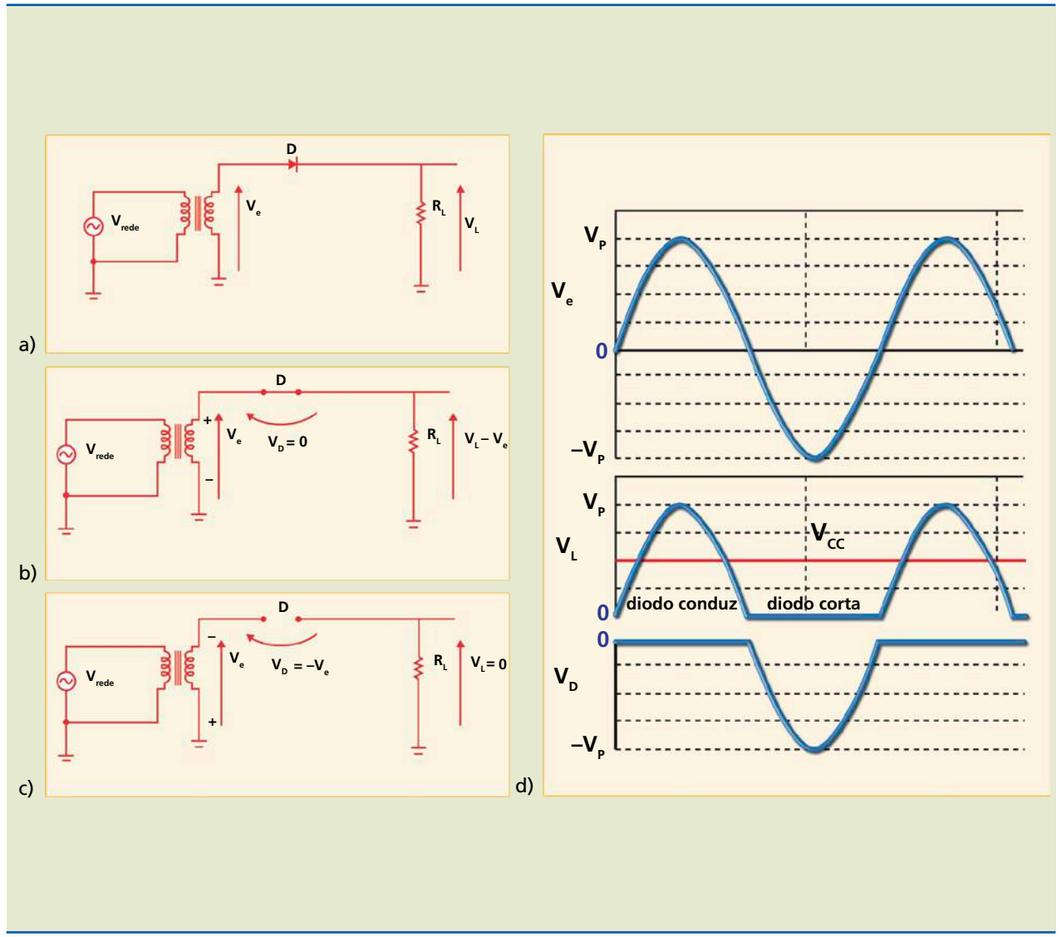


Figura 3.1
(a) Circuito retificador de meia onda;
(b) circuito equivalente no semiciclo positivo;
(c) circuito equivalente no semiciclo negativo;
(d) formas de onda de entrada, na carga e no diodo.

Para essa mesma forma de onda, o valor da tensão eficaz (medida por um voltímetro True RMS) é dado por:

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{2} \quad (3.3)$$

Obs.: a tensão eficaz é medida por um voltímetro True RMS AC + DC.

As expressões anteriores são verdadeiras quando o valor de pico é muito maior que 0,7 V; caso contrário, deve-se subtrair 0,7 V de V_P (figura 3.2). Nesse caso, os valores da tensão média e da tensão eficaz são calculados, respectivamente, por:

$$V_{CC} = \frac{V_P - 0{,}7}{\pi} \qquad V_{RMS} = \frac{V_P - 0{,}7}{2}$$

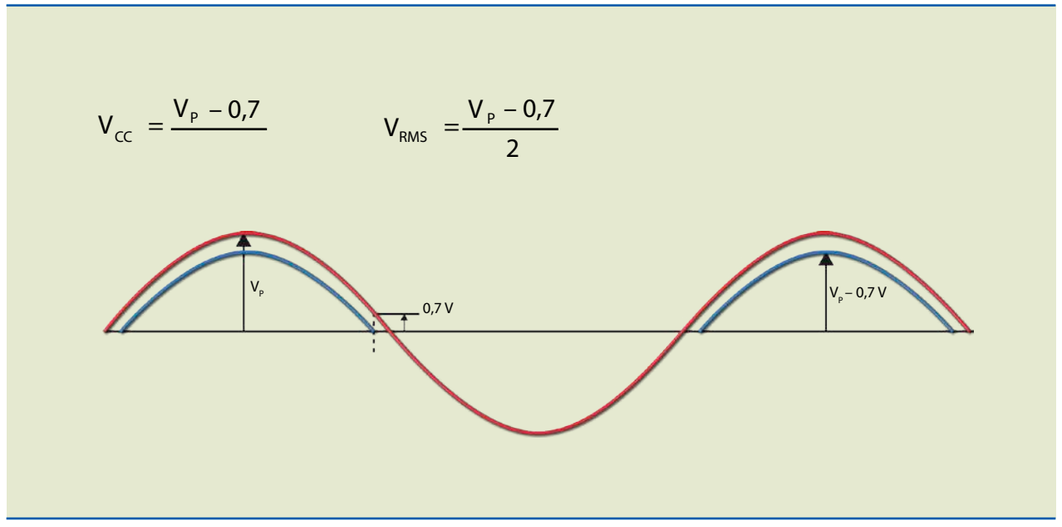


Figura 3.2
Formas de onda de entrada e saída quando a entrada é da ordem de grandeza da barreira de potencial.

É importante lembrar que o diodo deve ser dimensionado de acordo com seus valores de corrente e tensão.

Dimensionamento do diodo

Os principais limites elétricos encontrados em um **datasheet** de diodo são:

Datasheet **é um documento com especificações do componente.**

- V_{RRM} = máxima tensão de pico reversa
- V_{RMS} = máxima tensão eficaz
- V_{CC} = máxima tensão CC reversa
- I_{AV} = máxima corrente contínua
- I_{FSM} = máxima corrente de surge

Para esse retificador de meia onda, os valores das tensões e corrente do diodo devem ter no mínimo os seguintes limites:

- $V_{RRM} > V_P$
- $I_{AV} > \frac{V_P}{R_L \cdot \pi}$
- $V_{RMS} > \frac{V_P}{2}$
- $V_{CC} > \frac{V_P}{\pi}$

Para o diodo 1N4001, por exemplo, os limites são:

$V_{RRM} = 50$ $I_{AV} = 1A$ $V_{RMS} = 35$ V $V_{CC} = 50$ V

Consideremos que no circuito da figura 3.1 $V_P = 17$ V e o diodo 1N4001 com $R_L = 100\ \Omega$.

Os valores são:

$$V_{CC} = \frac{17 - 0,7}{\pi} = 5,2\ \text{V}\ ,\ I_{CC} > \frac{5,2\ \text{V}}{100} = 52\ \text{mA}\ \text{ e}$$

$$\text{valor eficaz} = \frac{17\text{V}}{2} = 8,5\ \text{V}$$

Podemos observar que esses valores estão bem abaixo dos limites.

3.2 Retificador de meia onda com filtro capacitivo

Esse tipo de retificador apresenta, além do diodo retificador, um capacitor associado em paralelo com a carga. A função do capacitor é diminuir o *ripple*. Quanto menor for o *ripple* da tensão de saída de um retificador, melhor será sua qualidade. A figura 3.3 ajuda a entender o que é *ripple*. Nela, uma tensão senoidal de 1 V de pico está sobreposta a uma tensão CC (também chamada de nível de *offset*) de 4 V. Se usarmos um voltímetro CC para medir essa tensão, ele indicará exatamente 4 V.

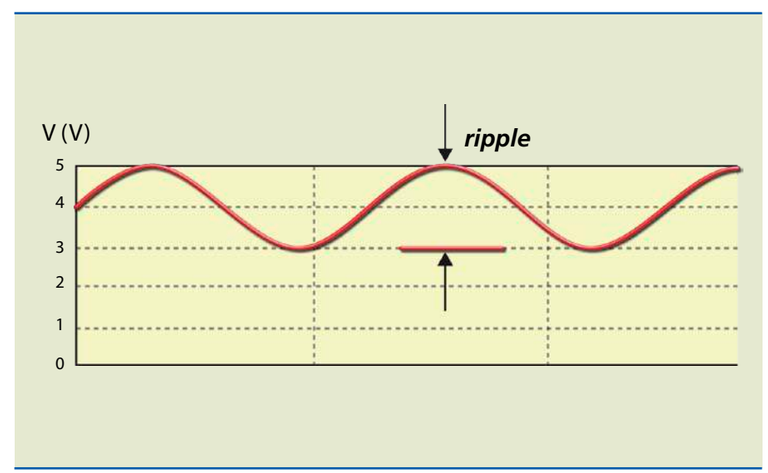


Figura 3.3
Tensão senoidal com nível de *offset* ilustrando o conceito de *ripple*.

Para uma tensão retificada de meia onda, se o valor de pico for muito maior que o *ripple*, este pode ser estimado aproximadamente por:

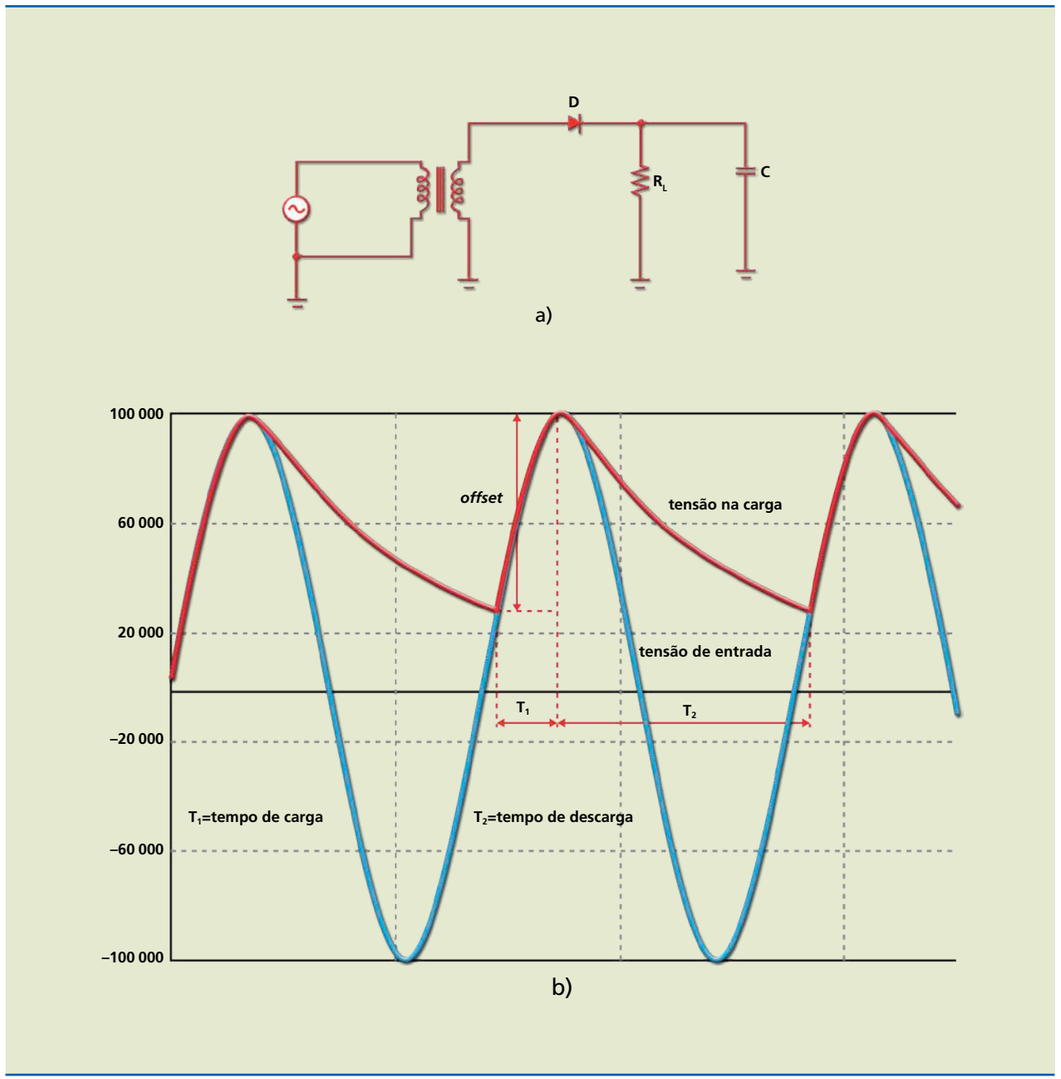
$$V_{ripple} = \frac{V_P}{f \cdot C \cdot R} \quad (3.4)$$

em que:

- V_P é o valor da tensão de pico alternada (em volts),
- C o valor da capacitância do capacitor (em farads),
- f a frequência (em Hz) do *riplle* (meia onda de 60 Hz e onda completa de 120 Hz) e
- R o valor da carga (em ohms).

A figura 3.4 mostra o circuito e as formas de onda da tensão na carga (R_L) e na entrada do retificador, para uma tensão senoidal de alimentação.

Figura 3.4
Retificador de meia onda com filtro capacitivo: (a) circuito e (b) formas de onda da tensão na carga e de entrada (secundário do transformador).



Na figura 3.4b, durante o intervalo de tempo T_1, o diodo conduz, porque o valor da tensão de entrada é maior que o valor da tensão na carga. Desse modo, o capacitor se carrega até atingir o valor de pico da tensão de entrada.

Durante o intervalo de tempo T_2, a tensão de entrada é menor que a tensão na carga. Assim, o diodo corta a corrente e o capacitor se descarrega na carga R_L (na prática, a carga é um circuito qualquer que consome corrente, como um receptor de rádio). Quando novamente a tensão de entrada passa a ser maior que a tensão na carga, o diodo volta a conduzir, repondo a carga perdida durante o intervalo T_2.

Observe que, ao aumentar a capacitância, o tempo de carga diminui e, consequentemente, o valor de pico da corrente no diodo aumenta. Por isso, é preciso ter cuidado ao projetar circuitos com valores de capacitância elevados.

3.3 Retificador de onda completa

Um retificador de onda completa é formado por dois diodos, aproveitando, portanto, os dois semiciclos da tensão senoidal da rede. Em consequência, o valor da tensão contínua na carga aumenta e o *ripple* diminui, em comparação com o circuito de meia onda.

Nos retificadores de onda completa, a conexão dos diodos pode ser feita de duas maneiras, resultando em dois tipos de retificadores com características distintas: com *center tap* e em ponte.

3.3.1 Retificador de onda completa com *center tap*

Esse tipo de retificador utiliza um transformador com tomada central (*center tap*). Os diodos são ligados em cada uma das saídas opostas ao *center tap* e, como resultado, obtêm-se duas tensões defasadas de 180° entre si.

Ao aplicar tensão no primário do transformador, observa-se que, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o diodo D_1 conduz e o D_2 corta. No semiciclo negativo da tensão de entrada, invertem-se as condições: D_2 conduz e D_1 corta. As figuras 3.5b, 3.5c, 3.5d e 3.5e mostram as formas de onda no secundário do transformador e na carga. Observe que as duas tensões dos terminais em relação ao terra (terminal central do secundário) estão defasadas de 180° entre si. Consideraremos como tensão de entrada cada uma das tensões no secundário, entre uma extremidade e o terra (*center tap*), com valor de pico igual a V_P e defasadas de 180°, isto é:

$$V_{sec1} = V_P \cdot \text{sen}\omega t \quad \text{e} \quad V_{sec2} = -V_P \cdot \text{sen}\omega t$$

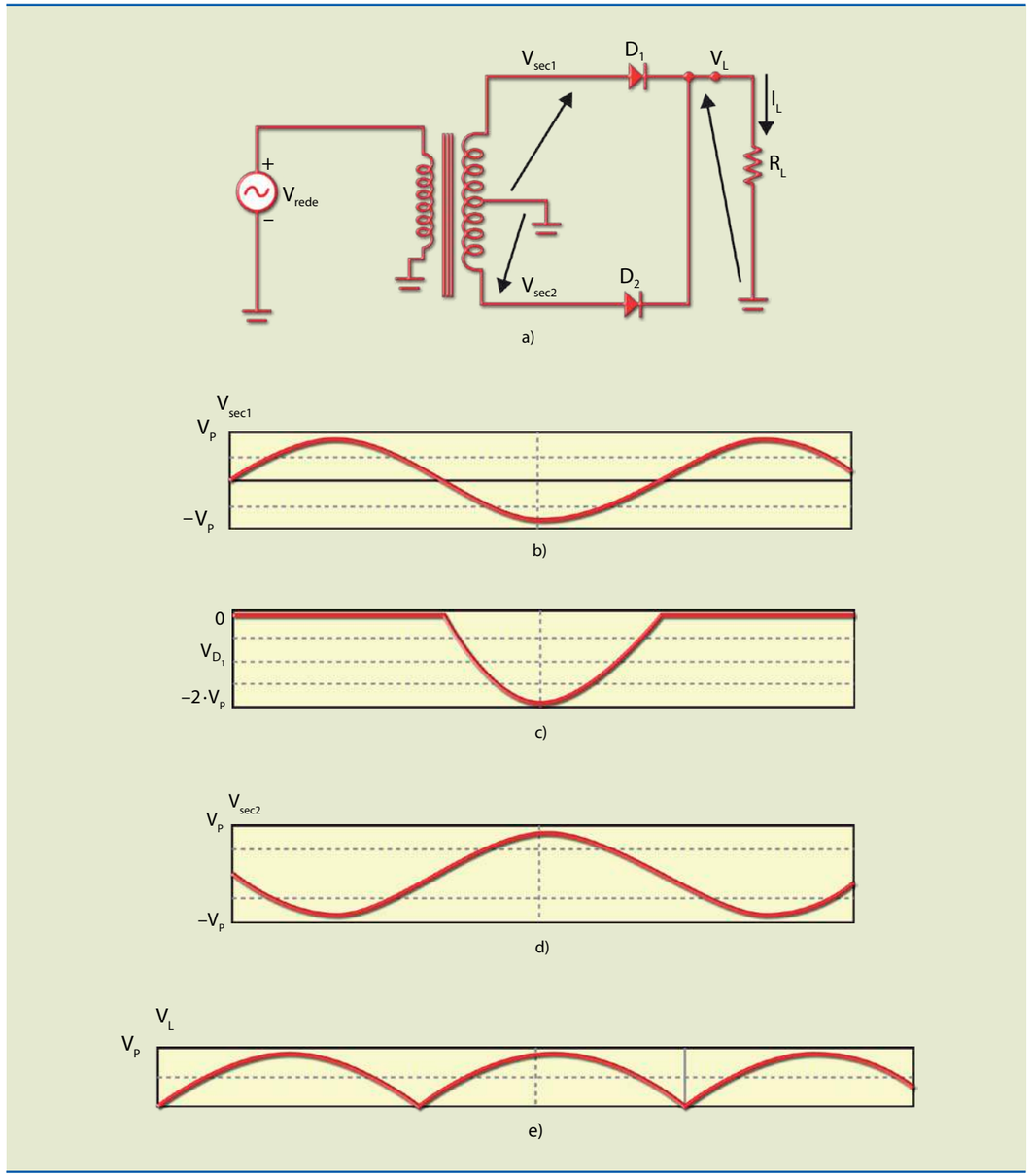


Figura 3.5
(a) Circuito do retificador de onda completa com *center tap*; (b) tensão de entrada V_{sec1}; (c) tensão no diodo D_1; (d) tensão de entrada V_{sec2}; (e) tensão na carga.

Calcula-se a tensão contínua na carga por:

$$V_{CC} = \frac{2 \cdot V_P}{\pi} \quad (3.5)$$

Note que ela é o dobro da tensão CC no caso de meia onda.

A corrente média na carga é obtida por:

$$I_{CC} = \frac{2 \cdot V_P}{R_L \cdot \pi} \quad (3.6)$$

Para essa mesma forma de onda, o valor eficaz (tensão medida por um voltímetro RMS) é calculado por:

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

Dimensionamento do diodo

Para esse circuito, o diodo deve ter no mínimo os seguintes limites:

- $V_{RRM} > 2 \cdot V_P$
- Como a corrente média por diodo é a metade da corrente média na carga:

  $$I_{AV} > \frac{V_P}{R_L \cdot \pi}$$

- Máxima tensão eficaz: $V_{RMS} > \frac{V_P}{\sqrt{2}}$
- Máxima tensão contínua reversa: $V_{CC} > \frac{2 \cdot V_P}{\pi}$

As figuras 3.6 e 3.7 mostram o comportamento dos diodos nos semiciclos positivo e negativo. Para facilitar a compreensão, eles estão representados no modelo simplificado (chave fechada e chave aberta).

No semiciclo positivo, o diodo D_1 conduz e o diodo D_2 corta (figura 3.6).

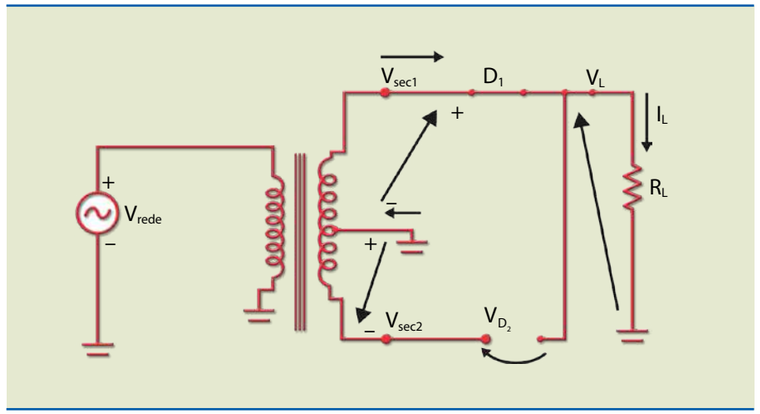


Figura 3.6
Retificador de onda completa com *center tap* – condução no semiciclo positivo.

No semiciclo negativo, o diodo D_2 conduz e o diodo D_1 corta, mas o sentido da corrente na carga não muda (figura 3.7).

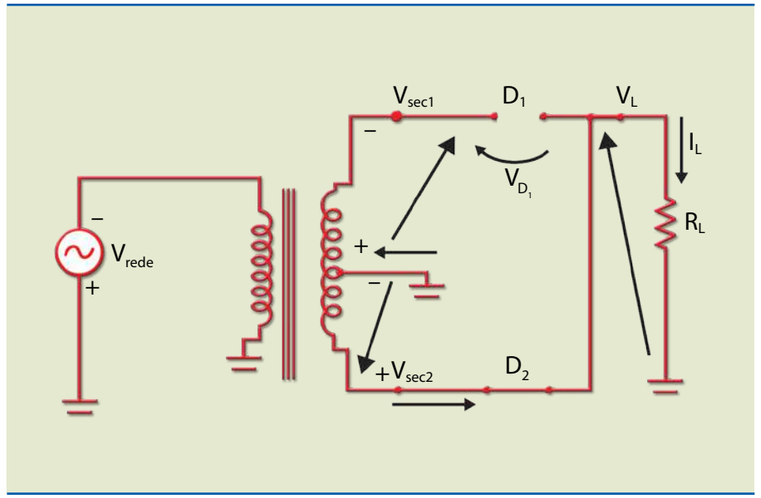


Figura 3.7
Retificador de onda completa com *center tap* – condução no semiciclo negativo.

3.3.2 Retificador de onda completa em ponte

O retificador de onda completa apresentado na figura 3.8 não necessita de transformador com tomada central (somente quando há intenção de transformar a tensão) e utiliza quatro diodos. A tensão de entrada (V_e) pode ser tanto a tensão da rede como a do secundário de um transformador.

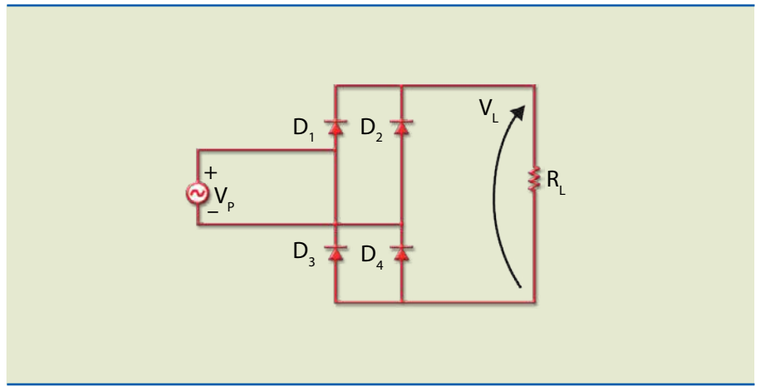


Figura 3.8
Retificador de onda completa em ponte.

Observando a tensão senoidal aplicada na entrada, pode-se perceber que, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, os diodos D_1 e D_4 estão polarizados diretamente e os diodos D_2 e D_3 cortados. Como existem dois diodos conduzindo ao mesmo tempo e eles estão em série, a queda de tensão será de 1,4 V. Isso significa que, para haver tensão na carga, a tensão de entrada deve ser maior que 1,4 V.

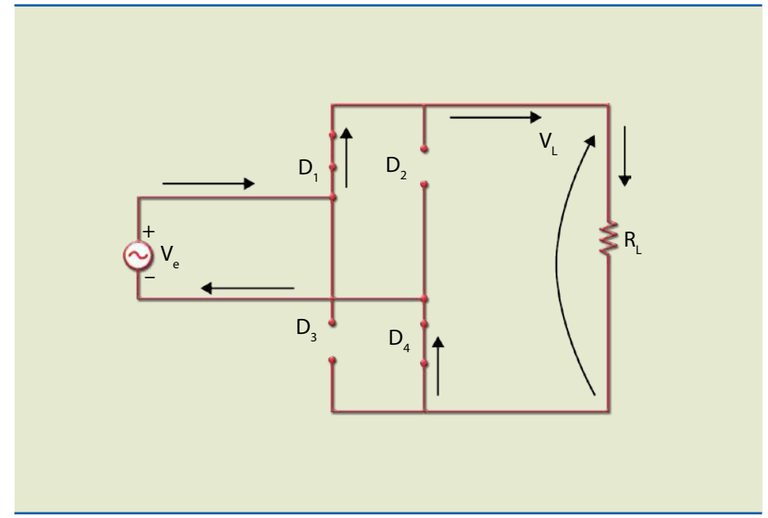


Figura 3.9
Retificador de onda completa em ponte – condução no semiciclo positivo.

Como mostra a figura 3.10, no semiciclo negativo, invertem-se as condições: os diodos D_2 e D_3 conduzem e os diodos D_1 e D_4 estão cortados; o sentido da corrente na carga continua o mesmo.

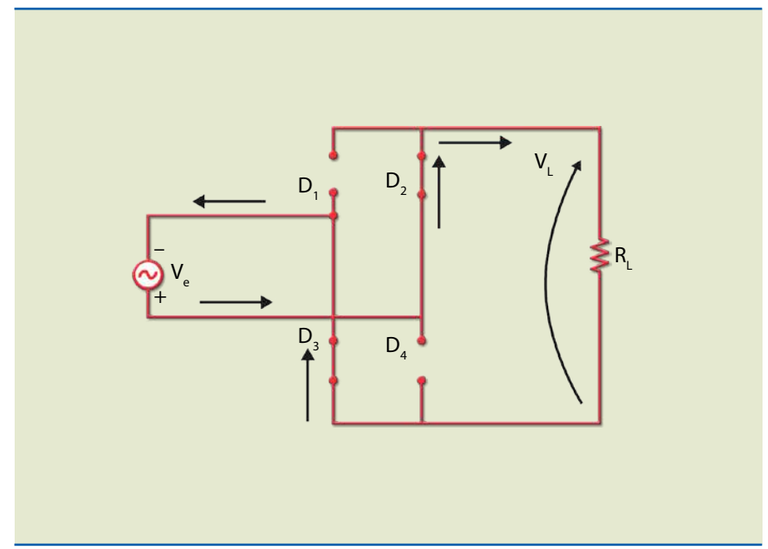


Figura 3.10
Retificador de onda completa em ponte – condução no semiciclo negativo.

A máxima tensão de pico inversa que cada diodo deve suportar é aproximadamente $-V_P$, em que V_P é o valor de pico da tensão senoidal de entrada.

A figura 3.11 ilustra as formas de onda de entrada e na carga. Observe a perda de tensão (1,4 V) ao longo do caminho da corrente. Esse valor deve ser descontado no cálculo da tensão média e da tensão eficaz na carga.

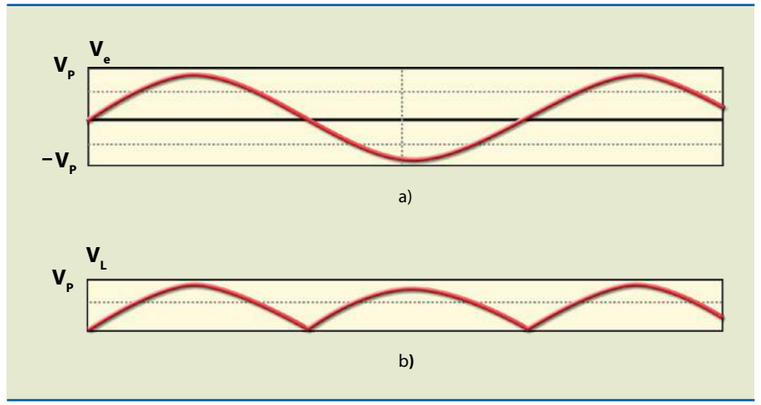


Figura 3.11
Formas de onda: (a) de entrada e (b) na carga.

Calcula-se a tensão contínua na carga por:

$$V_{CC} = \frac{2 \cdot (V_P - 1{,}4\,V)}{\pi}$$

Para essa mesma forma de onda, o valor eficaz (tensão medida por um voltímetro RMS) é obtido por:

$$V_{RMS} = \frac{V_P - 1{,}4\,V}{\sqrt{2}}$$

Dimensionamento do diodo

Para esse circuito, o diodo deve ter no mínimo os seguintes limites:

- $V_{RRM} > V_P$
- $I_{AV} > \frac{V_P}{R_L \cdot \pi}$
- Máxima tensão eficaz: $V_{RMS} > \frac{V_P}{\sqrt{2}}$
- Máxima tensão contínua reversa: $V_{CC} > \frac{2 \cdot V_P}{\pi}$

3.4 Retificador de onda completa com filtro capacitivo

Como apresentado no retificador de meia onda, a adição de um capacitor diminui o *ripple* e aumenta o valor da tensão contínua. A figura 3.12 mostra os gráficos das tensões no secundário e na carga para um valor de pico de tensão de entrada igual a 100 V, em circuito meia onda com capacitor.

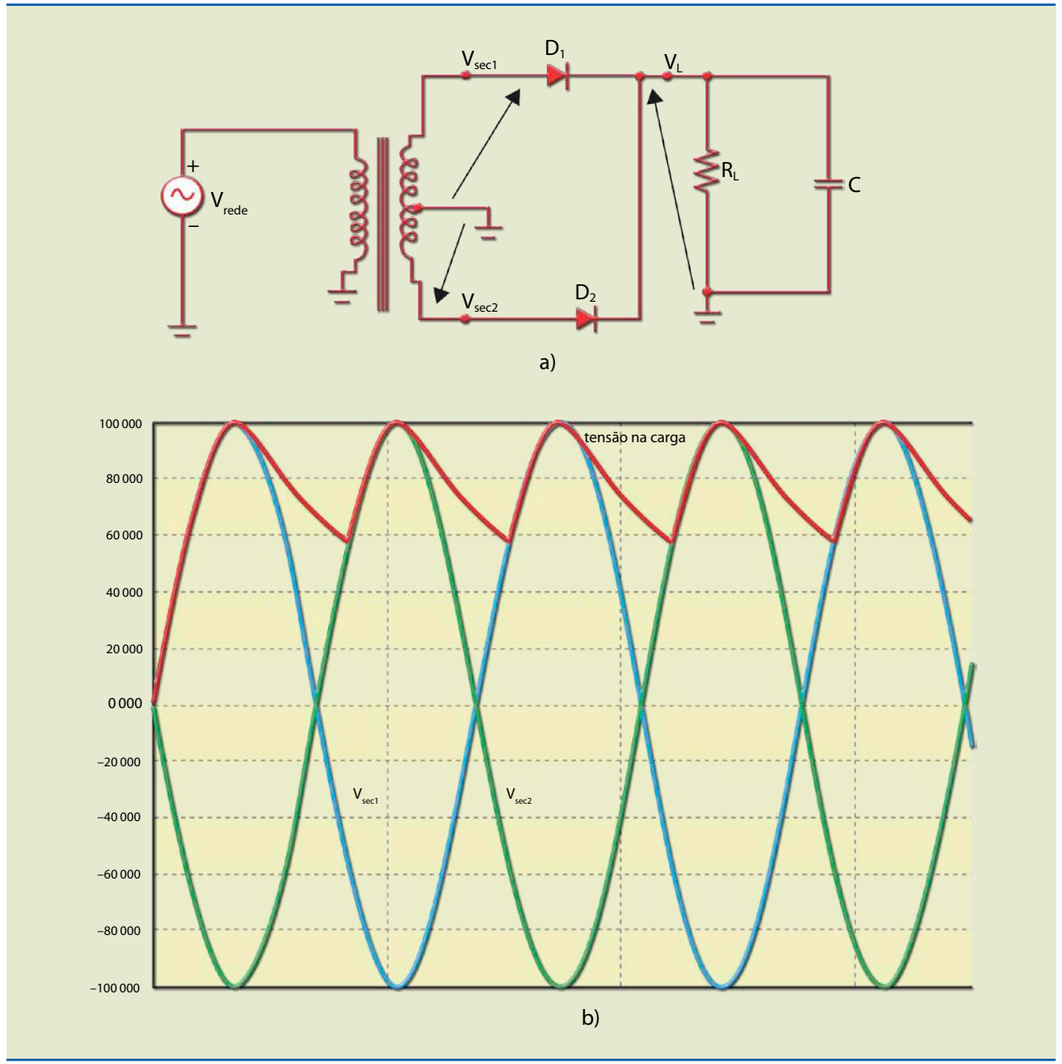


Figura 3.12
Retificador de onda completa com filtro capacitivo:
(a) circuito e
(b) formas de onda da tensão na carga e de entrada (secundário do transformador).

Observando a figura 3.12, é possível notar o aumento em relação aos valores médio e eficaz, assim como a diminuição do *ripple*, em comparação com o retificador de meia onda, que utiliza valores semelhantes de capacitor e carga.

3.5 Ponte retificadora como componente

Para construir um retificador em ponte, podem ser utilizados quatro diodos ou um único componente com os quatro diodos conectados internamente. A figura 3.13 mostra o símbolo de uma ponte retificadora.

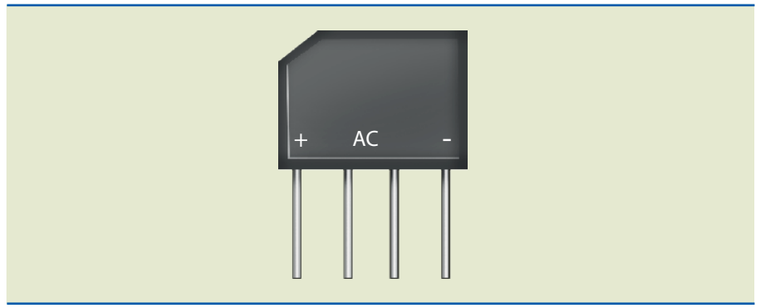


Figura 3.13
Ponte com indicação dos terminais.

3.6 Dobrador de meia onda

É um circuito eletrônico utilizado para obter valores elevados de tensões CC a partir de tensão CA. No circuito da figura 3.14a, a entrada é senoidal, com V_P de pico. No semiciclo negativo, o capacitor (C_1) se carregará com o valor de pico da tensão de entrada e, com a polaridade indicada na figura 3.14b, o diodo D_1 conduzirá e o D_2 estará cortado. No semiciclo positivo (figura 3.14c), o diodo D_1 cortará e o D_2 conduzirá, fazendo C_2 se carregar até aproximadamente $2 \cdot V_P$.

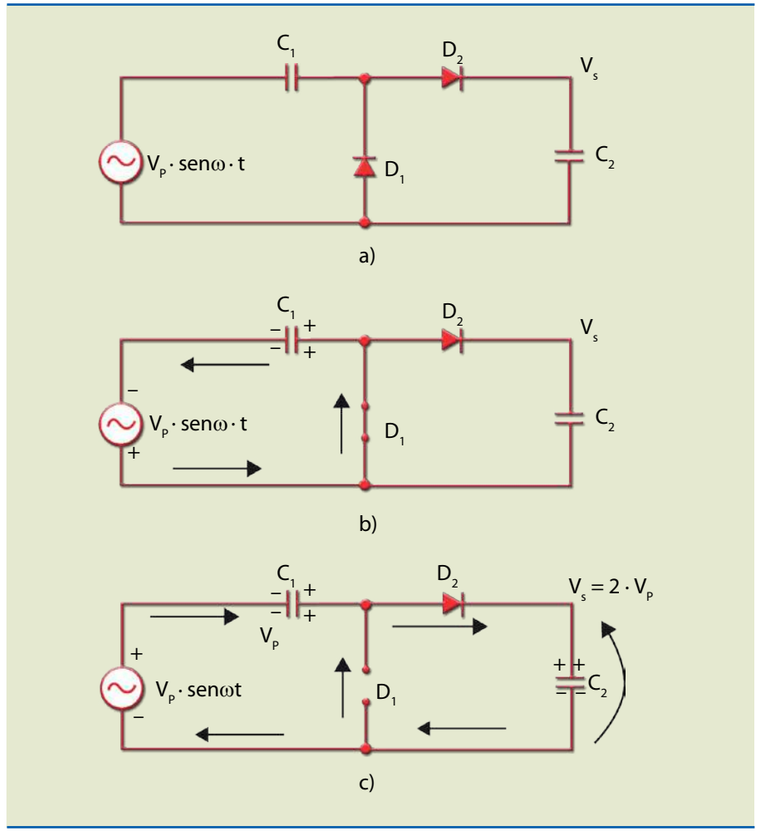
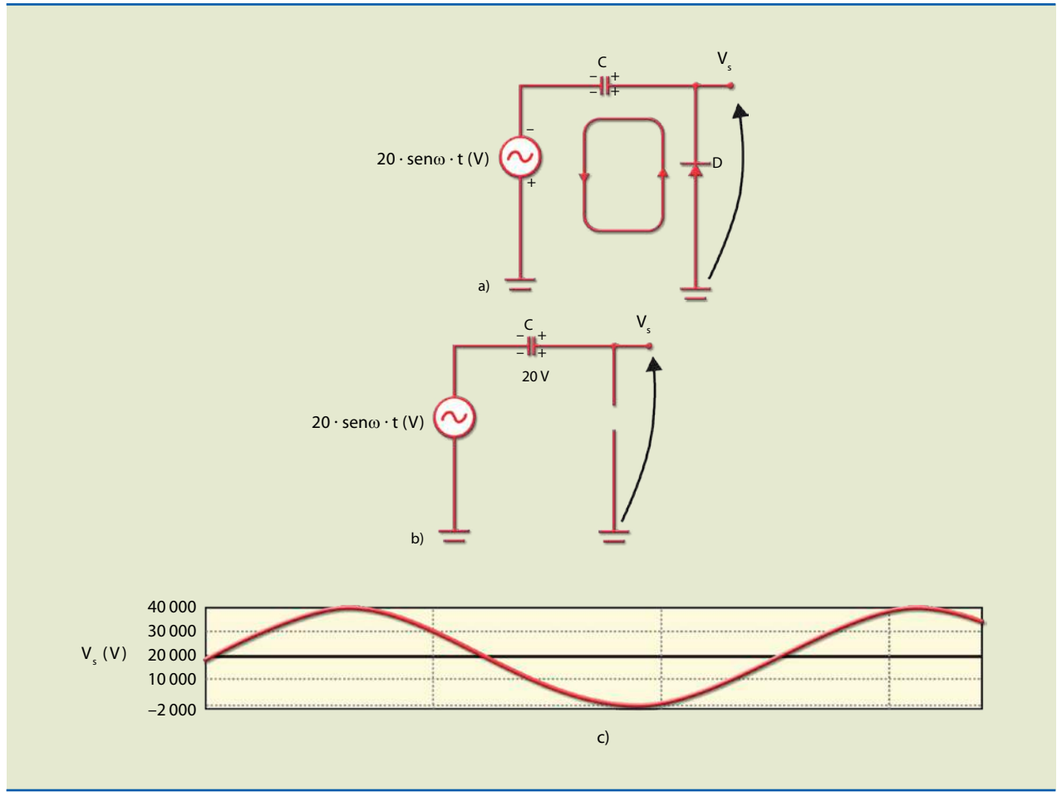


Figura 3.14
(a) Dobrador de meia onda;
(b) carga de C_1 durante o semiciclo negativo;
(c) carga de C_2 durante o semiciclo positivo.

3.7 Grampeador de tensão

É um circuito que adiciona um nível CC (positivo ou negativo) a uma tensão alternada. No semiciclo negativo (figura 3.15a), o diodo conduz e o capacitor se carrega com o valor de pico da tensão de entrada (20 V). No semiciclo positivo (figura 3.15b), o diodo corta e a tensão na saída passa a ser $20 \cdot \text{sen}\omega t + 20$. Observe que esse circuito é a primeira parte do dobrador de tensão apresentado na seção 3.6. A figura 3.15c mostra a forma de onda.

Figura 3.15
Grampeador positivo:
(a) semiciclo negativo,
(b) semiciclo positivo e
(c) forma de onda.

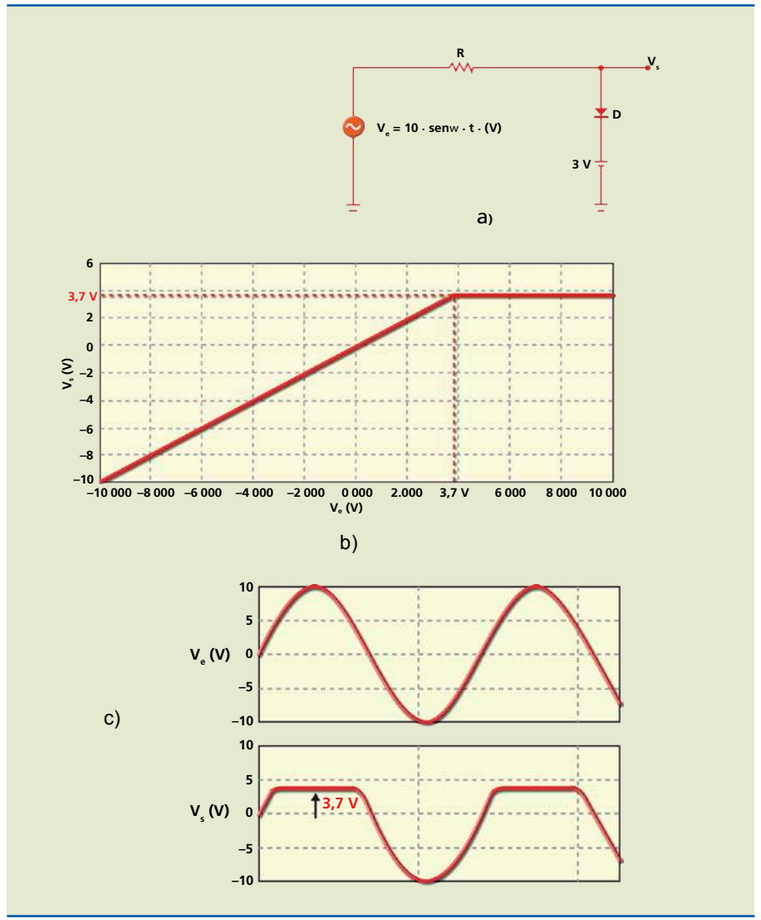


Se o diodo for invertido à senoide, será adicionado um valor médio negativo.

3.8 Limitadores

São circuitos que limitam a tensão entre dois valores, usados, em geral, para proteger um circuito contra excesso de tensão. Na figura 3.16a, enquanto a tensão de entrada for menor que 3,7 V (3 V da bateria e 0,7 V do diodo), o diodo permanecerá cortado e a tensão de saída será igual à de entrada ($V_s = V_e$); quando V_e for maior que 3,7 V, o diodo conduzirá e a tensão de saída será constante, igual a 3,7 V (3 + 0,7). A figura 3.16b mostra a curva de transferência, que é o gráfico que relaciona a tensão de saída com a de entrada, e a figura 3.16c, as formas de onda de entrada e de saída.

Figura 3.16
(a) Circuito limitador; (b) curva de transferência e (c) formas de onda de entrada e de saída.

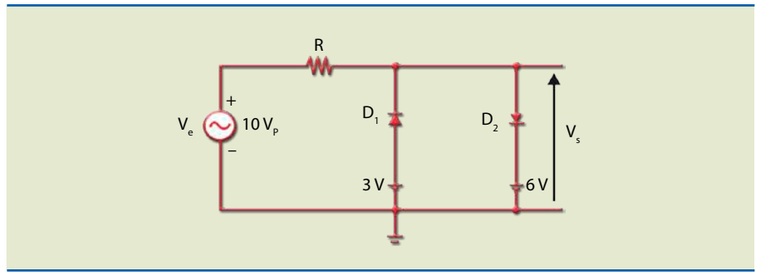


Exemplo

Com base no circuito da figura 3.17:

a) desenhar a curva de transferência ($V_s \times V_e$);
b) desenhar a tensão na saída, considerando a entrada senoidal, com 10 V_{pico}, em modelo com bateria (0,7 V).

Figura 3.17

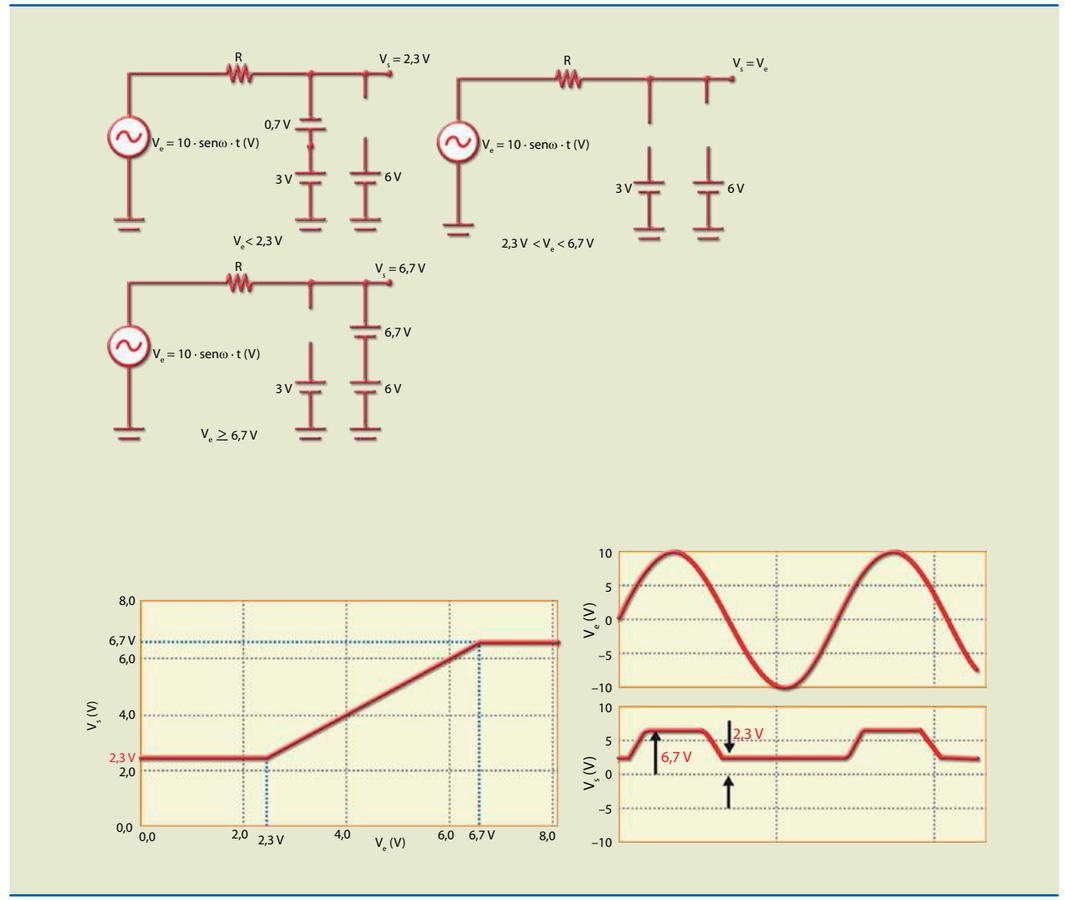


Solução:

a) Existem dois pontos de transição. O primeiro ocorre em 2,3 V e o segundo, em 6,7 V. Se $V_e < 2{,}3$ V, o diodo D_1 conduzirá e o D_2 cortará; portanto, a saída será igual a 2,3 V. Se $V_e > 2{,}3$ V e $V_e < 6{,}7$ V, os dois diodos estarão cortados; assim, a saída será igual à entrada. Se $V_e > 6{,}7$ V, o diodo D_2 conduzirá e o D_1 cortará; desse modo, a saída será igual a 6,7 V.

b) Figura 3.18

Figura 3.18



3.9 Diodo Zener

Os diodos Zener são projetados para operar na região de ruptura, onde grandes variações de corrente produzem pequenas variações de tensão, permitindo, assim, que se construa um regulador de tensão. A figura 3.19 mostra a curva característica com a região de operação, no joelho, o símbolo e o aspecto físico do diodo Zener.

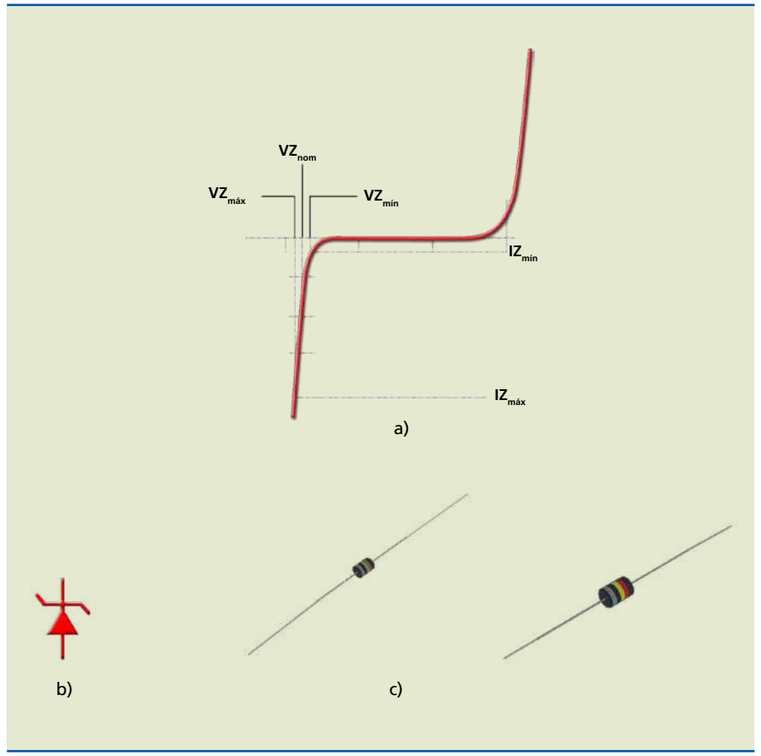


Figura 3.19
Diodo Zener:
(a) curva característica,
(b) símbolo e
(c) aspecto físico.

A região de trabalho do diodo Zener está compreendida entre $I_{Zmín}$ (menor corrente que mantém a regulagem) e $I_{Zmáx}$ (máxima corrente antes de ocorrer a destruição do componente por efeito Joule). Estão associados aos valores de corrente máxima e mínima os valores de tensão (que são muito próximos). A tensão nominal é a tensão de especificação (V_{Znom}). Outra especificação importante é a potência máxima que o diodo pode dissipar ($P_{Zmáx}$). Esse valor está relacionado à tensão aproximadamente por:

$P_{Zmáx} = V_{Znom} \times I_{Zmáx}$ (visto que V_{Znom} é aproximadamente igual a $V_{Zmáx}$).

Em geral, podemos estimar $I_{Zmín}$ por:

$$I_{Zmín} = \frac{I_{Zmáx}}{10} \quad \text{e} \quad I_{Zmáx} = \frac{P_{Zmáx}}{V_{Znom}}$$

Os valores de potência mais conhecidos são: 0,25 W, 0,5 W, 1 W, 5 W, 10 W e 50 W.

Os valores de tensão Zener estão compreendidos entre 3,3 V e 75 V.

Exemplos de diodos Zener comerciais: 1N4729A para 3,6 V, 1N4730A para 3,9 V e 1N4735A para 6,2 V.

Se escolhermos o 1N4735A de 1 W, a máxima corrente que ele pode conduzir é:

$I_{Zmáx}$ = 1 W/6,2 V = 161 mA

e a mínima aproximadamente 16 mA.

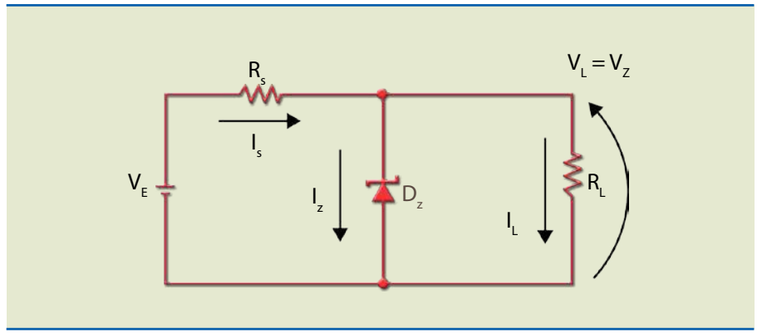


Figura 3.20
Circuito regulador com Zener.

No circuito da figura 3.20, a resistência R_S deve ser dimensionada considerando que o circuito mantenha a regulação mesmo que a carga varie entre um máximo e um mínimo e ao mesmo tempo a tensão de entrada varie entre dois limites ($V_{emáx}$ e $V_{emín}$) e a potência dissipada no Zener não exceda o limite ($P_{Zmáx}$). Para que o Zener regule de maneira correta, a corrente não pode cair abaixo de um mínimo ($I_{Zmín}$) nem superar um valor máximo, pois nesses casos o Zener sofrerá danos.

Exemplo

Considere o diodo Zener 1N4735 de 0,5 W (V_Z = 6,2 V, $I_{Zmáx}$ = 80 mA e $I_{Zmín}$ = 8 mA) instalado no circuito da figura 3.21. Determine os limites que pode ter R_L para que o Zener opere na região de regulação.

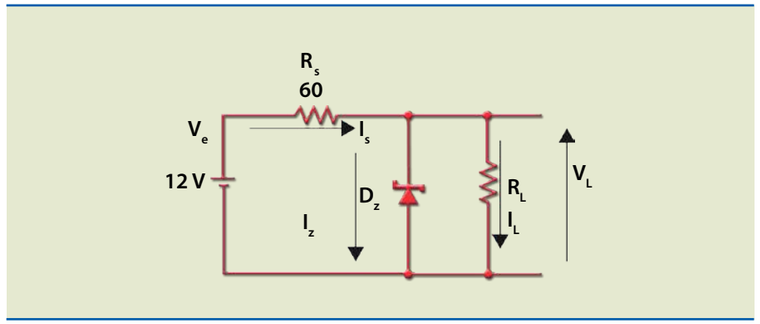


Figura 3.21

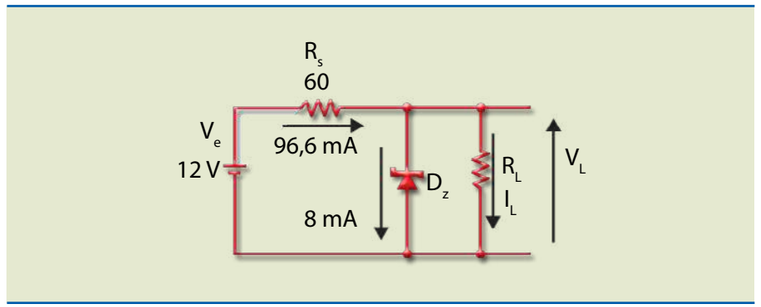
Solução:

Considerando que o Zener está operando normalmente ($V_L = V_Z = 6{,}2$ V), a corrente I_S valerá sempre:

$$I_S = \frac{12\ V - 6{,}2\ V}{0{,}06\ k} = 96{,}6\ mA$$

O que acontece se R_L diminuir seu valor? Passará a drenar maior valor de corrente, fazendo diminuir a corrente no Zener. Portanto, pode-se admitir que $R_{Lmín}$ está associado à menor corrente no Zener. Vamos impor então $I_Z = I_{Zmín} = 8$ mA. Nessas condições, a corrente na carga R_L vale:

Figura 3.22

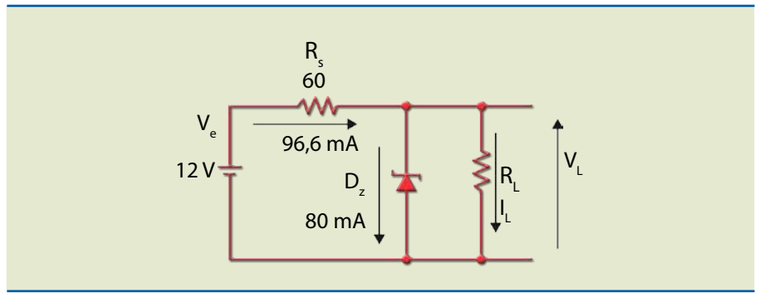


IL = 96,6 – 8 = 88,6 mA, o que significa uma resistência de:

$$R_L = \frac{6{,}2\ V}{88{,}6\ mA} = 70\ \Omega$$

No entanto, se R_L aumentar seu valor, consequentemente a corrente na carga diminuirá e a corrente no Zener aumentará. Por exemplo, se R_L for infinito (circuito aberto), toda a corrente em R_S (96,6 mA) circulará no Zener, o que resultará em sua destruição. Para evitar isso, é necessário que exista uma resistência de carga que drene o excesso de corrente. Consideremos agora o caso limite superior de corrente no Zener.

Figura 3.23



A corrente na carga será igual a: IL = 96,6 – 80 = 16,6 mA, o que significa uma resistência de:

$$R_L = \frac{6{,}2\ V}{16{,}6\ mA} = 376\ \Omega$$

Capítulo 4

Transistores bipolares

O transistor foi desenvolvido nos laboratórios da Bell em Murray Hill, New Jersey, Estados Unidos, em 1947 pelos cientistas John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley. O desenvolvimento desse componente semicondutor foi de grande relevância para a história da eletrônica e da informática, pois ele está presente em inúmeras invenções eletroeletrônicas, modificando vertiginosamente nossa sociedade.

4.1 Construção básica e princípio de funcionamento

O termo "transistor" é a contração de duas palavras em inglês: ***transfer resistor*** (resistor de transferência). Existem dois tipos básicos de transistores de acordo com o tipo de dopagem de cada terminal (base, coletor e emissor), NPN e PNP. A figura 4.1 ilustra, de maneira simplificada, sua simbologia e a estrutura interna (na forma de sanduíche). A construção física é diferente.

Analisando a figura 4.1, é possível observar que não existe simetria, isto é, as regiões NPN não possuem as mesmas dimensões, como às vezes a literatura sugere, e, portanto, não é possível confundir o emissor com o coletor. As áreas cinza de cada lado da junção representam as regiões de carga espacial ou de depleção.

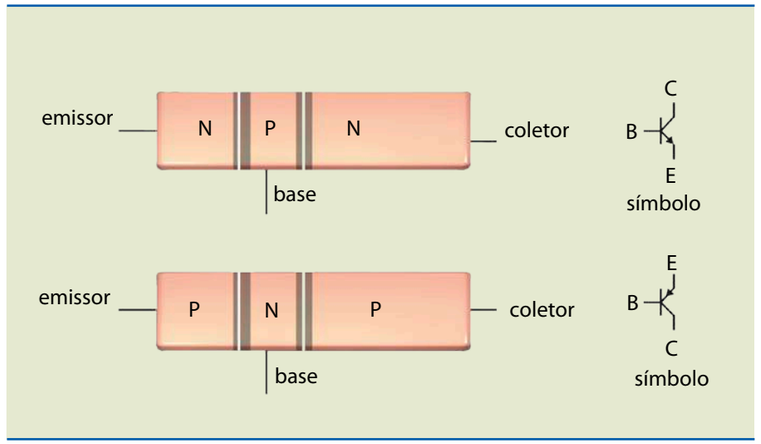


Figura 4.1
Tipos de transistor e simbologia: (a) NPN e (b) PNP.

Cada uma das regiões do transistor apresenta características próprias:

A **base** é a região mais estreita, menos dopada (com menor concentração de impureza) e extremamente fina.

O **emissor** é a região mais dopada (com maior concentração de impureza), onde são emitidos os portadores de carga (elétrons no caso de transistor NPN e lacunas no caso de transistor PNP).

O **coletor** é a região mais extensa, porque é nela que a potência se dissipa.

4.1.1 Funcionamento

Vamos entender como um transistor funciona, tomando como exemplo o transistor NPN, por ser o mais utilizado. De maneira simplificada, para compreender a operação de trabalho do PNP, basta inverter o sentido das tensões e correntes. Consideremos uma situação em que as duas junções foram polarizadas diretamente, assim as correntes que circulam serão altas (da ordem de mA). Se as duas junções estiverem polarizadas reversamente, todas as correntes serão praticamente nulas. No entanto, se a junção da base com o emissor for polarizada diretamente e a outra junção polarizada reversamente, também as correntes de coletor e emissor serão altas, aproximadamente de mesmo valor. Como se explica isso? Em polarização normal (como amplificador), a junção base-emissor é polarizada diretamente e a junção base-coletor reversamente.

Na configuração ilustrada na figura 4.2, como a junção base-emissor está polarizada diretamente, os elétrons são emitidos no emissor (que possui alta dopagem), isto é, passa a existir uma corrente (de elétrons) indo do emissor para a base. Os elétrons atingem a base e, por ela ser muito fina e pouco dopada, quase todos atingem a região de carga espacial (região de depleção) da junção base-coletor, onde são acelerados pelo campo elétrico e direcionados para o coletor. Dos elétrons emitidos no emissor, apenas pequena parcela (1% ou menos) consegue se recombinar com as lacunas da base, formando a corrente de base; os outros (99% ou mais) atingem a junção do coletor. Observe que externamente o sentido indicado é o convencional para as três correntes: de base (I_B), de coletor (I_C) e de emissor (I_E). A maneira como o transistor está conectado é chamada de ligação base comum.

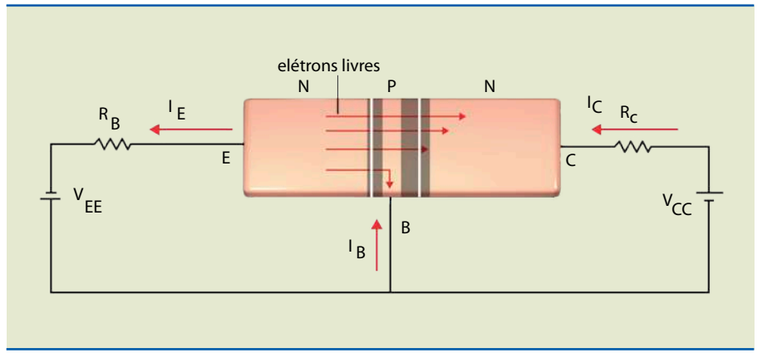


Figura 4.2
Transistor: ligação base comum.

4.2 Operação do transistor

Na estrutura definida na figura 4.2 – ligação base comum –, a junção base-emissor é polarizada diretamente e a junção base-coletor reversamente. A polarização direta faz aparecer um fluxo de elétrons indo do emissor para a base e, como essa região é muito estreita e com baixa dopagem, poucos elétrons se recombinam com lacunas existentes na base (1% ou menos dos elétrons emitidos). Quase todos os elétrons emitidos conseguem atingir a região de carga espacial da junção base-coletor, onde são acelerados em direção ao coletor. A corrente de base é originada da corrente das lacunas, que se difunde no emissor, e dos elétrons, que se recombinam com lacunas na base. A corrente de base apresenta valor muito pequeno, normalmente 200 vezes menor que a de emissor. Retorne à figura 4.2 e observe a indicação das três correntes do transistor, considerando o sentido convencional.

Em um transistor podemos adotar a seguinte relação entre as três correntes:

$$I_E = I_C + I_B$$

Define-se $\alpha = \dfrac{I_C}{I_E}$ (4.1)

como o ganho de corrente na ligação base comum. **Importante:** o parâmetro α é um número sem unidade, menor que 1, porém próximo de 1 (ex.: α = 0,99).

A configuração ilustrada na figura 4.2 está agora representada pelo circuito elétrico da figura 4.3, com o símbolo usual do transistor NPN.

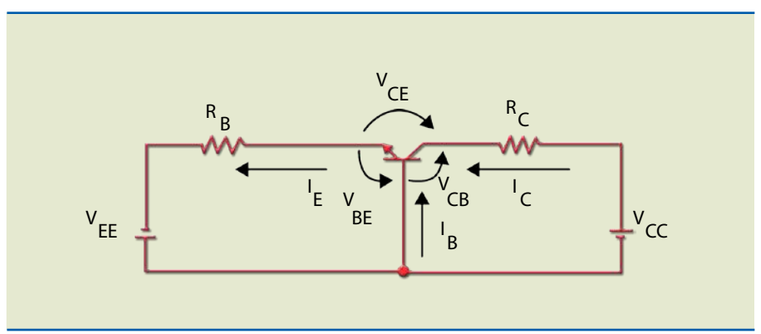


Figura 4.3
Representação por meio de esquema elétrico de um transistor NPN do circuito da figura 4.2.

Em um transistor podemos adotar a seguinte relação entre as três tensões:

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$$

Note que a tensão é abreviada por V e que a primeira letra do índice representa o ponto de maior potencial; por exemplo, no caso da tensão entre a base e o emissor (V_{BE}), a base é mais positiva. Em um transistor PNP, a notação para essa mesma tensão é V_{EB}.

Podemos representar o transistor como indicado na figura 4.4. Nesse caso, a ligação é chamada de emissor comum. A polarização das duas junções continua como antes, junção base-emissor polarizada diretamente e junção base-coletor reversamente. A operação é a mesma da ligação base comum.

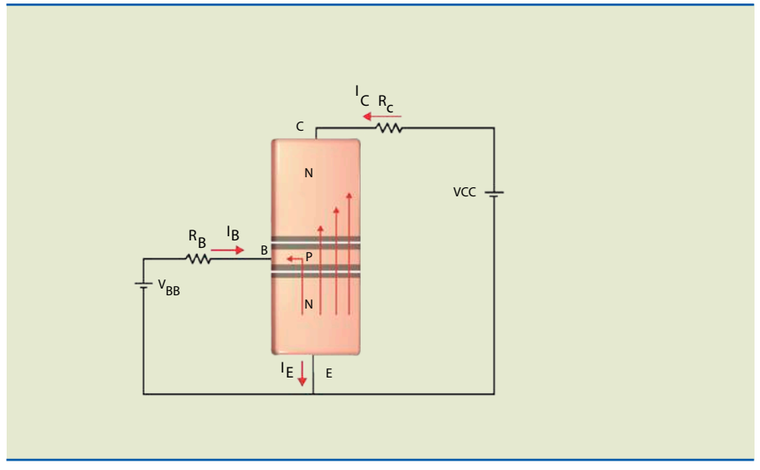


Figura 4.4
Transistor: ligação emissor comum.

Para essa configuração, define-se o ganho de corrente como:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.2)$$

Nesse caso, o valor do parâmetro β é muito maior que 1 e também não tem unidade (ex.: β = 300).

A relação entre os dois parâmetros é dada por:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (4.3) \quad \text{e} \quad \beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \quad (4.4)$$

A configuração ilustrada na figura 4.4 está agora representada pelo circuito elétrico da figura 4.5, com o símbolo usual do transistor NPN.

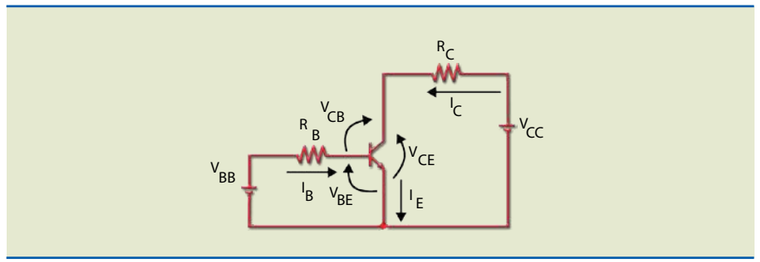


Figura 4.5
Representação por meio de esquema elétrico de um transistor NPN do circuito da figura 4.4.

A relação entre as tensões continua valendo, ou seja:

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$$

A figura 4.6 apresenta alguns exemplos de transistores comerciais.

Figura 4.6
Transistores comerciais.

SERGEI DEVYATKIN/SHUTTERSTOCK

A tabela 4.1 mostra parte da folha de dados dos transistores BC546, BC547 e BC548 (NPN) com os principais limites.

Tabela 4.1
Características elétricas máximas.

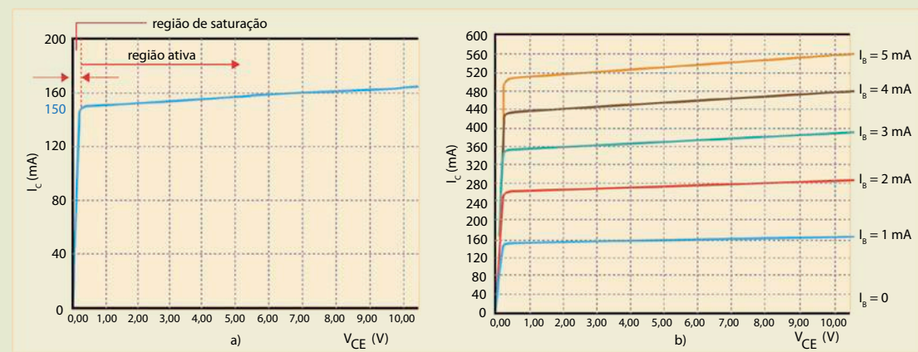
Características		Símbolo	Valor	Unidade
Tensão coletor-emissor	BC546	V_{CEO}	65	V
	BC547		45	
	BC548		30	
	BC546	V_{CBO}	80	V
	BC547		50	
	BC548		30	
Tensão emissor-base		V_{EBO}	6	V
Corrente de coletor (CC)		I_C	100	mA
Potência dissipada		P_d	625	mW

4.3 Curvas características de coletor

São gráficos que relacionam a corrente de coletor com a tensão entre coletor e emissor, considerando como parâmetro a corrente de base. Essas representações são chamadas também de curvas características de saída. No circuito representado no gráfico da figura 4.7a, a corrente de base é fixada em determinado valor – por exemplo, 1 mA. A tensão entre coletor e emissor é variável e, para cada valor de V_{CE}, é atribuída uma medida de corrente de coletor. Em seguida, esses valores são colocados em um gráfico ($I_C \cdot V_{CE}$), como mostra a figura 4.7b.

Analisando o primeiro gráfico, é possível notar que na região de saturação, para uma pequena variação em V_{CE}, ocorre aumento demasiado de I_C. Quando a junção base-coletor passa a ser polarizada reversamente, o transistor entra na região ativa, também chamada de região de amplificação. A partir desse ponto, a corrente de coletor praticamente não varia quando V_{CE} aumenta. Nessa região, o transistor se comporta como fonte de corrente constante. Na prática, ocorre aumento na corrente de coletor quando V_{CE} se eleva por efeito Early. Como a polarização reversa da junção base-coletor aumenta, a largura da região de carga espacial avançará mais na base e, portanto, mais elétrons emitidos poderão ser capturados em direção ao coletor.

Figura 4.7
Curvas características de coletor do transistor MJE240.



Para I_B = 1 mA, I_C = 150 mA, o que significa um ganho de aproximadamente:

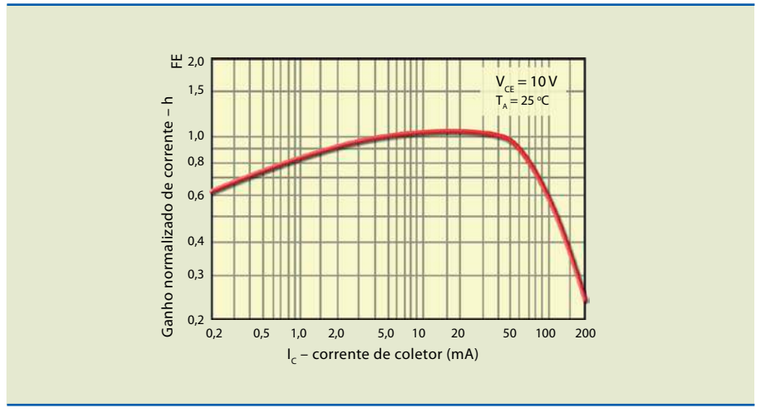
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 150$$

Nessas condições, poderíamos esperar que, se I_B aumentasse para 2 mA, o valor da corrente de coletor também dobraria. Isso, porém, não acontece, pois I_C aumenta aproximadamente para 260 mA. Outra expectativa seria em relação às curvas características, que deveriam estar espaçadas igualmente, mas o que se verifica é que a separação diminui à medida que as correntes aumentam. A explicação para esse fato é que o ganho de corrente não se mantém constante, e sim varia conforme a corrente de coletor.

Muitas vezes o ganho de corrente vem com a notação h_{FE}, isto é, $\beta = h_{FE}$.

O gráfico da figura 4.8 foi obtido da folha de dados do transistor BC548 e mostra a dependência do **ganho** com a corrente de coletor para dada temperatura e tensão coletor-emissor.

Figura 4.8
Dependência do ganho de corrente com a corrente de coletor.

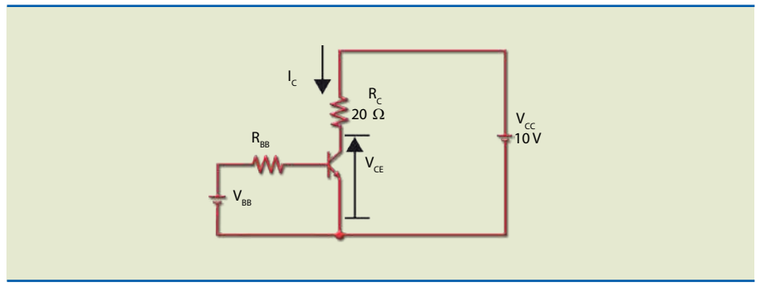


Como é possível observar na figura 4.8, o ganho de corrente β (h_{FE}) varia com a corrente de coletor, temperatura e tensão coletor-emissor. O gráfico do ganho de corrente é normalizado, isto é, para a corrente de 4 mA, o ganho é 100%. Para correntes menores ou maiores que 4 mA, o ganho apresenta outros valores: para 0,4 mA, por exemplo, o ganho será 70% do ganho a 4 mA.

4.4 Regiões de operação: reta de carga

O circuito da figura 4.9 simboliza um transistor com as curvas características apresentadas na figura 4.7b.

Figura 4.9
Ligação emissor comum.



Na figura 4.9, o equacionamento do circuito de coletor resulta em:

$$V_{CC} = R_C \times I_C + V_{CE}$$

Essa é a equação de uma reta, chamada de reta de carga, que é representada no plano $I_C \cdot V_{CE}$ das curvas características de coletor.

Para traçarmos essa reta, utilizamos dois pontos:

Primeiro ponto: igualando $I_C = 0$ na equação anterior, obtemos $V_{CE} = V_{CC}$, que fisicamente representa o corte. Como no corte as duas junções estão polarizadas reversamente e, portanto, todas as três correntes são muito pequenas (nA), podemos admitir que nessas condições o transistor é uma chave aberta (figura 4.10b).

Obs.: para cortar um transistor de Si, basta fazer $V_{BE} < 0$ V; para um transistor de Ge, $V_{BE} < -0{,}4$ V.

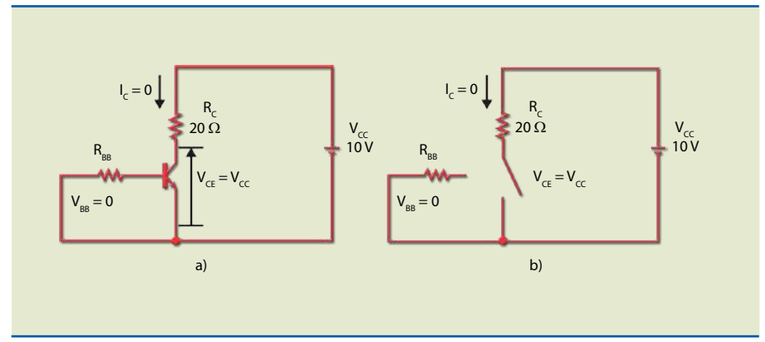
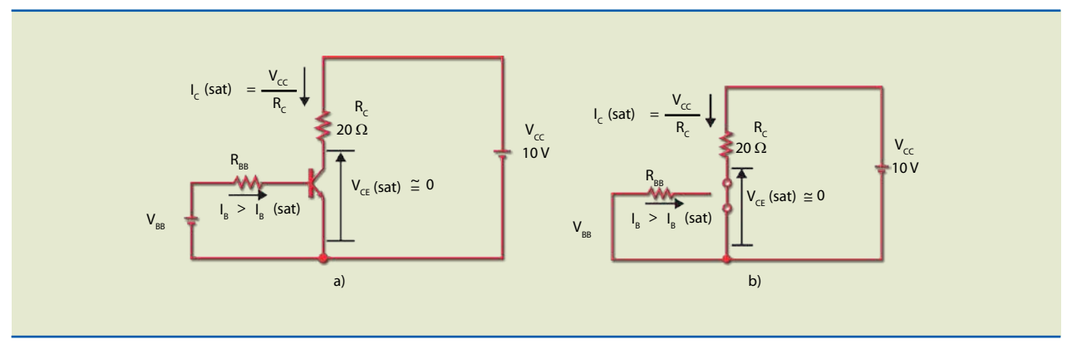


Figura 4.10
Transistor no corte:
(a) circuito e
(b) modelo simplificado.

Segundo ponto: fazendo $V_{CE} = 0$, obtemos $I_C = V_{CC}/R_C$, que fisicamente representa a saturação. Na saturação, o transistor se comporta como uma chave fechada e as duas junções estão polarizadas diretamente. Para garantirmos que o transistor sature, temos de impor algumas condições, uma delas considerar $V_{CE} \cong 0$. No entanto, para obtermos essa condição, devemos ter $I_C < \beta \cdot I_B$; como o ganho de corrente de um transistor varia entre um mínimo e um máximo, usamos o valor mínimo ($\beta_{mín}$); portanto, $I_C < \beta_{mín} \cdot I_B$.

A figura 4.11a mostra o circuito de um transistor na saturação e a figura 4.11b, o modelo simplificado para ele (chave fechada).

Figura 4.11
Transistor na saturação:
(a) circuito e
(b) modelo simplificado.



Após a determinação desses dois pontos, devemos uni-los, traçando a reta de carga.

Obrigatoriamente, o ponto de operação, também chamado de ponto quiescente, representado por Q (valores de I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ}), estará sempre em cima da reta de carga.

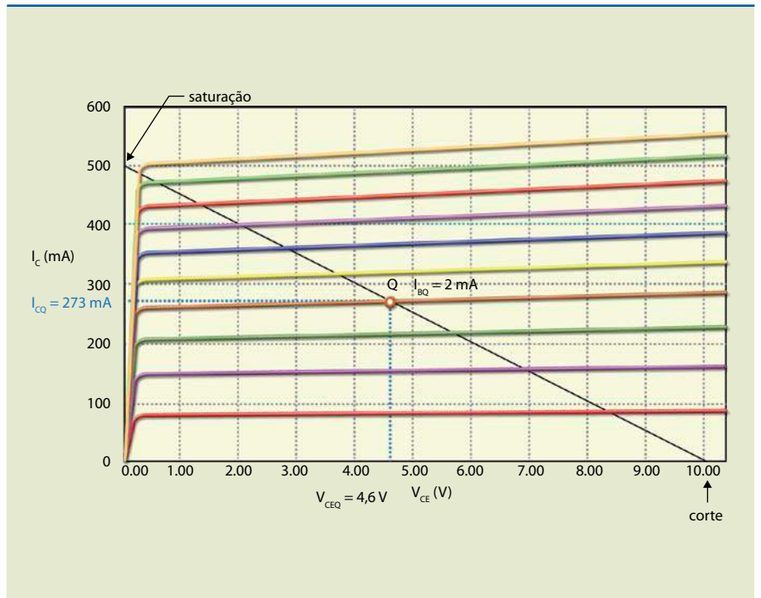


Figura 4.12
Curvas característica de coletor com a reta de carga.

No gráfico da figura 4.12, observe que, no ponto Q, temos I_{BQ} = 2 mA, I_{CQ} = 273 mA e V_{CEQ} = 4,6 V. Os limites da reta de carga são a saturação, quando V_{CE} = 0, e o corte, quando I_B = 0. Entre esses dois pontos (saturação e corte), o transistor opera como amplificador, isto é, a relação entre I_C e I_B é dada por $I_C = \beta \cdot I_B$. Nessa região (região ativa), o transistor é usado como amplificador.

Para entender como o transistor passa a funcionar como amplificador, considere o circuito apresentado na figura 4.13a. Nessa situação, um pequeno valor de tensão alternada é somado à tensão de polarização V_{BB}. Desse modo, no semiciclo positivo, a corrente de base se eleva acima de I_{BQ}, fazendo a corrente de coletor aumentar proporcionalmente e a tensão de coletor diminuir. A tensão obtida no coletor costuma ser maior que a tensão aplicada na base, ou seja, houve amplificação de tensão. Além disso, essa configuração causa defasagem de 180° na tensão de saída em relação à de entrada. O gráfico da figura 4.13b mostra essa operação.

Com base nessa análise, podemos concluir que o ponto de operação (Q) deve ser bem localizado para que seja possível obter a máxima saída de pico a pico sem distorção. A melhor localização é no meio da reta de carga ($V_{CEQ} = V_{CC}/2$), pois permite um valor V_{CC} de máxima saída. Observe os três casos representados na figura 4.14. No primeiro (figura 4.14a), a máxima saída de pico a pico possível é de 10 V, antes que ocorra o ceifamento (distorção) por saturação ou corte; nos outros dois (figuras 4.14b e 4.14c), é de 4 V – em ambos os casos, se a entrada aumentar, o sinal de saída distorcerá.

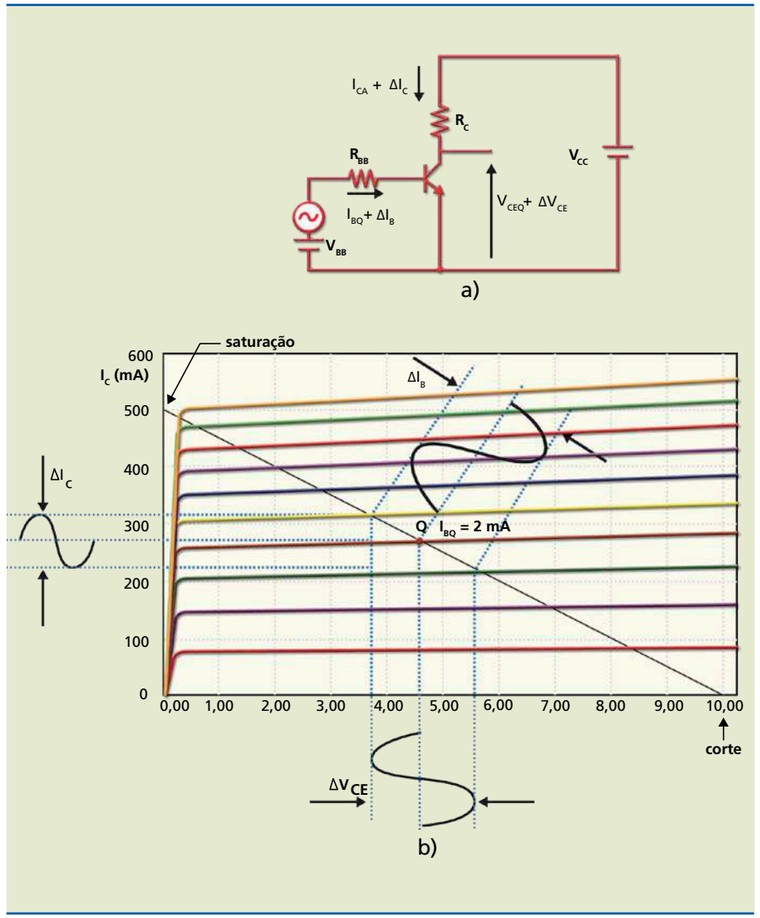


Figura 4.13
Amplificação:
(a) circuito e
(b) análise gráfica.

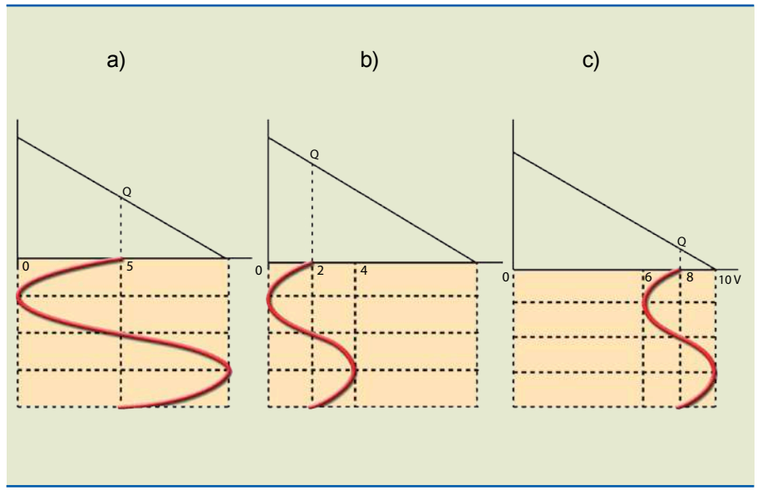


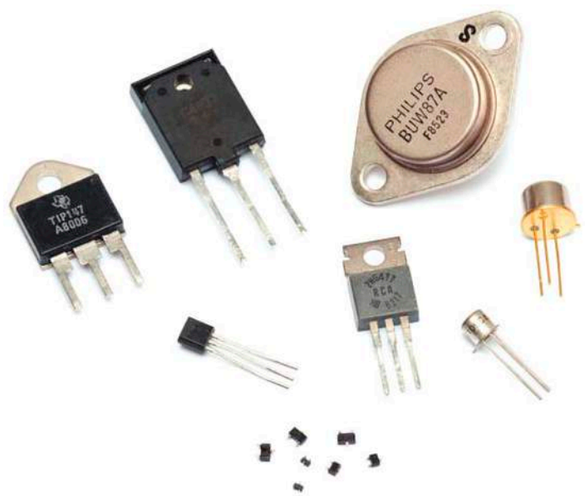
Figura 4.14
Influência da localização do ponto Q:
(a) meio da reta,
(b) próximo da saturação e
(c) próximo do corte.

4.5 Potência dissipada: dissipadores

Em um transistor, a maior parte da potência é dissipada no coletor. A potência dissipada é calculada aproximadamente por:

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C$$

Em relação à capacidade de dissipar potência, os transistores podem ser classificados em três tipos: de baixa potência (ex.: BC548 e BC109), de média potência (ex.: BD140 e TIP41) e de alta potência (ex.: 2N3055). A figura 4.15 mostra os principais encapsulamentos de transistores de baixa, média e alta potência. Observe que os encapsulamentos preveem local para a colocação do dissipador – alguns apresentam furos que facilitam a união entre o transistor e o dissipador.

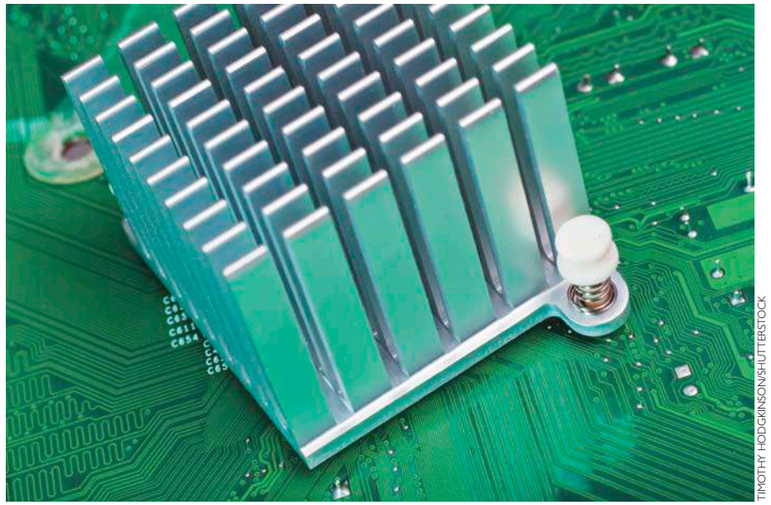


DAVID J GREEN - ELECTRICAL/ALAMY/OTHER IMAGES

Figura 4.15
Encapsulamentos usuais.

Como vimos, os semicondutores são sensíveis às variações de temperatura. Uma das maneiras de amenizar a ação do excesso de temperatura nesses dispositivos é prender ao corpo do transistor uma placa metálica chamada dissipador de calor. Os dissipadores de calor usados em eletrônica são feitos de alumínio ou cobre. Os dissipadores de alumínio são mais baratos, porém menos eficientes que os de cobre.

Por vezes, o dissipador está acoplado a um pequeno ventilador, chamado *cooler*, que auxilia a retirada do ar quente para o meio externo. A figura 4.16 mostra o sistema de arrefecimento da CPU de um computador. Observe que esse sistema é constituído de um dissipador fixado à CPU por parafusos e pasta de silicone, que facilita a transferência de calor e elimina as bolhas de ar, e de um *cooler*, que aspira o ar quente próximo ao dissipador.



TIMOTHY HODGKINSON/SHUTTERSTOCK

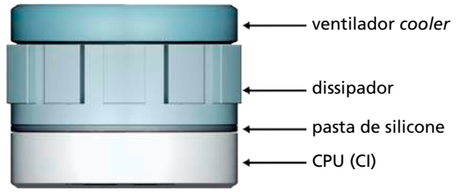


Figura 4.16
Sistema de arrefecimento de uma CPU de computador.

4.6 Conexão Darlington

Conexão Darlington é uma ligação realizada entre dois transistores quando se deseja obter um transistor equivalente com valor de ganho de corrente elevadíssimo.

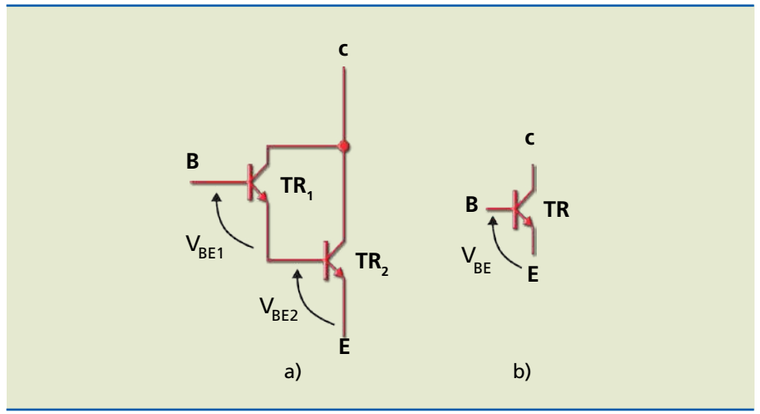


Figura 4.17
(a) Conexão Darlington e (b) transistor equivalente.

O transistor equivalente tem ganho de corrente igual a $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$, em que β_1 e β_2 são os ganhos dos transistores TR1 e TR2, respectivamente. A tensão base-emissor quando em condução vale $V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$.

Esse tipo de conexão é usado na saída de estágios de potência, em fontes de alimentação e em qualquer situação em que for necessário obter variações de corrente extremamente baixas com fornecimento de grandes correntes.

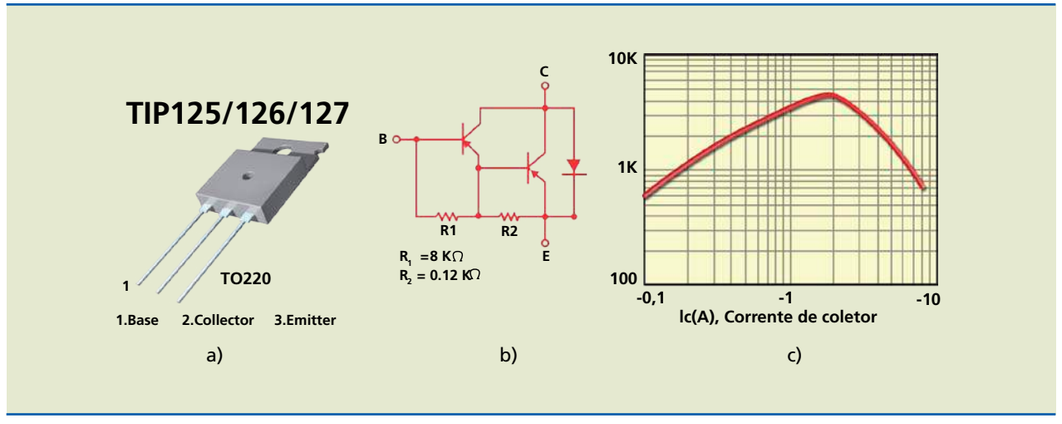


Figura 4.18
(a) Exemplo de conexão Darlington (PNP), (b) circuito equivalente e (c) gráfico do ganho de corrente conforme I_C.

4.7 Teste de transistores

Para testar transistores, são usados os mesmos princípios do diodo, com alguns procedimentos adicionais. Observe que, nas situações representadas na figura 4.19, utiliza-se multímetro analógico com a chave na posição ohmímetro na escala de resistência Rx1.

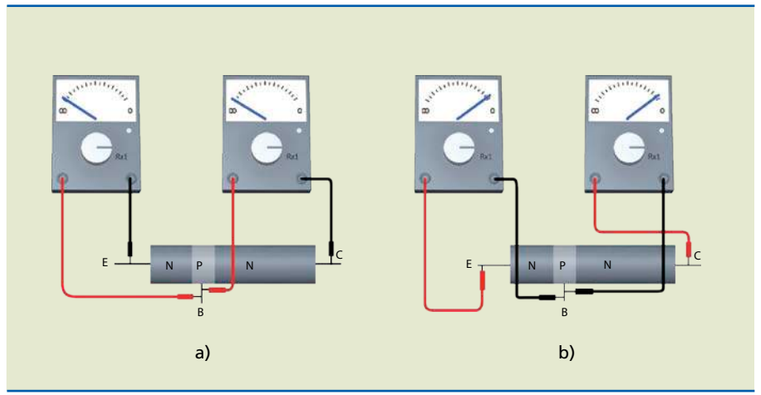


Figura 4.19
Transistor polarizado (a) reversamente e (b) diretamente.

Agora veja, na figura 4.20, o que acontece quando o multímetro é ligado entre emissor (E) e coletor (C): em qualquer um dos casos existirá sempre uma junção polarizada reversamente.

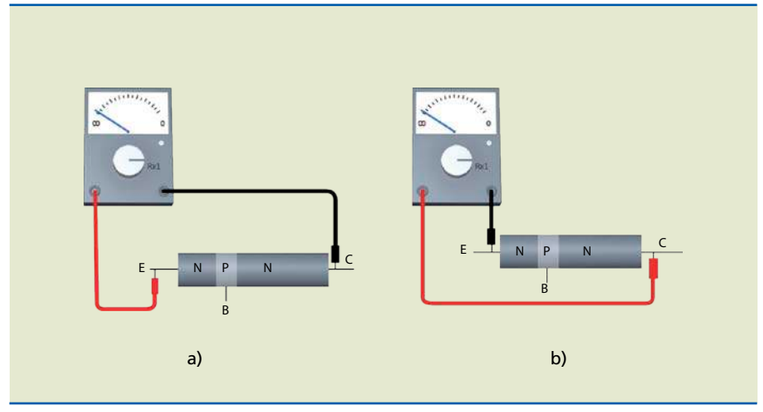


Figura 4.20
Polarizando reversamente (a) a junção coletor-base e (b) a junção emissor-base.

A que conclusão podemos chegar depois de analisar as situações representadas nas figuras 4.19 e 4.20? Testando dois a dois, nos dois sentidos, os terminais de um transistor, quando encontramos valor de resistência alta entre dois terminais, de uma forma ou de outra, o terminal que sobrou é a base!

Para saber qual terminal é o coletor e qual o emissor, devemos usar o multímetro analógico com escala de resistência R x 10 k ou de maior valor. Na figura 4.21, mede-se a resistência reversa das duas junções; a do emissor é a de menor valor, pois sua dopagem é maior.

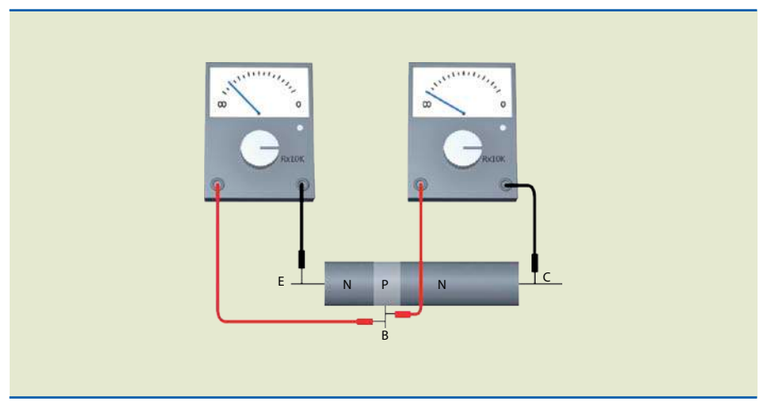


Figura 4.21
Identificação do emissor e do coletor.

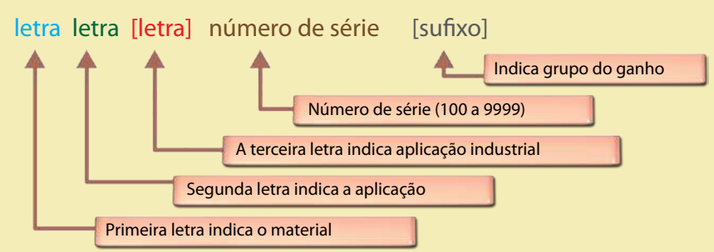
4.8 Leitura dos códigos em semicondutores

É possível conhecer o valor da resistência de um resistor lendo a faixa colorida ao redor dele. De maneira semelhante, os semicondutores (transistor, diodo e circuito integrado, entre outros) também apresentam uma codificação que permite saber se o material é germânio ou silício e se o componente é um transistor ou um diodo, além de outras informações. Existem associações que elaboram essas codificações; as mais conhecidas são: Pro-Electron, Joint Electron Device Engineering Council (Jedec) e Japanese Industrial Standard (JIS).

4.8.1 Pro-Electron

Trata-se da norma europeia. Vamos tomar como exemplo um semicondutor com a especificação **BC 548 A**. Com base nessa especificação, conclui-se que esse semicondutor é um transistor de silício. Essa informação é obtida observando as duas letras iniciais: a segunda letra (C) identifica o tipo de componente – um transistor –, e a primeira letra (B), o tipo de material – silício. Os três números (548) servem para identificar o tipo específico de transistor, ou seja, sua família. A última letra (chamada de sufixo) indica o grupo de ganho de corrente β, nesse caso baixo ganho (A).

De modo geral, a regra é:



primeira letra - indica o material: A: germânio (Ge); B: silício (Si); C: arsenieto de gálio (GaAs).

segunda letra - identifica o tipo de componente: A: diodo de RF; B: variac; C: transistor, AF, pequeno sinal; D: transistor, AF, potência; E: diodo túnel; F: transistor, HF, pequeno sinal; K: dispositivo de efeito Hall; L: transistor, HF, potência; N: acoplador óptico; R: tiristor, baixa potência; T: tiristor, potência; Y: retificador; Z: diodo Zener.

terceira letra - em alguns componentes, serve para informar a aplicação industrial: Pode ser W, X, Y ou Z.

sufixo - indica o grupo de ganho de corrente β: A: baixo ganho; B: médio ganho; C: alto ganho; sem sufixo: qualquer ganho.

Exemplo: BZX84C12

B = Si, Z = Zener

As três informações seguintes — no caso, X84 — poderiam ser números com três algarismos (de 100 a 999) se o dispositivo fosse dirigido ao consumidor comum, ou uma letra (Z, X ou Y) no caso de equipamentos industriais, seguido de números com dois algarismos, que variam de 10 a 99.

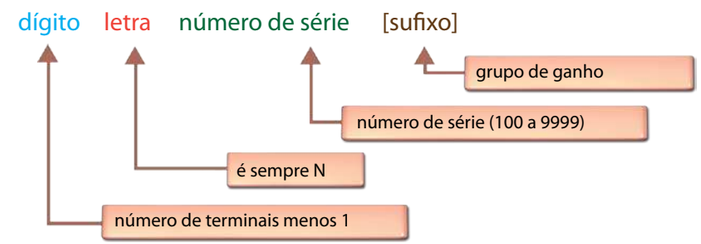
C12 refere-se à tensão de regulação, 12 V no caso.

Portanto, o dispositivo em questão é um diodo Zener industrial de 12 V.

BZX84 é a série, que pode ter dispositivos de várias tensões. A série tem a ver com máxima potência. Por exemplo: a série BZX84 é para o 3 W, enquanto a série BZX85 é para 1,3 W, BZX55 para 0,55 W etc

4.8.2 Joint Electron Device Engineering Council (Jedec)

Essa norma é norte-americana e apresenta a seguinte codificação:

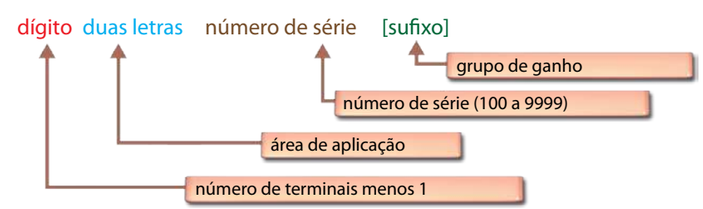


Quando existir sufixo, indicará o grupo de ganho.

Exemplos: 1N4001 (diodo), 2N2222A (transistor), 2N5444 (TRIAC), 2N6399 (SCR), 1N475A (Zener), 2N3821 (JFET).

4.8.3 Japanese Industrial Standard (JIS)

A norma japonesa apresenta a seguinte codificação:



As letras indicam a área de aplicação de acordo com o código:

- SA: PNP, transistor de alta frequência;
- SB: PNP, transistor de áudio;
- SC: NPN, transistor de alta frequência;
- SD: NPN, transistor de áudio;
- SE: diodo;
- SF: tiristor;
- SJ: FET/MOSFET canal P;
- SK: FET/MOSFET canal N;
- SM: TRIAC;
- SR: retificador.

4.8.4 Outras formas de especificação

Além das normas Pro-Electron, Jedec e JIS, alguns fabricantes têm a própria forma de apresentar a especificação e a identificação de seus componentes por meio de prefixos. Veja os exemplos:

- MCR: Motorola, tiristor (ex.: MCR106);
- MJ: Motorola, dispositivo de potência em invólucro metálico (ex.: MJ15004);
- MJE: Motorola, dispositivo de potência em invólucro plástico (ex.: MJE13003);
- MPS: Motorola, dispositivo de baixa potência em invólucro plástico (ex.: MPS3638);
- MRF: Motorola, transistor para HF, VHF e micro-ondas;
- RCA: RCA;
- RCS: RCS;
- TIC: Texas Instruments, tiristor em invólucro plástico (ex.: TIC106, TIC226C);
- TIP: Texas Instruments, transistor de potência em invólucro plástico (ex.: TIP36).

Exemplos

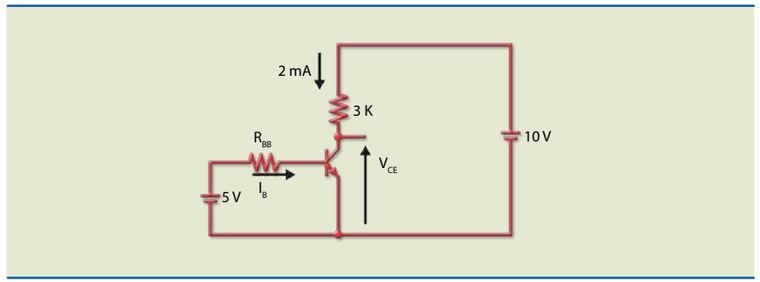
1. No circuito da figura 4.22, considere as seguintes informações:

$I_C = 2$ mA, $\beta = 200$ e transistor de Si. Calcule:

a) V_{CE}
b) I_B
c) R_{BB}

Qual o estado do transistor (saturado/cortado/região ativa)?

Figura 4.22



Solução:

a) Equacionando a malha de saída: $10 = 3\text{ K} \cdot 2\text{ mA} + V_{CE}$, obtemos:

$$V_{CE} = 10 - 6 = 4\text{ V}$$

b) A relação entre I_B e I_C é dada pelo β, logo:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2\text{ mA}}{200}\ 0{,}01\text{ mA} = 10\ \mu\text{A}$$

c) Equacionando a malha de entrada: $5 = R_{BB} \cdot I_B + 0{,}7\text{V}$, obtemos:

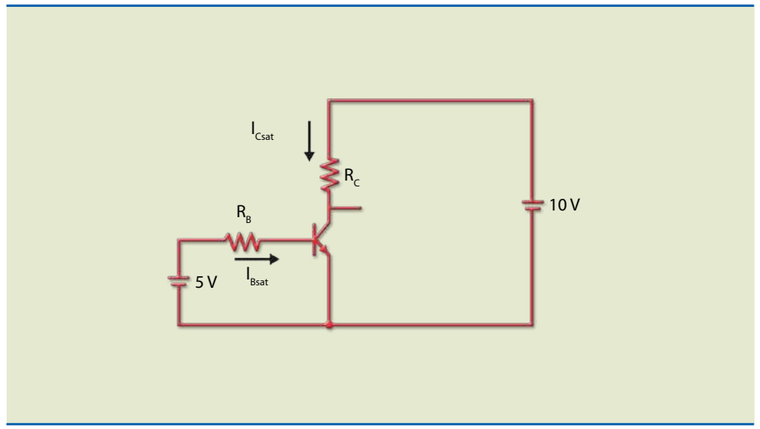
$$R_{BB} = \frac{5 - 0{,}7}{10\ \mu\text{A}} = 430\text{ k}\Omega$$

Como $V_{CE} = 4$ V, o transistor se encontra na região ativa.

2. Analise o circuito da figura 4.23 e calcule R_B e R_C para que o transistor sature com $I_C = 40$ mA.

Dados: $\beta_{mín} = 100$, $V_{CEsat} = 0$ V e $V_{BEsat} = 0{,}7$ V.

Figura 4.23



Solução:

Com o transistor saturado, toda a tensão da fonte estará aplicada em R_C. Assim, o valor pode ser calculado por:

$$R_C = \frac{10\text{ V}}{40\text{ mA}} = 0{,}25\text{ k} = 250\ \Omega$$

A corrente de base deve ser:

$$I_B \geq \frac{I_{Csat}}{\beta_{mín}} = \frac{40\text{ mA}}{100} \Rightarrow I_B \geq 0{,}4\text{ mA}$$

Portanto, a resistência de base deve ser:

$$R_B \leq \frac{5 - 0,7}{0,4\ mA} = 10,75\ k\Omega$$

Para isso, é adotado o valor comercial de 10 kΩ.

4.9 Circuitos de polarização

Polarizar um transistor significa determinar valores de tensão e corrente que se mantenham estáveis de acordo com a temperatura de trabalho, o desgaste das partes internas características de vida útil do componente e a própria substituição do componente. Ao polarizar um transistor, é preciso levar em conta que valores de ponto de operação (ponto Q, quiescente) estabelecidos devem garantir baixo grau de distorção, de modo a não prejudicar o sinal amplificado.

Considerando amplificadores de pequenos sinais, a melhor localização do ponto Q é no meio da reta de carga, isto é, a tensão coletor-emissor (V_{CE}) deve medir aproximadamente metade da tensão da fonte (V_{CC}). Isso garantirá que a saída de pico a pico seja a máxima possível e sem distorção do sinal. A seguir apresentam-se dois tipos de polarização: por corrente de base constante e por divisor de tensão na base.

4.9.1 Polarização por corrente de base constante

É o circuito de polarização mais simples e consiste em aplicar uma corrente constante na base, como exemplificado na figura 4.24.

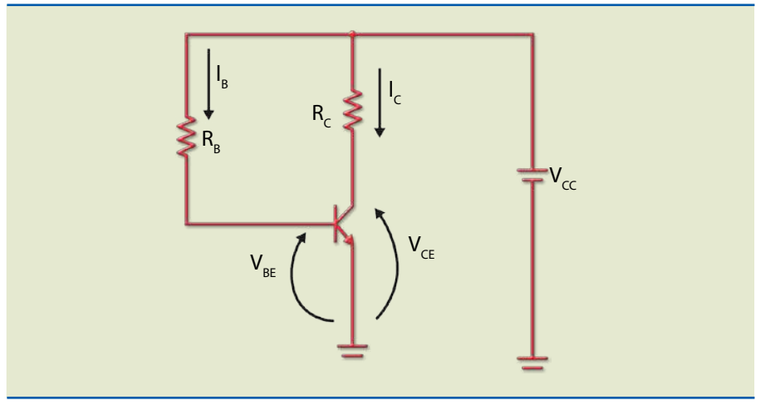


Figura 4.24
Circuito de polarização por corrente de base constante.

O cálculo dessa corrente é determinado por:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{CC}}{R_B}$$

Como a corrente de coletor é dada por $I_C = \beta \cdot I_B$, então:

$$I_C = \beta . \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \beta \cdot \frac{V_{CC}}{R_B}$$

Como o ganho de corrente de uma família de transistor pode variar entre um valor mínimo e um valor máximo, podemos concluir que esse tipo de polarização é altamente instável com a troca de transistor e temperatura.

4.9.2 Polarização por divisor de tensão na base

O circuito de polarização por corrente de base constante explicado na seção 4.9.1 apresenta algumas características importantes que devem ser levadas em conta. Esse tipo de polarização, além de depender muito do valor β, apresenta alta instabilidade com o aumento de temperatura. Isso pode acarretar um efeito conhecido por disparo térmico, ou seja, um ciclo em que, a cada aumento de temperatura, ocorre uma elevação de corrente e, consequentemente, outro aumento de temperatura.

É possível, porém, polarizar o transistor de maneira que não fique vulnerável à variação de β. Na configuração da figura 4.25, chamada de circuito de polarização por divisor de tensão na base, a realimentação negativa em CC estabiliza o ponto Q, isto é, quando a temperatura aumenta, a corrente de emissor e a tensão V_E também aumentam. No entanto, como a tensão na base (V_B) é constante, obrigatoriamente V_{BE} diminui, despolarizando a base e reduzindo as correntes que tinham aumentado com a temperatura. Claramente, o circuito possui um controle interno por causa dessa realimentação.

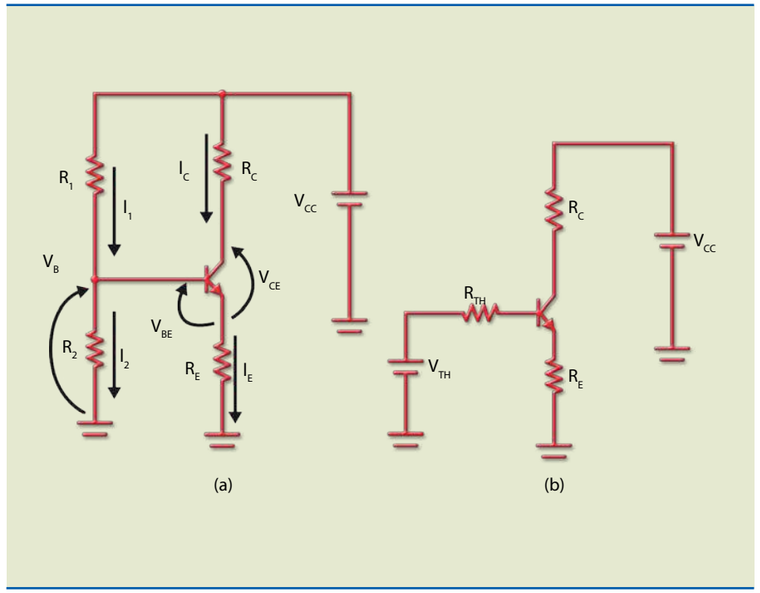


Figura 4.25
(a) Circuito de polarização por divisor de tensão na base e (b) circuito com equivalente na base.

Para analisar o circuito, tomemos o equivalente Thévenin na base (figura 4.25a):

$$V_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.V_{CC} \quad \text{e} \quad R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Observando o circuito equivalente da figura 4.25b, temos as seguintes equações na malha de entrada:

$$V_{Th} = R_{Th} \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E$$

e, como $IE \cong IC$ e $I_B = \frac{I_C}{\beta}$:

$$V_{Th} = R_{Th} \cdot \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + I_C \cdot R_E$$

resultando:

$$I_C = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + R_E}$$

Se calcularmos os componentes de forma que $R_E >> \frac{R_{Th}}{\beta_{mín}}$, então:

$$I_C \cong \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_E}$$

Portanto, teremos um circuito no qual o ponto de operação (corrente de coletor) não depende de β.

A seguir, descrevem-se os passos para determinar os valores das resistências do circuito de polarização de divisor de tensão na base. Essas orientações são de caráter essencialmente prático, e pode-se até afirmar que constituem uma "receita", com fundamentação teórica nas expressões anteriores.

Em geral, são especificados a tensão de alimentação (V_{CC}), a corrente quiescente de coletor e o transistor que será utilizado; portanto, são conhecidos $\beta_{mín}$ e $\beta_{máx}$. Para que toda a "receita" tenha validade, devemos admitir que o valor da corrente de base seja muito menor que o da corrente "descendo" pelo divisor de tensão, como se a base estivesse "aberta".

Passos para determinar os valores do divisor

1. Adotar os seguintes percentuais da tensão de alimentação:

$V_{CE} = 0{,}5 \cdot V_{CC}$, $V_{RE} = 0{,}1 \cdot V_{CC}$ e $V_{RC} = 0{,}4 \cdot V_{CC}$.

2. Como I_C é conhecido, é possível calcular R_E:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{0{,}1 \cdot V_{CC}}{I_E}$$

3. Como $I_C = I_E$ e $V_{RC} = 4 \cdot V_{RE}$, então $R_C = 4 \cdot R_E$.

4. $R_2 \leq 0{,}1 \cdot \beta_{mín} \cdot R_E$ (em geral, escolhe-se um valor igual a $0{,}1 \cdot \beta_{mín} \cdot R_E$. Em momento oportuno vamos avaliar que a escolha de um valor muito baixo para R_2 leva a uma diminuição na impedância de entrada). Não faremos a dedução dessa expressão, mas ela é intuitiva, ou seja, R_2 não pode ser de grande valor, pois nesse caso a condição de corrente de base desprezível não seria verdadeira.

5. Conhecido o valor de R_2 para calcular R_1, é preciso lembrar que os dois resistores "estão em série", portanto:

$R_1 = \frac{U_1}{U_2} \cdot R_2$, em que $U_2 = 0{,}7 + V_{RE}$ e $U_1 = V_{CC} - U_2$.

Exemplo

Projete um circuito de polarização por divisor de tensão na base, considerando os valores da tensão de alimentação, o tipo de transistor e o valor da corrente de coletor.

Dados: $V_{CC} = 12$ V, $\beta_{mín} = 100$ e $I_{CQ} = 5$ mA.

Solução:

$$V_{RE} = 0{,}1 \cdot V_{CC} = 0{,}1 \cdot 12 \text{ V} = 1{,}2 \text{ V}$$

Então:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{1{,}2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 240\ \Omega \quad R_C = 4 \cdot R_E = 4 \cdot 240 = 960\ \Omega$$

$$R_2 \leq 0{,}1 \cdot \beta_{mín} \cdot R_E = 0{,}1 \cdot 100 \cdot 240 = 2\,400\,\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_1}{U_2} \cdot R_2 = \frac{10{,}1}{1{,}9} \cdot 2{,}4 \text{ k} = 12{,}7 \text{ k}$$

Valores adotados: $R_E = 220\ \Omega$, $R_C = 820\ \Omega$, $R_2 = 2k2$ e $R_1 = 12$ kΩ.

Esses valores são comerciais e próximos dos valores calculados.

4.10 Reguladores de tensão

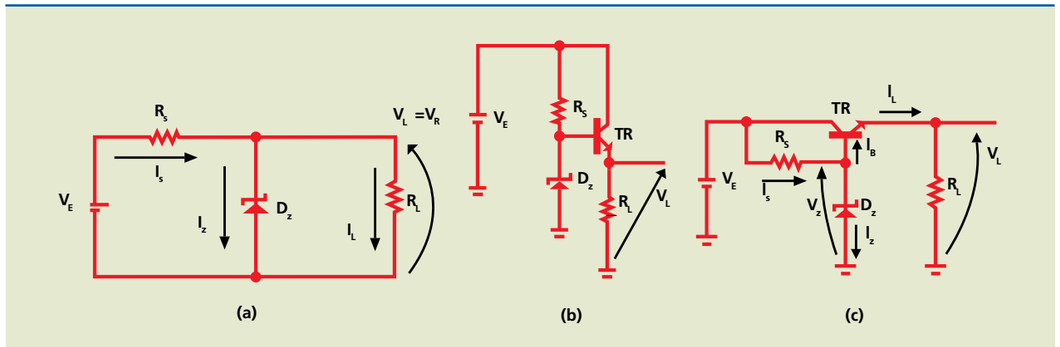
Como vimos no capítulo 2, a tensão senoidal deve ser retificada e filtrada antes de alimentar um circuito com componentes eletrônicos. Hoje, as fontes retificadoras fornecem tensão de saída com baixos valores de *ripple*, porém alguns componentes eletrônicos não suportam nenhum valor mínimo de *ripple*. Nesses casos, recomenda-se a utilização de reguladores de tensão para amenizar a variação de tensão contínua que alimenta o circuito eletrônico. Os circuitos reguladores de tensão podem ser construídos utilizando transistores e circuitos integrados específicos.

4.10.1 Regulador de tensão em série

Sabemos que o diodo Zener é um regulador paralelo que pode ser instalado em paralelo com a carga. Nessas condições, enquanto a corrente no Zener estiver dentro da faixa de regulação, a tensão de saída na carga se mantém aproximadamente constante.

O regulador de tensão em série consiste basicamente no regulador Zener da figura 4.26a, acrescido de um seguidor de emissor (amplificador coletor comum). As figuras 4.26b e 4.26c ilustram o circuito desse regulador. Observe que o circuito da figura 4.26c é essencialmente o mesmo da figura 4.26b.

Figura 4.26
(a) Regulador com Zener; (b) e (c) circuitos de regulador de tensão em série com transistor.



Os reguladores de tensão em série apresentam vantagens quando comparados com os reguladores de tensão em paralelo, principalmente considerando que nos circuitos em série somente o Zener utilizado pode ser de menor potência e o valor de impedância de saída, baixo, características técnicas importantes para uma fonte retificadora.

Exemplo

A figura 4.28 apresenta um circuito com regulador de tensão em série. Considerando os dados a seguir, calcule:

V_L, V_{CE}, I_Z, P_Z, P_{TR}, P_{Rs} e I_C.

Dados: V_{BE} = 0,7 V e β = 100.

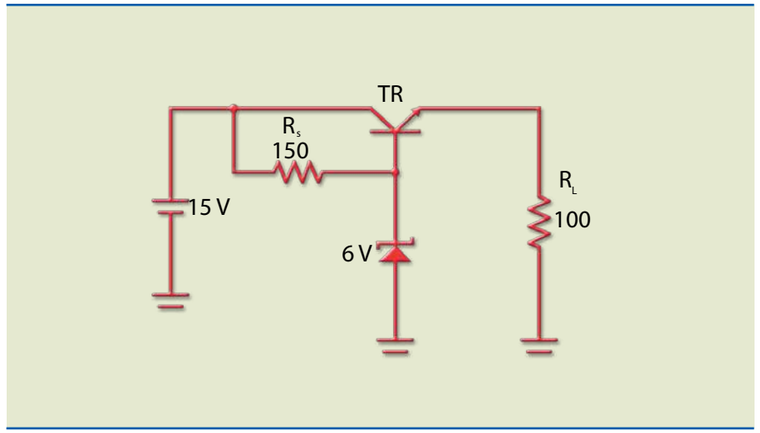


Figura 4.27

Solução:

A tensão em R_S é 15 – 6 = 9 V; portanto, a corrente vale:

$$I_S = \frac{9\ V}{0{,}15\ k} = 60\ mA$$

A tensão na carga é 6 – 0,7 = 5,3 V; portanto, a corrente na carga vale:

$$I_L = \frac{5{,}3\ V}{0{,}1\ k} = 53\ mA$$

A corrente de base vale $I_S = \frac{53\,mA}{100} = 0{,}53\,mA$

e a corrente no Zener, I_Z = 60 mA – 0,53 mA = 59,47 mA.

A potência dissipada é P_Z = 6 V · 59,47 mA = 356,82 mW.

A tensão entre coletor e emissor vale

V_{CE} = 15 – 5,3 = 9,7 V e a potência dissipada, P_{TR} = 9,7 V · 53 mA = 514,1 mW. A potência dissipada em R_S é P_{Rs} = 9 V · 60 mA = 540 mW.

4.10.2 Reguladores integrados de três terminais

São reguladores que requerem poucos componentes externos ou nenhum para auxiliar sua operação. Estão disponíveis em diversos valores de tensão e corrente e em vários modelos de encapsulamento; o mais comum é o TO-220.

Regulador de tensão fixa

O regulador integrado de três terminais é um circuito que fornece uma tensão altamente regulada a partir de uma tensão qualquer (em geral, é utilizado na saída de um retificador com filtro). Esse componente pode fornecer tensões reguladas positivas ou negativas com valores entre 5 V e 24 V. Uma de suas aplicações é na construção de um regulador no local, pois ele elimina problemas associados à distribuição das tensões quando existe uma única fonte de alimentação. Os reguladores integrados possuem proteção interna contra sobrecarga de corrente e elevação de temperatura. Estão disponíveis em vários encapsulamentos. Os modelos mais conhecidos são o TO-220 e o TO-3, com capacidade de corrente de até 2 A (deve-se consultar o *datasheet*, pois, dependendo do fabricante, esse valor pode mudar).

XX representa o valor de tensão regulada na saída. Por exemplo: 7805 fornece na saída tensão regulada de 5 V e 7912, tensão regulada de –12 V.

As principais famílias de reguladores integrados de três terminais são:

- 78**XX**: reguladores de tensão fixa positiva;
- 79XX: reguladores de tensão fixa negativa.

Os reguladores 78XX e 79XX têm pinagem diferente um do outro e, caso a corrente solicitada esteja próxima da máxima, deve ser usado dissipador.

A figura 4.28 mostra a pinagem para encapsulamento TO-220 para reguladores da família **78XX** e **79XX**.

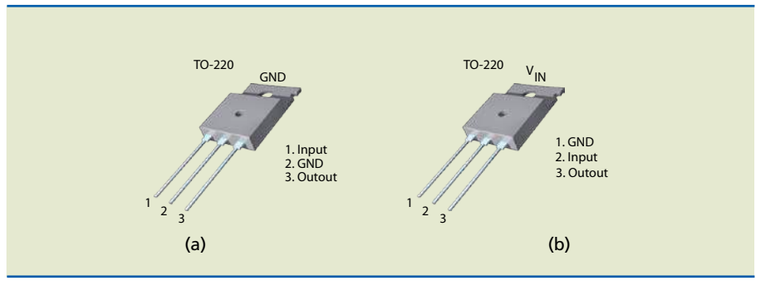


Figura 4.28
Encapsulamentos TO-220 para reguladores (a) 78XX e (b) 79XX.

A figura 4.29a apresenta a configuração básica para esses reguladores. É importante enfatizar que, para funcionamento adequado, a entrada deve ter tensão mínima de XX + 2,5 V. Assim, no caso do regulador 7805, para obter 5 V na saída, o valor de entrada mínimo tem de ser 7,5 V. Existe também um valor de tensão de entrada máximo, que, em geral, não pode exceder 40 V (é importante consultar o valor exato no *datasheet* do fabricante). Recomenda-se o uso dos capacitores C_1 e C_2, porém, sem eles, o circuito funciona. O C_1 deve ser utilizado quando o capacitor do filtro do retificador estiver distante do regulador e o capacitor C_2 melhora a resposta transiente de proteção contra ruídos.

O circuito da figura 4.29b apresenta um regulador para tensão positiva com reforço de corrente na saída. Nesse modelo, a corrente de saída (I_L) é calculada por:

$$I_L = I_{REG} + \beta \cdot (I_{REG} - \frac{V_{BE}}{R_1})$$

em que β é o ganho de corrente do transistor (média ou alta potência) e I_{REG} a corrente no regulador.

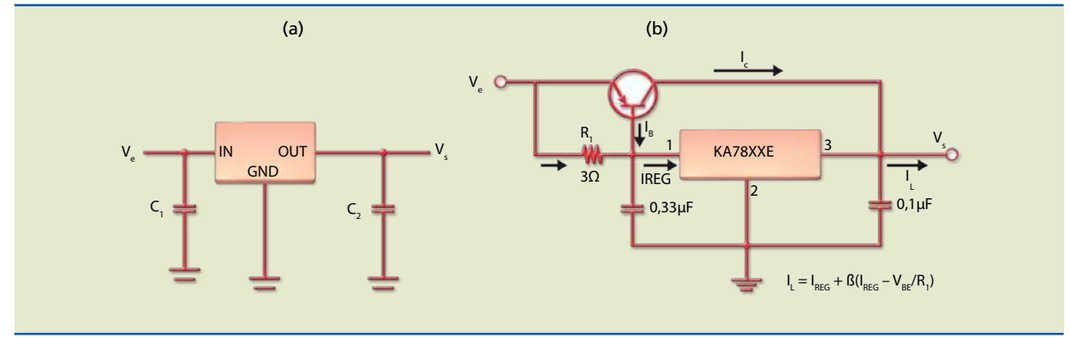


Figura 4.29
(a) Circuito básico para reguladores de saída fixa positiva ou negativa e (b) saída de alta corrente.

O circuito da figura 4.29b apresenta um regulador para tensão positiva com reforço de corrente na saída. Nesse modelo, a corrente de saída (I_L) é calculada por:

$$I_L = I_{REG} + \beta \cdot (I_{REG} - \frac{V_{BE}}{R_1})$$

em que β é o ganho de corrente do transistor (média ou alta potência) e I_{REG} a corrente no regulador.

A figura 4.30 mostra uma aplicação do regulador KA78XXE como fonte de corrente. Observe que a tensão regulada (V_{XX}) fornecida pelo componente é aplicada no resistor R_1, e, portanto, a corrente e a tensão em R_1 são constantes. Desse modo, a corrente na carga também será constante e valerá:

$$I_L = \frac{V_{XX}}{R_1} + I_Q$$

em que V_{XX} é a tensão regulada – para o circuito integrado 7805, por exemplo, V_{XX} = 5 V – e I_Q a corrente de polarização, normalmente da ordem de µA.

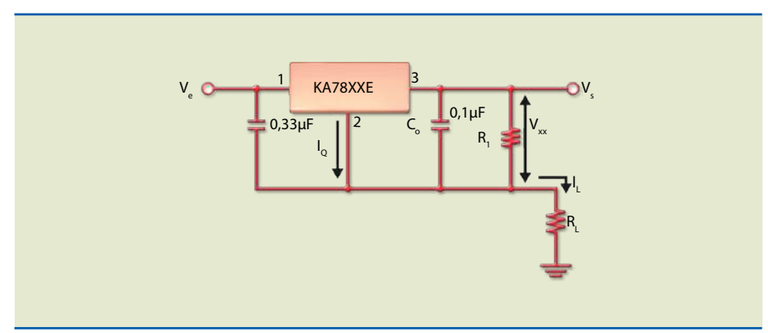


Figura 4.30
Regulador de corrente constante.

Regulador de tensão ajustável

Esse regulador (figura 4.31) fornece uma tensão de referência da ordem de 1,25 V e é indicado para a construção de fontes ajustáveis. Existe grande variedade de modelos, entre os quais o mais conhecido é o LM317, que fornece até 1 A de corrente (dependendo do encapsulamento) na faixa de tensão entre 1,25 V e 35 V. Esse modelo necessita de um circuito com dois resistores e possui proteção contra sobrecorrente e sobrecarga térmica.

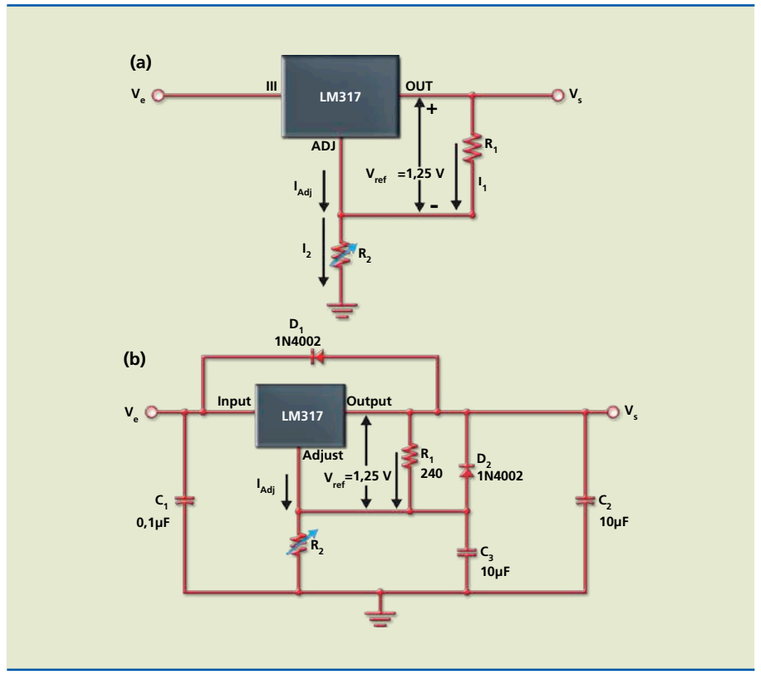


Figura 4.31
Regulador de tensão ajustável: (a) circuito básico e (b) circuito completo.

O LM317 gera uma tensão de referência fixa de 1,25 V entre o terminal de saída (OUT) e o terminal de ajuste (ADJ). Em uma primeira análise, se considerarmos a corrente de polarização (I_{ADJ}) desprezível em relação às outras correntes, podemos afirmar que $I1 = I2$. Então, equacionando na malha de saída, temos:

$$I_1 = \frac{1,25\ V}{R_1} \text{ e } V_S = 1,25 + R_2 \cdot I_2 = 1,25 + R_2 \cdot \frac{1,25}{R_1} = 1,25 \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

Se levarmos em conta I_{ADJ}, devemos incluir na expressão acima o termo $R_2 \cdot I_{ADJ}$. É importante ressaltar que as resistências R_1 e R_2 devem ter valores baixos para garantir que a corrente de polarização seja desprezível. Uma aproximação razoável é considerar que a soma das duas resistências não exceda 5 kΩ.

As funções dos demais componentes do circuito apresentado na figura 4.30b são as seguintes:

C_1: não é funcional, mas recomendado, em especial se o filtro do retificador não estiver próximo do regulador.

C_2: melhora a resposta transiente e deve ser usado, principalmente, para prevenir que ruídos prejudiquem o funcionamento de dispositivos ligados na saída do regulador.

C_3: melhora a rejeição ao *ripple* da fonte, sobretudo quando o ajuste é feito com ganho elevado. Caso esse capacitor seja usado, é melhor colocar os diodos de proteção.

D_1 e D_2: são utilizados para providenciar um caminho de baixa impedância caso a entrada seja zero, evitando que os capacitores se descarreguem na saída do circuito integrado.

Exemplos

1. Calcule a máxima e a mínima tensão na saída do regulador do circuito da figura 4.32. Considere desprezível a corrente de polarização do circuito integrado.

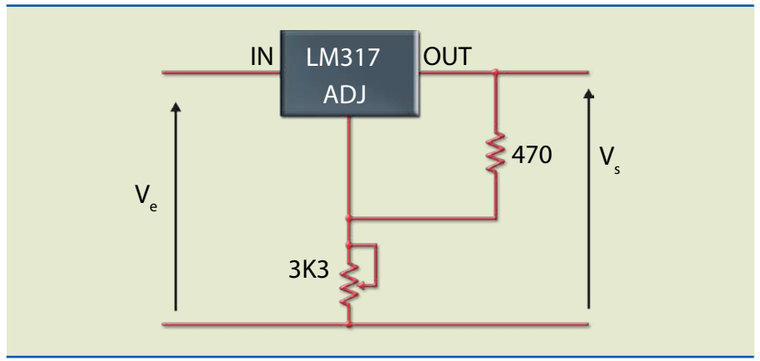


Figura 4.32

Solução:

A tensão de saída é dada pela expressão:

$$V_S = 1,25 \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

em que $R_1 = 470\ \Omega$ e $R_2 = 3k3$ (0 a 3k3).

A saída é máxima quando $R_2 = 3k3$:

$$V_{S(máx)} = 1,25 \cdot (1 + \frac{3300}{470}) = 10\ V$$

A saída é mínima quando R_2 vale zero:

$$V_{S(mín)} = 1,25 \cdot (1 + \frac{0}{470}) = 1,25\ V$$

2. No exemplo 1, qual deve ser a mínima tensão de entrada para que o circuito funcione para qualquer valor da saída?

Solução:

Para que a saída seja regulada, é necessário que a entrada seja 2,5 V maior que a tensão de saída; portanto, a entrada deve ser: 10 + 2,5 = 12,5 V.

Capítulo 5

Amplificadores

Existem basicamente dois tipos de amplificadores: os de pequenos sinais e os de potência.

A função dos amplificadores de pequenos sinais, chamados de pré-amplificadores, é aumentar a amplitude do sinal da ordem de mV fornecido por uma fonte, como um microfone, toca-CD etc. Esses amplificadores operam na região linear das curvas características e, portanto, a distorção (deformação) do sinal é minimizada. Outra característica desses modelos é permitir a análise usando parâmetros com valores praticamente constantes, pelo fato de o transistor estar operando na região linear. Esses sinais, mesmo depois de amplificados, não possuem potência suficiente para fazer um alto-falante funcionar.

Os amplificadores de potência têm como finalidade ampliar o sinal fornecido pelos pré-amplificadores o suficiente para fazer um alto-falante funcionar.

Acoplar significa deixar passar apenas o sinal, bloqueando a componente contínua.

5.1 Capacitores de acoplamento

Um capacitor de **acoplamento** faz a passagem de um sinal CA de um ponto a outro, sem perda significativa do sinal. Por exemplo, no circuito da figura 5.1a, se o capacitor estiver bem dimensionado ($X_C << R_1 + R_2$), aparecerá em R_2 somente a parte alternada da tensão de entrada (V_g), cuja amplitude é definida pelo divisor de tensão composto por R_1 e R_2, ou seja, o capacitor terá reatância desprezível (comporta-se como um curto-circuito) diante de $R_1 + R_2$.

Para um bom acoplamento:

$X_C << R_1 + R_2$ ou

$$C >> \frac{1}{2\pi f_{mín}(R_1 + R_2)}$$

em que $f_{mín}$ é a menor frequência de operação do circuito.

Na figura 5.1a, considere que na entrada do circuito existe um gerador CC de 4 V conectado em série, alimentado por uma tensão alternada de 4 V_{PP} e frequência de 10 kHz. A figura 5.1b mostra as formas de onda na entrada (V_e) e na saída (V_s) do circuito, para um capacitor de acoplamento de 10 µF cuja reatância em 10 kHz vale 1,6 Ω. Nessas condições, a amplitude de pico a pico na saída é determinada pelo divisor de tensão de 2 V_{PP}, constituído por R_1 e R_2.

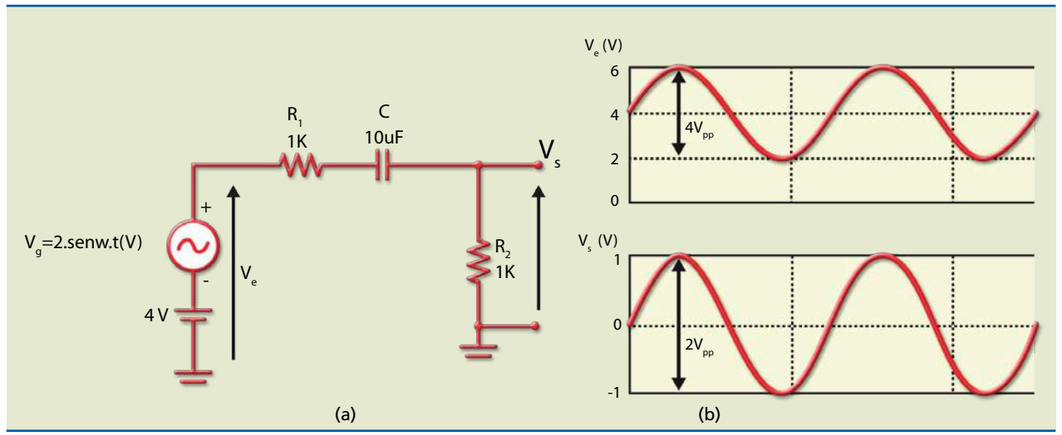


Figura 5.1
a) Circuito com capacitor de acoplamento bem dimensionado e
b) formas de onda de entrada e saída.

A figura 5.2 apresenta o mesmo circuito da figura 5.1a, mas utilizando um capacitor de acoplamento com valor de 0,01 µF. Esse valor de capacitância é inadequado, pois sua reatância na frequência de 10 kHz vale 1,6 kΩ, que, ao ser somada (vetorialmente) a R_1 e R_2, resulta em um valor de saída de 1,6 V_{PP}.

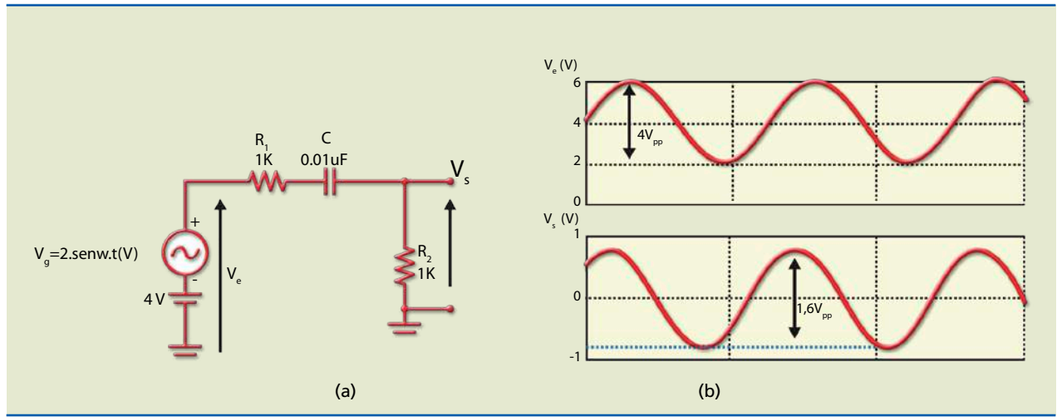


Figura 5.2
a) Circuito com capacitor de acoplamento mal dimensionado e
b) formas de onda de entrada e saída.

5.2 Capacitores de desacoplamento

Outro tipo de acoplamento existente em um amplificador é o de um ponto não ligado ao terra. O capacitor que executa esse acoplamento é chamado de capacitor *bypass* ou capacitor de desacoplamento. Na figura 5.3, a amplitude do sinal em R_2 (tanto em CC como em CA) é dada pelo divisor de tensão quando o capacitor não está conectado.

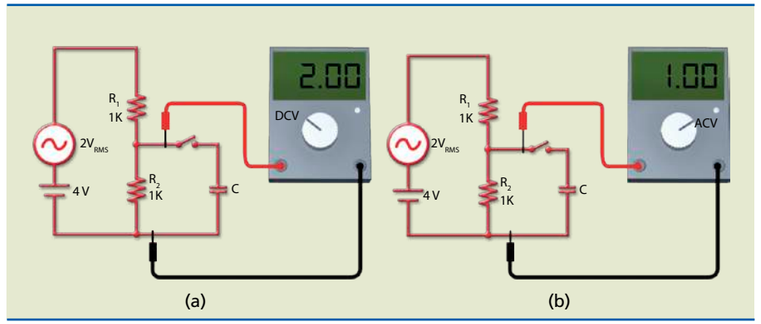


Figure 5.3
Capacitor de desacoplamento desligado: a) medida da tensão CC e b) medida da tensão CA.

Ao acionarmos a chave que interliga o capacitor ao circuito (figura 5.4), notaremos que a tensão em R_2 terá apenas a componente contínua e seu valor será equivalente ao especificado pelo divisor de tensão. **Atenção:** essa observação é válida somente se o capacitor apresentar reatância muito menor que $R_1//R_2$. No caso da componente alternada, o valor da tensão CA será praticamente nulo, pois os terminais de R_2 estarão em "curto-circuito" para CA.

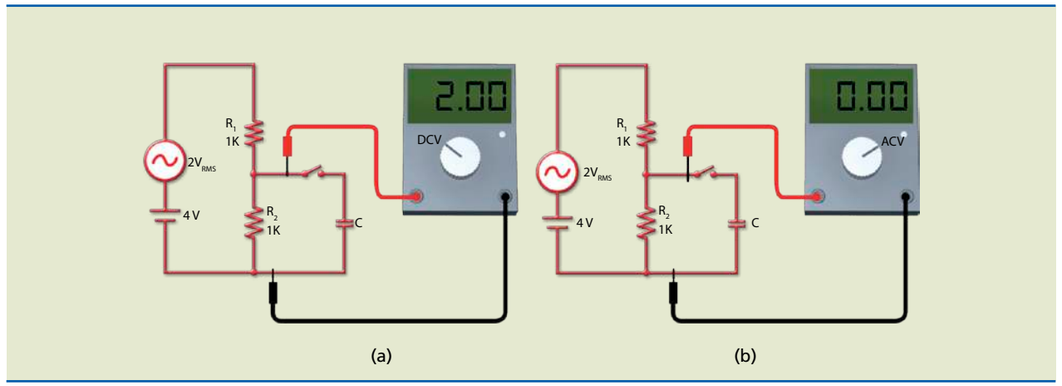


Figure 5.4
Capacitor de desacoplamento ligado: a) medida da tensão CC e b) medida da tensão CA.

5.3 Amplificador emissor comum de pequenos sinais

Quando polarizamos um transistor, aplicamos uma tensão de polarização CC (V_{BEQ}) na base, uma tensão CC entre coletor e emissor (V_{CEQ}), uma corrente CC na base (I_{BQ}) e uma corrente CC de emissor (I_{EQ}). Nessas condições, ao aplicarmos um sinal na entrada do amplificador, a tensão oscilará acima e abaixo de V_{BE}. Portanto, existirá uma variação de tensão ao redor do ponto quiescente (ΔV_{BE}), provocando variação de corrente de emissor (ΔI_E) e, em consequência, variação de tensão entre coletor e emissor (ΔV_{CE}).

Um amplificador é de pequenos sinais se a amplitude do sinal for suficientemente baixa para que sua operação ocorra na região linear da curva $I_E \cdot V_{BE}$.

A figura 5.5 mostra um sinal aplicado na base (ΔV_{BE}) e a resposta (ΔI_E).

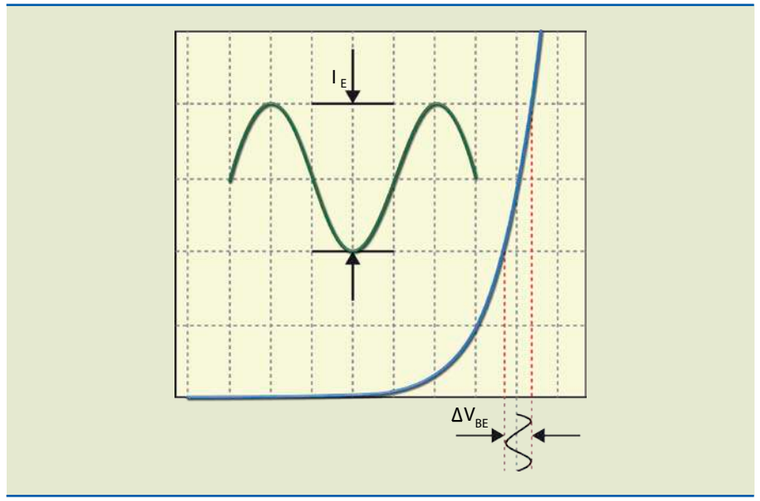


Figure 5.5
Curva $I_E \cdot V_{BE}$ de um transistor.

Nesse gráfico, define-se a resistência incremental ou resistência dinâmica da junção base-emissor como:

$$r_{be} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} = \frac{v_{be}}{i_e}$$

Pode-se calcular r_{be} aproximadamente por:

$$r_{be} = \frac{25\ \text{mV}}{I_E}$$

em que I_E é a corrente quiescente de emissor e 25 mV uma constante à temperatura de 25 °C.

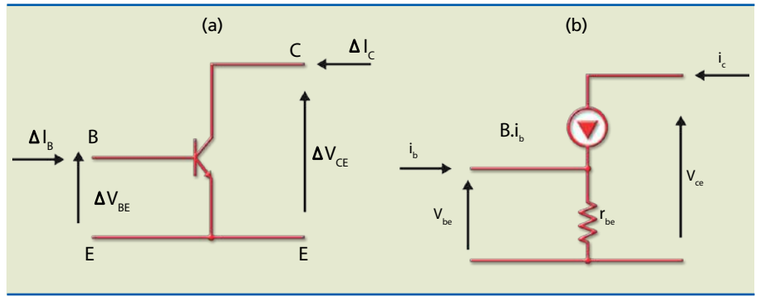
A análise de amplificadores aqui realizada considera os modelos simplificados de Ebers Moll para determinar os principais parâmetros CA, como ganho de tensão, impedância de entrada e impedância de saída.

5.3.1 Modelo simplificado do transistor em baixas frequências

Esse modelo é para pequenos sinais, pois despreza as capacitâncias parasitárias das junções. Observe as simplificações a seguir, usadas para representar um sinal (figura 5.6).

- $i_c = \Delta I_C$: variação da corrente de coletor ao redor do ponto Q;
- $i_b = \Delta I_B$: variação da corrente de base ao redor do ponto Q;
- $v_{be} = \Delta V_{BE}$: variação da tensão base-emissor ao redor do ponto Q;
- $v_{ce} = \Delta V_{CE}$: variação da tensão coletor-emissor ao redor do ponto Q.

Figura 5.6
a) Sinais de corrente e tensão em um transistor e b) modelo simplificado para pequenos sinais.

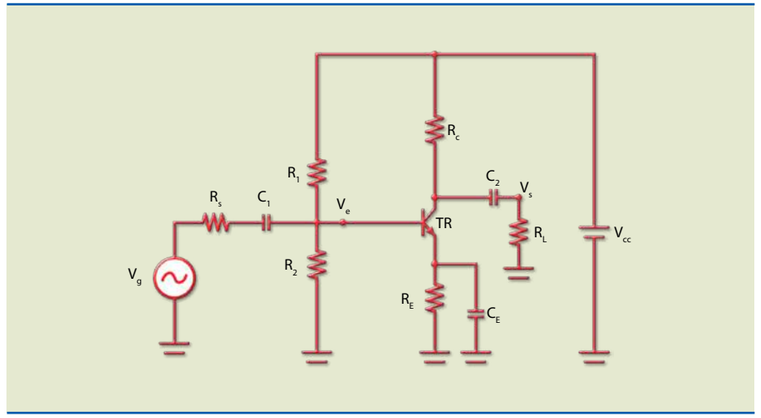


5.4 Análise de amplificadores

A análise de amplificadores pode ser feita por parâmetros CC, quando se leva em conta a polarização, conforme explicado anteriormente, ou por parâmetros CA, que considera a determinação do ganho, como veremos a seguir.

A figura 5.7 mostra um estágio de um amplificador emissor comum (EC) completo com os capacitores de acoplamento (C_1 e C_2) e de desacoplamento ou *bypass* (C_E). O símbolo V_g representa a fonte do sinal a ser amplificado e R_S, sua resistência interna ou de saída (pode representar a saída de um estágio amplificador). Os resistores R_1, R_2, R_C e R_E são de polarização e R_L a resistência de carga ou a impedância de entrada do estágio seguinte.

Figura 5.7
Estágio de um amplificador EC completo.



A resposta global é a superposição das respostas no circuito na análise CC e no circuito na análise CA.

5.4.1 Circuito equivalente CC de um amplificador emissor comum

A figura 5.8 apresenta o circuito equivalente CC de um amplificador emissor comum. Para obter esse circuito, os capacitores são considerados circuitos abertos e as correntes e tensões presentes, contínuas (ponto quiescente). A análise desse circuito consiste em determinar o ponto quiescente, como visto anteriormente.

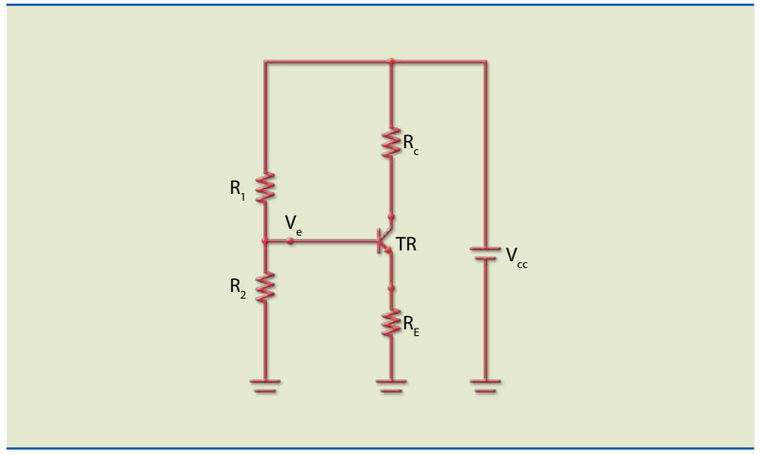


Figura 5.8
Circuito equivalente CC do amplificador da figura 5.7.

5.4.2 Circuito equivalente CA de um amplificador emissor comum para pequenos sinais

A figura 5.9 apresenta o circuito equivalente CA de um amplificador emissor comum para pequenos sinais. Para obter esse circuito, os capacitores e as fontes CC são considerados curto-circuito ($\Delta V = 0$) e as correntes e tensões são variações: ΔV_{BE}, ΔV_{CE}, ΔI_B, ΔI_E e ΔI_C. Nesse circuito, é preciso determinar as impedâncias de entrada e saída e os ganhos de tensão e corrente.

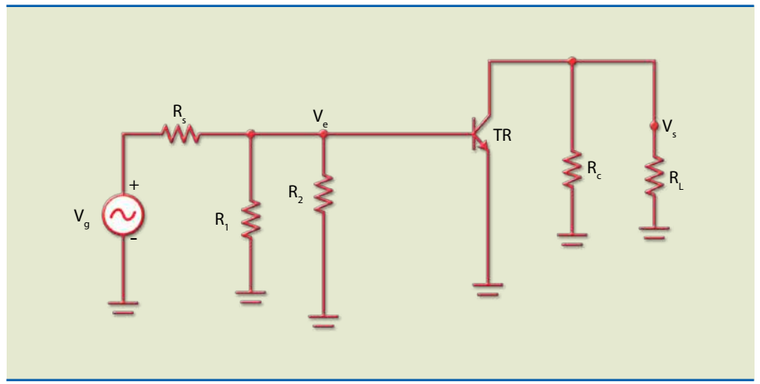


Figura 5.9
Circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.7.

Amplificador EC com resistência de fonte nula e carga infinita

Para fazermos a análise CA desse circuito, devemos considerar que o valor da resistência da fonte (R_S) do sinal é nula e o valor da carga (R_L) ligada na saída é infinito. A figura 5.10 mostra o circuito nessas condições.

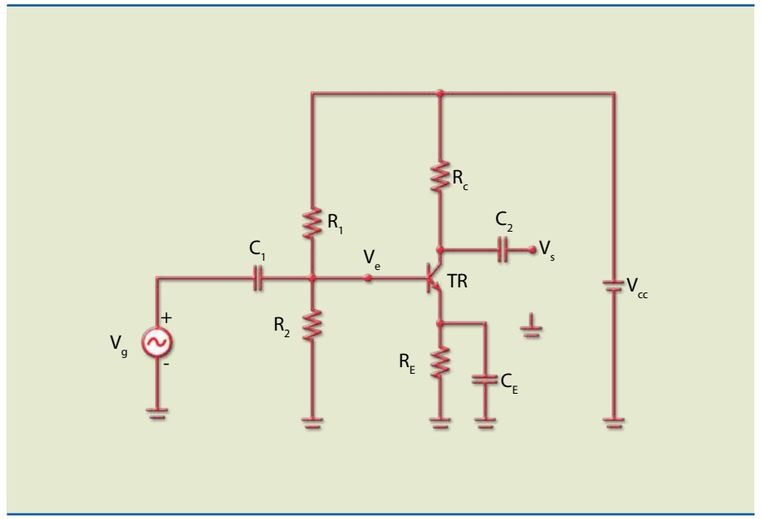


Figura 5.10
Amplificador EC com $R_S = 0$ e R_L infinita.

Observe que o circuito equivalente CC do circuito da figura 5.10 é igual ao da figura 5.8 e o circuito equivalente CA está indicado na figura 5.11a.

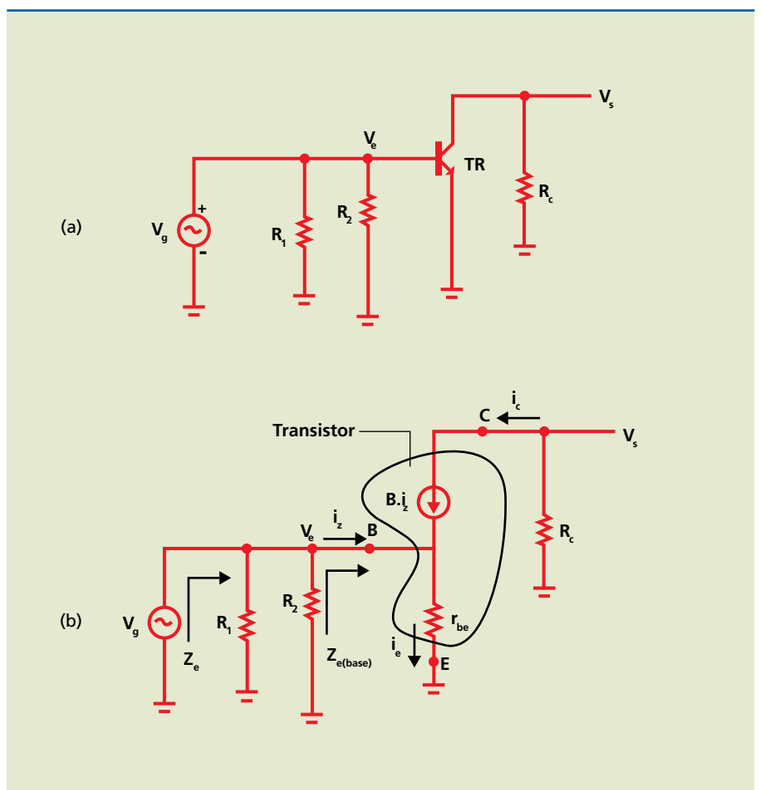


Figura 5.11
a) Circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.8 e b) transistor substituído pelo modelo.

Note, na figura 5.11b, que o sinal de entrada do gerador de sinais (V_g) é igual ao sinal aplicado na base (V_e). Para esse circuito, a impedância de entrada (Z_e) no gerador V_g é:

$$Z_e = R_1 // R_2 // Z_{e(base)}$$

em que:

$$Z_{e(base)} = \frac{V_e}{i_b} = \frac{r_{be} \cdot (i_b + \beta \cdot i_b)}{i_b} = r_{be} \cdot (1+\beta) \cong \beta \cdot r_{be}$$

O ganho de tensão entre a saída (V_s) e a entrada (V_e) na base é calculado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-R_C \cdot i_c}{r_{be} \cdot (i_b + i_c)} = \frac{-R_C \cdot \beta \cdot i_b}{r_{be} \cdot (i_b + \beta \cdot i_b)} = \frac{-R_C \cdot \beta \cdot i_b}{r_{be} \cdot (1+\beta) \cdot i_b} \cong -\frac{R_C}{r_{be}}$$

em que r_{be} é a resistência incremental da junção base-emissor definida anteriormente e β o ganho de corrente na configuração emissor comum. O sinal negativo na expressão do ganho indica defasagem de 180º entre os valores de entrada e de saída.

O circuito equivalente da saída é obtido aplicando Thévenin na saída do circuito da figura 5.11a. Desse modo, a resistência vista com a fonte de corrente eliminada (aberta) é R_C e a tensão em vazio é $A_V \cdot V_e$.

A impedância de saída (Z_s) é calculada por:

$$Z_s = R_C$$

O circuito da figura 5.12 representa o circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.10.

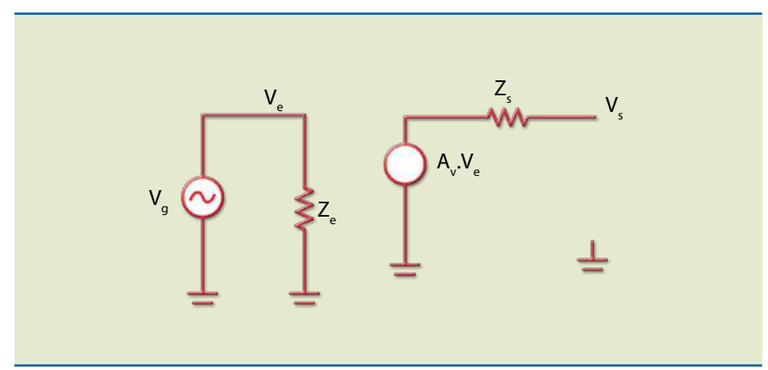


Figura 5.12
Circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.10.

Como R_L é infinita, então $V_s = A_V \cdot V_e$ e, nesse caso, $V_g = V_e$.

Exemplo

Com base no amplificador da figura 5.13:

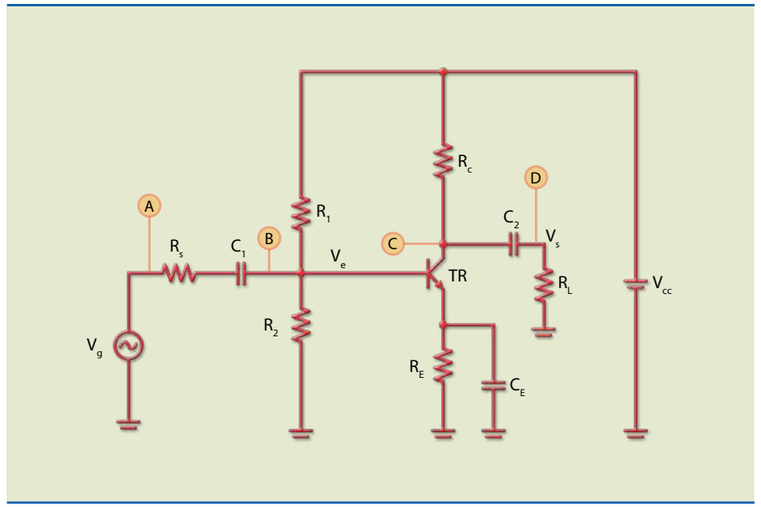
a) determine o valor quiescente de V_{CE} e I_C;

b) determine o valor da tensão na saída de pico a pico, considerando uma tensão no gerador (V_g) de 40 mV_{PP};

c) desenhe as formas de onda da tensão nos pontos A, B, C e D.

Dados: $\beta = 300$ e $V_{BE} = 0,7$ V.

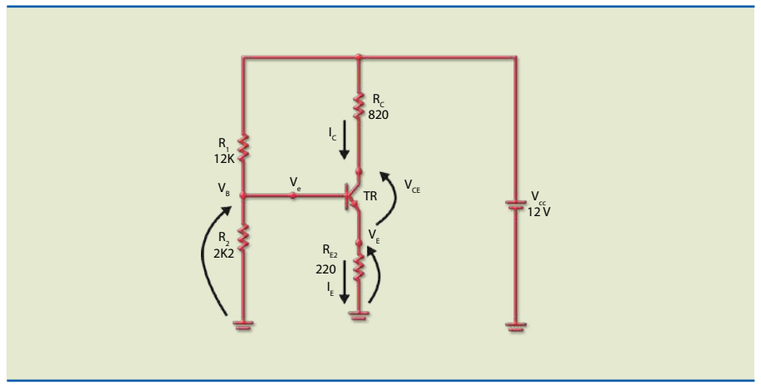
Figura 5.13



Solução:

a) Calculamos primeiro os valores quiescentes (figura 5.14):

Figura 5.14



$$V_B = \frac{2k2}{2k2 + 12\,k} \cdot 12\,V = 1,86\,2k2$$

Em seguida, V_E:

$V_E = 1,86 - 0,7 = 1,16$ V

Portanto:

$I_C = I_E$

$$I_E = \frac{1,16\,V}{220\,\Omega}$$

$V_{RC} = 0,82\ k \cdot 5,2\ mA = 4,26$ V

$V_{CE} = 12 - (4,26 + 1,16) = 6,58$ V e $V_C = 12 - 4,26 = 7,74$ V

b) O valor da resistência incremental da junção base-emissor vale:

$$r_{be} = \frac{25\,mV}{I_E} = \frac{25\,mV}{5,2\,mA} = 4,8\,\Omega$$

A impedância olhando na base é:

$$Z_{e(base)} \cong \beta \cdot r_{be} = 300 \cdot 4,8 = 1440\ \Omega$$

Impedância de entrada:

$$Z_e = R_1 // R_2 // Z_{e(base)} = 12\,k // 2k2\,/\,/\,1,44\,k = 811\,\Omega$$

Impedância de saída:

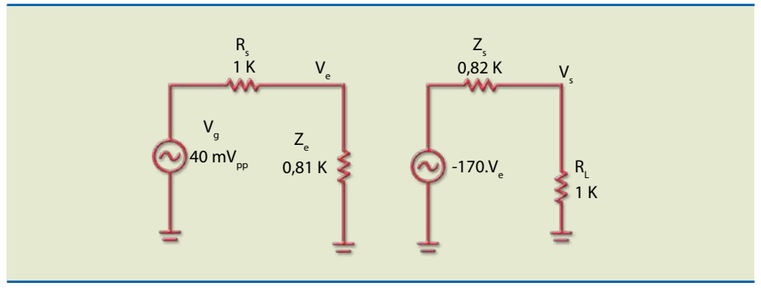
$Z_s = 820\ \Omega$

O ganho de tensão entre a base (V_e) e a saída (V_s) vale:

$$A_V = -\frac{R_C}{r_{be}} = -\frac{820\ \Omega}{4,8\ \Omega} = -170$$

O modelo para CA do amplificador é o da figura 5.15:

Figura 5.15



Podemos determinar a tensão V_e:

$$V_e = \frac{0,81k}{1k + 0,81k} \cdot 40\ mV_{PP} = 17,8\ mV_{PP}$$

Portanto, o valor do gerador é:

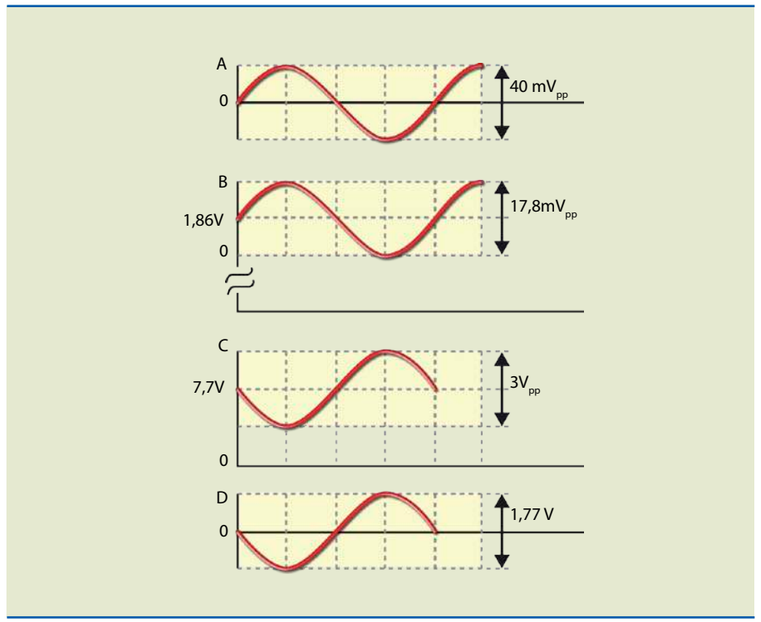
$$A_V \cdot V_e = -170 \cdot 17,8\ mV_{PP} = -3V_{PP}$$

A tensão na carga vale:

$$V_L = \frac{1k}{1k + 0,82k} \cdot -3\ V_{PP} = 1,77\ V_{PP}$$

c) As principais formas de onda no circuito, com base nos resultados anteriores, estão indicadas na figura 5.16:

Figura 5.16



Amplificador EC com resistência de fonte e carga

Para esse modelo, consideramos uma resistência de fonte (R_S) e uma resistência de carga (R_L), conforme ilustra a figura 5.17. A resistência da fonte pode representar também a resistência de saída do estágio anterior e a de carga, a resistência de entrada do estágio seguinte.

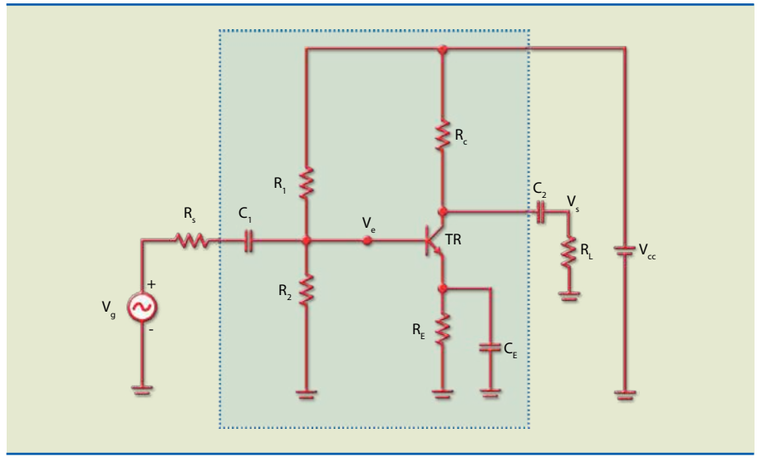


Figura 5.17
Amplificador EC com resistência de fonte e carga.

Observe que o retângulo tracejado no circuito da figura 5.18 é o mesmo circuito analisado anteriormente. Assim, podemos usar o modelo da figura 5.17 para representá-lo, adicionando a carga (R_L) e a resistência da fonte (R_S).

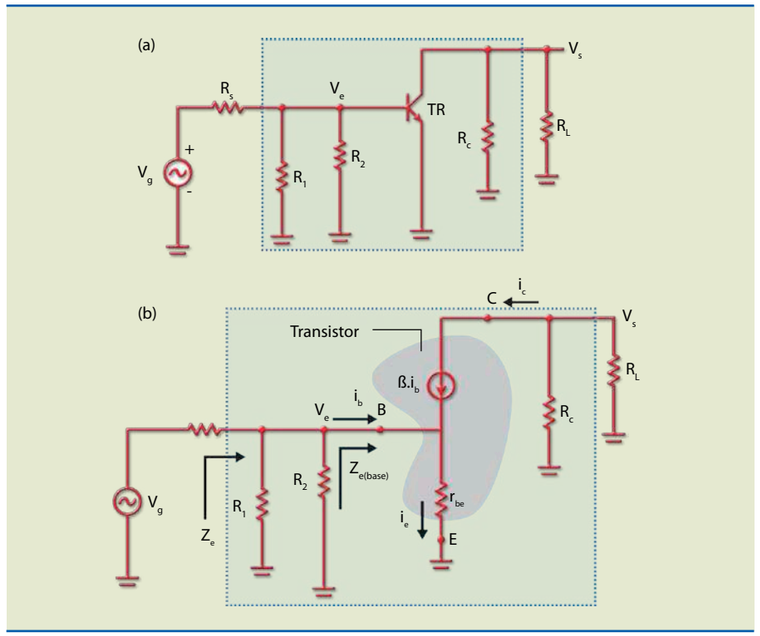


Figura 5.18
a) Circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.17 e
b) transistor substituído pelo modelo.

A impedância de entrada é calculada da mesma forma que nos modelos apresentados, mas a tensão na entrada (V_e) agora é uma parcela da tensão do gerador (V_g) por causa do divisor de tensão existente constituído por R_S e Z_e.

$$Z_e = R_1//R_2//Z_{e(base)}$$

$$V_e = \frac{Z_e}{Z_e + R_s} \cdot V_g$$

O circuito da figura 5.19 representa o circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.17.

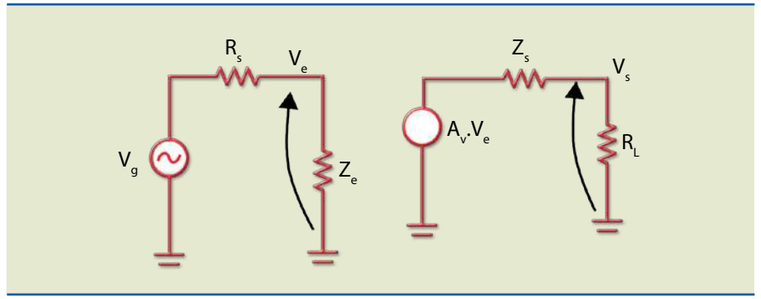


Figura 5.19
Circuito equivalente CA do amplificador da figura 5.17.

Na saída do circuito, em decorrência da carga R_L, também haverá uma divisão de tensão. Portanto, o valor da tensão de saída será dada por:

$$V_S = \frac{R_L}{R_L + R_C} \cdot A_V \cdot V_e$$

sendo:

$$A_V = -\frac{R_C}{r_{be}}$$

5.4.3 Amplificador EC com realimentação parcial

Como visto anteriormente, o amplificador EC tem o ganho, entre a base e o coletor, dado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_C}{r_{be}}$$

Note que o ganho do amplificador depende do parâmetro r_{be}, entre outros fatores. Esse parâmetro é influenciado pelo tipo de transistor e por sua temperatura

de trabalho, deixando o ganho altamente instável. Para tornar o circuito estável e reduzir a distorção, aplica-se realimentação negativa em CA.

A figura 5.20 mostra um amplificador EC com realimentação negativa em CA por meio do resistor R_{E1}. Esse resistor não tem capacitor de desacoplamento em paralelo, o que causa a realimentação em CA. Tal realimentação (negativa) diminui a distorção e torna o ganho do circuito menos dependente do parâmetro r_{be}. Do ponto de vista de CC, a resistência do emissor é $R_{E1} + R_{E2}$.

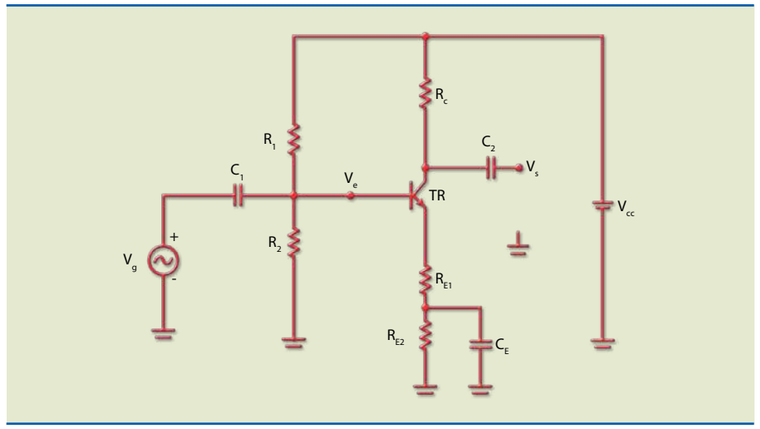


Figura 5.20
Amplificador EC com realimentação negativa – resistência de fonte nula e carga infinita.

A figura 5.21 apresenta o circuito equivalente para pequenos sinais. Observe que o capacitor de C_E deixa em curto-circuito o resistor R_{E2}, e, portanto, esse resistor não aparece no circuito equivalente CA, somente R_{E1}.

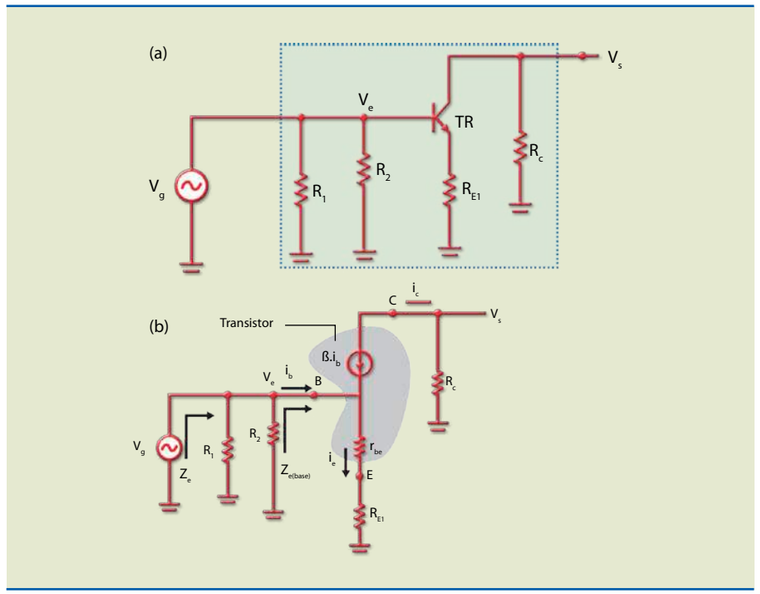


Figura 5.21
a) Circuito equivalente CA do amplificador com realimentação da figura 5.20 e
b) circuito com modelo do transistor.

Analisando o circuito da figura 5.21, podemos notar que o resistor R_{E1} aparece no circuito equivalente CA, fazendo a realimentação CA. Perceba que não existe capacitor de desacoplamento em paralelo com o resistor R_{E1}. O ganho com a realimentação entre a base e a saída é dado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_g} = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_C}{r_{be} + R_{E1}}$$

Se $R_{E1} >>> r_{be}$, o ganho torna-se praticamente estável. Nesse caso, o ganho é determinado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_g} = \frac{V_S}{V_e} \cong -\frac{R_C}{R_{E1}}$$

Nessa configuração, o ganho não depende do transistor, mas somente da relação entre as resistências R_C e R_{E1}. Nessas condições, dizemos que a realimentação estabilizou o ganho. Na prática, o ganho varia quando substituímos o transistor, mas é uma variação muito pequena.

A análise CA do circuito da figura 5.20 pode ser feita considerando o circuito equivalente CA da figura 5.21, resultando no circuito simplificado da figura 5.22.

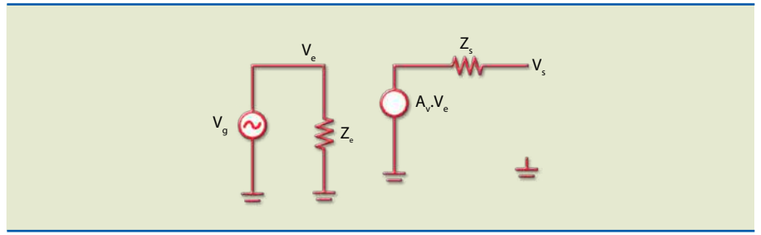


Figura 5.22
Circuito equivalente AC do circuito da figura 5.20.

Para o circuito da figura 5.20, a impedância que o gerador V_g percebe é dada por:

$$Z_e = R_1//R_2//Z_{e(base)}$$

e a impedância olhando na base:

$$Z_{e(base)} = \beta(r_{be} + R_{E1})$$

Note que a impedância de entrada olhando na base aumentou muito seu valor. A impedância de saída é dada por: $Z_s = R_C$.

5.4.4 Mais sobre amplificador EC com resistência de fonte e carga

O amplificador EC da figura 5.23 apresenta o mesmo circuito do amplificador da figura 5.20, com a adição das resistências de fonte (R_S) e carga (R_L). Como já dito, a resistência de fonte do sinal pode representar também a resistência de saída do estágio anterior, e a de carga, a resistência de entrada do estágio seguinte.

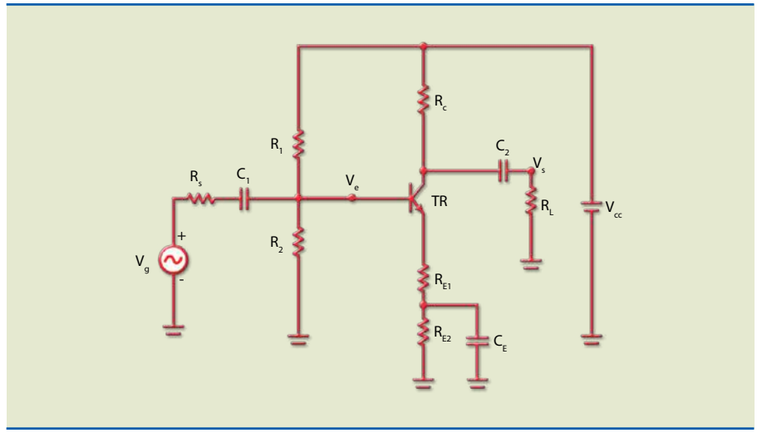


Figura 5.23
Amplificador EC com realimentação – carga finita e resistência de fonte não nula.

O modelo utilizado para calcular a tensão de saída para determinado valor de tensão de entrada é o mesmo apresentado anteriormente, com exceção de que nesse modelo existe um divisor de tensão na entrada (R_S e Z_e) e na saída (Z_s e R_L). A figura 5.24 ilustra o circuito equivalente.

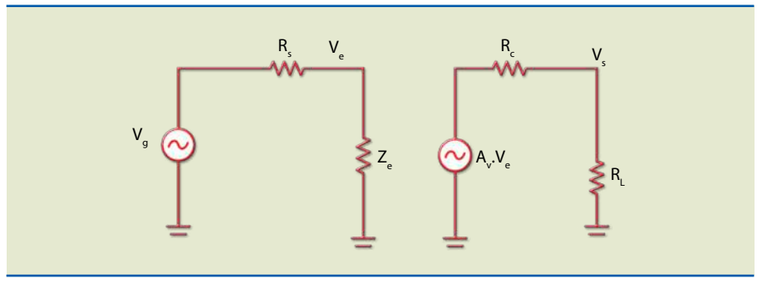


Figura 5.24
Modelo CA do circuito da figura 5.23.

As impedâncias de entrada e de saída são dadas por:

$Z_e = R_1//R_2//Z_{e(base)}$, $Z_{e(base)} = \beta \cdot (r_{be} + R_{E1})$ e $Z_s = R_C$.

O ganho de tensão entre a base e a saída é calculado por:

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} \cong -\frac{R_C}{R_{E1}}$$

5.5 Amplificador coletor comum

Como vimos, ao ligarmos uma fonte de alta impedância de saída a uma carga de baixo valor, a maior parte da tensão estará na resistência interna da fonte. Para evitar que isso aconteça, devemos intercalar um circuito com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída entre a saída da fonte e a carga, conforme ilustra a figura 5.25. Quando inserimos um transistor nesse circuito, ele passa a ser chamado de amplificador coletor comum, também conhecido por seguidor de emissor ou *buffer*. As principais características desse circuito são: altíssima impedância de entrada, baixa impedância de saída e ganho unitário.

Esses circuitos são usados em várias aplicações, como no estágio de saída de amplificadores, em que é necessário efetuar o casamento da impedância do alto-falante (em geral 4 a 8 Ω) com a impedância de saída do amplificador. Essa configuração também é utilizada para construir um regulador de tensão em série.

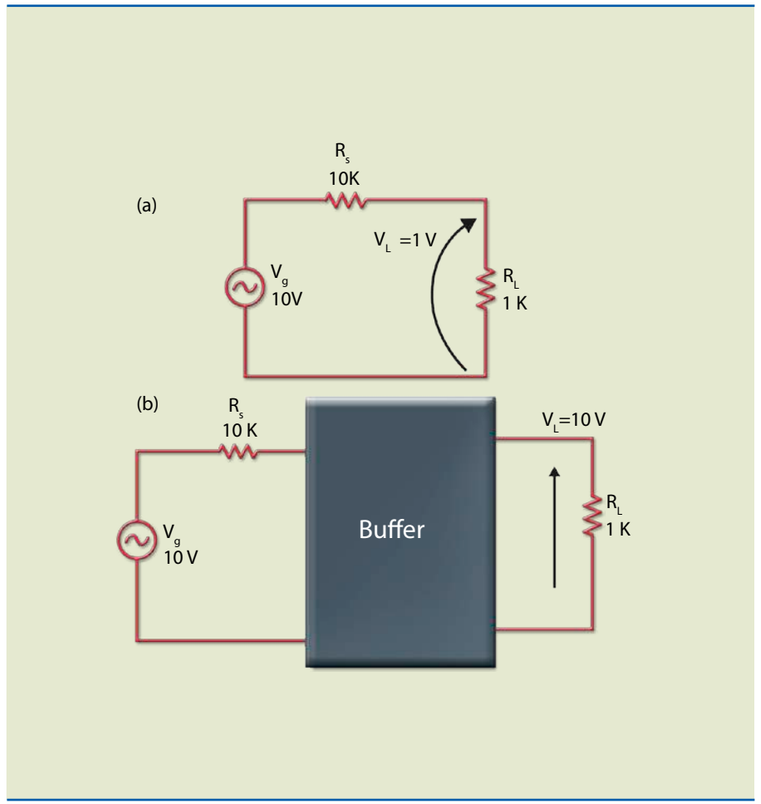


Figura 5.25
a) Carga de baixo valor ligada na saída de circuito com alta impedância de saída e b) *buffer* como interface.

A figura 5.26 mostra o amplificador coletor comum, que é um circuito com realimentação negativa introduzida por R_E.

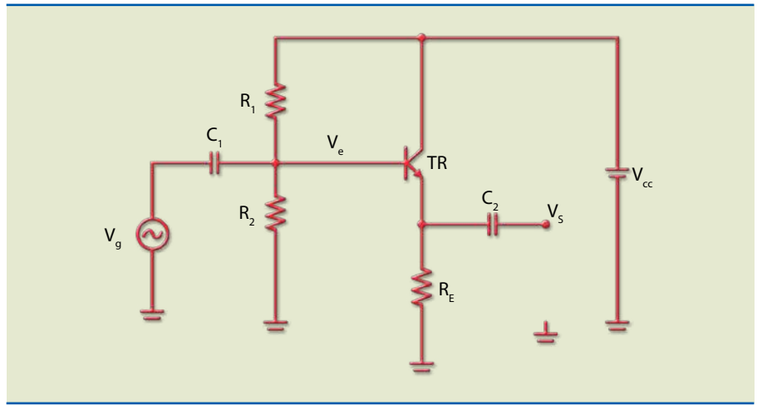


Figura 5.26
Amplificador coletor comum.

A análise CC do amplificador da figura 5.26 é igual à do amplificador emissor comum, ou seja, com os resistores R_1 e R_2 polarizando a base do transistor de tal forma que V_{CE} seja aproximadamente a metade de V_{CC}.

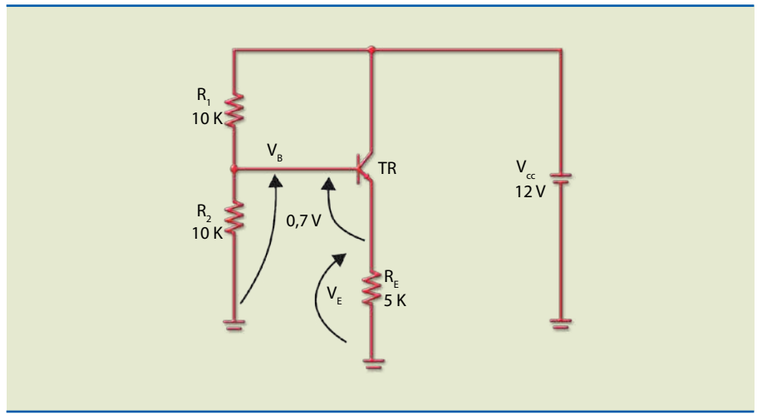


Figura 5.27
Amplificador coletor comum – análise CC.

Considerando o circuito da figura 5.27, podemos determinar alguns valores, como:

- tensão na base: $V_B = \frac{10\,k}{10\,k + 10\,k}.12\,V = 6\,V$;
- tensão de emissor: $V_E = V_B - 0{,}7 = 5{,}3\,V$;
- corrente de emissor: $I_E = \frac{5{,}3\,V}{5\,k} = 1{,}06\,mA$;
- tensão coletor-emissor: $V_{CE} = 12 - V_E = 12 - 5{,}3 = 6{,}7\,V$.

A análise CA é feita usando o mesmo raciocínio utilizado para o amplificador emissor comum. A figura 5.28 mostra o circuito equivalente CA com o transistor substituído pelo modelo de Ebers Moll, capacitores e fontes CC em curto-circuito.

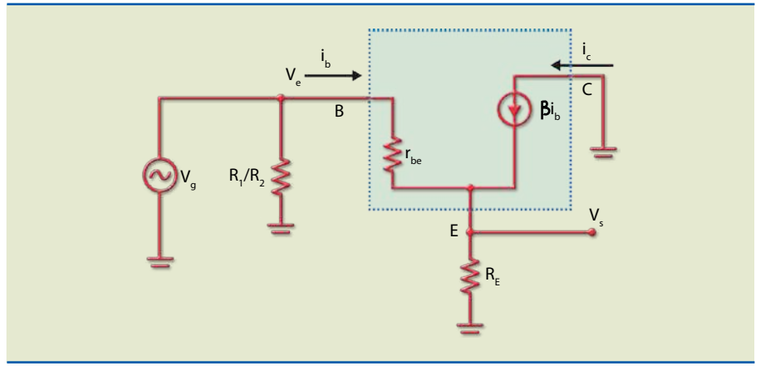


Figura 5.28
Circuito equivalente CA do circuito da figura 5.26.

Para esse circuito, o ganho entre a base e a saída é calculado por:

$$A_V = \frac{V_s}{V_e}$$

em que $V_s = R_E \cdot (1+\beta) \cdot i_b$ e $V_e = r_{be} \cdot i_b + (1+\beta) \cdot i_b$

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_E \cdot (1+\beta)}{r_e' + (1+\beta) \cdot R_E} \cong 1$$

Impedância de entrada

A impedância de entrada do circuito vale:

$Z_e = R_2//R_1//Z_{e(base)}$

em que $Z_{e(base)}$ é a impedância olhando na base e pode ser calculada por:

$$Z_{e(base)} = \frac{V_e}{i_b} = \frac{(R_E \cdot (1+\beta) + r_e') \cdot i_b}{i_b} = r_e' + (1+\beta) \cdot R_E \cong \beta \cdot R_E$$

que normalmente resulta um valor alto. Por exemplo: se $\beta = 200$ e $R_E = 5\ k\Omega$, então $Z_{e(base)} = 200 \cdot 5\ k = 1\ M$.

A impedância de entrada será limitada pelos valores das resistências e polarização dos resistores R_1 e R_2. Por exemplo: se $R_1 = R_2 = 100\ k$, então $Z_e = 100\ k//100\ k//1\ M = 47{,}6\ k$.

5.6 Amplificadores de potência

As principais características desejáveis em um amplificador são: linearidade, eficiência, potência na saída e ganho de tensão. Dificilmente todas elas estão presentes ao mesmo tempo no amplificador, porque, em geral, uma característica afeta outra (ou outras) – melhorar a linearidade, por exemplo, pode comprometer a eficiência. Assim, o que o projetista deve fazer é definir quais características devem ser atendidas em detrimento de outras.

Os amplificadores de potência são usados no último estágio de um amplificador; por isso, normalmente têm como carga um alto-falante. Como esses circuitos trabalham com sinais elevados, sua análise não será feita usando os modelos utilizados.

Os amplificadores de potência se dividem em classes. As mais conhecidas são:

- Classe A
- Classe B
- Classe AB
- Classe C
- Classe D

Os amplificadores classes A, B e AB operam de forma linear; os classe C, na ressonância; e os classe D, no modo de chaveamento. Cada modelo é indicado para uma aplicação específica: classes A, B e AB em amplificadores de áudio de equipamentos de grande porte, classe C em radiofrequência (RF) e classe D em equipamentos portáteis.

As classes são caracterizadas pela localização do ponto de operação e duração da condução do transistor de saída em cada semiciclo. Um amplificador apresenta linearidade se operar em uma região linear das curvas características. Desse modo, a relação entre a saída e a entrada é linear e, portanto, o sinal de saída terá a mesma forma do sinal de entrada, porém com sinal amplificado.

Define-se a eficiência (η) ou rendimento de um amplificador como a relação entre a potência obtida na carga e a potência CC fornecida pela fonte ao circuito de saída. A eficiência ideal é 1, valor impossível de atingir, pois nesse caso nenhuma potência seria dissipada no circuito amplificador. O rendimento é calculado por:

$$\eta = \frac{\text{potência do sinal entregue para a carga}}{\text{potência CC fornecida ao circuito de saída}} = \frac{P_{CA}}{P_{CC}}$$

em que P_{CA} é a potência CA fornecida à carga e P_{CC} a potência CC que a fonte fornece ao circuito amplificador.

A figura 5.29 mostra, de maneira simplificada, o diagrama de blocos de um amplificador genérico. A carga, representada por R_L, pode ser um alto-falante ou um motor.

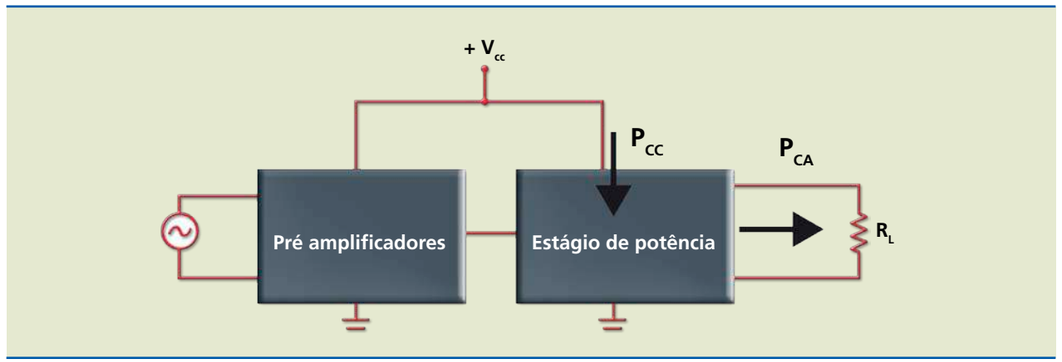


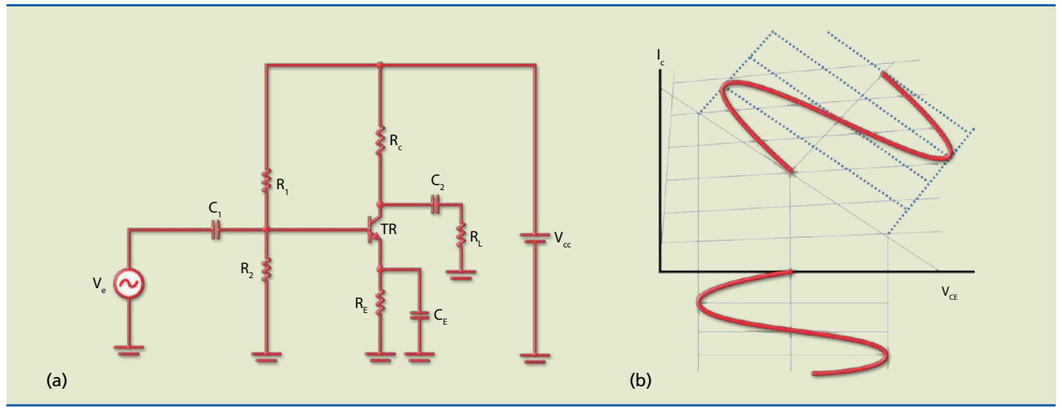
Figura 5.29
Diagrama de blocos de um amplificador.

5.6.1 Amplificador classe A

É a classe de amplificadores com a maior linearidade (menor grau de distorção), porém com o menor rendimento, de aproximadamente 25% no máximo. Isso significa que, para obter 10 W de potência na carga, a fonte deve ter potência de 40 W.

A polarização no circuito de um amplificador classe A é feita de tal modo que o transistor fica conduzindo enquanto tiver sinal de entrada, portanto em 360° (figura 5.30). A polarização é igual à dos transistores amplificadores de baixo sinal, estudados anteriormente.

Figura 5.30
Amplificador classe A:
a) circuito e
b) formas de onda e reta de carga.



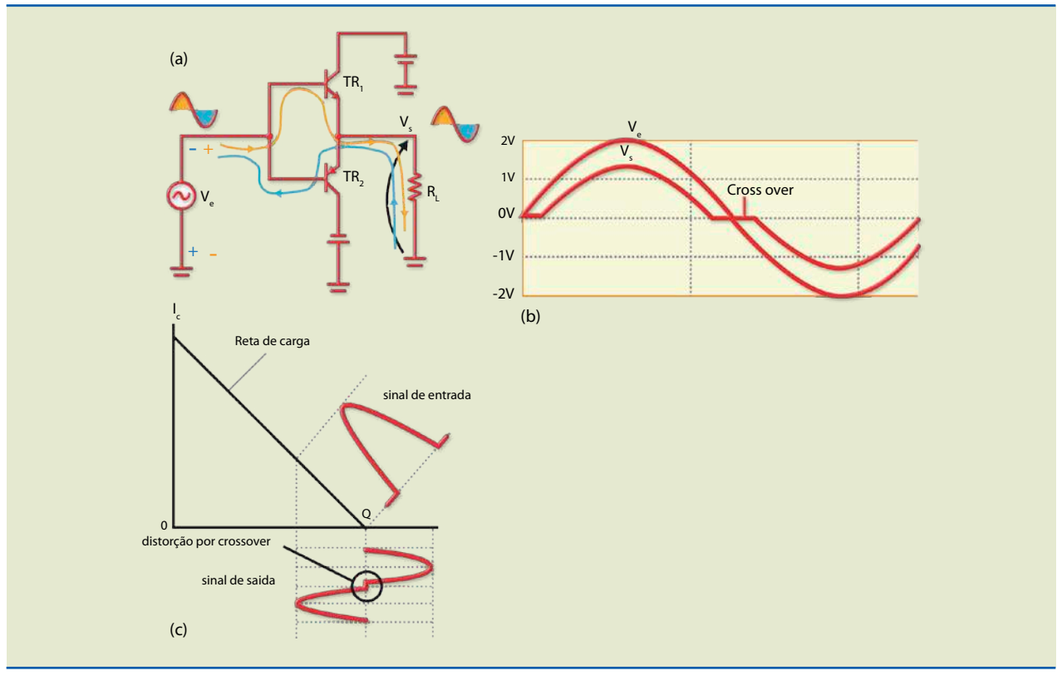
5.6.2 Amplificador classe B

O amplificador classe B é polarizado no corte (correntes quiescentes nulas); portanto, a potência em CC é baixa e o rendimento alto. A figura 5.31 mostra um circuito classe B denominado *push-pull* com saída complementar e as formas de onda de entrada (V_e) e saída (V_s). No semiciclo positivo do sinal de entrada, a condução é feita pelo transistor TR_1 (NPN) e, no semiciclo negativo, pelo TR_2 (PNP). Observe que, para a configuração classe B, é necessário o uso de fonte simétrica e os transistores devem estar na configuração coletor comum (seguidor de emissor).

Note também que existe um intervalo em que os dois transistores estão cortados; é nesse momento que a tensão de entrada é menor que 0,6 V, e isso causa distorção.

Essa distorção é chamada de distorção por cruzamento (*crossover*) e aparece porque o transistor só começa a conduzir quando a tensão V_{BE} excede 0,6 V aproximadamente. Quanto menor a amplitude do sinal, maior a distorção.

Figura 5.31
a) Amplificador classe B,
b) formas de onda de entrada e saída e
c) reta de carga e sinal de entrada e saída.



A figura 5.32 mostra um circuito que não necessita de fonte simétrica. Nesse caso, a fonte de alimentação para polarizar o transistor TR_2 é o capacitor C_L, que tem valor elevado (tipicamente 1 000 µF) e consegue manter a carga.

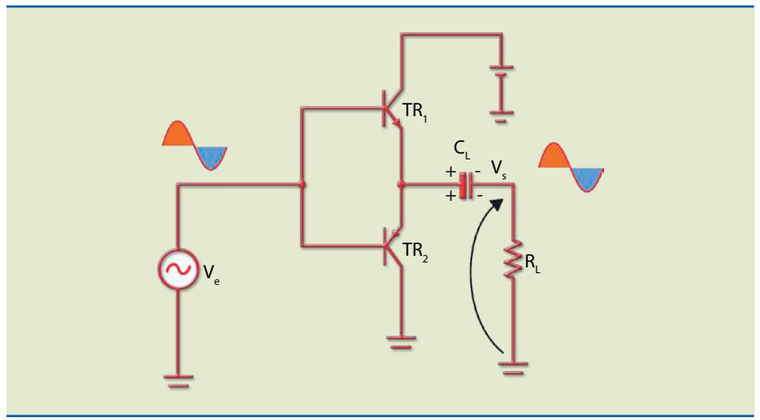


Figura 5.32
Amplificador classe B com fonte simples.

5.6.3 Amplificador classe AB

Esse amplificador é um intermediário entre os classes A e B em termos de eficiência e distorção. Nessa classe, os transistores são polarizados um pouco acima do corte com uma tensão próxima de 0,6 V. A partir desse valor, quando a tensão de entrada (V_e) se torna positiva, o transistor TR_1 conduz no semiciclo positivo e, quando a tensão de entrada fica negativa, TR_2 conduz no semiciclo negativo, eliminando o *crossover*.

A figura 5.33a mostra esse conceito com as baterias B_1 e B_2 polarizando os transistores TR_1 e TR_2, respectivamente. Na prática, as baterias são substituídas por tensões obtidas por meio do divisor de tensão ou por diodo. No circuito da figura 5.33b, a tensão em R_2 representa a bateria B_1, que polariza TR_1, e a tensão em R_3 representa a bateria B_2, que polariza TR_2. No circuito da figura 5.33c, a tensão de polarização é obtida nos diodos D_1 e D_2. A polarização por diodos é preferível, pois a tensão não dependerá da alimentação V_{CC}.

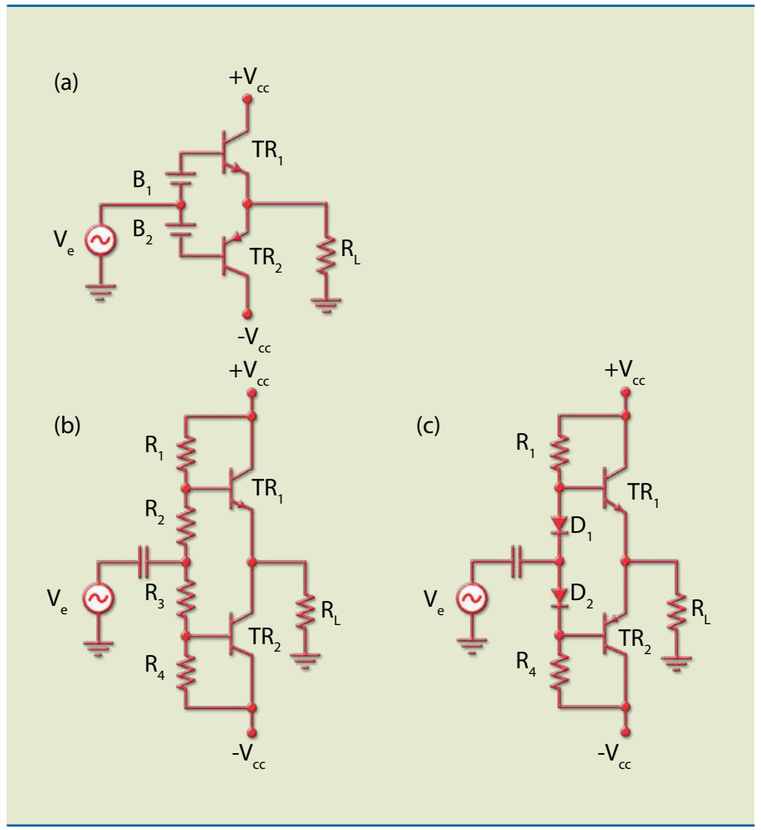


Figura 5.33
Amplificador classe AB:
a) eliminando o *crossover*;
b) polarização com divisor de tensão e
c) polarização por diodos.

A fonte ($-V_{CC}$) que polariza o transistor TR_2 também pode ser eliminada, adicionando um capacitor de grande valor em série com a carga, como foi feito no classe B. O ganho de corrente do estágio de saída pode ser aumentado se inserirmos um par Darlington no lugar de cada um dos transistores de saída dos circuitos da figura 5.32. Observe a necessidade de colocar quatro diodos em vez de dois (figura 5.34).

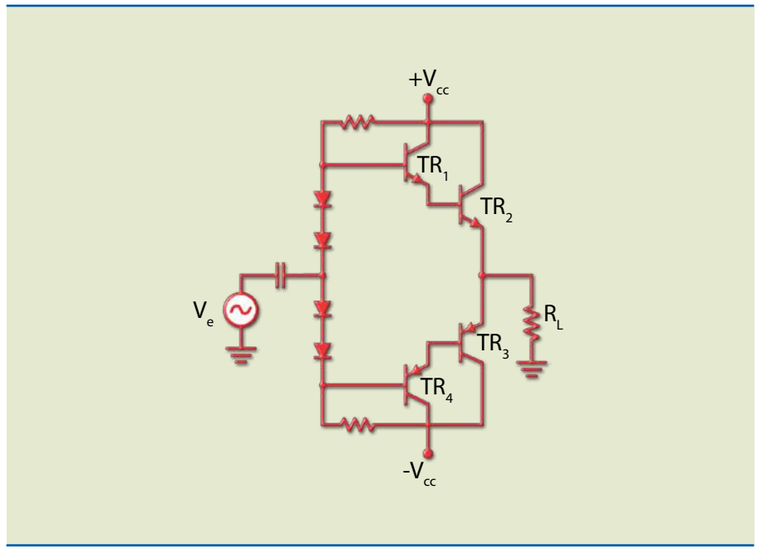


Figura 5.34
Aumento do ganho de corrente do estágio de saída.

5.6.4 Amplificador classe C

Os amplificadores classe C têm rendimento maior que os classes A, B e AB, pois o transistor conduz somente uma pequena parte do semiciclo positivo. A diferença principal entre os classe C e os outros é que o ganho é máximo em uma única frequência, chamada de ressonância. A figura 5.35 mostra o circuito e o comportamento do ganho de acordo com a frequência. Quando o sinal de entrada atinge a frequência de ressonância estabelecida, o transistor começa a conduzir e o circuito LC (chamado de circuito tanque) passa a oscilar no ganho máximo.

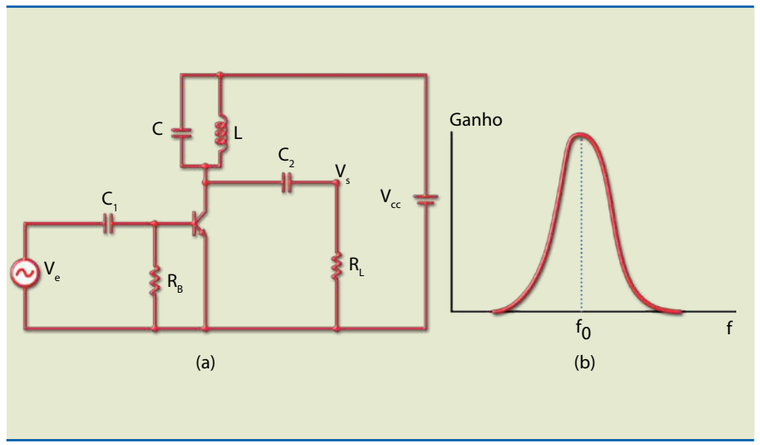


Figura 5.35
Amplificador classe C:
a) circuito e
b) curva de resposta em frequência.

O ganho é máximo na frequência de ressonância (f_o), que pode ser calculada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

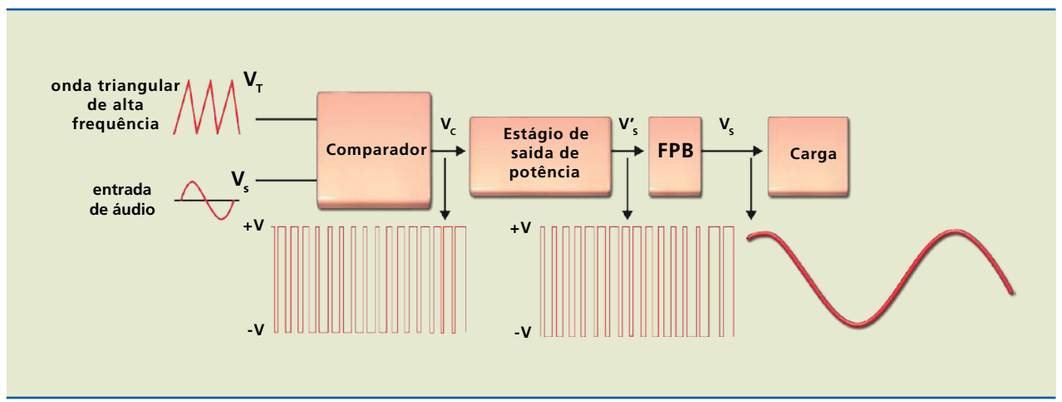
Observe que não existe polarização de base; é o sinal que providencia essa polarização.

5.6.5 Amplificador classe D

Nessa classe de amplificadores, os transistores operam como chave. No corte a corrente é zero e na saturação a tensão é zero. Desse modo, a potência dissipada é muito baixa, a eficiência aumenta e, portanto, a fonte de alimentação requer menor potência. Esse tipo de amplificador é largamente usado em equipamentos portáteis.

A ideia básica consiste em converter o sinal de áudio (V_s) em um sinal de onda quadrada modulado em PWM (modulação por largura de pulso) de frequência muito maior que a de áudio. Depois, efetua-se a filtragem, recuperando o sinal de áudio (figura 5.36).

Figura 5.36
Diagrama de blocos de um amplificador classe D.



A tensão de saída do comparador (V_C) é:

$V_C = +V$, se $V_s > V_T$, e $V_C = -V$, se $V_s < V_T$.

Essa tensão (V_C) é aplicada na entrada de um amplificador fonte comum com um par complementar de transistores MOS, que operarão como chave (figura 5.37).

Para $V_C = +V$, o transistor TR_1 corta e o TR_2 conduz a saída $V'_S = -V$, se a queda de tensão através de TR_2 for desprezível. Similarmente, se $V_C = -V$, TR_1 conduz e TR_2 corta a saída $V'_S = +V$.

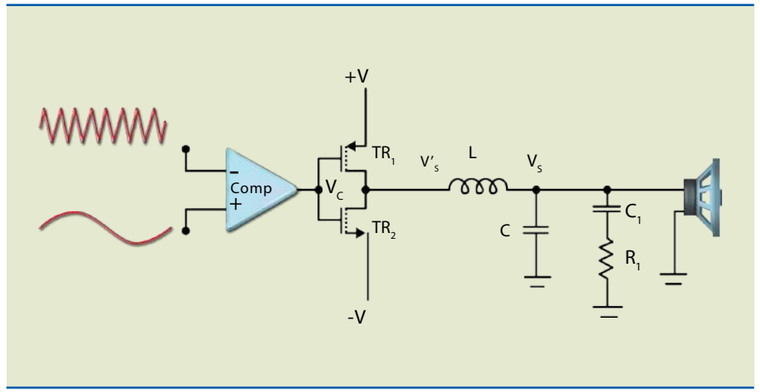


Figura 5.37
Amplificador classe D básico.

Os componentes representados por L e C compõem o filtro passa-baixa de rede, constituída por R_1 e C_1, compensando a reatância indutiva da bobina do alto-falante. Dessa maneira, o filtro enxerga uma carga resistiva em alta frequência.

Capítulo 6

Transistor efeito de campo

O transistor efeito de campo (FET, *field effect transistor*) é um dispositivo que controla o fluxo de corrente por meio da tensão aplicada em um de seus terminais, diferentemente do transistor bipolar (BJT, *bipolar junction transistor*), em que o fluxo de corrente depende da corrente aplicada em seus terminais. O princípio de funcionamento desse dispositivo está baseado na modulação aplicada em seus elementos (portas), que vai controlar a corrente que circulará em uma região denominada canal.

Existem basicamente dois tipos de transistor efeito de campo: MOSFET (*metal-oxide-semiconductor FET*), também chamado de IGMOS (*insulated gate MOS*) ou transistor MOS, e JFET (*junction FET*). Os MOSFETs são mais usados, principalmente em circuitos integrados e como dispositivos de potência. Esses transistores podem ser encontrados com polaridades de canal N e canal P.

Existem muitas diferenças entre o transistor efeito de campo e o transistor bipolar; as principais são:

- Controle do fluxo da corrente: no FET é por tensão e no BJT por corrente.
- Impedância de entrada: no FET é muito alta (> 1 MΩ) e no BJT baixa (por causa da junção PN polarizada diretamente).
- Tipo de portador: no FET é um elétron livre ou lacuna e no BJT são elétron e lacuna.
- Ganho de tensão: no FET é menor que no BJT.

6.1 Transistor efeito de campo de junção

A figura 6.1a mostra, de maneira simplificada, a estrutura física de um transistor efeito de campo de junção canal N. As figuras 6.1b e 6.1c ilustram a simbologia para canal N e canal P, respectivamente. Observe que o dispositivo tem três terminais: o dreno (D, *drain* em inglês), a fonte (S, *source*) e a porta (G, *gate*). A dopagem da região da porta é muito maior que a do canal; desse modo, a região de depleção (região de carga espacial) será muito maior do lado do canal.

Observe nas figuras 6.1b e 6.1c que a posição da seta no meio ou próxima à fonte pode sugerir que é possível trocar o dreno pela fonte, o que é permitido em alguns modelos, mas não em todos; a simbologia em que a seta está mais próxima à fonte identifica os dispositivos que permitem essa troca. Na literatura sobre o tema, é possível encontrar as duas simbologias. O sentido da seta indica o sentido de condução, como em um diodo comum de junção ponte-canal (PN).

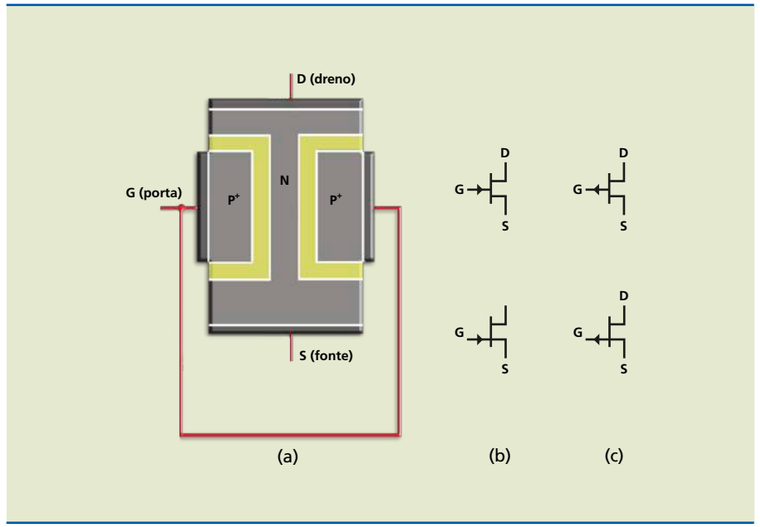


Figura 6.1
a) Estrutura física de JFET canal N, b) simbologia para JFET canal N e c) simbologia para JFET canal P.

Para entendermos o funcionamento, vamos analisar o modelo JFET canal N. Para o modelo JFET canal P, basta inverter o sentido da corrente e das tensões.

Consideremos inicialmente, na figura 6.2a, a tensão $V_{DS} = 0$ e a tensão V_{GS} polarizando reversamente a junção PN. Nessas condições, o canal entre o dreno e a fonte está totalmente aberto e com determinado valor de resistência. Como a tensão aplicada nessa resistência é zero, a corrente também é zero ($I_D = 0$). Se elevarmos a tensão de porta, a polarização reversa aumenta, o que faz a região de carga espacial avançar no canal até fechá-lo totalmente (figura 6.2b). Observe que a região de depleção avança mais no canal do que no lado da porta, porque a dopagem da porta é maior.

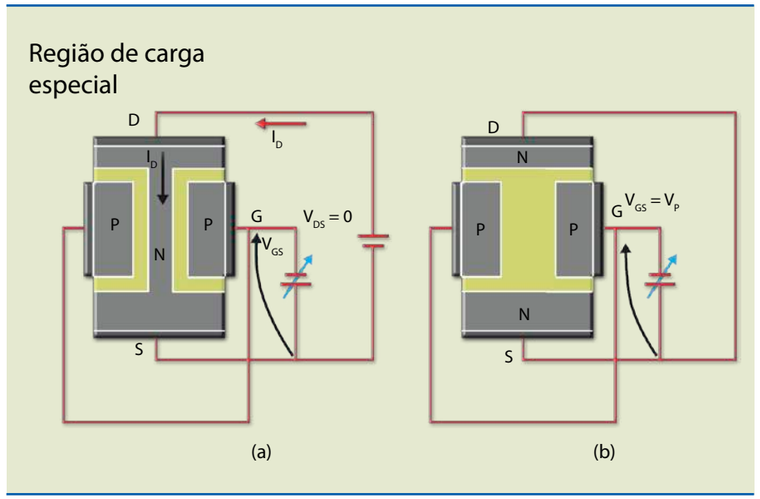


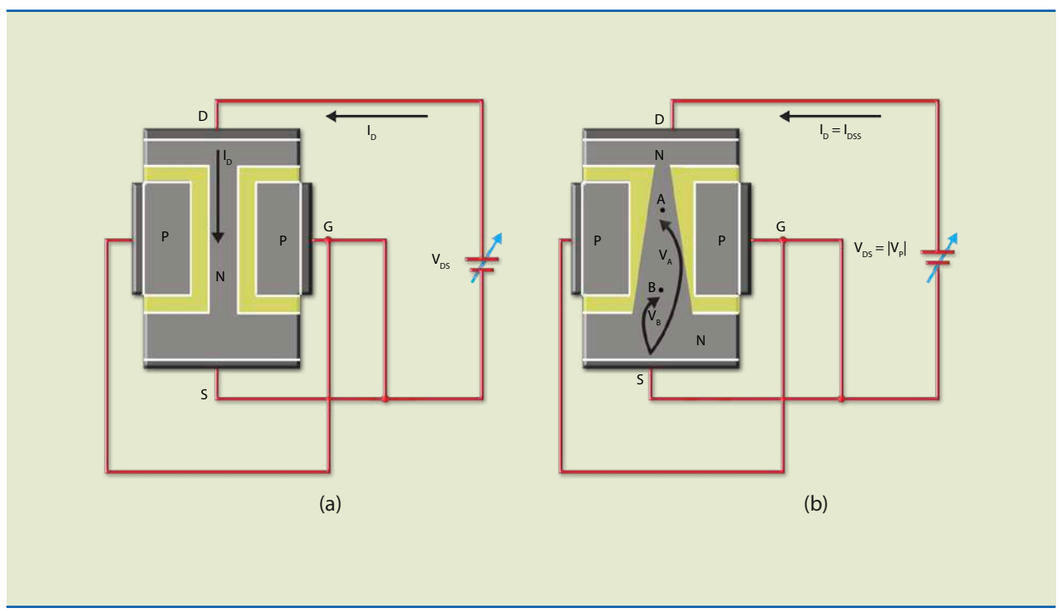
Figura 6.2
a) Polarização da porta com tensão negativa e b) fechamento total do canal.

O valor da tensão de porta (V_P) que provoca o fechamento total do canal é chamada de tensão de pinçamento (*pinch-off*, em inglês), apresentando valor negativo para canal N e positivo para canal P.

Agora, vamos considerar $V_{GS} = 0$ e aplicar uma tensão entre o dreno e a fonte com a polaridade indicada na figura 6.3. O que acontece com a corrente quando V_{DS} varia?

Inicialmente, como o valor de V_{DS} é baixo, a região do canal praticamente não se altera e, dentro de certos limites, o dispositivo se comporta como resistência (figura 6.3a). À medida que V_{DS} aumenta (figura 6.3b), a corrente de dreno se eleva, causando queda de tensão ao longo do canal e seu afunilamento. A corrente de dreno provoca entre o ponto A e a fonte uma tensão V_A e entre o ponto B e a fonte uma tensão V_B, ou seja, $V_A > V_B$. Essas tensões são aplicadas na junção de maneira reversa, e no ponto onde a tensão reversa é maior a região de carga espacial avança mais no canal, isto é, o estreitamento é maior próximo ao dreno.

Figura 6.3
a) Polarização do dreno com tensão pequena (0,1 V) e b) pinçamento atingido (V_P).



O estreitamento máximo ocorre quando o valor da tensão de dreno é igual (em módulo) à de pinçamento. Se a tensão de dreno continua aumentando, o dispositivo passa a se comportar como fonte de corrente constante. Isso porque as regiões de carga espacial não se unem e o estreitamento aumenta ao longo do canal (figura 6.4). Desse modo, a corrente de dreno se mantém aproximadamente constante em I_{DSS}. Na prática, existe pequeno aumento em I_D quando V_{DS} se eleva além de V_P. Se a tensão de dreno continuar aumentando, provocará a ruptura da junção, destruindo o dispositivo. Essa tensão é designada por BV_{DSS}.

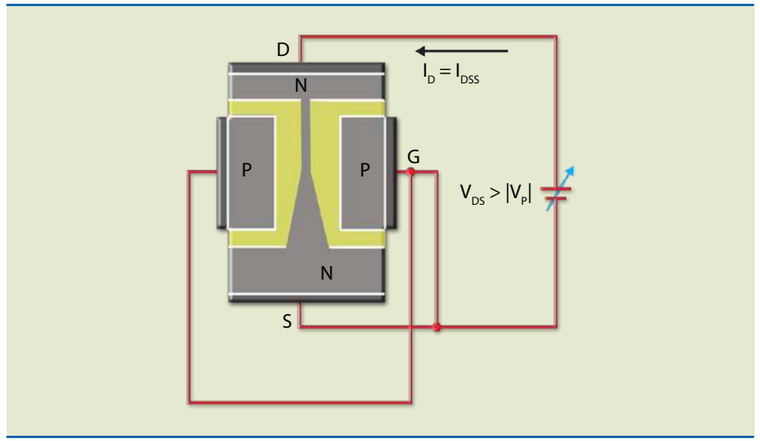


Figura 6.4
Aspecto do canal quando a tensão de dreno aumenta além de V_P.

6.1.1 Curvas características de dreno

A figura 6.5 ilustra o gráfico do comportamento do JFET canal N com $V_P = -2$ V, $V_{GS} = 0$ e tensão de dreno variando. Quando $V_{DS} = 0$, a corrente de dreno I_D também é zero. Conforme V_{DS} aumenta e se mantém com valor menor que V_P, o comportamento é o de um resistor, isto é, se a tensão de dreno se eleva, o valor da corrente de dreno aumenta proporcionalmente. A região de operação é chamada de região ôhmica. À medida que a tensão de dreno se aproxima da tensão de pinçamento, o canal se aproxima do estreitamento máximo e a curva começa a se inclinar. Se a tensão aumenta além desse valor, a variação da corrente de dreno praticamente não existe. Diz-se que o dispositivo entrou na região de **saturação** ou de amplificação.

O significado de saturação no FET é oposto ao do transistor bipolar. O valor da tensão de dreno para a qual ocorre o pinçamento máximo é $V_{DS} = 2V = |V_P|$.

Vamos considerar um exemplo em que a tensão de porta é $V_{GS} = -1$ V e a tensão de dreno está variando. Nesse caso, obtém-se uma curva semelhante à da figura 6.5, porém com valor de corrente na saturação menor que I_{DSS}.

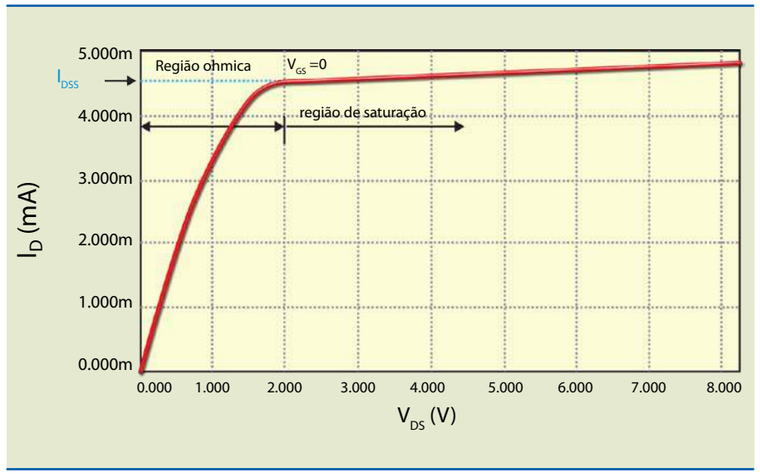
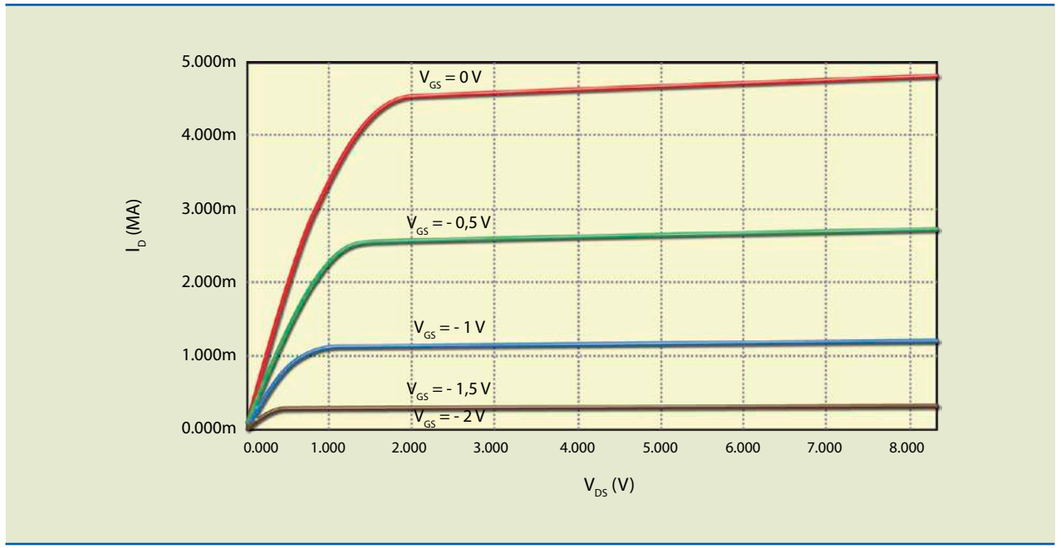


Figura 6.5
Curva característica de dreno para $V_{GS} = 0$ V para JFET com $V_P = -2$ V.

Figura 6.6
Curva característica de dreno para diversos valores de V_{GS}.

A figura 6.6 mostra a curva característica de dreno para alguns valores de V_{GS}. Observe que elas não são equidistantes nem lineares.



6.1.2 Curva característica de transferência

Figura 6.7a
Curvas características de dreno.

Consideremos, para o gráfico da figura 6.7a, um dispositivo com V_{DS} = 4 V. Associado a cada valor de V_{GS} existe um valor de I_D. Se desenharmos o gráfico de $I_D \cdot V_{GS}$, obteremos a curva característica de transferência, pois os valores de entrada são transferidos para a saída. A figura 6.7a mostra como obter nas curvas características de dreno os dados para desenhar o gráfico da figura 6.7b.

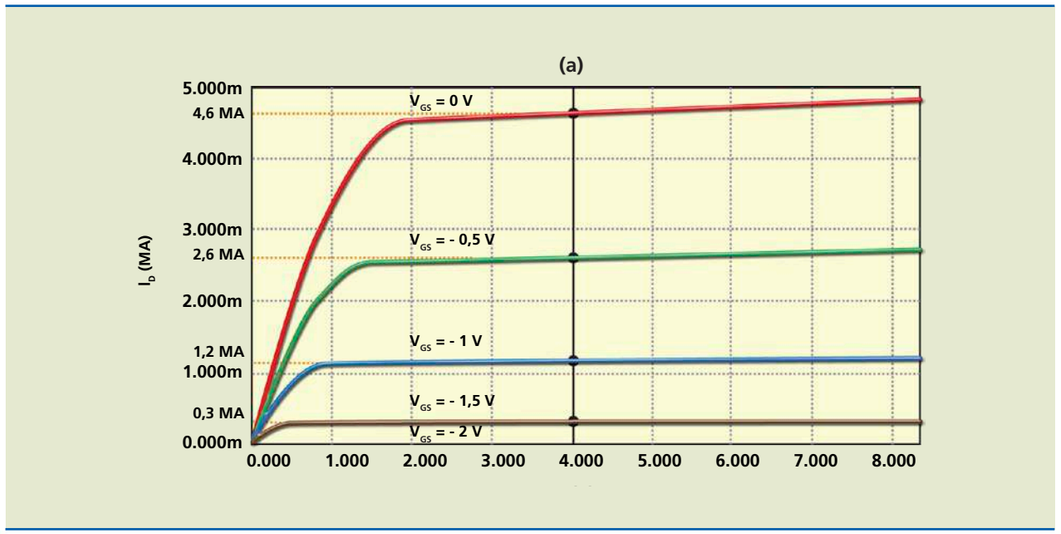
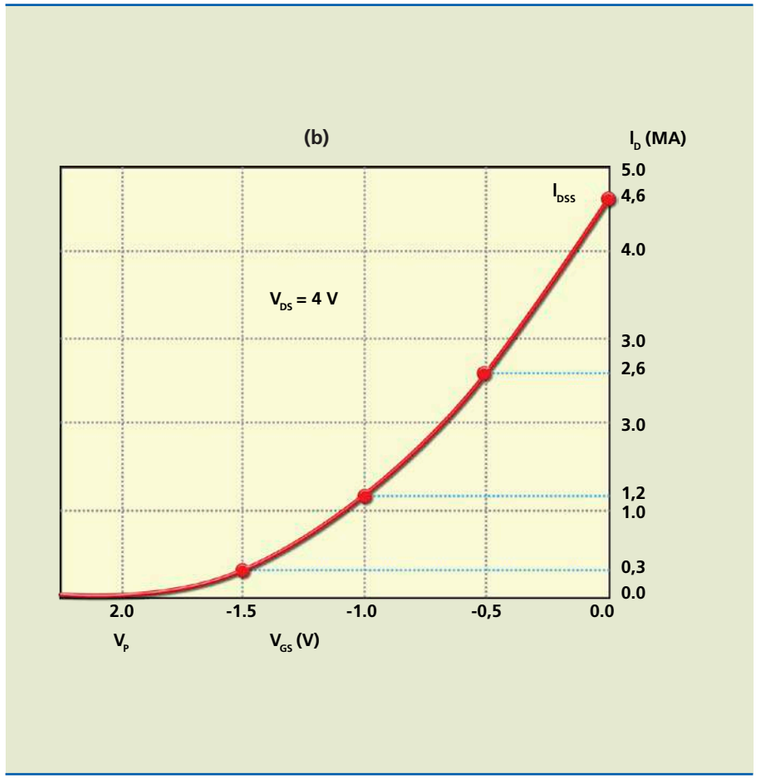


Figura 6.7b
Curva característica de transferência.



A equação que relaciona corrente de dreno com tensão de porta é dada aproximadamente por:

$$I_D = I_{DSS} \cdot (1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2 \quad (6.1)$$

em que I_{DSS} é a corrente de dreno na saturação para V_{GS} = 0 e V_P a tensão de pinçamento.

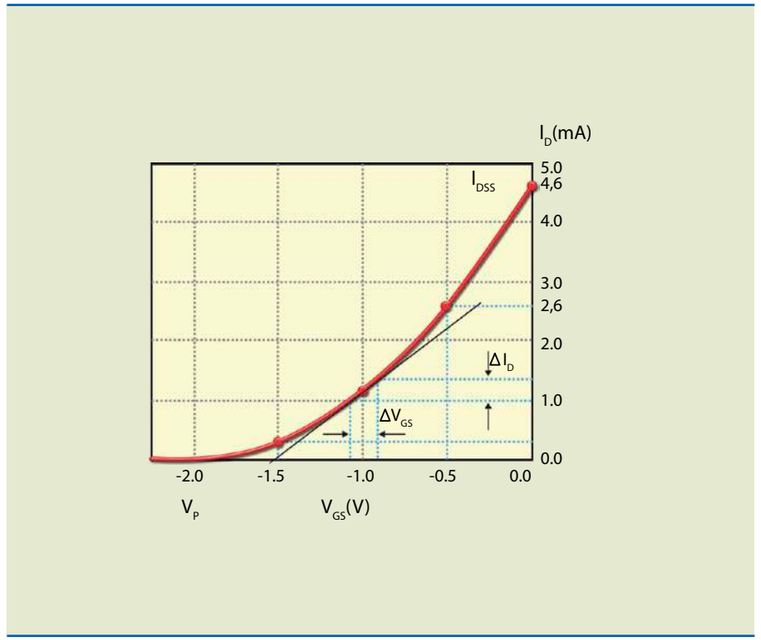
6.1.3 Transcondutância

Esse é um importante parâmetro de um FET, definido por:

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{|V_P|} \cdot (1 - \frac{V_{GS}}{V_P}) = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{|V_P|} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad (6.2)$$

Esse parâmetro é numericamente igual à inclinação (derivada) em determinado ponto da curva de transferência. A figura 6.8 mostra o significado da transcondutância.

Figura 6.8
Obtenção da transcondutância a partir da curva de transferência.



Resistência de saída

A resistência de saída representa fisicamente a inclinação da curva na região de saturação. Ela pode ser determinada por:

$$r_O = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \quad (6.3)$$

Em um circuito ideal, o valor de r_O deveria ser infinito, isto é, na região de saturação, para determinada variação de tensão de dreno, a variação da corrente de dreno seria zero e, portanto, as curvas ficariam paralelas ao eixo horizontal.

6.1.4 O princípio de funcionamento como amplificador

Consideremos o circuito da figura 6.9, amplificador dreno comum. O JFET utilizado nesse circuito apresenta as características indicadas na figura 6.7. Na entrada, a tensão da bateria polariza a porta em –0,5 V (ponto Q). Se a esse valor de tensão é adicionada uma tensão senoidal de 0,25 V de pico ($\Delta V_{GS} = v_{gs} = 0{,}25$ V), a tensão de porta varia entre –0,25 V e –0,75 V, deslocando o ponto quiescente entre A e B na reta de carga. Consequentemente, a tensão entre o dreno e a fonte também varia. Como essa variação é maior que a da tensão de porta, há ganho de tensão no dispositivo. Para não ocorrer distorção, a variação deve acontecer em um trecho aproximadamente linear das curvas de dreno ou de transferência. O ganho de tensão nos amplificadores com FET costuma ser menor que nos amplificadores com transistor bipolar (BJT).

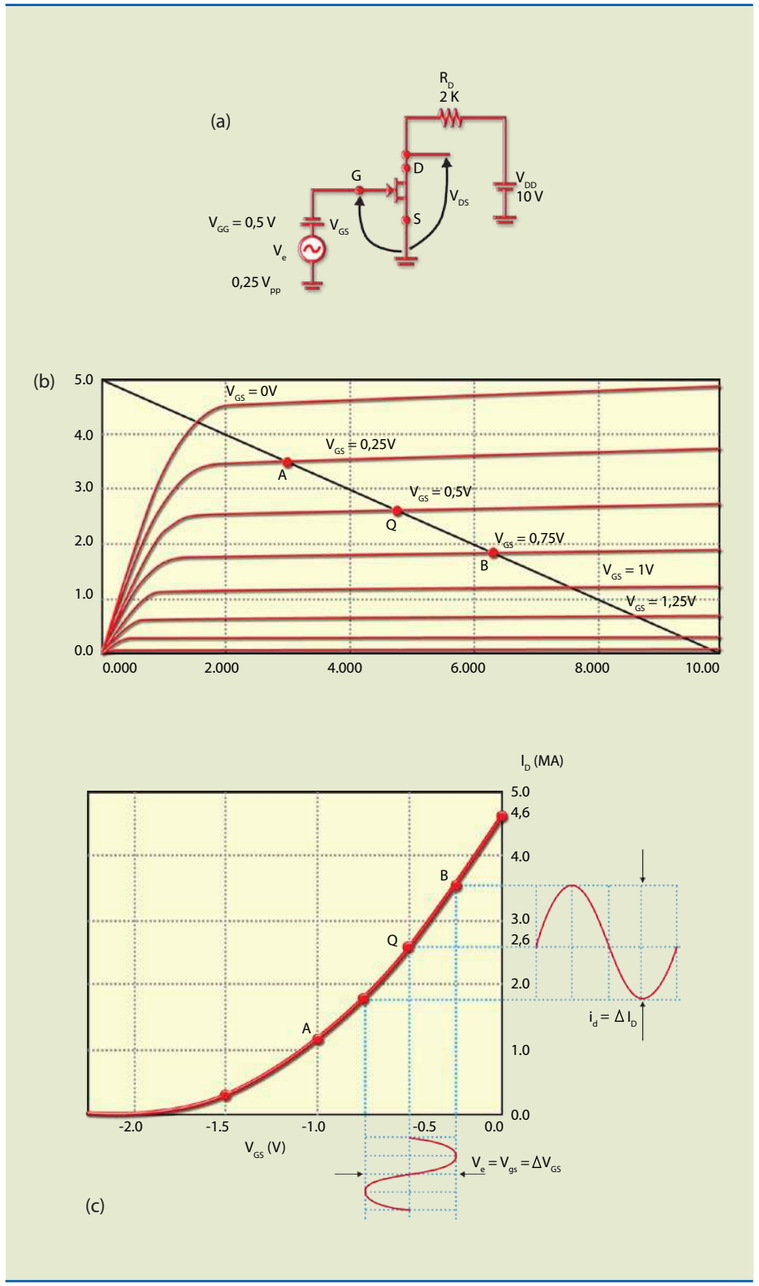


Figura 6.9
Amplificador dreno comum:
a) circuito,
b) curvas de dreno com reta de carga e
c) curva de transferência mostrando a relação entre a entrada (V_{GS}) e a saída (I_D ou V_{DS}).

Outra maneira de mostrar o princípio de operação do FET como amplificador é por meio da curva de transferência ($I_D \cdot V_{GS}$). Na figura 6.9c, essa curva está representada com um sinal de 0,25 V de pico aplicado ao redor do ponto quiescente $V_{GSQ} = -0{,}5$ V. A variação da tensão de porta provoca alteração na corrente

de dreno, que, ao passar pela resistência de dreno, volta a ocasionar variação de tensão no dreno. O ganho de tensão é então calculado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_D \cdot \Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (6.4)$$

As formas de onda da entrada e da saída estão representadas na figura 6.10. Para essas condições, o ganho de tensão pode ser determinado por:

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} = \frac{3,32\ V}{0,5\ V} = 6,64$$

Nesse caso, a saída é 6,64 vezes maior que a entrada e defasada de 180°. Podemos apresentar essa informação de outro modo, dizendo simplesmente que o ganho vale –6,64.

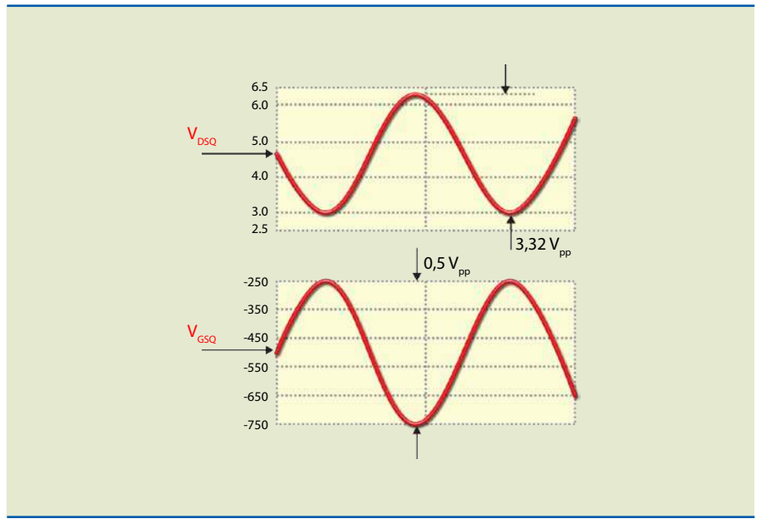


Figura 6.10
Formas de onda do circuito da figura 6.9a para V_{GSQ} = –0,5 V.

6.1.5 Polarização do JFET

Quando estudamos transistor bipolar, vimos que polarizar um transistor significa localizar seu ponto quiescente (Q). Essa polarização garante que, ao variarmos a tensão de entrada, o ponto Q se desloca na reta de carga de tal modo que permanece na região de amplificação ou região ativa (região do patamar das curvas de dreno). Se o ponto Q não for bem localizado, pode ocorrer aumento da distorção no sinal de saída.

Vamos analisar o que ocorrerá com o ponto Q representado na figura 6.10a se o sinal aplicado continuar tendo amplitude de 0,5 V_{PP}, porém alterando V_{GSQ} para –1,5 V. Observe na figura 6.11 como passam a ser as formas de onda.

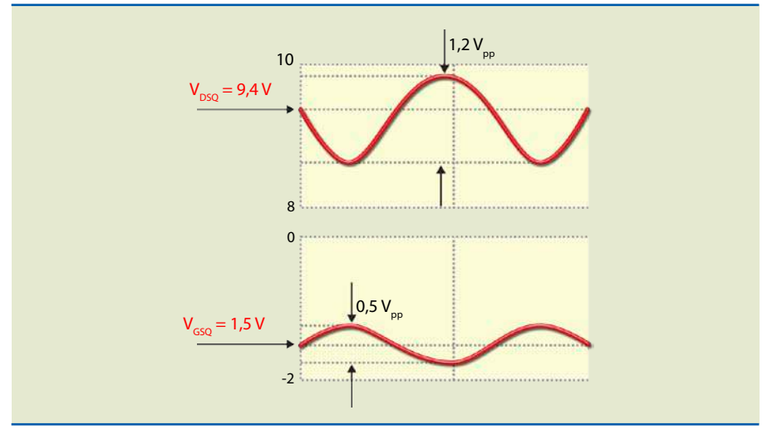


Figura 6.11
Formas de onda do circuito da figura 6.9a para V_{GSQ} = –1,5 V.

Note que houve redução da amplitude do sinal e elevação do grau de distorção, ocasionando mudanças na localização do ponto Q.

Polarização fixa

Retorne ao circuito da figura 6.9a e veja como a polarização está ocorrendo; falta um caminho para a corrente reversa da junção PN. No circuito da figura 6.12, também há polarização, porém o caminho para a corrente reversa é pela resistência R_G. Se durante a polarização a corrente reversa é desprezada, a queda de tensão na resistência R_G tende a zero e, portanto, $V_{GS} = V_{GG}$. Para que a resistência de entrada apresente o maior valor possível, recomenda-se que o resistor R_G tenha resistência elevada. Como na prática a corrente reversa não é zero e depende da temperatura, a tensão efetivamente de polarização diminuiria.

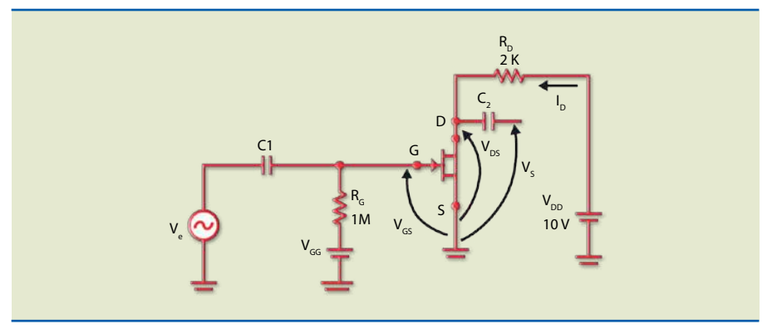
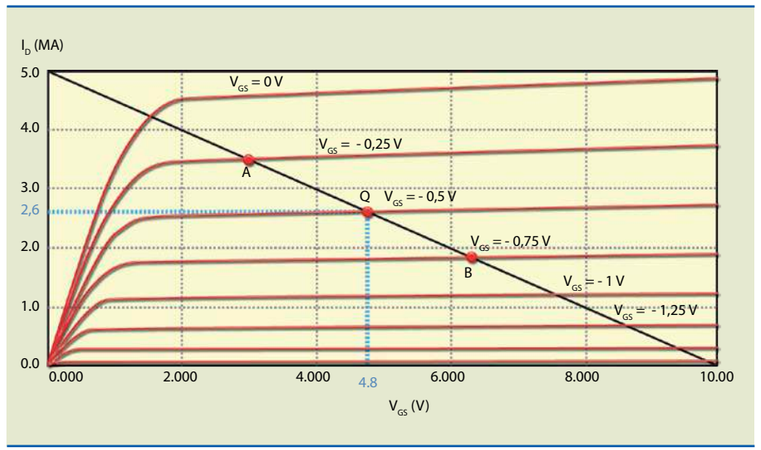


Figura 6.12
Amplificador fonte comum com polarização fixa.

A figura 6.13 ilustra a determinação do ponto Q de maneira direta, isto é, com V_{GSQ} = –0,5 V. Para isso, desenha-se a reta de carga do dreno e observa-se onde ela intercepta a curva de V_{GS} = –0,5. É essa interseção que determina o ponto Q para os outros valores. Assim:

I_{DQ} = 2,6 mA e V_{DSQ} = 10 – 2 K · 2,6 mA = 4,8 V, que é igual ao valor obtido diretamente no gráfico da figura 6.13.

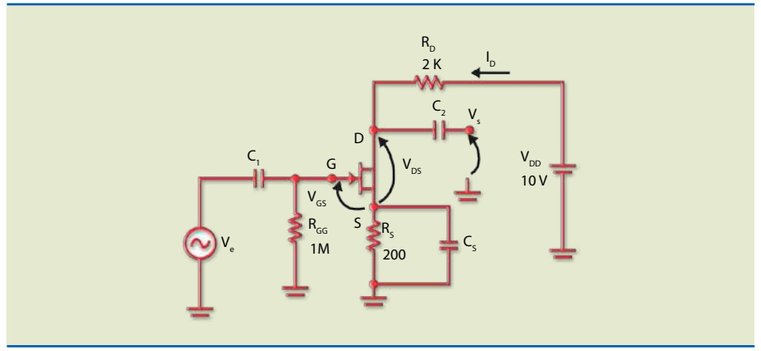
Figura 6.13
Determinação do ponto Q – polarização fixa.



Autopolarização

O circuito de polarização fixa usa duas fontes: V_{DD} e V_{GG}. O circuito da figura 6.14, conhecido por autopolarização, utiliza somente a fonte V_{DD} para polarizar o dreno e a porta. Nesse caso, a polarização ocorre por meio da tensão em R_S, isto é, $V_{GS} = -R_S \cdot I_D$, admitindo que a corrente reversa é desprezível; portanto, a queda de tensão em R_{GG} também pode ser considerada igual a zero.

Figura 6.14
Amplificador fonte comum com autopolarização.



Para o circuito da figura 6.14, são válidas as equações:

$V_{GS} = -R_S \cdot I_D$ (6.5) e

$V_{DS} = V_{DD} - (R_S + R_D) \cdot I_D$ (6.6)

No circuito de autopolarização, ao desenhar a reta de carga no circuito de dreno, a determinação do ponto Q não é tão simples como no caso do circuito de polarização fixa, pois o valor de V_{GSQ} é imposto por uma fonte separada (V_{GG}). Para determinar o ponto Q no circuito de autopolarização, é aconselhável usar a curva de transferência. A interseção dessa curva com a reta de carga da fonte determina o ponto Q.

Na figura 6.15, com a determinação do ponto Q, podemos obter os seguintes valores:

$V_{GSQ} = -0{,}52$ V e $I_{DQ} = 2{,}57$ mA.

Portanto:

$V_{DSQ} = 10 - (0{,}2 + 2) \cdot 2{,}57$ mA $= 4{,}35$ V

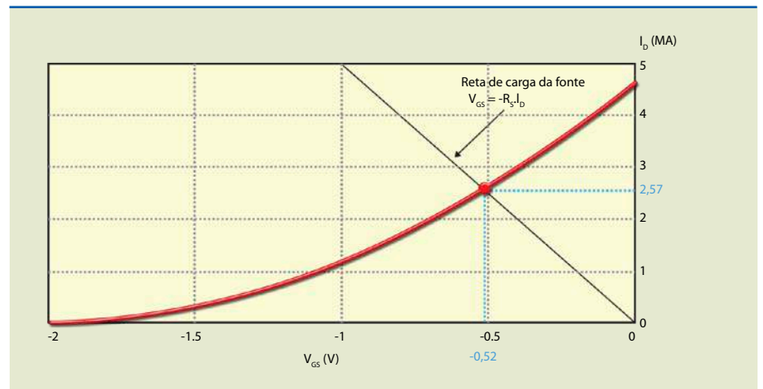
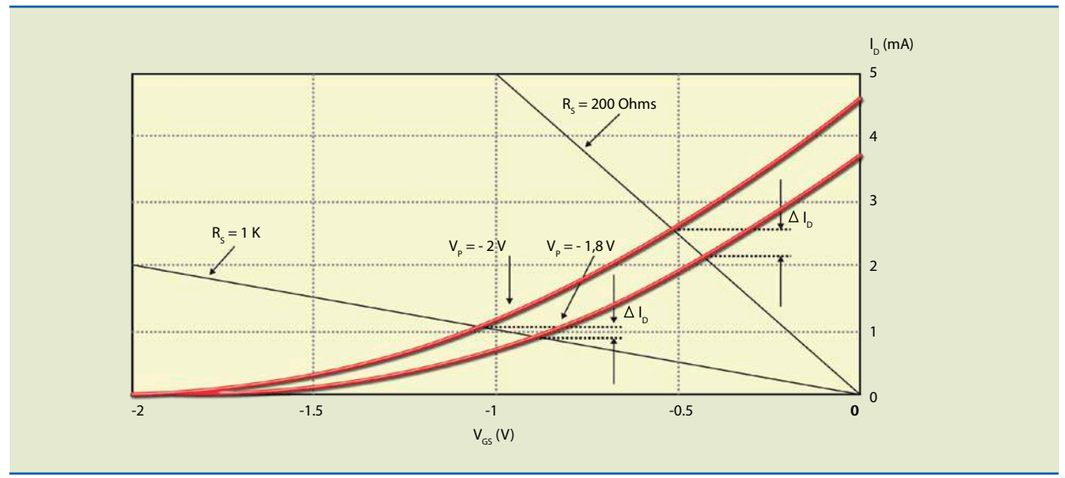


Figura 6.15
Curva de transferência e reta de carga da fonte.

Um dos problemas que os transistores efeito de campo apresentam é a variação de parâmetros. Por exemplo, para um mesmo tipo de transistor, o valor de V_P pode variar entre dois limites, alterando, consequentemente, o ponto de operação. A figura 6.16 mostra o que acontece com o ponto Q quando consideramos duas curvas-limite, uma para um transistor com $V_P = -2$ V e outra com $V_P = -1{,}8$ V para dois valores de resistência de fonte: $R_S = 200\ \Omega$ e $R_S = 1\,000\ \Omega$. Observe que, quanto maior o valor de R_S, menor é a variação (ΔI_D), porém o ponto de operação se dará em uma região menos linear e de menor ganho.

Figura 6.16
Influência da variação do ponto Q quando V_P e I_{DSS} são diferentes e para diferentes valores de R_S.



Polarização por divisor de tensão

Como vimos no circuito de autopolarização, o resistor R_S deve ter o maior valor de resistência possível para que variações nos parâmetros do FET não causem mudanças no ponto Q. Isso, porém, leva o circuito a operar com baixos valores de corrente e, em consequência, baixo ganho de tensão. Uma solução para trabalhar com valores de R_S maiores está indicada no gráfico da figura 6.17.

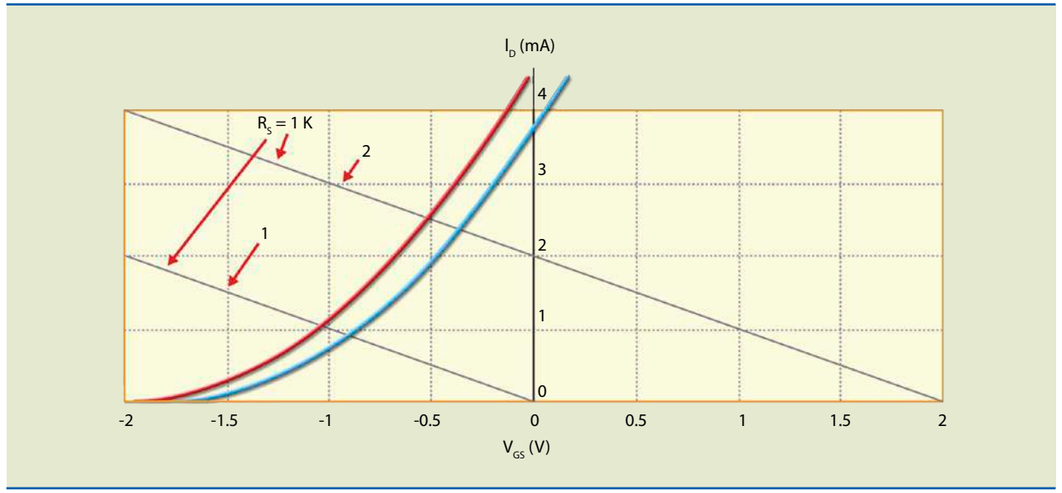


Figura 6.17
Reta de carga da fonte para 1) autopolarização e 2) polarização por divisor de tensão.

Nesse gráfico, podemos observar que a inclinação das duas retas é a mesma (a inclinação depende do valor da resistência). Observe que a reta 2 se estende para valores de V_{GS} positivos.

Os circuitos da figura 6.18 permitem obter o gráfico da reta 2 da figura 6.17.

A equação da reta 2 é:

$V_{GG} = V_{GS} + R_S \cdot I_D$ ou $V_{GS} = V_{GG} - R_S \cdot I_D$ (6.7)

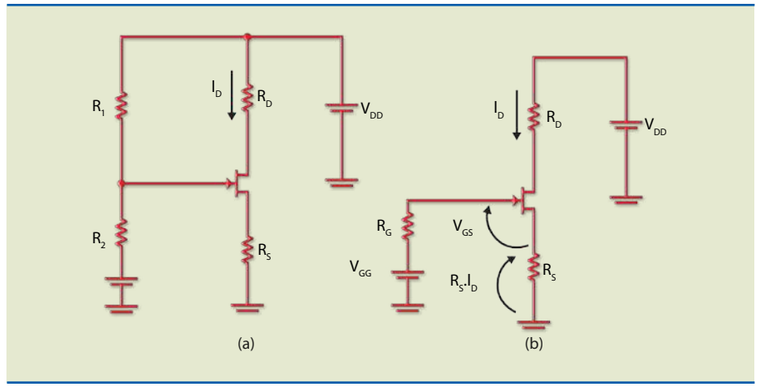


Figura 6.18
a) Polarização por divisor de tensão e b) circuito equivalente de porta.

Observe que aparentemente a fonte V_{GG} polariza a porta de maneira direita, mas de fato isso não acontece, pois a tensão aplicada em R_S é alta o bastante para que $V_{GS} < 0$.

Desse modo, podemos obter:

$$V_{GG} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} \text{ e } R_G = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.8)$$

Polarização por corrente constante

Considere um circuito em que na fonte seja colocado um gerador de corrente constante de valor I_{SS}; portanto, $I_D = I_{SS}$. Essa situação corresponde a ter um valor de R_S extremamente elevado; a consequência é que se houver variação de parâmetro a variação de corrente é zero.

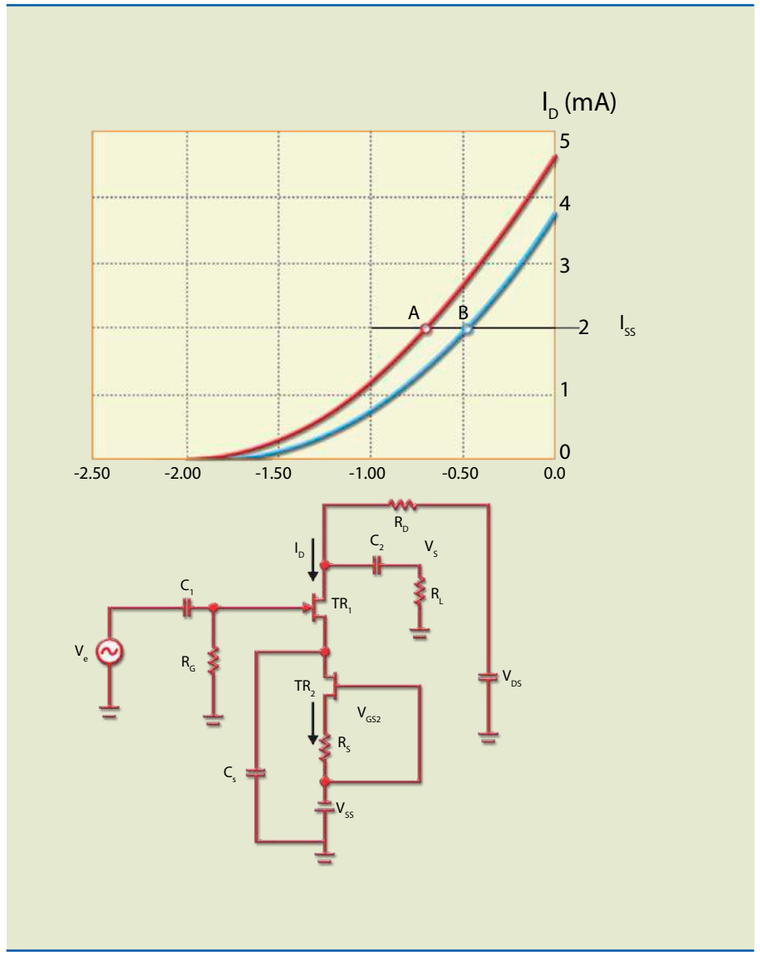


Figura 6.19
Circuito de polarização por fonte de corrente constante.

Na figura 6.19, o dispositivo TR_1 é um transistor amplificador e TR_2 um transistor que é fonte de corrente constante. Para determinarmos R_S, devemos impor um valor de I_D – por exemplo, 2 mA –, consultar a curva de transferência e determinar qual valor de V_{GS} corresponde a esse valor em I_D. Supondo que a curva usada seja a máxima ($V_P = -2$ V), o valor determinado será de aproximadamente 0,68 V. Então, o valor estimado para R_S será de:

$$R_S = \frac{0{,}68\,V}{2\,mA} = 0{,}34\,K = 340\,\Omega \quad (6.19)$$

Exemplo de JFET comercial

Vamos considerar apenas um exemplo de JFET comercial, o BF245A. A figura 6.20 mostra a pinagem e o aspecto desse dispositivo; na tabela 6.1, encontram-se os limites máximos; e a tabela 6.2 apresenta algumas características elétricas.

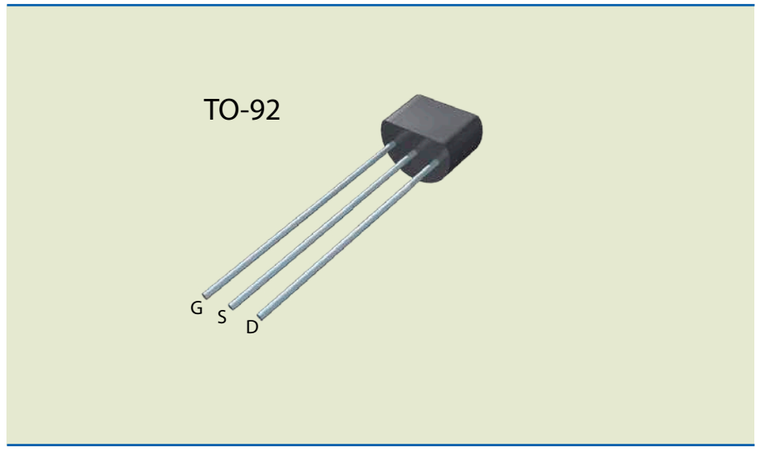


Figura 6.20
Aspecto físico do JFET BF245A, com encapsulamento TO-92.

Tabela 6.1
Limites máximos do JFET BF245A (T_C = 25 °C).

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{DG}	Drain-Gate Voltage	30	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage	30	V
I_{GF}	Forward Gate Current	10	mA
P_D	Total Device Dissipation @ TA = 25 °C Derate above 25 °C	350 2.8	mW mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storege Junction Temperature Range	- 55 ~ 150	°C

Symbol	Parameter		Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics							
$V_{(BR)GSs}$	Gate-Source Breakdown Voltage		V_{DS} = 0, I_G = 1 μA	30			V
V_{GS}	Gate-Source	BF245A BF245AB BF245C	V_{DS} = 15 V, I_D = 200 μA	0.4 1.6 3.2		2.2 3.8 7.5	V
V_{GS}(off)	Gate-Source Cut-off Voltage		V_{DS} = 15 V, I_D = 10 nA	-0.5		-8	V
I_{GSS}	Gate Reverse Current		V_{GS} = 20 V, V_{GS} = 0			5	nA
On Characteristics							
I_{DSS}	Zero-Gate Voltage Drain Current		V_{GS} = 15 V, V_{GS} = 0	2		6.5	mA
		BF245A BF245AB BF245C		6 12		15 25	
g_{fs}	Common Source Forward Transconductance		V_{GS} = 15 V, V_{GS} = 0, f = 1 KHz	3		6.5	mΩ

Tabela 6.2
Algumas características físicas do JFET BF245 (T_C = 25 °C).

6.1.6 Amplificador de pequenos sinais

A figura 6.21 apresenta o circuito equivalente do FET para frequências baixas (as capacitâncias parasitas não são levadas em conta).

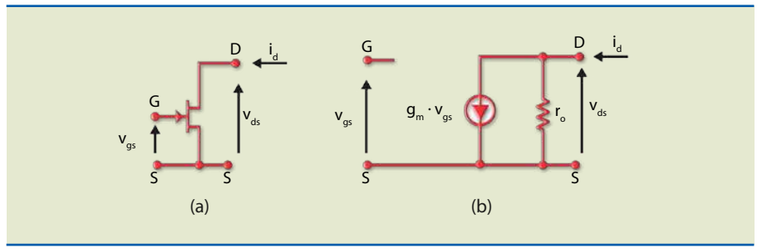


Figura 6.21
a) FET e
b) modelo simplificado para pequenos sinais.

O conceito de circuito equivalente para pequenos sinais é semelhante ao apresentado no estudo do transistor bipolar, possibilitando estimar o valor do ganho. Nesse circuito, a entrada é representada por uma junção polarizada reversamente e o circuito equivalente, em consequência, por um circuito aberto. Já o circuito equivalente de saída é representado por uma fonte de corrente cujo valor depende da tensão entre a porta (G) e a fonte (S) de tensão, em que o fator de proporcionalidade é chamado de transcondutância (g_m), já definida na seção 6.1.3. A resistência r_O é a resistência de saída, que idealmente é infinita, mas na prática tem um valor. A figura 6.22a apresenta um amplificador fonte comum com autopolarização e a figura 6.22b, o circuito equivalente.

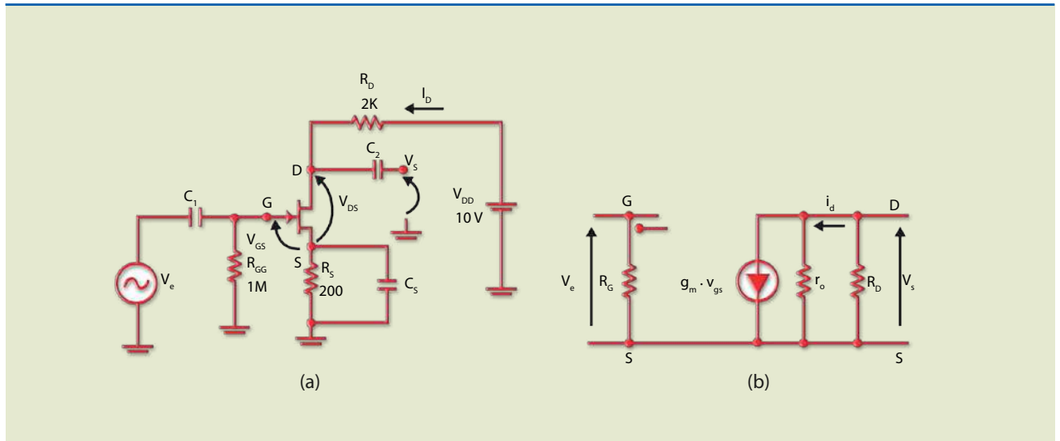


Figura 6.22
a) Amplificador fonte comum e
b) circuito equivalente.

É importante recordar que, para obter o circuito equivalente, os capacitores e a fonte CC devem ser colocados em curto-circuito. As tensões e correntes representadas na figura 6.22b são variações.

A determinação do ganho de tensão pode ser:

$$\text{Ganho} = A_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-g_m v_{gs}.(r_O//R_D)}{v_{gs}} = -g_m.(r_O//R_D) \cong -g_m.R_D \quad (6.10)$$

6.2 Transistor MOSFET

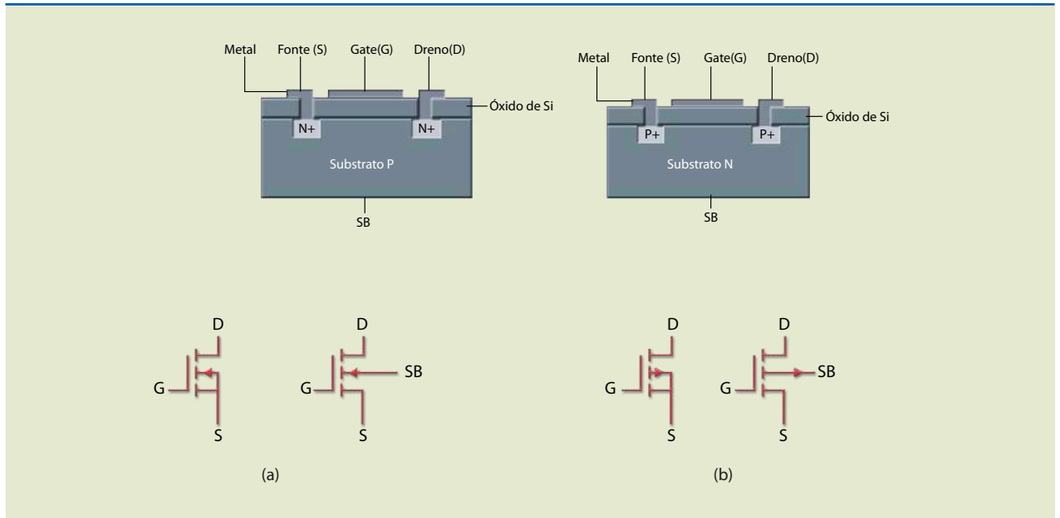
Como visto no início deste capítulo, existe mais de um tipo de transistor efeito de campo. O transistor de junção (JFET) usa a tensão reversa aplicada em uma junção PN para variar a largura da região de carga espacial na região do canal, alterando, desse modo, sua condutividade. O outro tipo de transistor efeito de campo é o MOSFET (*metal-oxide-semiconductor FET*) ou IGFET (*insulated gate FET*). Esse dispositivo controla também a condutividade do canal condutor por meio da tensão aplicada entre o canal e a porta, criando um caminho que conecta o dreno e a fonte com um isolante. Assim, mesmo invertendo a tensão, não haverá corrente de porta.

Existem basicamente dois tipos de MOSFET: depleção e intensificação; crescimento ou acumulação (*enhancement*), cada um deles podendo ter canal N ou canal P.

A figura 6.23 mostra a estrutura simplificada e a simbologia de dois MOSFETs tipo intensificação, um canal N e outro canal P.

O MOSFET é fabricado com uma base chamada substrato (no caso de MOSFET canal N, essa região é P). Duas regiões fortemente dopadas tipo N são criadas no substrato, originando o dreno e a fonte. Uma camada isolante de dióxido de silício ultrapuro com espessura entre 3 nm e 20 nm é depositada sobre a região do substrato entre o dreno e a fonte. No início da indústria eletrônica, aplicava-se uma camada de metal (o M de MOSFET) sobre a camada de dióxido. Atualmente, para atender às necessidades tecnológicas, essa camada é de silício policristalino.

Figura 6.23
Estrutura física de MOSFETs:
a) canal N e
b) canal P, com as respectivas simbologias.



Na maior parte das aplicações, o substrato é ligado à fonte (S), o que não altera o funcionamento do circuito. Existem casos em que o substrato pode funcionar como uma segunda porta, fazendo com que uma tensão aplicada no substrato altere a corrente de dreno. Em nossas análises, consideraremos o substrato sempre ligado à fonte.

6.2.1 Funcionamento do MOSFET tipo crescimento

Para entendermos a operação desse dispositivo, vamos considerar o MOSFET tipo crescimento canal N da figura 6.24, que mostra a polaridade das tensões (V_{GS} e V_{DS}) e o sentido da corrente de dreno (I_D).

Com a aplicação de uma tensão positiva na porta, os elétrons (minoritários) do substrato são atraídos para a região abaixo do óxido de porta e as lacunas livres do substrato se movem para baixo. Na região de silício abaixo da porta, quando a densidade de cargas livres negativas for maior que a de positivas, será induzido um canal condutor, ligando a região da fonte à do dreno. Nessa condição, o valor da tensão de porta resultante é chamado de tensão de limiar (*threshold voltage*, V_T). O valor de V_T é controlado durante a fabricação do dispositivo, podendo variar de 1 V a 5 V. Quanto maior a diferença de tensão entre os valores de V_{GS} e de V_T, maior será a indução de cargas negativas no canal, o que, consequentemente, aumentará a condutividade do canal, ou seja, a condutividade do canal é proporcional a $V_{GS} - V_T$. Portanto, a corrente de dreno é controlada pelo valor da tensão de porta.

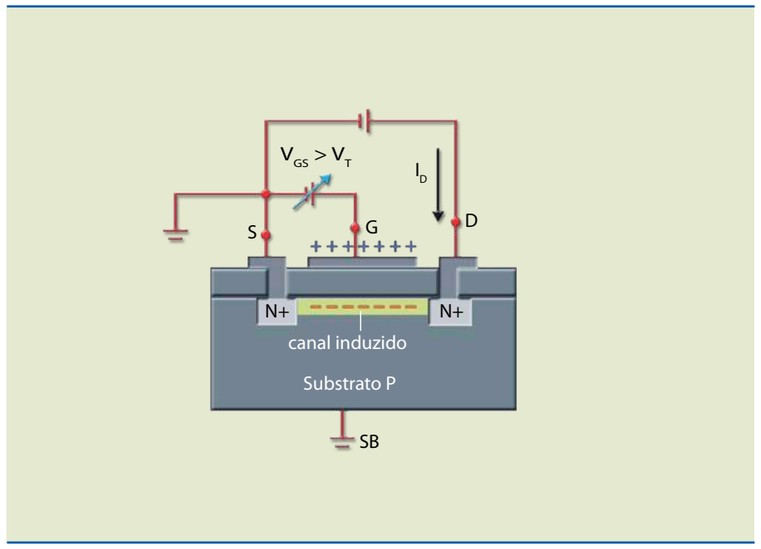


Figura 6.24
MOSFET tipo crescimento com tensões de polarização.

Se levarmos em conta o aumento da tensão V_{DS}, a corrente de dreno se elevará, e, inicialmente para pequenos valores de V_{DS}, a corrente de dreno será proporcional à tensão de dreno. O transistor, então, se comportará como resistência controlada por tensão. Aumentando o valor de V_{DS}, para $V_{DS} = V_{GS} - V_T = V_{DSsat}$ (tensão de saturação), o canal próximo ao dreno ficará muito estreito (figura 6.25).

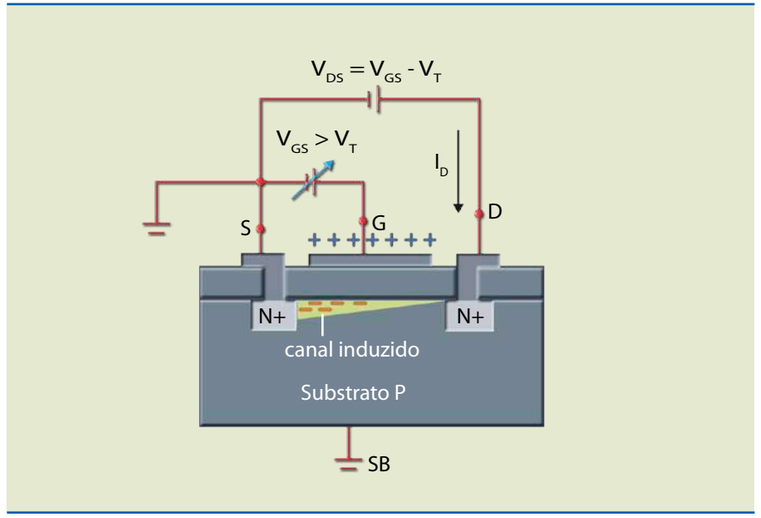


Figura 6.25
MOSFET tipo crescimento com V_{GS} V_T e $V_{DS} = V_{GS} - V_T = V_{DSsat}$.

Continuando a análise, vamos considerar a tensão de dreno aumentando além da tensão de saturação. Nesse caso, observaremos o estreitamento aumentando no sentido da fonte (figura 6.26), e, a partir desse valor, a corrente de dreno ficará praticamente constante.

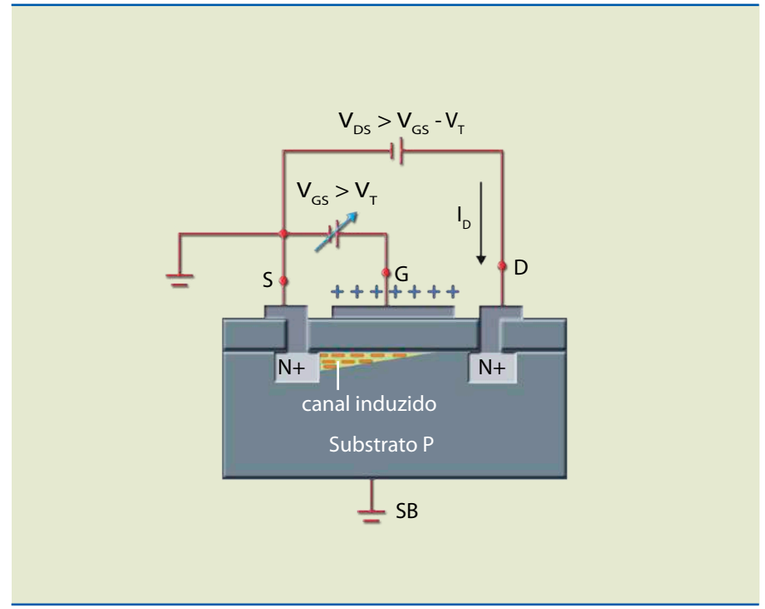


Figura 6.26
MOSFET tipo crescimento com $V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_T$.

A figura 6.27 mostra a curva de dreno para um valor de V_{GS} e as três regiões de operação (triodo, saturação e corte).

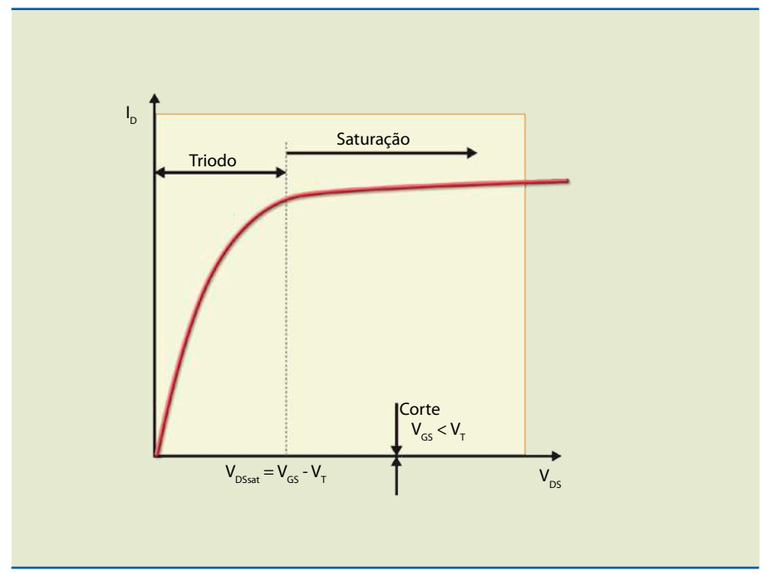


Figura 6.27
Regiões de operação do MOSFET.

A figura 6.28a apresenta as curvas de dreno para um transistor com $V_T = 1$ V, e a figura 6.28b, a operação com baixo V_{DS}, demonstrando que é possível utilizar esse dispositivo como resistência controlada por tensão.

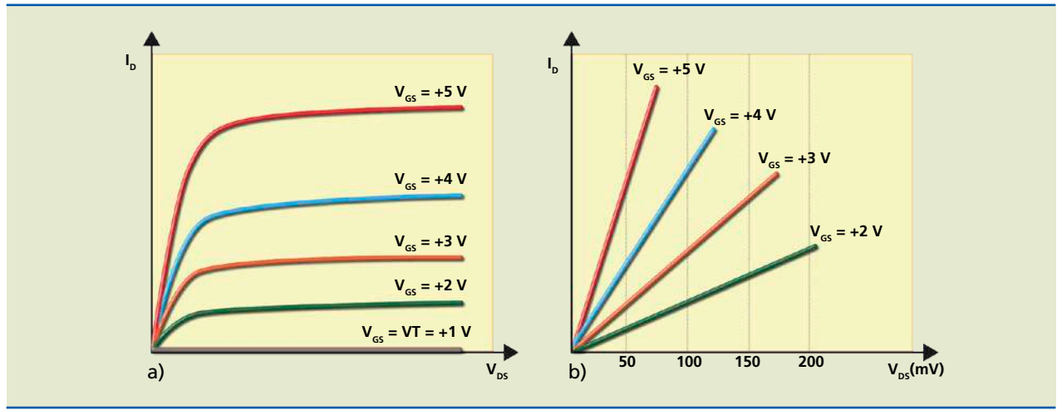


Figura 6.28
a) Curvas características de dreno MOSFET tipo crescimento canal N e b) operação do MOSFET como resistência controlada por tensão.

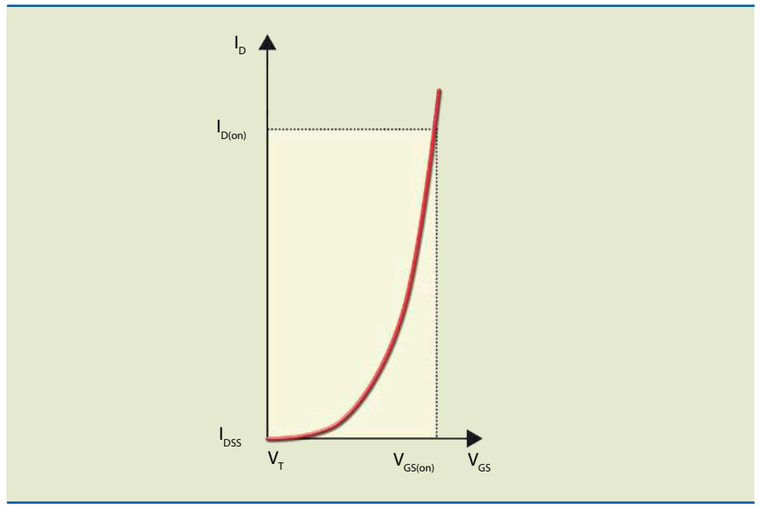
A figura 6.29 mostra a curva de transferência ou de transcondutância. A parte inicial da curva representa o momento em que $V_{GS} = V_T$. Quando V_{GS} é menor que V_T, a corrente de dreno é praticamente nula. Quando é maior, o dispositivo entra em condução e a corrente de dreno passa a ser controlada pela tensão de porta.

A corrente para $V_{GS} \leq 0$ é muito pequena, da ordem de alguns nA. Quando $V_{GS} > 0$, a corrente de dreno se eleva devagar e depois acentuadamente com o aumento de V_{GS}. O fabricante indica um valor de tensão de porta para o qual a corrente de dreno atinge determinado valor – por exemplo, 20 µA. A corrente I_D (on) representa o valor máximo da corrente de dreno e V_{GS} (on), o valor de tensão de porta correspondente. A relação entre a corrente de dreno e a tensão de dreno é aproximadamente quadrática, isto é:

$$I_D = K \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (6.11)$$

em que a constante K está relacionada com parâmetros físicos.

Figura 6.29
Curva característica de transferência.

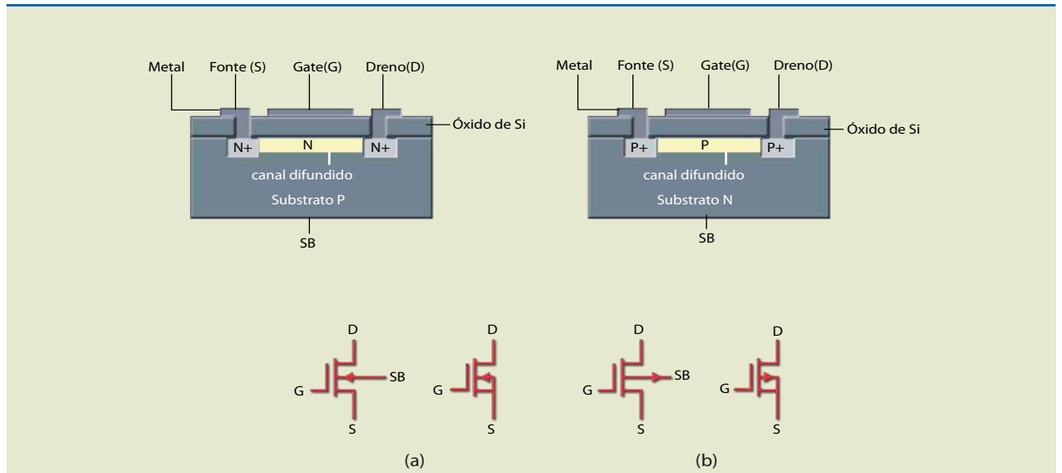


6.2.2 Funcionamento do MOSFET tipo depleção

Quando estudamos o JFET, vimos que a condutividade do canal pode ser alterada aumentando a polarização reversa, isto é, fazendo com que a região de depleção (região desprovida de portadores de cargas livres) avance sobre o canal.

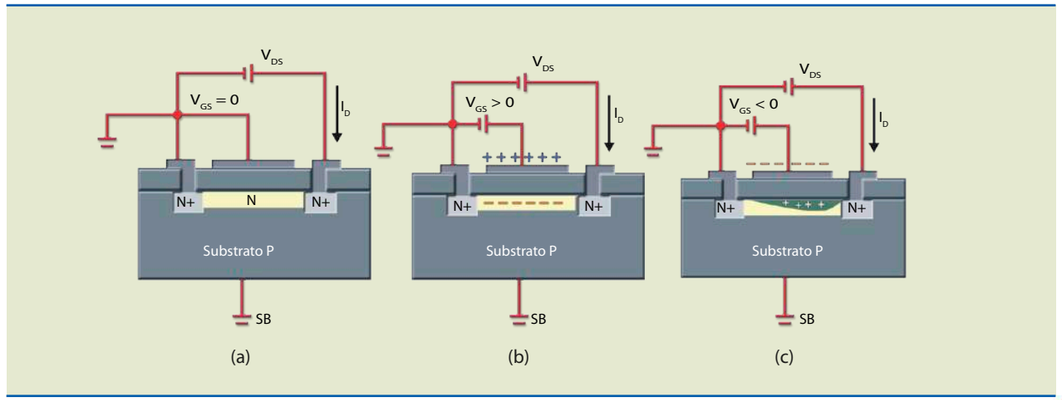
A figura 6.30 mostra a estrutura simplificada e a simbologia de dois MOSFETs tipo depleção, um canal N e outro canal P. Observe que eles possuem um canal ligando o dreno à fonte, isto é, mesmo sem tensão de porta haverá corrente de dreno.

Figura 6.30
Estrutura física de MOSFETs tipo depleção: a) canal N e b) canal P, com as respectivas simbologias.



A figura 6.31 ilustra a operação de acordo com V_{GS} no modo depleção.

Figura 6.31
MOSFET tipo depleção canal N operando com: a) $V_{GS} = 0$, b) VGS > 0 e c) VGS < 0.



Quando a porta é positiva em relação ao canal, os elétrons são atraídos do substrato, aumentando a condutividade do canal (figura 6.31). Quando a porta é negativa, os elétrons são repelidos para fora do canal, diminuindo a condutividade deste. Se a tensão de porta é suficientemente negativa, o estreitamento do canal pode atingir o valor máximo, anulando a corrente de dreno. A figura 6.32 apresenta as curvas características de dreno. Analisando-as, é possível verificar como ocorre a variação de tensão nos modos depleção e crescimento.

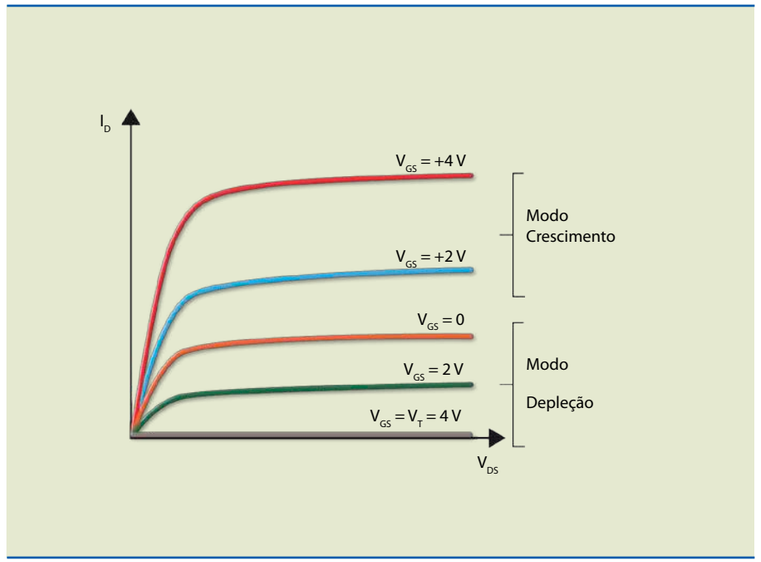


Figura 6.32
Curvas características de dreno MOSFET tipo depleção canal N.

A figura 6.33 mostra a curva de transferência ou de transcondutância.

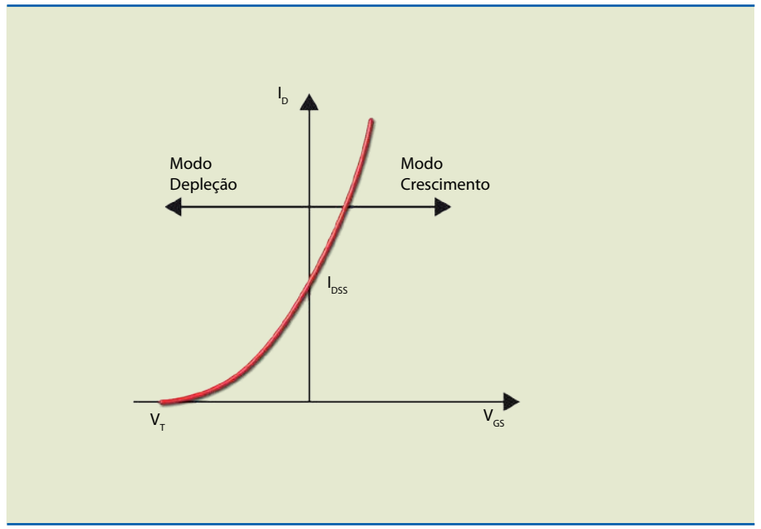


Figura 6.33
Curva característica de transferência.

6.2.3 Polarização e amplificador

O conceito de polarização e a análise dos circuitos são os mesmos abordados no estudo do JFET (seção 6.1.5).

6.2.4 Inversor CMOS

Em qualquer circuito lógico digital, o elemento básico é o inversor CMOS (*complementary metal-oxide-semiconductor*). Esse dispositivo consiste em dois transistores tipo crescimento, um canal N (TR_1) e outro canal P (TR_2), como mostra a figura 6.34.

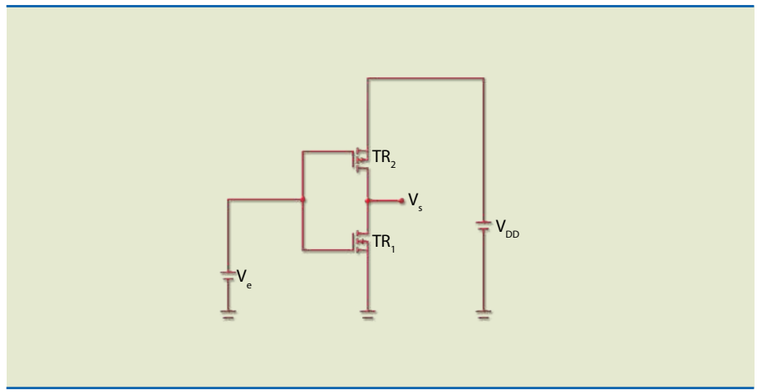


Figura 6.34
Inversor CMOS.

Na figura 6.35a, em que $V_e = V_{DD}$, pode-se admitir que o transistor TR_1 (canal N) conduz, pois a tensão aplicada entre a porta e a fonte é maior que V_T, e o transistor TR_2 (canal P) está cortado, uma vez que a tensão entre a porta e a fonte é zero, portanto menor que V_T. Observe que a fonte de TR_2 está conectada em V_{DD}. A figura 6.35b ilustra a condição em que TR_2 é substituído por uma chave aberta e TR_1 representa uma resistência de baixo valor R_{DS}.

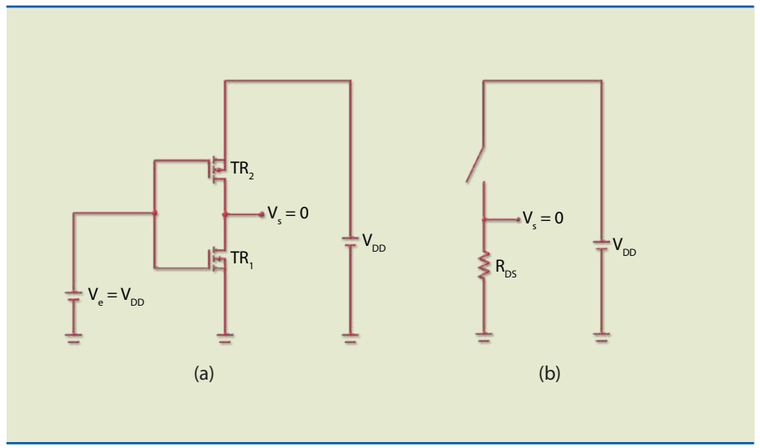


Figura 6.35
a) Inversor CMOS com entrada alta ($V_e = V_{DD}$) e b) circuito equivalente.

Se a entrada for nível lógico "0" ou 0 V, TR_1 cortará, pois a tensão entre a porta e a fonte será menor que V_T, enquanto a tensão aplicada entre a porta e a fonte do transistor TR_2 será negativa ($-V_{DD}$), induzindo um canal P; desse modo, TR_2 conduzirá e a saída será alta, ou seja, V_{DD} (figura 6.36).

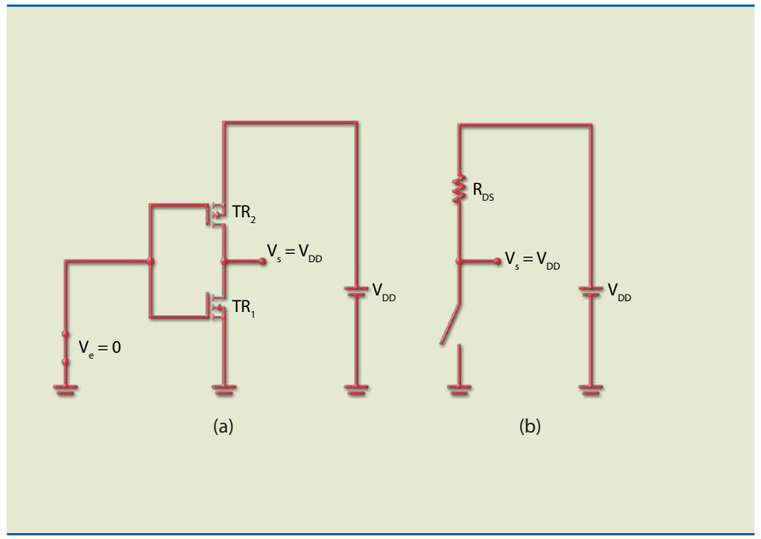


Figura 6.36
a) Inversor CMOS com entrada baixa ($V_e = 0$) e b) circuito equivalente.

A principal vantagem dessa tecnologia em relação às outras é seu baixo consumo de energia, o que tem permitido a fabricação de aparelhos portáteis como calculadoras, relógios digitais e outros dispositivos alimentados, por exemplo, com uma única pilha.

6.2.5 MOSFET de potência

A invenção do MOSFET de potência veio suprir a deficiência dos transistores bipolares de potência utilizados em eletrônica (transistores de potência são aqueles que suportam correntes de no mínimo 1 A).

Os transistores bipolares de potência são controlados por corrente. Assim, para controlar uma corrente de valor elevado, é necessária uma corrente de base relativamente alta. Para cortar o transistor com rapidez, a corrente reversa de base deve ter valor elevado, porém, por possuir lacunas como portadores de carga, o tempo para mudança de estado também aumenta. Os MOSFETs podem operar com grandes velocidades de comutação quando ligados em tensões abaixo de 200 V.

Os MOSFETs de potência têm aparência diferente dos outros transistores e, por isso, são chamados de MOSFETs verticais (V-MOS, do inglês *vertical MOSFET*). Há vários tipos de MOSFETs, projetados para diversas aplicações. Um deles, por exemplo, de estrutura similar à do transistor tradicional, é usado especificamente nos estágios de saída de amplificadores de áudio.

A figura 6.37 mostra a pinagem, o aspecto e algumas características elétricas do MOSFET de potência IRF2804S-7P, para uso automotivo, e a tabea 6.3, os limites máximos.

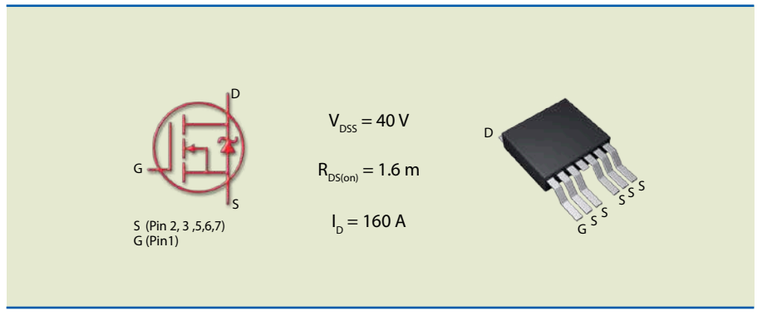


Figura 6.37
Aspecto físico e algumas características elétricas do IRF2804S-7P.

Tabela 6.3
Limites máximos do IRF2804S-7P.

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25 °C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V (Silicon Limited)	320	A
I_D @ T_C = 100 °C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V (See Fig. 9)	230	
I_D @ T_C = 25 °C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V (Package Limited)	160	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	1360	
P_D @ T_C = 25 °C	Maximum Power Dissipation	330	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Thermally Limited) k	630	mJ
E_{AS} (tested)	Single Pulse Avalanche Energy Tested Value ⑥	1050	
I_{AR}	Avalanche Current ①	See Fig. 12a, 12b, 15, 16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ⑤		mJ
T_J T_{STG}	Operating Jusction anda Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6 mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbfin (1.1Nm)	

Capítulo 7

Amplificadores diferenciais e operacionais

7.1 Amplificador diferencial

O amplificador diferencial (AD) é um circuito com duas entradas nas quais são aplicadas tensões V_1 e V_2 e uma saída V_S. É importante conhecer o amplificador diferencial, pois ele é o primeiro estágio de um amplificador operacional, que será estudado na seção 7.2; assim, o AD estabelece algumas das principais características do circuito.

Vamos considerar uma condição ideal (figura 7.1), em que as tensões de entrada apresentam os mesmos valores, ou seja, $V_1 = V_2$. Nesse caso, a tensão de saída será nula. Isso acontece porque o AD é um circuito que apresenta uma tensão de saída proporcional à diferença entre os dois terminais de entrada, rejeitando os sinais de entrada quando estes forem iguais.

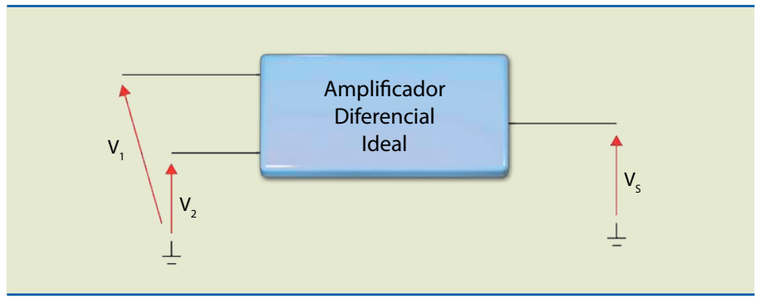


Figura 7.1
Amplificador diferencial.

No caso ideal:

$$V_S = A_d \cdot V_d = A_d(V_1 - V_2) \quad (7.1)$$

em que A_d é o ganho diferencial de tensão e $V_d = V_1 - V_2$ o sinal diferença ou sinal erro.

Então, se $V_1 = V_2$, $V_d = 0$ e, portanto, $V_S = 0$.

Na prática, sempre existirá uma pequena tensão na saída mesmo quando $V_1 = V_2$ (situação chamada de modo comum). No caso de um AD real, a expressão da tensão de saída em relação às entradas é dada por:

$$V_S = A_d \cdot V_d + A_C \cdot V_C \quad (7.2)$$

em que $V_C = \dfrac{(V_1 + V_2)}{2}$ é o sinal em modo comum e A_C o ganho em modo comum.

É possível medir a qualidade de um amplificador diferencial utilizando a **figura de mérito** conhecida por razão de rejeição em modo comum (RRMC), definida como:

Figura de mérito é um parâmetro usado para avaliar o desempenho de um dispositivo ou procedimento em relação a outros de mesma finalidade.

$$RRMC = \frac{A_d}{A_C}$$

ou, em decibéis (dB):

$$RRMC\ (dB) = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_C}$$

Pelo exposto anteriormente, podemos concluir que, no caso de um amplificador diferencial ideal, o valor de A_C deve ser zero, mas, na prática, os valores de A_d e A_C dependem dos componentes usados na fabricação do AD, como veremos a seguir.

Nos circuitos da figura 7.2, vamos admitir que os transistores são idênticos e a fonte de corrente é ideal ($I_{E1} + I_{E2} = I_O$ = constante).

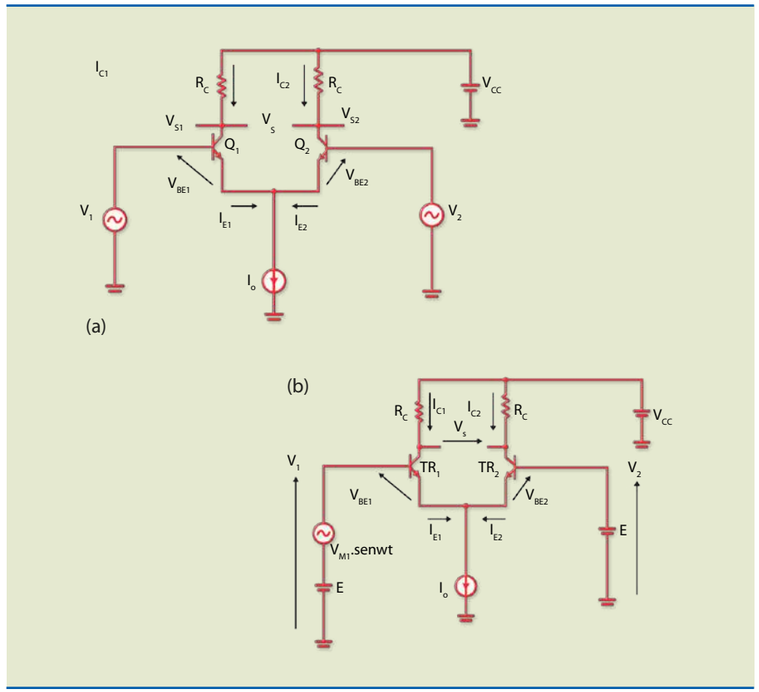


Figura 7.2
Dois exemplos de amplificador diferencial discreto.

No circuito da figura 7.2b, vamos considerar a tensão na entrada 2 constante ($V_2 = E$) e a tensão na entrada 1 como $V_1 = V_{M1} \cdot \text{sen}\omega t + E$, isto é, uma tensão alternada senoidal com nível médio E.

Quando $V_1 = V_2 = E$, os dois transistores conduzirão a mesma corrente ($I_{E1} = I_{E2} = I_O/2$), pois admitimos inicialmente transistores idênticos. Nessas condições, a tensão entre o coletor e o terra de cada transistor será:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{CC} - R_C \cdot \frac{I_O}{2}$$

Portanto, a tensão entre os coletores valerá:

$$V_S = V_{S2} - V_{S1} = 0$$

Quando $V_{S1} > V_{S2}$, o transistor TR_1 conduzirá mais corrente que TR_2; então, I_{C1} aumentará, diminuindo V_{S1} (lembre que $V_{S1} = V_{CC} - R_{C1} \cdot I_{C1}$). No mesmo instante a corrente I_{C2} diminuirá e V_{S2} aumentará (lembre que $I_O = I_{E1} + I_{E2} =$ constante; se I_{E1} aumentar, I_{E2} deve diminuir).

Levando em conta a análise feita na figura 7.2 e adotando transistores idênticos e fonte de corrente ideal, podemos admitir que para essas condições o ganho diferencial de tensão, considerando a saída nos coletores, é:

$$A_d = \frac{V_{S1(pico)}}{V_{M1}} = \frac{V_{S2(pico)}}{V_{M1}} \quad \text{em que } V_{S1(pico)} = V_{S2(pico)}$$

Nesse caso, a saída foi considerada na entrada 1; se a saída for considerada entre os coletores, o ganho será o dobro. A figura 7.3 mostra as principais formas de onda para diferentes valores de tensão.

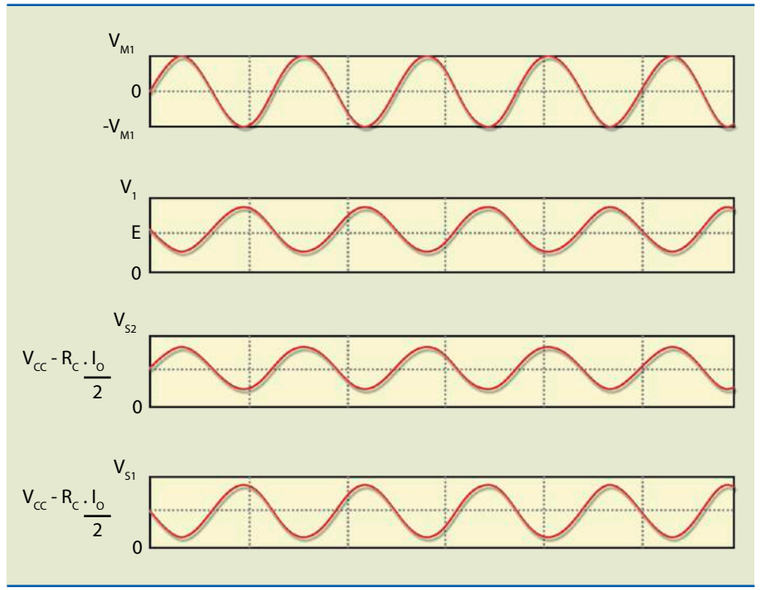


Figura 7.3
Formas de onda – amplificador diferencial discreto.

Analisando os gráficos, podemos notar que o sinal na saída 1 (V_{S1}) está defasado de 180° em relação à entrada 1 (V_1) e o sinal na saída 2 (V_{S2}) está em fase com a entrada 1. Com base nessa análise, considerando a saída no coletor de TR_2, a entrada 1 será chamada de não inversora (+) e a entrada 2, de inversora (–).

7.1.1 Amplificador diferencial com fonte de corrente simples

Na prática, nunca encontraremos dois transistores idênticos (V_{BE} e β diferentes) e a fonte de corrente nunca será ideal. A figura 7.4 ilustra o circuito de um AD prático, em que a fonte $-V_{CC}$ funciona como a fonte de corrente.

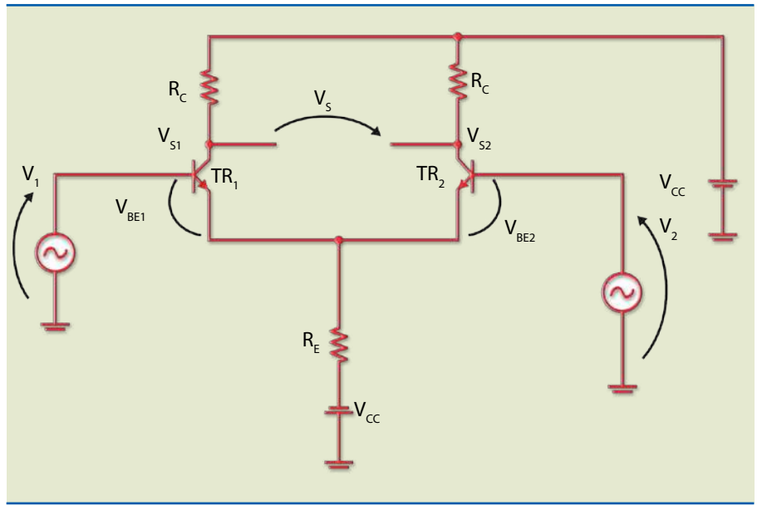


Figura 7.4
Amplificador diferencial real.

O valor da fonte de corrente é calculado admitindo $V_1 = V_2 = 0$ (condições quiescentes). Assim:

$$I_O = \frac{(V_{CC} - 0{,}7)}{R_E} \cong \frac{V_{CC}}{R_E}$$

Para esse circuito, o ganho diferencial, considerando a saída nos coletores, pode ser calculado por:

$$A_d = \frac{V_{S1}}{V_d} = \frac{V_{S1}}{(V_2 - V_1)} = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

em que r_{be} é a resistência incremental da junção base-emissor.

Seu valor pode ser estimado por:

$$r_{be} = \frac{25\ mV}{I_E} \quad \text{a } 25\ ^{o}C,$$

em que I_E é a corrente quiescente de emissor.

O ganho diferencial pode ser estimado também por meio da função dos parâmetros h (híbridos):

$$A_d = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{2 \cdot h_{ie}} = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

em que $r_{be} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$, considerando $h_{fe} = \beta$.

O ganho em modo comum do circuito é calculado por: $A_C = \frac{R_C}{2R_E}$

Levando em conta que sempre é desejável um ganho em modo comum com menor valor possível, uma alternativa seria aumentar o valor da resistência R_E o máximo possível (observe, na equação anterior, que R_E é inversamente proporcional a A_C). No entanto, essa solução provocaria diminuição nas correntes de polarização, reduzindo o ganho. Para manter o mesmo valor de corrente, se R_E aumentar, deve-se aumentar proporcionalmente V_{CC}, o que na prática não é possível. Uma solução mais correta seria substituir R_E por um transistor TR_3, pois esse dispositivo simula alta resistência sem que seja necessário um valor de V_{CC} alto. Assim, obtém-se um valor de A_C muito baixo.

O circuito da figura 7.5, chamado de amplificador diferencial com polarização por espelho de corrente, é muito usado em circuitos integrados.

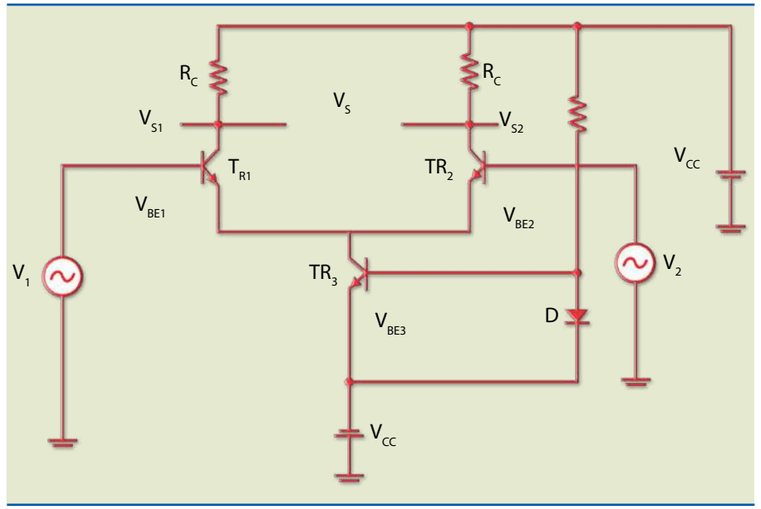


Figura 7.5
Esquema de amplificador diferencial com polarização por espelho de corrente.

7.1.2 Amplificador diferencial com realimentação

O circuito da figura 7.4 tem ganho instável, pois r_{be} apresenta valores diferentes para um mesmo tipo de transistor, além de suas características técnicas variarem de acordo com a temperatura de trabalho. Uma forma de contornar esses problemas é aplicar realimentação no circuito. Na figura 7.6, a realimentação é aplicada em R_{E1}, e, consequentemente, R_{E2} diminui o ganho, mantendo o circuito estável. Em tal configuração, se os transistores forem substituídos ou ocorrer variação de temperatura, o valor do ganho não se altera. Os resistores de realimentação costumam ter valores equivalentes: $R_{E1} = R_{E2} = R_{EX}$.

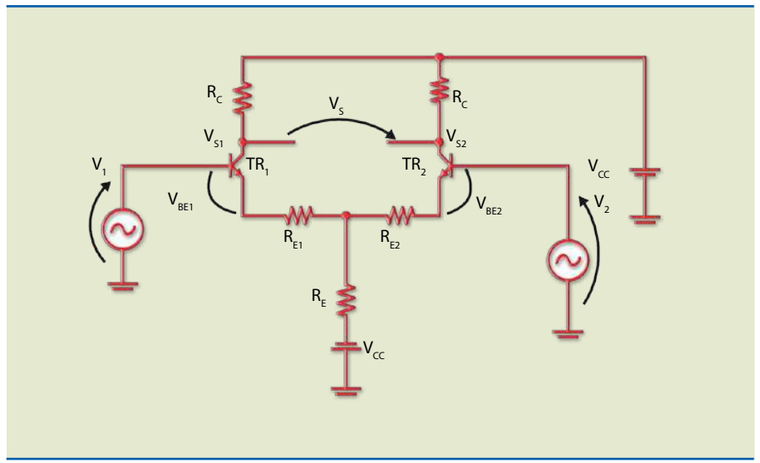


Figura 7.6
Amplificador diferencial com realimentação.

Para determinar o ganho de tensão considerando a saída nos coletores, pode-se utilizar:

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot (r_{be} + R_{EX})}$$

Se $R_{EX} >> r_{be}$ as variações em r_e' provocadas pela troca de transistor ou variação na temperatura serão compensadas por R_{EX}. Assim, o ganho será estável, podendo ser determinado por:

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot R_{EX}}$$

ou segundo os parâmetros h_{ie} e h_{fe}:

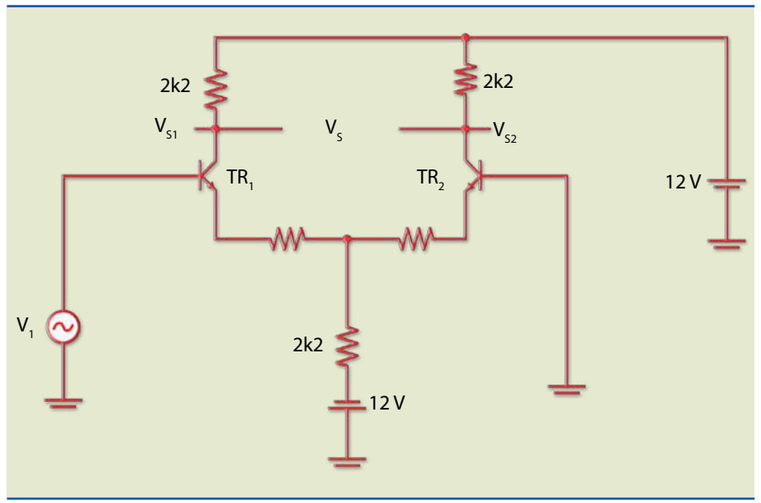
$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot (\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + R_{EX})}$$

Exemplos

1. Para o amplificador diferencial da figura 7.7, pede-se:

a) a corrente de polarização (I_O);
b) as correntes I_{E1} e I_{E2} e as tensões V_{S1}, V_{S2} e V_S em condições quiescentes ($V_1 = V_2 = 0$);
c) o ganho diferencial (A_d);
d) o gráfico de $V_{S1} \cdot t$ e de $V_{S2} \cdot t$ para $V_1 = 20$ mVp, senoidal, e $V_2 = 0$.

Figura 7.7



Solução:

a) com $V_1 = V_2 = 0$,

$$I_O = \frac{(12 - 0{,}7)}{2k2} = 5{,}14\,mA$$

b) $I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_O}{2} = 2{,}57$ mA

$V_{S1Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C1} = 12 - 2k2 \cdot 2{,}57$ mA $= 6{,}34$ V $= V_{S2Q}$ = tensões quiescentes de coletor.

Portanto, em condições quiescentes: $V_S = V_{S2} - V_{S1} = 0$

c) $A_d = \frac{R_C}{r_{be}}$; $r_{be} = \frac{25\,mV}{I_E} = \frac{25\,mV}{2{,}57\,mA} = 9{,}7\,\Omega$

Portanto:

$$A_d = \frac{2\,200}{2 \cdot 9{,}7} = 113$$

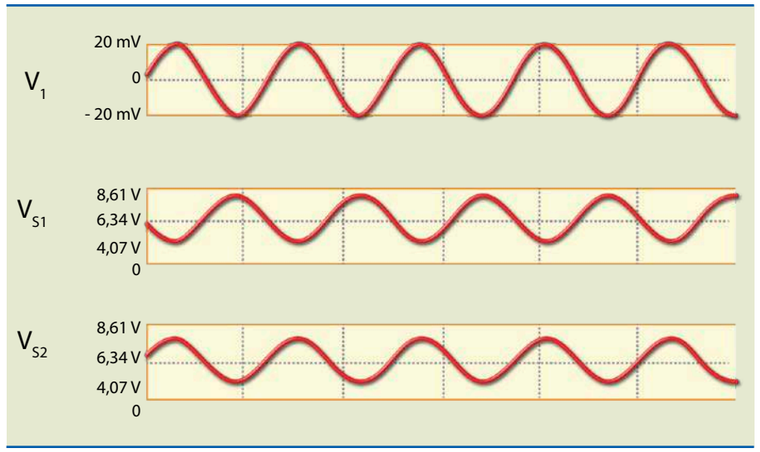
d) Se $V_1 = 20$ mVp e $V_2 = 0$, então $V_d = V_2 - V_1 = V_1$.

Como:

$V_{S1} = A_d \cdot (V_2 - V_1) = 113 \cdot (0 - 20\,mV) = -2{,}27$ Vp,

isto é, defasado de 180° em relação à entrada V_1, e V_{S2} tem a mesma amplitude, porém em fase com V_1.

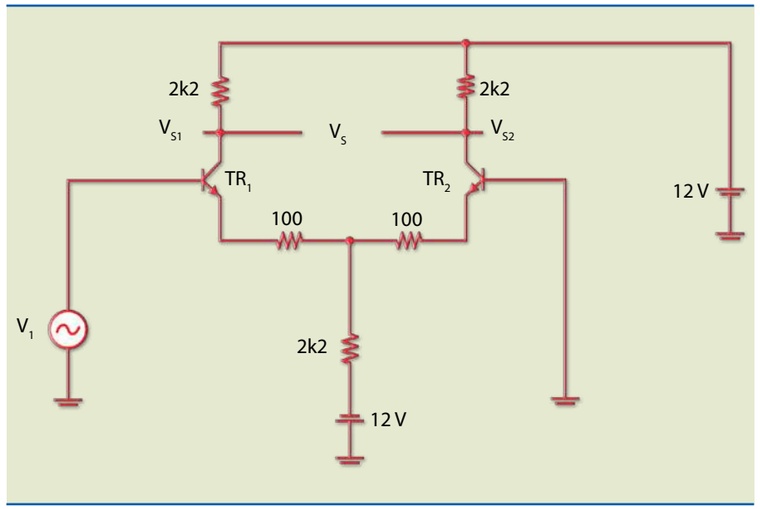
Figura 7.8



2. Para o amplificador diferencial da figura 7.9, pede-se:

a) I_O, I_{E1}, I_{E2}, I_{C1}, I_{C2}, V_{S1} e V_{S2} em condições quiescentes;
b) o ganho diferencial, considerando a saída em um dos coletores;
c) as saídas V_{C1} e V_{C2} para $V_1 = 100$ mVp, senoidal.

Figura 7.9



Solução:

a) $I_O = (V_{CC} – 0,7)/(R_{EX}/2 + R_E) = (12 – 0,7)/(50 + 2\,200) = 5$ mA

$I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2} = 2,5$ mA

$V_{S1} = V_{S2} = 12 – 2k2 \cdot 2,5$ mA $= 6,5$ V (em condições quiescentes)

b) $A_d = R_C/2(r_e' + R_{EX})$; $r_e' = 25$ mV/2,5 mA = 10 Ω

$A_d = 2\,200/2 \cdot (10 + 100\ ) = 10$

c) $V_1 = 100$ mV; $V_2 = 0$; $V_1 – V_2 = 100$ mV = 0,1 V. Portanto:

$V_{S1} = A_d \cdot (V_1 – V_2) = 10 \cdot 0,1 = 1$ V, defasado de 180° em relação a V_1.

7.2 Amplificador operacional integrado

O amplificador operacional (AO) foi desenvolvido na decada de 1960. De início montado em uma placa com componentes discretos (transistores, resistores e capacitores), hoje, com o avanço da indústria eletrônica e o desenvolvimento de dispositivos minúsculos, é construído em circuitos integrados, conhecidos por *chips* (pastilhas de silício), com dezenas de transistores e outros componentes de pequenas dimensões.

Os amplificadores operacionais têm diferentes aplicações em eletrônica, como:

- **Amplificadores lineares** – Trata-se de sua principal aplicação, nos casos em que é necessário obter ganho estável independentemente da temperatura, tempo e mudanças no ganho de tensão em malha aberta.
- **Amplificadores não lineares** – Amplificam o sinal de uma polaridade e não da outra – por exemplo, em retificadores de precisão.
- **Comparadores** – Por apresentarem altíssimo ganho, possibilitam que a saída seja alterada de nível alto para baixo ou vice-versa, quando as tensões de entrada estão em valores próximos a décimos de mV.
- **Filtros** – Permitem maior seletividade do filtro, pois é possível obter atenuações maiores que 20 dB/decada, impedância de entrada muito alta e de saída muito baixa, não havendo, portanto, necessidade de efetuar casamentos de impedância. Possibilidade de ganho de tensão.
- **Amplificadores logarítmicos** – Usados quando na malha de realimentação há dispositivos não lineares, como diodos e transistores, proporcionando relação logarítmica entre a saída e a entrada. Esses circuitos são chamados muitas vezes de compressores e expansores (comuns em circuitos de áudio ou vídeo).
- **Multivibradores** – São basicamente os circuitos biestável, monoestável e estável. A grande vantagem em relação aos circuitos digitais é que a alimentação pode ser maior, oferecendo, portanto, a possibilidade de adicionar potência.
- **Geradores de forma de onda** – Geram diferentes formas de onda: senoidais, quadradas (tempos alto e baixo variáveis) e triangulares (inclinações positiva e negativa variáveis).

- **Reguladores** – Podem ser utilizados para a montagem de reguladores de tensão em série ou paralelo, com saída positiva ou negativa, com proteção contra curto-circuito etc.
- **Circuitos de amostragem e retenção** – Esses circuitos são usados na conversão de analógico para digital, e, por causa da impedância de entrada muito alta, os amplificadores operacionais são adequados, principalmente os que têm entrada com FET.

O amplificador operacional tem alto ganho de acoplamento direto (não possui capacitor de acoplamento interestágios), alta resistência de entrada e baixa resistência de saída.

A figura 7.10 apresenta os vários estágios amplificadores transistorizados, sua simbologia e o circuito equivalente.

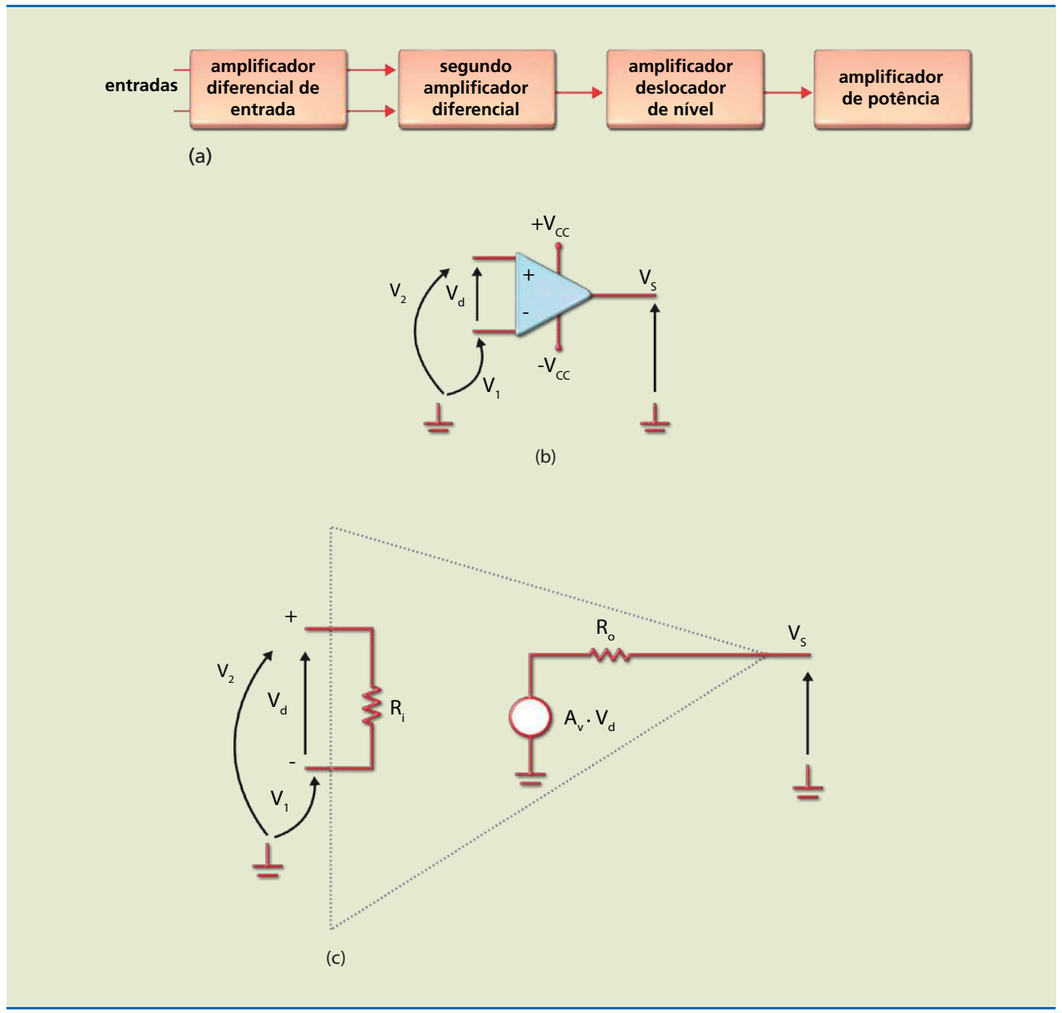


Figura 7.10
a) Diagrama de blocos de um AO,
b) simbologia e
c) circuito equivalente.

Como o circuito interno é extremamente complexo, as análises serão feitas com base no circuito equivalente indicado na figura 7.10c. Observando-o, é possível definir os seguintes parâmetros de um amplificador operacional modelo LM741:

- **Resistência de entrada sem realimentação** (R_i) – É a resistência equivalente entre as duas entradas, uma das principais características de um AO. Idealmente, deveria ser infinita; no caso do LM741, é da ordem de 2 MΩ.
- **Resistência de saída sem realimentação** (R_O) – É a resistência do equivalente Thévenin que uma carga (R_L) "enxerga" quando ligada à saída. Idealmente, deveria valer 0 Ω; na prática e no caso do LM741, é da ordem de 75 Ω.
- **Ganho de tensão em malha aberta** (A_V) – É o ganho de tensão em CC em malha aberta. Idealmente, deveria ser infinito; para o LM741, é da ordem de 200 000 V.

Outros parâmetros que não aparecem na figura 7.10c, ainda considerando o LM741, são:

- **Largura de faixa** – É a faixa de frequências para as quais o ganho é constante. Idealmente, deveria ser infinita; no caso do LM741, é da ordem de 10 Hz.
- ***Slew rate*** – Especificado em V/µs, esse parâmetro dá uma medida de quanto a saída responde a um degrau de tensão na entrada. Idealmente, deveria ter valor infinito; no caso do LM741, é de cerca de 0,5 V/µs.
- **Tensão de *offset* de entrada** – É a diferença entre as V_{BE} dos transistores do primeiro par diferencial. Idealmente, essa diferença deveria ser zero; no caso do LM741, é da ordem de 2 mV.

No circuito da figura 7.10c, define-se o sinal diferença ou sinal erro como $V_d = V_2 - V_1$.

A principal forma de alimentar um AO é usando fonte simétrica ou fonte dupla ($+V_{CC}$ e $-V_{CC}$), que pode ser obtida com circuitos integrados específicos das famílias 78XX para a fonte positiva e 79XX para a negativa. A tensão de saturação (máxima tensão de saída), determinada pelo valor da fonte, é, na prática, cerca de 10% menor que a alimentação.

A entrada positiva (+) é chamada de não inversora, porque a tensão nela aplicada apresenta resposta na saída sem alterar sua fase (figura 7.11). A entrada negativa (–) recebe o nome de inversora, porque a tensão nela aplicada tem resposta na saída defasada de 180° (figura 7.12).

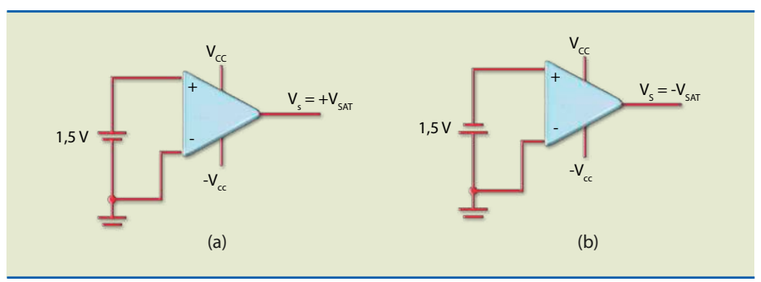


Figura 7.11
AO em malha aberta com entrada inversora aterrada: a) entrada não inversora positiva e saída positiva e b) entrada não inversora negativa e saída negativa.

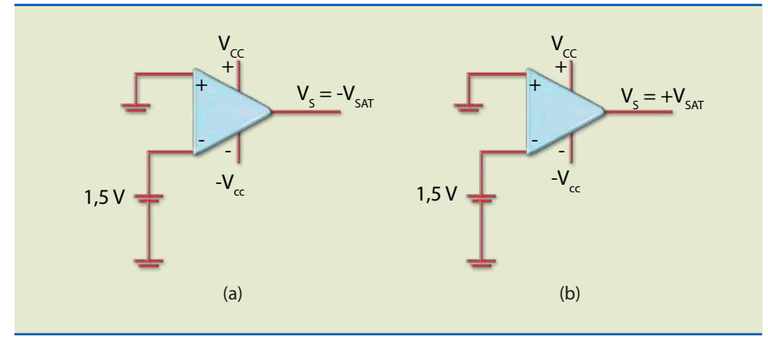


Figura 7.12
AO em malha aberta com entrada não inversora aterrada: a) entrada inversora positiva e saída negativa e b) entrada inversora negativa e saída positiva.

Em relação às figuras 7.11 e 7.12, poderíamos generalizar escrevendo que:

- Se $V_+ > V_-$, a saída satura positivamente
- Se $V_+ < V_-$, a saída satura negativamente.
- Se $V_+ = V_-$, a saída deveria ser nula, o que na prática não acontece por causa dos erros de *offset*.

Quando o AO é configurado em malha aberta, como nas figuras 7.11 e 7.12, ele está sem realimentação (a saída não está ligada à entrada) e, como a saída tende a saturar facilmente porque o ganho é extremamente elevado, não pode ser usado como amplificador. Para obter um amplificador com o ganho estabilizado, deve-se aplicar realimentação negativa no AO, e isso é feito ligando a saída à entrada inversora com uma rede de resistências.

7.2.1 Amplificadores básicos

Esses circuitos servem de base para todas as outras aplicações lineares, sempre com realimentação negativa (saída conectada com a entrada inversora).

Amplificador não inversor

A figura 7.13 mostra o circuito básico do amplificador não inversor com realimentação negativa. Para determinar a expressão do ganho desse circuito, é preciso considerar:

- Ganho em malha aberta infinito.

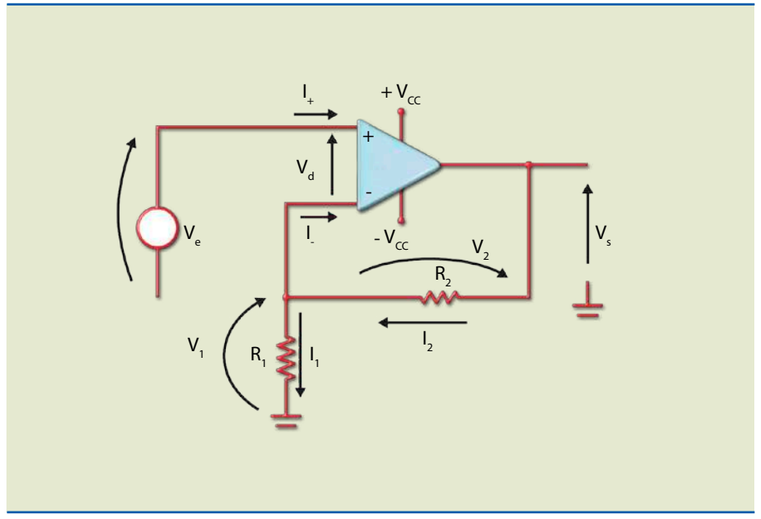
$$A_V = \frac{V_S}{V_d} = \infty \text{ ou } V_d = \frac{V_S}{A_V} = \frac{V_S}{\infty} = 0$$

Não há diferença de potencial entre as duas entradas.

- Resistência de entrada infinita.

Se $R_i = 0$, então a corrente nas entradas é zero: $I_+ = I_- = 0$.

Figura 7.13
Amplificador não inversor.



Ganho de tensão em malha fechada

O ganho de tensão em malha fechada (Av) ou com realimentação é calculado por:

$$A_{Vf} = \frac{V_S}{V_e}$$

Podemos admitir que:

- Como a tensão em R_1 é igual à tensão de entrada, as duas entradas estão curto-circuito:

  $V_e = V_1 = R_1 \cdot I_1$

- A resistência de entrada infinita está com valor infinito, pois $I_1 = I_2$, portanto:

  $V_S = (R_1 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2)$

Substituindo essas duas condições na expressão anterior, temos:

$$A_{Vf} = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 \cdot I_1 + R_2 I_2}{R_1 . I_1} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot I_1}{R_1 . I_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Como I_+ é zero, a impedância de entrada desse circuito é infinita (na prática, como I_+ não é zero, e sim da ordem de nA, a impedância é da ordem de centenas de MΩ). Essa configuração, por causa de sua alta resistência de entrada, é muito utilizada em circuitos em que se deseja obter sinal de sensores.

Exemplos

1. Determine a tensão na saída do circuito e a corrente na saída do AO no esquema da figura 7.14.

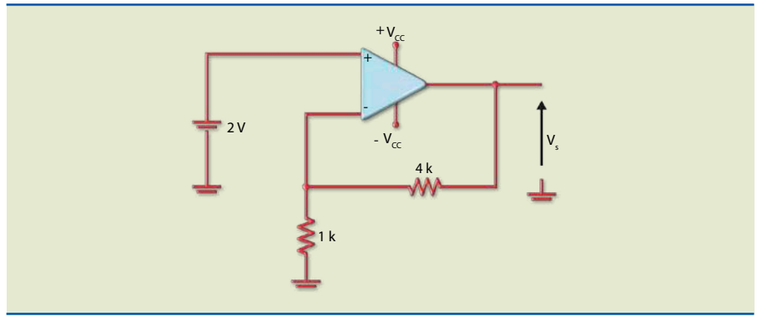


Figura 7.14

Solução:

O ganho do circuito vale:

$$A_{Vf} = \frac{V_S}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{4\,k}{1\,k} = 5$$

Portanto:

$V_S = 5 \cdot 2\ V = 10\ V$

Outra forma de resolver é pela análise do circuito, considerando que o AO é ideal.

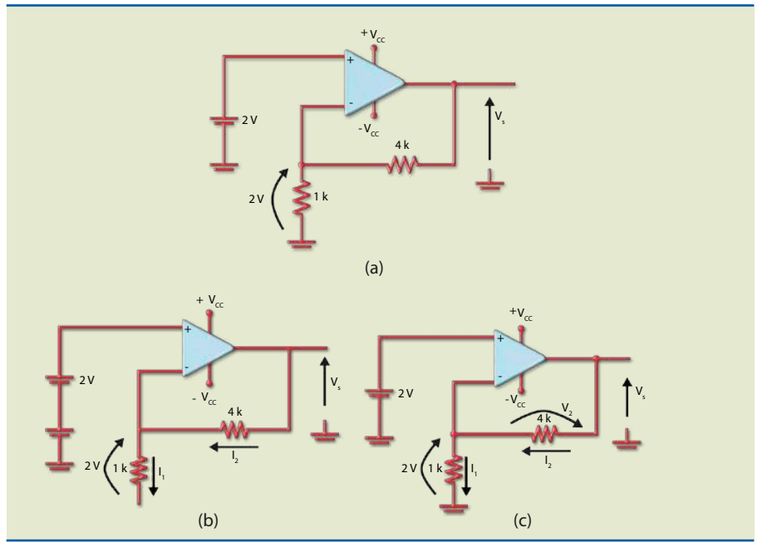


Figura 7.15

Podemos admitir que a tensão no resistor de 1 kΩ é igual ao valor de entrada, pois as duas entradas têm o mesmo potencial. Devemos, então, calcular a corrente nesse resistor, que é igual à corrente no resistor de 4 kΩ.

$$I_1 = \frac{2\ V}{1\ k} = 2\ mA = I_2$$

A seguir, calculamos a tensão em R_2:

$$V_2 = 4\ k\Omega \cdot 2\ mA = 8\ V$$

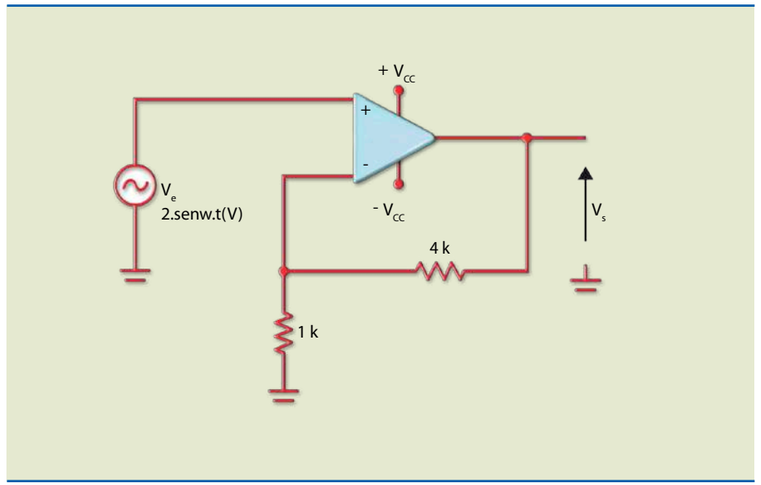
Assim:

$$V_S = V_1 + V_2 = 2\ V + 8\ V = 10\ V$$

Observe que é o mesmo resultado obtido usando a expressão do ganho.

2. Construa os gráficos das tensões de entrada e de saída do circuito da figura 7.16, considerando que a tensão senoidal de entrada é de 2 V de pico.

Figura 7.16



Solução:

O circuito tem os mesmos valores do circuito do exemplo 1, portanto o ganho vale 5.

A saída será:

$$V_S = 5 \cdot 2\ \text{sen}\omega t\ (V) = 10\ \text{sen}\omega t\ (V)$$

Isso significa que a saída será uma senoide de 10 V de pico e em fase com a entrada.

A figura 7.17 mostra como os gráficos das tensões de entrada e de saída são construídos. Observe que a tensão de saída é dez vezes maior que a de entrada e os valores estão em fase.

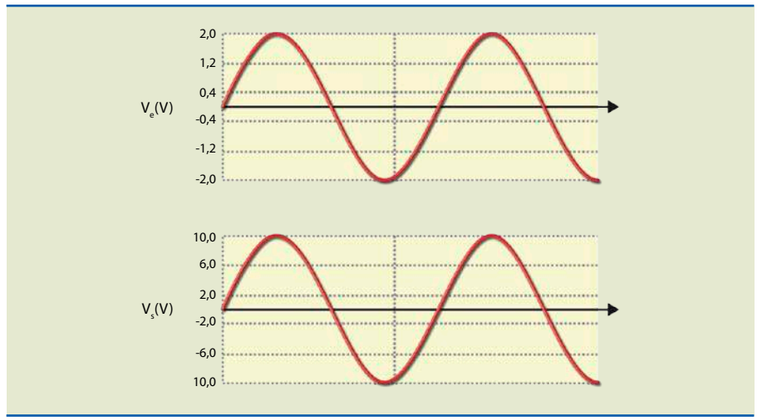


Figura 7.17

Saturação da saída – curva de transferência

Como vimos, a máxima tensão que se pode obter na saída de um AO é chamada de tensão de saturação (V_{sat}). Esse valor depende do valor da tensão de alimentação. Na prática, a tensão de saturação é inferior à de alimentação e assimétrica, ou seja, se a alimentação for +12 V/–12 V, a saturação positiva é aproximadamente 11 V e a negativa, –10,5 V. Para facilitar a resolução do exercício a seguir, vamos considerá-las iguais, em módulo, com o mesmo valor da tensão da fonte.

A curva característica de transferência representa a relação entre as variáveis de saída e de entrada de um sistema, isto é, representado graficamente por $V_S \cdot V_e$. No caso de um amplificador, tal relação é dada pelo ganho $V_S = A_{Vf} \cdot V_e$, válida dentro da região linear.

Exemplo

Dado o circuito da figura 7.18, desenhe a curva de transferência, considerando $V_{sat(+)} = +12\ V$ e $V_{sat(-)} = -12\ V$.

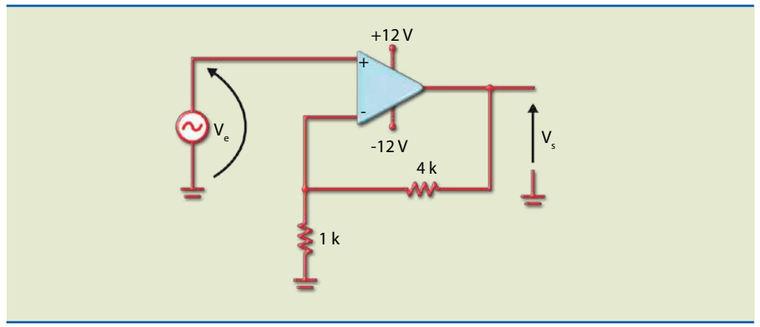


Figura 7.18

Solução:

A equação que relaciona a saída com a entrada é:

$V_S = 5 \cdot V_e$

Ela é válida para qualquer valor de entrada? Não, somente para os da região linear, cujos limites são:

$$V_{e(máx)} = \frac{V_{S(máx)}}{A_{Vf}} = \frac{12\ V}{5} = 2{,}4\ V\ ,$$

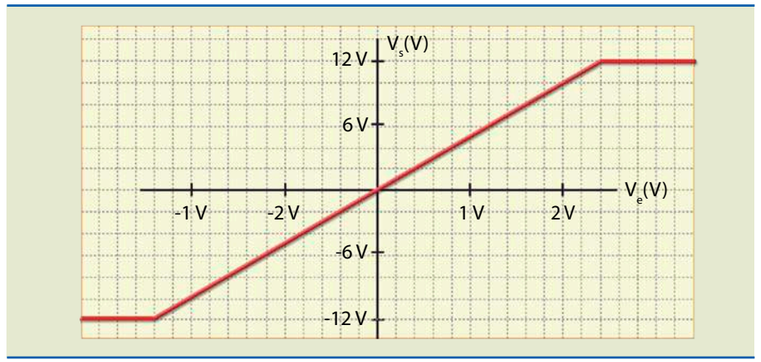
para valores positivos e negativos, já que a saturação é simétrica.

Portanto, para a primeira equação, temos:

$V_S = 5 \cdot V_e$, para $V_e \leq 2{,}4V$ e $V_e \geq -2{,}4\ V$

Graficamente:

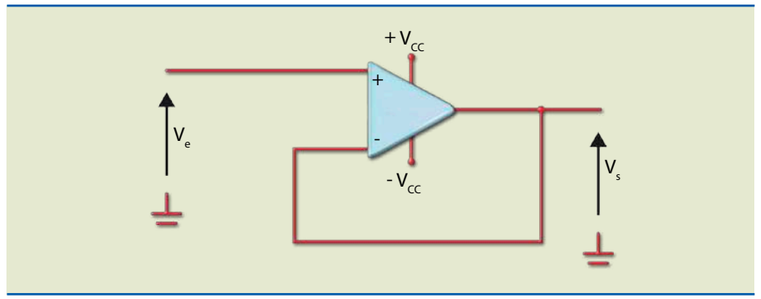
Figura 7.19



Buffer ou seguidor de tensão

O circuito *buffer* ou seguidor de tensão é um amplificador não inversor em uma condição especial, $R_2 = 0$ e $R_1 = \text{infinito}$, como mostra a figura 7.20.

Figura 7.20
Seguidor de tensão.



O ganho de tensão pode ser obtido pela análise do circuito ou pela expressão do ganho do amplificador não inversor para essa condição.

$A_{Vf} = 1$; o ganho é, portanto, igual a 1 (tensão de saída igual à de entrada).

Além disso, tal circuito tem outras duas características: a resistência de entrada é altíssima (centenas de megaohms) e a de saída é praticamente nula (décimos de ohms). Em que situações se usa um circuito desse tipo? Basicamente, ele pode ser utilizado como interface entre um circuito com alta resistência de saída e uma carga de valor pequeno ou como reforçador de corrente. Observe o exemplo a seguir.

Deseja-se transferir para a carga de 2 kΩ a maior tensão possível de um gerador de 12 V e resistência interna de 10 kΩ. Veja o que acontece se o gerador for ligado diretamente à carga (figura 7.21).

A tensão na carga (V_L) será:

$$V_L = \frac{2\ k}{10\ k + 2\ k} \cdot 12\ V = 2\ V$$

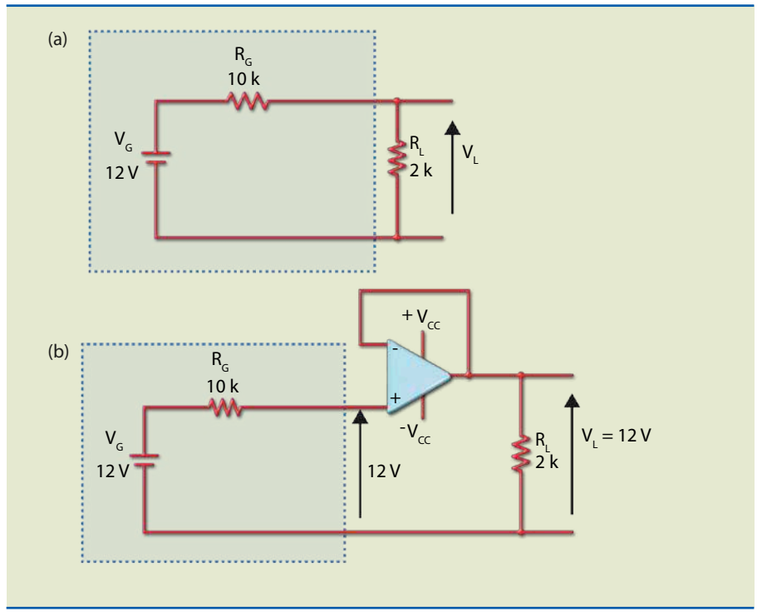


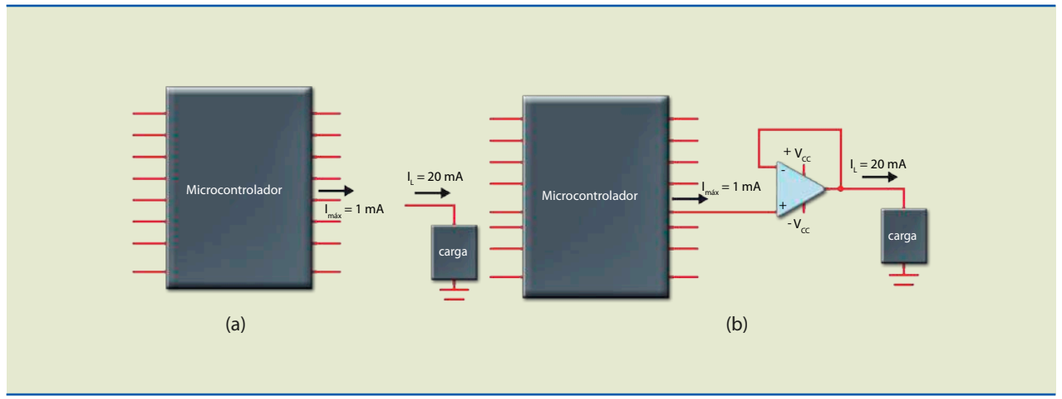
Figura 7.21
a) Gerador ligado diretamente à carga e b) *buffer* utilizado como interface entre gerador e carga.

Como o *buffer* tem resistência de entrada muito alta, a tensão na entrada não inversora é 12 V (lembre que a corrente através do 10 kΩ é nula). Uma vez que as duas entradas têm o mesmo potencial e a entrada inversora está ligada à saída, a tensão de saída será de 12 V.

Agora, vejamos um exemplo de aplicação do *buffer* como reforçador de corrente. Uma carga consome 20 mA, alimentada pelo terminal de saída de um micro-

Figura 7.22
Buffer como reforçador de corrente.

controlador, que fornece a corrente máxima de 1 mA. Está claro que a carga não pode ser ligada diretamente à saída do microcontrolador. O que devemos fazer? Inserir um *buffer* entre a carga e a saída do microcontrolador (figura 7.22).

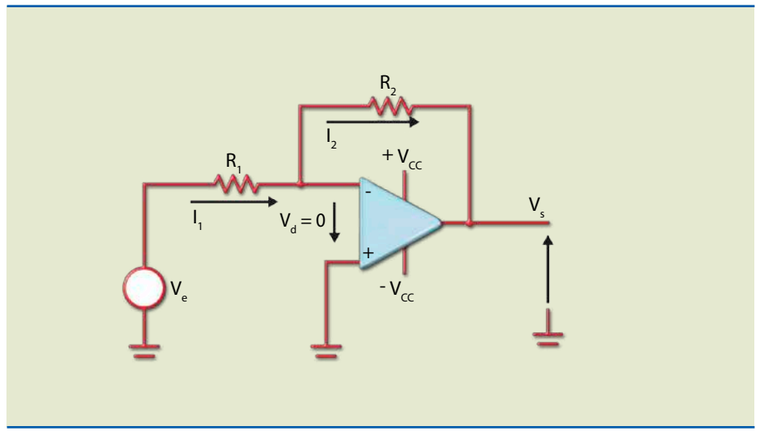


Nessa configuração, a corrente é fornecida à carga pelo *buffer* e não pelo microcontrolador.

Amplificador inversor

O amplificador inversor (figura 7.23) tem realimentação negativa como o não inversor, porém o sinal a ser amplificado é aplicado na entrada inversora.

Figura 7.23
Amplificador inversor.



A obtenção da expressão do ganho (V_S/V_E) é feita considerando resistência de entrada e ganho em malha aberta infinitos:

$$A_{Vf} = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

A expressão mostra que o ganho é estável, ou seja, não depende do AO, mas apenas da relação entre as resistências R_2 e R_1. O sinal negativo significa que a tensão de saída está defasada de 180° em relação à de entrada.

A resistência de entrada desse circuito é R_1, por causa do terra virtual na entrada inversora, isto é, a fonte de sinal V_e enxerga a resistência R_1 ligada entre seus terminais.

Exemplos

1. Qual a indicação do voltímetro na figura 7.24?

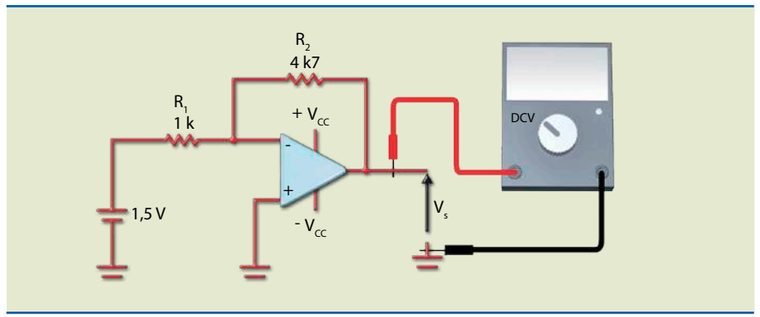


Figura 7.24

Solução:

O ganho do circuito vale:

$$A_{Vf} = -\frac{4k7}{1k} = -4,7$$

Isso significa um valor de tensão de saída 4,7 vezes maior que a de entrada e defasada de 180°; portanto, a saída vale –4,7 V.

2. Determine, na figura 7.25, a intensidade e o sentido da corrente na saída do AO.

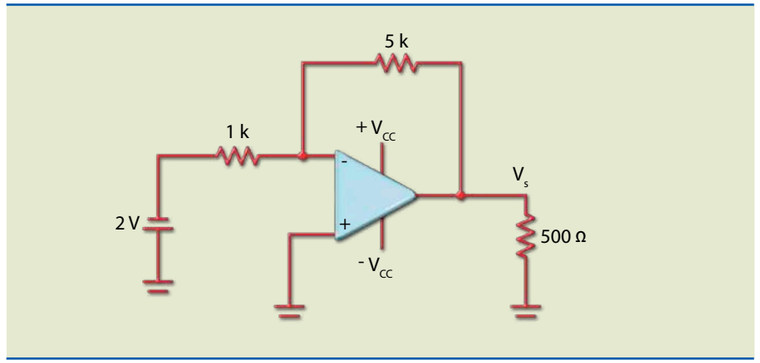


Figura 7.25

Solução:

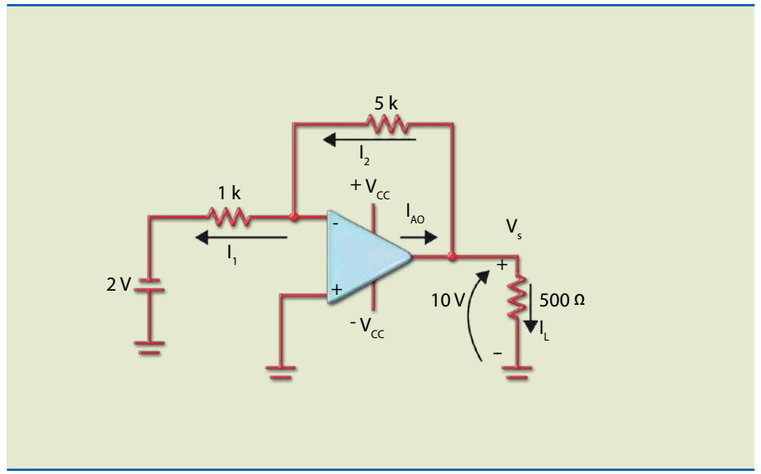
O ganho do circuito é:

$$A_{Vf} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{5\,k}{1\,k} = -5$$

Como a tensão de entrada vale $V_e = -2$ V, a tensão de saída é:

$$V_S = (-5)\cdot(-2\ V) = 10\ V$$

Figura 7.26



Agora vamos calcular as correntes no circuito:

$$I_1 = \frac{2\ V}{1\,k} = 2\ mA = I_2$$ (lembre que as duas entradas estão ligadas virtualmente).

A corrente na carga vale:

$$I_L = \frac{10\ V}{0{,}5\,k} = 20\ mA$$

Como na saída do AO existe um nó, aplicando a primeira lei de Kirchhoff, pode-se determinar a corrente na saída do AO (que está fornecendo corrente):

$$I_{AO} = I_2 + I_L = 1\ mA + 20\ mA = 21\ mA$$

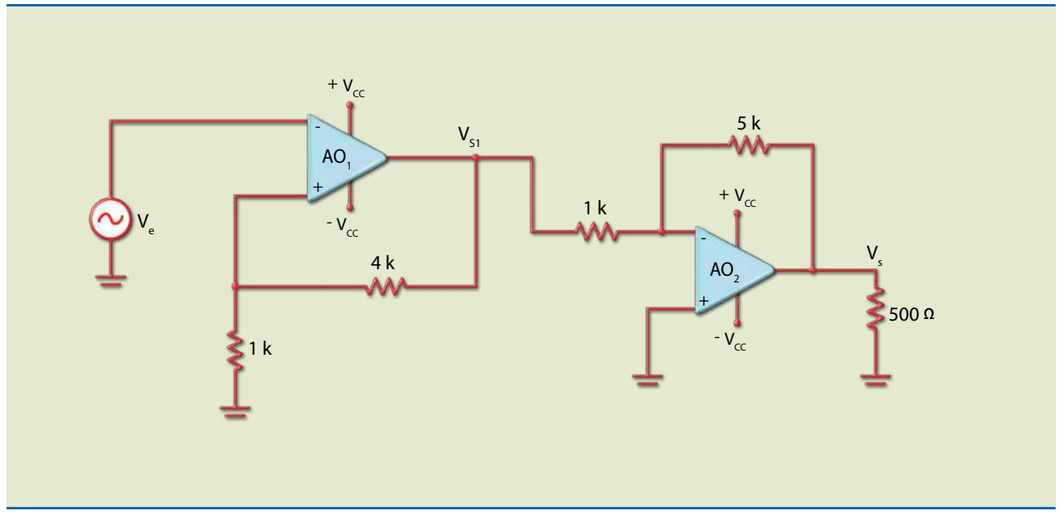
3. O que acontece com a corrente na saída do AO da questão anterior se for invertida a polaridade da tensão de entrada ($V_e = 2$ V)?

Solução:

Em um amplificador operacional, todas as correntes e a tensão invertem de sentido na saída. Portanto, a corrente na saída do amplificador operacional valerá 21 mA, entrando; se convencionarmos que saindo é positivo, entrando será negativo.

4. Considerando que a entrada é senoidal, qual a máxima amplitude que pode ter a tensão de entrada no circuito da figura 7.27 para que a saída não sature, distorcendo a senoide de saída?

Figura 7.27



Solução:

O circuito da figura 7.27 é constituído de dois amplificadores ligados em cascata: o primeiro estágio é um amplificador não inversor de ganho 5 e o segundo, um amplificador inversor de ganho –5. O ganho total é o produto dos ganhos individuais, isto é:

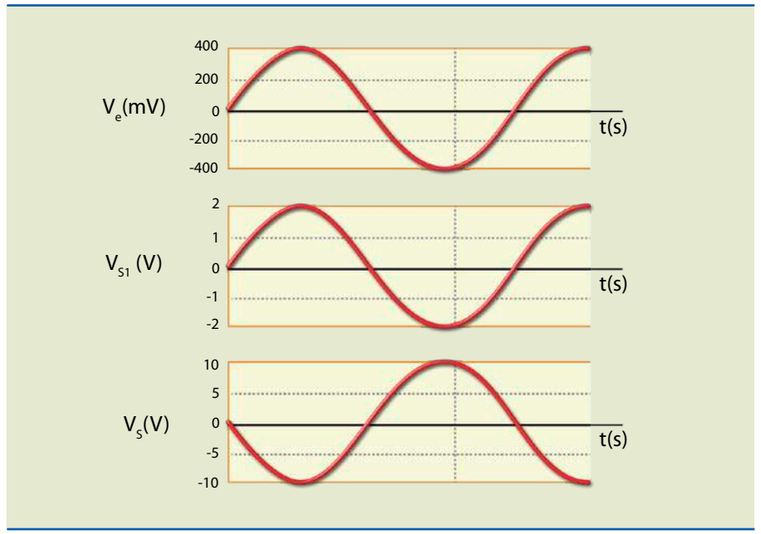
$$A_{VT} = \frac{V_S}{V_e} = \frac{V_S}{V_{S1}}\cdot\frac{V_{S1}}{V_e} = (-5)\cdot 5 = -25$$

Quando a saída for a máxima possível, a entrada será a máxima permitida, isto é:

$$V_{e(máx)} = \frac{V_{S(máx)}}{|A_{VT}|} = \frac{10\ V}{25} = 0{,}4\ V$$

A figura 7.28 mostra as três formas de onda na condição-limite, ou seja, $V_e = 0{,}4\cdot \text{sen}\,\omega t$ (V).

Figura 7.28



Saída de potência

A máxima corrente na saída (entrando ou saindo) de um AO é da ordem de mA (por exemplo, para o LM741, é de 25 mA). Como vimos, caso seja necessário alimentar uma carga com uma corrente maior, é preciso colocar entre o AO e a carga um transistor de potência na configuração coletor (*buffer*).

No circuito da figura 7.29a, a corrente na saída do AO é de 202 mA (veja o exemplo 2 desta seção), valor que o circuito integrado não tem condições de fornecer (no caso do LM741, quando a corrente ultrapassar aproximadamente 25 mA, a saída vai a zero enquanto permanecer a condição de corrente elevada). A solução é colocar um transistor de potência entre a carga e o AO, conforme ilustrado na figura 7.29b.

Tomando o exemplo da figura 7.29b, vamos considerar que o transistor utilizado apresenta $\beta = 100$ e calcular os valores de corrente do AO. Como a tensão no resistor de 1 kΩ vale 2 V (os dois terminais têm mesmo potencial), a corrente é de 2 mA. Esse valor é o mesmo no resistor de 4 kΩ, no qual, portanto, a tensão vale 8 V. A tensão na carga é a soma das duas tensões; logo, 2 + 8 = 10 V. Sabendo que a corrente na carga de 50 Ω é de 10 V, podemos determinar a corrente na carga:

$$I_L = \frac{10\ V}{50\ \Omega} = 0{,}2\ A = 200\ mA = I_E = I_C$$

A corrente de base é igual à corrente na saída do AO, portanto:

$$I_{AO} = I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{200\ mA}{100} = 2\ mA$$, que é um valor compatível com o AO.

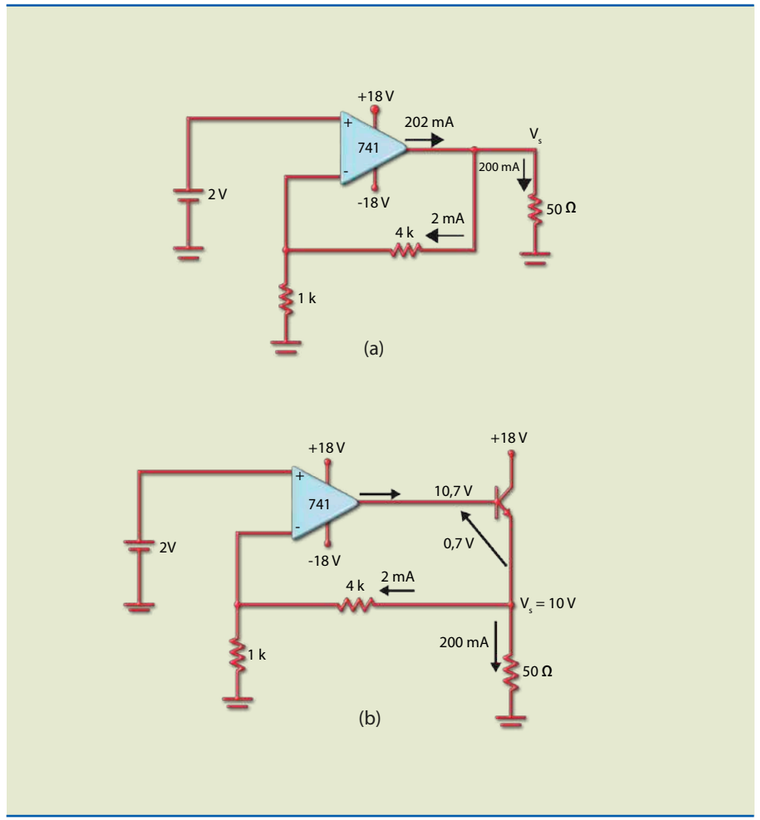


Figura 7.29
a) Corrente em excesso na saída do AO e
b) saída com reforço de corrente.

O circuito da figura 7.30 permite que a entrada seja alternada. TR_1 conduz no semiciclo positivo do sinal de entrada e TR_2, no semiciclo negativo.

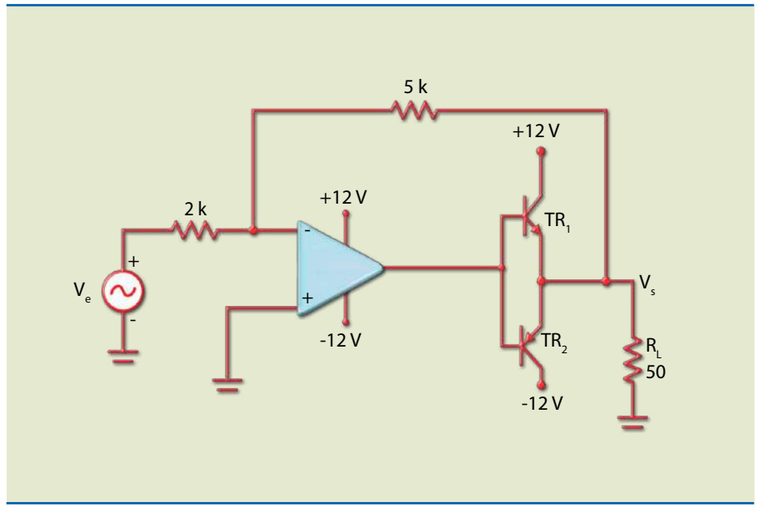


Figura 7.30
Amplificador inversor classe B.

7.2.2 Características de um amplificador operacional real

Na prática, um AO apresenta limitações técnicas e físicas que devem ser observadas para que os circuitos funcionem adequadamente. Começaremos mostrando a pinagem e os tipos de encapsulamento mais usados. A figura 7.31 ilustra os dois tipos de encapsulamento mais conhecidos: o TO-99 e o DIP-8.

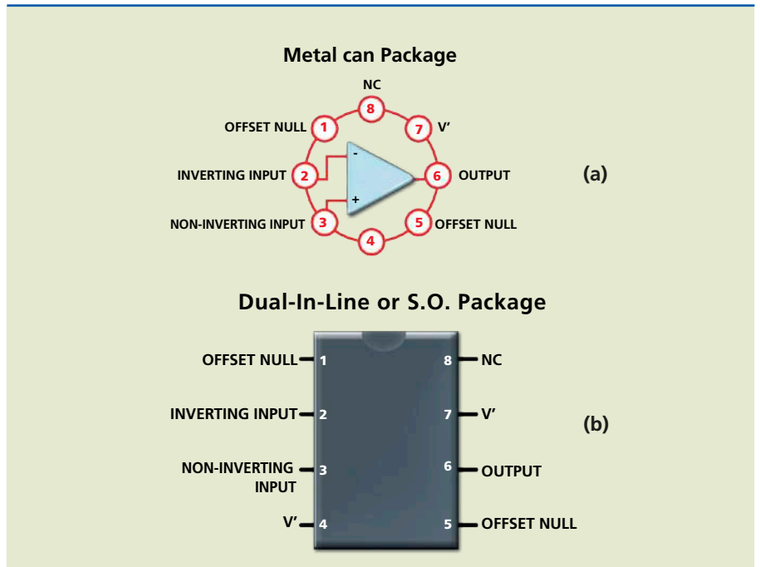


Figura 7.31
Encapsulamentos
(a) TO-99 e (b) DIP 8.

Em um *datasheet*, obtêm-se os limites máximos e as características elétricas de um AO, como mostram as tabelas 7.1 e 7.2.

Tabela 7.1
Limites máximos da série LM741.

Absolute Maximum Ratings If **Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.**			
	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22 V	±22 V	±18 V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30 V	±30 V	±30 V
Input Voltage (Note 4)	±15 V	±15 V	±15 V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to + 125°C	-55°C to + 125°C	-0°C to + 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C	-65°C to + 150°C	-65°C to + 150°C

Tabela 7.2
Características elétricas da série LM741.

Electrical Characteristics (Note 5)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	T_A = 25°C $R_S \leq$ 10 kΩ $R_S \leq$ 50 Ω		0.8	0.3		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq$ 50 Ω $R_S \leq$ 10 kΩ			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							mV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	T_A = 25°C, V_S = ±20 V	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	T_A = 25°C		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	T_A = 25°C		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	µA
Input Resistence	T_A = 25°C, V_S = ±20 V	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, V_S = ±20 V	0.5									MΩ
Input Voltage Range	T_A = 25°C							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	T_A = 25°C, $R_L \geq$ 2 kΩ V_S = ±20 V, V_O = ±15 V V_S = ±15 V, V_O = ±10 V	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq$ 2 kΩ, V_S = ±20 V, V_O = ±15 V V_S = ±15 V, V_O = ±10 V V_S = ±5 V, V_O = ±2 V	35 10			25			15			V/mV V/mV V/mV

Tabela 7.2
Características elétricas da série LM741.

Electrical Characteristics (Note 5)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20$ V $R_L \geq 10$ kΩ $R_L \geq 2$ kΩ	±16 ±15									V V
	$V_S = \pm 15$ V $R_L \geq 10$ kΩ $R_L \geq 2$ kΩ				±12 ±10	±14 ±13		±12 ±10	±14 ±13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25°C$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10$ kΩ, $V_{CM} = \pm 12$ V $R_S \leq 50$ kΩ, $V_{CM} = \pm 12$ V	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20$ V to $V_S = \pm 5$ V $R_S \leq 50$ kΩ $R_S \leq 10$ kΩ,	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25°C$, Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		ms %
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25°C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25°C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ms

Ganho de tensão e largura de faixa

Esses dois parâmetros estão interligados, como veremos a seguir. No caso ideal, o ganho de tensão e a largura de faixa são infinitos. Na prática, o ganho varia com a frequência e a temperatura. A figura 7.32 apresenta um exemplo de curva de resposta em frequência de um amplificador operacional de ganho em malha aberta 100 000.

Note que a escala de frequência utilizada no gráfico é logarítmica, possibilitando que sejam representados valores distantes, como 1 Hz e 1 MHz. O eixo vertical, em que está indicado o ganho, pode apresentar o valor em logaritmo ou em decibéis. Se o ganho é dado pela relação entre a tensão de saída e a de entrada (V_S/V_E), a escala é logarítmica, com valores de 1 a 100 000. Na escala em decibéis, que é linear, os limites são 0 dB e 100 dB.

Qual o significado de tudo isso? Observe a escala de ganho e considere 10 e 100 e a marca entre eles. Qual o valor correspondente a essa marca? Lembre que a escala é não linear. Para encontrarmos o valor que corresponde à marca entre 10 e 100, devemos determinar o valor em dB. Como a escala em decibéis é linear, podemos fazer uma interpolação linear, isto é, 100 corresponde a 40 dB; logo, 10 corresponde a 20 dB e a marca entre 20 e 40 dB, a 30 dB. O valor da relação entre V_S e V_e pode, então, ser determinado:

$$30\ \text{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_S}{V_e}\right) \Rightarrow \log\left(\frac{V_S}{V_e}\right) = 1{,}5$$

É fácil determinar a marca entre 10 e 100 em uma calculadora científica. Faça a seguinte operação: digite 1,5 e clique em 10^x; o valor resultante será 31,6. Portanto, a marca entre 10 e 100 vale 31,6.

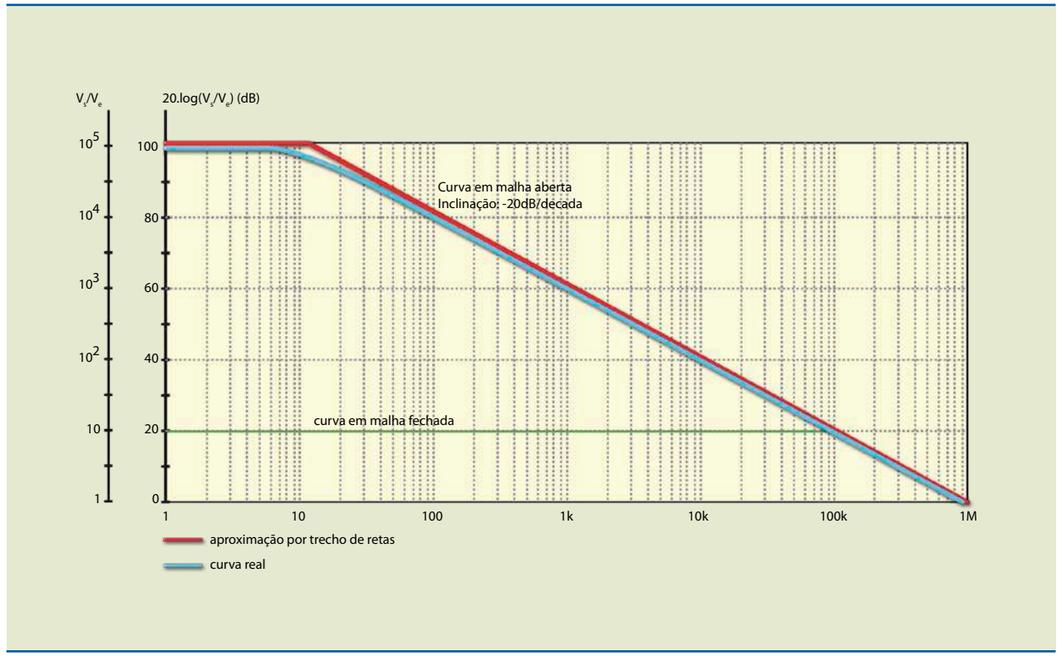


Figura 7.32
Curva de resposta em frequência em malha aberta e em malha fechada.

Um parâmetro que aparece como frequência de ganho unitário (f_U) ou *bandwidth*.

Slew rate

Slew rate (SR) é a taxa de variação da tensão de saída de acordo com o tempo em resposta a um degrau de tensão na entrada. Para entender essa definição, observe a figura 7.33, em que um pulso é aplicado na entrada de um seguidor de tensão.

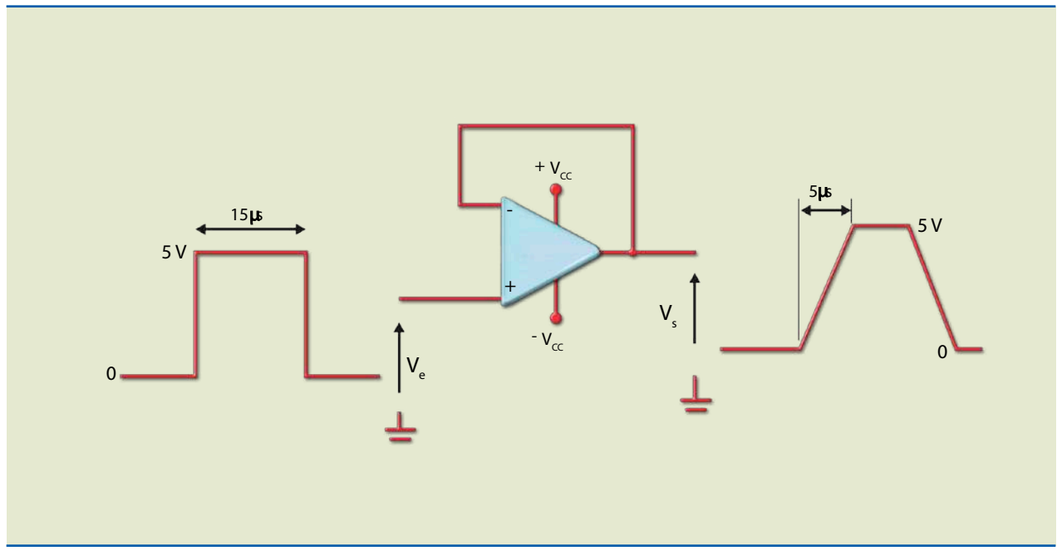


Figura 7.33
Resposta de um seguidor de tensão a um pulso de entrada.

A taxa de variação ou *slew rate* da tensão na saída do AO é determinada pela relação:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{5\ V}{5\ \mu s} = 1\ V/\mu s$$

Isso significa que a tensão de saída não pode ser mais rápida que 1 V/µs. Caso contrário, a saída não responderá, resultando em um sinal com distorção.

A distorção decorrente do *slew rate* será tanto maior quanto maior for a frequência e/ou a amplitude do sinal. Para que um sinal de saída senoidal não seja distorcido, é necessário que o AO tenha *slew rate* maior que $2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{máx}$, em que f é a frequência do sinal e $V_{máx}$ seu valor de pico.

Exemplo

Suponha um amplificador que amplifica um sinal de até 20 kHz. Determine a amplitude máxima do sinal de entrada para que o sinal de saída não tenha distorção. Considere um AO com $SR = 0{,}5\ V/\mu s$.

Solução:

Para não haver distorção, $SR > 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot V_{máx}$

ou $V_{máx} < \dfrac{0{,}5 \cdot 10^5}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3} = 4V$.

7.2.3 Erros de *offset*

Em razão dos descasamentos no primeiro estágio diferencial, quando as entradas são nulas, surge na saída uma tensão CC (positiva ou negativa). Em alguns circuitos, como amplificadores de áudio, basta colocar um capacitor de acoplamento que esse problema é eliminado. No entanto, quando se deseja amplificar pequenas tensões contínuas, como as obtidas em alguns sensores, é importante efetuar o ajuste de *offset*. As principais causas dos erros de *offset* são apresentadas a seguir.

Tensão de offset de entrada

A tensão de *offset* de entrada (V_{io}) é gerada no primeiro estágio do AO (figura 7.34). Ela pode ser calculada por $V_{io} = V_{BE2} - V_{BE1}$, em que V_{BE2} e V_{BE1} são os valores de tensão base-emissor dos transistores do primeiro par diferencial. No *datasheet* apresentado no quadro 7.2, podemos encontrar o valor de tensão *offset* de 2 mV.

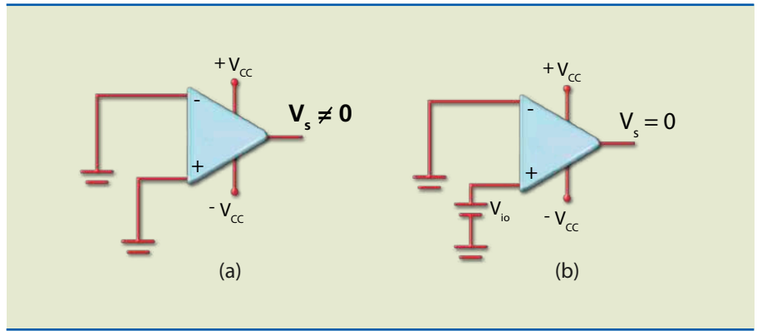


Figura 7.34
a) Tensão de *offset* de saída decorrente da tensão de *offset* de entrada e b) anulação da tensão de *offset* de saída.

Corrente de polarização de entrada

A corrente de polarização de entrada (I_P) é definida como o valor médio das duas correntes de entrada, ou seja:

$$I_P = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Ela pode ampliar a tensão aplicada na entrada inversora, pois, ao passar pela resistência equivalente que existe nessa entrada, desenvolve uma tensão em relação à entrada aterrada, ampliando a diferença de tensão. Para eliminar ou minimizar tal problema, é colocada na outra entrada uma resistência de valor igual ao da resistência equivalente, cujo valor é igual a $R = R_1//R_2$ (figura 7.35).

Na prática, a colocação da resistência na entrada não inversora não elimina totalmente a tensão de *offset* na saída; a correção deve ser efetuada por meio de circuitos adequados.

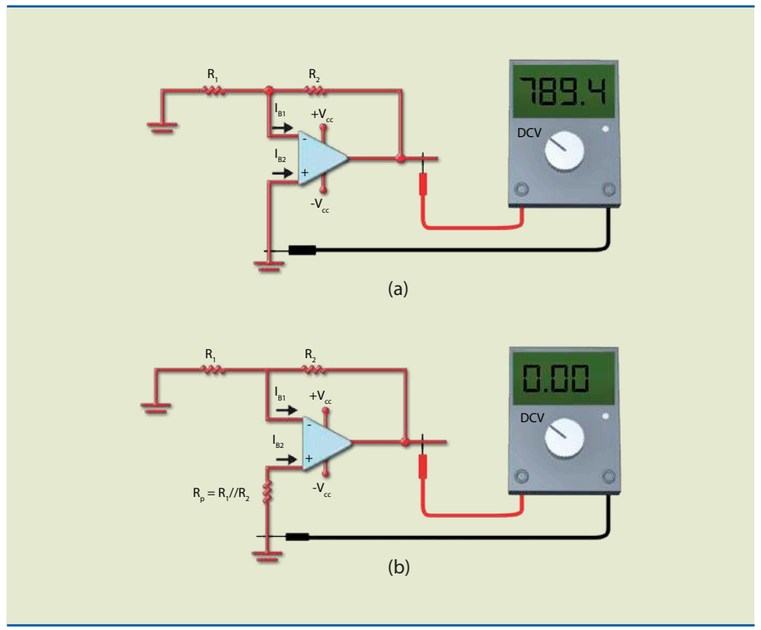


Figura 7.35
a) Erro de *offset* causado pela corrente de polarização de entrada em mV e
b) correção do erro.

Corrente de offset de entrada

Define-se a corrente de *offset* de entrada (Iio) como a diferença entre as duas correntes de entrada do AO. Segundo o *datasheet* da tabela 7.2, tipicamente o valor é de 20 nA. A equação que determina esse valor é: $I_{io} = IB_2 - IB_1$.

Correção da tensão de offset de saída

Como as correntes de polarização nas entradas não são iguais, a correção do erro de *offset* na saída é feita aplicando uma pequena tensão CC em uma das entradas. A figura 7.36 mostra três maneiras de fazer o ajuste; a da figura 7.36c só pode ser realizada se o AO tiver terminais para ajuste de *offset*.

O circuito da figura 7.36a é usado quando o sinal é aplicado na entrada inversora. A tensão CC (V_+) utilizada para efetuar o ajuste de *offset* na saída é obtida do divisor de tensão constituído pelos resistores de 100 kΩ e 100 Ω e pelo potenciômetro de 33 kΩ. A tensão CC pode variar entre +15 mV e –15 mV e é aplicada na entrada não inversora.

O circuito da figura 7.36b é usado quando se aplica o sinal na entrada não inversora. Portanto, a tensão CC de correção é aplicada na entrada inversora, podendo variar entre +15 mV e –15 mV.

Se as duas entradas forem utilizadas para aplicar o sinal, é necessário que o AO tenha terminais adequados para fazer o ajuste de *offset*. Para o modelo LM741, o ajuste é realizado com um milivoltímetro conectado na saída até obter $V_e = 0$, o que é feito por meio do potenciômetro.

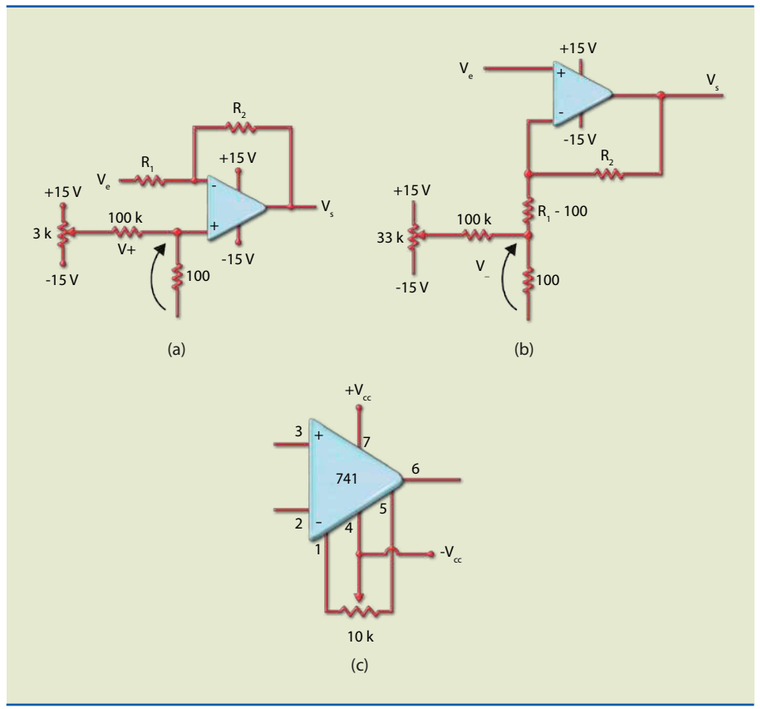


Figura 7.36
Circuitos de ajuste da tensão de *offset* de saída.

Curva característica de transferência

A curva de transferência em malha aberta é o gráfico que relaciona a tensão de saída (V_S) com a tensão diferencial de entrada ($V_d = V_+ - V_-$). A figura 7.37 ilustra o gráfico de um AO com ganho em malha aberta de 100 000.

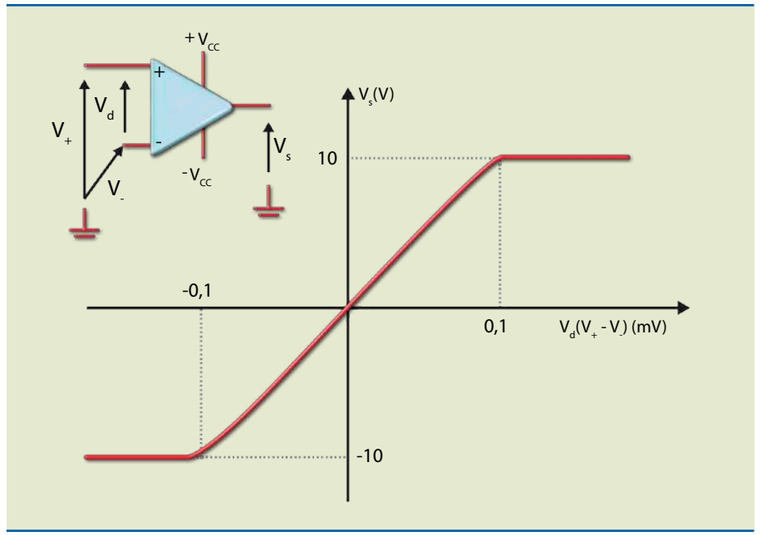


Figura 7.37
Curva característica de transferência.

Razão de rejeição em modo comum (RRMC)

Esse parâmetro informa a medida da rejeição do sinal em modo comum, isto é, quando as entradas apresentam valores idênticos.

$$RRMC = 20.\log\frac{A_d}{A_C};\ A_d = \frac{V_S}{V_2 - V_1}\ \text{e}\ A_C = \frac{V_S}{V_C}$$

Quanto maior o valor da RRMC, melhor o ganho do AO. O valor ideal para esse parâmetro tende a ser infinito.

7.2.4 Aplicações lineares

Os circuitos aqui apresentados são baseados nos estudados na seção "Amplificadores básicos".

Amplificador somador inversor

Esse circuito é utilizado para somar algebricamente as tensões. Entre suas aplicações estão a conversão de analógico para digital e vice-versa, a construção de misturadores de sinais (*mixers*) e sistemas de controle PID (proporcional, integral e derivativo). Derivado do amplificador inversor, ele tem mais de uma entrada. O número de entradas é limitado à máxima corrente de saída. A figura 7.38 mostra um amplificador inversor com três entradas.

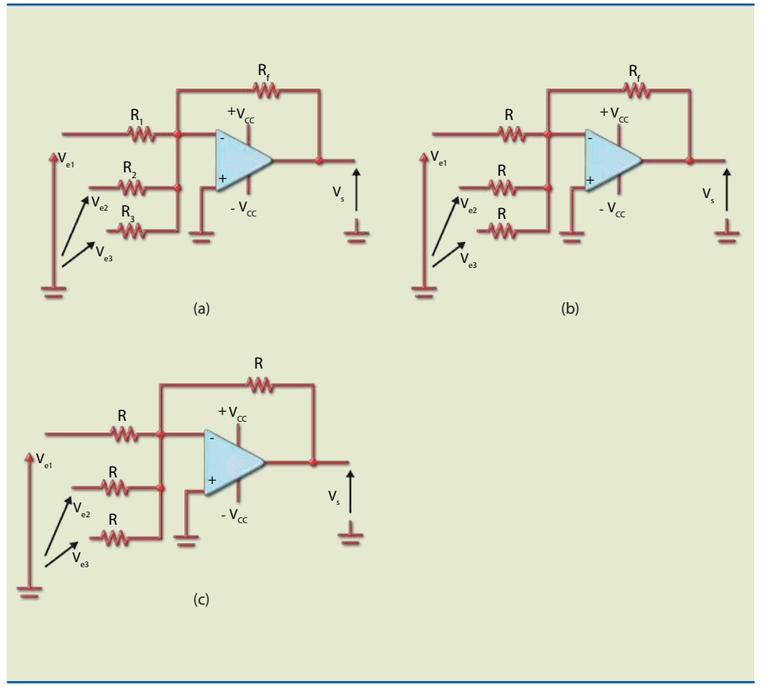


Figura 7.38 Amplificador somador inversor: a) todas as resistências diferentes, b) resistências de entrada iguais e c) todas as resistências iguais.

Observe que a tensão de saída do circuito da figura 7.38a está relacionada com as tensões de entrada pela expressão:

$$V_S = -\left(\frac{R_f}{R_1}\cdot V_{e1} + \frac{R_f}{R_2}\cdot V_{e2} + \frac{R_f}{R_3}\cdot V_{e3}\right)$$

Porém, se as resistências de entrada forem todas iguais, como ilustrado na figura 7.38b, a expressão passa a ser:

$$V_S = -\frac{R_f}{R}(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

Note que, nesse caso, a tensão de saída passa a ser proporcional à soma das tensões de entrada.

Agora, se todas as resistências forem iguais, como apresentado na figura 7.38c, a expressão da saída é:

$$V_S = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

Nesse caso, a saída será igual à soma das tensões de entrada, ou seja, invertida.

O nome operacional vem de certas aplicações como essa, que efetua aplicações matemáticas.

Exemplos

1. Determine a tensão de saída (V_S) do circuito da figura 7.39.

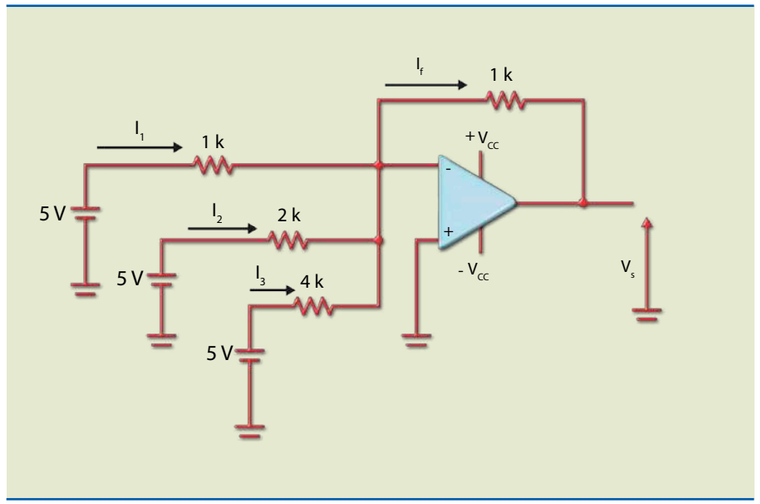


Figura 7.39

Solução:

Consideremos primeiramente a solução direta que usa a expressão:

$$V_S = -(\frac{R_f}{R_1} \cdot V_{e1} + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_{e2} + \frac{R_f}{R_3} \cdot V_{e3})$$

em que $R_f = 1\ k$, $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 2\ k\Omega$, $R_3 = 4\ k\Omega$ e $V_{e1} = V_{e2} = V_{e3} = 5\ V$.

Então:

$$V_S = -(\frac{1k}{1k}.5 + \frac{1k}{2k}.5 + \frac{1k}{4k}.5) = -8{,}75\ V$$

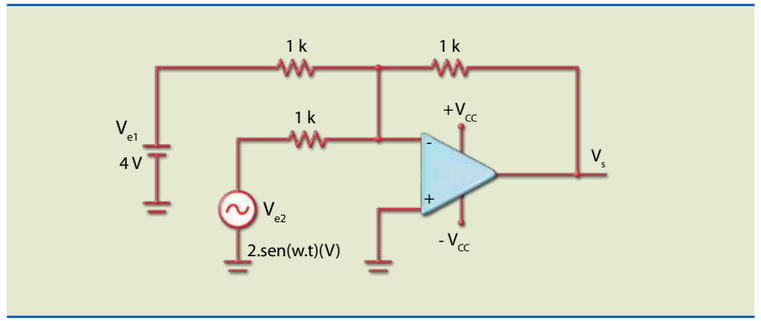
Por análise de circuito:

$$I_1 = \frac{5\ V}{1k} = 5\ mA\ ,\ I_2 = \frac{5\ V}{2k} = 2{,}5\ mA \text{ e } I_3 = \frac{5\ V}{4k} = 1{,}25\ mA$$

A corrente no resistor de realimentação é $I_f = 5 + 2{,}5 + 1{,}25 = 8{,}75\ mA$ e, portanto, a tensão em R_f vale $V_{Rf} = 1\ k\Omega \cdot 8{,}75\ mA = 8{,}75\ V$; a tensão de saída está relacionada com a tensão em R_f por $V_S = -V_{Rf}$, $V_S = -8{,}75\ V$.

2. Desenhe as formas de onda nas entradas (V_{e1}, V_{e2}) e na saída (V_S) do circuito da figura 7.40.

Figura 7.40



Solução:

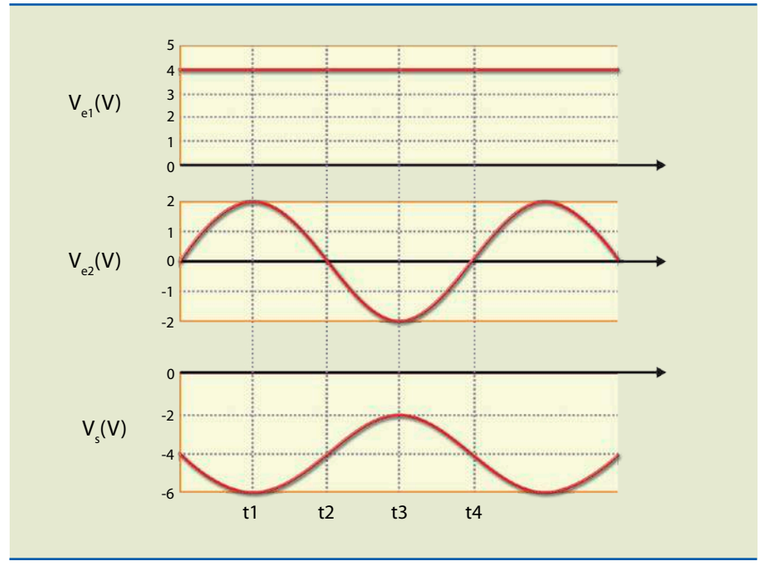
Observe que uma das entradas é alternada (senoidal) e a outra é contínua, porém isso não atrapalha o funcionamento, pois o circuito soma instantaneamente uma entrada com a outra e depois inverte o resultado (todas as resistências são iguais). A representação matemática pode ser expressa por:

$$V_S = V_{e1} + V_{e2} = 4 + 2 \cdot sen\omega t$$

Com os valores obtidos da tensão de acordo com o tempo, é possível representar graficamente essa função. Outra maneira de representar seria somando ponto a ponto, o que, na prática, é impossível, pois existem infinitos pontos (basta considerar alguns deles).

Os gráficos das entradas estão representados na figura 7.41.

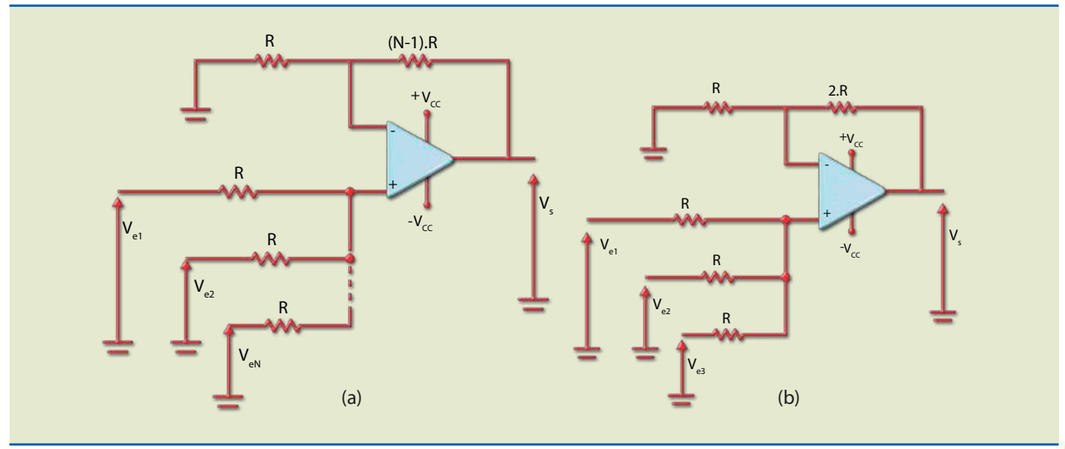
Figura 7.41



Amplificador somador não inversor

Uma alternativa ao circuito inversor é o da figura 7.42, que é derivado do amplificador não inversor. Para simplificar a análise desse circuito, vamos considerar somente o caso em que as resistências de entrada são iguais e a de realimentação é regulável, possibilitando um valor de saída igual à soma das entradas.

Figura 7.42
Amplificador somador não inversor:
a) circuito genérico e
b) circuito para três entradas (N = 3).



Para o circuito da figura 7.42, a tensão de saída em relação às entradas é dada por:

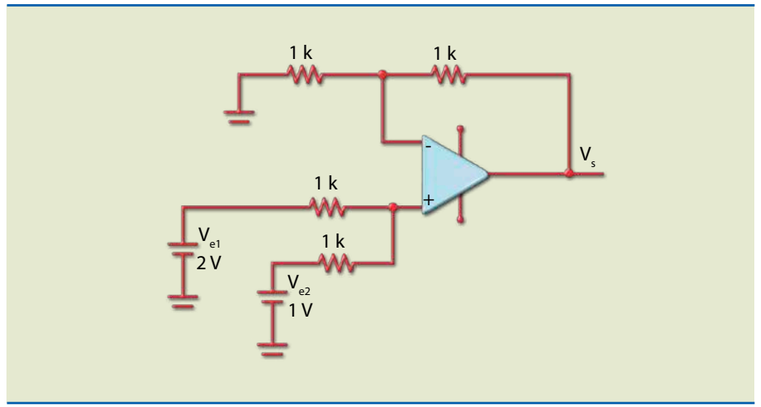
$$V_S = V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}$$

Nesse caso, a resistência de realimentação vale 2R e todas as outras, R.

Exemplo

Determine a tensão na saída do circuito da figura 7.43.

Figura 7.43



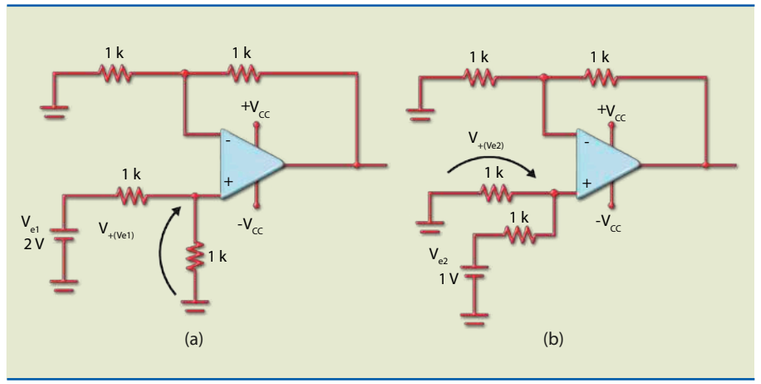
Solução:

Podemos usar a expressão da saída em relação às entradas, isto é:

$$V_S = V_{e1} + V_{e2} = 2 + 1 = 3\ V$$

Outra maneira de resolver é por análise de circuito. Para isso, vamos aplicar o Teorema da Superposição. Primeiro, determinamos a tensão na entrada não inversora aplicada por V_{e1} (figura 7.44a). Com isso, o circuito resultante passa a ser o ilustrado na figura 7.44b.

Figura 7.44



O valor da tensão na entrada não inversora decorrente apenas de V_{e1} vale:

$$V_{+Ve1} = \frac{1k}{1k + 1k} \cdot 2\ V = 1\ V$$

O valor da tensão na entrada não inversora decorrente apenas de V_{e2} vale:

$$V_{+Ve2} = \frac{1k}{1k + 1k} \cdot 1\ V = 0{,}5\ V$$

Portanto, a tensão na entrada não inversora é de 1,5 V e, como o ganho do amplificador não inversor vale 2, a tensão de saída é de 3 V, mesmo valor obtido usando a expressão.

Amplificador diferencial

É uma combinação dos circuitos inversor e não inversor, muito usado em instrumentos de medida de grandezas físicas (temperatura, pressão, deslocamento etc.). A figura 7.45 ilustra um circuito básico.

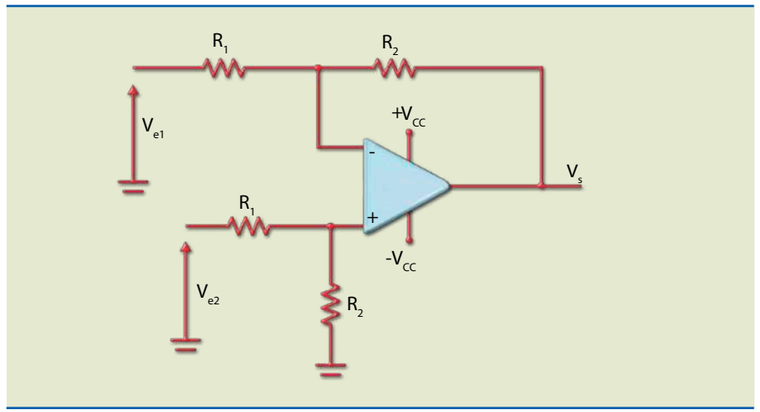


Figura 7.45
Amplificador diferencial.

A expressão da tensão de saída em relação às entradas é:

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

em que $\frac{R_2}{R_1}$ é o ganho diferencial de tensão (A_d).

No entanto, se $R_2 = R_1$, a expressão passa a ser:

$$V_S = V_{e2} - V_{e1}$$

ou seja, o circuito realiza a diferença entre as duas tensões de entrada.

Em qualquer um dos casos, se $V_{e1} = V_{e2}$ (modo comum), a tensão na saída valerá zero ($V_S = 0$). Na prática, existirá uma pequena tensão na saída em decorrência dos erros de *offset* e do descasamento entre os dois resistores R_2 (que deveriam ser iguais) e os dois resistores R_1. Uma forma de minimizar os erros de *offset* é utilizar resistores com tolerância perto de 1%. Outro problema consiste na baixa resistência de entrada determinada por R_1 e R_2. Se, por exemplo, uma fonte de sinais (V_{e1} e V_{e2}) apresenta determinado valor de resistência interna, ao ser conectada em um circuito, esse valor passa a ser somado às resistências que estão em série com a fonte. Uma possível solução é colocar em cada entrada um circuito *buffer*, que, por causa de sua altíssima resistência de entrada, isola a fonte de sinal do amplificador (figura 7.46).

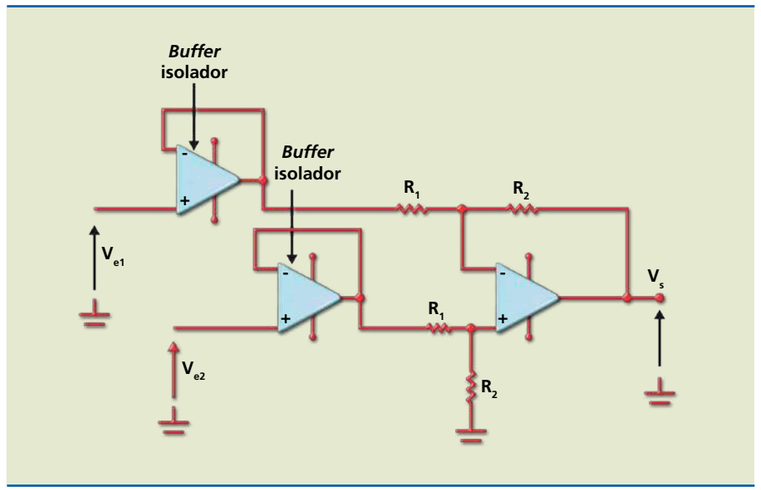


Figura 7.46
Amplificador diferencial com circuito *offset* em cada entrada.

Exemplos

1. Determine a tensão de saída em cada um dos circuitos das figuras a seguir.

a)

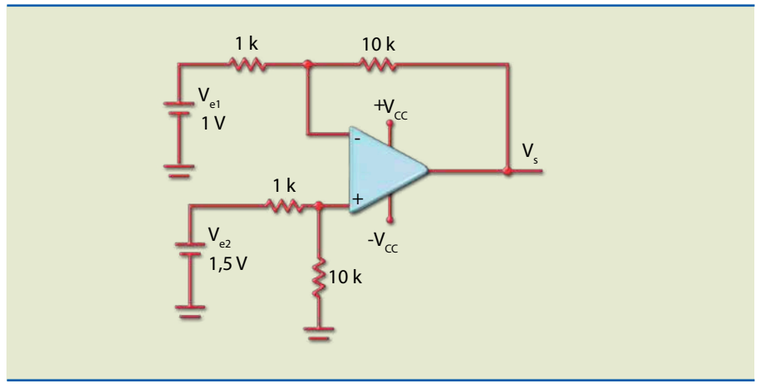


Figura 7.47

Solução:

O ganho diferencial vale:

$$A_d = \frac{10\,k}{1\,k} = 10$$

e o sinal diferença:

$$V_d = 1{,}5 - 1 = 0{,}5\ V$$

Portanto, a tensão de saída pode ser calculada por:

$$V_S = 10 \cdot 0{,}5\ V = 5\ V$$

b)

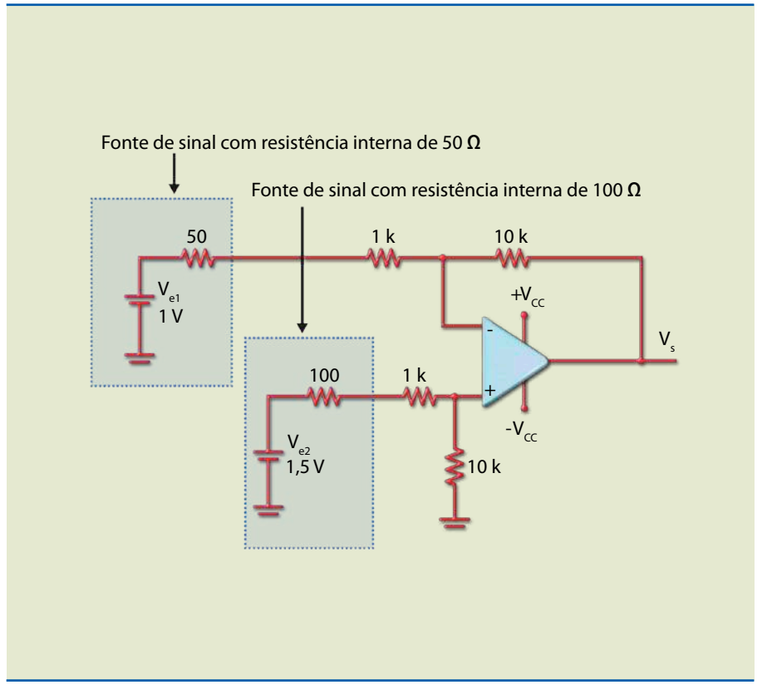


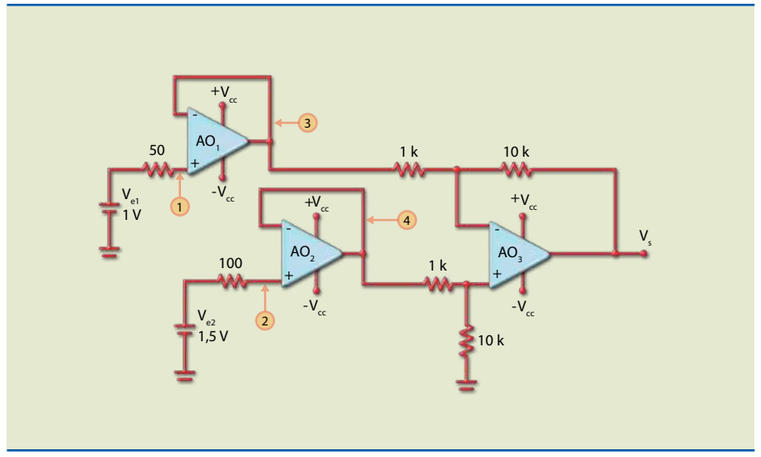
Figura 7.48

Solução:

O amplificador diferencial é o mesmo do exercício anterior, porém nessa configuração as fontes de sinais possuem resistência interna que deve ser somada às resistências em série de 1 kΩ, modificando o ganho. Por análise de circuito, obtemos a tensão de saída: 4,7 V.

c)

Figura 7.49



Solução:

Nessa configuração, entre cada fonte de sinal e entrada do amplificador diferencial foi inserido um *buffer*, porém, por causa da altíssima resistência de entrada, as tensões de entrada nos pontos indicados passam a valer: ponto 1: 1 V; ponto 2: 1,5 V; ponto 3: 1 V; ponto 4: 1,5 V.

Portanto, independentemente das resistências internas das fontes, o valor da tensão sempre aparece nas entradas do diferencial (pontos 3 e 4). Assim, o valor na saída é:

$$V_S = \frac{10\,k}{1\,k} \cdot (1{,}5 - 1) = 5\ V$$

Amplificador de instrumentação

É um amplificador diferencial utilizado em circuitos de instrumentos de medidas de grandezas físicas (temperatura, massa, deslocamento, força etc.) e também em instrumentação médica (por exemplo, aparelhos de pressão arterial e ECG).

O circuito da figura 7.45 (visto anteriormente) pode ser considerado um amplificador de instrumentação por causa de sua altíssima resistência de entrada, porém, quando há necessidade de mudar seu ganho, as duas resistências devem ser alteradas ao mesmo tempo, o que torna sua operação um tanto complicada.

O circuito da figura 7.50 é mais prático, pois nesse caso utiliza-se um único resistor para mudar o ganho (R_G). Além disso, seus componentes estão integrados

em um mesmo encapsulamento, exceto o resistor R_G, que é posicionado externamente, permitindo o ajuste do ganho.

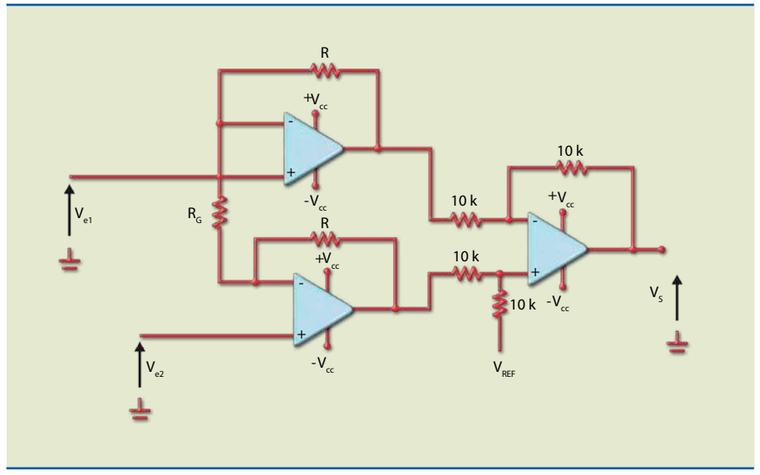


Figura 7.50
Amplificador de instrumentação.

Para o circuito da figura 7.50, considere $V_{REF} = 0$. Nessa condição, a tensão de saída em relação às entradas é dada por:

$$V_S = (1 + \frac{2 \cdot R}{R_G}) \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

em que $1 + \frac{2 \cdot R}{R_G}$ é o ganho diferencial (A_d).

Se V_{REF} for diferente de zero, esse valor será adicionado a V_S.

Um exemplo de amplificador de instrumentação é o AD620, da Analog Devices. Esse modelo permite variar o ganho com um resistor externo. A figura 7.51 mostra o encapsulamento.

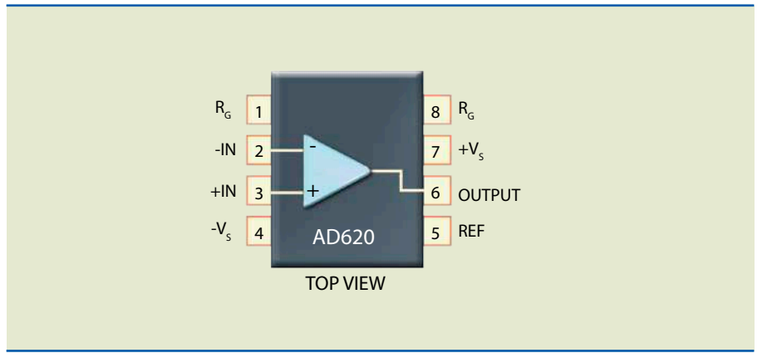


Figura 7.51
Amplificador de instrumentação AD620, da Analog Devices.

–IN (2) e +IN (3): terminais de entrada em que se aplicam os sinais externos.

–V_S (4) e +V_S (7): terminais de alimentação simétrica.

REF (5): terminal de entrada em que se aplica uma tensão para adicionar a V_S; se esse terminal estiver aterrado (caso mais comum), a saída será dada pela expressão:

$$V_S = (1 + \frac{49,4\,k}{R_G}) \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

OUTPUT (6): terminal de saída.

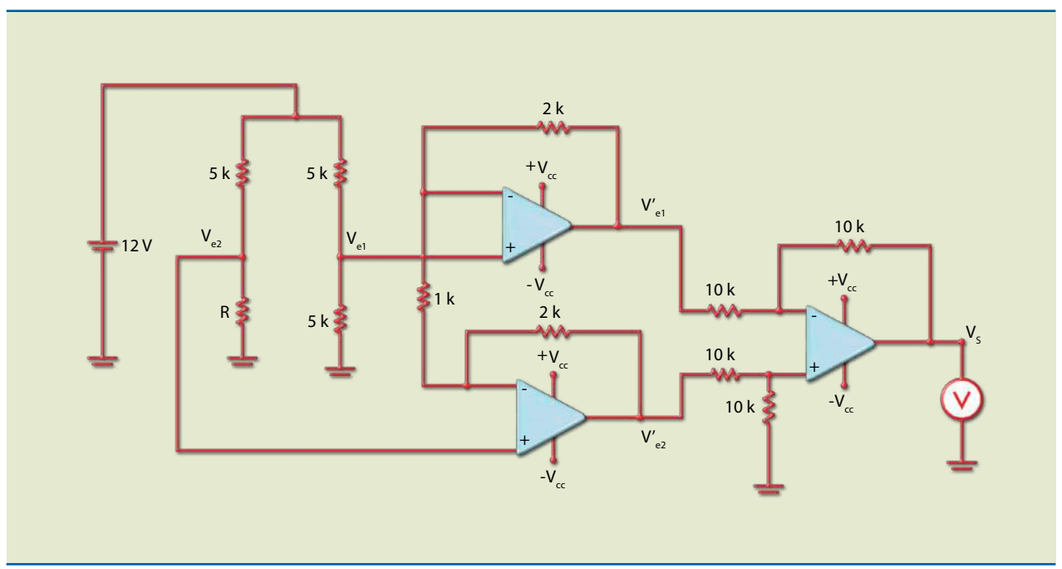
R_G (1 e 8): entre esses terminais, deve ser colocado o resistor R_G, que permitirá determinar o ganho, calculador por:

$$G = 1 + \frac{49,4\,k}{R_G} \text{ ou } R_G = \frac{49,4\,k}{G - 1}$$

Exemplos

1. Considere no circuito da figura 7.52 um voltímetro analógico (V) de 10 V de fim de escala e uma resistência (R) que varia com a temperatura conforme a equação R = 5 000 + 100 · T, em que T é a temperatura em graus Celsius e R a resistência em ohms. Com base nessas informações, construa uma escala de temperatura que varie de 0 °C até o valor máximo que pode ser medido, com intervalos de 10 °C.

Figura 7.52



Solução:

No circuito, V_{e1} = 6 V e $V_{e2} = \frac{R}{R + 5\,k} \cdot 12$.

O ganho do circuito vale:

$$G = 1 + \frac{2 \cdot 2\,k}{1\,k} = 4$$

Como o ganho do estágio de saída é 1, a tensão de saída pode ser calculada por:

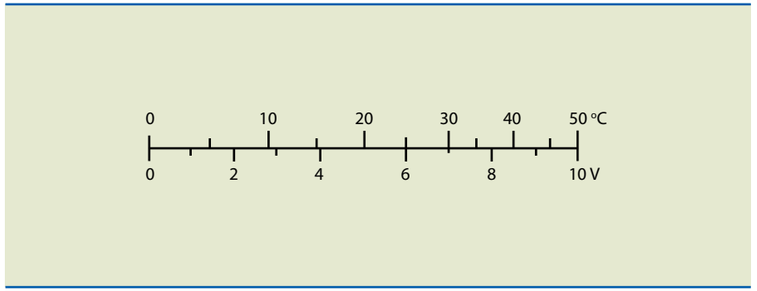
$$V_S = 4 \cdot (V_{e2} - V_{e1}) = 4 \cdot (\frac{R}{R + 5} \cdot 12 - 6)$$

A tabela 7.3 mostra a resistência de acordo com a temperatura, a tensão em R e a tensão de saída.

Tabela 7.3

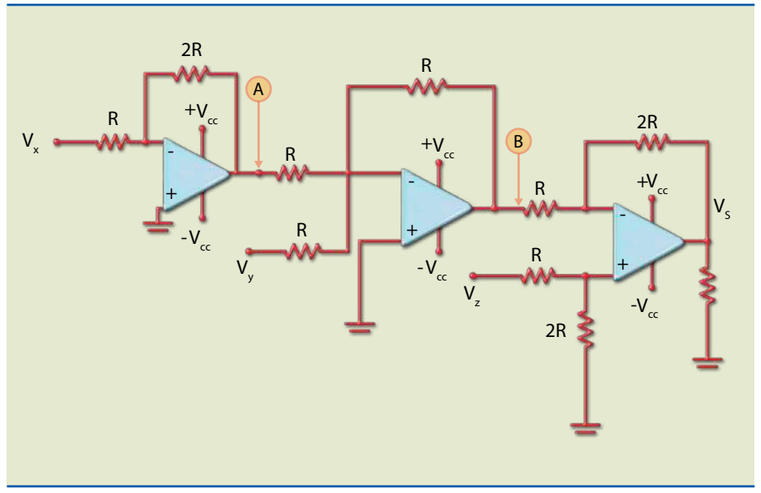
T (°C)	R (Ω)	V_{e2} (V)	V_S (V)
0	5 000	6,0	0
10	6 000	6,5	2,7
20	7 000	7,0	5
30	8 000	7,4	6,9
40	9 000	7,7	8,5
50	10 000	8,0	10

Com base nos dados da tabela, é possível elaborar uma escala que relaciona tensão com temperatura, assim como inferir outros valores intermediários de temperatura (5, 15, 25, 35 e 45 °C).



2. Qual a expressão da tensão na saída do circuito da figura 7.53 em relação às entradas $V_S = f(V_1, V_2, V_3)$?

Figura 7.53



Solução:

Para encontrarmos essa expressão, devemos iniciar a análise pela entrada que estiver mais afastada da saída e ir avançando para as saídas que estiverem mais próximas. Por exemplo, iniciamos com a entrada V_X e a saída no ponto A. O ganho entre o ponto A e V_X é –2, logo: $V_A = -2 \cdot V_X$, que é uma das entradas do circuito somador; a outra é V_Y. A saída desse somador inversor é dada por:

$$V_B = -[V_Y + (-2 \cdot V_X)] = -V_Y - 2 \cdot V_X$$

A tensão de saída V_S está relacionada com as entradas por:

$$V_S = 4 \cdot (V_Z - V_B) = 4 \cdot [V_Z - (-V_Y - 2 \cdot V_X)] = 4 \cdot V_Z + 4 \cdot V_Y + 8 \cdot V_X$$

Amplificadores com fonte única

O amplificador operacional pode operar com uma única fonte, em geral a positiva. No entanto, existem aplicações em que o AO não tem a entrada para a fonte negativa. A seguir, veremos como deve ser usado o AO polarizado com fonte simples em aplicações como amplificador inversor e não inversor. Tais aplicações são similares ao uso do transistor em classe A, implicando que a saída seja polarizada com metade de V_{CC}, o que otimiza a máxima saída de pico a pico.

Amplificador inversor com fonte única

O circuito é muito semelhante ao circuito com fonte simétrica, pois o ganho também é especificado pela relação entre as resistências R_1 e R_2 (figura 7.54). A principal diferença é a necessidade de polarizar a saída em metade do valor de V_{CC}. Para isso, recomenda-se o uso do divisor de tensão constituído pelas duas resistências R.

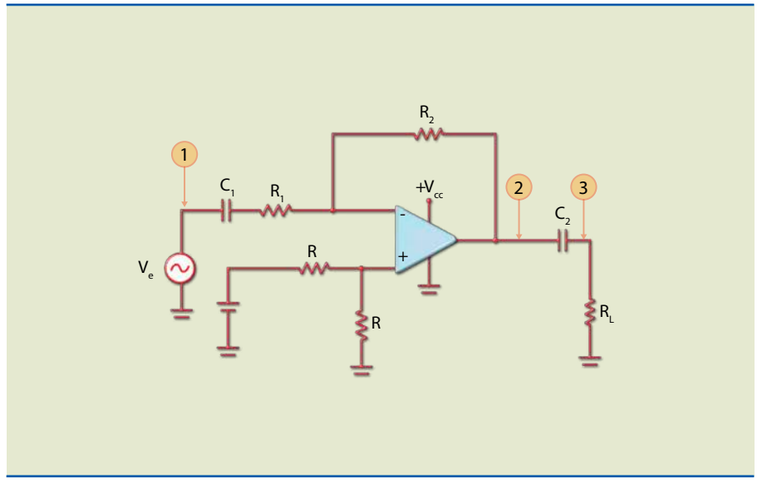


Figura 7.54
Amplificador inversor com fonte única.

Observe que os capacitores devem se comportar como curto-circuito na menor frequência de operação e ser dimensionados de acordo com a resistência que estão "enxergando" em série. As expressões que apresentam esses valores são:

$C_1 \geq \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_1}$ e $C_2 \geq \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Ci} \cdot R_L}$ em que f_{Ci} é a frequência de corte inferior do circuito.

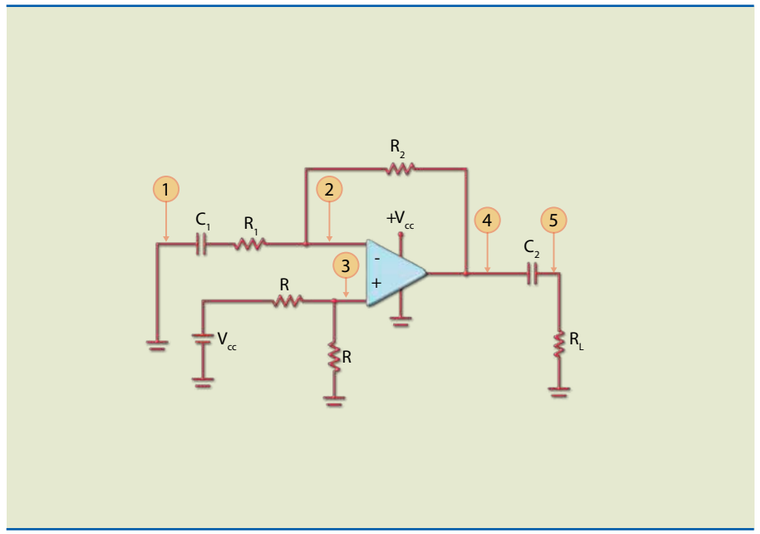


Figura 7.55
Amplificador inversor com fonte única em condições quiescentes ($V_e = 0$).

Em condições quiescentes ($V_e = 0$), as tensões, contínuas, nos pontos indicados na figura 7.55 serão:

- **Ponto 3:** por causa do divisor de tensão e do valor da resistência de entrada do AO ser muito alta,
- $V_3 = V_+ = \frac{V_{CC}}{2}$
- **Ponto 2:** pelo fato de as entradas estarem no mesmo potencial,
- $V_2 = V_- = V_+ = \frac{V_{CC}}{2}$
- **Ponto 4:** como a corrente que circula em R_2 é nula, seus terminais estão no mesmo potencial; portanto, a tensão no ponto 4 é igual a V_2 e metade do valor de V_{CC}.
- **Ponto 5:** nesse ponto a tensão vale zero, pois o capacitor C_2 isola a carga da saída do AO.

Quando um sinal é aplicado, as tensões variam próximas a valores quiescentes.

Vamos considerar um circuito em que a alimentação seja de 12 V, $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_2 = R_L = 10\ k\Omega$. Além disso, a tensão de entrada senoidal é de 0,4 V de pico a pico com frequência suficiente para fazer os capacitores se comportarem como se estivessem em curto-circuito. A figura 7.56 mostra as formas de onda de entrada, saída e carga do AO em um circuito com essas características.

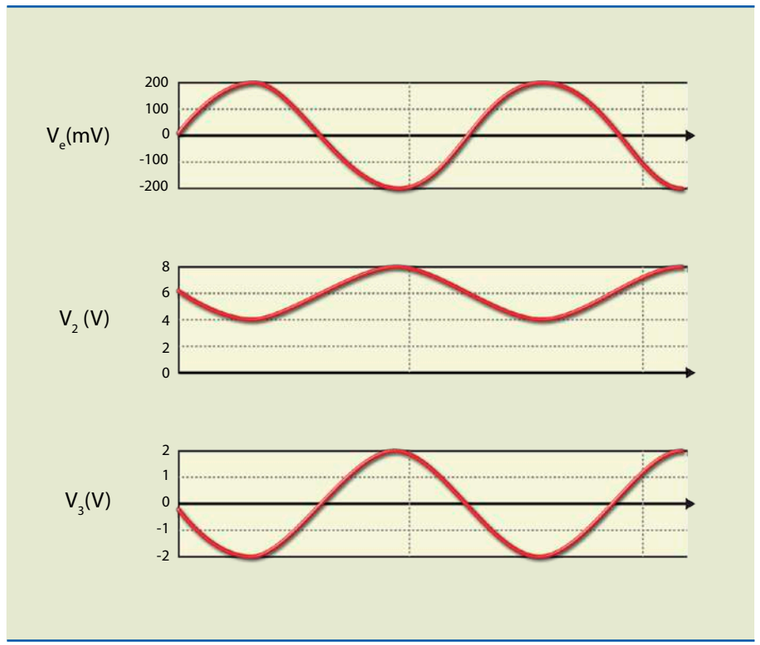


Figura 7.56
Formas de onda de entrada, saída e carga do AO.

Observando as formas de onda da figura 7.56, concluímos que:

- O circuito defasa de 180° os sinais de entrada e saída.
- A amplitude de pico a pico do sinal na saída do AO é de 4 V_{pp}, portanto 10 vezes maior que a de entrada.
- Na saída do AO a tensão varia ao redor de metade de V_{CC}, isto é, 6 V.
- Na carga o valor da tensão é de 4 V_{pp}, mas variando ao redor de zero, ou seja, o capacitor retira o nível CC de 6 V.

Amplificador não inversor com fonte única

O circuito de um amplificador não inversor com fonte única está indicado na figura 7.57. Note que são necessários três capacitores para que a polarização ocorra em metade de V_{CC}.

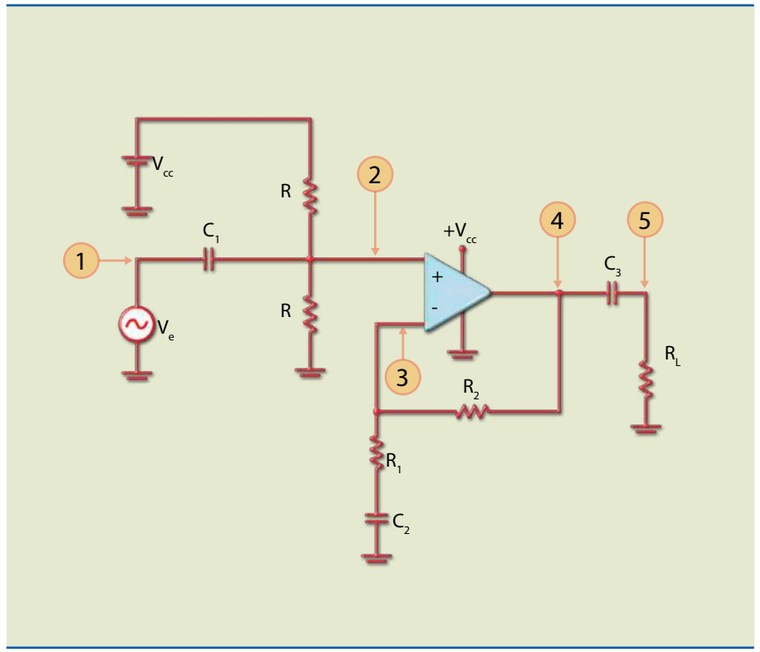


Figura 7.57
Amplificador não inversor com fonte única.

A figura 7.58 mostra o circuito em repouso (condições quiescentes), isto é, $V_e = 0$. A tensão em cada um dos pontos indicados vale:

- **Ponto 1:** zero por imposição (condições quiescentes).
- **Ponto 2:** metade de V_{CC}, por causa do divisor de tensão com resistências de valores iguais.
- **Ponto 3:** metade de V_{CC}, pois as entradas do AO apresentam mesmo potencial (ligadas virtualmente).
- **Ponto 4:** metade de V_{CC}, pois não circula corrente nos resistores R_2 e R_1, uma vez que o capacitor C_2 está aberto.
- **Ponto 5:** zero, pois nesse ponto há ausência de sinal.

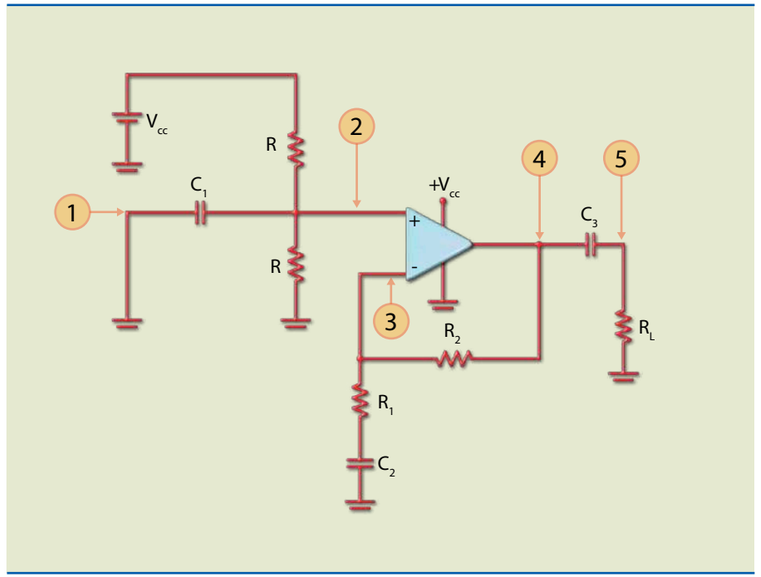


Figura 7.58
Amplificador não inversor com fonte única em condições quiescentes ($V_e = 0$).

Vamos considerar agora um circuito em que a alimentação seja de 12 V, $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_2 = R_L = 9\ k\Omega$. Além disso, a tensão de entrada senoidal é de 0,4 V de pico a pico com frequência suficiente para fazer os capacitores se comportarem como se estivessem em curto-circuito. A figura 7.59 mostra as formas de onda de entrada, saída e carga do AO em um circuito com essas características.

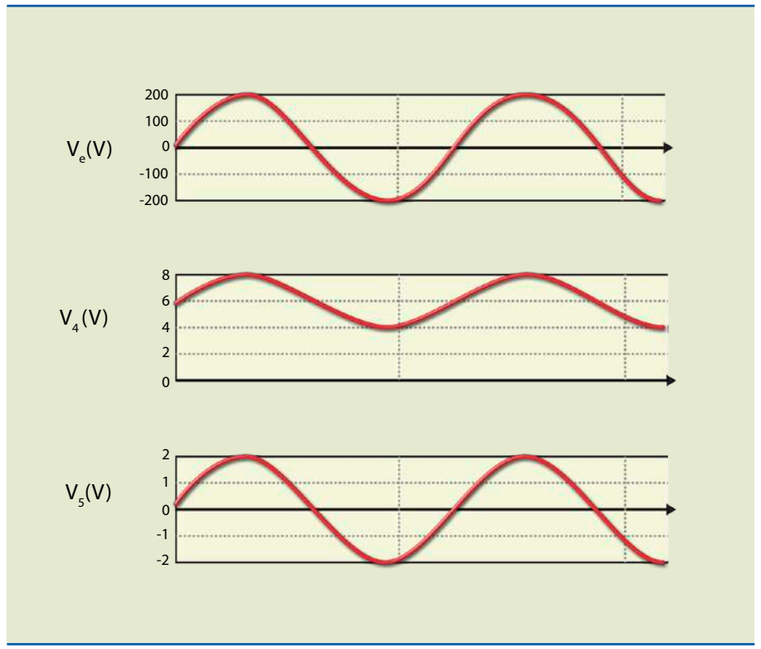


Figura 7.59
Formas de onda de entrada, saída e carga do AO.

Observando as formas de onda da figura 7.59, concluímos que:

- As tensões de entrada e saída estão em fase.
- A amplitude de pico a pico do sinal na saída do AO é de 4 V_{pp}, portanto 10 vezes maior que a de entrada.
- Na saída do AO a tensão varia ao redor de metade de V_{CC}, isto é, 6 V.
- Na carga o valor da tensão é de 4 V_{pp}, porém variando ao redor de zero, ou seja, o capacitor retira o nível CC de 6 V.

Integrador

O circuito conhecido por integrador é capaz de efetuar a integração de um sinal. O operador matemático usado para calcular a área abaixo de uma função entre dois intervalos chama-se integral. Esse circuito é utilizado em sistemas de controle PID (proporcional, integral e derivativo) para modificar a forma de onda – por exemplo, para transformar uma onda quadrada em triangular. A figura 7. 60a mostra o circuito básico e a figura 7.60b, o circuito prático.

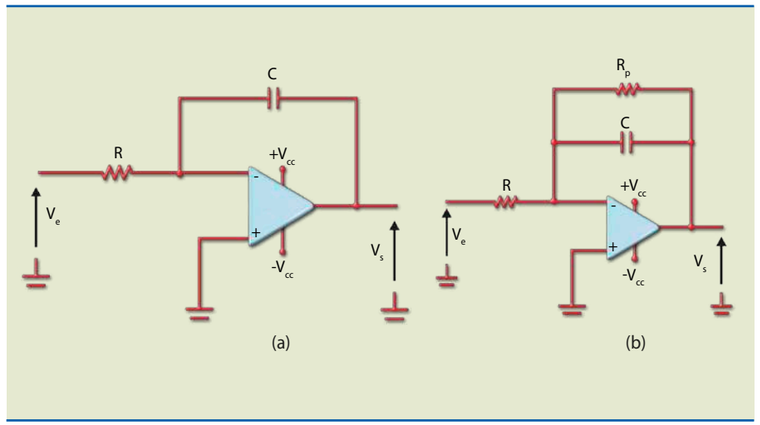


Figura 7.60
Integrador:
(a) circuito básico e
(b) circuito prático.

A expressão matemática da saída em relação à entrada é:

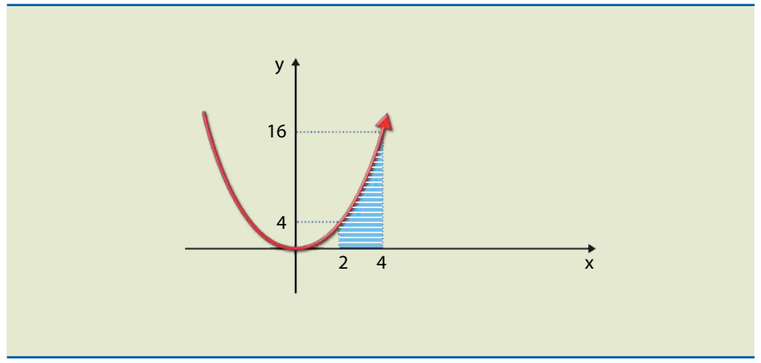
$$V_S = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int V_e \cdot dt$$

em que $\int$ é o símbolo do operador matemático integral.

Em matemática, emprega-se a integral para calcular a área abaixo de uma função. Veja, na figura 7.61, o gráfico da função $y = x^2$ e considere dois valores de x, $x_1 = 2$ e $x_2 = 4$, para os quais y vale respectivamente $y_1 = 4$ e $y_2 = 16$.

Como calcular a área hachurada? Uma vez que essa área não representa nenhuma forma conhecida (triângulo, quadrado, círculo etc.), a solução somente pode ser encontrada usando o operador integral.

Figura 7.61
Uso do operador integral para cálculo de área.



Você lembra por que o dispositivo se chama amplificador operacional? Porque ele realiza inúmeras operações, entre elas a integração. Vamos conhecer outras características desse circuito.

O circuito da figura 7.60a não é usado por causa das limitações do AO, porque entra em saturação facilmente. Podemos observar que o capacitor é um circuito aberto em CC e, nessas condições, o ganho é muito elevado. Dessa maneira, qualquer tensão CC, por menor que seja, leva o AO a saturar. Entretanto, na prática, para o circuito da figura 7.60b, colocamos um resistor em paralelo ao capacitor, o que resulta em uma realimentação em CC, limitando o ganho a:

$$-\frac{R_P}{R}$$

Em consequência, o circuito que efetuava a integração para qualquer frequência do sinal de entrada agora realiza para determinadas frequências. O circuito se comporta como integrador, porém somente para frequências maiores que a frequência de corte (f_C), que é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C}$$

Reforçando o que foi dito, o circuito somente se comportará como integrador para frequências muito maiores que a frequência de corte e como amplificador inversor para frequências muito menores.

Observe que o circuito pode se comportar como um filtro passa-baixa, já que, acima da frequência de corte, o sinal é atenuado.

Exemplo

Considere o circuito integrador da figura 7.62. Qual a forma de onda da saída se a entrada for uma onda quadrada?

A frequência de corte do circuito vale:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_P \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 156\ \text{Hz}$$

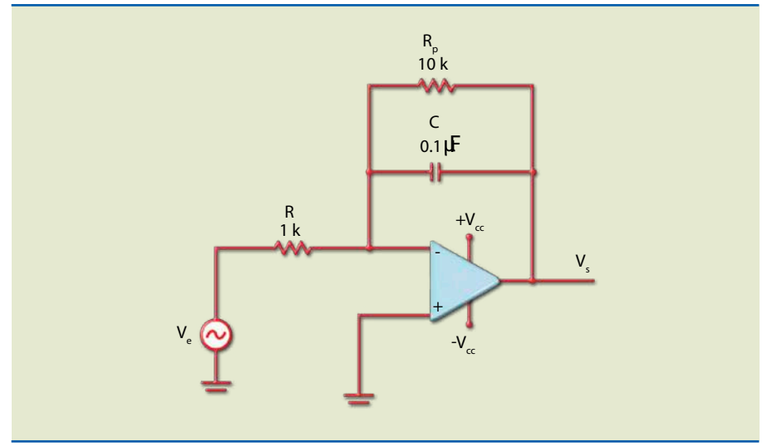


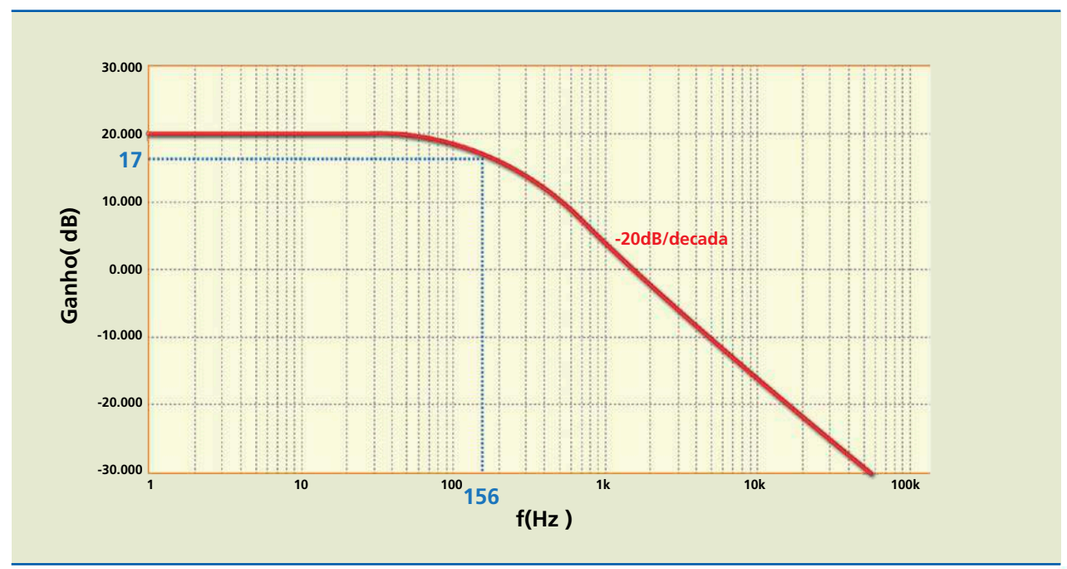
Figura 7.62
Circuito integrador.

Solução:

O ganho em CC vale 10 (20 dB). Se a frequência aumenta, o ganho diminui, por causa da redução da reatância do capacitor. Por exemplo, na frequência de corte, é de 17 dB, ou seja, 3 dB abaixo do ganho no patamar.

A figura 7.63 apresenta a curva de resposta em frequência do ganho do circuito.

Figura 7.63
Curva de resposta em frequência do ganho do circuito da figura 7.62.



Observe que o gráfico mostra a variação da amplitude quando a frequência aumenta. A taxa de atenuação é de 20 dB/decada. Esse valor é maior que a frequência de corte, pois o ganho diminui 10 vezes em razão de a frequência aumentar 10 vezes.

O que acontece com a forma de onda da tensão na saída (V_S) se a entrada for uma onda quadrada? A resposta vai depender da frequência de operação.

Se a frequência da onda quadrada for bem menor que 10 Hz, a saída será como indicado na figura 7.64.

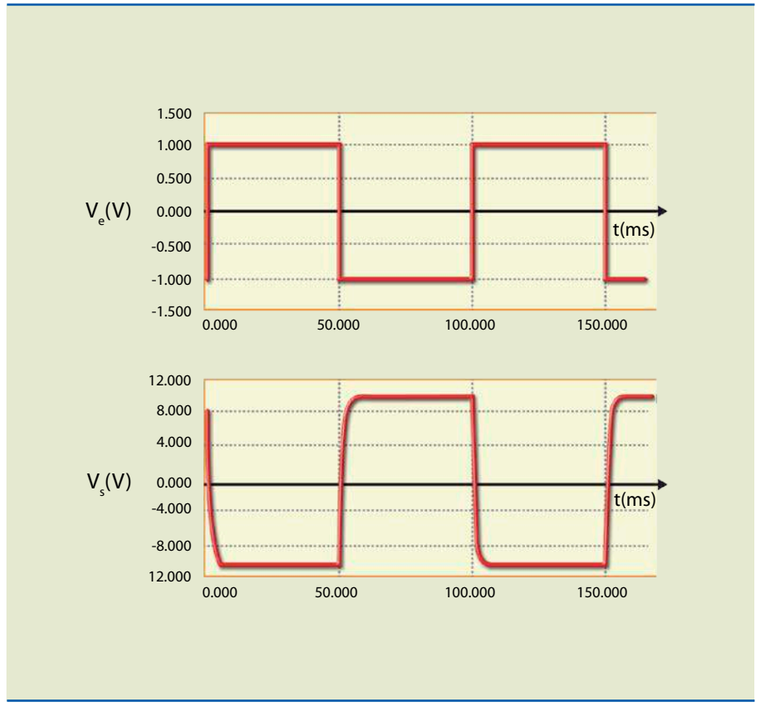


Figura 7.64
Resposta a uma onda quadrada de frequência 10 Hz e amplitude 1 V_P.

Note que a saída é uma onda quadrada (com uma pequena distorção) invertida e amplificada 10 vezes.

O que acontece se a frequência for muito maior que a de corte? O circuito se comportará como integrador e a forma de onda da saída será semelhante à da figura 7.65. A saída será uma onda triangular e invertida, reforçando o conceito de integral.

Outra análise possível é imaginarmos o circuito como um filtro passa-baixa. Considere que a entrada é obtida somando uma tensão senoidal de 50 Hz e 1 V de pico a uma tensão senoidal de 2 kHz e 0,2 V de pico que funciona como ruído indesejável. A figura 7.66a mostra o sinal de entrada e a figura 7.66b, a saída após a filtragem.

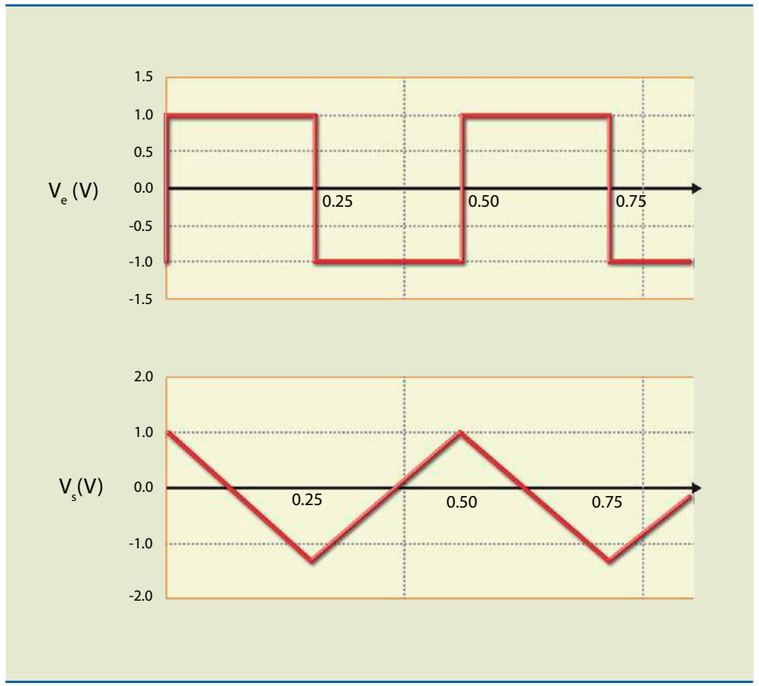


Figura 7.65
Resposta a uma onda quadrada de frequência 2 kHz e amplitude 1 V_P.

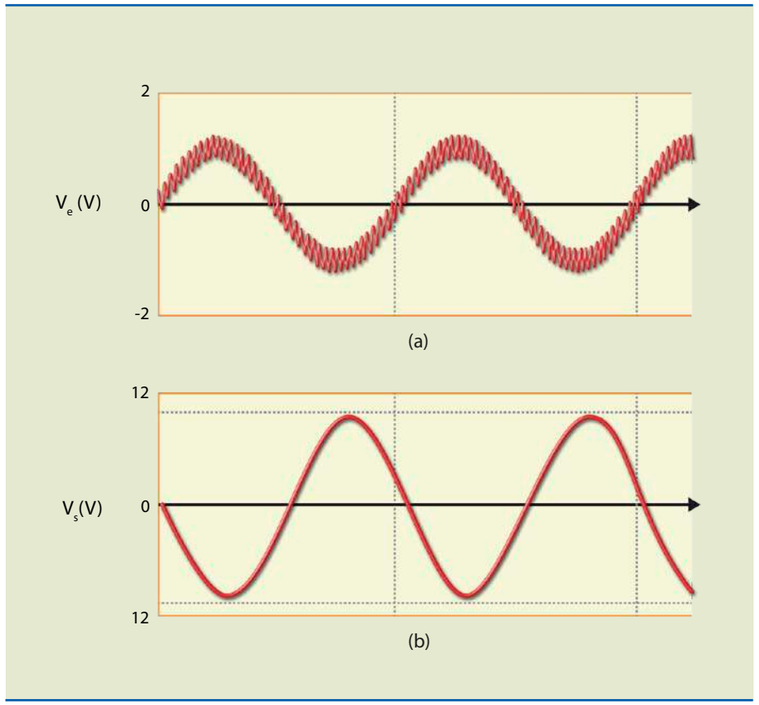


Figura 7.66
Circuito integrador como filtro passa-baixa:
a) entrada e
b) saída.

Diferenciador

O diferenciador é oposto ao integrador, ou seja, apresenta na saída uma tensão proporcional derivada da tensão de entrada. Esse circuito é usado em sistemas de controle, na geração de pulsos e como filtro.

A derivada também é um operador matemático, igual à inclinação ou tangente em determinado ponto de um gráfico. O gráfico da figura 7.67a representa a função $y = 5x$ e o da figura 7.67b, a função $y = x^2$. A derivada da função para $x = 2$ é uma tangente.

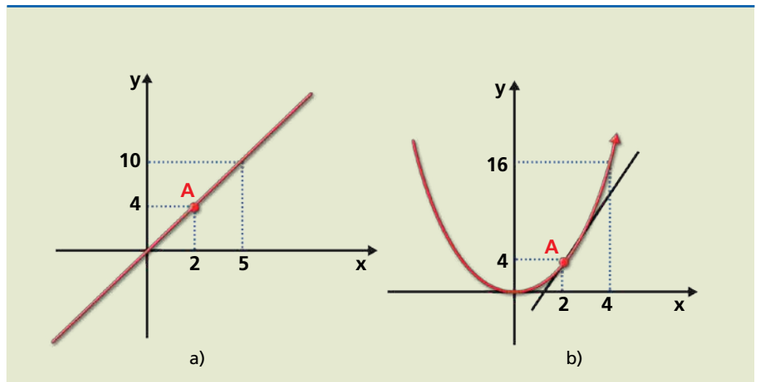


Figura 7.67
Conceito de derivada.

Nos dois gráficos, a derivada (inclinação) no ponto A é numericamente igual à tangente passando pelo ponto A. Está claro que a derivada é constante no caso da figura 7.67a e depende do ponto escolhido no caso da 7.67b.

No circuito da figura 7.68a, a tensão de saída será proporcional à derivada da tensão de entrada, podendo ser representada por:

$$V_S = R \cdot C \cdot \frac{dV_e}{dt}$$

em que d significa variação muito pequena (infinitesimal).

Por vezes isso vem escrito da seguinte forma:

$$V_S = R \cdot C \cdot \frac{\Delta V_e}{\Delta t}$$

em que Δ (delta) representa variação finita.

Portanto, $\frac{\Delta V_e}{\Delta t}$ é a variação da tensão de entrada de acordo com o tempo.

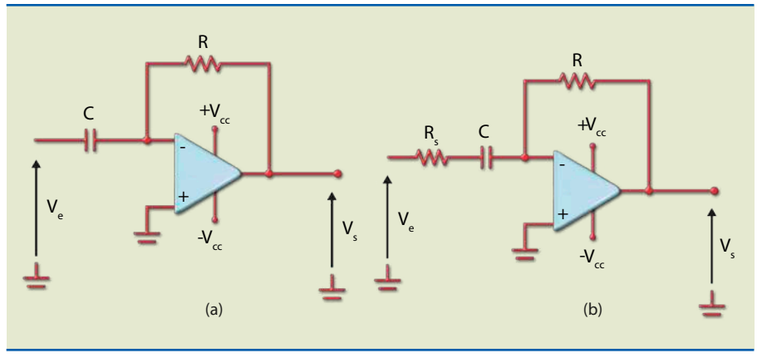


Figura 7.68
Diferenciador:
a) circuito básico e
b) circuito prático.

Na prática, não se usa o circuito da figura 7.68a, pois o capacitor (C) instalado na entrada é suscetível a ruído

$$\left(X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \right),$$

ocasionando alta frequência, o que levaria a saída à saturação. Utiliza-se, então, o circuito da figura 7.68b. O resistor (R) limita o ganho em frequências altas, mas o circuito só opera como diferenciador para frequências muito maiores que a frequência de corte, definida por:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_S \cdot C}$$

Para frequências maiores que a frequência de corte, o circuito se comportará como amplificador inversor de ganho:

$$-\frac{R}{R_S}$$

Exemplo

Considere o circuito da figura 7.69. Qual a forma de onda da tensão na saída se o sinal de entrada for uma onda triangular? E se for uma onda quadrada?

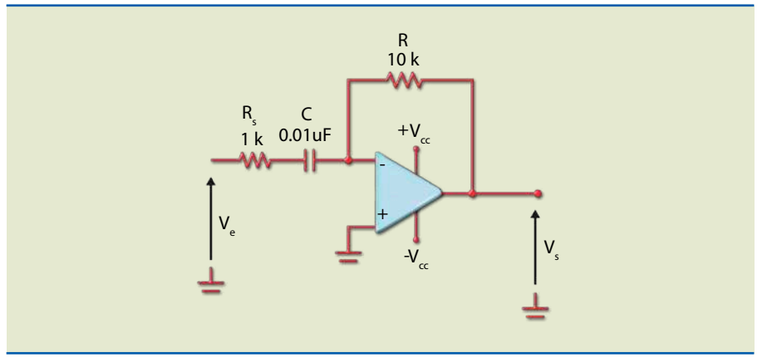


Figura 7.69
Circuito diferenciador.

Solução:

A forma de onda da saída depende da frequência do sinal em relação à frequência de corte, que, nesse caso, vale:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6}} = 16\,000\ \text{Hz}$$

Se o sinal de entrada for uma onda triangular de frequência bem menor que a de corte, o circuito será diferenciador e a onda de saída será quadrada, pois a derivada de uma rampa é uma constante. A figura 7.70 apresenta as formas de onda de entrada e saída nessas condições.

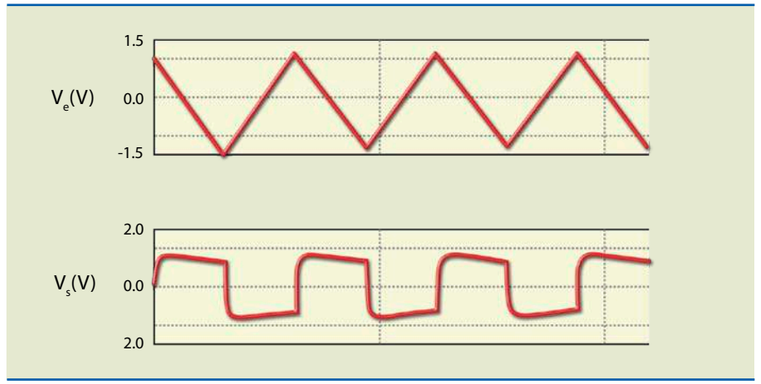


Figura 7.70
Resposta de um diferenciador a uma entrada triangular.

Outra aplicação do diferenciador é obter pulsos a partir de uma onda quadrada (figura 7.71).

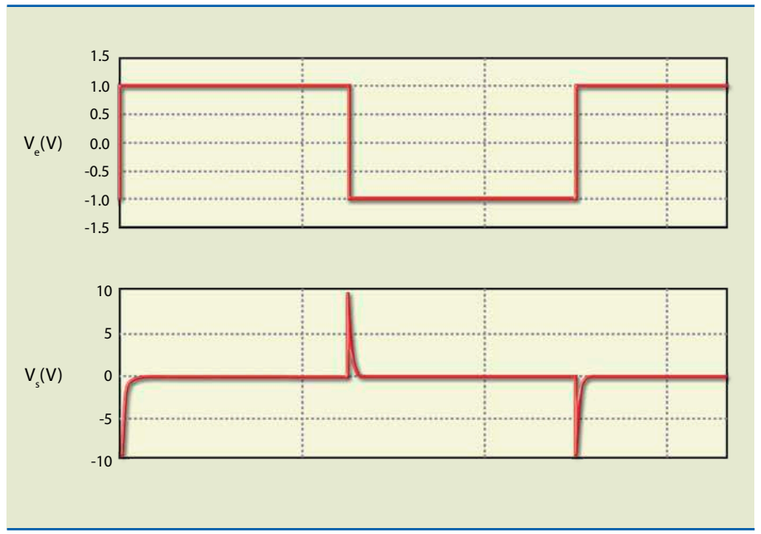


Figura 7.71
Resposta de um diferenciador a uma entrada quadrada.

O diferenciador pode se comportar como filtro passa-alta, conforme ilustra a figura 7.72, em que a frequência de corte vale 16 kHz.

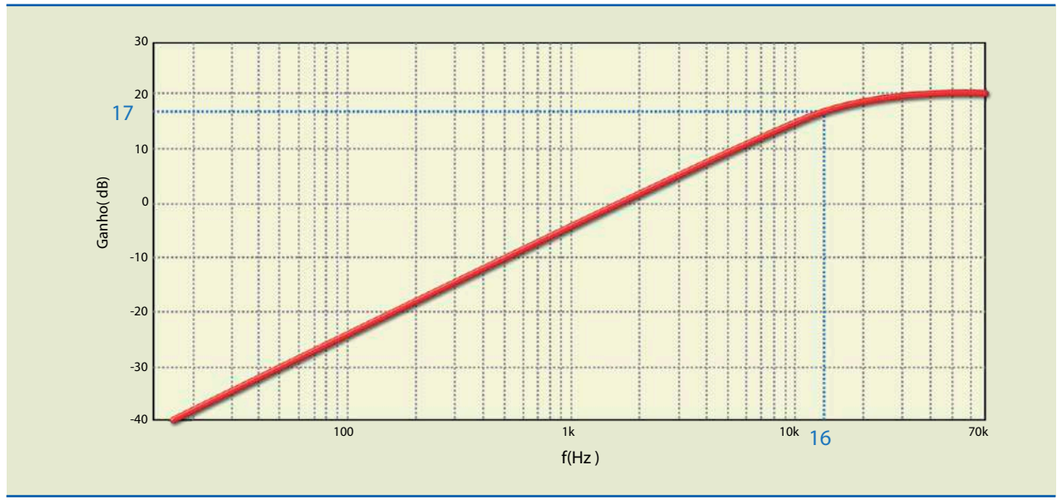


Figura 7.72
Curva de resposta em frequência do circuito da figura 7.69.

Filtros ativos

Filtros são circuitos que deixam passar sinais de determinadas frequências, atenuando as outras e de acordo com essas características. Existem os seguintes filtros:

- Filtro passa-alta (FPA).
- Filtro passa-baixa (FPB).
- Filtro passa-faixa (FPF).
- Filtro rejeita-faixa (FRF).

Os filtros podem ser construídos apenas com elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) ou com elementos passivos e ativos, como os com amplificador operacional, que permitem obter uma saída amplificada e com muito mais seletividade. Outra vantagem dos filtros com AO em relação aos filtros passivos é a resistência de entrada muito elevada e a resistência de saída muito baixa, o que possibilita ligar o filtro a uma carga sem modificar a frequência de corte.

Em razão da grande diversidade de circuitos, consideraremos aqui somente o filtro passa-baixa e o filtro passa-alta, de primeira e de segunda ordens. Os filtros de primeira ordem têm atenuação de 20 dB/decada e os de segunda ordem, de 40 dB/decada.

Filtro passa-baixa de primeira ordem

A figura 7.73 mostra o circuito e a curva de resposta em frequência de um FPB de primeira ordem. A frequência de corte é dada por:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Acima da frequência de corte, o ganho é atenuado de 20 dB/decada.

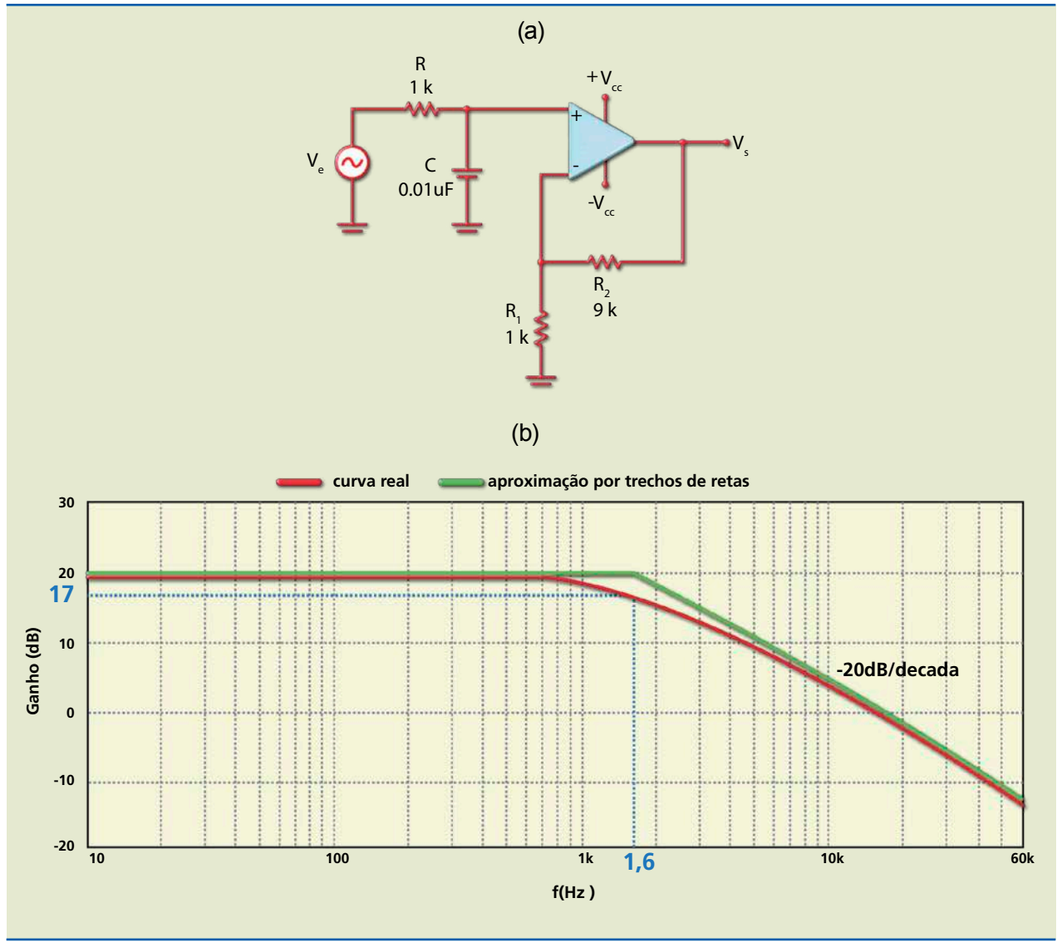


Figura 7.73
Filtro passa-baixa de primeira ordem: (a) circuito e (b) curva de resposta.

A expressão da tensão de saída (V_S) em relação à entrada (V_e) é dada por:

$$\text{Ganho} = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A_{Vf}}{1 + j(\frac{f}{f_C})}$$

O ganho é um número complexo, ou seja, tem módulo e fase. Nesse caso, A_{Vf} é o ganho de malha fechada determinado pelos resistores R_1 e R_2 – por exemplo, $A_{Vf} = 10$ ou 20 dB – e f_C a frequência de corte, dada por:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 1600 \text{ Hz}$$

O módulo do ganho é calculado por:

$$|\text{Ganho}| = \frac{A_{Vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_C}\right)^2}}$$

e, em decibéis:

$$|\text{Ganho}| = 20 \cdot \log\left(\frac{A_{Vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_C}\right)^2}}\right)$$

Para o circuito da figura 7.73a, a expressão do módulo do ganho em relação à frequência é:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1600}\right)^2}}$$

Se $f = 1600$ Hz, o ganho vale:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{1600}{1600}\right)^2}} = \frac{10}{\sqrt{1 + (1)^2}} = 7{,}07$$

e, em decibéis:

$$|\text{Ganho}| = 20 \cdot \log 7{,}07 = 17 \text{ dB}$$

Filtro passa-alta de primeira ordem

Essa configuração é obtida invertendo as posições de R e C, como no circuito da figura 7.74a.

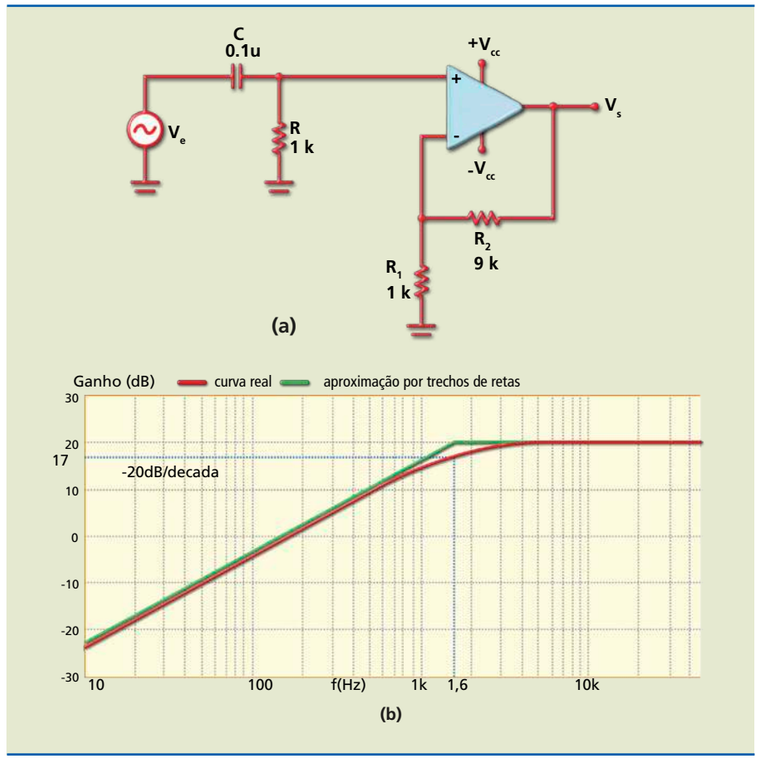
Para obter a frequência de corte, utiliza-se a expressão vista anteriormente:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Nesse caso, o módulo do ganho vale:

$$|\text{Ganho}| = \frac{A_{Vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_C}{f}\right)^2}} \text{ e } |\text{Ganho}| = 20 \cdot \log\left(\frac{A_{Vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_C}{f}\right)^2}}\right)$$

Figura 7.74
Filtro passa-alta de primeira ordem:
a) circuito e
b) curva de resposta.



Exemplo

Considere que no circuito da figura 7.74a a entrada é senoidal, de frequência 50 Hz e amplitude 5 V_P. Qual a amplitude da tensão na saída?

Solução:

Para calcularmos a amplitude da saída, precisamos determinar o ganho nessa frequência. Podemos, então, utilizar a expressão do módulo do ganho.

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 1600 \text{ Hz}$$

Para f = 50 Hz:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1+\left(\frac{1600}{50}\right)^2}} = \frac{10}{\sqrt{1+1024}} = 0{,}31$$

e, em decibéis: $|\text{Ganho}| = 20 \cdot \log 0{,}31 = -10{,}1 \text{ dB}$

Esse valor é equivalente ao obtido no gráfico da figura 7.74b.

Para finalizar, o valor de tensão é: $V_S = 0{,}31 \cdot V_e = 0{,}31 \cdot 5 = 1{,}55\ V_P$

Filtro passa-baixa de segunda ordem

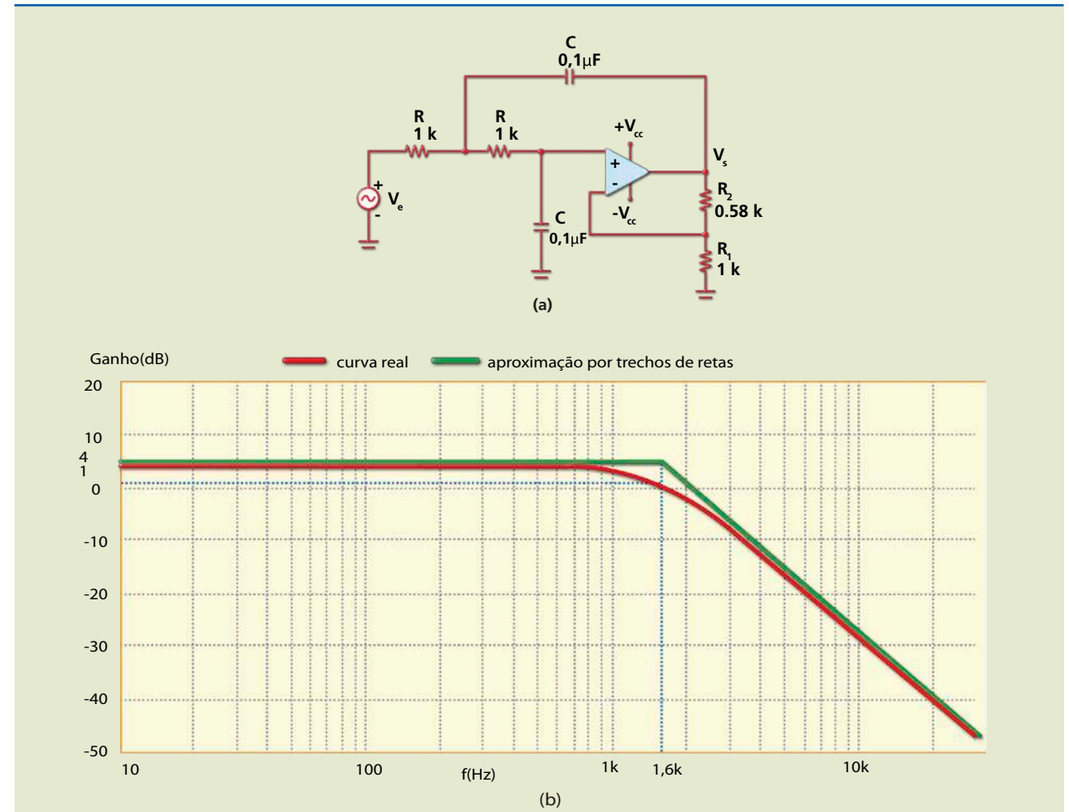
O filtro passa-baixa de segunda ordem (figura 7.75) usa dois capacitores e dois resistores para impor a frequência de corte. Para obter uma resposta mais plana possível, o ganho de malha fechada do amplificador não inversor deve ser aproximadamente 1,58. Portanto, a relação entre os resistores é: $R_2 = 0{,}58 \cdot R_1$. Assim, a frequência de corte é determinada por:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Por exemplo, se $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 0{,}58\ k\Omega$ e $C = 0{,}1\ \mu F$, a frequência de corte será:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}} \cong 1600 \text{ Hz}$$

Figura 7.75
Filtro passa-baixa de segunda ordem:
a) circuito e
b) curva de resposta.

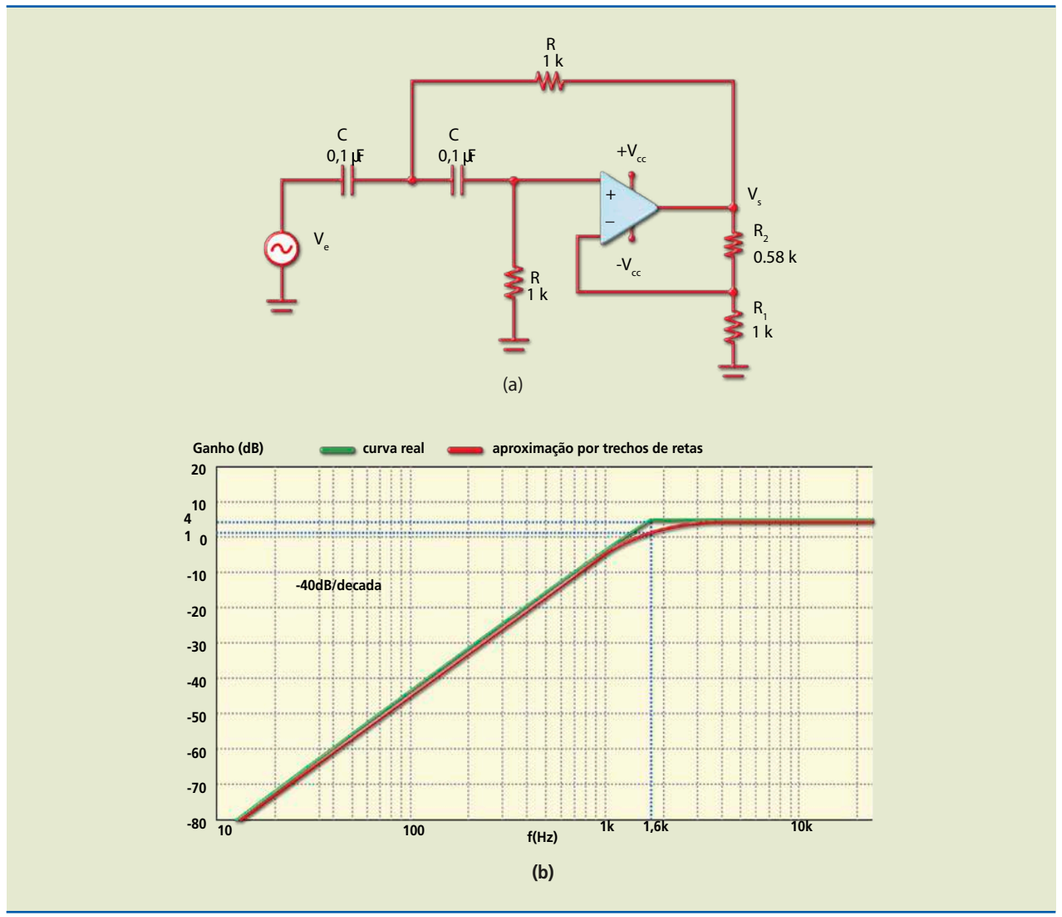


Filtro passa-alta de segunda ordem

O filtro passa-alta de segunda ordem é obtido invertendo as posições de R e C no filtro passa-baixa de segunda ordem da figura 7.75a. A relação entre os resistores é a mesma, ou seja, $R_2 = 0{,}58 \cdot R_1$, e a frequência de corte também é calculada por:

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Figura 7.76
Filtro passa-alta de segunda ordem:
a) circuito e
b) curva de resposta.



Observe no gráfico da figura 7.76a a atenuação de 40 dB/decada abaixo da frequência de corte. Isso significa que, se a frequência diminuir 10 vezes, o ganho será atenuado em 100 vezes. Por exemplo, se o sinal de entrada for senoidal e de frequência 700 Hz, o ganho valerá –10 dB ou 0,31. Se a frequência diminuir para 70 Hz, o ganho será de –50 dB ou 0,0031. Todos esses valores de ganho foram obtidos da curva de resposta em frequência.

7.2.5 Aplicações não lineares

As aplicações não lineares ocorrem pelo fato de o AO ter ganho muito elevado e, consequentemente, qualquer diferença de tensão aplicada nos terminais de entrada é suficiente para levar a saída a saturar.

Comparador de zero não inversor

No circuito comparador de zero não inversor (figura 7.77a), a tensão é aplicada na entrada inversora, que é simultaneamente comparada com 0 V. A figura 7.77b mostra a curva de transferência para valores de tensão de entrada maiores ou menores que 0 V. Observe que a saída satura positivamente se $V_e > 0$ e negativamente se $V_e < 0$.

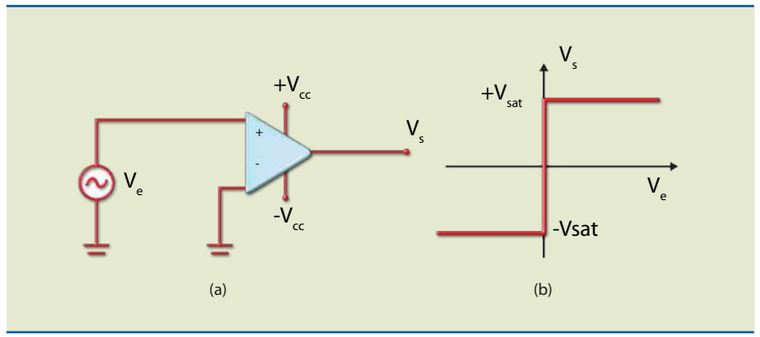


Figura 7.77
Comparador de zero não inversor:
a) circuito e
b) curva de transferência.

Outra característica desse circuito é a forma de onda na saída: se a entrada for senoidal, a saída será uma onda quadrada em fase com a senoidal e de mesma frequência (figura 7.78).

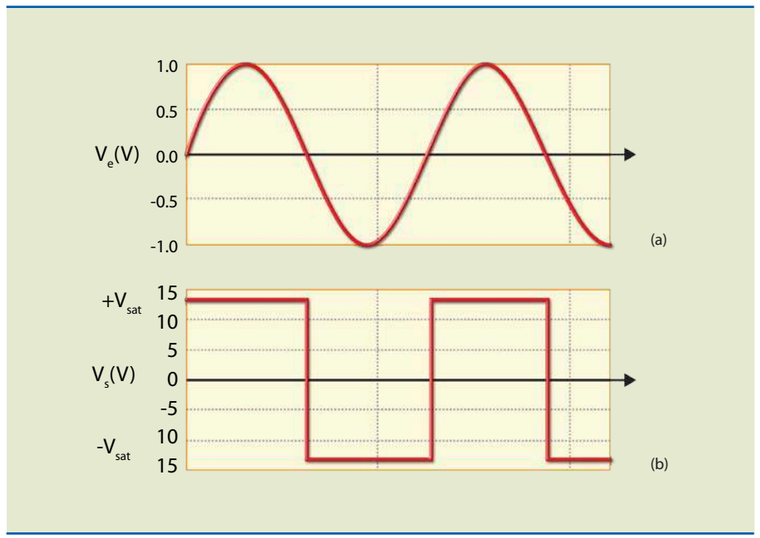


Figura 7.78
Formas de onda:
a) entrada e
b) saída.

Comparador de zero inversor

No circuito comparador de zero inversor (7.79a), a tensão deve ser aplicada na entrada inversora, e a entrada não inversora, conectada ao terra. A figura 7.79b apresenta a curva de transferência ($V_S \cdot V_e$). Note que a saída satura negativamente se $V_e > 0$ e positivamente se $V_e < 0$.

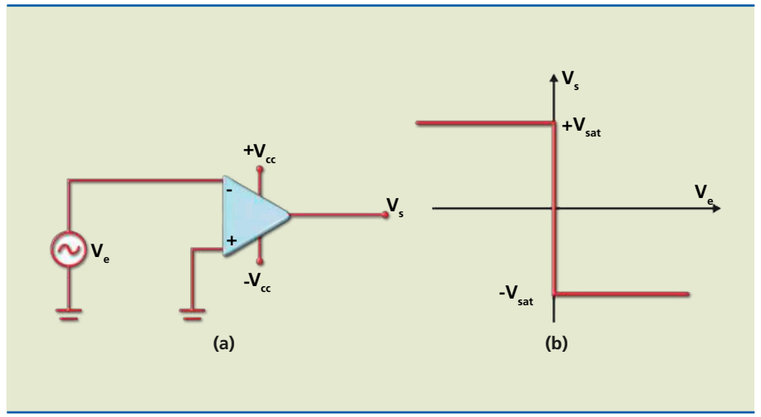


Figura 7.79
Comparador de zero inversor:
a) circuito e
b) curva de transferência.

Outra característica desse circuito é a forma de onda na saída: se a entrada for senoidal, a saída será uma onda quadrada defasada de 180° em relação à entrada e de mesma frequência (figura 7.80).

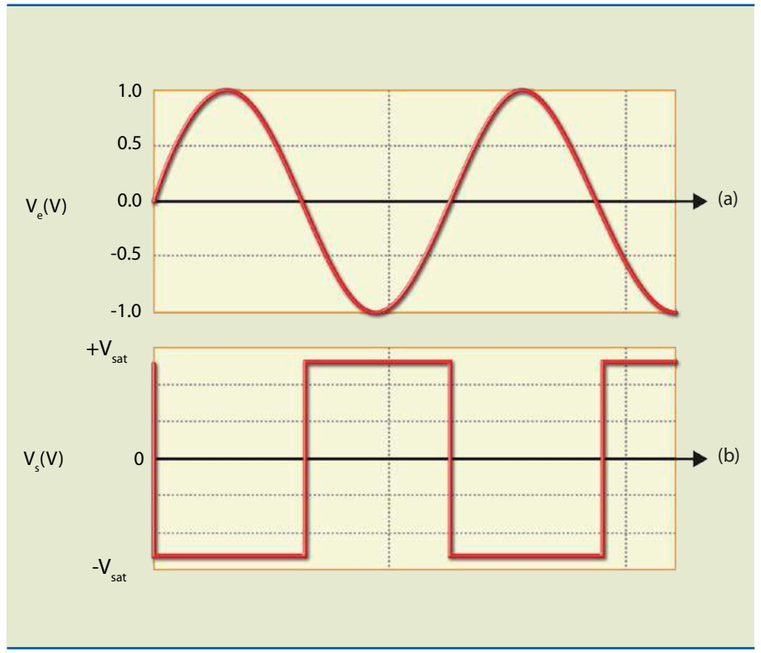


Figura 7.80
Formas de onda:
a) entrada e
b) saída.

Comparador de zero inversor com histerese

Os dois circuitos comparadores apresentados, por causa dos altíssimos ganhos, são suscetíveis a ruídos para valores de tensão de entrada próximos a zero. Se a tensão de entrada estiver passando por zero (ou fixar-se em 0 V) e aparecer um ruído de sinal na entrada, a tensão da saída oscilará entre $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ até que a amplitude de uma das entradas supere a amplitude do ruído. Para amenizar esse problema, aplica-se histerese para valores de tensão próximos a 0 V. A histerese, além de proteger a entrada do circuito contra ruídos, acelera a mudança de estado. Veja o circuito e a curva de transferência na figura 7.81.

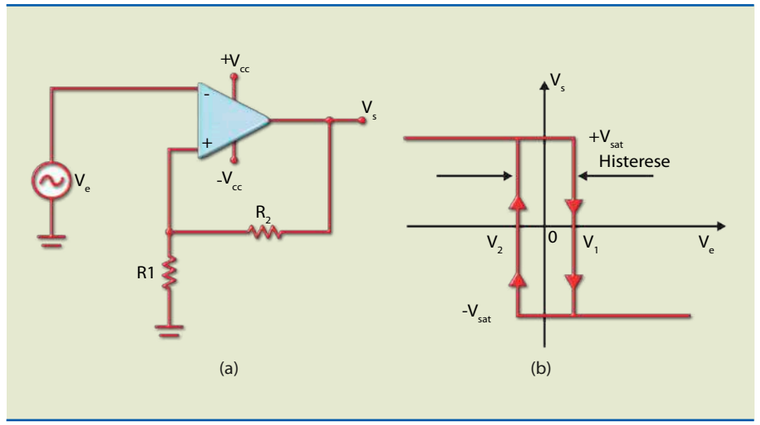


Figura 7.81
Comparador de zero inversor com histerese:
a) circuito e
b) curva de transferência.

A transição de $+V_{sat}$ para $-V_{sat}$ ocorre quando $V_e > V_1$ e a de $-V_{sat}$ para $+V_{sat}$, quando na entrada V3 < V2.

As tensões de limiar podem ser calculadas por:

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat(+)} \text{ e } V_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat(-)}$$

Um exemplo de aplicação dessa configuração é no primeiro circuito de frequencímetros digitais.

A amplitude da histerese depende do nível de ruído do local em que o circuito está instalado: em locais com alto nível de ruído, o circuito requer histerese maior; em locais com baixo nível do ruído, histerese menor. O valor da histerese é definido como: $H = V_1 - V_2$.

Comparador de nível

Em um circuito comparador de nível, são aplicadas tensão (V_e) em uma das entradas e tensão de referência (V_R) na outra. A figura 7.82 mostra um comparador de nível e sua curva de transferência.

Em que situações esse circuito é utilizado? Em qualquer uma em que seja necessário comprovar se uma condição é verdadeira ou não. Por exemplo, queremos saber se a água de um reservatório atingiu determinado nível ou não. Se não atingiu, a saída do comparador mantém a bomba ligada. Quando a água do reservatório atinge o nível estimado, a saída do AO se altera e a bomba é desligada. Note que, para essas condições, o nível máximo do reservatório deve ser associado à aplicação de tensão em uma das entradas e de tensão de referência na outra. O mesmo raciocínio vale para situações com outras grandezas; em vez de nível, a tensão pode estar associada a temperatura, posição etc.

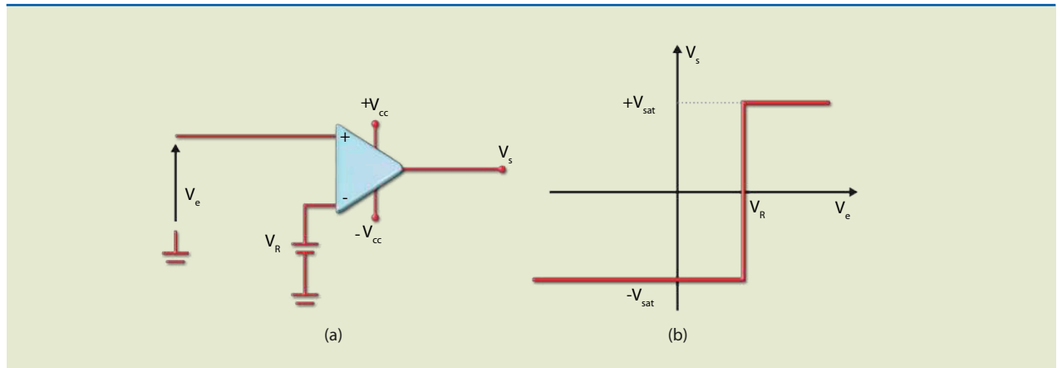
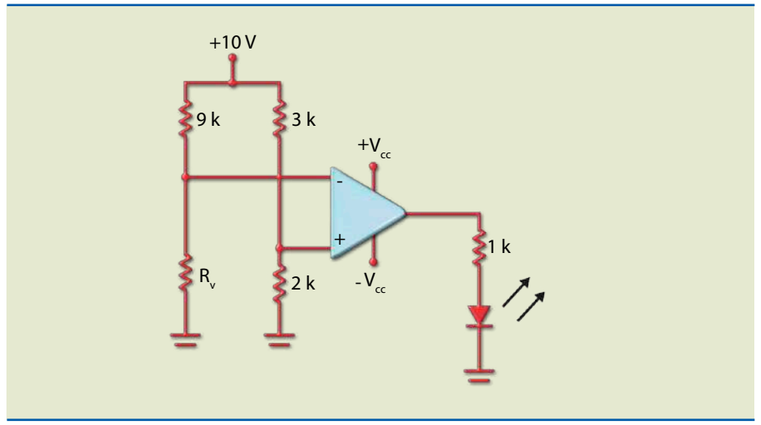


Figura 7.82
Comparador de nível inversor: a) circuito e b) curva de transferência.

Exemplo

No circuito da figura 7.83, para quais valores de R_v o LED acende?

Figura 7.83



Solução:

Para que o LED acenda, a tensão na saída deve ser alta e, consequentemente, a tensão na entrada não inversora tem de ser maior que a tensão na entrada inversora, isto é:

$$V_+ = \frac{2\,k \cdot 10\,V}{2\,k + 3\,k} = 4\,V\ ;\ V_- = \frac{R_v \cdot 10}{R_v + 9}$$

Logo, para que o LED acenda, $V_+ > V_-$ ou:

$$4 > \frac{R_v \cdot 10}{R_v + 9} \Rightarrow R_v < 6\,K$$

Monoestável

Um monoestável tem dois estados: um estável e um instável. O circuito muda do estado estável para o instável quando recebe uma ação externa (pulso). O circuito se mantém instável por um tempo determinado, que depende de um resistor e um capacitor. Depois desse tempo, o circuito volta automaticamente para o estado estável. Existem várias maneiras de construir um monoestável. A figura 7.84 mostra um circuito monoestável com AO e as formas de onda obtidas na saída.

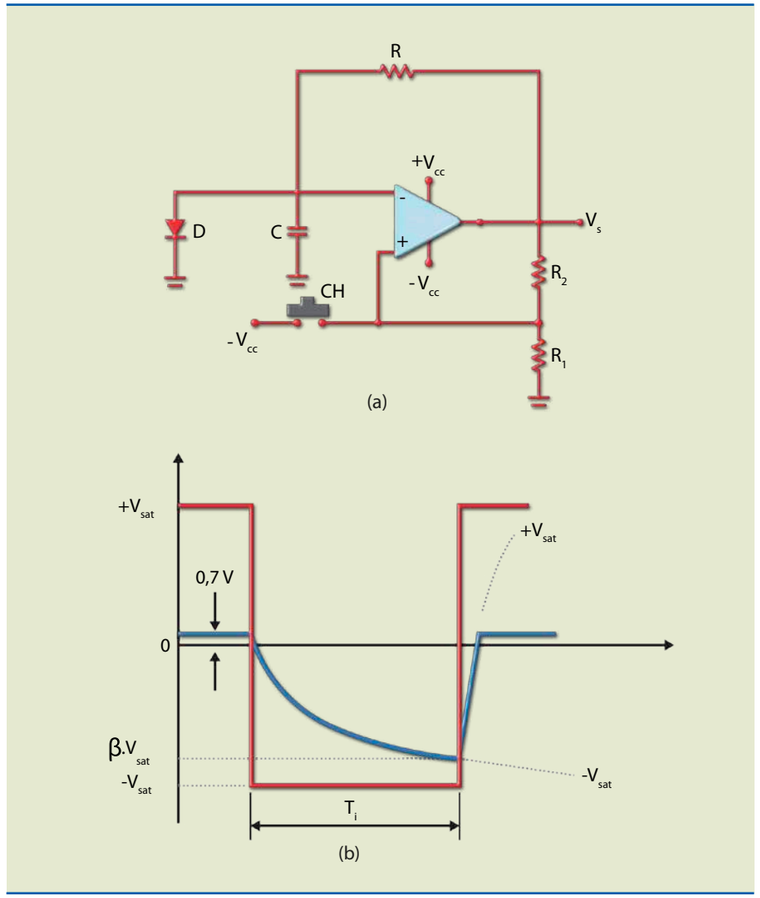


Figura 7.84
a) Circuito monoestável disparado manualmente e b) formas de onda.

O circuito monoestável inicia a operação no estado estável, com a saída em $+V_{sat}$ e o diodo D conduzindo com tensão em C, limitada em 0,7 V. Por meio do divisor de tensão, parte da tensão de saída ($\beta \cdot V_{sat}$) é realimentada para a entrada não inversora quando $\beta \cdot V_{sat} > 0{,}7$ V. Nessas condições, a saída permanece em $+V_{sat}$, caracterizando o estado estável.

Quando se aciona momentaneamente a chave CH, uma tensão negativa é imposta na entrada não inversora, ocasionando saturação negativa ($-V_{sat}$) na saída. Nessas condições, parte da tensão realimentada segue para a entrada não inversora, mantendo a saída em nível baixo mesmo que a chave seja desacionada. A partir desse instante, o capacitor começa a se carregar, reduzindo a tensão para $-V_{sat}$ (observe que o diodo corta). Quando a tensão no capacitor atinge $-\beta \cdot V_{sat}$, a saída aumenta para $+V_{sat}$ e o circuito retorna ao estado estável.

Apesar de se encontrar no estado estável, o circuito não permite novo disparo, pois isso faria com que a duração do estado instável fosse menor. Outro disparo pode ser aplicado apenas quando o circuito se recuperar totalmente (chave fechada momentaneamente).

A duração do estado instável é dada por: $T_i = R \cdot C \cdot \ln \dfrac{1}{1-\beta}$

em que $\beta = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$, que determina qual parcela da saída é realimentada para a entrada não inversora.

A recuperação pode ser mais rápida se for feita com um resistor de valor bem menor que R (figura 7.85).

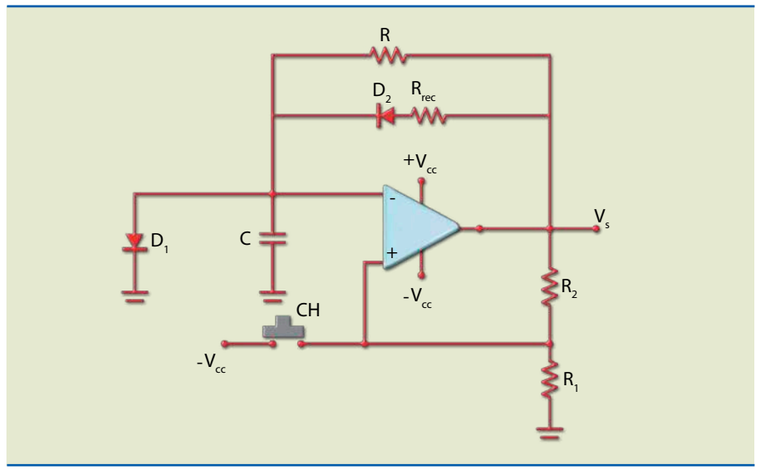


Figura 7.85
Monoestável de recuperação rápida.

Quando a saída muda para $-V_{sat}$ e o circuito entra no estado instável, o capacitor passa a se carregar por R. Quando o circuito retorna ao estado estável, o capacitor se carrega por R_{rec}, que tem valor de resistência muito menor que R.

Astável

O astável é um oscilador de onda quadrada que funciona por meio da carga de um capacitor. A figura 7.86 mostra o circuito básico. Nele, a saída oscila entre $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ quando as tensões de entrada são comparadas entre si. A tensão na entrada inversora é igual à tensão no capacitor e a tensão na entrada não inversora é uma parcela da tensão de saída.

Se $V_C = V_- > V_+$, a saída será $-V_{sat}$; do contrário, $+V_{sat}$.

Considerando, por conveniência, que a saturação positiva é igual à negativa, então:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat} = \beta \cdot V_{sat}$$

O período das oscilações é calculado por:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}, \text{ em que } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

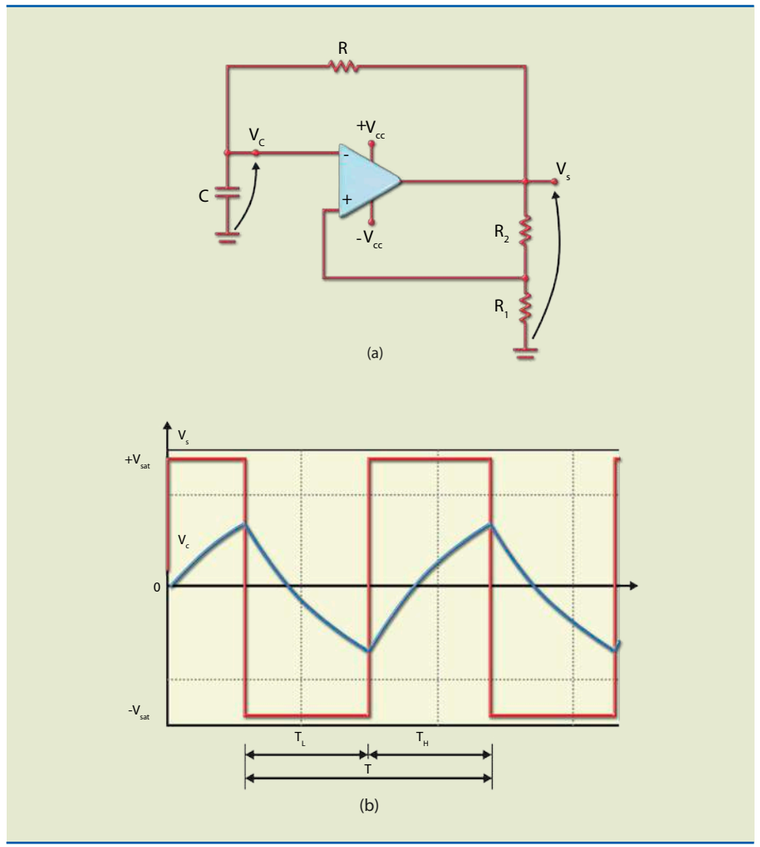


Figura 7.86
Astável simétrico:
a) circuito e
b) formas de onda.

Como o circuito é simétrico, os tempos alto (T_H) e baixo (T_L) são iguais, ou seja:

$$T_H = T_L = R \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

Quando é necessário que o tempo alto seja diferente do baixo, pode-se usar o circuito da figura 7.87.

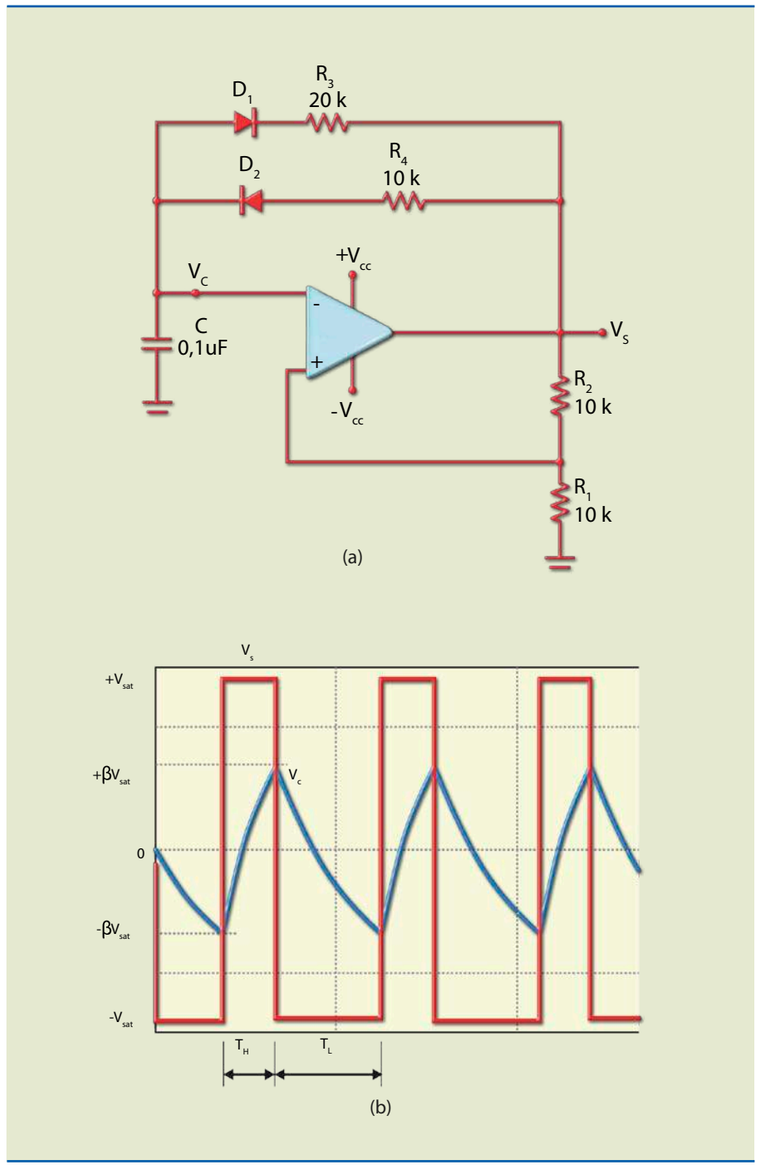


Figura 7.87
Astável assimétrico:
a) circuito e
b) formas de onda.

Nesse circuito, quando a saída é alta, o diodo D_1 conduz e o capacitor passa a se carregar por R_4 (10 kΩ), determinando o tempo alto. Quando a saída é baixa, o diodo D_2 conduz e o capacitor passa a se carregar por R_3, determinando o tempo baixo. Os tempos alto e baixo são calculados, respectivamente, por:

$$T_H = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \text{ e } T_L = R_3 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

Comparador de janela

Esse circuito detecta quando o valor de uma tensão está compreendido entre dois limites (figura 7.88). Na prática, como a cada valor de tensão está associado o valor de uma variável física, o circuito pode ser usado para detectar um intervalo de temperatura, de intensidade luminosa ou sonora etc.

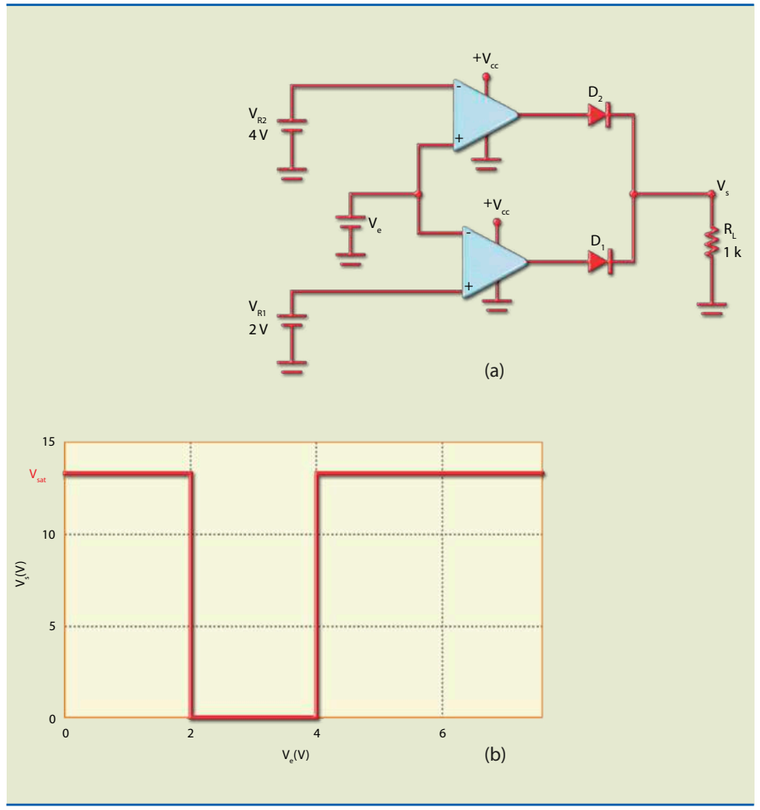


Figura 7.88
Comparador de janela:
a) circuito e
b) curva de transferência.

As tensões de referência V_{R1} e V_{R2} são obtidas de divisores de tensão, e a tensão de entrada V_e, de um divisor de tensão em que uma das resistências é um sensor que converte a variação de uma grandeza física em variação de resistência.

Retificador de meia onda

No circuito da figura 7.88, para $V_e < 0$, a saída do AO é positiva, polarizando o diodo D_2 de maneira direta e o diodo D_1 reversamente. O fluxo da corrente é por R_3 e o circuito opera como um amplificador inversor de ganho

$$\frac{R_3}{R_1}.$$

A tensão na saída desse circuito pode ser determinada por:

$$V_S = -\frac{R_3}{R_2} \cdot V_e$$

Analisando o circuito da figura 7.89a, é possível notar que, mantendo a entrada positiva, o diodo D_2 corta e o diodo D_1 conduz, e a corrente circula por R_2. A tensão de saída é obtida de R_3 e do anodo de D_1, que está ligado à entrada inversora, e, por estar ligada virtualmente ao terra, a saída V_s é nula.

Como $R_3 = R_1$, a amplitude da tensão de saída é a mesma da de entrada.

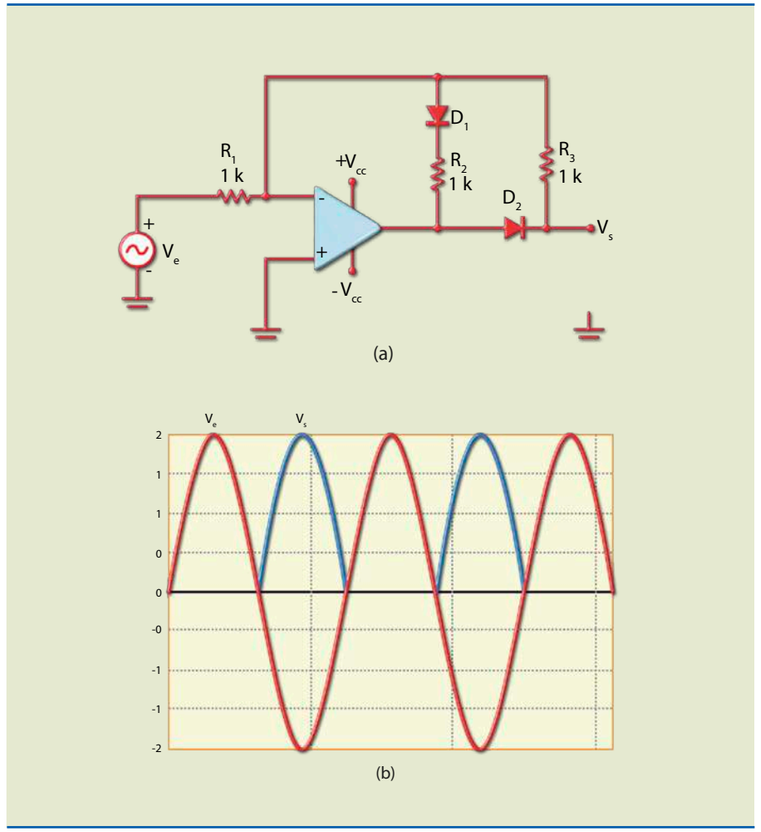


Figura 7.89
Retificador de meia onda: a) circuito e b) formas de onda de entrada e saída.

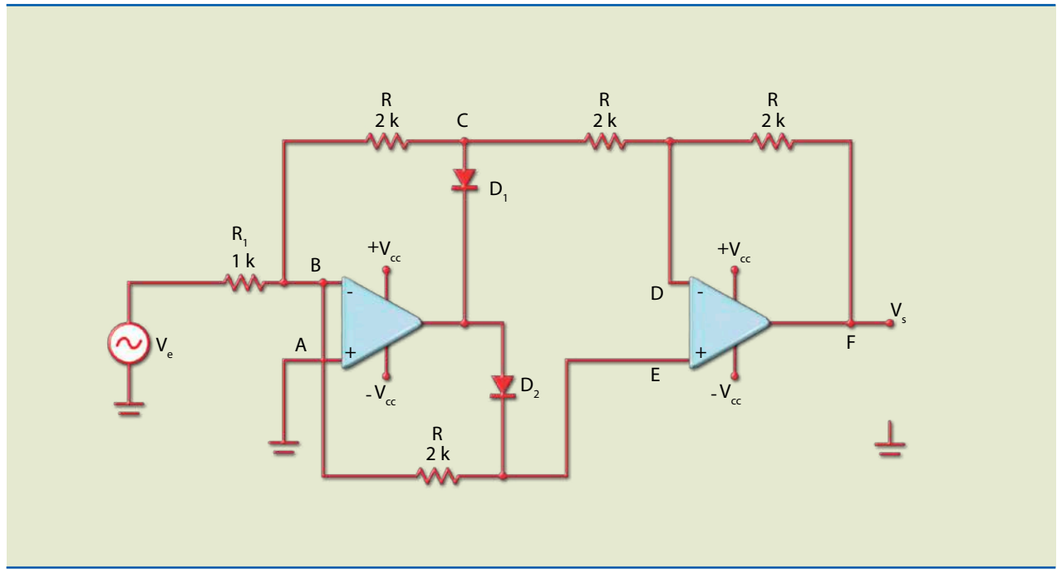
Uma característica interessante desse circuito é que ele consegue retificar sinais com amplitude bem menores que 0,6 V. Isso porque a tensão de condução do diodo é reduzida a

$\frac{0{,}7\ V}{A_V}$, em que A_V é o ganho em malha aberta.

Retificador de onda completa

Existem vários circuitos que executam essa função, mas vamos considerar o da figura 7.90, pois ele permite variar o ganho por R_1.

Figura 7.90
Circuito retificador de onda completa.



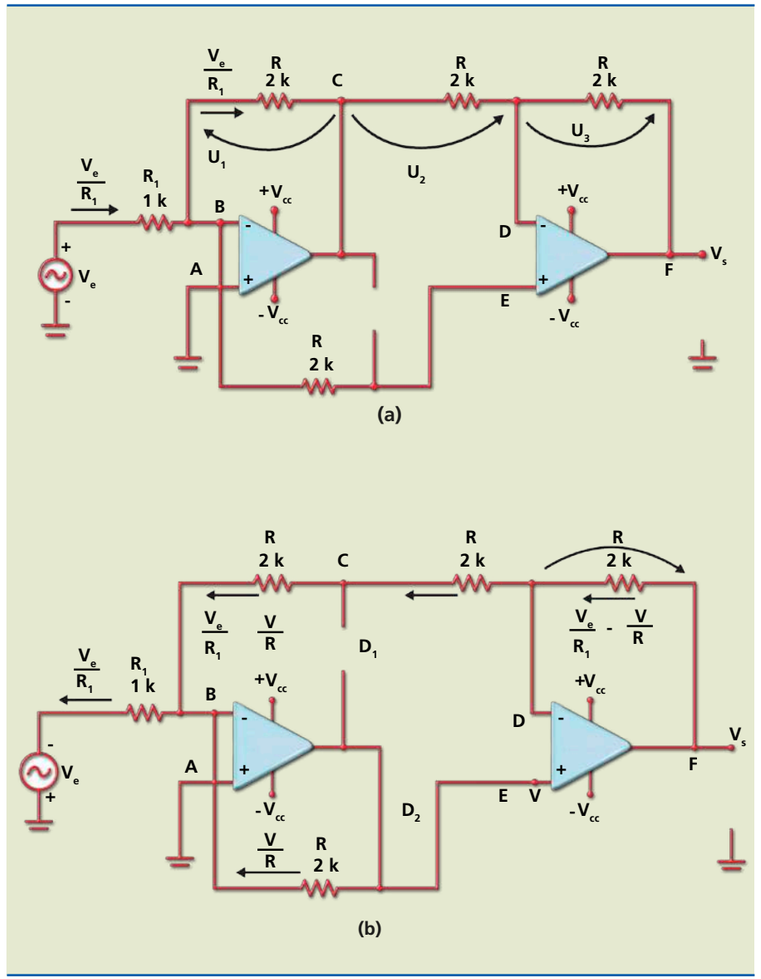
A figura 7.91a mostra o circuito no semiciclo positivo. Nessas condições, D_1 conduz e D_2 corta. A corrente, ao entrar em R_1, é calculada por:

$\frac{V_e}{R_1}$, e a tensão no primeiro resistor R, por: $U_1 = \left(\frac{V_e}{R_1}\right) \cdot R$

O ponto D tem mesmo potencial que o E, e, como não entra corrente por E, os pontos E e B tem mesmo potencial. Além disso, por causa do curto-circuito virtual, o ponto B tem mesmo potencial que o A (terra). Assim, $U_1 = U_2$. A corrente no ponto F é determinada por

$\frac{V_e}{R_1}$, e a tensão, por $U_3 = V_S = \frac{R}{R_1} \cdot V_e$.

Figura 7.91
Retificador de onda completa: a) semiciclo positivo e b) semiciclo negativo.



Assim, a tensão de saída é:

$$V_S = V + \left(\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}\right) \cdot R = \frac{R}{R_1} \cdot V_e$$

Podemos, então, concluir que o módulo do ganho é o mesmo para entrada positiva ou negativa.

No semiciclo negativo (figura 7.91b), a corrente segue por R_1. Nessas condições, D_2 conduz e D_1 corta. Assim, passa a existir uma corrente circulando por D_2. Considerando que a tensão no ponto E é V, a corrente em D_2 é determinada por V/R. Portanto, a corrente no ponto C é a diferença entre a corrente de entrada e a corrente em D_2:

$$\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}$$

Esse valor é o mesmo encontrado no ponto F; logo, a tensão na resistência de realimentação vale:

$$\left(\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}\right) \cdot R$$

Capítulo 8

Temporizador 555

O circuito integrado (CI) 555 é utilizado basicamente como temporizador, astável e biestável em diversas aplicações industriais e em projetos simples com finalidades educativas. Esse dispositivo foi desenvolvido inicialmente como NE-5555 pela Signetics na decada de 1970. Hoje é fabricado por mais empresas, como a Fairchild (NE555), a National Semiconductor (LM555), a Motorola (MC1555), a Philips (NE555), a RCA (CA555) e a Sanyo (LC7555).

Dentro do envoltório que condiciona esse dispositivo, há 23 transistores, dois diodos e 16 resistores (figura 8.1).

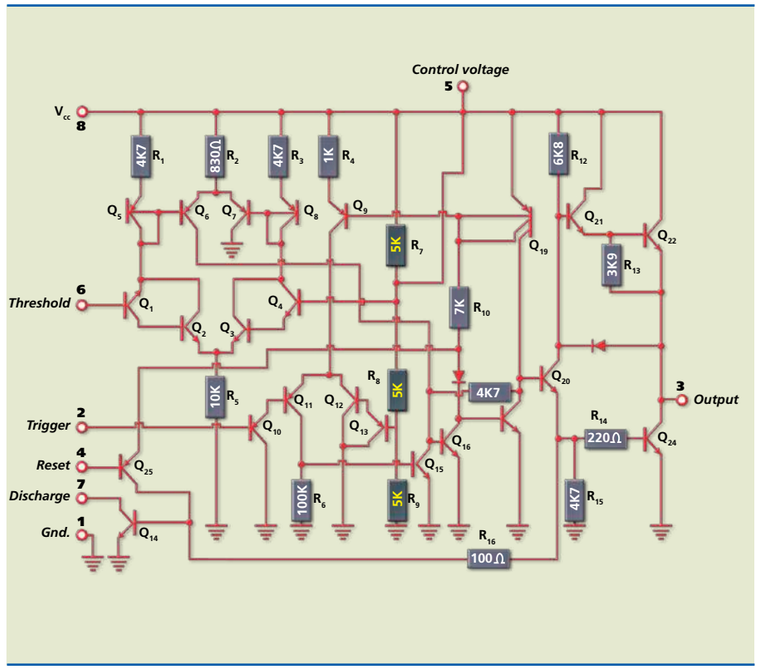


Figura 8.1
Circuito interno do CI 555.

Para entendermos o funcionamento desse circuito, vamos usar o diagrama de blocos da figura 8.2, uma vez que é quase impossível fazer uma análise pelo esquema do circuito interno.

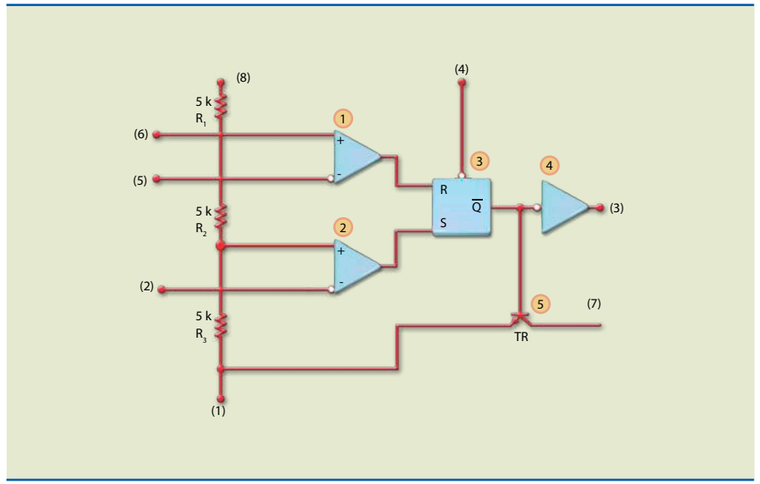


Figura 8.2
Diagrama de blocos do CI 555.

Os pinos do dispositivo 555 são representados pelos terminais numerados de 1 a 8 na figura 8.2 e apresentam as seguintes finalidades:

1. GND (terra).
2. *Trigger* (disparo).
3. Saída.
4. *Reset*.
5. *Control* (controle de tensão).
6. *Threshold* (limiar).
7. Descarga.
8. V_{CC}.

Entre os vários tipos de encapsulamento para esse dispositivo, o mais utilizado é o DIP (*dual in line package*) de quatro pares de pinos (figura 8.3a.)

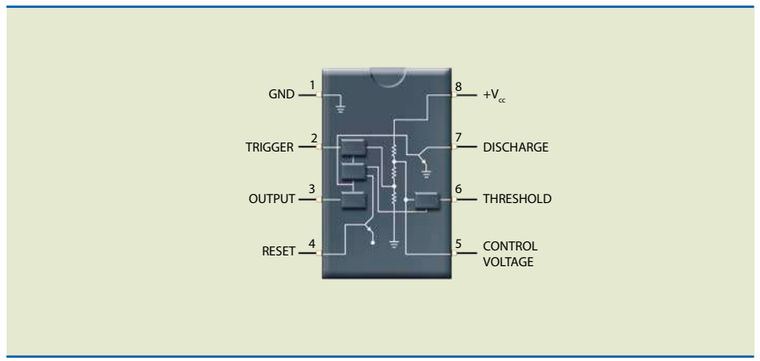


Figura 8.3
Esquema de encapsulamento DIP de oito pinos.

Existe um dispositivo, denominado 556, que armazena no encapsulamento dois circuitos integrados 555 (figura 8.4). Essa versão tem 16 pinos.

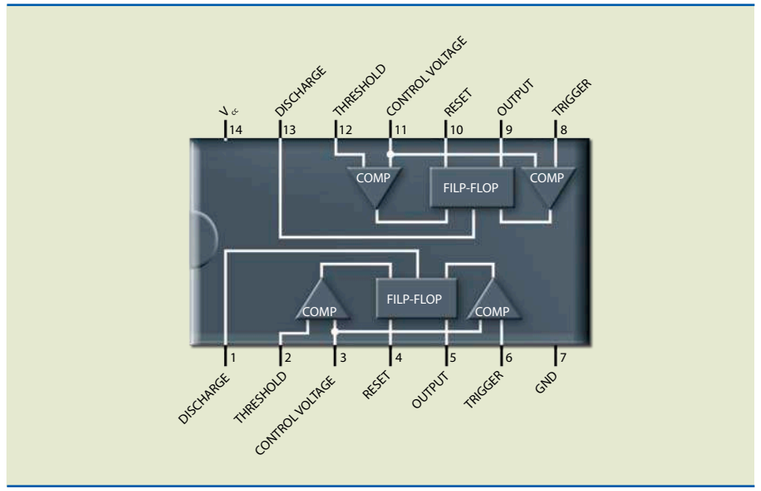


Figura 8.4
Dispositivo 556, com dois circuitos integrados 555.

Retomando a figura 8.2, podemos observar o divisor constituído por três resistores de 5 kΩ. Foram esses componentes que deram origem ao nome 555.

Os blocos indicados nessa figura são:

1 e 2: Comparadores – São elementos que promovem uma resposta na saída pela comparação das entradas: se $V_+ > V_-$, a saída será alta; se $V_+ < V_-$, será zero (figura 8.5).

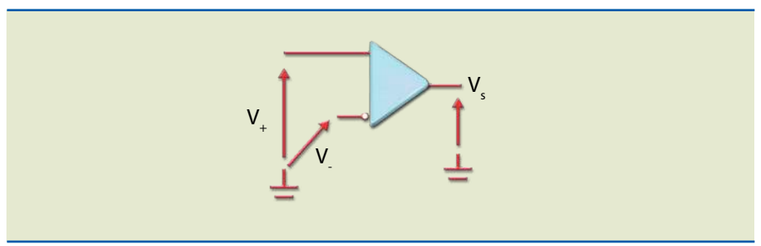
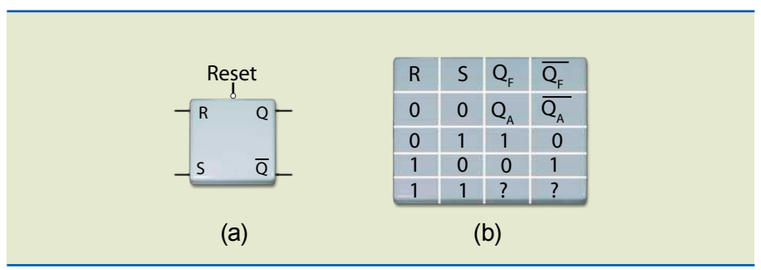


Figura 8.5
Comparador.

3: *Flip-flop* RS (FF RS) – É um biestável (figura 8.6a) que muda de estado de acordo com o nível das entradas e com a tabela verdade (TV) da figura 8.6b.



R	S	Q_F	$\overline{Q_F}$
0	0	Q_A	$\overline{Q_A}$
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	?	?

Figura 8.6
a) *Flip-flop* RS e
b) tabela verdade.

4: *Buffer* de saída – É o estágio de potência do 555, responsável pela razoável capacidade de corrente que esse dispositivo pode fornecer ou consumir (aproximadamente 200 mA).

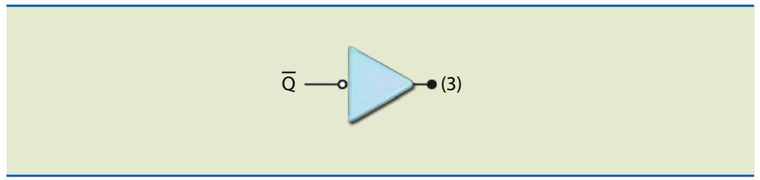


Figura 8.7
Buffer de saída.

5: Transistor de descarga – Opera como chave nas seguintes situações: quando $\overline{Q} = 1$, satura descarregando o capacitor externo; quando $\overline{Q} = 0$, atua como chave aberta.

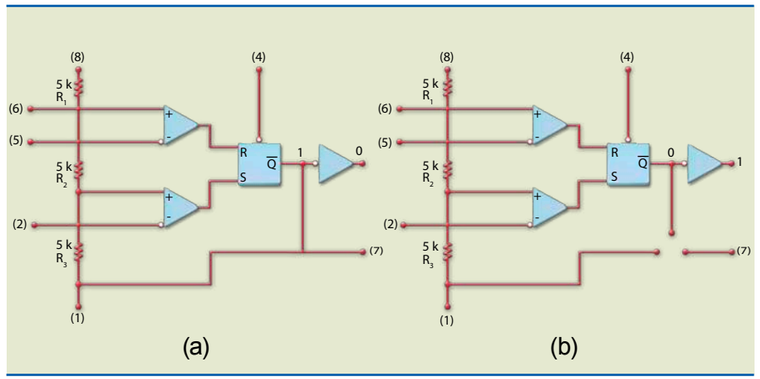


Figura 8.8
Transistor de descarga:
a) saturado e
b) cortado.

8.1 Circuito integrado 555 como monoestável

Como vimos no capítulo 7, um circuito monoestável tem dois estados: um estável e um instável; trata-se do primeiro modo de operação. A figura 8.9a mostra o circuito básico e a figura 8.9b, os componentes internos desse circuito.

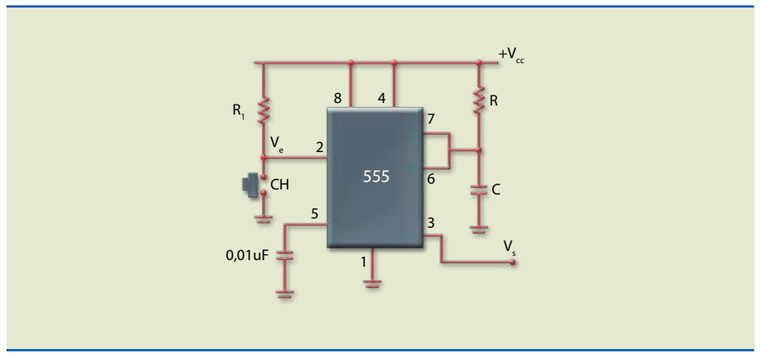
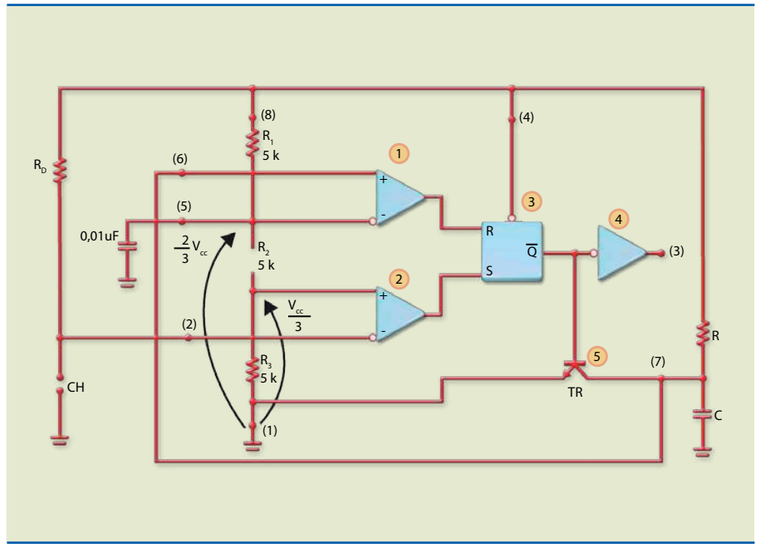


Figura 8.9a
CI 555 como monoestável: circuito básico.

Figura 8.9b
CI 555 como monoestável: circuito com diagrama de blocos interno.



Observe, na figura 8.9b, as tensões de referência nas entradas dos comparadores. A tensão de valor $^2/_3\ V_{CC}$ está aplicada na entrada inversora (pino 5) do comparador 1 e é comparada com a tensão não inversora (pino 6), que é a tensão no capacitor. A tensão de referência de valor $V_{CC}/3$ está aplicada na entrada não inversora do comparador 2 e é comparada com a tensão no pino 2.

Para o circuito em análise, a condição estável ocorre quando $V_S = 0$, pois nesse caso a base do transistor TR está com nível alto e o transistor saturado; portanto, o capacitor C não consegue se carregar. Se a chave CH está aberta, a tensão no pino 2 passa a valer V_{CC}, maior que $V_{CC}/3$; logo, $S = 0$.

Como estamos admitindo que a saída é zero, podemos concluir que o transistor interno está saturado, e, assim, a tensão nos pinos 6 e 7 vale zero, apresentando valor menor que $^2/_3\ V_{CC}$; portanto, $R = 0$. Como as entradas do FF são iguais a zero, o estado é mantido (ver, na figura 8.6b, a TV do FF RS), e a saída permanece em zero indefinidamente.

Se a chave CH é pressionada momentaneamente, o pino 2 passa a valer zero, o que faz com que a saída do comparador 2 e, portanto, a entrada S sejam 1. Essas condições ($S = 1$ e $R = 0$) levam FF a ter valor 1 e, logo, $\overline{Q} = 0$, cortando TR e impondo 1 (V_{CC}) na saída. Observe que, mesmo quando a chave é aberta, $S = R = 0$, o que mantém o estado atual.

A partir daí, o capacitor começa a se carregar com constante de tempo $R \cdot C$, o que leva a tensão a tender para $+V_{CC}$. Quando a tensão no capacitor, que é a mesma do pino 6, é superior a $^2/_3\ V_{CC}$, temos $R = 1$ e $S = 0$, o que impõe $Q = 0$ e, portanto, $\overline{Q} = 0$. Como consequência, TR satura, descarregando de modo instantâneo o capacitor e fazendo a saída reduzir a zero. A figura 8.10 mostra graficamente a operação do monoestável.

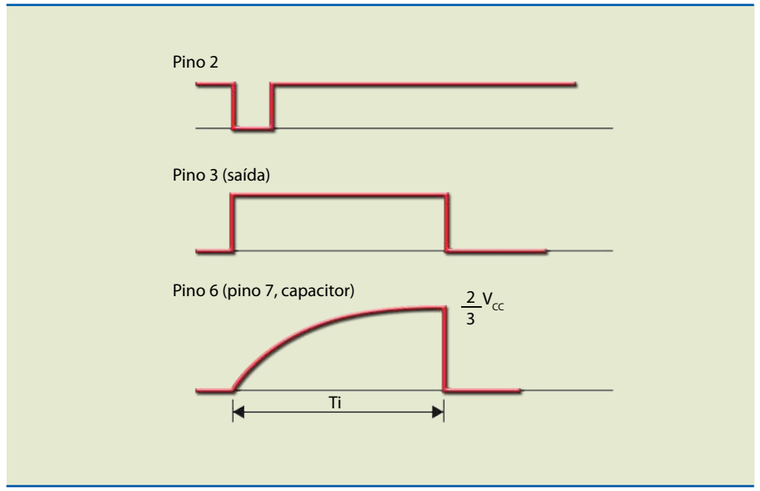


Figura 8.10
Formas de onda no monoestável.

A duração do estado instável é determinada por:

$$T_i = 1{,}1 \cdot R \cdot C$$

Observações

1. O fabricante recomenda que o valor do resistor de temporização (R) não seja baixo $R \geq 1\ k$, por questões de segurança), para evitar a saturação do transistor, pois quando o TR está saturado, a corrente que circula por ele é determinada por:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R}$$

2. A duração do pulso de disparo (tempo que o pino 2 fica em zero) deve ser menor que a duração da temporização (T_i).

8.1.1 Aplicações do monoestável

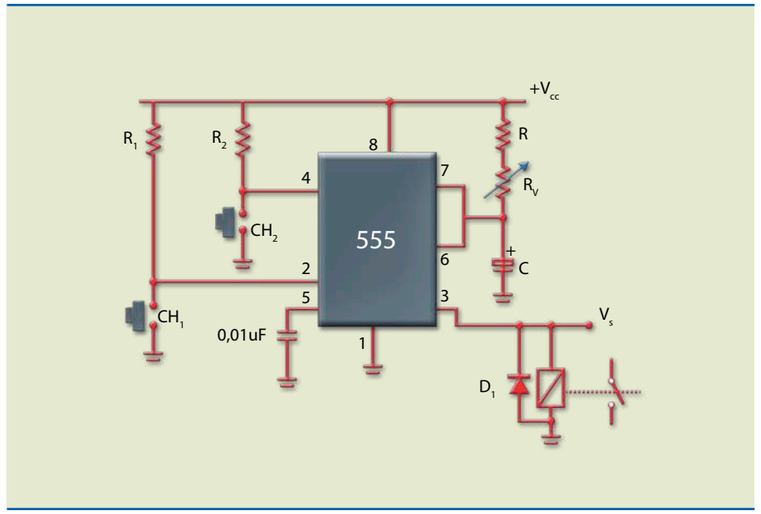
Existem inúmeras aplicações do circuito monoestável. Vamos analisar duas delas: como temporizador e como divisor de frequências.

Temporizador

Quando usado como temporizador (*timmer*), o circuito permite ligar e desligar automaticamente uma carga (lâmpada, motor, alarme etc.) durante um intervalo que pode ser alterado por meio de ajuste do tempo.

Observe a figura 8.11, que mostra o circuito básico para acionamento de um relé. A chave CH1 dispara o circuito e inicia a contagem do tempo, e a chave CH2 interrompe a contagem e zera o tempo. A resistência de temporização é a soma de R e R_V. Desse modo, é possível variar o tempo do contador. O diodo D_1 não é funcional; ele protege a saída do dispositivo quando a saída está em zero.

Figura 8.11
Temporizador.



Divisor de frequências

É possível ajustar o tempo de temporização (T_i) no circuito básico da figura 8.9a, de maneira que ele passe a operar como divisor de frequências. Nessas condições, o sinal de entrada tem frequência f e o sinal de saída,

$\frac{f}{n}$, em que n é um número inteiro (2, 3, 4...).

No circuito da figura 8.12a, o sinal de entrada tem frequência f_e $\left(T_e = \frac{1}{f_e}\right)$.

Assim, T_i deve ser calculado prevendo que, no instante em que a saída estiver em zero, a entrada tem de estar em alta. As figuras 8.12b e 8.12c mostram dois casos, como divisor por 2 e como divisor por 3, respectivamente.

Exemplo

Considere, na figura 8.12a, que o sinal de entrada tem frequência de 1 kHz (T_e = 1 ms). Calcule R para que a saída tenha frequência de 500 Hz (T_s = 2 ms).

Dado: C = 100 nF.

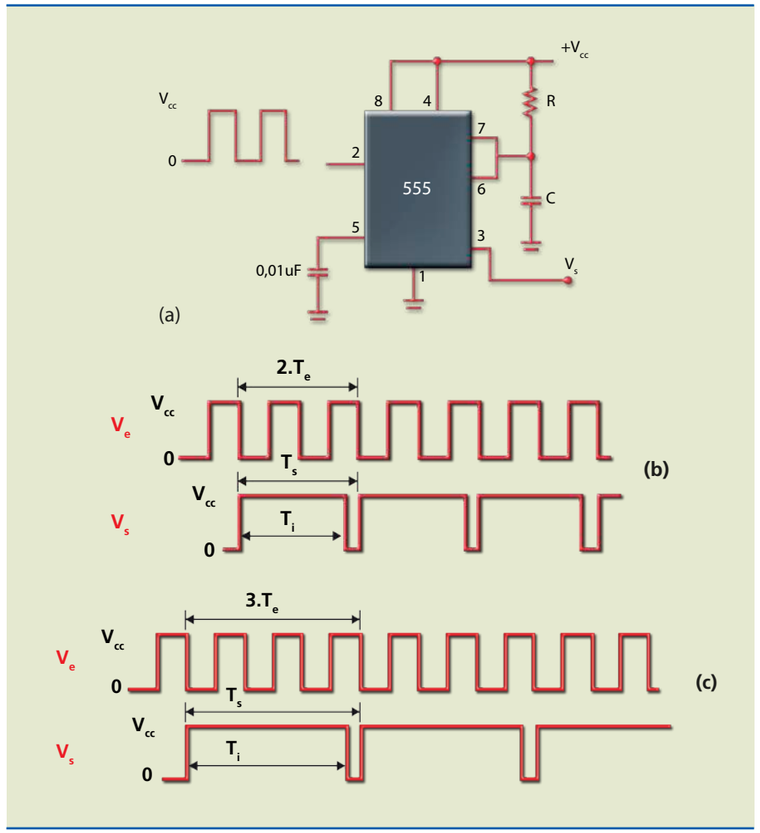


Figura 8.12
Divisor de frequências.

Solução:

Existem diferentes valores de R que podem resultar em um divisor por 2.

A figura 8.13 apresenta o sinal de entrada e o de saída.

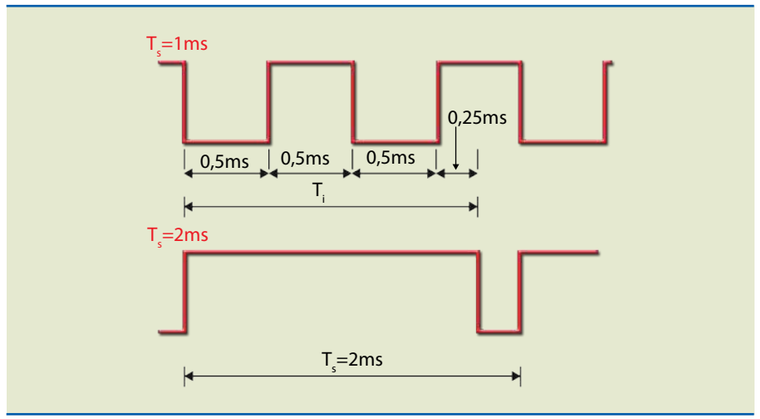


Figura 8.13
Exemplo de divisor por 2 com entrada de frequência 1 kHz.

Nessa figura, vamos admitir que $T_i = 1{,}75$ ms (existem outros valores que satisfazem a solução). Nessas condições, R pode ser calculado.

Como $T_i = 1{,}1 \cdot R \cdot C$, então:

$$R = \frac{1{,}75 \cdot 10^{-3}}{1{,}1 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \cong 16\ k$$

8.1.2 Cadeia de monoestáveis

Essa configuração é chamada de cadeia porque vários monoestáveis estão interligados em sequência, de maneira que um monoestável dispara o seguinte, enquanto está ocorrendo a descida do pulso. A finalidade principal é permitir que sejam ligadas atividades sequenciais com duração determinada de tempo (figura 8.14).

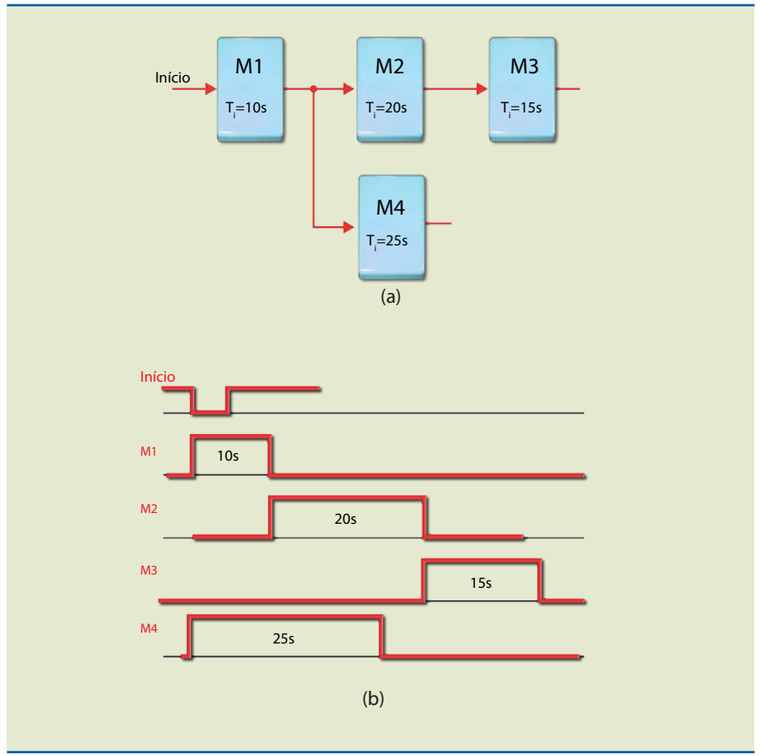


Figura 8.14
Cadeia de monoestáveis: a) diagrama de blocos e b) diagrama de tempos.

O disparo pela borda acontece quando a tensão no pino 2 (*trigger*) muda de $+V_{CC}$ para zero, e essa variação é transformada em um pulso por meio de um circuito diferenciador (R_1 e C_1 na figura 8.15). Tal procedimento é usado para que a saída de um monoestável dispare o monoestável subsequente (cadeia de monoestáveis).

Quando desejamos que ocorra **disparo pela borda** do pulso, basta colocarmos um diferenciador na entrada R_1 e no capacitor C_1 (figura 8.15). A chave CH, ao ser pressionada, liga o capacitor ao terra, fazendo com que no pino 2 momentaneamente seja aplicado 0 V, o que dispara o monoestável, iniciando a temporização. C_1, então, começa a se carregar por R_1.

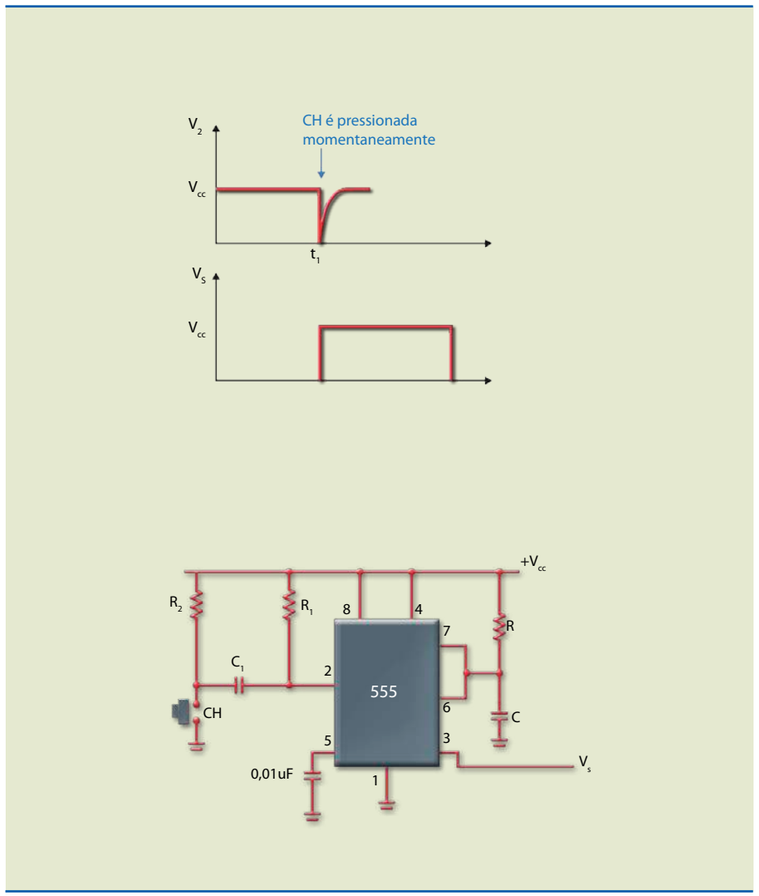


Figura 8.15
Disparo pela borda no circuito do monoestável.

8.2 Circuito integrado 555 como astável

O circuito básico é apresentado na figura 8.16a, e seu diagrama de blocos internos, na figura 8.16b.

Como o circuito da figura 8.16 é um oscilador, devemos considerar uma saída em cada instante e analisar o circuito a partir desse ponto. Nessa análise, vamos levar em conta as seguintes informações: saída alta ($Q = 1$); capacitor carregando-se ($\overline{Q} = 0$); transistor interno cortado com tensão tendendo a $+V_{CC}$ (figura 8.17a).

Quando há tensão em C, existe tensão em $V_C = V_2 = V_6$. Nesse momento, se a tensão em C é maior que

$\frac{2}{3}V_{CC}$, então $R = 1$ e $S = 0$, o que impõe: $Q = 0$ (*reset*) e $\overline{Q} = 1$.

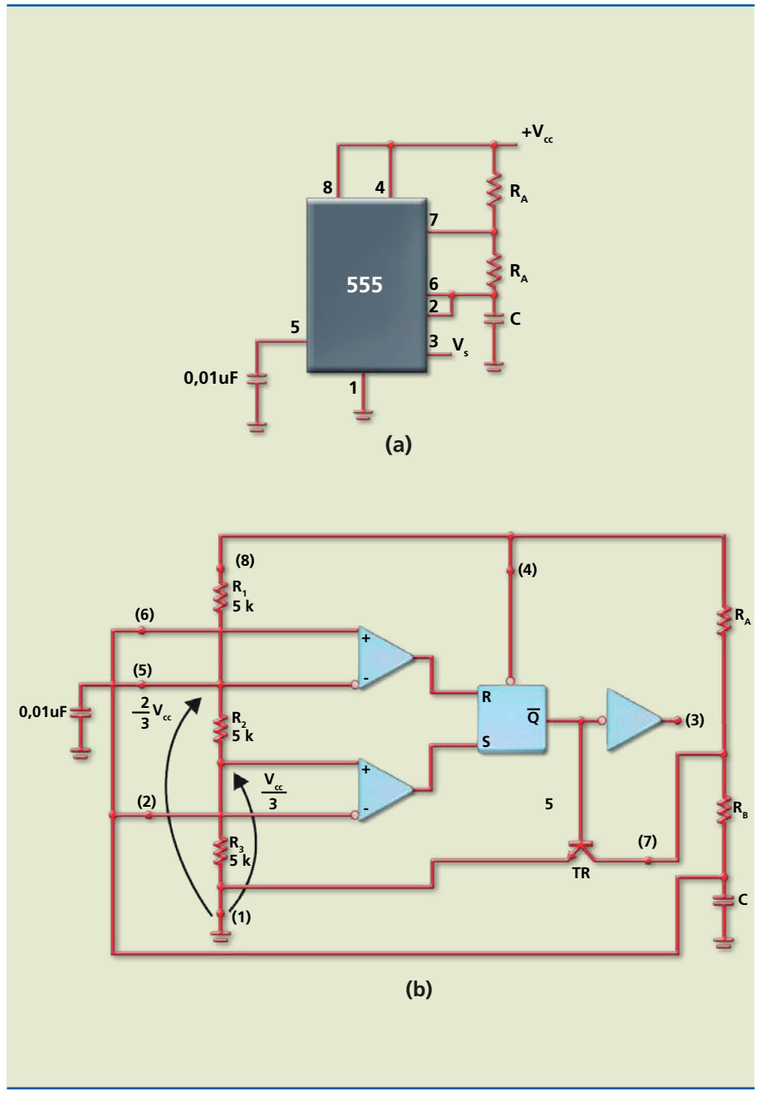


Figura 8.16
Astável:
a) circuito básico e
b) circuito com diagrama de blocos interno.

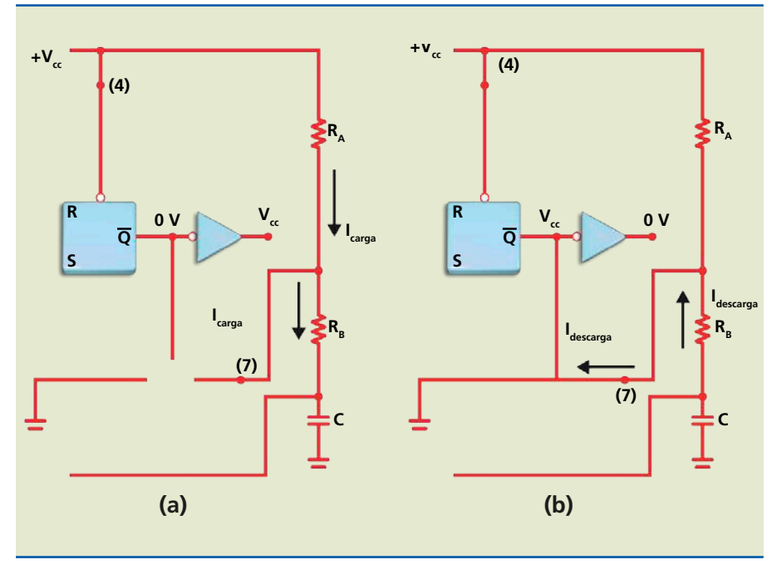


Figura 8.17
Capacitor:
a) carga e
b) descarga.

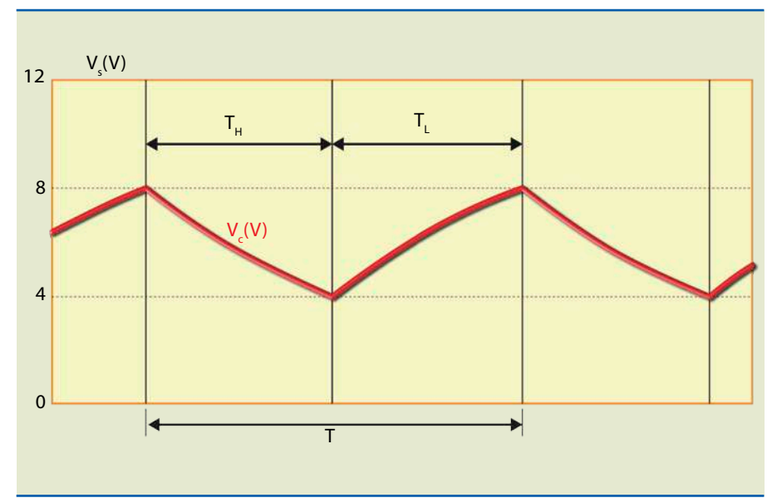


Figura 8.18
Formas de onda da tensão na saída (V_S) e no capacitor (V_C) do circuito da figura 8.16a.

Com isso, a saída (pino 3) vai a zero e o transistor TR satura, fazendo com que o capacitor se descarregue por meio de R_B e do transistor interno (figura 8.17b).

Quando a tensão em C fica abaixo de $\frac{V_{CC}}{3}$, então R = 0 e S = 1, o que impõe: Q = 1 e $\overline{Q}$ = 0.

Um transistor é levado à condição de corte (ou é cortado) quando torna todas as correntes nulas e tenta aplicar novamente tensão no circuito.

Desse modo, o transistor interno é **levado à condição de corte** e o capacitor volta a se carregar (a partir de $V_{CC}/3$), e o ciclo se repete.

A figura 8.18 mostra as formas de onda no capacitor e na saída do circuito da figura 8.16a.

O período das oscilações é dado por:

$$T = T_H + T_L$$

em que T_H é o tempo alto e T_L o tempo baixo. Assim:

$$T_H = 0{,}69 \cdot (R_A + R_B) \cdot C \text{ e } T_L = 0{,}69 \cdot R_A \cdot C.$$

Se $R_B >> R_A$, os tempos alto e baixo serão aproximadamente iguais, sempre. Lembre que a resistência R_A deve ser maior que 1 kΩ para proteger o transistor interno.

Genericamente, o tempo pode ser determinado pelas expressões:

$$T_H = 0{,}69 \cdot R_{carga} \cdot C \text{ e } T_L = 0{,}69 \cdot R_{descarga} \cdot C.$$

R_{carga} é a resistência que o capacitor enxerga durante a carga e $R_{descarga}$ a resistência que o capacitor enxerga na descarga.

Observe que, se os caminhos da carga e da descarga puderem ser controlados, é possível administrar os tempos alto e baixo. Por exemplo, no circuito da figura 8.19a, a carga do capacitor é feita por $R_1 + R_2$ (34 kΩ) e a descarga, por $R_2//R_3$ (33 kΩ//5 kΩ), resultando nas formas de onda da figura 8.19b.

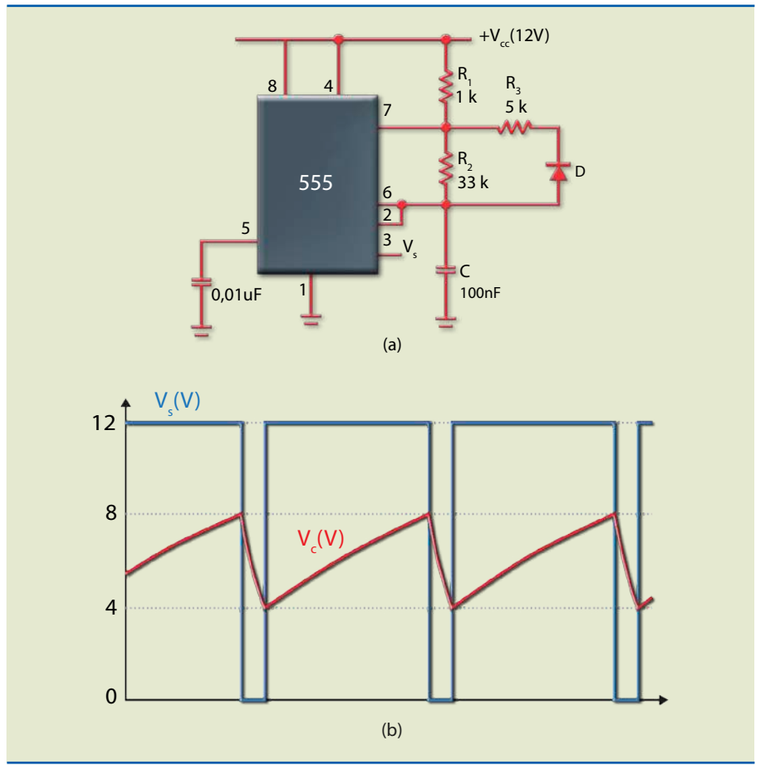


Figura 8.19
a) Circuito com tempo alto muito maior que o baixo e b) formas de onda.

No entanto, se o diodo for invertido, o tempo alto será muito menor que o baixo, como mostra a figura 8.20a. O diodo D conduz na carga do capacitor, que é feita por $R_1 + (R_2//R_3)$, ou seja, 1 kΩ + (33 kΩ//5 kΩ). Na descarga, o diodo corta e o capacitor descarrega por R_2 (33 kΩ), resultando nas formas de onda da figura 8.20b.

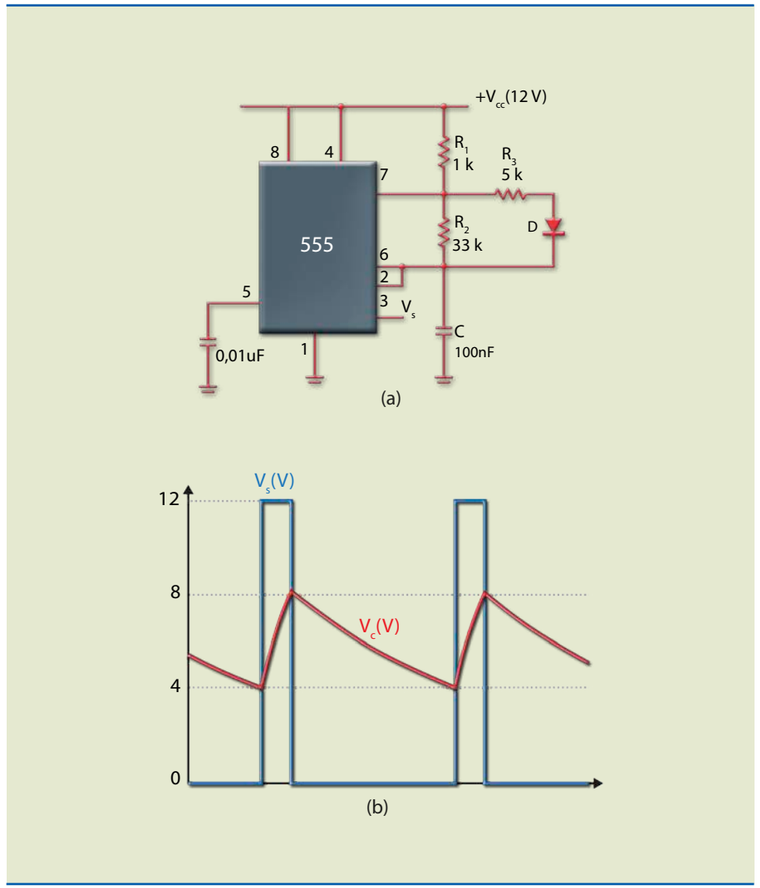


Figura 8.20
a) Circuito com tempo alto muito menor que o baixo e b) formas de onda.

8.3 Circuito integrado 555 como biestável

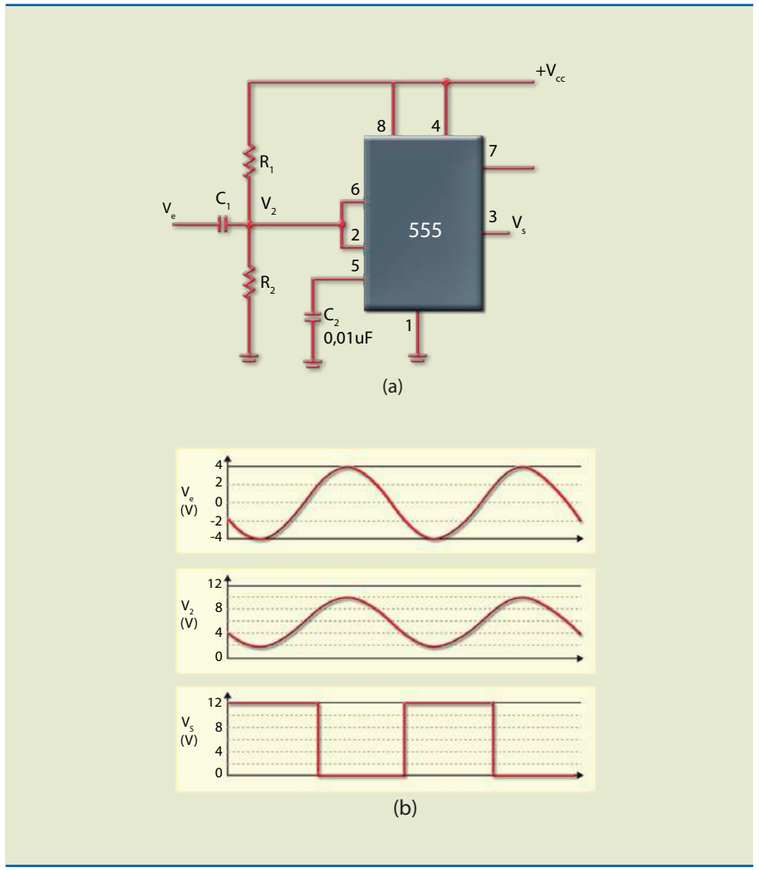
O circuito integrado 555 pode ser usado como biestável controlado por tensão. Nessa configuração, ele é chamado de Schmitt Trigger. Observe, na figura 8.21, que o sinal de entrada é aplicado nos pinos 2 e 6, por meio de um capacitor C_1. Os resistores R_1 e R_2 polarizam as entradas 2 e 6 com a tensão:

$$V_2 = V_6 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{cc}$$

Quando $R_1 = R_2 = R$, a tensão de polarização é $V_{cc}/2$. Vimos que, se a tensão no pino 6 for maior que $^2/_3\ V_{cc}$, R = 1; se maior que $^1/_3\ V_{cc}$, S = 0 e, portanto, $V_S = 0$.

Quando a tensão nos pinos 6 e 2 fica menor que $^1/_3\ V_{cc}$, temos R = 0 e S = 1, o que impõe na saída a tensão V_{CC}.

Figura 8.21
Schmitt Trigger:
a) circuito e
b) formas de onda.



Capítulo 9

Transistor unijunção

Como o nome diz, o transistor unijunção (UJT) tem somente uma junção. Sua estrutura física se constitui de uma barra de material N levemente dopada, na qual são difundidas impurezas tipo P com maior concentração que o material N. Existe também o UJT complementar, em que a barra é de material P e a base de material N. A figura 9.1 mostra a estrutura física, o símbolo e o circuito equivalente.

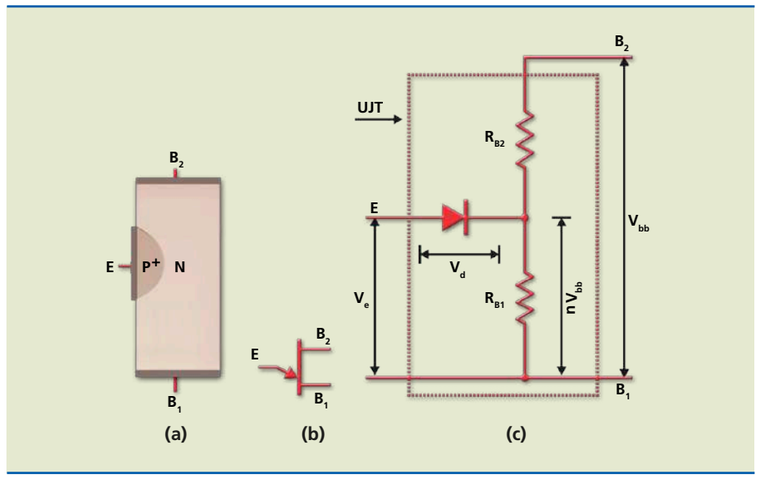


Figura 9.1
UJT:
a) estrutura física,
b) símbolo e
c) circuito equivalente.

Observe na figura 9.1a que E é o terminal de emissor, B_1 o terminal de base 1 e B_2 o terminal de base 2.

A barra de uma extremidade à outra tem uma resistência chamada de resistência interbases (R_{BB}), igual a $R_{B1} + R_{B2}$, em que R_{B1} representa a resistência da junção até a base 1 e R_{B2}, a resistência da junção até a base 2. O valor da resistência interbases está entre 5 e 10 kΩ.

No circuito equivalente da figura 9.1c, o diodo representa a junção, e os resistores em série R_{B1} e R_{B2}, a resistência interbases entre B_1 e B_2.

O funcionamento do UJT pode ser descrito em três etapas:

1. Quando, inicialmente, não há tensão aplicada no UJT, se for colocado um ohmímetro entre B_1 e B_2, a resistência medida será R_{BB}.

2. Se entre as bases for aplicada uma tensão V_{BB}, com o emissor aberto entre as resistências R_{B1} e R_{B2}, aparecerá uma tensão, chamada de razão intrínseca de disparo, dada por:

$$V_{RB1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{BB} = \eta \cdot V_{BB}$$

em que $\eta = \dfrac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$, com η valendo entre 0,6 e 0,8.

3. Se for aplicada uma tensão V_e a partir de zero, quando a tensão for igual a $V_d + \eta \cdot V_{BB}$, o diodo ficará polarizado e começará a conduzir. A partir desse momento, a ação de regeneração (realimentação positiva) fará com que a corrente de emissor se eleve, sendo limitada unicamente por R_{B1}. Dizemos, então, que o UJT disparou. O UJT voltará ao corte se a tensão de emissor ficar abaixo de uma tensão denominada tensão de vale (V_V). A figura 9.2a mostra a curva característica com a indicação dos principais pontos e a figura 9.2b, a família de curvas do dispositivo 2N2646.

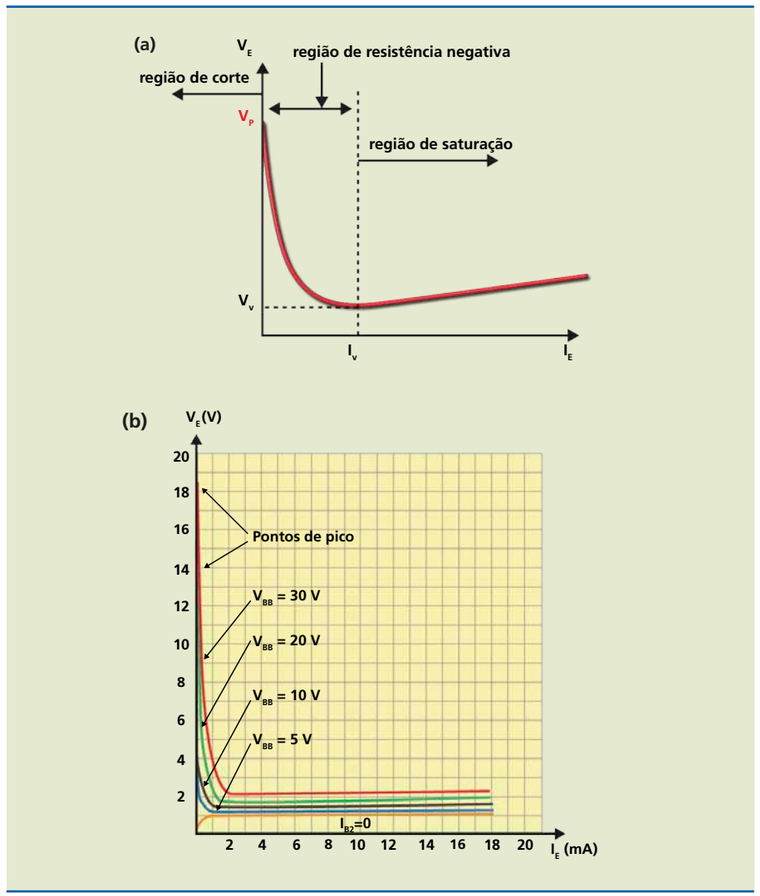
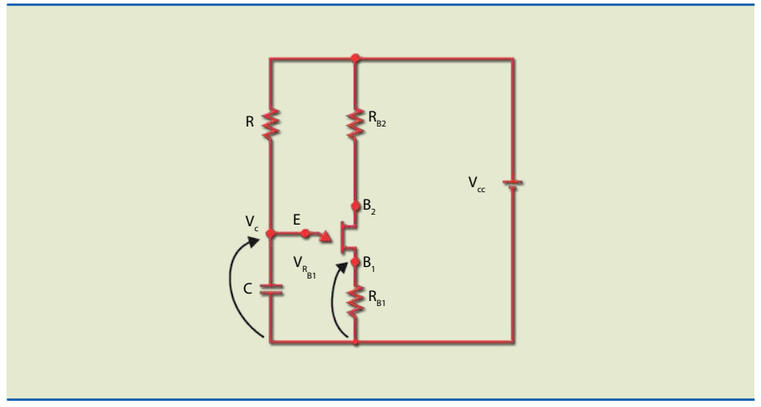


Figura 9.2
a) Curva característica de um UJT e
b) curvas do UJT 2N2646.

9.1 Oscilador de relaxação

As principais aplicações do UJT são como oscilador e temporizador. A figura 9.3 ilustra o circuito básico do oscilador de relaxação.

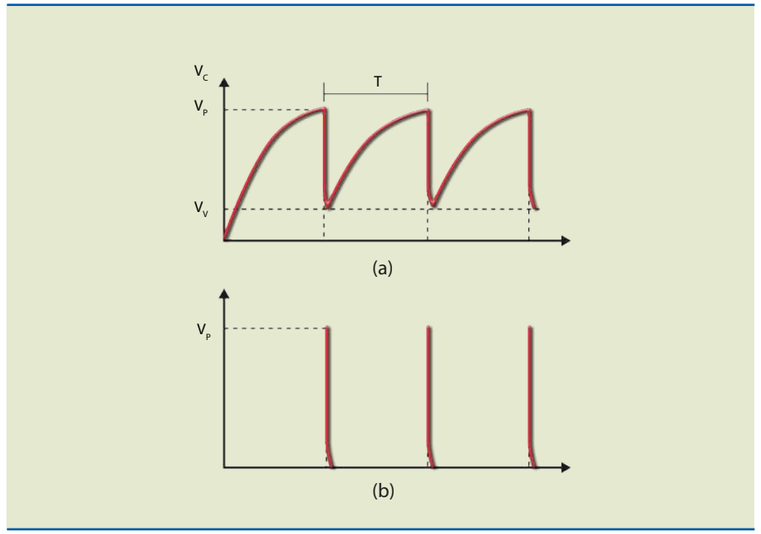
Figura 9.3
Circuito básico do oscilador de relaxação.



Para entendermos o funcionamento do oscilador de relaxação, vamos considerar que, ao ligarmos o circuito, o capacitor está descarregado. Como, nessas condições, $V_e = 0$, o UJT está cortado, e o capacitor C começa a se carregar com constante de tempo $R \cdot C$. Quando a tensão em C atinge a tensão de disparo V_P, o UJT conduz bruscamente e o capacitor passa a se descarregar pelo UJT e pela resistência R_{B1} (com valor entre 27 e 47 Ω). Quando a tensão no capacitor fica abaixo da tensão de vale, o UJT corta e a carga do capacitor recomeça. No entanto, a partir do valor de tensão V_V, o ciclo se repete.

A figura 9.4 mostra as formas de onda no capacitor e em R_{B1}.

Figura 9.4
Formas de onda do oscilador de relaxação: a) capacitor e b) R_{B1}.



O período das oscilações é calculado por:

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-\eta}$$

Ao realizar a configuração do circuito descrito na figura 9.3, o resistor R_{B1} deve, em geral, ser menor que 100 Ω, e o resistor R, maior que 3 kΩ e menor que 3 MΩ. O limite inferior do resistor R é definido para que o UJT não sature, isto é, se R ficar abaixo desse valor, o UJT pode disparar, entrando na região de saturação e impossibilitando que o dispositivo oscile. Já o limite superior do resistor R é estabelecido para que a corrente de emissor seja maior que a corrente no ponto de pico (I_P). A faixa da tensão de alimentação costuma ser de 10 a 35 V. Essa faixa é determinada levando em consideração que o sinal deve ter amplitude aceitável e que o valor máximo é limitado pela máxima potência que o UJT pode dissipar.

O resistor R_{B2} é usado para compensar a variação em V_P segundo a temperatura, pois V_P diminui com a temperatura e R_{B2} aumenta.

9.2 Gerador de dente de serra

Uma onda da tensão dente de serra tem a forma indicada na figura 9.5. A elevação da tensão é linear e com tempo de subida (T_s), normalmente chamado de tempo de traço (tem a ver com o dente de serra do osciloscópio), muito maior que o tempo de descida (T_d), em geral denominado tempo de retraço.

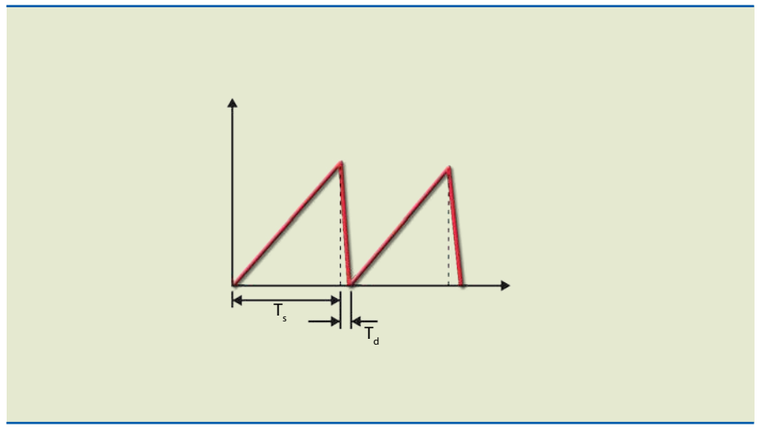


Figura 9.5
Forma de onda da tensão dente de serra.

Pode-se obter uma forma de onda dente de serra de vários modos, todos eles baseados na maneira como o capacitor se comporta enquanto está se carregando. Se o capacitor se carrega por meio de uma resistência, a tensão cresce exponencialmente, pois a corrente de carga sobre o capacitor não é constante. Se a carga é feita por uma corrente constante, a tensão varia linearmente com o tempo, como ilustrado na figura 9.6.

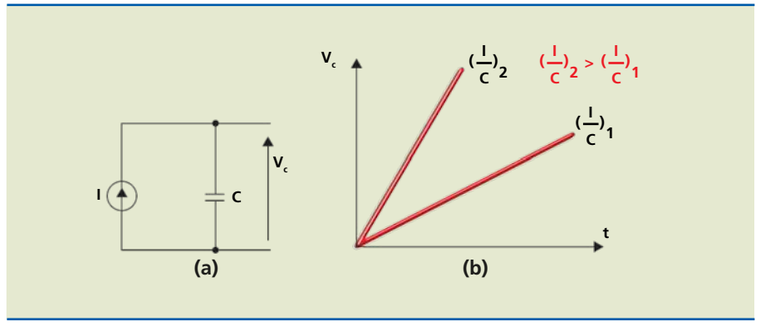


Figura 9.6
(a) Carga de um capacitor por uma corrente constante e (b) tensão de acordo com o tempo.

A tensão no capacitor de acordo com o tempo quando um capacitor é carregado por uma corrente constante I é dada por:

$$V_C = \frac{I}{C} \cdot t$$

Essa expressão representa uma reta, em que $\frac{I}{C}$ é a inclinação da reta.

Logo, a carga será rápida se a corrente for alta e/ou o capacitor tiver valor baixo.

No circuito da figura 9.7a, a resistência R do circuito 9.3 foi substituída pela fonte de corrente I. A figura 9.7b apresenta o gráfico da tensão no capacitor.

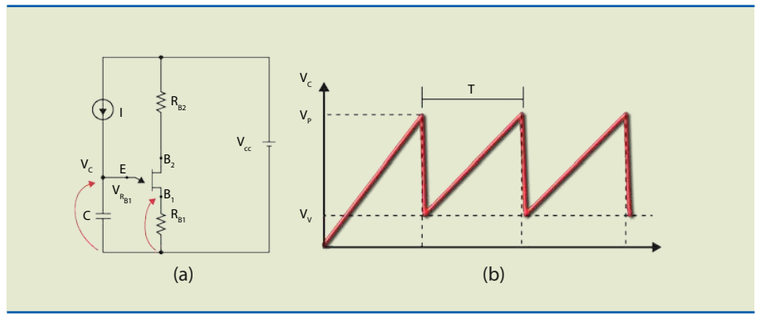


Figura 9.7
Oscilador dente de serra: (a) circuito e (b) forma de onda no capacitor.

Pode-se determinar o período das oscilações pela expressão:

$$T = \frac{(V_P - V_V) \cdot C}{I}$$

A figura 9.7a mostra o símbolo de uma fonte de corrente, porém esse componente não existe na prática. Portanto, é necessário montar uma fonte de corrente utilizando alguns dispositivos eletrônicos. A figura 9.8 ilustra o gerador de dente de serra com uma fonte de corrente prática.

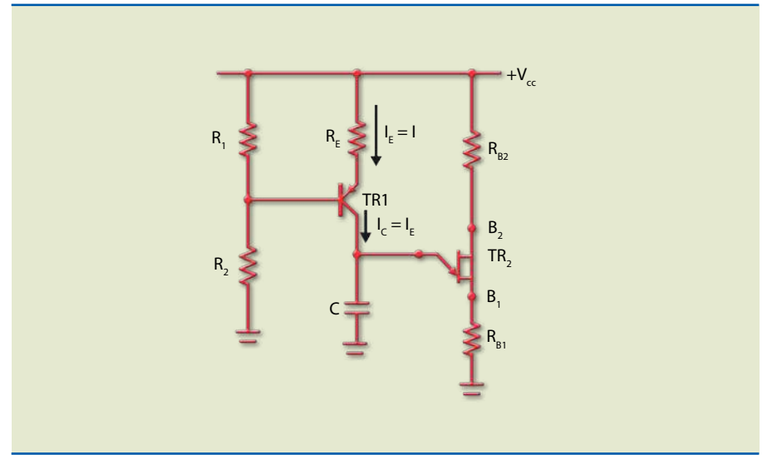


Figura 9.8
Circuito prático do gerador de dente de serra.

Exemplo

No circuito da figura 9.8, considere: R_1 = 2 k, R_2 = 10 k, R_E = 500 Ω, C = = 200 nF, R_{B1} = 33 Ω, R_{B2} = 1 k, V_{CC} = 12 V, UJT com η = 0,8 e V_V = 2 V e V_{BE} = V_D = 0,7 V. Desenhe o gráfico da tensão no capacitor indicando os principais valores de tempo e tensão.

Solução:

Para calcularmos o período, devemos admitir $I = I_E = I_C$.

No circuito da figura 9.9:

$$V_{R1} = \frac{2\,k}{2\,k + 10\,k} \cdot 12 = 2\ V$$

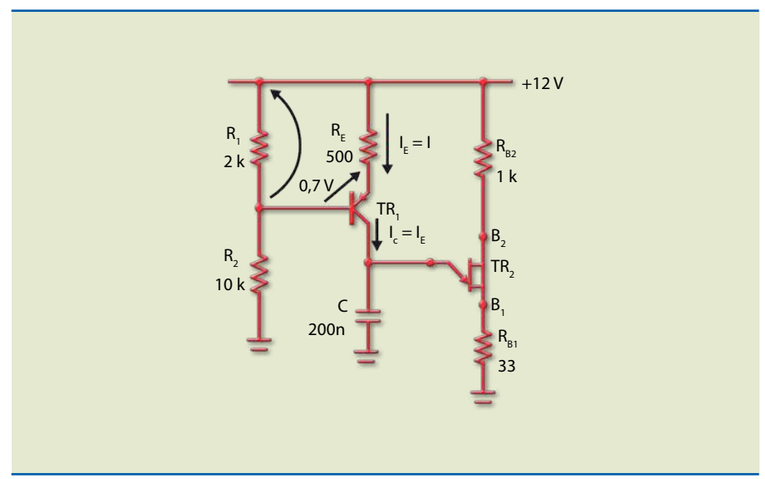


Figura 9.9

A tensão em R_E é:

$V_{RE} = 2 - 0{,}7 = 1{,}3\ V$

Portanto, a corrente vale:

$$I_E = I_C = I = \frac{1{,}3\ V}{0{,}5\ k} = 2{,}6\ mA$$

A tensão no ponto de pico (tensão de disparo) é:

$V_P = V_D + \eta \cdot V_{CC} = 0{,}7 + 0{,}8 \cdot 12 = 10{,}3\ V$

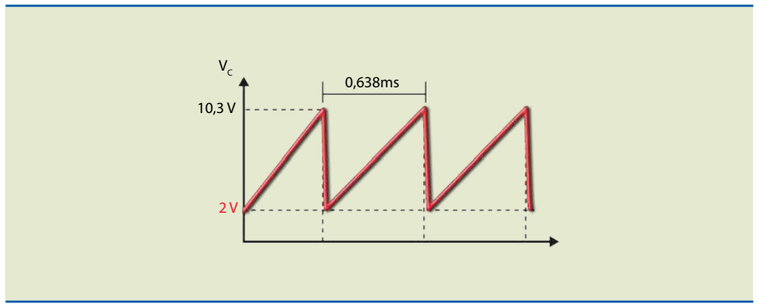
E o período das oscilações:

$$T = \frac{(V_P - V_V) \cdot C}{I}$$

$$T = \frac{(10{,}3 - 2) \cdot 200 \cdot 10^{-9}}{2{,}6 \cdot 10^{-3}} = 0{,}638\ ms$$

A figura 9.10 mostra o gráfico de $V_C \cdot t$ no regime permanente (forma de onda efetivamente obtida em um osciloscópio).

Figura 9.10



Capítulo 10

Tiristores

Tiristores são dispositivos semicondutores com aplicações em controle da potência CA para cargas resistivas indutivas, como motores, solenoides e elementos aquecedores. Eles são compostos por quatro camadas (PNPN) e podem ter dois, três ou quatro terminais. Entre a vasta gama de componentes, os principais são: SCR, DIAC, TRIAC, PUT e SCS.

10.1 SCR

O SCR (*silicon controlled rectifier*, retificador controlado de silício) é um dispositivo com função semelhante à de um diodo (conduz em um único sentido), com diversas aplicações em eletrônica industrial. Fisicamente, consiste da junção de quatro camadas P e N alternadas entre si, com três terminais: anodo (A), catodo (K) e porta ou *gate* (G). A figura 10.1 mostra a estrutura simplificada, o símbolo e a curva característica de um SCR.

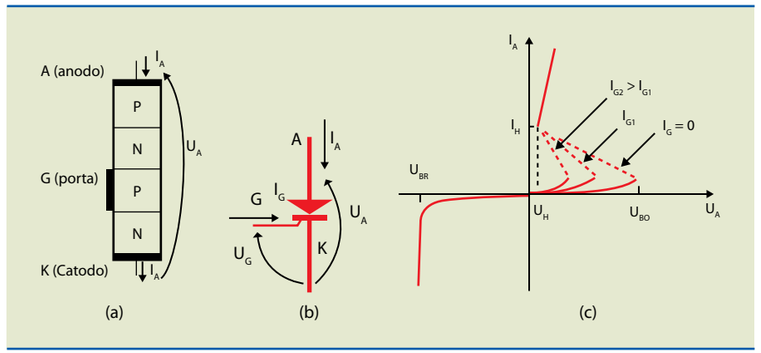


Figura 10.1
Retificador controlado de silício:
a) estrutura simplificada,
b) símbolo e
c) curva característica.

Na figura 10.1a, podemos observar que a corrente principal (I_A) entra pelo terminal do anodo (A) e segue até o catodo (K), como ocorre em um diodo comum. A porta (G) permite que se aplique uma corrente (com intensidade menor que a aplicada no anodo), que controla a condução do SCR.

As principais aplicações do SCR são:

Retificador – Atua como um diodo comum, com a diferença de que é possível controlar a tensão retificada.

Interruptor – Atua como chave de estado sólido.

Controle de potência – Atua na variação da potência entregue a um dispositivo (motor, resistência, lâmpada etc.), por meio do ajuste do disparo.

Amplificador – Atua como amplificador "tudo ou nada", por meio da diferença das correntes de porta e de anodo.

10.1.1 Modos de operação

O funcionamento do SCR depende dos valores de corrente e tensão a que está submetido. Vamos analisar uma situação em que a porta aberta (I_G) está com corrente igual a zero e com tensões aplicadas. O SCR pode, então, operar de três modos:

1. Se a tensão aplicada no anodo for negativa em relação à tensão aplicada no catodo, dizemos que o SCR está no bloqueio reverso. Nessa condição, ele se comporta de maneira idêntica a um diodo normal, cortado. Assim como no diodo comum, quando a tensão reversa excede a tensão de *breakdown* (U_{BR}), o dispositivo é destruído (figura 10.2).

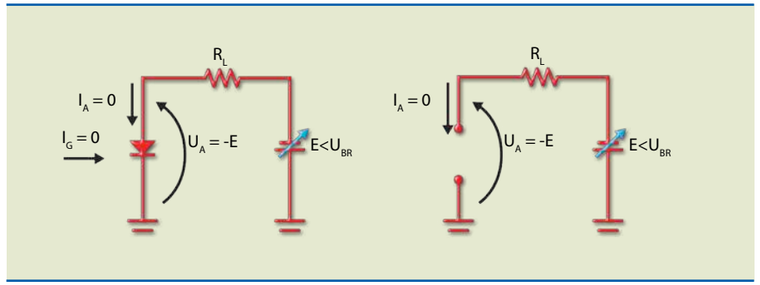


Figura 10.2
SCR no modo de bloqueio reverso – chave aberta.

2. Se a tensão aplicada no anodo for positiva em relação à tensão aplicada no catodo e menor que a tensão de *breakover* (U_{BO}), dizemos que o SCR está no bloqueio direto, isto é, continua cortado (figura 10.3).

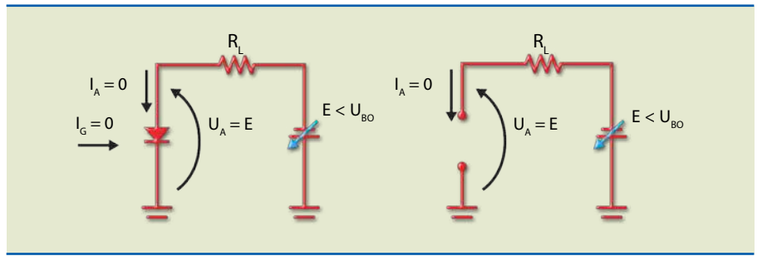
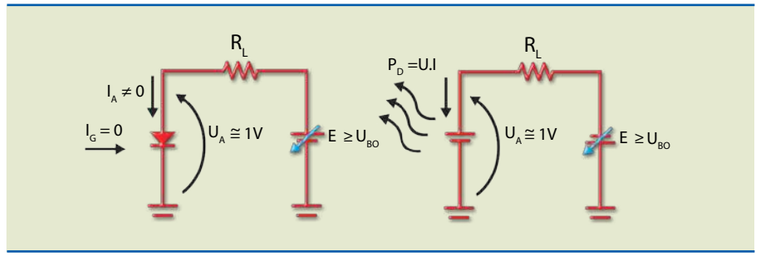


Figura 10.3
SCR no modo de bloqueio direto.

3. Se a tensão na bateria continuar aumentando, ao atingir um valor maior ou igual à tensão U_{BO}, o SCR passa a conduzir bruscamente, entrando em estado de condução. Quando isso acontece, dizemos que o SCR disparou. Nessa condição, o dispositivo se comporta como chave fechada, porém com queda de tensão elevada em seus terminais (figura 10.4). Essa diferença de tensão aumenta a po-

tência a ser dissipada pelo SCR, que necessita, então, de um dissipador – sua principal desvantagem em comparação com uma chave mecânica.

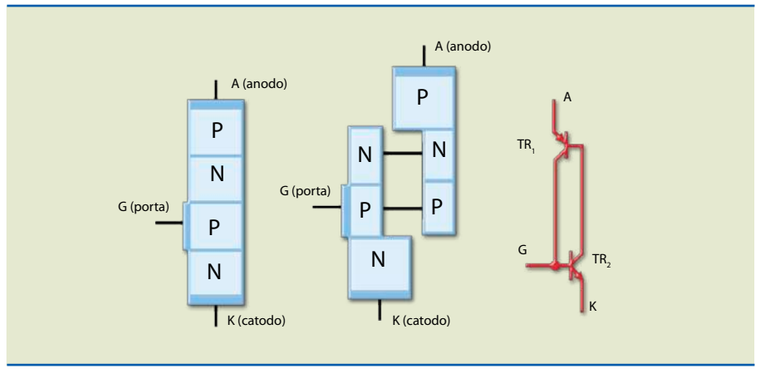
Figura 10.4
SCR em condução após disparo.



O termo "disparo" é utilizado em analogia ao que acontece a um projétil deflagrado por arma de fogo, ou seja, uma mudança brusca de condição, pois o projétil parte do repouso para o movimento em frações de segundo.

No caso do SCR, o disparo (ou condução) ocorre quando algum mecanismo externo provoca pequena variação em suas correntes internas. Para compreender melhor, observe a figura 10.5. Nessa configuração, a estrutura do SCR utiliza dois transistores, um PNP e outro NPN, ligados entre si por uma realimentação positiva (regeneração). Em tal modelo, ao ocorrer variação em qualquer uma das correntes internas, por menor que seja, haverá amplificação do sinal, fazendo com que as correntes aumentem até os dois transistores saturarem. A passagem do corte para a condução é extremamente rápida, por causa da realimentação positiva interna, motivo pelo qual se emprega o termo "disparo".

Figura 10.5
Estrutura de quatro camadas do SCR e circuito equivalente.



Vários fatores podem aumentar as correntes internas e levar o SCR ao disparo, entre eles:

- Valor da tensão aplicada nos terminais.
- Variação de tensão de acordo com o tempo excessiva $\left(\frac{\Delta V}{\Delta t}\right)$.
- Aumento de temperatura.
- Incidência de luz (LASCR – SCR ativado por luz).
- Injeção de corrente através de terminal de porta.

Retomando a figura 10.4, podemos identificar pontos do circuito nos quais alguns dos fatores citados estão atuando, por exemplo: a tensão aplicada; a tensão de *breakover* (U_{BO}): o mecanismo que causa esse início de processo (surgimento de uma corrente inicial) se a corrente de porta for nula e o valor da tensão (em geral varia de 30 a 1 000 V e depende do SCR e de sua aplicação).

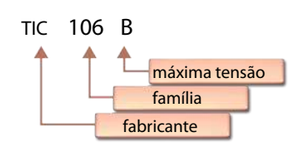
Depois que o SCR atinge o estado de condução, para fazer o dispositivo cortar novamente é necessário que a tensão de anodo, ou seja, a corrente (I_A), fique abaixo de um valor chamado de tensão de manutenção (U_H), também conhecido por corrente de manutenção (I_H). Para conhecer o valor dessa corrente, é preciso consultar o manual do fabricante, pois varia para cada tipo de SCR, por exemplo: no TIC106 é da ordem de 2 mA e no TIC126, de 40 mA.

Vimos que a porta (G) é o terminal no qual se aplica a corrente que inicia o processo de disparo quando a tensão de anodo ainda é bem menor que U_{BO}. Quanto maior a corrente aplicada, menor será o valor da tensão de anodo necessária para disparar o SCR. Após o disparo, a porta pode ser desligada (aberta ou colocada em curto com o catodo), pois o SCR continuará a conduzir. O desligamento (*reset* ou corte) do dispositivo é feito quando a corrente de anodo diminuir abaixo da corrente de manutenção (I_H) ou quando a tensão de anodo cair abaixo da tensão de manutenção (U_H). Em determinadas aplicações, uma tensão reversa de anodo pode acelerar a mudança de estado de um SCR.

10.1.2 SCRs comerciais

A diversidade de modelos SCR é tanta que praticamente existe um para cada aplicação. Um exemplo de uso geral é o SCR da família 106, que apresenta alta sensibilidade (dispara com corrente de porta da ordem de µA). Essa família possui as seguintes características técnicas: encapsulamento TO-220; furo para dissipador; corrente máxima eficaz ($I_{T(RMS)}$) de 4 A e máxima contínua ($I_{T(DC)}$) de 2,6 A; corrente de pico não repetitiva (I_{TSM}) de 20 A.

As letras antes do número da família indicam o fabricante (TIC é Texas, MCR é Motorola, C é GE etc.) e a letra na sequência do número determina o valor de U_{BO} (no manual aparece como V_{DRM}) e U_{BR} (no manual aparece como V_{RRM}).



A tabela 10.1 indica o valor de tensão U_{BO} (V) de acordo com a letra que aparece posteriormente ao número, para os modelos SCR da família 106.

Ao projetarmos um circuito com SCR, devemos ficar atentos aos valores de U_{BO}, U_{BR} e corrente máxima: os de U_{BO} e U_{BR} podem ser determinados pela letra que aparece após o número que identifica a família, e a corrente máxima, pela família a que o SCR pertence.

Tabela 10.1
Código de letras dos modelos SCR da família 106.

Letra	Valor de U_{BO} (V)
F	50
A	100
B	200
C	300
D	400

Vamos supor que um SCR da família 106 será utilizado para comandar uma lâmpada a ser ligada em 110 V (155 V de pico), consumindo 2 A. Como a tensão está acima de 100 V, consultando a tabela 10.1, observamos que o indicado é o 106B (valor de U_{BO} 200 V); como garantia, recomenda-se que seja instalado um dissipador de calor nesse SCR.

A figura 10.6 mostra o aspecto físico do transistor da família 106. Note que o encapsulamento é o TO-220 e que há um furo para a colocação de dissipador.

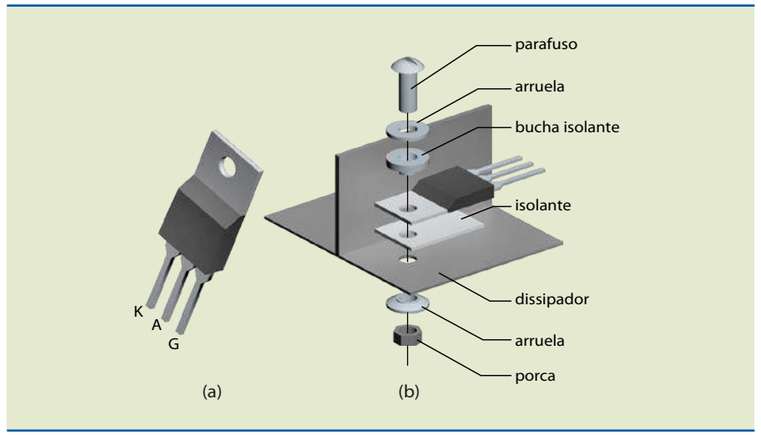


Figura 10.6
(a) Aspecto físico da família 106 e (b) montagem do dissipador.

10.1.3 Teste do SCR

O SCR pode ser testado com um multímetro analógico utilizando uma escala de resistência capaz de fornecer corrente maior que a de manutenção característica de cada modelo. Para testarmos se o SCR está em bom estado, utilizamos as pontas de prova e colocamos o polo positivo da bateria interna (que corresponde ao negativo externo) no anodo e o negativo da bateria interna (que corresponde ao positivo externo) no catodo; nessas condições, a escala do instrumento deve indicar zero de corrente. Mantendo a ponta de prova no anodo, tocamos com a mesma ponta de prova na porta; agora, o SCR deve disparar, indicando corrente, e se manterá nessa condição mesmo depois que retirarmos o terminal da porta.

10.1.4 Disparo por CC e carga CC

O disparo por CC é utilizado no chaveamento de cargas (lâmpadas, eletroímãs, motores etc.) quando ligadas por longos períodos. Nessa configuração, é necessário prever o disparo e o desligamento do SCR (*reset*). A figura 10.7 mostra dois exemplos de circuito para ligar e desligar uma carga com duas posições alternativas para a carga.

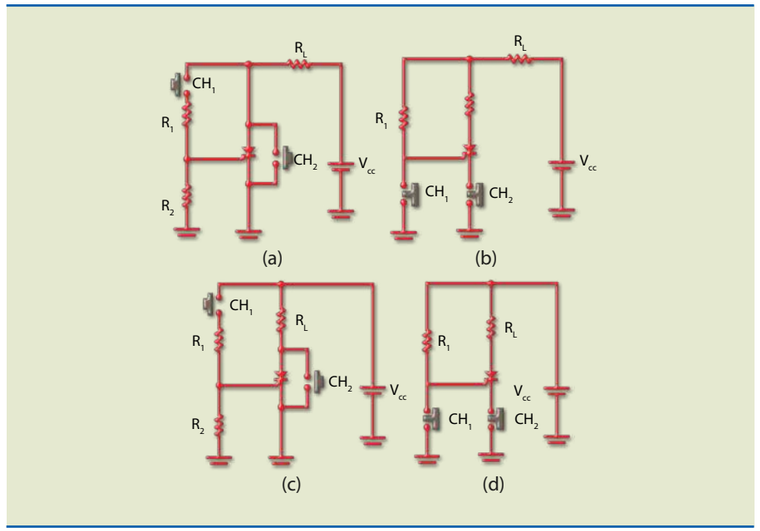


Figura 10.7
Circuitos de (a) disparo e (c) *reset* usando chave NA (normal aberta) e com posições alternativas para a carga; circuitos de (b) disparo e (d) *reset* usando chave NF (normal fechada) e com posições alternativas para a carga.

Observe, nos circuitos dessa figura, que são necessários elementos de disparo e de *reset* quando a carga é ligada em corrente contínua. Na figura 10.7a, o disparo é feito pressionando momentaneamente a chave CH_1 (normal aberta), e o desligamento do SCR, pressionando CH_2 (tornando a tensão de anodo menor que a de manutenção). Na figura 10.7b, o disparo é feito abrindo momentaneamente a chave CH_1, e o *reset*, abrindo a chave CH_2.

O circuito da figura 10.8 é um biestável que liga alternadamente as cargas R_{L1} e R_{L2} (por exemplo, lâmpadas para 12 V) por meio das chaves CH_1 e CH_2, respectivamente.

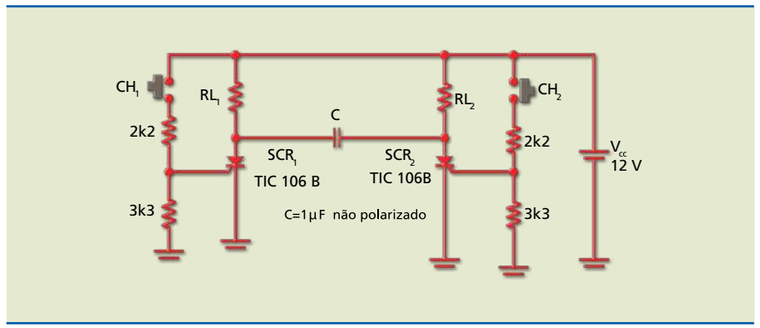


Figura 10.8
Biestável com SCR.

Analisando esse circuito, podemos observar que inicialmente os dois SCRs estão cortados. Ao pressionarmos CH_1, o SCR_1 dispara, ligando a carga R_{L1}, e o capacitor C passa a se carregar até atingir V_{CC} por R_{L2} e SCR_1 (figura 10.9a). A carga R_{L1} fica ligada e o capacitor C está carregado com V_{CC}.

Quando pressionamos a chave CH_2, o SCR_2 dispara e curto-circuita o anodo ao catodo, aplicando a tensão armazenada no capacitor entre o anodo e o catodo do SCR_1, que passa para a condição de corte. O capacitor começa a se carregar por R_{L1} e SCR_2 até V_{CC} (figura 10.9b).

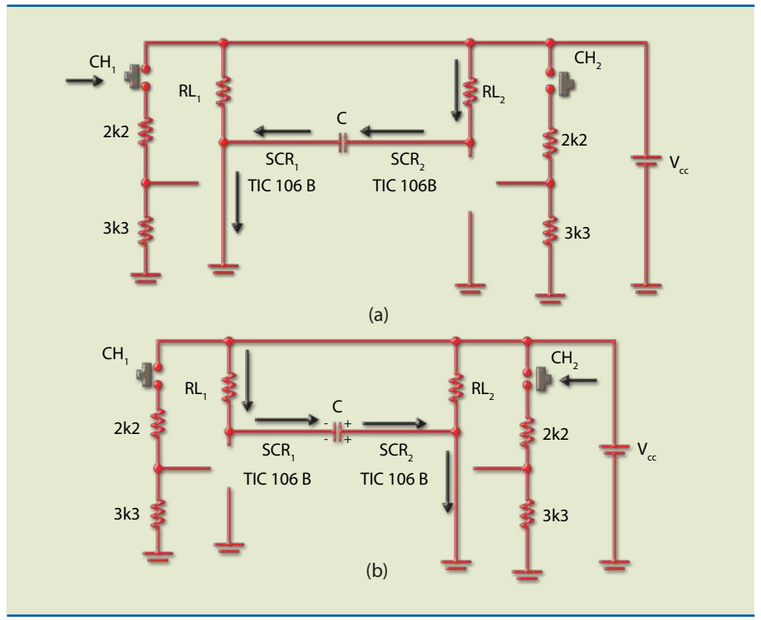


Figura 10.9
Biestável com SCR: a) disparando SCR_1 e b) disparando SCR_2.

Outra situação que pode ser analisada é quando a carga é indutiva, como na bobina de um relé. Nesse circuito, devemos colocar um diodo em paralelo com a bobina, conforme indicado na figura 10.10. Do contrário, o SCR não entra em corte por causa da força contraeletromotriz que aparece em seus terminais enquanto tende a entrar na condição de corte.

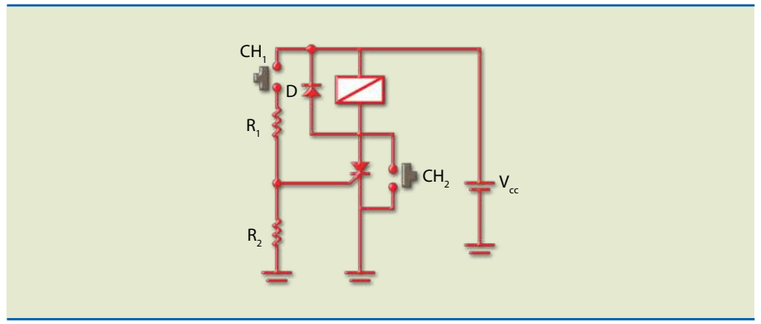


Figura 10.10
Acionamento de uma carga indutiva em CC.

10.1.5 Disparo por CC com carga CA

Nesse caso, o disparo é feito por uma tensão CC, e o corte do SCR, pela própria tensão de alimentação CA senoidal ao passar por zero.

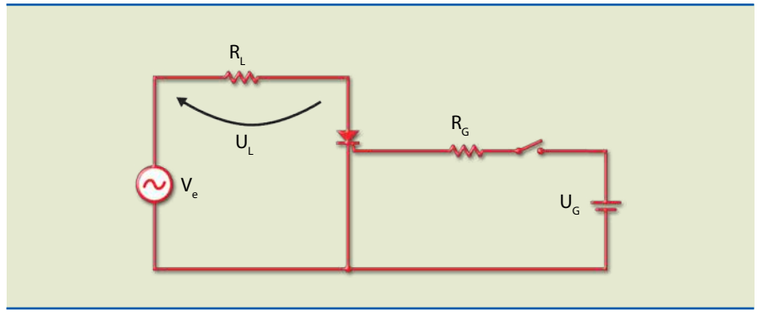


Figura 10.11
Circuitos de disparo em CC com carga CA.

Analisando a figura 10.11, a princípio com a chave (CH) aberta, podemos observar que, por causa da ausência de sinal na porta, o SCR não dispara e, consequentemente, não há tensão em U_L. Quando a chave fecha, uma corrente é aplicada na porta, disparando o SCR no momento em que a tensão de anodo fica positiva em relação ao catodo no semiciclo positivo. Quando a tensão de anodo inverter a polaridade, mesmo com a chave fechada, o SCR cortará. A figura 10.12 mostra as formas de onda da entrada e da carga quando a chave fecha no instante t_1 e abre no instante t_2.

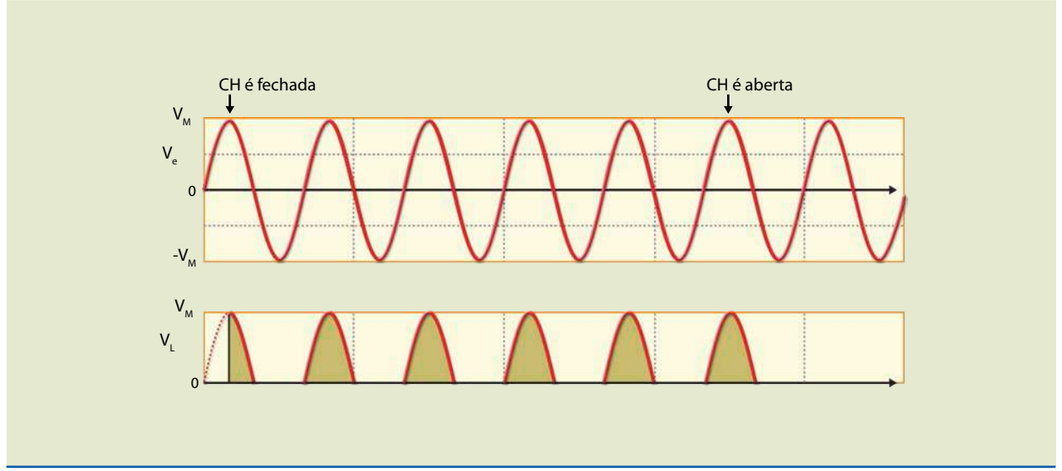


Figura 10.12
Circuitos de disparo em CC com carga CA: formas de onda da entrada (V_e) e da carga (U_L).

Podemos notar que, quando a chave fecha, o SCR dispara; nesse instante, é aplicada a tensão de entrada (V_e) na carga (descontando aproximadamente 1 V de queda de tensão no SCR). Quando a chave abre, a tensão está no máximo; desse modo, o SCR continua a conduzir até o fim do semiciclo positivo, passando, então, a cortar. Nessa aplicação, o SCR é usado como chave.

É importante observar que, por falta de sincronismo, ao ligar a chave pela primeira vez, se a tensão estiver em seu valor máximo e a carga for resistiva, a corrente pode assumir valores muito elevados, destruindo a carga ou o próprio SCR. Para evitar esses danos, existem circuitos que disparam o SCR somente quando a tensão de entrada está próxima de zero (ZVS, sigla de *zero voltage switching*, chaveamento de tensão em zero).

10.1.6 Disparo CA com carga CA

Nessa configuração, a tensão da rede CA é usada para disparar o SCR. Considere que na figura 10.13a o circuito de disparo é ajustado de maneira que o SCR receba um sinal na porta quando a tensão da rede tiver atingido um ângulo chamado de ângulo de disparo (θ_F). Em tal condição, o SCR dispara, reduzindo a tensão para aproximadamente 1 V, valor considerado desprezível em comparação com a tensão de pico da rede (V_M). Quando a tensão ficar abaixo da tensão de manutenção, o SCR cortará até começar o próximo semiciclo positivo. Se o controle de disparo não sofrer alterações, quando a tensão passar pelo ângulo de fase θ_F, novamente a porta receberá um sinal e voltará a disparar o SCR. A figura 10.13b mostra as formas de onda da tensão de entrada, carga e SCR.

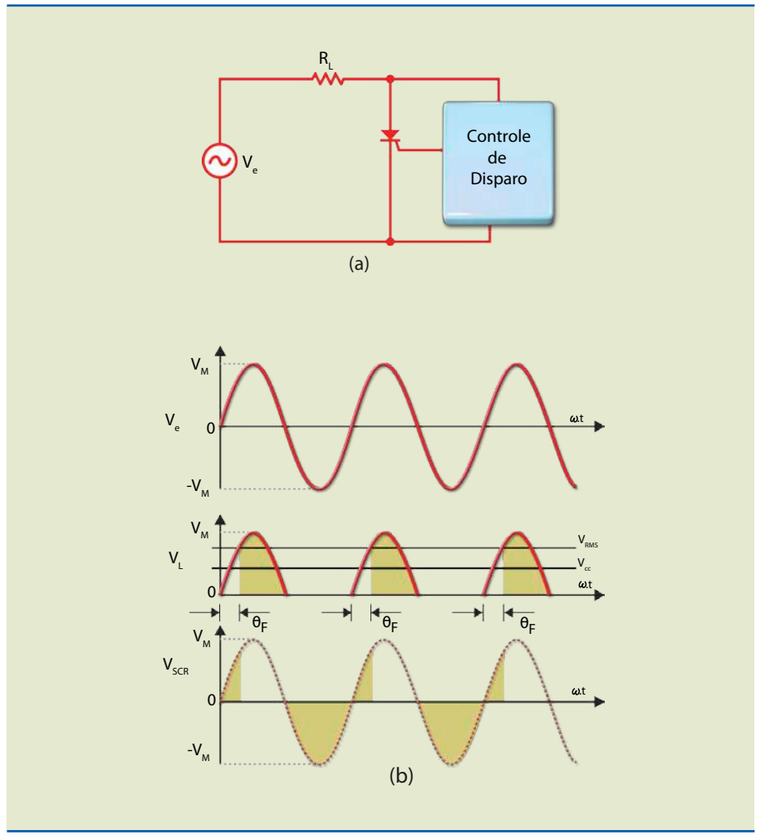


Figura 10.13
a) Circuito retificador de meia onda controlado e b) formas de onda de entrada, carga e SCR.

Variando o ângulo de disparo, as tensões valor médio (V_{CC}) e valor eficaz (V_{RMS}) aplicadas na carga também sofrerão variações, conforme as seguintes equações:

$$V_{CC} = \frac{V_M \cdot (1 + \cos\theta_F)}{2\pi} \quad (10.1)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\cdot\left(\pi - \theta_F + \frac{\text{sen}(2\theta_F)}{2}\right)} \quad (10.2)$$

em que θ_F é expresso em radianos.

As figuras 10.14a e 10.14b mostram, respectivamente, o gráfico da tensão contínua e o da tensão eficaz na carga em função do ângulo de disparo para uma tensão senoidal de valor de pico V_M = 155 V.

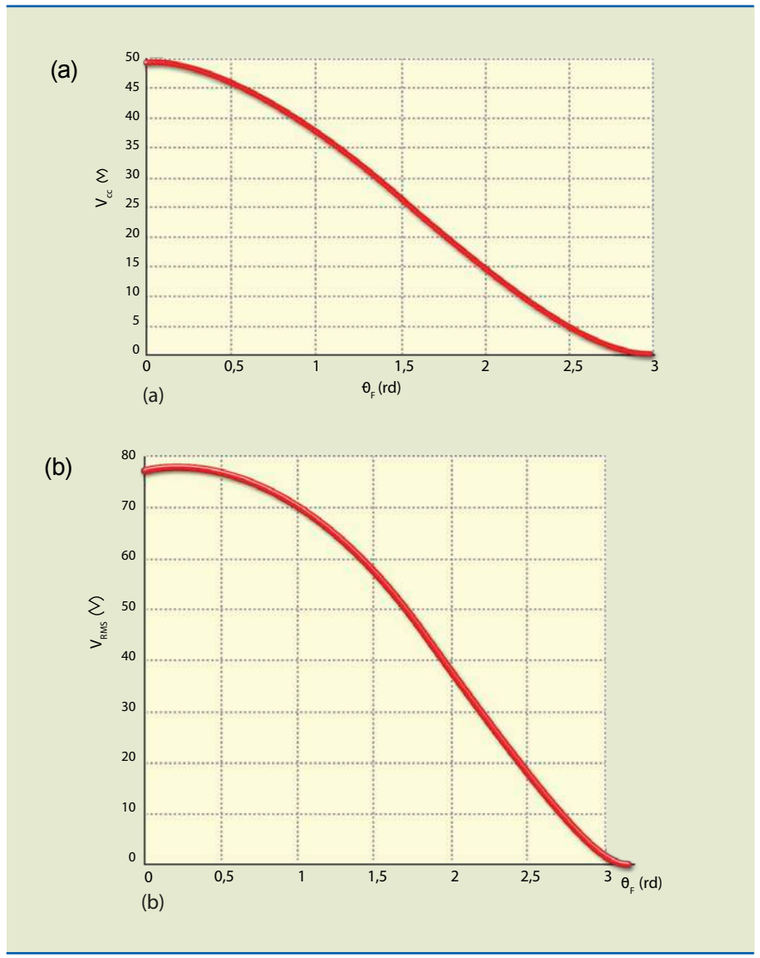


Figura 10.14
Retificador de meia onda controlado:
a) gráfico da tensão contínua em função do ângulo de disparo e
b) gráfico da tensão eficaz em função do ângulo de disparo.

Exemplos

Se $\theta_F = 0°$:

$$V_{CC} = \frac{155 \cdot (1 + \cos 0°)}{2 \cdot \pi} = \frac{155}{\pi} = 49{,}3 \text{ V} \quad \text{e}$$

$$V_{RMS} = \frac{155}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot (\pi - 0 + \frac{\text{sen}(2{,}0)}{2})} = \frac{155}{2} = 77{,}5 \text{ V}$$

Se $\theta_F = 180° = p$ rd:

$$V_{CC} = \frac{155 \cdot (1 + \cos 180°)}{2 \cdot \pi} = 0 \quad \text{e}$$

$$V_{RMS} = \frac{155}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot (\pi - \pi + \frac{\text{sen}(2\pi)}{2})} = 0$$

Experimente calcular a tensão média e a eficaz para diferentes ângulos e valores de disparo. Depois, utilize as informações dos gráficos para realizar os mesmos cálculos.

10.1.7 Retificador de onda completa controlado

Em geral, o retificador de meia onda não tem muitas aplicações, pois não apresenta bom desempenho quando alimentado na tensão da rede. O circuito retificador de onda completa usa o semiciclo negativo para obter valores elevados de V_{CC} e V_{RMS} para o mesmo valor de tensão de pico.

Como o valor médio (tensão contínua) da tensão na carga pode ser controlado, é possível aplicar essa configuração em carga de baterias, controle de máquinas CC e controle de potência de equipamentos, uma vez que o valor eficaz pode ser variado.

A figura 10.15 ilustra o circuito retificador de onda completa controlado e as formas de onda da tensão na entrada e na carga.

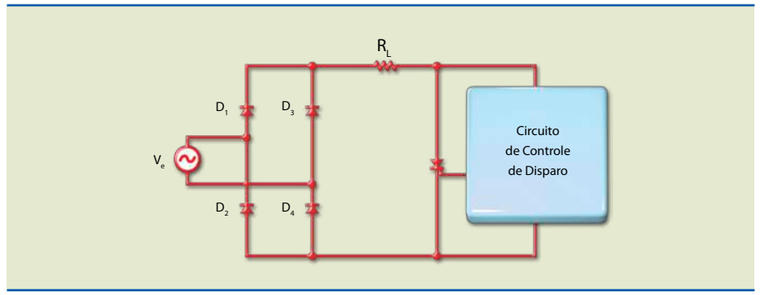


Figura 10.15a
Circuito retificador de onda completa controlado.

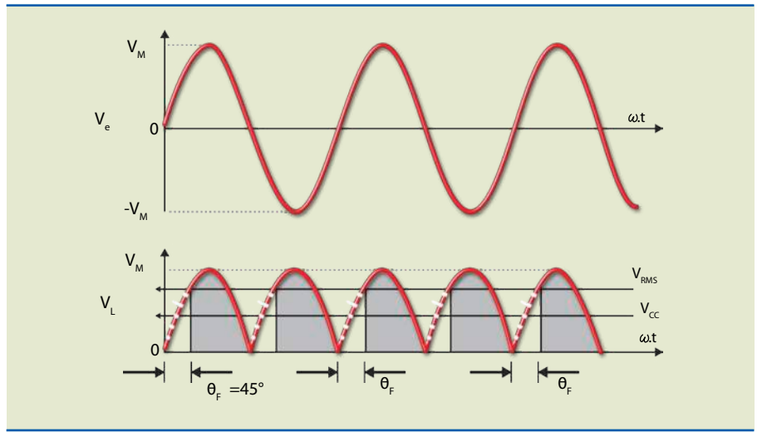


Figura 10.15b
Formas de onda de tensão na entrada e na carga.

As tensões valor médio (VCC) e valor eficaz (V_{RMS}) podem ser determinadas por:

$$V_{CC} = \frac{V_M \cdot (1 + \cos \theta_F)}{\pi} \quad (10.3)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot (\pi - \theta_F + \frac{\text{sen}(2\theta_F)}{2})} \quad (10.4)$$

em que θ_F é expresso em radianos.

As figuras 10.16a e 10.16b mostram, respectivamente, o gráfico da tensão contínua e o da tensão eficaz na carga em função do ângulo de disparo para V_M = 155 V.

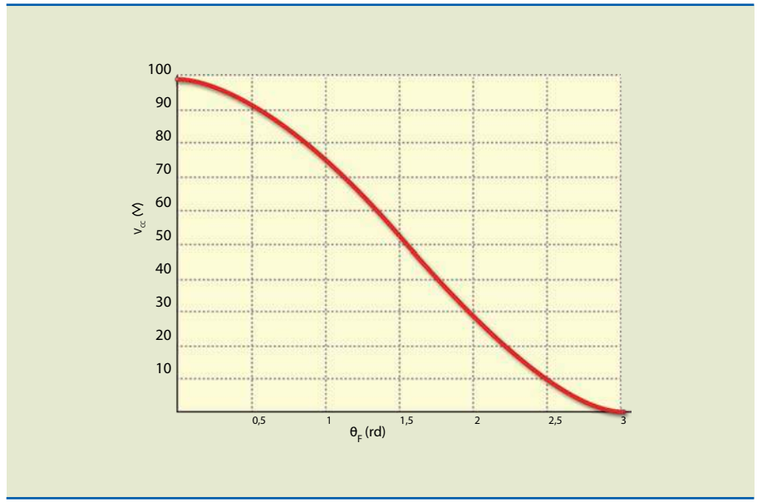


Figura 10.16a
Retificador de onda completa controlado: gráfico da tensão contínua em função do ângulo de disparo.

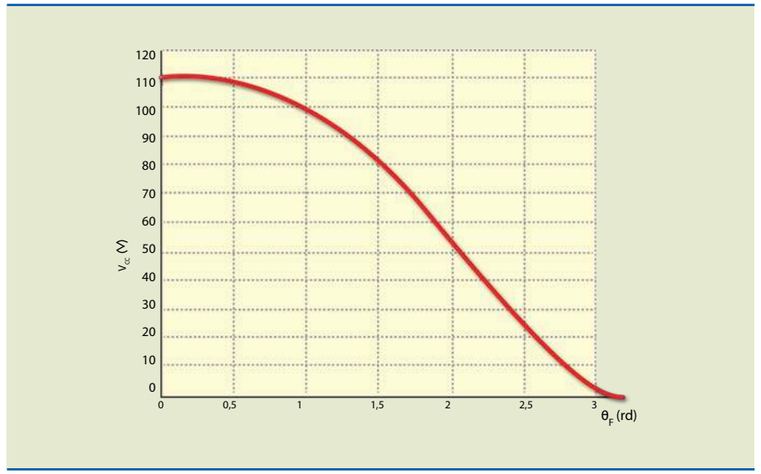


Figura 10.16b
Retificador de onda completa controlado: gráfico da tensão eficaz em função do ângulo de disparo.

Se a carga for colocada antes da ponte, como indicado na figura 10.17a, podemos observar na entrada e na carga as formas de onda ilustradas na figura 10.17b.

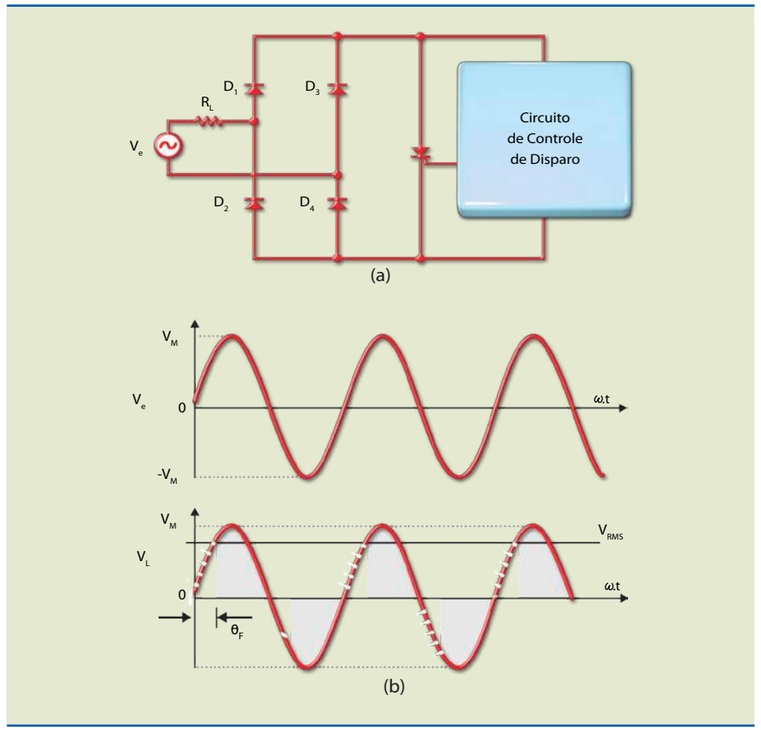


Figura 10.17
Controle de potência em CA: (a) circuito e (b) formas de onda.

Conforme observamos na figura 10.17b, mesmo a tensão apresentando valor eficaz, a tensão contínua valerá zero. Por isso, esse circuito é recomendado exclusivamente para controlar a potência em uma carga CA, como lâmpadas e aquecedores, não podendo ser usado em cargas exclusivamente CC, como carregadores de bateria.

10.1.8 Circuitos de disparo em CA

O disparo em CA se divide em dois tipos:

Disparo vertical – O sinal de porta é uma tensão cujo valor varia até atingir a tensão de disparo de porta (V_{GT}). Essa tensão é aplicada na porta pela descarga de um capacitor (figura 10.18a).

Disparo horizontal – É feito por meio de pulsos de disparos obtidos de osciladores de relaxação ou de circuitos integrados (por exemplo, TCA 785). Esses pulsos são aplicados na porta em um instante correspondente ao ângulo de disparo desejado (figura 10.18b).

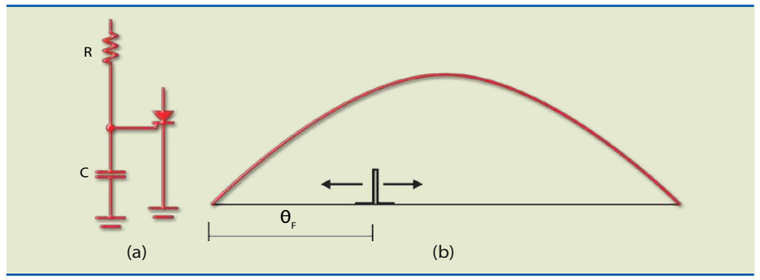


Figura 10.18
Circuitos de disparo (a) vertical e (b) horizontal.

Existem vários circuitos de disparo; a figura 10.19 apresenta o mais simples. Observe, nesse circuito, que o ângulo de disparo é de no máximo 90°, pois a tensão de porta está em fase com a tensão de anodo. Entretanto, é possível variar o ângulo de disparo ajustando o potenciômetro variável R_V. Ao aumentar a resistência de porta ($R_G = R_V + R$), a corrente de porta diminui e, consequentemente, a tensão de anodo necessária para disparar o SCR deve ser maior; assim, quanto maior R_V, maior o ângulo de disparo. Note também que o diodo D protege a porta contra tensão reversa no semiciclo negativo.

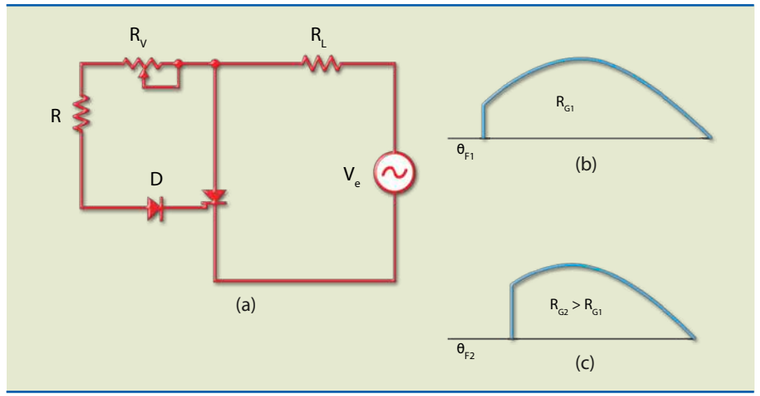


Figura 10.19
a) Circuito de disparo,
b) forma de onda na carga para R_{G1} e
c) forma de onda na carga para $R_{G2} > R_{G1}$.

É possível configurar um circuito para que o SCR dispare além de 90°. Nesse caso, devemos atrasar a tensão de porta em relação à tensão de anodo. O circuito da figura 10.20 é um exemplo de configuração que permite ângulo de disparo maior que 90°. No semiciclo positivo, o capacitor se carrega por $R_V + R$. Quando a tensão atinge aproximadamente $V_{GT} + 0{,}7$ V, o SCR dispara para um ângulo determinado pelo potenciômetro. O capacitor se descarrega e, quando começa o semiciclo negativo, o diodo D_2 conduz, fazendo com que a tensão em C seja igual à tensão da rede. Dessa maneira, ao iniciar o próximo semiciclo positivo, a tensão no capacitor será igual a zero, garantindo que o ângulo de disparo continue o mesmo.

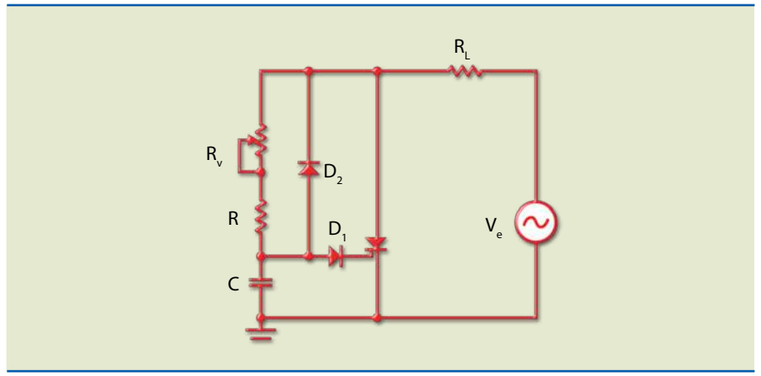


Figura 10.20
Circuito de disparo com rede RC defasadora.

Para ângulos de disparo próximos de 180°, pode ser adicionada mais uma rede defasadora (figura 10.21).

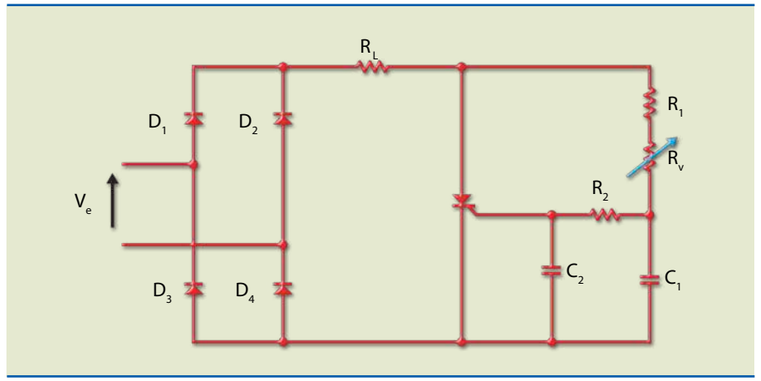


Figura 10.21
Circuito de disparo com dupla rede defasadora.

Nesse circuito, o capacitor C_1 se carrega por $R_1 + R_V$, ocasionando um atraso. A seguir, C_2 se carrega por R_2, produzindo um atraso adicional. Quando a tensão em C_2 atinge V_{GT}, o SCR dispara. Como o circuito é alimentado com uma tensão retificada, não há necessidade de diodo de proteção na porta. Esse circuito não é adequado para controlar potência, pois V_{GT} tem valor baixo, e uma pequena variação em V_{GT} (provocada por uma troca de SCR) levaria a uma mudança no ângulo de disparo para um mesmo posicionamento de R_V.

10.1.9 Disparo por pulso

O disparo por pulso é recomendado quando se deseja equalizar as diferenças entre as tensões de porta de disparo (V_{GT}), pois estas apresentam variações mesmo para SCRs da mesma família. Observe nos gráficos 1 e 2 da figura 10.22 as tensões obtidas na carga do capacitor em constantes de tempos diferentes.

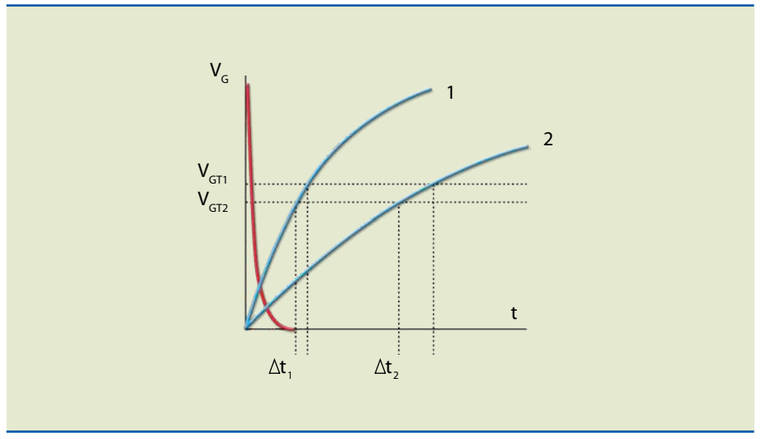


Figura 10.22
Consequências da velocidade de crescimento da tensão na porta.

Comparando esses gráficos, quanto mais rápida for a variação da tensão na porta (V_{GT}), menor será a diferença no tempo (Δt) e, portanto, menor o ângulo de disparo. Quando a variação da tensão de porta for instantânea (pulso) e com amplitude superior ao valor máximo para V_{GT}, não haverá retardo, isto é, todos os SCRs serão disparados nesse instante, até aqueles que tiverem V_{GT} diferentes.

O principal dispositivo usado para o disparo por pulso é o UJT. Além desse componente, é necessário o circuito de oscilador de relaxação estudado no capítulo 9. A figura 10.23 mostra esse circuito.

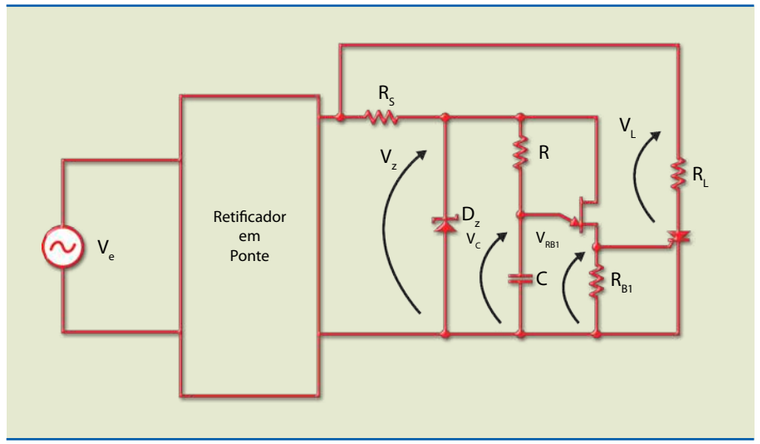


Figura 10.23
Circuito de disparo por pulso com UJT.

Observe que a alimentação do oscilador é obtida da tensão da rede, o que é fundamental, pois mantém o sincronismo. O uso da tensão CA garante que, ao iniciar o semiciclo, o capacitor C começa a se carregar a partir do zero, o que não aconteceria se o circuito fosse alimentado por uma tensão CC. A figura 10.24 mostra as principais formas de onda do circuito da figura 10.23.

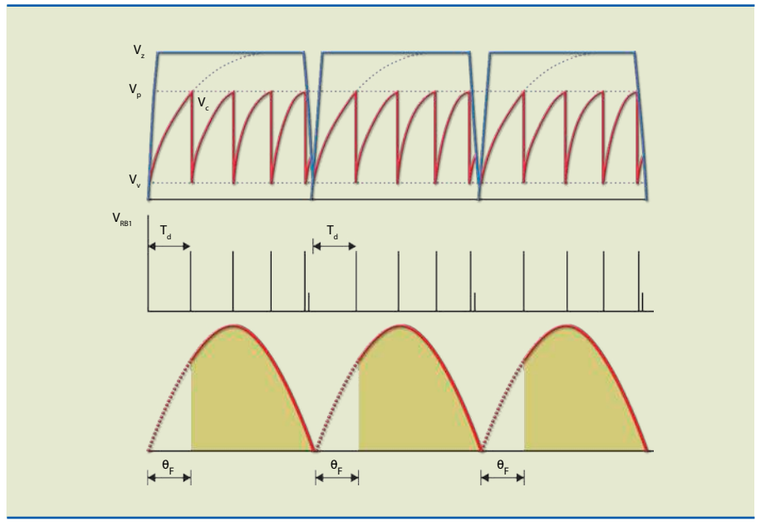


Figura 10.24
Formas de onda do circuito da figura 10.23.

10.1.10 Transformador de pulsos

Sua finalidade é transferir os pulsos de disparo do oscilador para a porta do tiristor. Essa transferência ocorre por meio dos enrolamentos no primário e no secundário, porém sem aumento ou diminuição de sua amplitude, pois os enrolamentos estão isolados um do outro.

Existem dois tipos básicos de transformador de pulsos. Um deles é formado por um enrolamento no primário e um no secundário, e o outro, por um enrolamento no primário e dois no secundário, designados respectivamente por 1:1 e 1:1:1. A figura 10.25 mostra o aspecto físico, o esquema de ligações internas e os dois tipos de transformador de pulsos – o ponto (·) indica a polaridade do enrolamento.

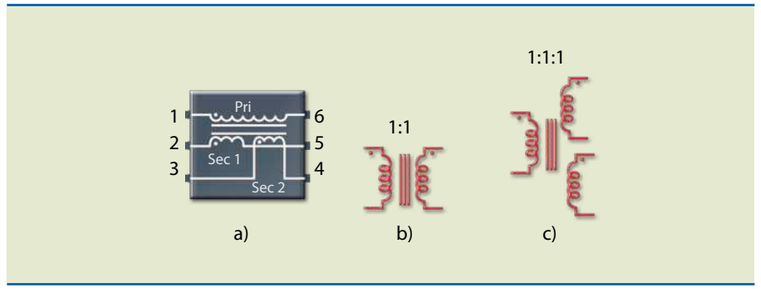


Figura 10.25
Transformador de pulso:
a) esquema de ligações internas,
b) 1:1 e
c) 1:1:1.

Normalmente, o transformador de pulsos é utilizado para isolar os dois circuitos, mas pode ser usado também para controlar a tensão CC no resistor R_{B1} quando ela atingir valor próximo de V_{GT}, no momento em que o UJT estiver cortado (figura 10.26).

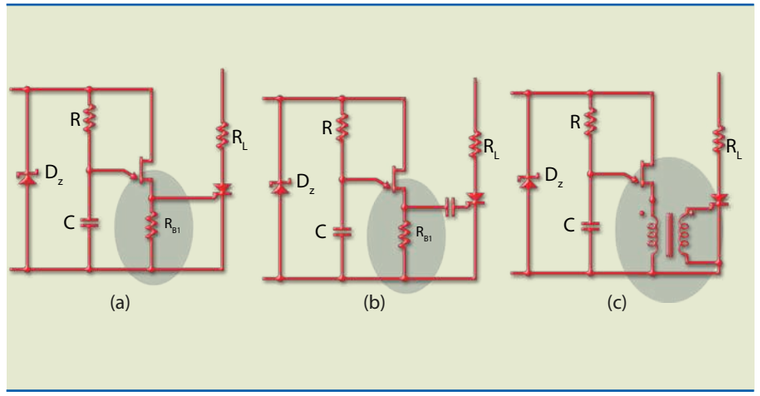


Figura 10.26
Oscilador de relaxação com acoplamento:
a) direto,
b) capacitivo e
c) transformador de pulsos.

Na configuração apresentada no circuito da figura 10.27, os dois SCRs em anti-paralelo e o transformador de pulsos de 1:1:1 controlam uma carga CA.

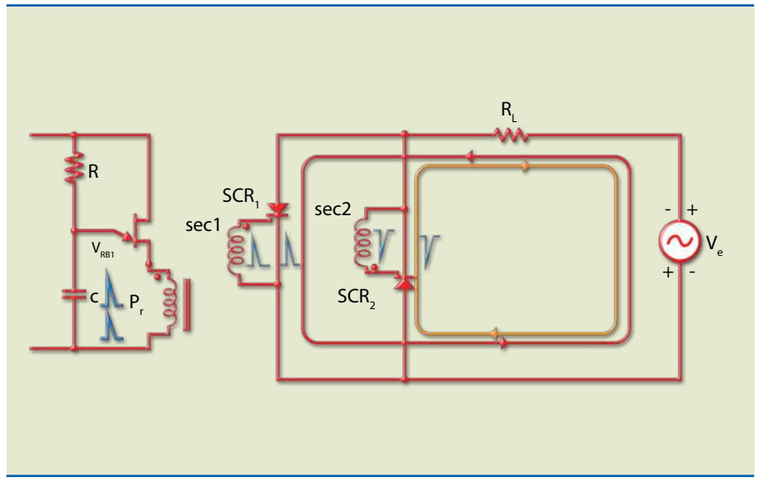


Figura 10.27
Controle de potência CA com SCR.

Observe que, durante o semiciclo positivo, o UJT dispara para um ângulo de disparo determinado por R e C, gerando um pulso que é aplicado no primário e nos secundários (sec_1 e sec_2). Os dois SCRs recebem pulsos em suas portas, mas apenas o SCR_1 dispara, pois o anodo é positivo em relação a seu catodo. No semiciclo negativo, é gerado um pulso de disparo aplicado nos dois SCRs, porém somente o SCR_2 dispara.

A figura 10.28 apresenta as formas de onda do circuito da figura 10.25.

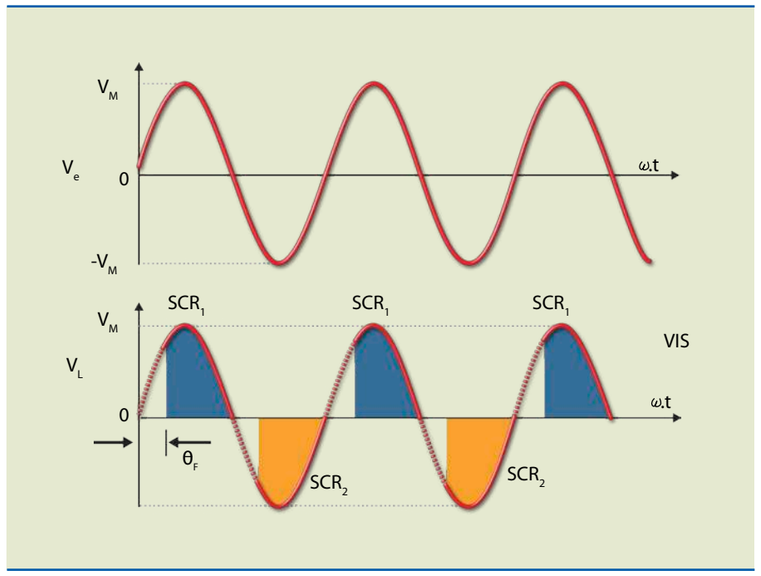


Figura 10.28
Formas de onda de entrada e da carga do circuito da figura 10.25.

10.2 DIAC

O DIAC (**DI**ode **AC**) é um dispositivo formado também por quatro camadas, porém pode conduzir nos dois sentidos e para qualquer polaridade de tensão quando o valor aplicado ultrapassar a tensão de *breakover* (U_{BO}). O DIAC volta a cortar quando a tensão ou corrente fica abaixo da tensão de manutenção (U_H) ou corrente de manutenção (I_H). Em geral, a tensão de disparo é da ordem de 32 V para a maioria dos DIACs.

O DIAC foi desenvolvido para operar com o TRIAC, que será apresentado na próxima seção. A figura 10.29 mostra a estrutura interna, o símbolo e a curva característica.

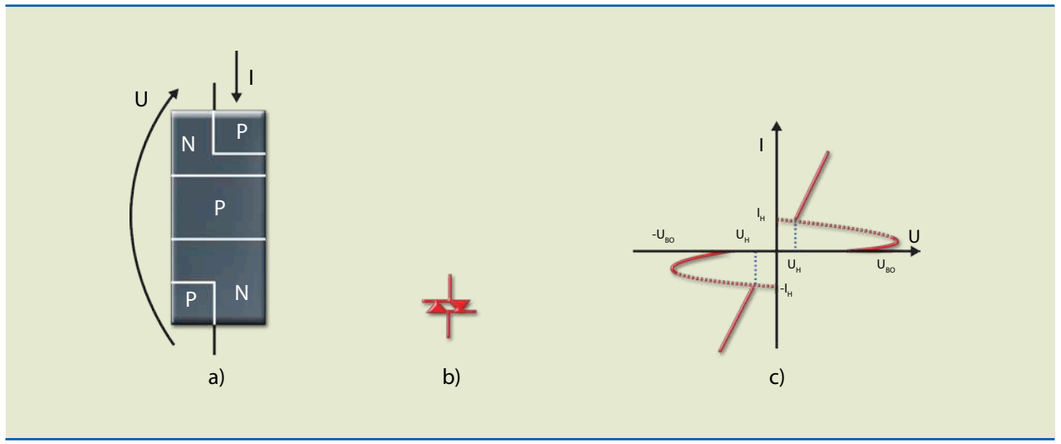


Figura 10.29
DIAC:
a) estrutura física simplificada,
b) símbolo e
c) curva característica.

10.2.1 DIACs comerciais

Os DIACs comerciais mais usados são o DB3 (encapsulamento DO-35) e o BR100 (encapsulamento DO-41), como ilustrado na figura 10.30. Os dois apresentam tensão de disparo da ordem de 32 V.

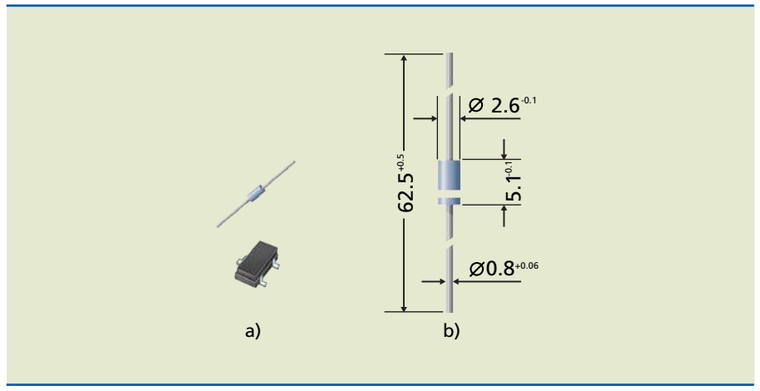


Figura 10.30
Tipos de encapsulamento para DIAC:
a) DB3 e
b) BR100.

10.3 TRIAC

O TRIAC (**TRI**ode **AC**) foi desenvolvido para controlar potência em CA e atuar em baixas frequências, em aplicações como chave estática, controle de temperatura, circuitos de partida de motores de indução, equipamentos de solda etc. Algumas das características técnicas do SCR podem ser consideradas para o TRIAC, entre elas a corrente de manutenção e a máxima tensão que pode ser aplicada com a porta aberta, porém no caso do TRIAC, como o dispositivo funciona com tensões nos dois sentidos, não existe máxima tensão reversa.

A figura 10.31 apresenta a estrutura simplificada e o símbolo desse dispositivo.

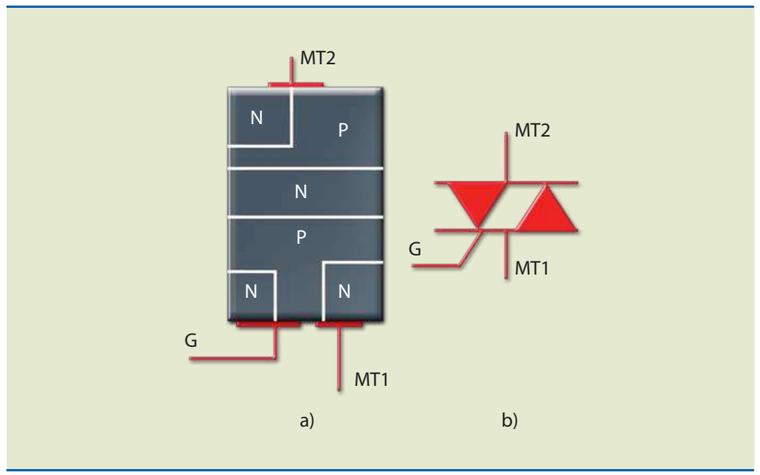


Figura 10.31
TRIAC:
a) estrutura simplificada e
b) símbolo.

Em relação à configuração do circuito, o TRIAC pode corresponder à montagem equivalente de dois SCRs ligados em antiparalelo (figura 10.32), com as seguintes diferenças:

- O TRIAC necessita de dissipador.
- Por ser um único dispositivo, utiliza somente um fusível.
- Pode ser disparado de quatro modos.
- O circuito de disparo deve ser projetado corretamente, pois, se o sinal do pulso de disparo for muito longo, pode ocorrer perda de controle, pelo fato de o TRIAC conduzir nos dois sentidos.

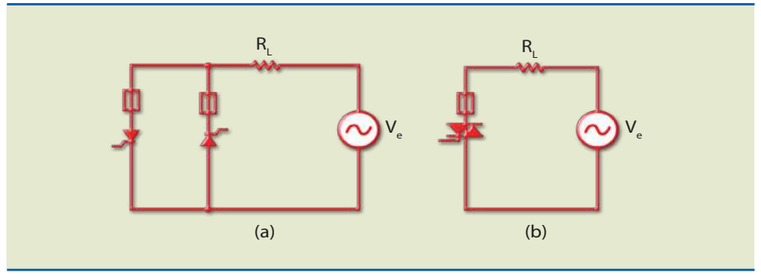


Figura 10.32
Dois SCRs:
a) em antiparalelo e
b) equivalência
entre um TRIAC.

A figura 10.33 mostra a forma de onda na carga para as duas configurações da figura 10.32.

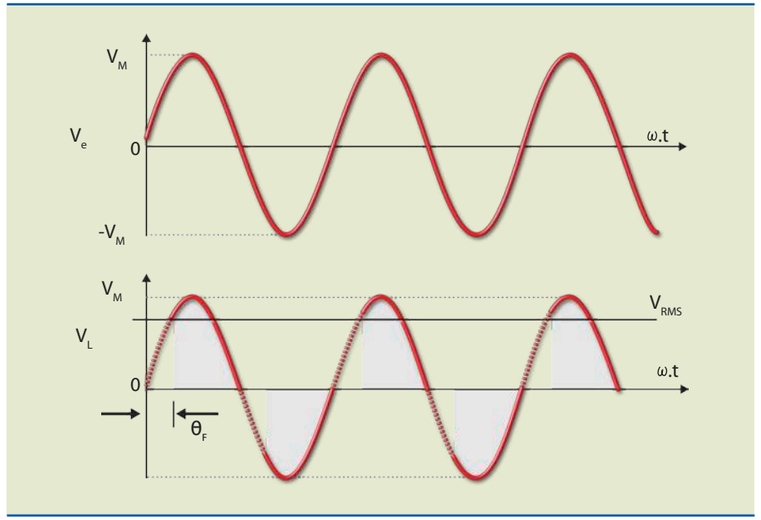


Figura 10.33
Formas de onda da
tensão na carga dos
circuitos da figura 10.32.

10.3.1 Modos de operação

Diferentemente do SCR, que só pode conduzir com o anodo positivo em relação ao catodo e com a corrente de porta entrando pela porta, o TRIAC tem quatro modos de condução.

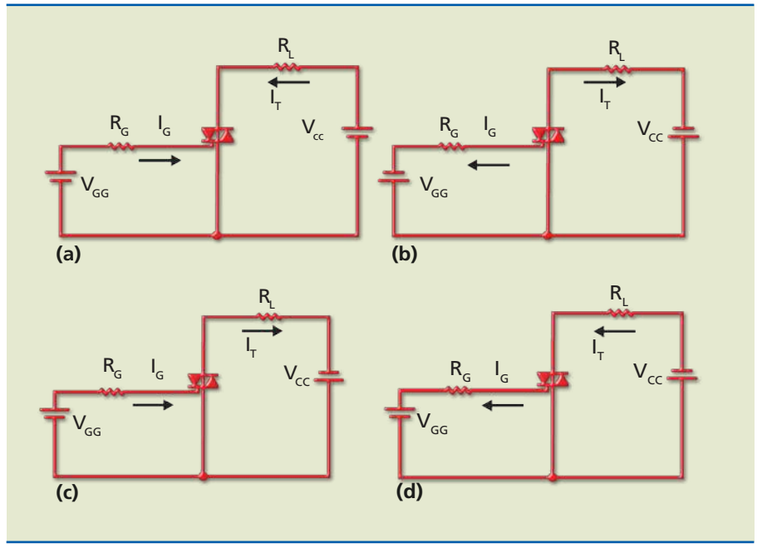


Figura 10.34
Modos de disparo
do TRIAC.

Observe a figura 10.34. Os modos de disparo *a* e *b* são mais utilizados que os modos *c* e *d*, pois necessitam de um valor de corrente de porta menor para acionar a mesma corrente principal (I_T).

Quando opera com carga CC e disparo CC, o TRIAC tem comportamento idêntico ao do SCR, ou seja, requer um circuito de corrente ou de tensão para ser cortado.

Exemplo

No circuito da figura 10.35, o TRIAC é um temporizador que aciona um relé de estado sólido. Determine:

a) os modos de disparo do TRIAC (ver figura 10.34);
b) o tempo de temporização (tempo que a lâmpada fica acesa).

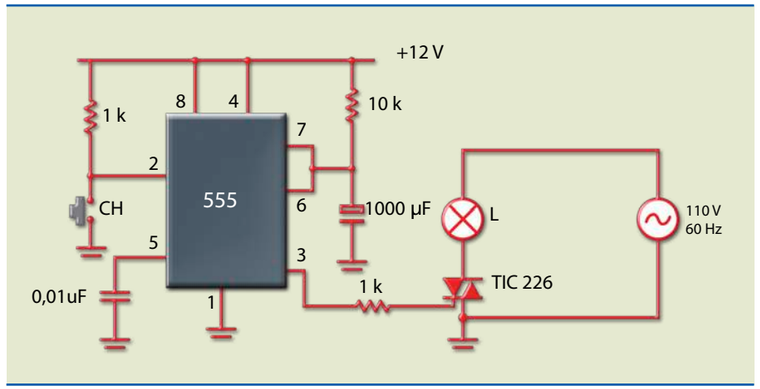


Figura 10.35

Solução:

O TRIAC opera nos modos *a* e *c* e o tempo de temporização é:

$T_i = 1{,}1 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1\,000 \cdot 10^{-6} = 11$ s

10.3.2 TRIACs comerciais

Existem vários tipos de TRIAC, que se diferenciam pela capacidade de corrente e tensão. Uma série muito conhecida é a de encapsulamento TO-220.

A figura 10.36 mostra o TIC226D, um TRIAC com capacidade de corrente 8 A e tensão 400 V. A letra D, posterior ao número, indica a tensão máxima recomendada, isto é, A = 100 V, B = 200 V, C = 300 V, D = 400 V etc. Sugere-se utilizar dissipador quando a corrente for superior a 1 A.

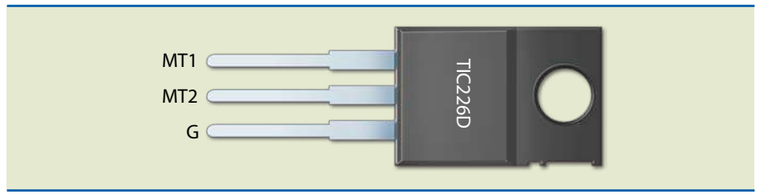


Figura 10.36
Exemplo de TRIAC comercial.

10.4 Aplicações do DIAC e do TRIAC

O TRIAC é indicado como chave CA em circuitos de controle de potência. Vejamos a seguir algumas aplicações.

10.4.1 Chave estática CA assíncrona

No circuito da figura 10.37b, o TRIAC tem a mesma função que a chave mecânica do circuito da figura 10.37a. Observe que a chave (CH) no segundo circuito não precisa suportar a mesma capacidade de corrente da chave usada no primeiro, ou seja, na figura 10.37a a chave deve ter capacidade para suportar um valor de corrente na carga, enquanto na figura 10.37b pode ser um *reed switch*, termostato ou outra chave para baixa corrente, pois aciona o TRIAC.

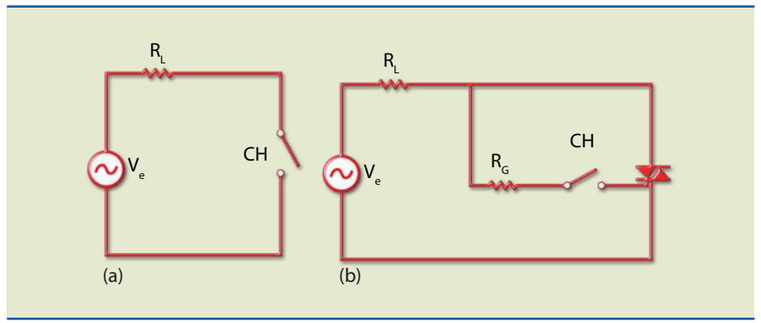


Figura 10.37
a) Chave mecânica ligando a carga e
b) chave de estado sólido estática com TRIAC.

10.4.2 Chave estática CA síncrona

Nos dois circuitos apresentados na figura 10.37, a carga é resistiva. Se ao acionarmos a chave coincidir de a tensão de entrada estar passando pelo valor de pico (o disparo é randômico), a corrente pode assumir valor muito alto em relação à corrente nominal (aproximadamente 10 vezes superior em determinada parte do ciclo). Para evitar que esse problema ocorra, existem circuitos que só permitem o disparo do tiristor quando a tensão estiver próxima de zero (disparo síncrono). Tais circuitos (figura 10.38) são chamados de ZVS (*zero voltage switching*, chaveamento de tensão em zero).

O uso do disparo síncrono tem algumas características:

- A complexidade do circuito aumenta conforme o uso de dispositivos mais específicos.
- O fator de potência melhora (a corrente passa a ser senoidal). A radiofrequência emitida diminui.
- O pulso aplicado na porta deve ter duração mínima, pois a amplitude da tensão é baixa no momento do disparo.
- Circuitos controladores proporcionais podem ser construídos mais facilmente.

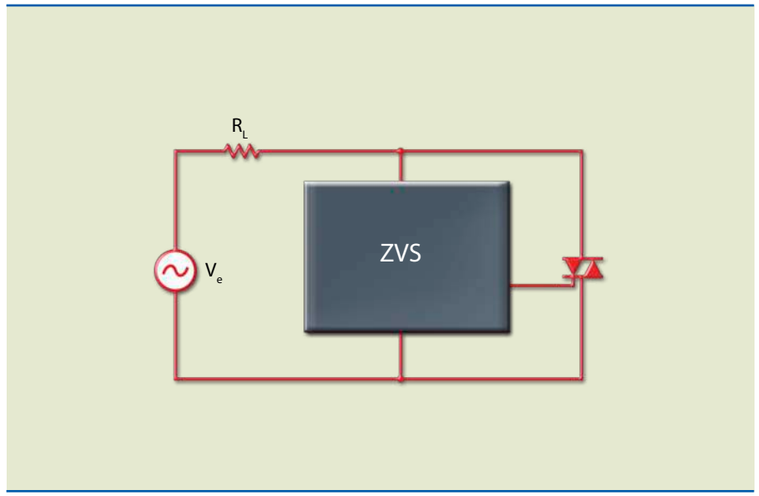


Figura 10.38
TRIAC com controle de ZVS associado.

Os gráficos da figura 10.39 mostram as curvas características de um controlador proporcional em funcionamento, que é um circuito liga/desliga com chaveamento no tempo t e no período T. Assim, o TRIAC está em disparo síncrono, reduzindo a radiofrequência e melhorando o fator de potência. A potência média entregue à carga depende da relação entre o tempo que o TRIAC está conduzindo (t_{ON}) e o período (T):

$\frac{t_{ON}}{T}$. No entanto, a variação da potência ocorre quando se altera t_{ON}.

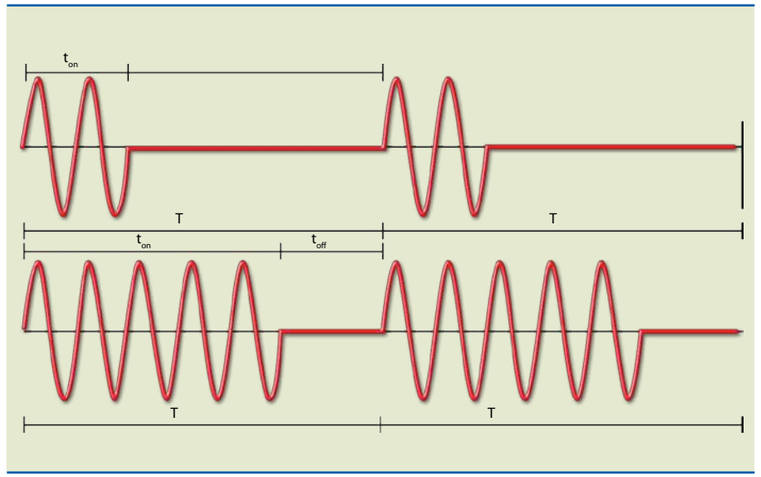


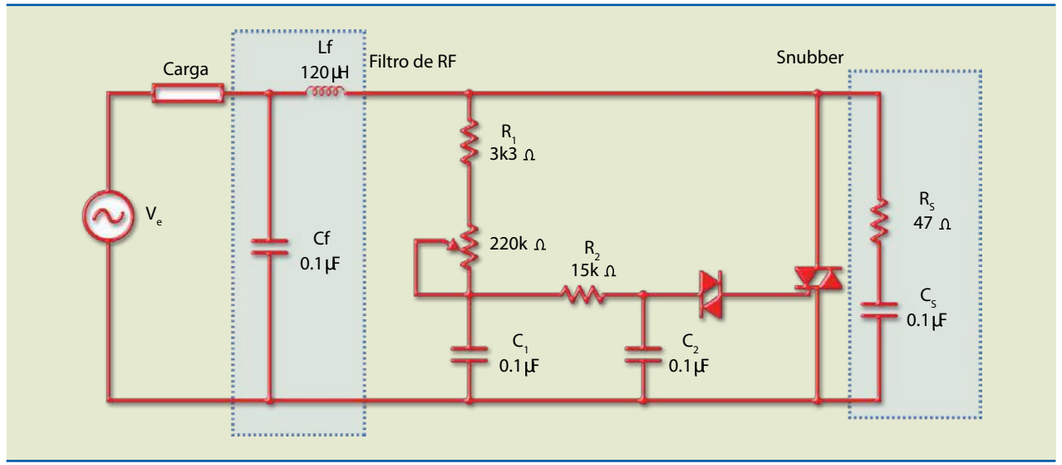
Figura 10.39
Representação gráfica do princípio do controle proporcional.

10.4.3 Controlador de luminosidade – *dimmer*

O TRIAC é utilizado em aparelhos que controlam a luminosidade de lâmpadas, pois atua na variação de sua potência. Uma das maneiras de variar a potência é por meio do controle de fase, ou seja, variando o ângulo de disparo.

A figura 10.40 mostra um circuito de controle de luminosidade (*dimmer*). Seu princípio de funcionamento é muito parecido com o do circuito que utiliza um SCR. Inicialmente, o capacitor C_1 se carrega por R_1 e R_V e, depois, C_2 se carrega por R_2 até que a tensão de disparo do DIAC seja atingida, fazendo com que C_2 se descarrege.

Figura 10.40
Circuito de um controlador de luminosidade (*dimmer*).



No circuito da figura 10.40, o filtro constituído por L_f e C_f é um passa-baixa. Sua função é evitar que a radiofrequência gerada, ao acionarmos o TRIAC, passe para a rede, pois isso causaria interferência em aparelhos de rádio e TV que estivessem ligados na mesma rede elétrica. O filtro constituído por R_s e C_s é chamado de *snubber* e deve ser usado quando a carga é indutiva, como em um motor, e quando se quer evitar falso disparo.

10.4.4 Luz automática

O circuito da figura 10.41, conhecido por luz automática ou luz crepuscular, é utilizado quando se deseja ligar e desligar automaticamente uma lâmpada na ausência e presença de luz natural. Seu principal dispositivo é o LDR (*light dependent resistor*, resistor dependente de luz), pois aumenta sua condutividade quando exposto à luz. A maior vantagem desse circuito em relação aos similares que utilizam transistores ou amplificador operacional é que não necessita de alimentação em CC.

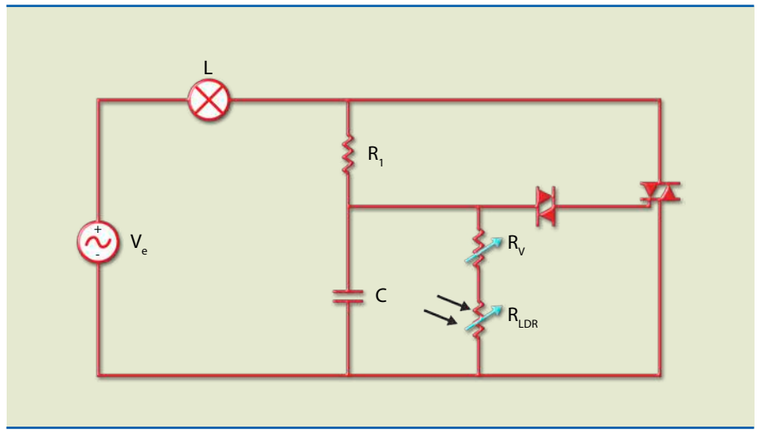


Figura 10.41
Circuito de uma luz automática anoitecer/amanhecer.

No circuito da figura 10.41, se no ambiente em que o LDR estiver instalado não houver luz, a lâmpada ficará acesa. Isso acontece porque na ausência de luz sua resistência é alta e, portanto, o capacitor se carrega até atingir sua tensão de disparo em cada semiciclo, o que ocasiona o disparo do TRIAC. Quando o LDR é iluminado, sua resistência diminui, impedindo que a tensão no capacitor atinja a tensão de disparo do DIAC; consequentemente, o TRIAC não recebe sinal na porta e a lâmpada permanecerá apagada.

10.5 PUT

O PUT (*programmable unijunction transistor*, transistor unijunção programável) é um dispositivo formado por quatro camadas que foi desenvolvido para suprir uma deficiência técnica apresentada nos circuitos com UJT, ou seja, dependência do período das oscilações com a razão intrínseca de disparo

$$\left(T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-\eta}\right)$$

A figura 10.42 mostra a estrutura simplificada, o símbolo e o circuito equivalente do PUT.

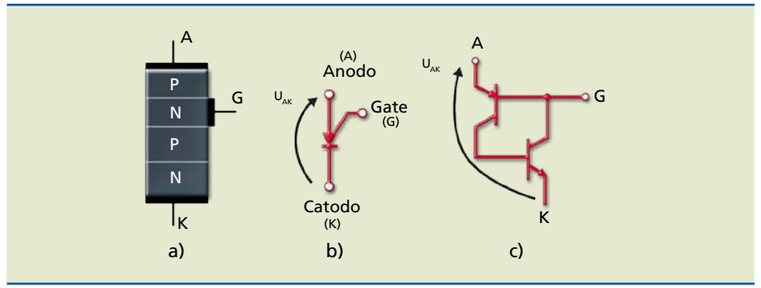


Figura 10.42
Unijunção programável:
a) estrutura simplificada,
b) símbolo e
c) circuito equivalente.

Considere o circuito de um oscilador de relaxação da figura 10.43a. A tensão na porta é dada pelo divisor de tensão constituído por R_1 e R_2, que pode ser calculada por:

$$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Para que os transistores internos conduzam, é necessário que:

$U_{AK} \geq V_{BE} + V_G$ ou

$$U_{AK} \geq V_{BE} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Essa expressão é similar à condição de disparo do UJT, isto é:

$$V_P \geq V_D + \eta \cdot V_{CC}$$

em que η é a razão intrínseca de disparo, calculada em função das resistências internas do UJT por:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Quando comparamos as expressões que fornecem a tensão de disparo do PUT (U_{AK}) e a do UJT (V_P), podemos admitir que os resistores externos R_1 e R_2 determinam o disparo do PUT. Daí a denominação "unijunção programável", pois o valor de η pode ser programado por dois resistores externos. A figura 10.43c mostra o modelo PUT da família 2N6027 e a figura 10.43d, a curva característica.

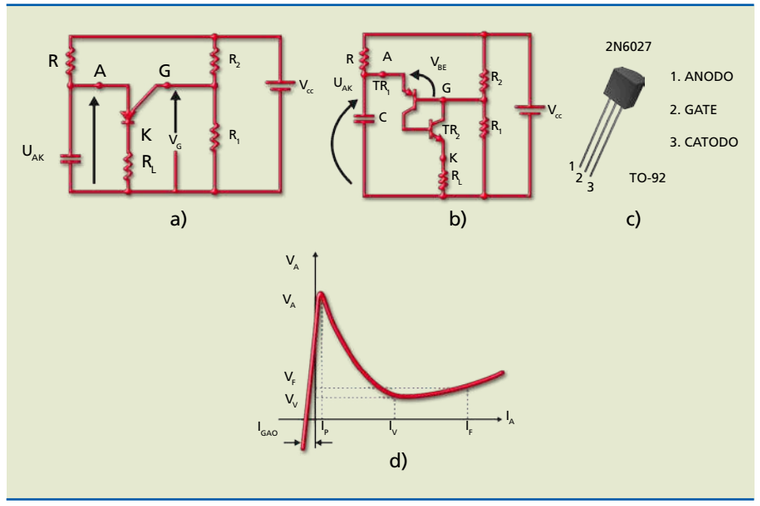


Figura 10.43
a) Circuito de um oscilador de relaxação com PUT,
b) PUT substituído pelo circuito equivalente,
c) aspecto físico do PUT e
d) curva característica do PUT.

Analisando os circuitos e a curva característica das figuras 10.43a, 10.43b e 10.43d, podemos notar que inicialmente o capacitor C está descarregado; portanto, $U_{AK} < V_{BE} + V_G$. Desse modo, o PUT está cortado e C continua a se carregar por R. Quando $U_{AK} = V_{BE} + V_G$, o PUT dispara e, então, C se descarrega pelo PUT e por R_L. A descarga é muito mais rápida que a carga, pois $R >>> R_L$. A figura 10.44 mostra as formas de onda da tensão no capacitor e na carga da figura 10.43a.

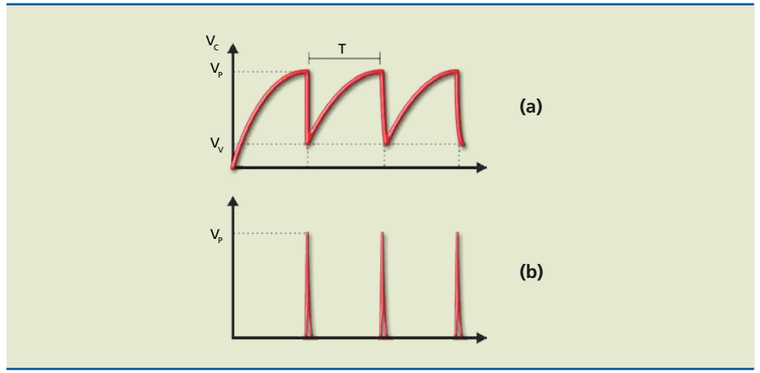


Figura 10.44
Formas de onda da tensão no capacitor e na carga do circuito da figura 10.43a.

Para determinarmos o período das oscilações, podemos calcular:

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

em que a relação de disparo (η) é dada pelos resistores externos R_1 e R_2, por meio da expressão:

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

10.6 Circuito integrado TCA 785

Esse circuito tem a função de *driver* de tiristores (SCR ou TRIAC), capaz de gerar pulsos de disparo sincronizados com a tensão da rede, com ângulo de disparo variando de 0° a 180° (controle de fase).

Vejamos seu funcionamento resumidamente no exemplo a seguir. Um pulso dente de serra (pino 10, V_{10}) é gerado internamente e comparado com uma tensão de referência V_{11} obtida de um divisor de tensão externo com tensão variável. Se o valor da tensão do dente de serra é maior que o valor da tensão de referência, o CI gera um pulso positivo (pino 15), que é aplicado na porta do tiristor (SCR ou TRIAC). No semiciclo negativo, também é gerado um pulso positivo para o mesmo ângulo (pino 14). A figura 10.45 mostra a pinagem e a tabela 10.2, o nome de cada pino.

Figura 10.45
Pinagem do TCA 785.

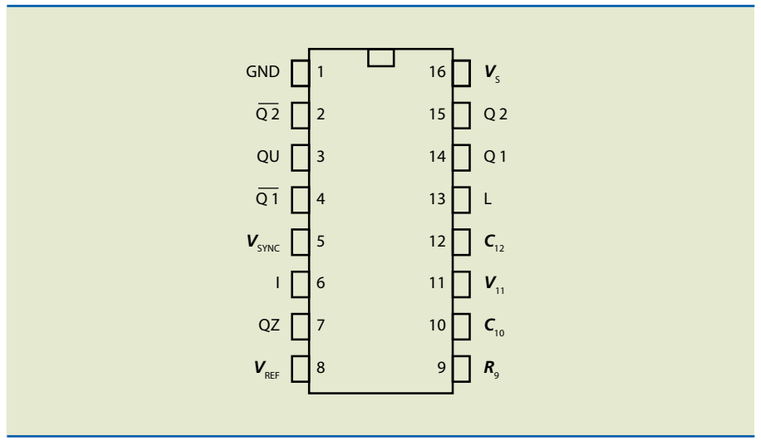
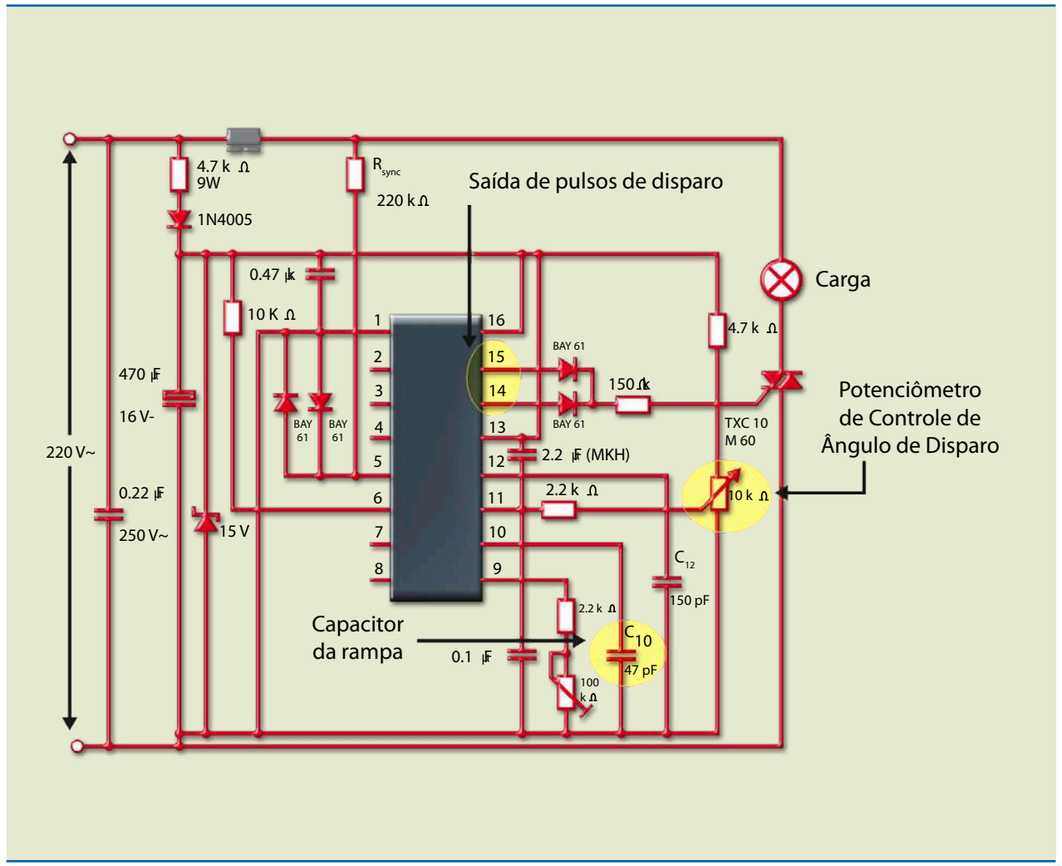


Tabela 10.2
Pinos do TCA 785 e suas funções.

Pino	Notação	Função
1	GND	GND
2 3 4	Q2 QU Q1	Saída complementar do pino 15 Saída de pulso positivo Saída 1 invertida
5	V_{SYNC}	Tensão de sincronismo
6 7	I QZ	Inibe as saídas quando aterrada Saída em coletor aberto
8	V_{REF}	Tensão de referência de 3,1 V
9 10	R C_{10}	Resistência que ajusta a rampa Capacitor da rampa
11	V_{11}	Tensão de controle
12	C_{12}	Controla a largura do pulso de saída
13	L	Aumenta a largura do pulso
14 15	Q1 Q2	Saída de pulso positivo no semiciclo positivo Saída de pulso positivo no semiciclo negativo
16	V_S	Alimentação CC

A figura 10.46 ilustra um circuito de controle de potência por controle de fase usando o TCA 785 e um TRIAC. O ângulo de disparo pode ser ajustado continuamente de 0° a 180° com o auxílio de um potenciômetro externo de 10 kΩ. Durante o semiciclo positivo, o TRIAC recebe um pulso positivo na porta vindo do pino 15. Durante o semiciclo negativo, a porta do TRIAC também recebe um pulso positivo, porém proveniente do pino 14. A duração do pulso é de aproximadamente 100 µs.

Figura 10.46
Aplicação do TCA 785 em controle de potência por controle de fase.



10.7 IGBT

O IGBT (*insulated gate bipolar transistor*, transistor bipolar de porta isolada) é um dispositivo que apresenta como circuito de entrada um MOSFET e como circuito de saída um transistor bipolar (BJT). Antes de conhecermos o IGBT, vamos relembrar algumas características técnicas e detalhes do BJT e do MOSFET.

Desde a decada de 1950 pesquisadores da área de eletrônica tentavam desenvolver dispositivos capazes de aliar potência, velocidade de comutação, eficiência e baixas perdas na operação. Nos anos 1970 o transistor bipolar era o único transistor de potência utilizado, quando foi criado o MOSFET de potência, usado até os dias de hoje.

O transistor bipolar apresenta as seguintes características: possui corrente de base relativamente alta para poder saturar (*turn-on*), é relativamente lento para cortar (*turn-off*) e tem sensibilidade ao disparo térmico (*thermal runaway*) em decorrência do coeficiente de temperatura negativo.

O MOSFET é um dispositivo controlado por tensão e tem coeficiente de temperatura positivo, que protege contra disparo térmico e permite maior frequência de operação.

Vamos agora comparar algumas informações técnicas do BJT e do MOSFET, que demonstram as qualidades de cada um desses dispositivos de potência.

Pelo fato de a porta (*gate*) ser isolada, o MOSFET apresenta relação entre a corrente principal e a de entrada (ganho) extremamente alta. Esse ganho de corrente é elevado porque não há corrente de porta; a única corrente que existe é a transitória que carrega a capacitância associada.

Caso o BJT seja usado para controlar a corrente em uma carga, será necessária uma corrente de base relativamente alta

$$\left(I_B = \frac{I_C}{\beta}\right).$$

Por exemplo, se a corrente de coletor vale 80 A e $\beta = 20$, então a corrente de base valerá 4 A, que é um valor elevado para um transistor bipolar ou um circuito integrado de controle manipular (figura 10.47).

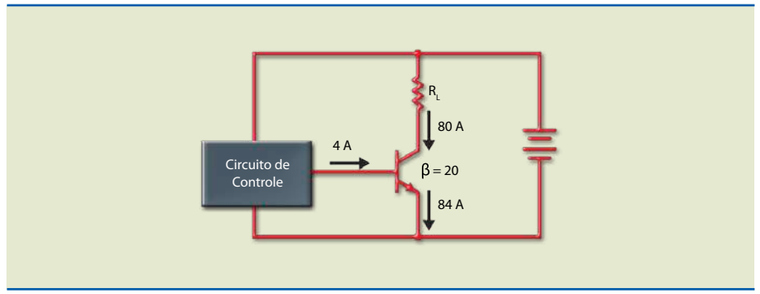


Figura 10.47
Transistor de potência chaveando uma corrente elevada.

O MOSFET apresenta uma impedância de entrada elevada e não consome corrente (figura 10.48). Além disso, o circuito de controle é mais simples, porém a queda de tensão entre dreno e fonte é maior que a queda de tensão entre coletor e emissor, em comparação com um transistor bipolar. Quando em condução, o MOSFET se comporta como resistor (r_{dson}) com coeficiente de temperatura positivo; o valor desse resistor depende da tensão entre porta e fonte (V_{GS}).

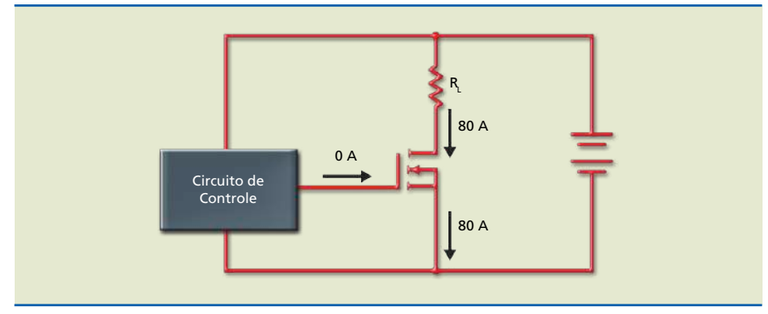


Figura 10.48
MOSFET de potência chaveando uma corrente elevada.

Levando em conta os aspectos técnicos positivos do MOSFET e do BJT aqui apresentados, recomenda-se o IGTB em aplicações de potência, pois reúne em um único dispositivo as vantagens do MOSFET e do BJT. Além disso, a estrutura física do IGBT é a combinação das estruturas desses dois dispositivos (figura 10.49).

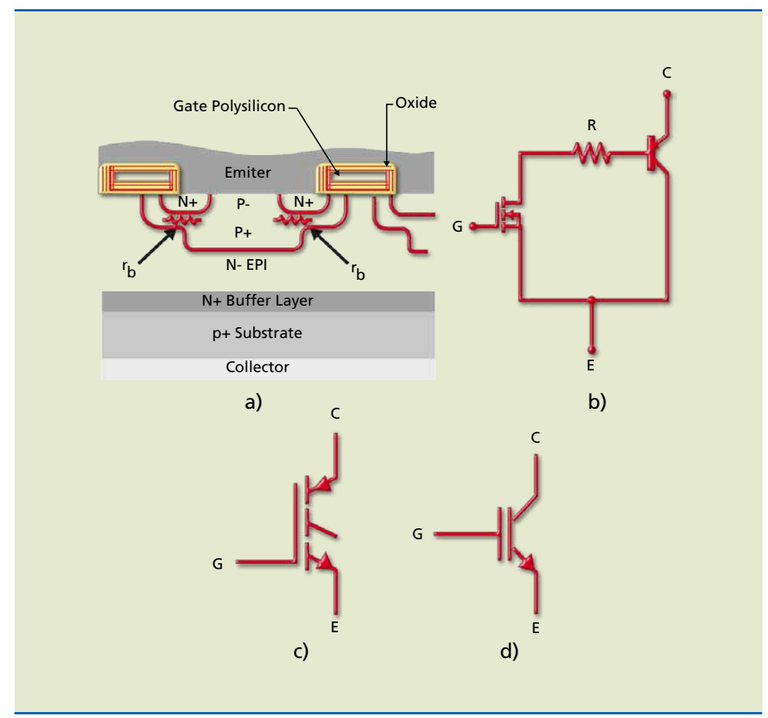


Figura 10.49
Transistor bipolar de porta isolada: (a) estrutura física, (b) circuito equivalente, (c) e (d) símbolos.

O IGBT é utilizado principalmente em:

- Inversores de frequência (circuitos que produzem tensão alternada a partir de tensão contínua).
- Sistemas de controle de tração em trólebus e ônibus elétricos.
- Aquecimento indutivo.
- Controle de motores CA.
- Fontes de alimentação.
- Transmissão em corrente contínua.
- Carregadores de bateria.

10.7.1 Corrente de cauda

O IGBT apresenta algumas limitações, entre elas menor velocidade de chaveamento que o MOSFET. Quando o IGBT vai da condução para o corte, ao contrário do MOSFET, a corrente não chega a zero imediatamente. Por causa de recombinações entre lacunas e elétrons, a corrente de coletor (I_C) demora para se anular, apesar de a tensão entre coletor e emissor (V_{CE}) já ser máxima. Esse final de corrente, chamado de corrente de cauda (*current tail*) (figura 10.50), limita a operação em frequências elevadas.

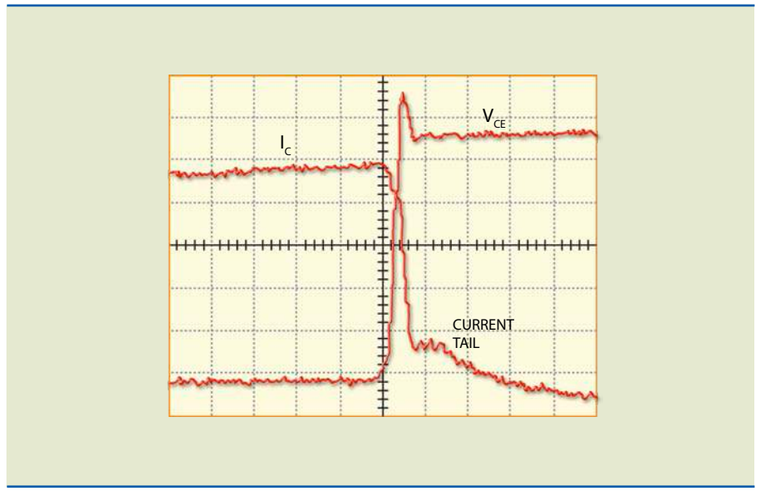


Figura 10.50
IGBT comutando da saturação para o corte com detalhe da corrente de cauda.

10.7.2 Diodo em antiparalelo

Quando o IGBT for usado para controle de motores, um diodo (diodo de comutação) deve ser colocado em paralelo com o dispositivo para sua proteção. As especificações técnicas desse diodo é ser ultrarrápido e ter baixa queda de tensão e baixa corrente de fuga.

Nessa configuração, o IGBT é utilizado como chave, ligando e desligando uma carga de alta potência. Para isso, tem de apresentar baixa queda de tensão (característica obtida em um transistor bipolar) e poder operar em frequências altas

(característica obtida em MOSFET de potência). A tabela 10.3 resume as principais características dos três dispositivos.

Tabela 10.3
Principais características do transistor bipolar, do MOSFET e do IGBT.

Características	Transistor bipolar	MOSFET	IGBT
Forma de controle	Corrente	Tensão	Tensão
Complexidade do circuito de controle	Complexo	Simples	Simples
Impedância de entrada	Baixa	Alta	Alta
Frequência	Baixa (< 100 kHz)	Alta (< 1 MHz)	Média
Tensão de saturação	Baixa	Alta	Baixa
Área de operação segura (SOA)	Estreita	Larga	Larga

A área de operação segura (*safe operating area*, SOA) é definida como a fronteira em que é possível operar sem que o dispositivo seja destruído. A figura 10.51 apresenta um exemplo de SOA de um IGBT.

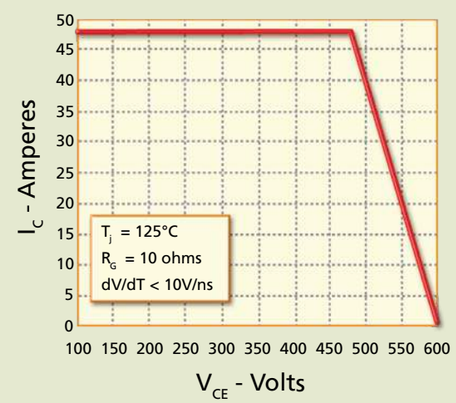


Figura 10.51
SOA do IGBT IXSH30N60B2.

10.7.3 IGBT ligado em paralelo

O IGBT pode ser ligado em paralelo quando se deseja aumentar a capacidade de corrente, obter melhorias térmicas e para redundância. Entretanto, as variações de parâmetros entre os dispositivos que serão associados em paralelo podem resultar em compartilhamento diferente da corrente. Além disso, em geral, a temperatura e a configuração influenciam a operação do IGBT em paralelo.

Capítulo 11

Optoeletrônica

Este capítulo apresenta conceitos básicos dos dispositivos semicondutores usados em optoeletrônica. De modo geral, os dispositivos optoeletrônicos podem ser divididos em duas grandes áreas: os sensores e os emissores (há também dispositivos de acoplamento, que são o resultado da combinação de sensores e emissores).

Um dispositivo optoeletrônico:

1. Detecta e/ou responde a um sinal de luz.
2. Emite ou modifica luz coerente ou não coerente.
3. Utiliza luz para seu funcionamento interno.

A palavra "optoeletrônica" é a união de "óptica" e "eletrônica", ou seja, refere-se a dispositivos eletrônicos sensíveis à ação da luz. Mas qual é a definição física de luz? Luz é a energia radiante transmitida através de ondas eletromagnéticas de comprimento entre 0,3 µm e 30 µm. Nessa faixa, chamada de espectro eletromagnético, encontra-se a luz visível ao olho humano (0,38 µm a 0,78 µm), e as radiações ultravioleta (UV) e infravermelha (IR) ocupam as extremidades.

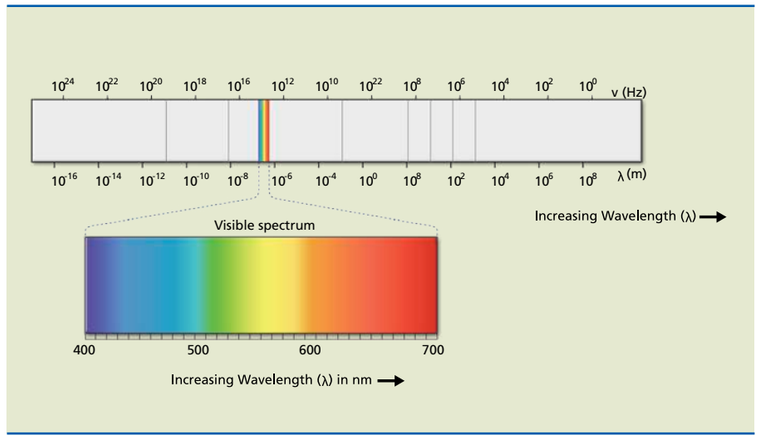


Figura 11.1
Espectro eletromagnético com destaque para a parte visível.

A figura 11.1 mostra o espectro eletromagnético para todos os tipos de onda, com destaque para a radiação luminosa visível. Em uma extremidade localiza-se o vermelho, com 700 nm de comprimento de onda, e na outra, o violeta, com 400 nm. Radiação com comprimento logo acima de 700 nm é chamada de infravermelha (*infrared*, IR) e com comprimento abaixo de 400 nm, ultravioleta, não mais visível.

11.1 Sensores

Sensor é um dispositivo que apresenta uma variação (reversível) – por exemplo, em sua resistência – ao ser exposto à radiação luminosa.

11.1.1 Fotorresistor

É um sensor de luz que altera sua resistência ao ser exposto à luz. O LDR, estudado no capítulo anterior, é o dispositivo mais conhecido.

A figura 11.2 mostra o aspecto físico, os símbolos e a curva de resposta espectral de um LDR padrão. Observe que a sensibilidade é mais alta ao redor do comprimento de onda 550 nm.

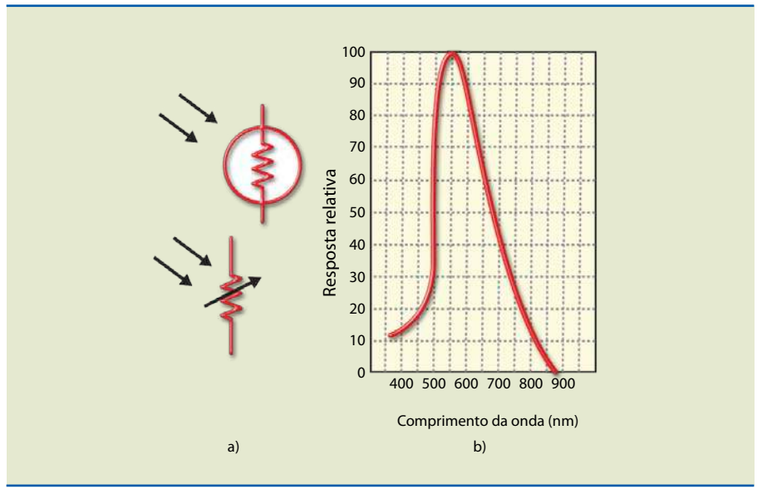
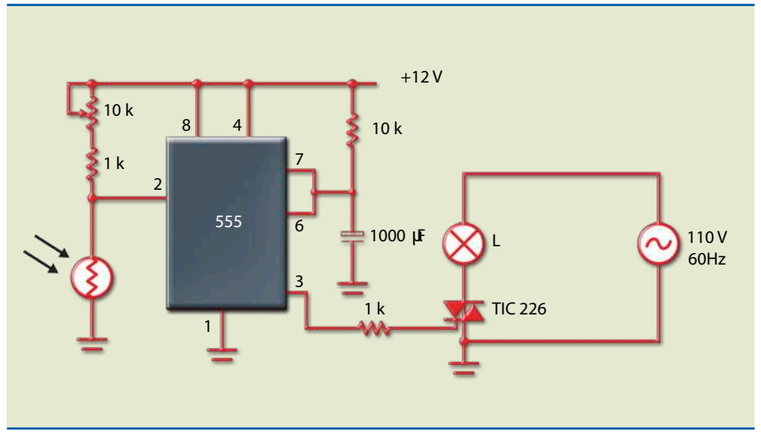


Figura 11.2
LDR:
a) símbolos e
b) curva de resposta espectral.

O LDR é usado em circuitos de proteção, alarmes, instrumentos de medida de luminosidade e nas situações em que for necessário detectar variação ou presença de luz no espectro visível ou fora dele.

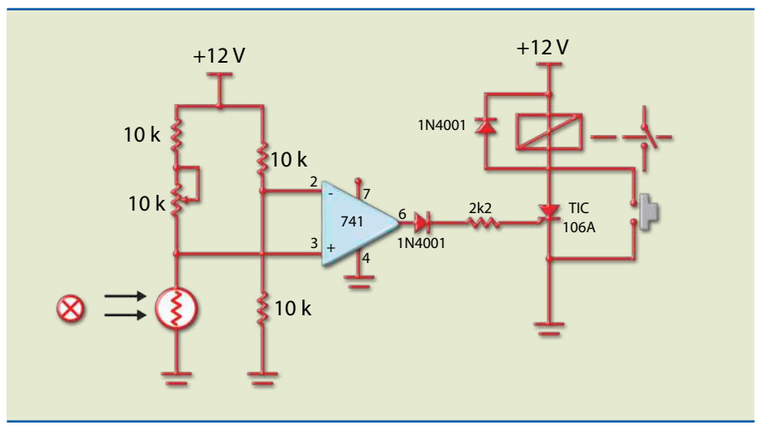
As figuras a seguir apresentam alguns exemplos de circuitos com aplicação de LDR. A figura 11.3 mostra um sensor de presença de luz com temporizador. Na ausência de luz, a resistência do dispositivo é elevada e, portanto, a tensão no pino 2 deve ser maior que 4 V (um terço de 12 V), valor que pode ser obtido com a regulagem do potenciômetro. Quando a luz incide no LDR, sua resistência diminui e a tensão no pino 2 reduz para abaixo de 4 V, disparando o LM555, que, por estar configurado como monoestável, liga a lâmpada durante determinado tempo, por meio do capacitor de 1 000 µF e do resistor de 10 kΩ.

Figura 11.3
Sensor de presença de luz com temporizador.



O circuito da figura 11.4 é de um alarme com trava. Sua base é um amplificador operacional usado como comparador de nível, que, por causa de seu altíssimo ganho, torna o circuito extremamente sensível. Nesse circuito, o LDR é iluminado por uma fonte de luz. Se o potenciômetro estiver ajustado para valores de tensão na entrada não inversora menores que 6 V, a saída do AO é baixa (próxima de zero), mantendo o SCR cortado. Quando a iluminação sobre o LDR é interrompida, mesmo que rapidamente, a tensão no pino 3 fica maior que no pino 2 e a saída do AO eleva próximo a 12 V, disparando o SCR e ligando o relé e o alarme. Mesmo que a luz volte a atingir o LDR, o SCR continuará conduzindo.

Figura 11.4
Alarme com trava.



11.1.2 Fotodiodo

Quando uma junção PN é criada, elétrons livres se deslocam, por difusão, do lado N para o P, e lacunas, do lado P para o N. Na condição de equilíbrio (sem tensão externa), no lado P próximo à junção existem íons negativos, e no lado N, íons positivos (figura 11.5a). O campo elétrico resultante impede que o processo de difusão continue.

Se for aplicada uma tensão externa de maneira a polarizar reversamente a junção, a largura da região de carga espacial (r.c.e.) ou região de depleção aumentará (figura 11.5b).

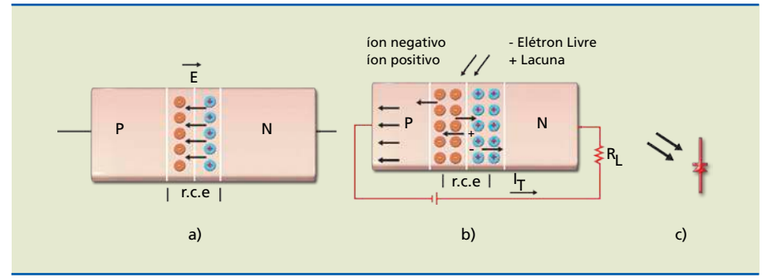


Figura 11.5
Junção PN:
a) em aberto,
b) polarizada reversamente e iluminada,
c) símbolo.

Se a região de carga espacial for iluminada com radiação de comprimento de onda adequada, ligações covalentes serão quebradas (na região de carga espacial existem íons da impureza e átomos de silício), gerando pares elétron-lacuna. O campo elétrico acelerará os elétrons para a região N e as lacunas para a região P, e externamente aparecerá uma corrente I_T igual a:

$$I_T = I_L + I_D \quad (11.1)$$

em que I_L é a corrente gerada pela luz e I_D a corrente reversa de saturação ou corrente no escuro (*dark*).

Tipicamente, os valores para dispositivos construídos de silício são I_L da ordem de 10 µA e I_D da ordem de 1 nA.

A figura 11.6a mostra o circuito com o fotodiodo polarizado reversamente e a figura 11.6b, as curvas características em função da intensidade luminosa e a reta de carga. As interseções da reta com as curvas de intensidade luminosa determinam os pontos de operação. Em intensidade luminosa alta, o fotodiodo é praticamente um curto-circuito (o ponto de operação está localizado na parte superior da reta). Em luminosidade baixa (ambiente escuro), a corrente é praticamente zero; toda a tensão da fonte estará no diodo.

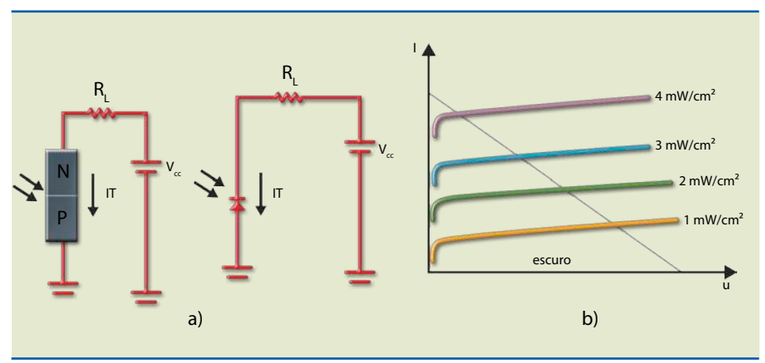


Figura 11.6
a) Circuito com fotodiodo polarizado reversamente e
b) curva característica.

11.1.3 Fototransistor

O fototransistor funciona exatamente como um transistor, porém sua base não é excitada por corrente externa, e sim por luz (figura 11.7a) – existem fototransistores que permitem a injeção de corrente na base além da luz. Do ponto de vista funcional, um fototransistor pode ser entendido como um transistor comum em cuja base foi colocado um fotodiodo (figura 11.7b).

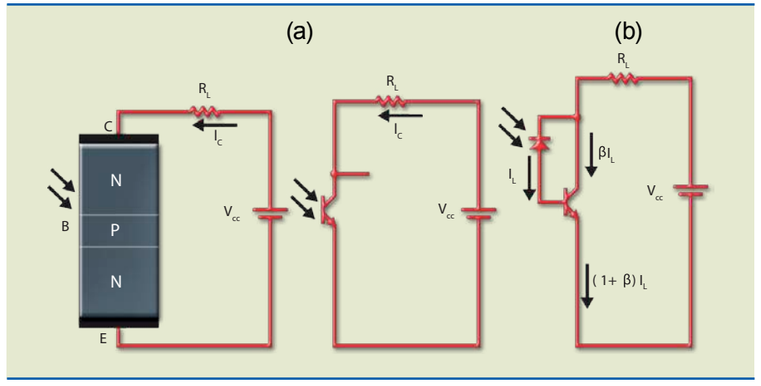


Figura 11.7
a) Fototransistor e b) circuito equivalente.

A corrente de coletor é β vezes maior que a corrente de base, isto é, a sensibilidade é β vezes maior, porém a máxima frequência de operação é β vezes menor que a do fotodiodo. A expressão a seguir determina a corrente de coletor:

$$I_C = \beta \cdot I_L = \beta \cdot (I_L + I_D) \quad (11.2)$$

A figura 11.8 mostra o aspecto físico de um fototransistor; observe que é muito semelhante ao fotodiodo.

Figura 11.8
Fototransistor: aspecto físico.

O fotodarlington é basicamente um transistor comum ligado a um fototransistor na configuração Darlington (figura 11.9). Apresenta ganho elevado, porém a resposta em frequência é bem menor que do fototransistor.

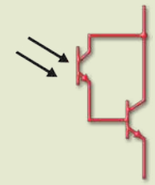


Figura 11.9
Fotodarlington: símbolo.

11.1.4 Célula solar

Como vimos, a incidência de luz sobre uma junção PN gera pares elétron-lacuna; então, os elétrons movimentam-se para o lado P e as lacunas, para o lado N, aparecendo entre as extremidades da junção uma tensão. Se não existir circuito externo, a tensão terá valor V_{OC} (*open circuit*, tensão em vazio). Se ligarmos uma resistência aos terminais do dispositivo, uma corrente será fornecida ao circuito externo.

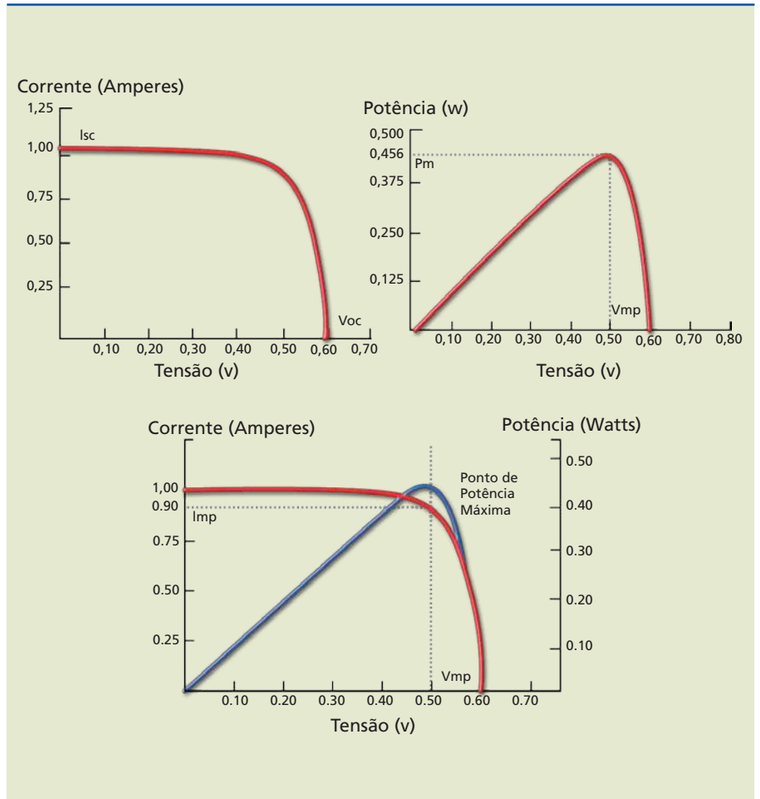
O dispositivo assim construído chama-se célula fotovoltaica, quando não se especifica a radiação incidente; quando a radiação incidente é a solar, o dispositivo recebe o nome de célula solar (figura 11.10).

O material básico usado na construção de uma célula fotovoltaica é o silício em uma das três formas: monocristalino, policristalino ou amorfo.

Figura 11.10
Célula solar.

A figura 11.11 apresenta gráficos referentes à potência e à corrente em função da tensão. Neles podemos observar as curvas características de uma célula solar e identificar alguns valores, como a corrente de curto-circuito (I_{SC}) e a tensão em vazio (V_{OC}).

Figura 11.11
Curvas características de uma célula solar – radiação incidente de 1 000 W/m².



As células solares são usadas para transformar a energia solar em energia elétrica. Como a tensão que uma única célula pode produzir é muito baixa (tipicamente V_{OC} = 0,6 V), as células são associadas em série e em paralelo para aumentar a capacidade de corrente. Por esse motivo, um painel solar é constituído de várias células.

As principais aplicações dos painéis solares são:

- Equipamentos eletrônicos de estações remotas de transmissão.
- Carregadores de bateria.
- Iluminação residencial e pública.
- Alimentação de relógios e calculadoras.
- Satélites de comunicação.
- Bombas hidráulicas para irrigação.
- Locais de difícil acesso à rede elétrica.

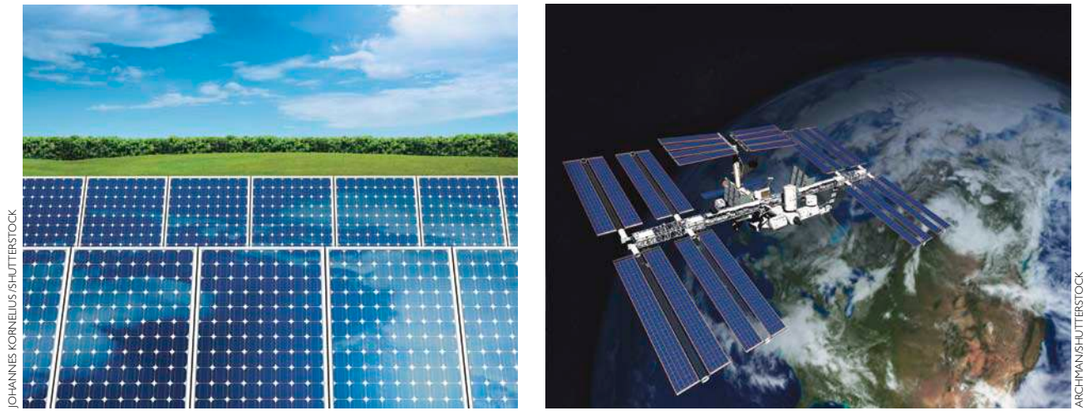
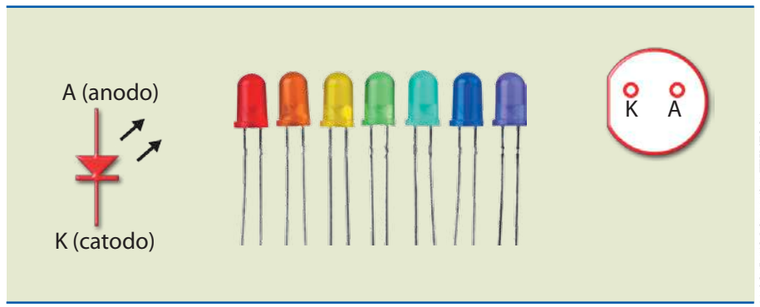

JOHANNES KORNELIUS/SHUTTERSTOCK
ARCHMAN/SHUTTERSTOCK

Figura 11.12
Exemplos de painéis solares.

11.2 Emissores

São dispositivos que emitem luz ao serem percorridos por uma corrente elétrica. Isso ocorre quando uma junção PN, polarizada diretamente, é percorrida por uma corrente de valor adequado e uma radiação luminosa é emitida. O dispositivo assim construído é chamado de LED (*light emitting diode*, diodo emissor de luz).

O LED é uma junção PN; portanto, tem algumas características elétricas do diodo, como: apresenta queda de tensão quando está conduzindo (de 1,5 V a 2 V, dependendo da cor da radiação), possui máxima tensão reversa (em geral, pequena) e conduz corrente em apenas um sentido. A figura 11.13 mostra o símbolo e exemplos de LEDs comerciais. A identificação dos terminais (anodo e catodo) costuma ser feita de duas maneiras: pela diferença de tamanho entre os terminais, sendo o anodo maior, ou por meio de um chanfro, que identifica o catodo.



MASCHENKO ROMAN/SHUTTERSTOCK

Figura 11.13
Símbolo e exemplos de diodos emissores de luz.

O tamanho do LED (os maiores têm 10 mm de diâmetro e os menores, 3 mm) e a cor determinam a intensidade da corrente que ele deve consumir. Quanto maior a corrente, maior a luminosidade; excesso de corrente pode danificar ou diminuir a vida útil do componente.

Quando os LEDs surgiram, eram usados basicamente em *displays* e como indicadores de ligado/desligado. Hoje, o *display* de LCD os substituiu com vantagens, porém têm sido utilizados em lâmpadas e TVs de alta definição.

A polarização de um LED consiste basicamente em estabelecer uma corrente em seus terminais. Como a queda de tensão pode variar de 1,5 V a 2 V para LEDs da mesma família, se o LED precisar ser trocado, a intensidade da corrente pode sofrer alterações e, consequentemente, alterar a luminosidade.

Entre os vários circuitos que polarizam o LED, o da figura 11.14a é o mais usado, por sua simplicidade. Para calcular o valor de R, basta conhecer a corrente e a queda de tensão. Por exemplo, se $V_{LED} = 2\ V$ e a intensidade da corrente é de 20 mA, então o valor de R deve ser de:

$$R = \frac{12 - 2}{20\ mA} = \frac{10\ V}{20\ mA} = 0{,}5\ k = 500\ \Omega$$

O circuito da figura 11.14b é mais elaborado e fornece corrente constante para o LED. A resistência do resistor R determina o valor da corrente independentemente da queda de tensão. Supondo que a corrente no LED seja de 20 mA, o valor de R será dado por:

$$R = \frac{12 - 6}{20\ mA} = \frac{6\ V}{20\ mA} = 0{,}3\ k = 300\ \Omega$$

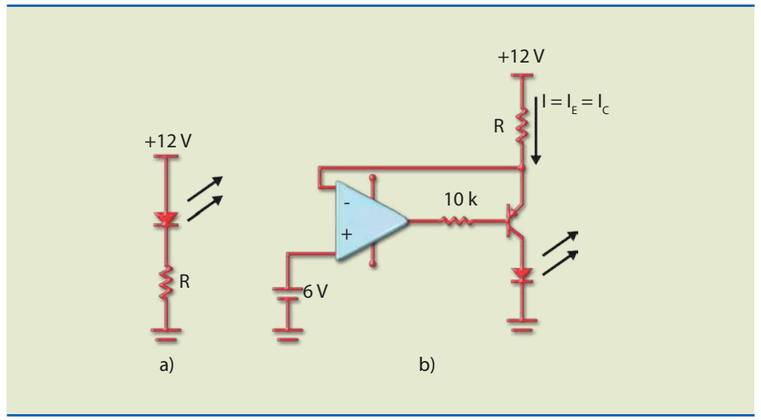


Figura 11.14
Circuitos de polarização do LED: a) simplificado e b) corrente constante.

11.3 Acoplador óptico

O acoplador óptico ou isolador óptico (figura 11.15) é um bloco que tem internamente um diodo emissor infravermelho e um sensor óptico (fotodiodo, fototransistor, fotoSCR, fototriac, fotodarlington etc.). Sua aplicação mais importante é isolar eletricamente os circuitos de controle e de potência.

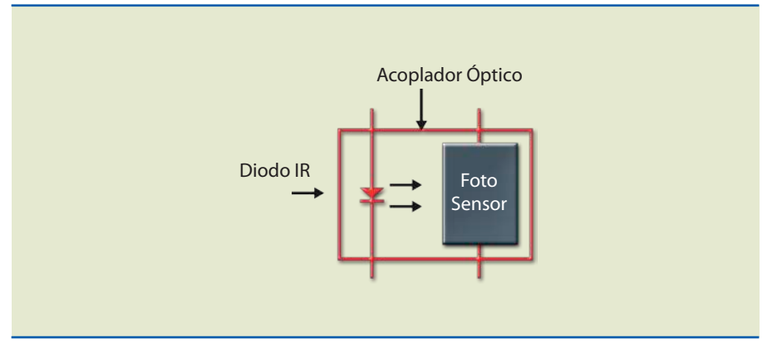


Figura 11.15
Acoplador óptico.

As principais características de um acoplador óptico são:

- **Máxima tensão de isolação** – É a máxima tensão que pode ser aplicada entre a entrada e a saída. Os valores podem ser da ordem de 5 kV.
- **Máxima resistência de isolação** – É a resistência entre a entrada e a saída. Pode atingir valores da ordem de $10^{11}\ \Omega$.
- **Capacitância de isolação** – Como a entrada e a saída são condutores e estão separadas por um meio isolante, há uma capacitância parasita associada. Essa capacitância limita a frequência de operação, pois em frequências elevadas passará a existir uma corrente entre a entrada e a saída mesmo que os valores de tensão sejam baixos.
- **Relação de transferência (CTR)** – É determinada pela relação entre a corrente da saída (I_s) e a da entrada (I_e):

$$CTR\% = \frac{I_s}{I_e} \cdot 100$$

O acoplador óptico mais usado é o que tem como sensor de saída um fototransistor. Um exemplo é o 4N25 (figura 11.16), que apresenta relação de transferência maior que 20% e tensão de isolação entre a entrada e a saída de 5 300 V_{RMS}.

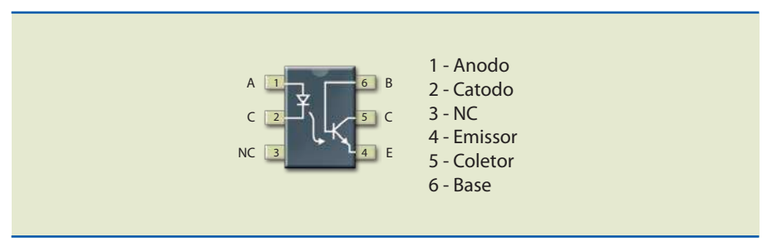


Figura 11.16
Acoplador óptico com fototransistor 4N25.

A figura 11.17 mostra o acoplador óptico 4N29, com fotodarlington como sensor de saída. A relação de transferência é de 500% e a tensão de isolação de 2 500 V_{RMS}.

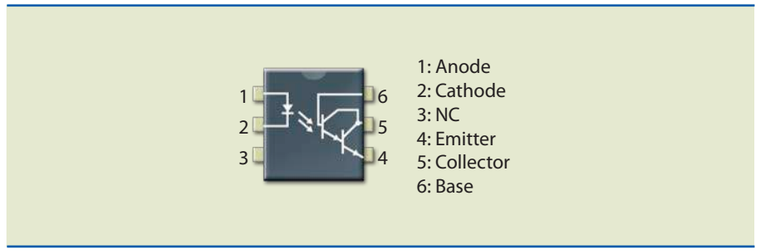


Figura 11.17
Acoplador óptico com fotodarlington 4N29: pinagem e dados.

Um acoplador muito utilizado em potência é o da família MOC30XX, que é *driver* de TRIAC, sem ZVS, apresentando isolação de 7,5 kV entre a entrada e a saída (figura 11.18).

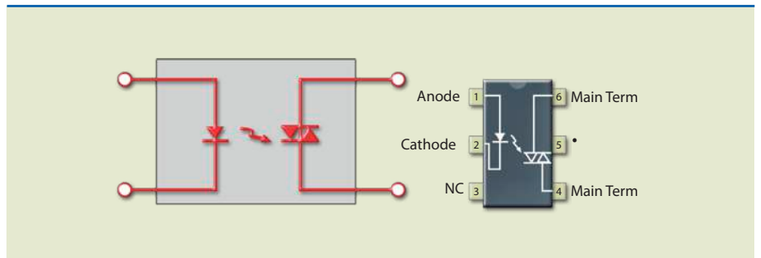


Figura 11.18
Acoplador óptico com fototriac.

A figura 11.19 apresenta uma aplicação típica do MOC3011 como *driver* de TRIAC que funciona como chave de estado sólido. A isolação é total entre o circuito de controle e o de potência. A corrente no LED de entrada deve ser no mínimo 10 mA e no máximo 50 mA. Observe que não existe sincronismo entre a chave CH e o TRIAC. Isso significa que, se a chave for fechada no instante em que a tensão da rede estiver passando pelo pico, pode ocorrer um pico de corrente (*surge*).

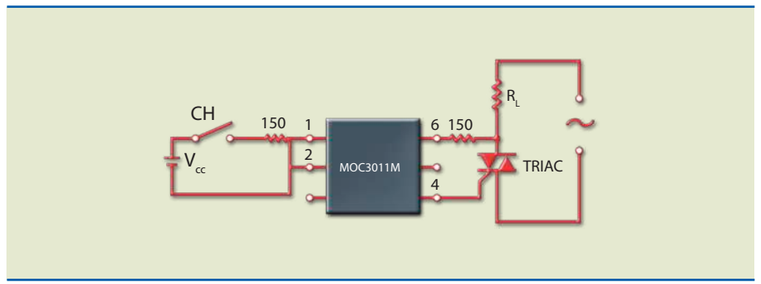


Figura 11.19
Aplicação de acoplador óptico com fototriac.

Se for necessário inserir controle de disparo em zero, pode-se usar isolador óptico com TRIAC e chaveamento em zero (figura 11.20). Ao ser aplicada uma corrente de entrada (I_F), o TRIAC somente conduzirá quando a tensão estiver próxima de zero; com isso, não ocorrerá ruído de alta frequência nem *surge* de corrente (*inrush current*).

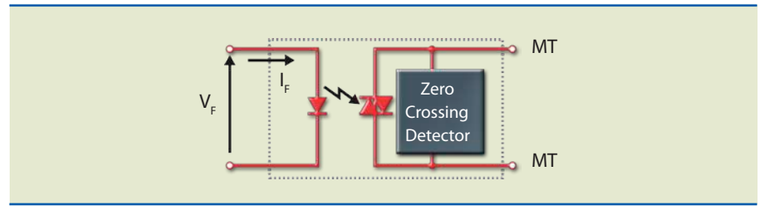


Figura 11.20
Esquema simplificado de um acoplador óptico com TRIAC e ZVS.

A figura 11.21 mostra um acoplador óptico com TRIAC e ZVS, e a figura 11.22, um exemplo de aplicação.

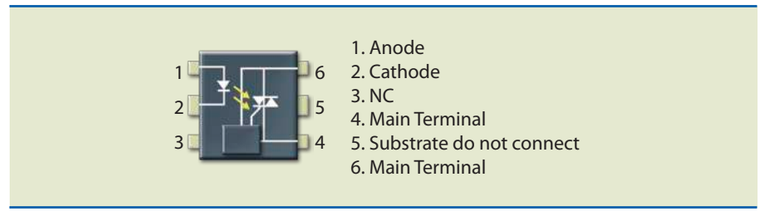


Figura 11.21
Acoplador óptico com TRIAC e ZVS MOC2061.

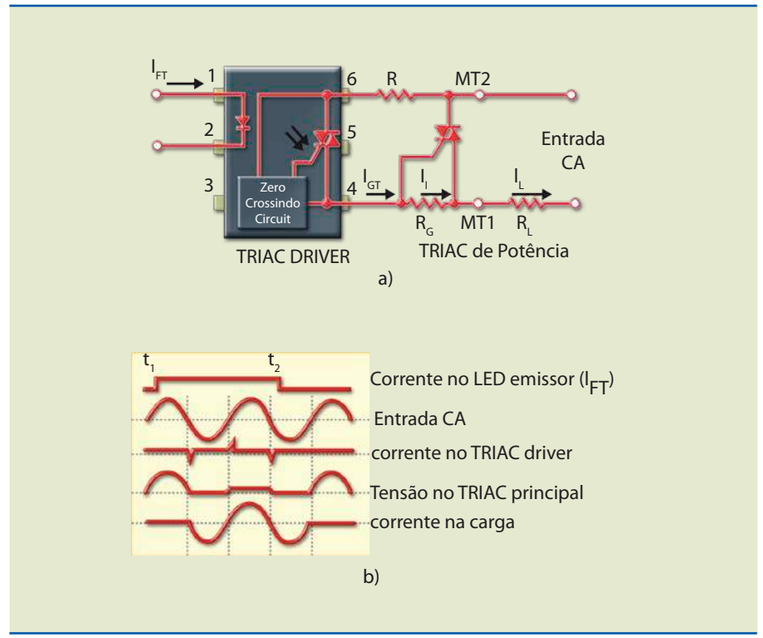


Figura 11.22
Acoplador óptico com TRIAC e ZVS:
a) circuito e
b) formas de onda.

No circuito apresentado na figura 11.22, podemos observar que no instante t_1 é injetada uma corrente na entrada do acoplador óptico e o TRIAC *driver* não dispara. No entanto, quando a tensão está passando próxima de zero, ou seja, no instante em que a rede vai do semiciclo positivo para o negativo, o TRIAC *driver* dispara, fornecendo um pulso de corrente para o TRIAC de potência, que

também dispara, ligando a carga. Se o sinal de corrente é mantido na entrada, o processo volta a ocorrer toda vez que a tensão passar pelo zero. Quando o sinal é retirado no instante t_2, o TRIAC não corta imediatamente, e sim quando a tensão da rede passar por zero.

11.4 Interruptor óptico

Esse dispositivo possui um emissor e um receptor ópticos em um mesmo bloco, exatamente como o acoplador óptico, porém com uma abertura, na qual um anteparo pode ser colocado para impedir que o feixe luminoso atinja o receptor (figura 11.23).

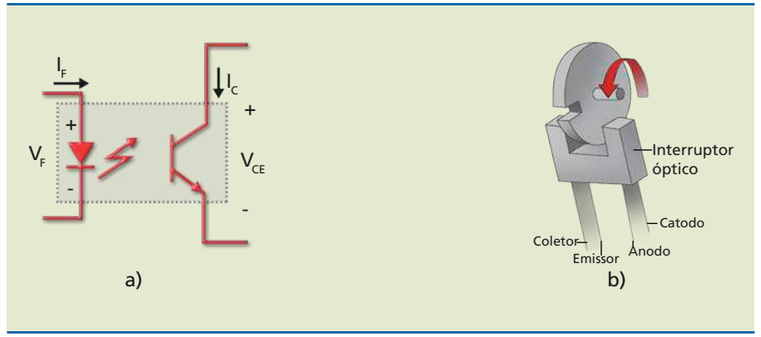


Figura 11.23
Interruptor óptico: a) esquema elétrico, e b) aplicação.

O interruptor óptico é utilizado principalmente para monitorar a posição de um eixo e medir sua rotação.

A figura 11.24 mostra o interruptor óptico TLP 507A, seus pinos, algumas características elétricas e limites. O modelo apresentado é um sensor fotodarlington.

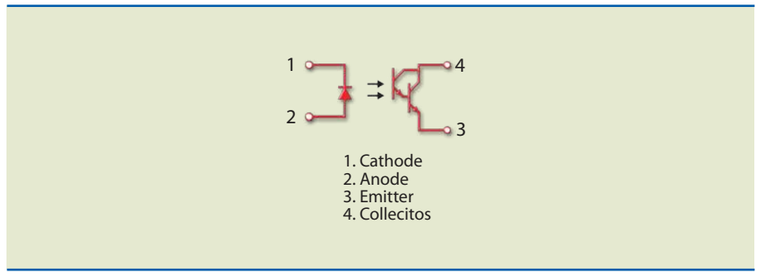


Figura 11.24
Interruptor óptico TLP 507A.

11.5 Refletor óptico

O refletor óptico tem funcionamento semelhante ao do interruptor, pois possui o emissor e o receptor em um mesmo conjunto, assim como um anteparo externo que pode influenciar a transmissão do feixe. A grande diferença está na maneira como é feita essa intervenção: em vez de ficar entre o emissor e o receptor, o feixe é apontado para o anteparo, que pode ser refletivo ou não.

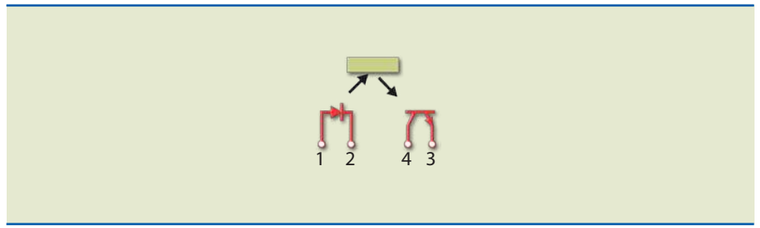


Figura 11.25
Refletor óptico.

A figura 11.25 apresenta um exemplo de refletor óptico, o QRE00034. Esse refletor consiste de um diodo infravermelho e um transistor NPN montados lado a lado, sem contato com a superfície e com filtragem para a luz do dia. A distância entre sensor e refletor deve ser de 4 mm.

Referências bibliográficas

ALBUQUERQUE, R. O.; SEABRA, A. C. *Utilizando eletrônica com AO, SCR, TRIAC, UJT, PUT, CI 555, LDR, LED, FET*. São Paulo: Érica, 2009.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*. 8ª ed. São Paulo: Prentice Hall, 2006.

CAPUANO, F. G.; MARINO, M. A. P. *Laboratório de eletricidade e eletrônica.* 22ª ed. São Paulo: Érica, 2002.

CIPELLI, M. V.; SANDRINI, W. J. *Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos.* 14ª ed. São Paulo: Érica, 1991.

CRESESB. *Tutorial de energia solar*: *princípios e aplicações*. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br>. Acesso em: nov. 2009.

FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. *Application note AN-3003: applications of random phase crossing TRIAC drivers*. Disponível em: <http://www.fairchildsemi.com>. Acesso em: nov. 2010.

GENERAL ELECTRIC CORPORATION. *SCR manual.* 6ª ed. New York: Prentice Hall, 1979.

LILEN, H. *Tiristores y TRIACs.* Barcelona: Marcombo Boixareu, 1978.

MALVINO, A. P. *Eletrônica*. 4ª ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1997. v. 1.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. *Microeletrônica*. 5ª ed. São Paulo: Prentice Hall, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS SERIES. *Digital integrated circuits and operational: amplifier and optoelectronic circuit design*. New York: McGraw-Hill, 1976.

CENTRO PAULA SOUZA DO GOVERNO DE SÃO PAULO
GOVERNO DE SÃO PAULO
CENTRO ESTADUAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA PAULA SOUZA

Excelência no ensino profissional

Administrador da maior rede estadual de educação profissional do país, o Centro Paula Souza tem papel de destaque entre as estratégias do Governo de São Paulo para promover o desenvolvimento econômico e a inclusão social no Estado, na medida em que capta as demandas das diferentes regiões paulistas. Suas Escolas Técnicas (Etecs) e Faculdades de Tecnologia (Fatecs) formam profissionais capacitados para atuar na gestão ou na linha de frente de operações nos diversos segmentos da economia.

Um indicador dessa competência é o índice de inserção dos profissionais no mercado de trabalho. Oito entre dez alunos formados pelas Etecs e Fatecs estão empregados um ano após concluírem o curso. Além da excelência, a instituição mantém o compromisso permanente de democratizar a educação gratuita e de qualidade. O Sistema de Pontuação Acrescida beneficia candidatos afrodescendentes e oriundos da Rede Pública. Mais de 70% dos aprovados nos processos seletivos das Etecs e Fatecs vêm do ensino público.

O Centro Paula Souza atua também na qualificação e requalificação de trabalhadores, por meio do Programa de Formação Inicial e Educação Continuada. E ainda oferece o Programa de Mestrado em Tecnologia, recomendado pela Capes e reconhecido pelo MEC, que tem como área de concentração a inovação tecnológica e o desenvolvimento sustentável.

Fundação
Padre Anchieta