

APOSTILA DE ELETRÔNICA BÁSICA II

**Prof. Teodiano Freire Bastos Filho
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Espírito Santo
E-mail: teodiano.bastos@ele.ufes.br
URL: <http://www2.ele.ufes.br/~tfbastos>**

Outubro de 2004

Esta apostila é baseada nas notas de aula do Professor Teodiano Freire Bastos Filho, a qual foi confeccionada, após vários semestres de haver lecionado a disciplina Eletrônica Básica II, com ajuda do monitor Murilo Guimarães.

O conteúdo desta apostila foi majoritariamente obtido do livro texto “Microelectronic Circuits”, de Sedra and Smith [1], mas foi complementado por outros trabalhos [2-20], principalmente em termos de aplicações para a teoria ensinada.

Dicas sobre Componentes Eletrônicos e Técnicas de Soldagem

Tipos de Componentes e Polaridade

Existe uma grande variedade de componentes eletrônicos utilizados em montagem de placas. Este documento dá uma breve introdução a alguns dos componentes mais comuns, com o objetivo de ajudar-lhe a identificar, montar e soldar adequadamente esses componentes em placas.

Polaridade do Componente

Polaridade se refere ao fato de que muitos componentes eletrônicos não são simétricos eletricamente. Um dispositivo polarizado possui uma forma correta de ser montado. Se o componente polarizado for montado errado, ele não funcionará ou, em certos casos, será danificado ou poderá danificar outros componentes do circuito. Os seguintes componentes são exemplos de componentes polarizados:

- Diodos (LEDs, diodos normais ou de outros tipos)
- Transistores
- Circuitos Integrados

Os capacitores são um caso à parte, pois alguns são polarizados, enquanto outros não são. Mas há uma regra geral: capacitores de grande valor (1 μF ou maior) geralmente são polarizados, enquanto os de menor valor não são.

Os resistores são um bom exemplo de componente não-polarizado: não importa em que direção a corrente flui através dele. Entretanto, note que existem "pentas de resistores" (*resistor packages*) que têm configurações de conexões internas não-simétricas, tornando-os componentes polarizados, sob o ponto de vista de montagem (ver figura 1).

Componentes

Resistores Resistores são dispositivos projetados para limitar o fluxo de corrente. Podem ser especificados em ohms (Ω); kilohms ($\text{k}\Omega$); ou megaohms ($\text{M}\Omega$). A corrente, I , que flui através de um resistor com resistência R , devido a uma tensão aplicada V , é $I=V/R$ (Lei de Ohm). Quando a corrente flui através de um resistor, ele dissipa potência. Os resistores mais comuns (de carvão) têm a capacidade de dissipar potências máximas de 1/8 W, 1/4 W ou 1/2 W, que são potências muito baixas. Por esta razão, esses resistores são dispositivos bastante finos. Outros resistores podem dissipar potências bem maiores: um resistor de 2 W é um dispositivo cilíndrico grande, enquanto um resistor de 5 W é um grande dispositivo retangular. Com relação à sua forma, os resistores são, normalmente, construídos como cilindros pequenos com faixas coloridas que indicam o seu valor, através de uma codificação.

Potenciômetros Um potenciômetro é simplesmente um resistor cuja resistência pode ser variada. Da mesma forma que os resistores, são disponíveis em uma grande variedade de valores de resistência e potência máxima que podem

dissipar. Eles possuem um terminal móvel, que permite variar sua resistência, além de dois terminais fixos.

Pentes de Resistores Os pentes de resistores são planos, com encapsulamento retangular, contendo de seis a dez terminais. Existem dois tipos básicos de pentes de resistores:

- **Pente com elementos isolados.** São resistores discretos, sendo três, quatro ou cinco resistores por pente.
- **Pente com terminal comum.** São resistores com um dos seus terminais ligados uns aos outros, e o outro terminal livre. Vêm normalmente em conjunto de três a nove resistores por pente.

A figura 1 ilustra a conexão interna de um pente de resistores de 8 pinos, para cada um dos dois tipos.

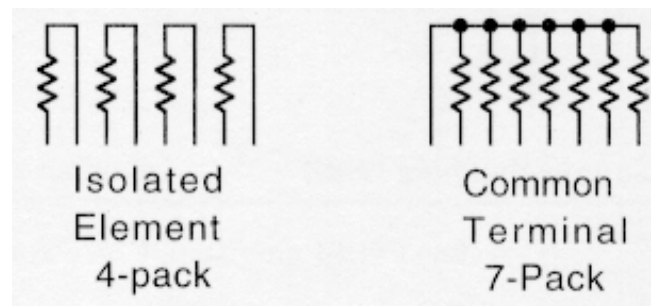


Fig. 1 Conexões internas de um pente de resistores: (a) elemento isolado; (b) terminal comum.

Diodos São dispositivos que permitem que a corrente flua em um sentido, mas não no outro. Os diodos possuem dois terminais, denominados *anodo* e *catodo*. Quando o anodo está conectado a uma tensão positiva com relação ao catodo, a corrente pode fluir através do diodo. Se a polaridade é revertida, nenhuma corrente fluirá através do diodo. Os diodos mais comuns são os de silício e os de germânio. Os de germânio começam a conduzir com uma tensão aproximada de 0,2 V, enquanto os de silício conduzem a partir de aproximadamente 0,6 V.

Os encapsulamentos dos diodos normalmente contêm uma marca, que está mais próxima a um terminal do que ao outro (uma faixa ao redor do encapsulamento cilíndrico, como mostrado na figura 2, por exemplo). Este terminal marcado é sempre o catodo (-).

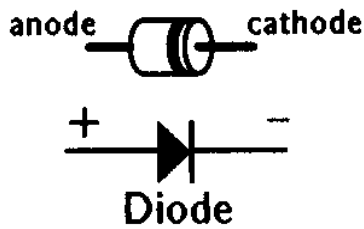


Fig. 2 Encapsulamento típico e símbolo esquemático (com o sentido da corrente) em um diodo.

LEDs LED é um acrônimo para diodo emissor de luz (*light emitting diode*). Portanto, os LEDs também são diodos. O catodo dos LEDs sempre vem marcado com uma pequena parte plana ao longo da circunferência do encapsulamento do mesmo, ou pelo terminal mais curto (figura 3) ou até com alguma outra marca que o diferencia do outro terminal.

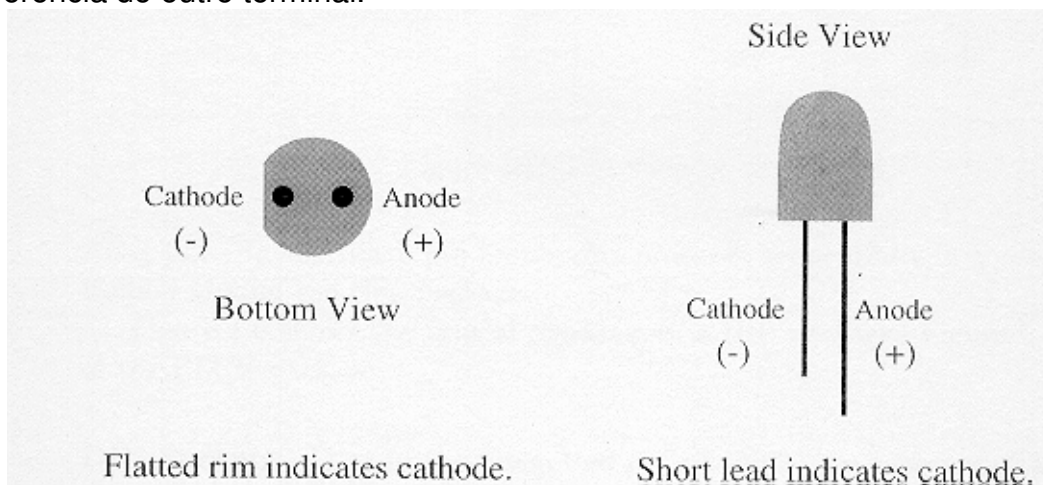


Fig. 3 Identificação dos terminais de um LED.

Os LEDs normalmente devem ser usados com um resistor em série (ver figura 4 para cálculo do valor do resistor) ou alimentados por uma fonte de corrente constante. Para a maioria das aplicações, uma saída de luz adequada é obtida com I_F entre 5 e 25 mA (LEDs vermelhos) e I_F entre 10 e 40 mA (LEDs verdes ou amarelos). Além da corrente de operação, os LEDs necessitam de tensões mínimas para acenderem. Assim, os vermelhos necessitam de 1,6 V, os verdes de 2,1 V e os amarelos e laranja de 1,8 V.

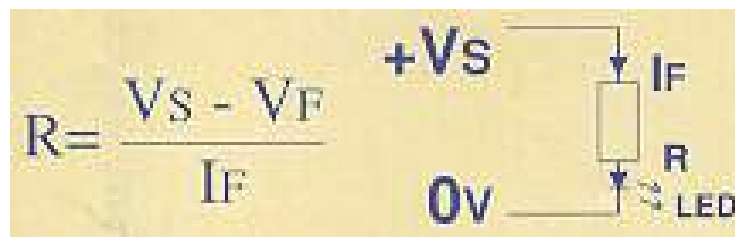
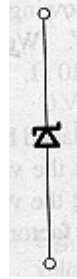
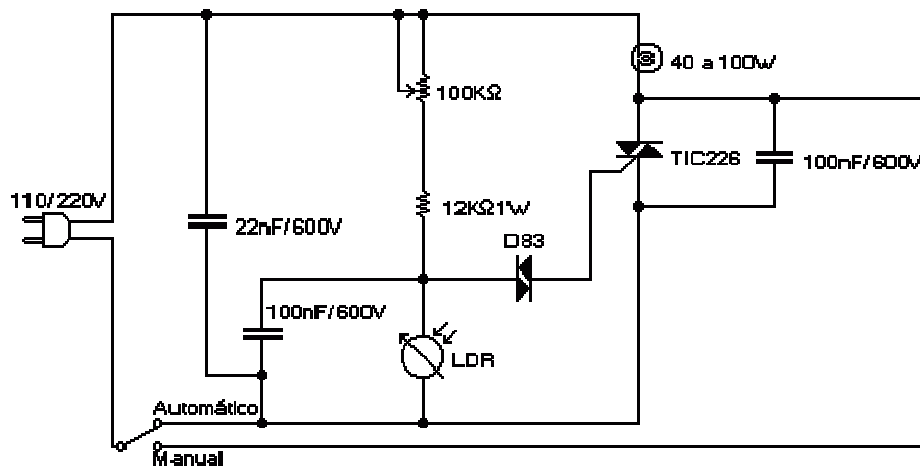


Fig. 4 Cálculo do resistor em série com o LED. V_F é a tensão no LED.

Diodo Zener É um diodo idealizado para operar polarizado reversamente, atuando como regulador de tensão. Existem diodos Zener de diversos valores de tensão e eles normalmente necessitam de uma resistência em série para estabelecer uma corrente adequada de polarização, entre um valor mínimo e máximo de corrente. Os diodos Zener utilizados neste curso requerem corrente mínima de 5 mA para uma correta operação.

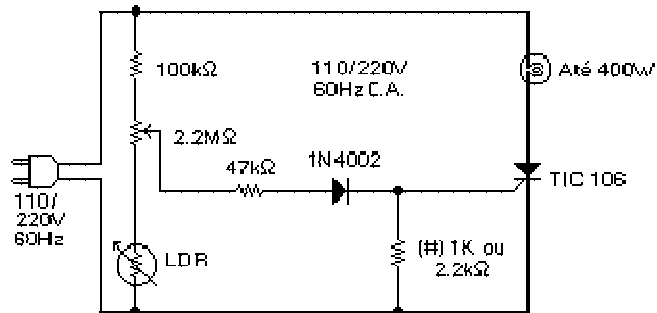


DIAC Opera na forma de dois diodos *Schokley* em antiparalelo (ver foto na pg. 17). O disparo do DIAC acontece quando é atingida a tensão de bloqueio, em qualquer sentido, que é da ordem de 25 a 40 V. O DIAC é normalmente utilizado para disparar um TRIAC em circuitos de controle de tensão AC, por ângulo de disparo. A figura abaixo mostra um circuito que aumenta a intensidade de luz de uma lâmpada em função da diminuição do nível de iluminação do ambiente ou vice-versa. O circuito utiliza um sensor de luz “LDR” (Light Dependent Resistor), o qual será estudado no capítulo 2, um DIAC e um TRIAC.

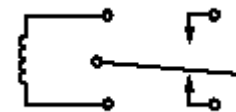
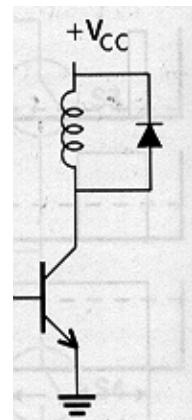
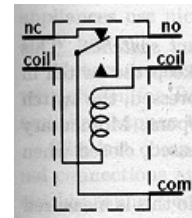


TRIAC É um dispositivo que conduz em ambos os sentidos (ver foto na pg. 17), podendo, assim como o SCR, entrar em condução por sobretensão (uma vez superada a tensão de *breakover*, ou através da aplicação de um pulso positivo ou negativo de corrente no *gate*). Uma aplicação para o TRIAC é mostrada na figura anterior.

SCR Diferentemente do TRIAC, o SCR conduz em apenas um sentido (ver foto na pg. 17). A figura seguinte mostra um circuito que utiliza um SCR (por exemplo, o TIC 106) e um LDR para acender uma lâmpada ao anoitecer e apagá-la ao amanhecer. Para lâmpadas acima de 40 W, deve ser empregado um dissipador no SCR. Ressalta-se que por se tratar de um circuito de meia onda (já que se utiliza o SCR), o mesmo causa interferências em receptores de rádio próximos.



Relés São dispositivos compostos por bobinas que atuam como chaves controladas eletricamente. Quando uma tensão é aplicada nos terminais de um relé, uma corrente circula através da bobina, o que gera um campo magnético dentro do dispositivo, atraindo uma chave de contato. Assim, um relé é utilizado para conectar um circuito, desconectando outro. Ele se apresenta com contatos normalmente abertos (no: normally open) ou normalmente fechado (nc: normally closed) e pode ser utilizado para chavear cargas que drenam altos valores de corrente. Por exemplo, pode ser utilizado para ligar uma carga conectada à rede elétrica ou para inverter a polaridade da tensão aplicada a um motor (o que faz com ele inverta o sentido de giro). Em aplicações práticas, normalmente é colocado um diodo em paralelo com o relé, no sentido reverso ao de fluxo da corrente de carga. Esse diodo é chamado de “roda livre” (flyback), já que devido ao efeito indutivo do relé, quando acontece o corte do transistor, o relé produz um grande valor de tensão entre seus terminais, o que pode danificar o transistor. Assim, o diodo é colocado de forma a fornecer um caminho de retorno para a corrente, fazendo com que a corrente retorne à fonte de alimentação (efeito flyback). A corrente de acionamento de um relé depende da tensão de alimentação do mesmo, sendo normalmente menor a corrente requerida quanto maior for a tensão de alimentação. Por exemplo, um relé da Metaltex (www.metaltex.com.br), cuja pinagem é mostrada ao lado, pode ser acionado por uma corrente de 40 mA quando está alimentado com 12 V.



Circuitos Integrados Um CI, ou chip de silício, é a combinação no mesmo substrato de silício, conhecido como pastilha, de diversos dispositivos ou componentes, sejam passivos (resistências e capacitores) ou ativos (transistores). Os CIs podem ser analógicos (lineares) ou digitais. É importante destacar que a miniaturização e barateamento dos produtos eletrônicos só tem sido possível graças à “integração” de circuitos padronizados e até de produtos inteiros (ASSPs, Application Specific Standard Products e ASICs, Application Specific Integrated

Circuits) em CIs. Recentemente apareceram os SoC, abreviatura de System on Chip, que são vários ASICs em um único chip.

Os CIs têm uma grande diversidade de encapsulamentos. Dois dos tipos mais comuns são os DIP (*dual-inline package*) e os PLCC (*plastic leaded chip carrier*). Em ambos os tipos, uma marca no encapsulamento do componente indica o "pino 1" do mesmo. Esta marca pode ser um pequeno ponto, um chanfro ou sulco no encapsulamento (figura 5). Após a identificação do pino 1, a numeração dos demais pinos é encontrada sequencialmente, em sentido anti-horário, ao redor do encapsulamento do chip.

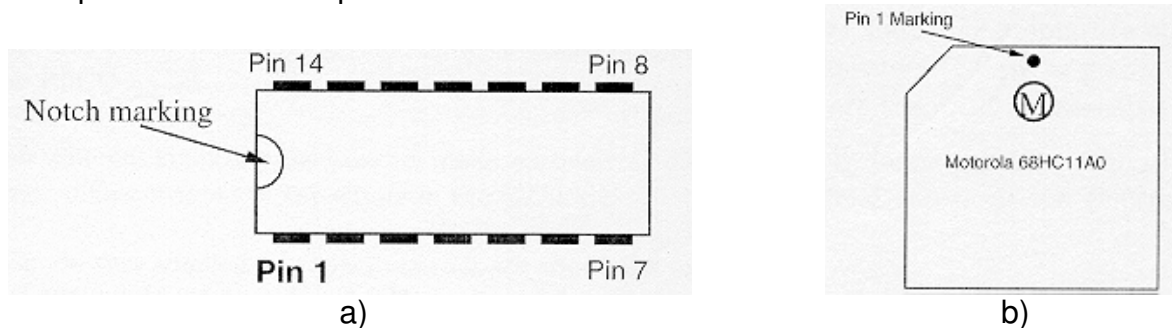


Fig. 5 (a) Vista superior de um DIP de 14 pinos; (b) vista superior de um PLCC de 52 pinos.

Para o manuseio de chips de tecnologia CMOS e placas contendo CIs fabricados com esta tecnologia, certifique-se de que seu corpo está aterrado. A energia eletrostática acumulada em seu corpo pode causar danos irreparáveis a componentes construídos com a tecnologia CMOS, já que estes possuem uma camada finíssima de óxido metálico isolante. Essa camada é utilizada para isolar os seus diversos elementos, por exemplo, a porta do substrato, e ela pode ser facilmente rompida por qualquer descarga de tensão elevada. Assim, nunca toque um chip após caminhar sobre um piso carpetado: a fagulha que salta do seu dedo para o chip pode danificá-lo (figura 6). Por isso, o ideal é manusear CIs com um fio aterrado ligado ao seu pulso, ou pelo menos tocar um objeto metálico que esteja aterrado antes de manusear um CI ou uma placa contendo CIs de tecnologia CMOS. Como forma de protegê-los, esses CIs são normalmente guardados em tubos plásticos apropriados, em caixas com espumas condutoras de eletricidade ou mesmo em envelopes plásticos anti-estáticos.

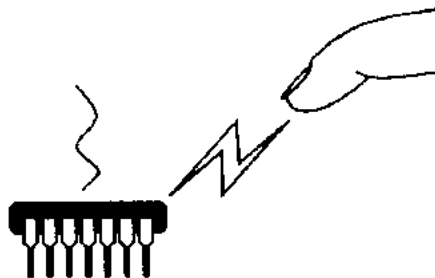


Fig. 6 Uma descarga eletrostática pode danificar componentes sensíveis.

Soquetes de DIP Em lugar de se soldar um chip diretamente a uma placa, pode-se utilizar os soquetes para eles; ou seja, o chip não fica permanentemente soldado à placa. Os componentes que são colocados em soquetes podem ser facilmente removidos da placa se estiverem queimados ou com defeito.

O chip somente deve ser colocado no soquete quando o soquete já estiver soldado na placa. Os soquetes são também usados para evitar a necessidade de soldar os chips diretamente, reduzindo a probabilidade de queima por excesso de calor.

Os soquetes também possuem uma marca similar àquela encontrada nos chips; a marca indica como o chip deverá ser montado no soquete após o soquete ter sido soldado na placa.

Soquetes de PLCC Os soquetes de PLCC são polarizados, no sentido de que um chip PLCC somente pode ser inserido em seus soquetes na forma "correta". É claro que essa forma de colocar o chip somente será correta se o soquete estiver corretamente montado na placa.

Capacitores São dispositivos que podem ser utilizados para bloquear a passagem de corrente contínua (DC), mas permitir a passagem de corrente alternada (AC). Quando conectados a uma fonte de tensão tal como uma bateria, a corrente flui no capacitor até que ele tenha recebido tanta carga quanto possível. Esta capacidade de receber cargas é normalmente medida em unidades de micro ou picofarads (μF ou pF). Se a fonte de tensão é removida do capacitor, a carga armazenada mantém a tensão constante através do capacitor. Curto-circuitando-se os terminais do capacitor, porém, a corrente flui até que a carga se esgote, e a tensão através do capacitor vai a zero. Por esta razão, os capacitores podem ser utilizados como células de memória, sendo a ausência ou presença de carga a representação da história recente, ou seja, o *estado*. Com relação à sua forma construtiva, existem várias tecnologias diferentes. Os tipos mais comuns são:

- **Monolítico.** São capacitores de pequeno tamanho (quase do tamanho e forma de uma cabeça de fósforo). São excelentes para uso quando pequenos valores de capacitância são necessários ($0.1 \mu\text{F}$ ou menos). São baratos e de tecnologia relativamente moderna. Capacitores monolíticos são sempre não-polarizados.
- **Eletrolítico.** Estes capacitores parecem latas em miniatura, com um invólucro de plástico. Geralmente podem armazenar mais carga em um volume menor do que outros tipos de capacitores. São úteis para valores grandes ($1.0 \mu\text{F}$ ou maiores). Tornam-se, porém, muito volumosos quando o valor da capacitância ou a tensão máxima suportada aumenta, mas são os mais baratos para grandes capacitâncias. Os capacitores eletrolíticos podem ter valores extremamente grandes ($1000 \mu\text{F}$ e maiores). São normalmente polarizados, exceto em casos especiais.

- **Tântalo.** Estes capacitores são unidades compactas, em forma de bulbos. São excelentes para grandes valores (1.0 μF ou maiores), pois são menores e mais precisos do que os eletrolíticos, entretanto, são bem mais caros. Os capacitores de tântalo são sempre polarizados.

Os capacitores polarizados são normalmente marcados com os símbolos (+) e (-), ou apenas com o símbolo (+), como mostrado na figura 7. Se não vierem com esse símbolo, podem vir com um ponto ou com uma barra vertical em um dos terminais. Este terminal será então o terminal positivo (+). Capacitores polarizados montados de forma errada não funcionarão, e podem esquentar demasiadamente ou mesmo explodirem. A máxima tensão que pode ser aplicada a um capacitor montado corretamente, sem que ele sofra danos, é denominada WVDC (working voltage, direct current).

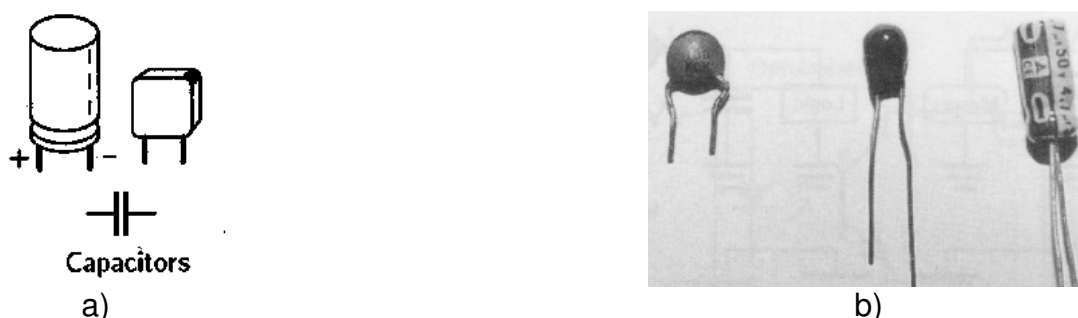


Fig. 7: a) Encapsulamentos típicos de capacitores polarizados (esquerda) e não polarizados (direita), e seu símbolo esquemático; b) Exemplos de capacitores comerciais: à esquerda, capacitor cerâmico de 0.1 μF , no meio, capacitor de tântalo de 10 μF e à direita capacitor eletrolítico de 10 μF .

Indutores Assim como o capacitor, o indutor é outro elemento de circuito capaz de armazenar energia. Os indutores podem ser construídos com um fio enrolado em um núcleo de plástico e terem o tamanho de um resistor. Outro tipo construtivo de indutor é revestido com epoxi e se parece com um resistor. Também existem os que são enrolamentos volumosos contendo um núcleo de ferro. Os indutores são dispositivos não-polarizados. Como a relação tensão versus corrente em um

indutor é dada por $v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$, neste curso os indutores serão utilizados tanto

como dispositivos que armazenam energia quanto para impedir uma variação brusca de corrente em um circuito, e também para produzir altos valores de tensão, no caso de fechamento ou abertura de uma chave liga-desliga de um circuito.

Transistores Os transistores são dispositivos do tipo polarizado, normalmente pequenos, de três terminais, que podem ser utilizados como amplificadores ou chaves. Os mais comuns são do tipo bipolar ou do tipo transistor de efeito de campo, MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor), ambos mostrados na figura 8. Para um transistor bipolar temos as seguintes relações:

$$i_E = i_B + i_C$$

$$i_C = \beta i_B$$

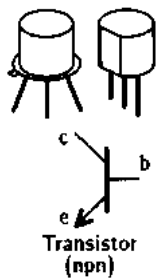
$$i_B = \frac{i_C}{\beta}$$

$$i_C = \frac{\beta}{\beta + 1} i_E \therefore i_C = \alpha i_E$$

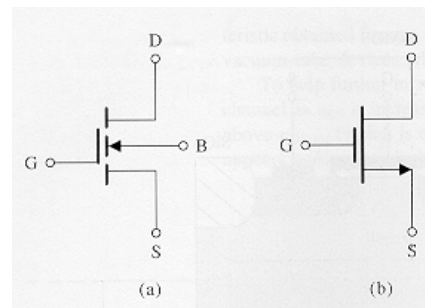
$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \cong 1$$

β depende de cada transistor (100 a 200 para transistores modernos e até 1000 para transistores especiais). Para o transistor bipolar operar na região ativa, ou seja, como amplificador, a tensão na base (V_B) deve ser menor que a tensão no coletor (V_C), ($V_B < V_C$) e a tensão entre a base e o emissor do transistor tem valor $V_{BE} = 0,7$ V para uma corrente de coletor de 1 mA. Por outro lado, para funcionar como chave, o transistor deve saturar ou cortar. Para saturar, a corrente de base (I_B) deve ser superior à corrente de coletor (I_C) dividido por β , ou seja, $I_B > I_C/\beta$. Ademais, na saturação, a tensão entre o coletor e o emissor do transistor é de aproximadamente 0,2 V ($V_{CE} = 0,2$ V) e a tensão entre a base e o emissor do transistor é de aproximadamente 0,8 V ($V_{BE} = 0,8$ V) para $I_C = 72$ mA. Finalmente, para que o transistor esteja cortado, a tensão entre base e emissor deve ser inferior a 0,6 V ($V_{BE} < 0,6$ V) $\Rightarrow I_C = 25$ μ A. De uma forma geral, a pg. 175 apresenta uma expressão que permite obter o valor de V_{BE} em função de I_C .

Em termos comparativos, os bipolares possuem as vantagens de proporcionar maior ganho de tensão e ter um melhor desempenho em frequências do que os MOSFET. Entretanto, apesar de que ambos podem ser utilizados na forma discreta, o principal uso dos MOSFET é no projeto de circuitos integrados, já que nesse tipo de projetos a tecnologia MOS vem suplantando a bipolar em função de suas vantagens: processo de fabricação mais simples, facilidade de miniaturização, baixo ruído (pouca interferência), baixo consumo, além de ter um excelente desempenho em chaves de alta velocidade (uso em conversores A/D e D/A e filtros). Uma nova tecnologia em transistores é a que utiliza o Arseneto de Gálio como material semicondutor no lugar do silício. Isto permite projetos de amplificadores com grande largura de banda (desde centenas de MHz até GHz).



(a)



(b)

Fig. 8 Encapsulamentos e símbolos esquemáticos de transistor (a) bipolar (nnp); (b) MOSFET (canal n).

Valores dos Componentes

Transistores e circuitos integrados vêm, em geral, com sua identificação claramente impressa no encapsulamento. Entretanto, resistores e capacitores têm os seus valores marcados sobre eles em diferentes formas (diferentes códigos).

Resistores

Resistores para grande potência têm o seu valor impresso sobre eles. Os outros resistores são rotulados usando um código padrão de cores. Este código de cor normalmente consiste em faixas com três valores e mais uma faixa de indicação da tolerância. As primeiras duas das três faixas formam um valor inteiro. A outra faixa representa uma potência de 10. Uma forma fácil de memorizar o código de cores é usar a expressão "PMV LAVA VCB", onde o significado das cores é o mostrado na tabela 1.

Tab.1 Código de cores de resistores.

Cor	Valor	Potência de 10
Preto	0	1
Marrom	1	10
Vermelho	2	100
Laranja	3	1000
Amarelo	4	10000
Verde	5	100000
Azul	6	1000000
Violeta	7	
Cinza	8	
Branco	9	

Por exemplo:

- Marrom, Preto e Vermelho dão como valor: $10 \times 10^2 = 10 \times 100 = 1000 \, \Omega$ ou $1 \text{ k}\Omega$;
- Amarelo, Violeta e Laranja dão como valor: $47 \times 10^3 = 47000 \, \Omega$ ou $47 \text{ k}\Omega$
- Marrom, Preto e Laranja dão como valor: $10 \times 10^3 = 10000 \, \Omega$ ou $10 \text{ k}\Omega$.

A faixa que indica o valor da tolerância normalmente é uma faixa prateada ou dourada. Se é prateada, o resistor tem tolerância de 10%; se é dourada, o resistor tem tolerância de 5%. Se não existir faixa de tolerância, ela é de 20%.

Resistores discretos somente são disponíveis em valores padrões. A tabela 2 mostra os multiplicadores para os valores padrões de resistores com tolerância de 10%, que são aqueles disponíveis em nossos laboratórios (com potência máxima de $1/4 \text{ W}$). Assim, na faixa de $\text{k}\, \Omega$ de resistores de 10% de tolerância, podem-se encontrar resistências de 1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, ..., $\text{k}\, \Omega$.

Tab. 2 Valores de resistores com tolerâncias de 10%.

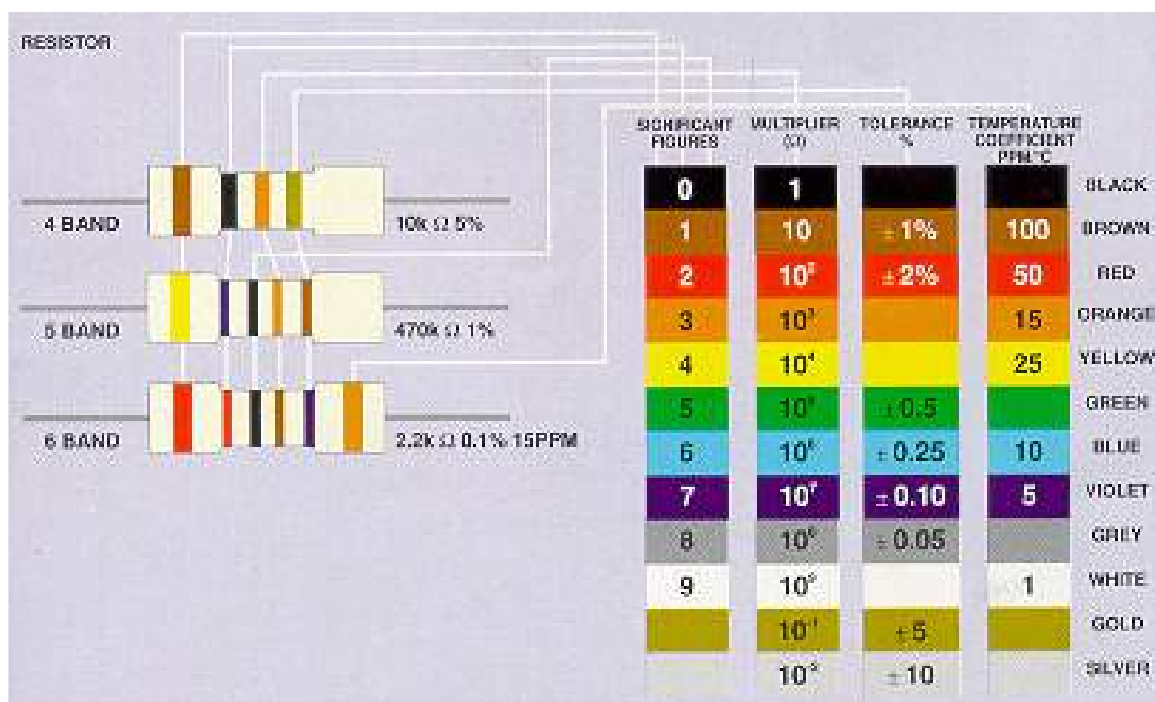
Valores de resistores de 10%
1.0
1.2
1.5
1.8
2.2
2.7
3.3
3.9
4.7
5.6
6.8
8.2

Já a tabela 3 mostra os multiplicadores para os valores padrões de resistores com tolerância de 5% e de 1%. Na faixa de $k\Omega$ de resistores de 5% de tolerância, podem-se encontrar resistências de 1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5,..., $k\Omega$. Nesta mesma faixa, podem-se encontrar resistores de 1% de tolerância de valores 1.00, 1.02, 1.05, 1.07, 1.10, ..., $k\Omega$.

Tab. 3 Valores de resistores com tolerâncias de 5% e 1%.

5% resistor values		1% resistor values			
10	100	178	316	562	
11	102	182	324	576	
12	105	187	332	590	
13	107	191	340	604	
15	110	196	348	619	
16	113	200	357	634	
18	115	205	365	649	
20	118	210	374	665	
22	121	215	383	681	
24	124	221	392	698	
27	127	226	402	715	
30	130	232	412	732	
33	133	237	422	750	
36	137	243	432	768	
39	140	249	442	787	
43	143	255	453	806	
47	147	261	464	825	
51	150	267	475	845	
56	154	274	487	866	
62	158	280	499	887	
68	162	287	511	909	
75	165	294	523	931	
82	169	301	536	953	
91	174	309	549	976	

Resistores com maior número de faixas (5 faixas e até 6 faixas) começam a aparecer no mercado. Quando contêm 5 faixas, as três primeiras representam o número inteiro, a quarta é a potência de 10 e a quinta faixa é a tolerância. No caso de resistores com 6 faixas, as três primeiras representam o número inteiro, a quarta é a potência de 10, a quinta é a tolerância e a sexta faixa indica o coeficiente de temperatura em ppm/°C. A figura 9 mostra uma tabela com os códigos de cores para resistores, onde pode-se observar que além dos multiplicadores normais de 1 a 10^9 , existem multiplicadores de 10^{-1} (dourado) e de 10^{-2} (prata). Observe também que a tolerância pode ser agora de até 8 valores (0.05%, 0.10%, 0.25%, 0.5%, 1%, 2%, 5% e 10%).



The diagram shows three resistors with different band counts: a 4-band resistor (brown, black, orange, gold) labeled 10k $\pm$ 5%, a 5-band resistor (yellow, violet, black, orange, brown) labeled 470k $\pm$ 1%, and a 6-band resistor (red, violet, black, orange, brown, purple) labeled 2.2k $\pm$ 0.1% 15PPM. Lines connect the bands to a color code table on the right.

SIGNIFICANT FIGURES	MULTIPLIER (X)	TOLERANCE %	TEMPERATURE COEFFICIENT PPM/°C	COLOR
0	1			BLACK
1	10^1	$\pm$ 1%	100	BROWN
2	10^2	$\pm$ 2%	50	RED
3	10^3		15	ORANGE
4	10^4		25	YELLOW
5	10^5	$\pm$ 0.5		GREEN
6	10^6	$\pm$ 0.25	10	BLUE
7	10^7	$\pm$ 0.10	5	VIOLET
8	10^8	$\pm$ 0.05		GRAY
9	10^9		1	WHITE
	10^{-1}	$\pm$ 5		GOLD
	10^{-2}	$\pm$ 10		SILVER

Fig. 9 Tabela ampliada de cores para resistores.

Capacitores

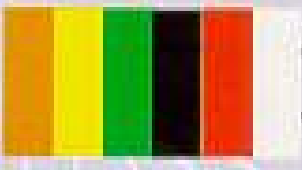
A leitura dos capacitores pode ser confusa porque frequentemente existem números impressos no capacitor, que não têm nada a ver com o seu valor. Então, a primeira tarefa é determinar que números são determinantes e que números são irrelevantes.

Para grandes capacitores (valores de 1 μ F e maiores), o valor é frequentemente impresso no encapsulamento; por exemplo, "4.7 μ F". Algumas vezes o símbolo " μ " atua como ponto decimal; por exemplo, "4 μ 7" significa um valor de 4.7 μ F.

Capacitores menores do que 1 μ F têm seu valor impresso em picofarads (pF). Por exemplo, "100K" significa 100×10^3 pF, ou seja, 0.1 μ F.

Quando os capacitores vêm impressos somente com números, seus valores são similares aos valores dos resistores, ou seja, eles têm dois dígitos inteiros seguido por um dígito de potência de 10. Assim, o valor "472" indica 47×10^2 pF, que são 4700 pF ou 0.0047 μ F. Por outro lado, outros capacitores têm indicado o valor "155K", que significa 15×10^5 pF, ou seja, 1.5 μ F.

No caso em que os capacitores venham com código de cores (5 faixas), seus valores também são similares aos valores dos resistores: são duas faixas de números inteiros, uma faixa de potência de 10, uma faixa de tolerância e uma última faixa representando a tensão de trabalho. A figura 10 mostra uma tabela de código de cores para capacitores.



POLYESTER CAPACITORS

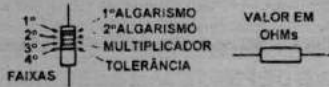
	SIGNIFICANT FIGURES	MULTIPLIER	TOLERANCE %	WORKING VOLTAGE
BLACK	0		$\pm 20\%$	
BROWN	1			
RED	2			250Vdc
ORANGE	3	0.001 μ F		
YELLOW	4	0.01 μ F		400Vdc
GREEN	5	0.1 μ F		
BLUE	6			
VIOLET	7			
GREY	8			
WHITE	9		$\pm 10\%$	

Fig. 10 Tabela de código de cores para capacitores.

De uma forma resumida, a tabela seguinte mostra alguns detalhes dos componentes mais comuns em eletrônica.

TABELÃO A.P.E.

RESISTORES



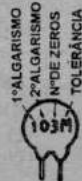
CÓDIGO

COR	1ª e 2ª faixas	3ª faixa	4ª faixa
preto	0	-	-
marrom	1	x10	1%
vermelho	2	x100	2%
laranja	3	x1000	3%
amarelo	4	x10000	4%
verde	5	x100000	-
azul	6	x1000000	-
violeta	7	-	-
cinza	8	-	-
branco	9	-	-
ouro	-	x0,1	5%
prata	-	x0,01	10%
(sem cor)	-	-	20%

EXEMPLOS

MARROM	VERMELHO	MARROM
PRETO	VERMELHO	PRETO
MARROM	ARANJA	VERDE
OURO	PRATA	MARROM
100Ω	22KΩ	1MΩ
5%	10%	1%

CAPACITORES DISCO



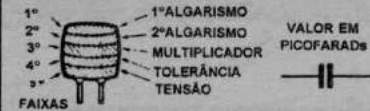
TOLERÂNCIA

ATÉ 10pF	ACIMA DE 10pF	
B = 0,10pF	F = 1%	M = 20%
C = 0,25pF	G = 2%	P = +100% - 0%
D = 0,50pF	H = 3%	S = +50% - 20%
F = 1pF	J = 5%	Z = +80% - 20%
G = 2pF	K = 10%	

EXEMPLOS

472 K	4,7 KpF (4n)	10%
223 M	22 KpF (22nF)	20%
101 J	100pF	5%
103 M	10KpF (10nF)	20%

CAPACITORES POLIESTER



CÓDIGO

COR	1ª/2ª faixas	3ª faixa	4ª faixa	5ª faixa
preto	0	-	-	20%
marrom	1	x10	-	-
vermelho	2	x100	-	250V
laranja	3	x1000	-	-
amarelo	4	x10000	-	400V
verde	5	x100000	-	-
azul	6	x1000000	-	630V
violeta	7	-	-	-
cinza	8	-	-	-
branco	9	-	-	10%

EXEMPLOS

MARROM	AMARELO	VERMELHO
PRETO	VIOLETA	VERMELHO
LARANJA	VERMELHO	AMARELO
BRANCO	PRETO	BRANCO
VERMELHO	AZUL	AMARELO
10KpF (10nF)	4K7pF (4n7)	220KpF (220nF)
10%	20%	10%
250 V	630 V	400 V

TRIACS



EXEMPLOS
TIC 206-TIC 216
TIC 226-TIC 236

SCRs



EXEMPLOS
TIC 106-TIC 116
TIC 126

DIODOS



EXEMPLOS
1N914 1N4003
1N4148 1N4004
1N4001 1N4007
1N4002

LEDs



EXEMPLOS
1N914 1N4003
1N4148 1N4004
1N4001 1N4007
1N4002

DIACs



EXEMPLOS
1N914 1N4003
1N4148 1N4004
1N4001 1N4007
1N4002

TRANSISTORES BIPOLARES

EXEMPLOS
NPN PNP
BC 546 BC 556
BC 547 BC 557
BC 548 BC 558
BC 549 BC 559



EXEMPLO
BF 494 (NPN)



EXEMPLOS
NPN PNP
BD 135 BD 136
BD 137 BD 138
BD 139 BD 140

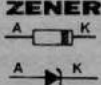


EXEMPLOS
NPN PNP
TIP 29 TIP 30
TIP 31 TIP 32
TIP 41 TIP 42
TIP 49



EXEMPLOS
NPN PNP
TIP 29 TIP 30
TIP 31 TIP 32
TIP 41 TIP 42
TIP 49

DIODO ZENER



EXEMPLO
TIL 78

CAPACITOR VARIÁVEL



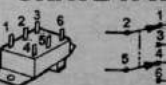
EXEMPLO
TIL 78

POTENCIÔMETRO



EXEMPLO
TIL 78

CHAVE H-H



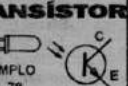
EXEMPLO
TIL 78

MIC. ELETRETO



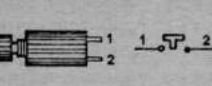
EXEMPLO
TIL 78

FOTO TRANSISTOR



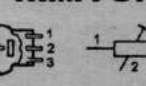
EXEMPLO
TIL 78

PUSH-BUTTON



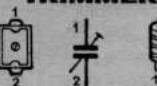
EXEMPLO
TIL 78

TRIM-POT



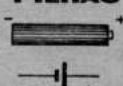
EXEMPLO
TIL 78

TRIMMER



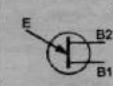
EXEMPLO
TIL 78

PILHAS



EXEMPLO
TIL 78

TRANSISTORES



EXEMPLO
TIL 78



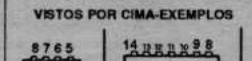
EXEMPLO
TIL 78



EXEMPLO
TIL 78

CIRCUITOS INTEGRADOS

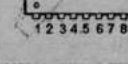
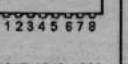
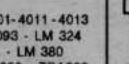
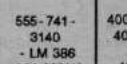
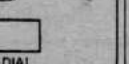
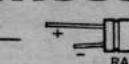
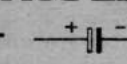
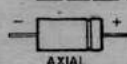
VISTOS POR CIMA-EXEMPLOS



EXEMPLO
TIL 78



CAPACITORES ELETROLÍTICOS



Simulação do Circuito

Uma etapa anterior à construção de um circuito é a simulação do mesmo. Pode-se analisar o circuito em detalhes, verificando a resposta do circuito a diferentes sinais de entrada. O desenho do esquemático do circuito e sua simulação podem ser feitos, por exemplo, usando o software MicroSim (ambiente Windows, ver apostila em <http://www.eletrica.ufsj.edu.br/~jhissa/disciplinas/2004/ELP/Referencias/>) ou o software Oregano (ambiente Linux).

Montagem de Componentes

Existem várias formas de se montar componentes eletrônicos, tais como:

Protoboard Para realizar um teste inicial de um circuito, pode-se realizar a montagem de componentes eletrônicos em um protoboard (ou breadboard). Um protoboard (figura 11) permite conectar rapidamente componentes em um circuito e poder trocá-los facilmente, se necessário, já que não usam solda. As colunas verticais (composta de 5 orifícios) de um protoboard estão conectadas, assim como a linha horizontal superior e a inferior do mesmo (isso requer uma verificação, pois existem protoboards que têm as linhas de contato horizontais divididas em duas seções). Normalmente, utilizam-se tais linhas superior e inferior para conexão com a fonte de tensão. O espaço entre as colunas no centro é a largura correta para montagem de chips de CIs com encapsulamento DIP. Observe na figura 11 que a montagem deve ser a mais organizada possível, de forma a possibilitar uma rápida checagem do circuito. Entretanto, a montagem em protoboards possui alguns problemas: a densidade de componentes é baixa; devido ao mau uso (colocação de terminais muito grossos nos orifícios) podem aparecer problemas de mau contato nas conexões e a capacitância estática entre as colunas pode prejudicar o desempenho de circuitos de alta frequência.

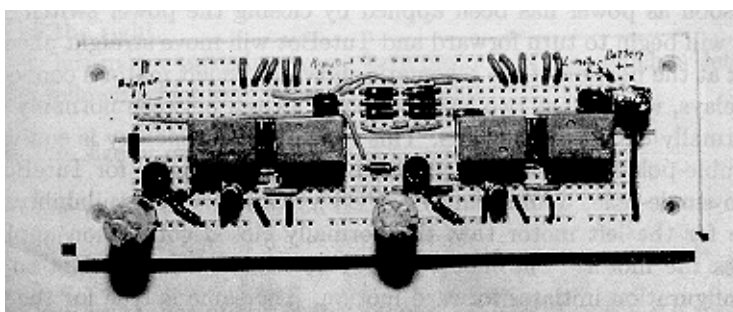


Fig. 11 Detalhes de uma montagem em protoboard.

Wire-Wrap Uma outra forma de montar os componentes é através da tecnologia de wire-wrap (figura 12). Este método utiliza uma pistola ou caneta de wire-wrap para enrolar uma extremidade de um fio em cada pino de um soquete onde deve ser feita a conexão. É uma tecnologia de ponto a ponto, pois deve-se cortar e desencapar cada pedaço de fio para uma nova conexão. Suas desvantagens são que o protótipo final tem um grande espessura (devido aos pinos do soquete), e

que, para fazer qualquer mudança nas conexões, deve-se desenrolar cada pino (o que é ainda mais problemático quando a conexão que você quer desfazer está abaixo de um outro fio enrolado). A figura 12 mostra uma montagem de wire-wrap e a caneta utilizada. A parte mais longa da caneta é utilizada para enrolar o fio; a parte mais curta, para desenrolá-lo (se necessário). A fenda do meio serve para descascar o fio.

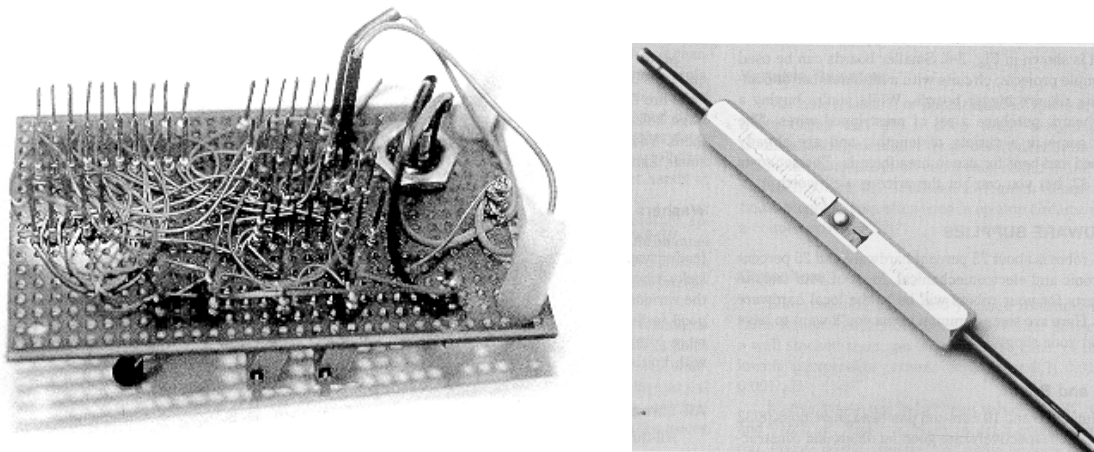


Fig. 12 Detalhes da parte inferior de uma montagem em wire-wrap e caneta utilizada como ferramenta.

Placa de Soldagem Universal É um método para construção rápida de protótipos. Usando-se filas de conectores, podem-se construir soquetes para CIs com qualquer número de pinos e até para componentes discretos (que também podem ser soldados diretamente na placa). Uma montagem em placa universal é mostrada na figura 13.

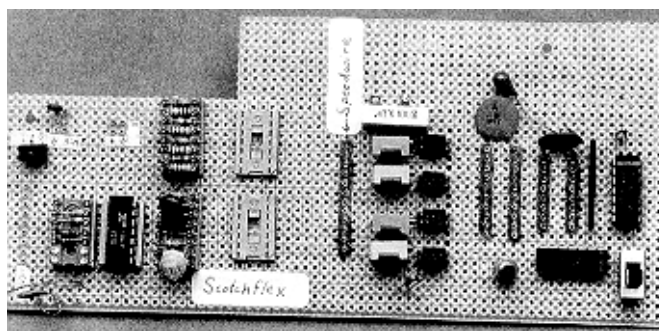


Fig. 13 Montagem em uma placa universal.

Placa de circuito impresso Não há melhor escolha para construção de circuitos do que uma placa de circuito impresso, ou PCB (Printed Circuit Board). Existem programas específicos (Orcad, Tango, Protel, etc.) para projeto de uma placa PCB. Na falta desses, pode-se usar ferramentas de desenho, como o COREL DRAW, desde que o circuito não seja muito complexo, e você tenha noção do espaçamento entre terminais. Na dúvida, imprima numa folha de teste e tente encaixar seus componentes. Depois de concluído o projeto, pode-se gravar o arquivo em um disquete e enviar para uma empresa que construa a placa. Um problema é que essas empresas só fazem normalmente um número mínimo de

placas por pedido. Alguns exemplos de empresas que confeccionam placas de circuito impresso são: Stick Circuitos Impressos Ltda (Rua Itatiba, 305, Belo Horizonte-MG, Tel.: (31) 3386-1748/3386-1222) e PCB Circuitos Impressos Montagens Eletrônicas (Rua Olinto Magalhães, 90, Belo Horizonte-MG, Telefax: (31) 3464-8428).

Existem também máquinas específicas, de custo relativamente alto, por exemplo, a Quick Circuit (www.t-tech.com/products/quickcircuit) para, a partir do projeto feito no computador, construir a placa. A figura 14 mostra uma placa de circuito impresso comercial construída por uma máquina para adaptação no suporte de lente de uma câmara fotográfica Canon.

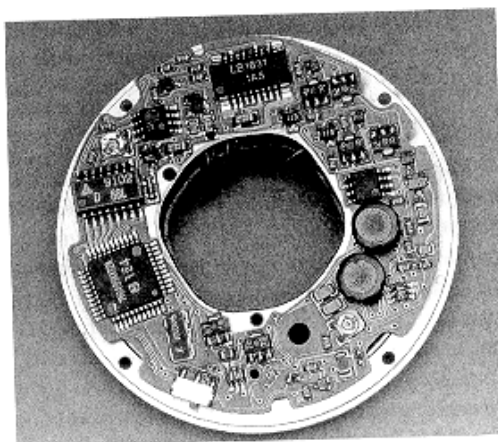


Fig. 14 Placa de circuito impresso de uma câmara fotográfica Canon.

Destaque-se, também, que placas simples podem ser confeccionadas de maneira artesanal. Uma técnica utilizada é fixar os componentes com a disposição desejada em uma folha de papel colada por cima de um pedaço de isopor. Após a fixação, traçam-se à lápis, no verso do papel, as trilhas que conectarão os componentes. Esse esboço pode ser transferido para a placa, marcando, com um punção, os furos na placa e logo conectando-os com caneta de retroprojeto, ou pode-se escanear o esboço e logo retocá-lo usando, por exemplo, o CorelDraw. Uma outra técnica é a Técnica de Transferência de Calor, descrita a seguir. Qualquer que for a técnica utilizada, lembre-se que a largura da trilha é função da quantidade de corrente que circulará por ela. Como regra geral, utiliza-se 1 mm de largura de trilha para cada 1 A de corrente que a trilha deve conduzir.

Confecção de Placas de Circuito Impresso por Transferência de Calor

O material necessário para construir placas de circuito impresso é mostrado na tabela seguinte.

Descrição	Onde encontrar	Preço aproximado (R\$)
Placa de fenolite (ou fibra)	Lojas de eletrônica	3,50 (15X15 cm, fenolite)
Percloroeto de ferro	Lojas de eletrônica	2,70 (250 g)
Caneta para circuito impresso	Lojas de eletrônica	3,00
Papel de seda, vegetal (laser film ou glossy) ou transparência	Papelarias ou Gravopel Vitória Papéis (Tel.: 3223-8997)	0,05 – 1,00
Ferro de passar roupa	Lojas de eletrodomésticos	30,00
Thinner (benzina ou acetona)	Materiais de construção (ou farmácias)	2,00 (900 ml) (1,00 (100 ml))
Perfurador de placa	Lojas de eletrônica	16,00
Impressora LASER	Lojas de informática	Acima de 700,00
Recipiente plástico (bacia)	Supermercados	2,00
Bombril ou palha de aço	Supermercados	0,80

Procedimento

Procure um local bem ventilado, para evitar os vapores tóxicos, e longe de objetos que possam manchar ou sofrer corrosão (objetos metálicos), e prepare uma solução de percloroeto de ferro em um recipiente plástico colocado sobre um jornal, para evitar respingos. A proporção sugerida é de 1 litro/quilo de percloroeto, entretanto, pode ser utilizada uma solução mais fraca (por exemplo, 0,6 litro de água para 250 g de percloroeto). Despeje vagarosamente o pó na água e mexa a solução com um bastão de madeira ou plástico. Você deve então preparar a superfície da placa. Limpe a face de cobre e lixe-a levemente com bombril ou palha de aço, para aumentar a aderência do tonner. Como alternativa, você pode passar na placa um pouco da solução de percloroeto, enxaguando-a rapidamente. Após isso, é conveniente passar com algodão um pouco de óleo de soja sobre a placa, de forma a se ter apenas uma fina película de óleo sobre a mesma. Com isso, se consegue uma melhor aderência do tonner na placa.

A solução de percloroeto de ferro não é descartável, você pode usar a mesma solução muitas vezes, mas a sua capacidade de corrosão vai enfraquecendo, devendo a solução ser descartada quando o tempo de corrosão de uma placa superar uma hora. Não jogue a solução em qualquer lugar, pois a mesma é um pouco tóxica. O melhor é diluir a solução em uma grande quantidade de água e jogá-la no esgoto.

Definido o traçado do seu circuito (através do programa de layout escolhido), imprima-o em papel vegetal (laser film ou glossy), numa impressora laser, certificando-se de fazê-lo com o máximo de toner possível. Esta opção deve estar disponível no driver da impressora. Se for utilizado papel de seda, ele pode embolar, por isso você pode fixá-lo numa folha de papel normal. Uma outra opção é imprimir o layout em papel e logo fotocopiá-lo em transparência.

Passe agora, com algodão, um pouco de óleo de cozinha na placa, de forma a se ter uma fina película de óleo na mesma. Prenda agora o papel (ou a transparência) na sua placa, no local desejado, com o lado impresso voltado para a face de cobre. Com o ferro de passar roupa, “passe” o papel (ou transparência) sobre a placa, com temperatura média, utilizando uma folha A4 comum como proteção. Este processo fará o toner aderir à placa. Depois de bem “passada”, deixe sua placa esfriar um pouco. Se for usado papel de seda (ou cópia), pode acontecer de o papel ficar grudado à placa. Leve-a então à água, e faça com que o papel se dissolva. Note que ainda ficarão alguns resíduos de papel sobre as trilhas, o que não atrapalhará o processo.

Seque sua placa e verifique o traçado. Se está falho em alguns pontos, você provavelmente não “passou” por um tempo suficiente. Se as falhas forem pequenas, ao invés de imprimir novamente, você pode corrigir com a caneta para retroprojeto. Lembre-se que para aplicar o transfer novamente, você deve retirar os resíduos de toner com acetona, ou thinner.

Agora a placa está pronta para o processo de corrosão. Despeje a solução de percloro em uma vasilha de plástico, e então coloque a placa com a face impressa virada para baixo, imersa na solução. O tempo para corrosão depende da concentração da solução, do tipo de placa etc., mas leva em geral de 10 a 30 min. Para acelerar o processo, pode-se balançar levemente o recipiente com a solução, de forma a movê-la constantemente. Outra forma é, durante o processo de corrosão, retirar a placa com um bastão de madeira ou plástico e limpá-la com uma esponja a camada fina de óxido que se forma na superfície, após o que a placa deve retornar à solução. Não esfregue.

Após todo o cobre ao redor das trilhas se dissolver, lave bem a placa e deixe secar. O toner sobre as trilhas é retirado com thinner ou acetona. Após isso, pode-se proteger o cobre contra corrosão ou ferrugem, passando com um pincel ou algodão uma solução de iodeto de prata (Pratex). Sua placa estará pronta para a perfuração e solda dos componentes.

Para a perfuração da placa, pode-se utilizar um furador de placas (tem a forma de um grampeador), mas ele tem a desvantagem de fazer furos com um mesmo diâmetro. Outra possibilidade é utilizar furadeiras manuais (utilizadas para gravação de nomes em objetos), as quais utilizam brocas de diâmetros diversos. Também é possível utilizar furadeiras elétricas com brocas finas, mas neste caso, deve-se tomar cuidado, pois as brocas finas e a própria placa são muito delicadas e podem quebrar.

Montagem dos Componentes na Placa

Ao montar os componentes em uma placa, a regra geral é tentar montá-los o mais próximo possível da placa. A principal exceção são os componentes que devem ser dobrados antes de serem soldados (é o caso de alguns capacitores). Se existe

espaço para montar os componentes de forma horizontal, faça-o, mantendo-os o mais próximo possível da placa. Se não, monte-os verticalmente (figura 15).

Outra regra a ser levada em consideração é utilizar capacitores de pequeno valor ($0.1\ \mu\text{F}$) entre alimentação e terra de chips digitais. Desta forma, atenuam-se os transitórios que ocorrem em cada variação de estado. Como dica final, deve-se evitar que no circuito existam "loops" de terra, pois variações nos campos magnéticos parasitas podem induzir diferentes níveis de tensão ao longo do loop de terra. Assim, deve-se sempre procurar ter um único ponto de terra no circuito, para que todos os componentes conectados à terra estejam de fato na mesma tensão de referência.

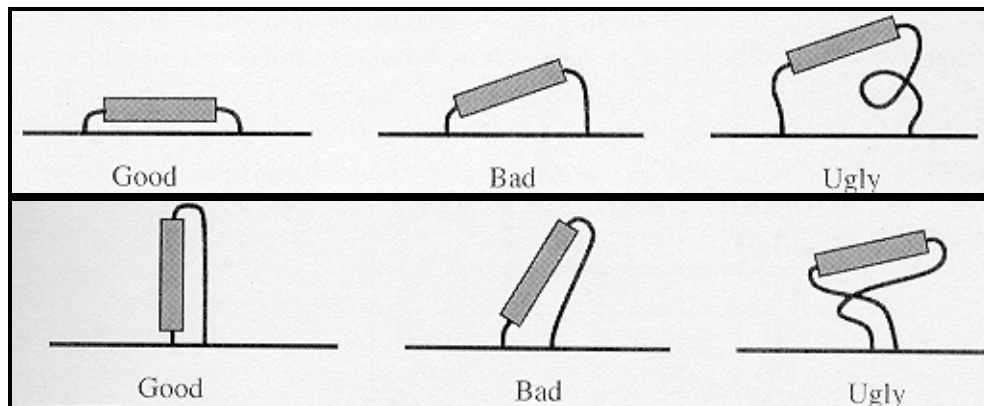


Fig. 15 Montagens de componentes de forma horizontal e vertical.

Equipamentos para Montagem de Componentes

Uma montagem eficiente de componentes em uma placa necessita de ferramentas apropriadas. As seguintes ferramentas são geralmente úteis (figura 16):

- Ferro de soldar. O mais adequado é um ferro de soldar de ponta fina, de alta qualidade. Tenha cuidado, já que calor excessivo pode danificar os componentes.
- Cortador, para fios pequenos.
- Descascador de fios.
- Alicates de ponta
- Estanho

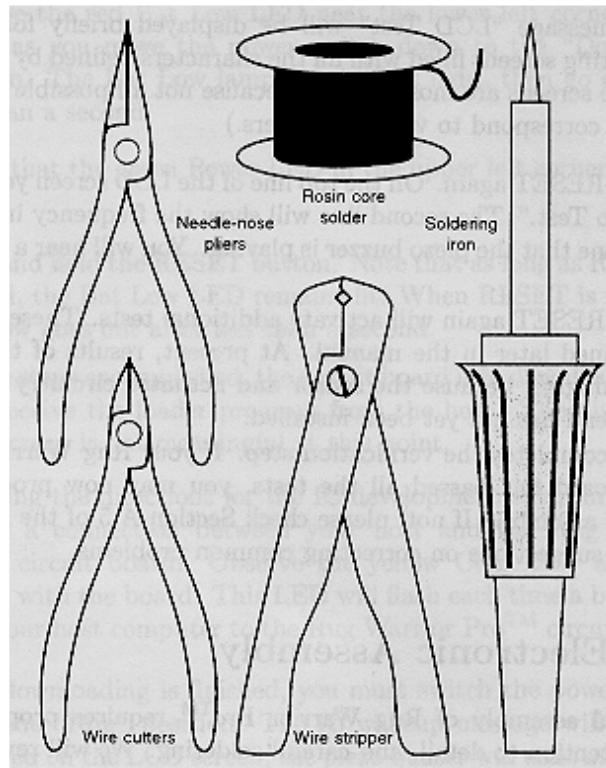


Fig. 16 Equipamento necessário para uma montagem eficiente.

Também, é sempre útil um suporte para placas (se não possuí-lo, fixe o componente com uma fita adesiva e solde-o pelo outro lado da placa) e um multímetro (para detectar curto-circuitos ou circuitos abertos na placa, além de poder verificar os níveis de tensão na placa).

Técnicas de Soldagem

A figura 17 mostra uma técnica correta de soldagem: a ponta do soldador é inserida no orifício de tal forma que a ponta toca tanto o terminal do componente a soldar como o orifício na superfície da placa. Assim, ambos estarão à mesma temperatura.

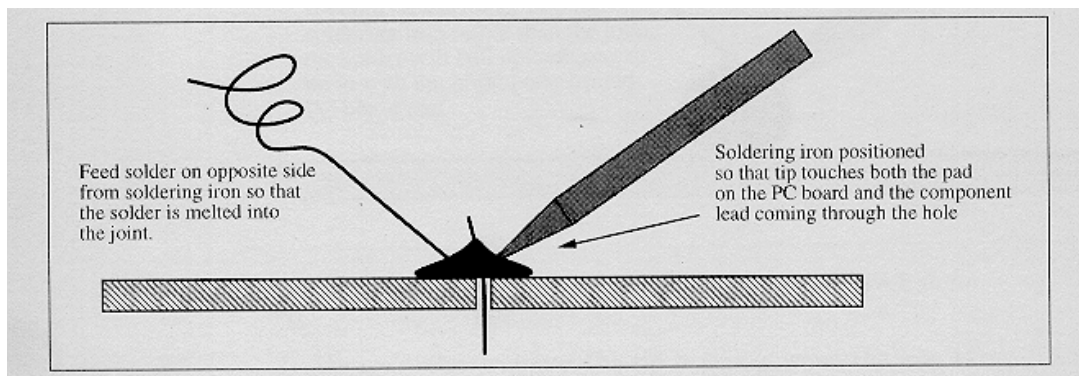


Fig. 17 Técnica correta de soldagem.

O estanho deve ser aplicado diretamente ao orifício, e *não* à ponta do soldador. Desta forma, o estanho é fundido no orifício, e a junção (terminal do componente e orifício da placa) é aquecida à temperatura necessária para soldar o componente na placa. Não mantenha a ponta do soldador no terminal do componente e/ou no orifício mais do que o mínimo necessário (cerca de 10 s). Existe o risco de danificar o componente e/ou a placa.

A figura 18 mostra um resultado típico de uma soldagem mal feita. A figura mostra o que acontece se o estanho é primeiramente aplicado à ponta do soldador e posteriormente depositado sobre o orifício. O estanho vira uma bola, impedindo uma soldagem perfeita (pois a junção não recebe calor suficiente do soldador).

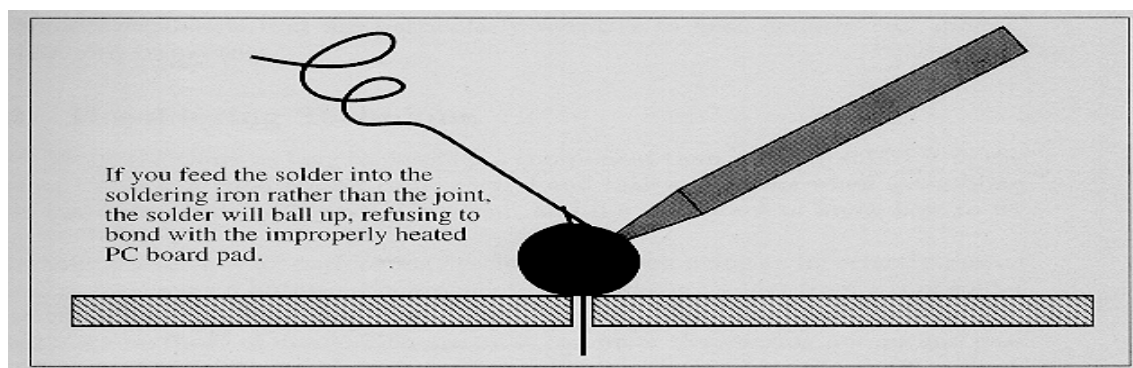


Fig. 18 Técnica incorreta de soldagem.

Com esta técnica em mente, leia os seguintes detalhes sobre soldagem de componentes. Todos eles são importantes e ajudarão você a fazer uma boa soldagem:

1. Mantenha a ponta do soldador longe de tudo, exceto do ponto a ser soldado. O soldador é *quente* e pode queimar facilmente o que ficar em contato com ele, provocando queimaduras e até causando incêndio.
2. Certifique-se de ter à mão uma esponja úmida para efetuar a limpeza da ponta do soldador. Soldar é basicamente um processo químico e até uma pequena quantidade de contaminante pode impedir uma boa soldagem.
3. Sempre se certifique que a ponta está estanhada quando o soldador está ligado. A estanhagem protege a ponta e melhora a transferência de calor. Para estanhar o soldador, limpe a ponta e seque-a com uma esponja úmida. Então imediatamente funda um pouco de estanho fresco na sua ponta. A ponta deverá estar brilhante e revestida com o estanho. Se o soldador estiver sem uso por um longo período, limpe-o e então re-estanche a ponta antes de continuar.
4. Cuidado para não remover o revestimento protetor da ponta do soldador.
5. Uma solda fria (figura 19) é uma solda onde uma bolha de ar ou outra impureza tenha entrado na junta durante o resfriamento. Junções frias podem ser identificadas por sua aparência opaca e matizada. O estanho não flui corretamente, não envolvendo os terminais do componente. Junções frias são frágeis e estabelecem conexões elétricas ruins. Para consertar tal solda,

aplique a ponta do soldador na solda até que o estanho re-funda e flua no terminal do componente. Se uma solda fria reaparece, remova o estanho com um sugador de solda, e resolde a junção.

6. Não mantenha o soldador na junta por um longo período de tempo (mais do que 10 segundos), visto que muitos componentes eletrônicos, ou a própria placa de circuito impresso, podem ser danificados por calor prolongado ou excessivo. Muito calor pode destruir as trilhas do circuito impresso. Alguns componentes que podem ser danificados devido ao calor em excesso são: diodos, CIs e transistores.

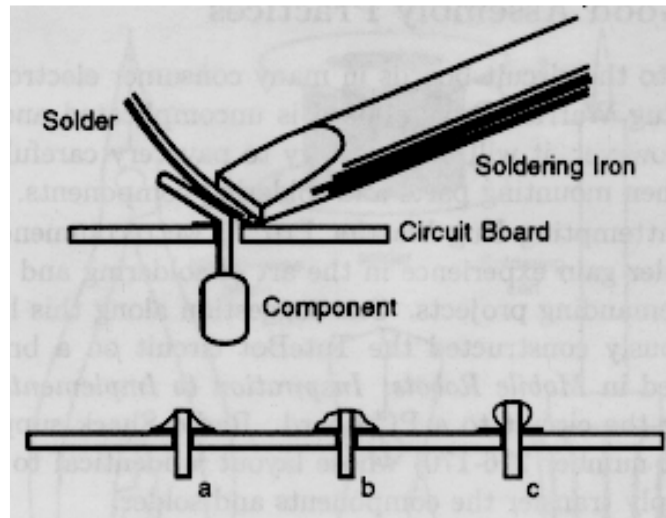


Fig. 19 Técnicas de soldagem e resultados. (a) solda correta (lisa e brilhante); (b) solda incorreta: solda fria (opaca e áspera); (c) solda incorreta: calor foi aplicado somente ao terminal do componente e não ao orifício, não produzindo um contato perfeito. Os casos (b) e (c) podem ser corrigidos, re-soldando a junção.

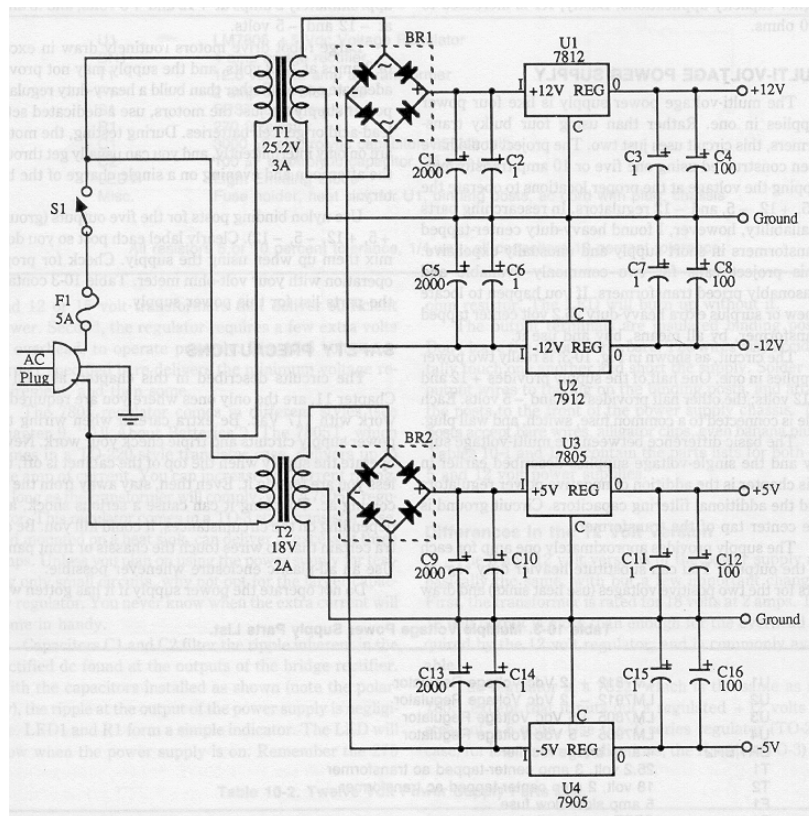
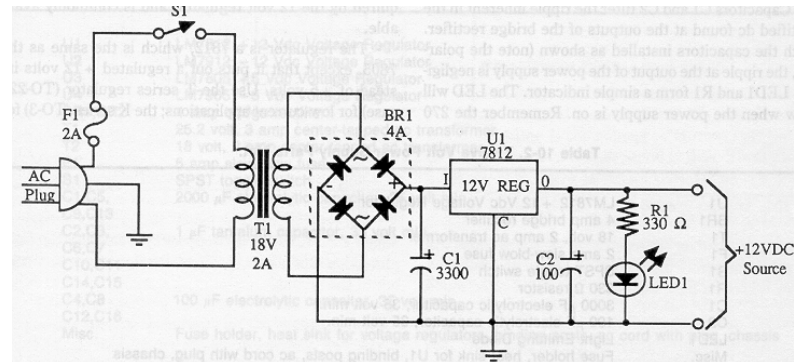
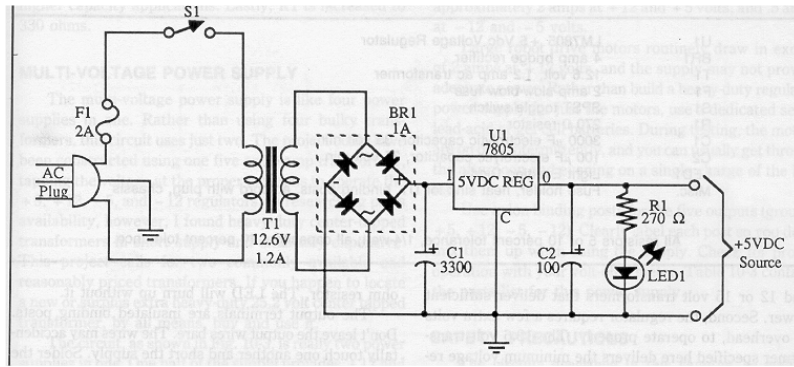
Como última dica, nunca coloque a placa de circuito impresso sobre qualquer material condutor (pedaços metálicos, estanho, etc.), pois mesmo com o circuito desligado, alguns componentes podem ter tensão e provocar danos ao circuito.

Uma vez soldados todos os componentes na placa, pode-se aplicar, com um pincel, uma camada de verniz incolor no lado das soldagens, de forma a evitar a oxidação da placa.

Ressalta-se que ultimamente tem sido utilizada estação de solda, que utiliza fluxo de ar quente, para a soldagem de dispositivos na superfície da placa de circuito impresso, ou seja, sem a necessidade de perfurar a placa. Esses tipos de dispositivos se denominam Dispositivos para Montagem em Superfície, ou do inglês, SMD (Surface Mount Device) [20].

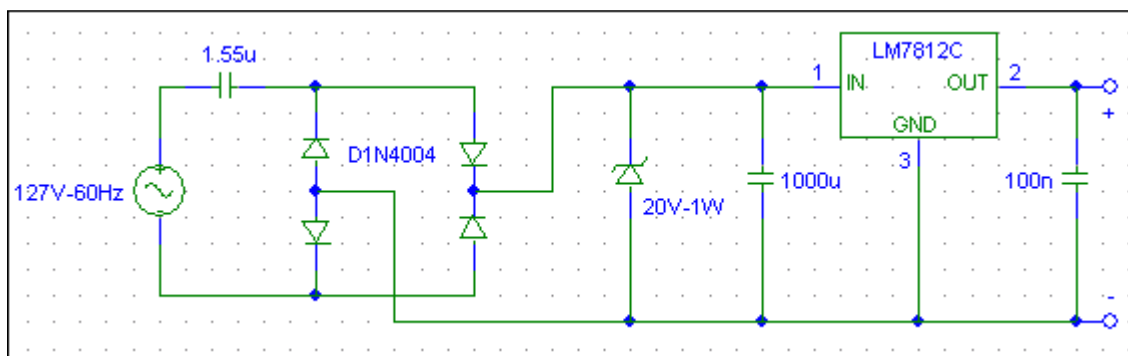
Alimentação do Circuito

Os circuitos a seguir mostram formas de se obter as tensões típicas para alimentação CC (+5, +12, ± 5 e ± 12 V) de circuitos, a partir da rede AC.

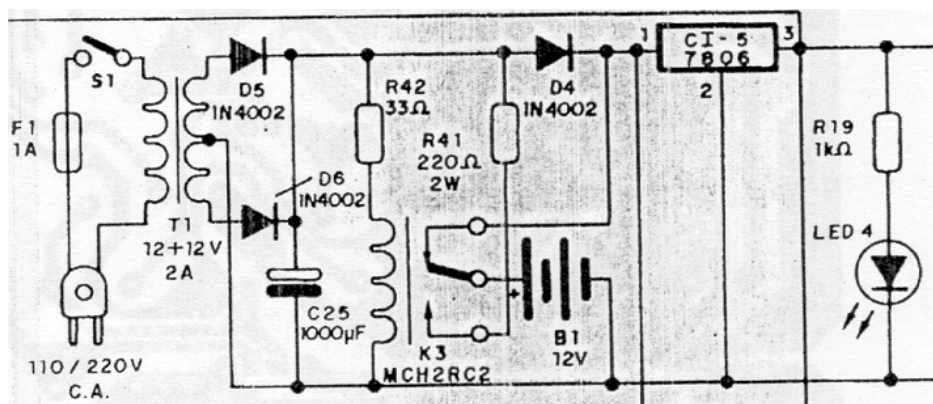
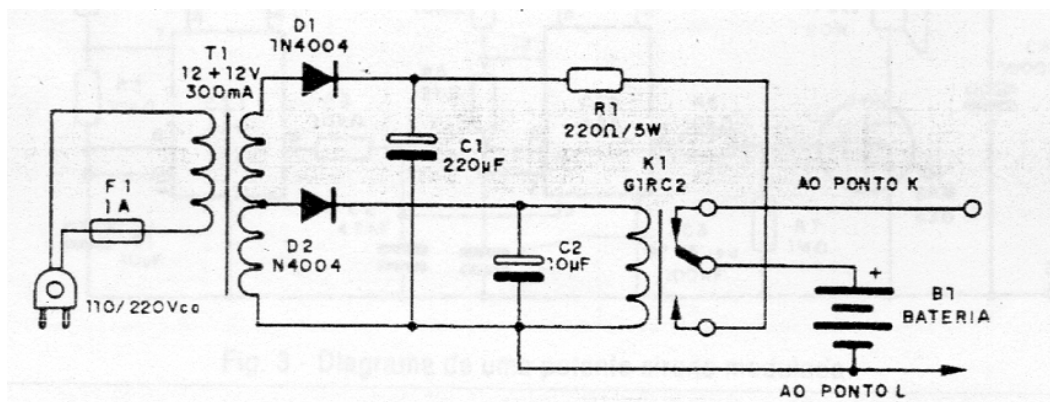


Note, entretanto, que se o consumo do circuito a ser alimentado for de algumas dezenas de mA (a corrente fornecida pelo circuito é limitada pela reatância do

capacitor de $1.55 \mu\text{F}$, mostrado na figura seguinte), alguns circuitos utilizam um transformador de tensão que dispensa o uso de trafos, o que implica em menor tamanho, peso e custo do circuito final. Algumas variações desse circuito possuem um resistor de grandes dimensões ($\approx 1 \text{ M}\Omega$) colocado em paralelo com o capacitor de entrada. O diodo zener de $20 \text{ V}/1 \text{ W}$ pode ser substituído por diodos zeners em série, de menor potência. É importante ressaltar que ao não ter trafo, não existe isolamento da tensão da rede, o que requer grande cuidado no manuseio do circuito. É também imprescindível o uso de fusível de proteção e que a parte externa do circuito seja de material isolante (por exemplo, plástico), de forma a proteger o usuário de possíveis choques elétricos.

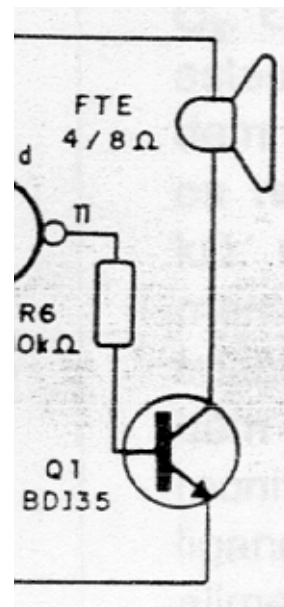
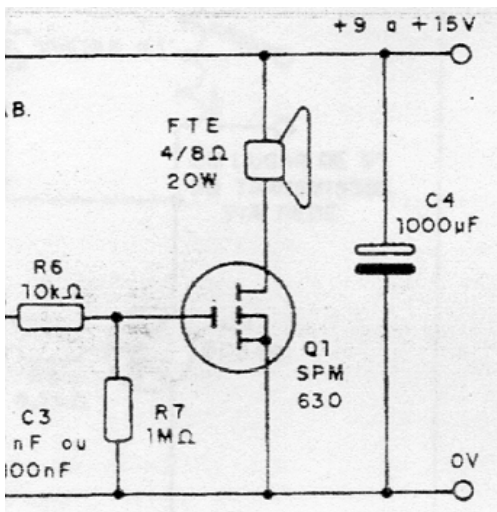
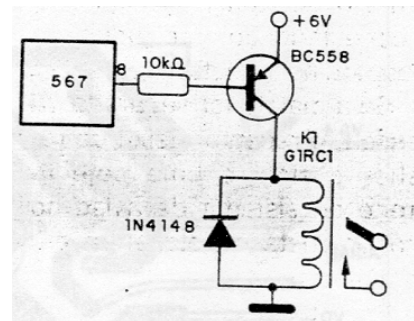
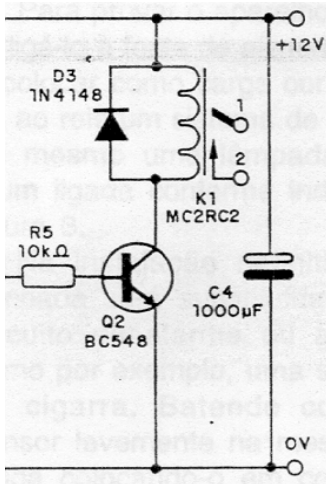


A seguir são mostrados circuitos para alimentação com tensão CC, a partir da rede AC, ou bateria, no caso em que seja interrompida a tensão AC. Note que a bateria fica sendo carregada enquanto existir tensão AC na rede.



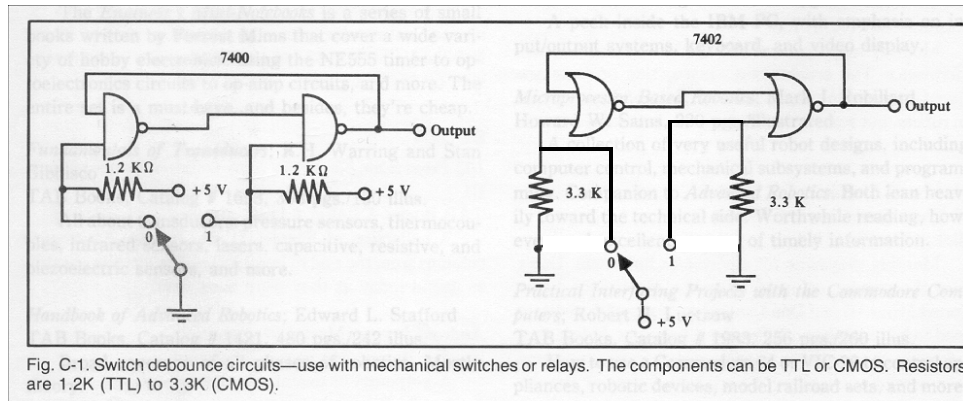
Drivers de Tensão e Corrente

Os circuitos seguintes mostram alguns drivers de tensão e corrente que podem ser utilizados para alimentar cargas de alta corrente ou alta tensão, a partir de circuitos eletrônicos de baixa corrente/tensão de saída. Observe que o acionamento da carga pode ser feito através de relés (utilizando diodo de roda livre, ou flyback, para proteção contra sobretensão), ou colocando a carga diretamente no coletor ou dreno do transistor, quando este suporta a corrente drenada pela carga.



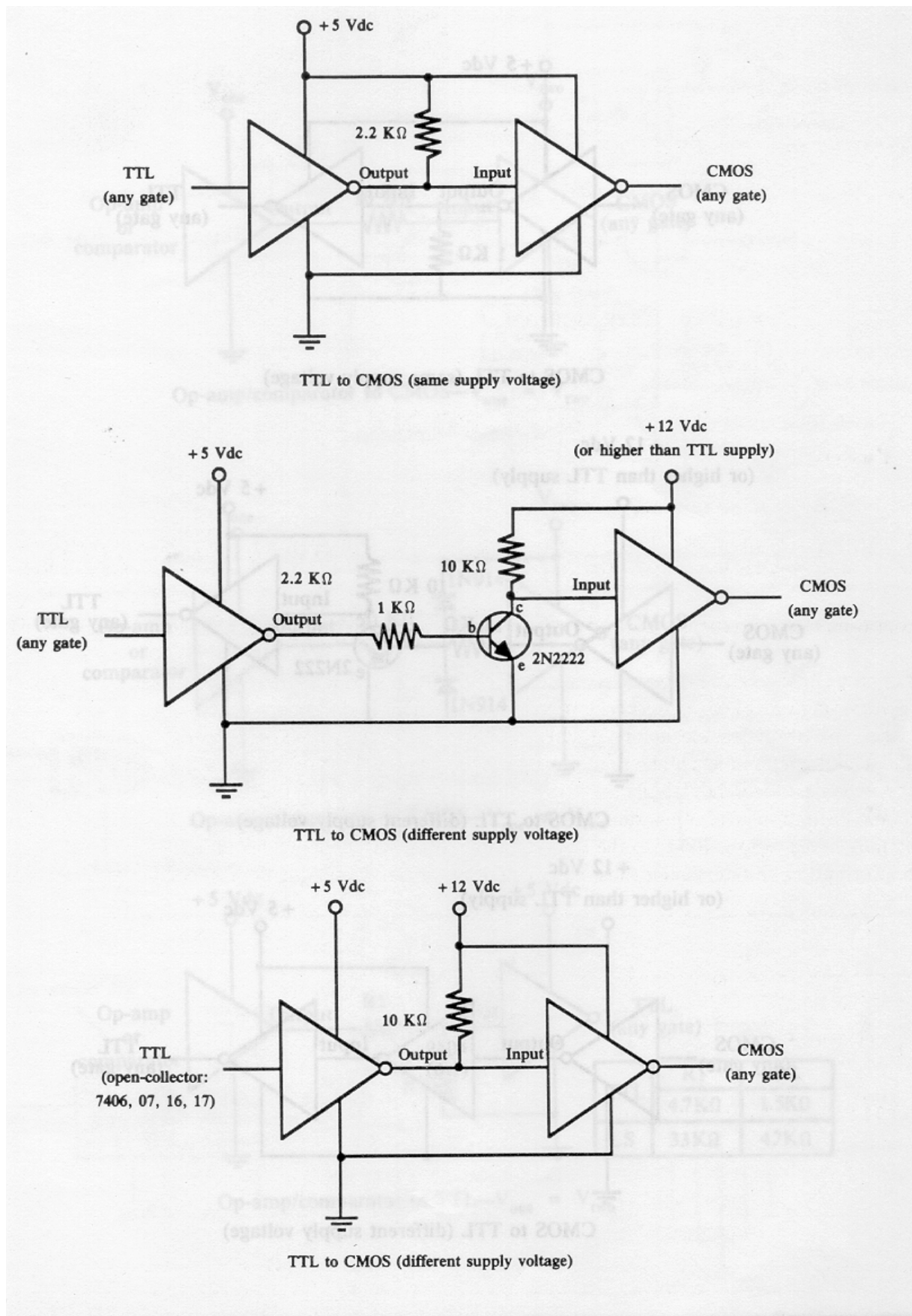
Circuitos “Debounce”

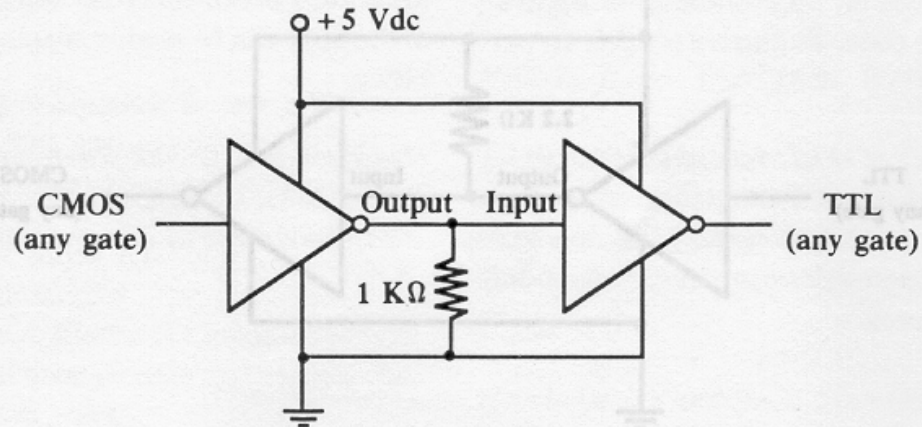
O circuito seguinte mostra algumas formas de evitar oscilação de sinal em circuitos eletrônicos durante o chaveamento do mesmo.



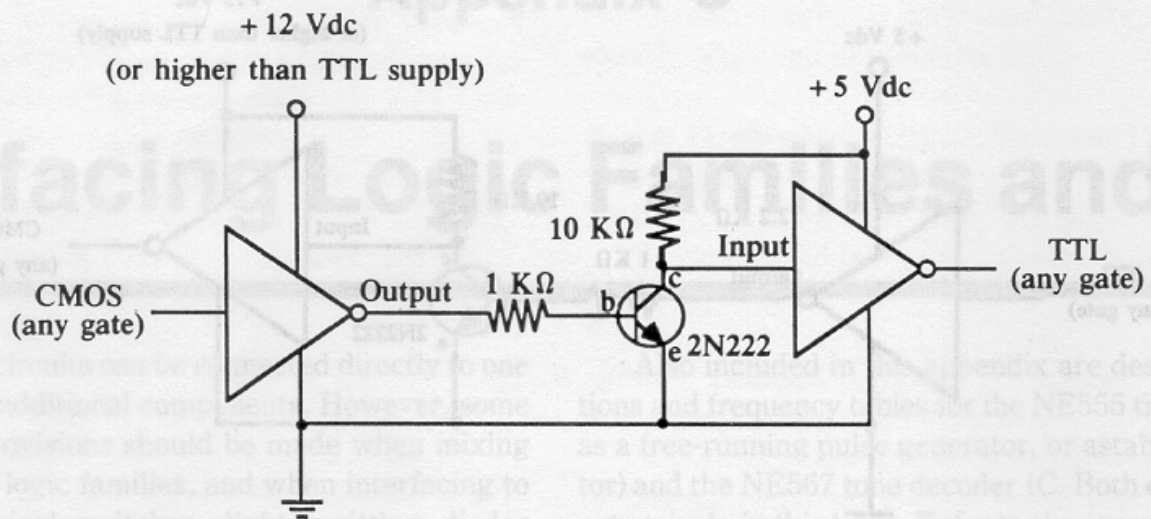
Circuitos para Interface entre Famílias Lógicas e CIs

A maioria dos circuitos integrados pode ser conectado diretamente de um para outro, sem necessidade de componentes adicionais. Entretanto, alguns componentes são necessários quando se mesclam famílias lógicas CMOS e TTL, e quando é realizada a interface entre CIs e chaves de contato (switches), LEDs, isoladores óticos, relés e amplificadores operacionais. Os circuitos a seguir mostram algumas formas de interface.

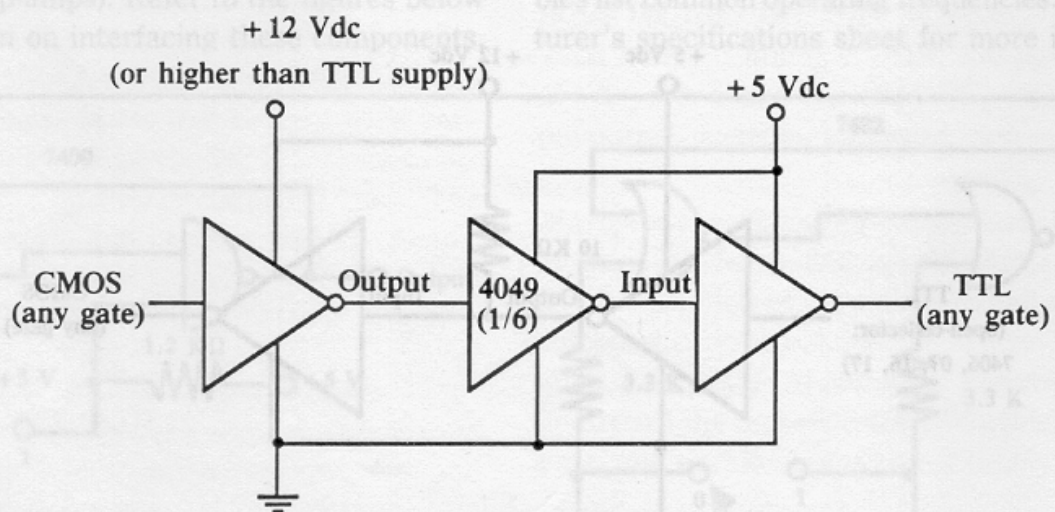




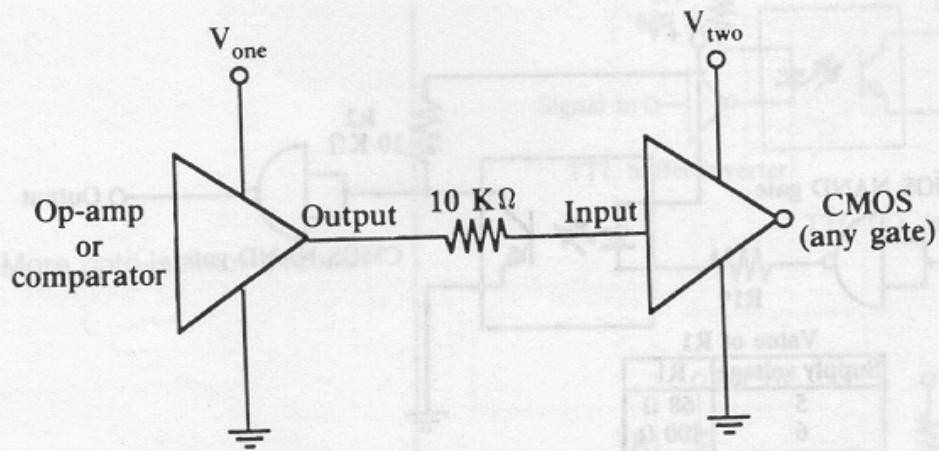
CMOS to TTL (same supply voltage)



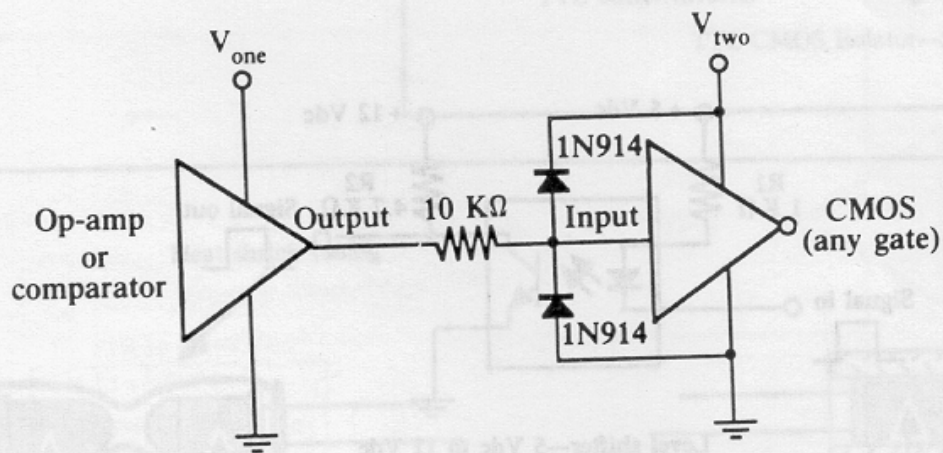
CMOS to TTL (different supply voltage)



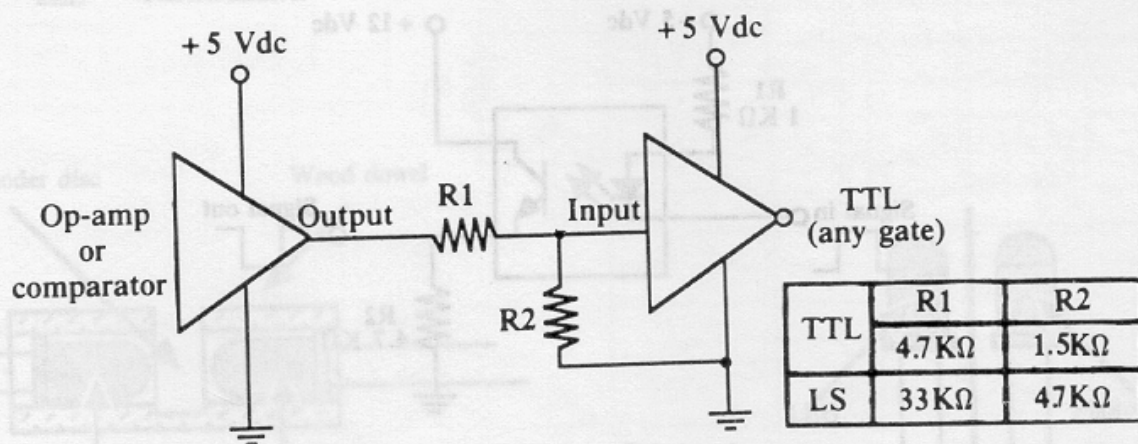
CMOS to TTL (different supply voltage)



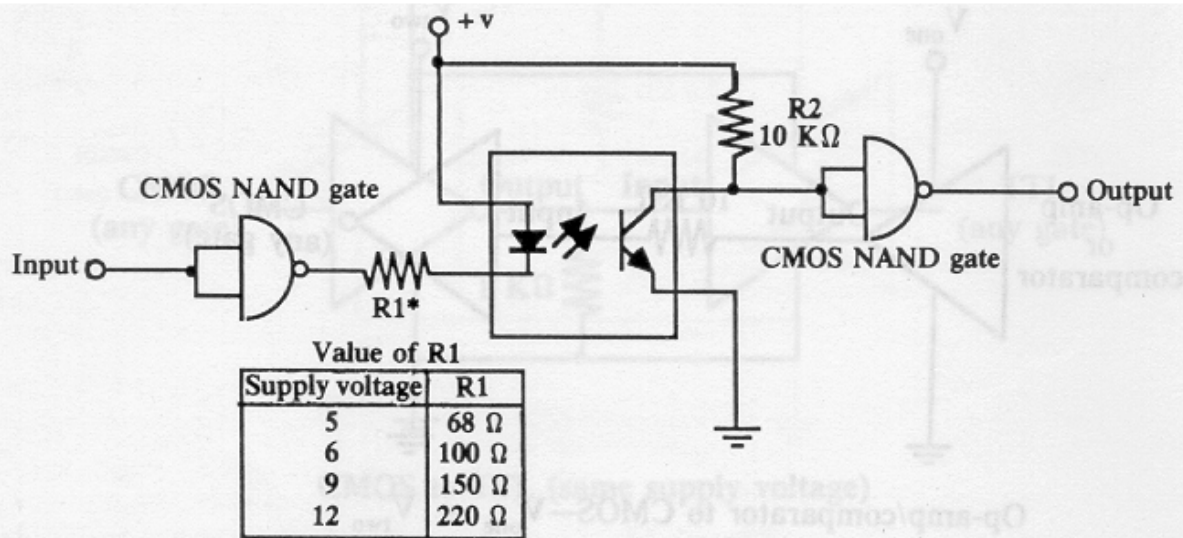
Op-amp/comparator to CMOS— $V_{one} = V_{two}$



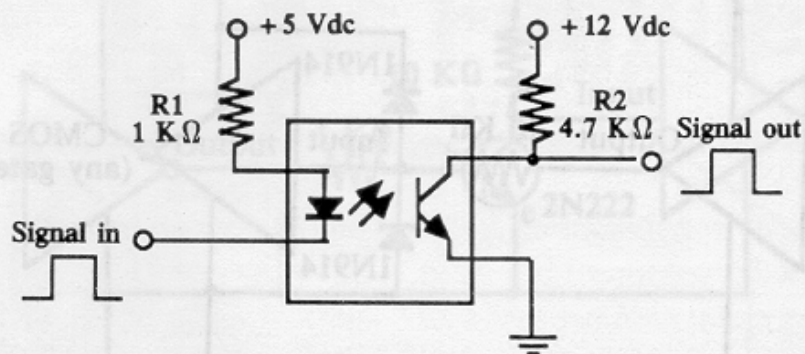
Op-amp/comparator to CMOS— $V_{one} \neq V_{two}$



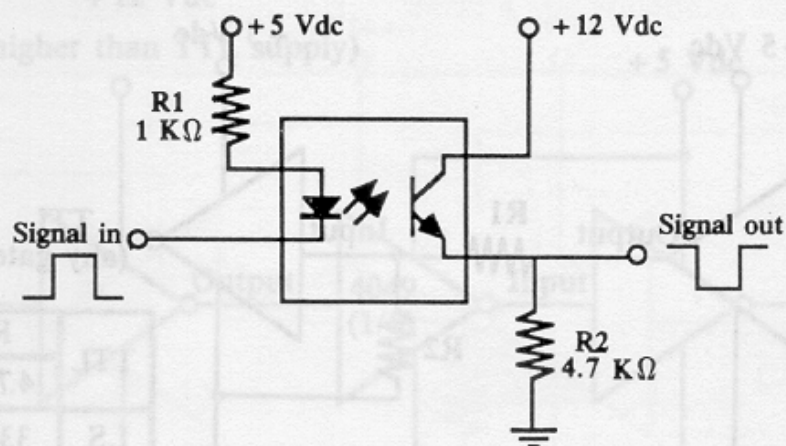
Op-amp/comparator to TTL— $V_{one} = V_{two}$



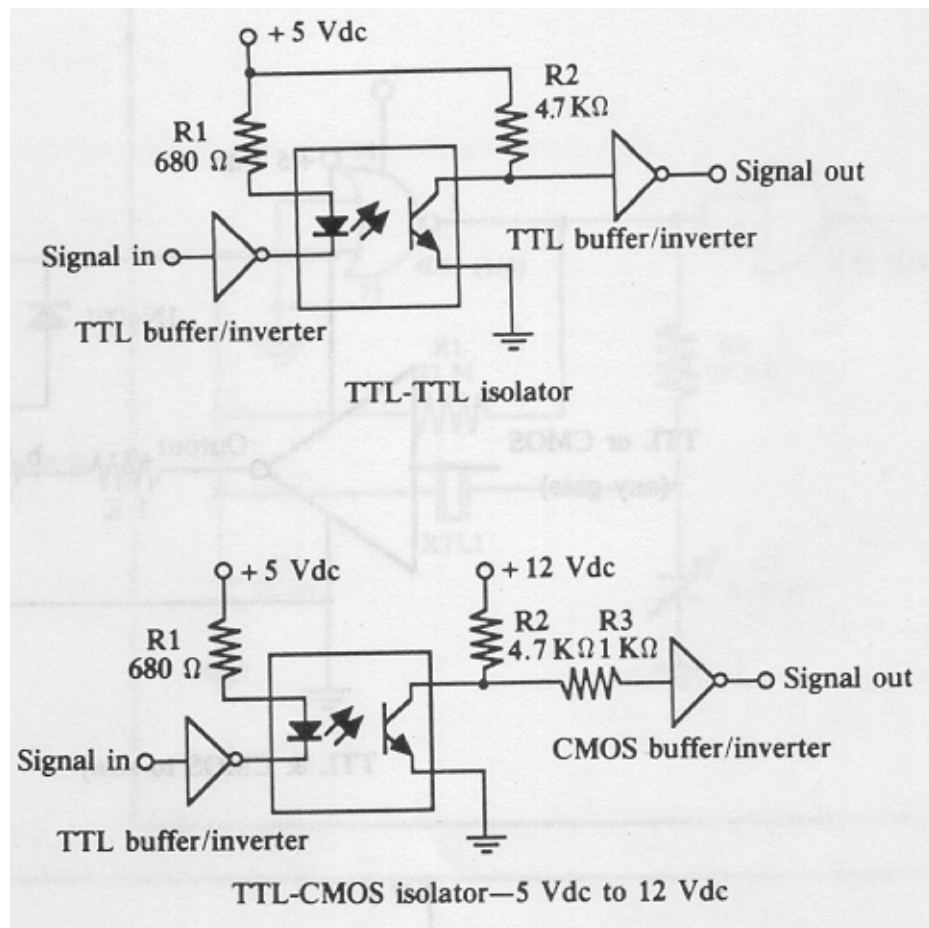
Basic CMOS opto-isolator



Level shifter—5 Vdc to 12 Vdc
non-inverted output



Level shifter—5 Vdc to 12 Vdc
inverted output

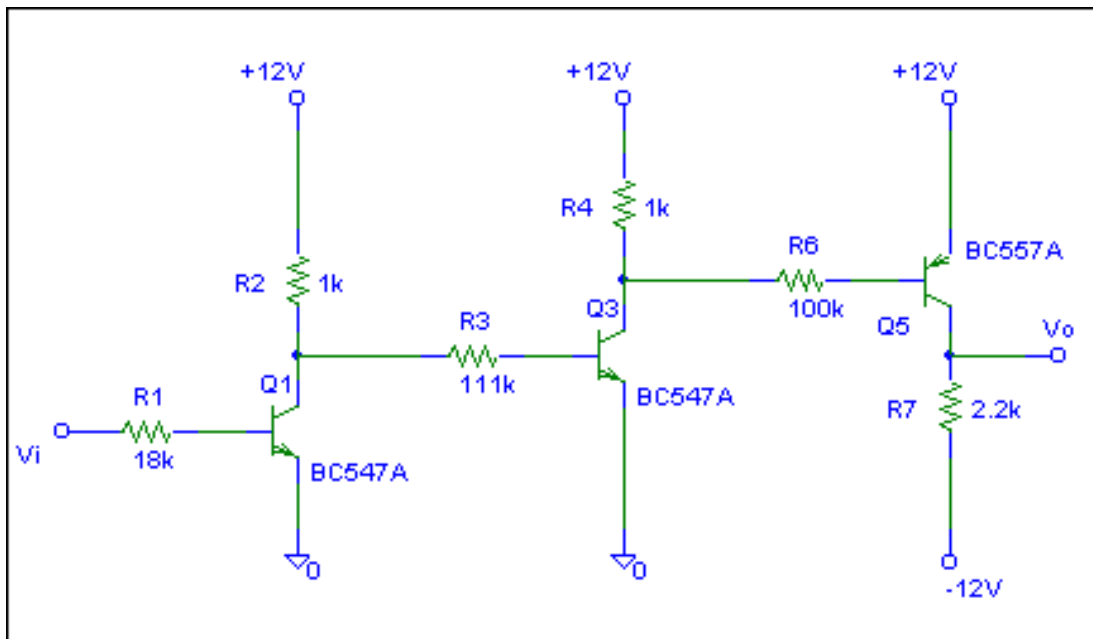


Circuitos para Interface com Porta Serial de PCs

São apresentados a seguir alguns circuitos que tornam possível a interface entre sinais TTL e sinais utilizados pela porta serial RS232C de um PC. Em um PC, por questões de imunidade a ruídos, os níveis de tensão na linha de comunicação serial são estabelecidos em +12 V (nível lógico zero TTL) e -12 V (nível lógico 1 TTL).

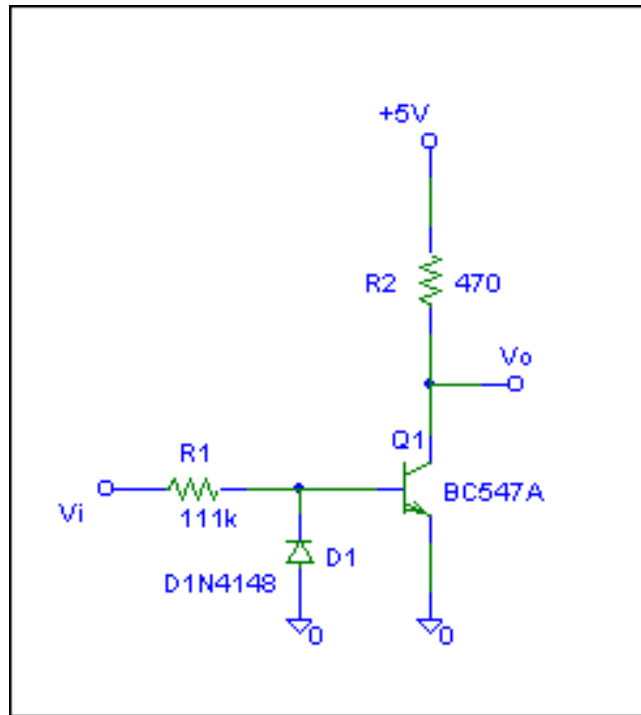
Assim, embora o nível lógico zero TTL da lógica digital padrão varie de 0 a 0,4 V, para a porta serial de um PC o nível lógico “zero” varia de 10 a 12 V. Por outro lado, o nível lógico “um” TTL, que varia de 2,5 a 5 V, para a porta serial do PC varia de -12 a -10 V.

Circuito de Interface de TTL para RS232C



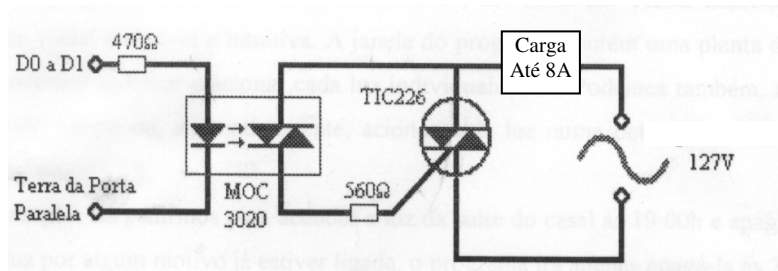
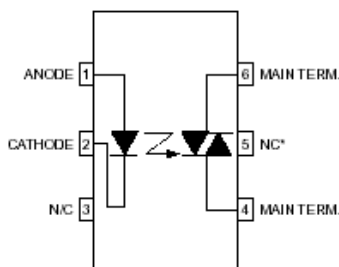
Destaca-se que se Q1 estiver saturado, Q2 e Q3 estarão cortados, e a saída, V_o , será -12 V. Por outro lado, se Q1 estiver cortado, Q2 e Q3 estarão saturados e a saída será próxima a +12 V.

Circuito de Interface de RS232C para TTL



Neste circuito, o diodo é utilizado como elemento de proteção, quando o sinal for de -12 V , grampeando a tensão mínima em $-0,7\text{ V}$. Isto é feito porque a máxima tensão reversa na junção base-emissor suportada pelo transistor é de -2 V , de acordo com o fabricante.

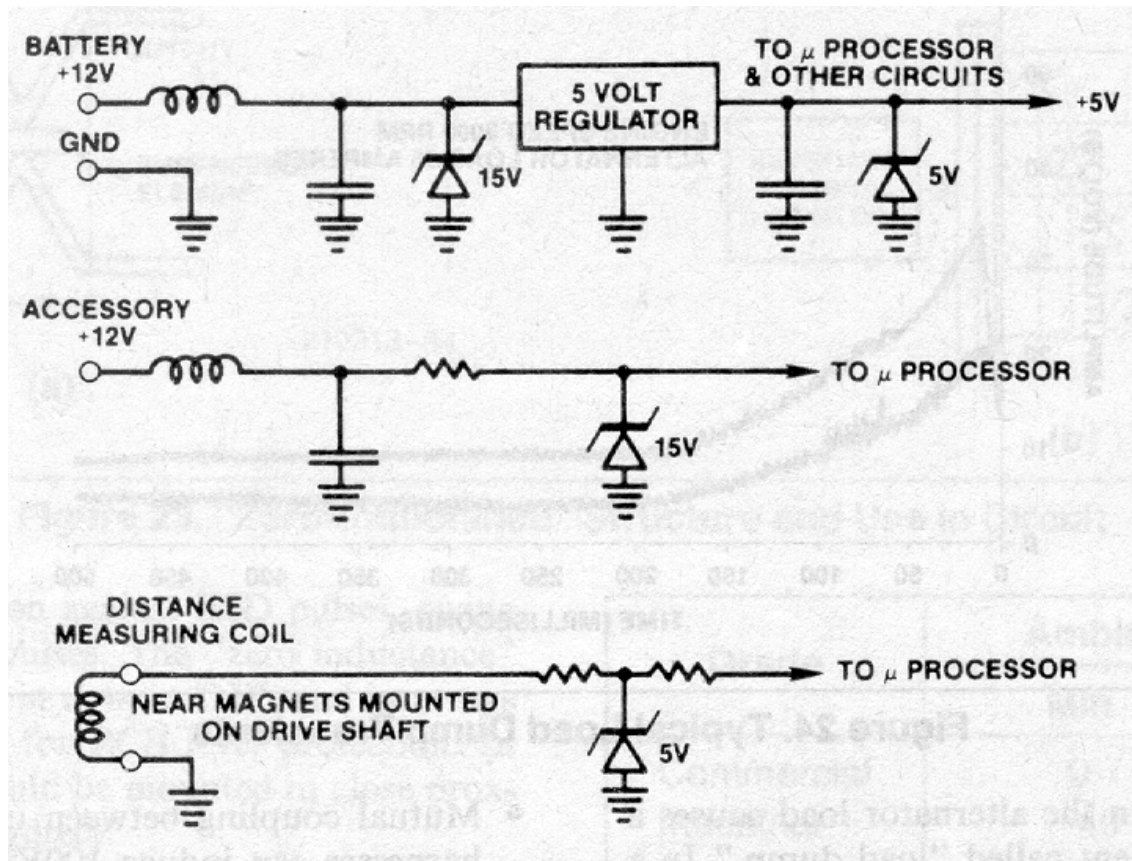
Vale ressaltar que existem chips que implementam circuitos de interface entre a lógica TTL padrão e a utilizada na RS232 de um PC. Como exemplo estão os CIs MAX232 e MAX233, MAX1488 e MAX 1489 da Maxim, Inc. Pode-se também usar MOCs (isoladores óticos com TRIACs) quando se requer uma interface entre a porta paralela de um computador e circuitos de alta corrente/alta tensão, por exemplo, $8\text{ A}/127\text{ V AC}$, usando o MOC3020 e o TIC226 (ver figura seguinte).



Circuitos para Interface com Bateria de Automóveis

O automóvel é um ambiente extremamente hostil para a operação de sistemas eletrônicos, já que ele fica sujeito a grandes variações de temperatura, ruídos procedentes do sistema de ignição e do motor, sinais transitórios produzidos pelo carregador de baterias, etc.

Um exemplo de circuito para proteger sistemas eletrônicos em aplicações automotivas é o mostrado na figura abaixo, os quais utilizam indutores, capacitores e diodos zener como dispositivos de proteção contra picos de corrente e tensão.



Sensores para Robôs e Sistemas Eletrônicos

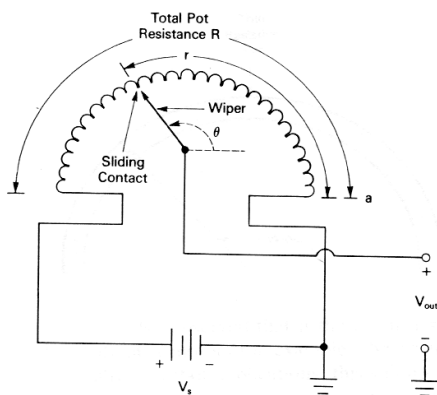
Sensores Internos

Sensores de Posição Não-Óticos

São utilizados para monitorar a posição das juntas de um robô manipulador, das rodas ou patas de um robô móvel, e para o posicionamento de muitos sistemas eletrônicos. Os sensores de posição não-óticos mais comuns são: potenciômetro, sincro, resolver, escala indutiva linear (inductosyn), LVDT e RVDT.

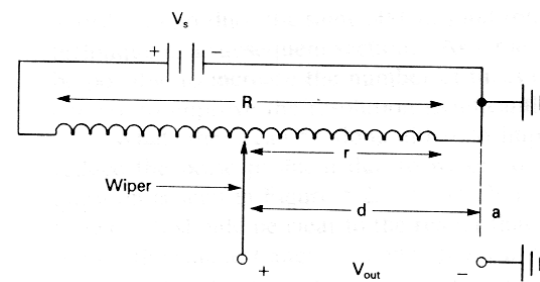
Potenciômetro (Pot):

É o dispositivo mais simples que pode ser usado para medir posição.



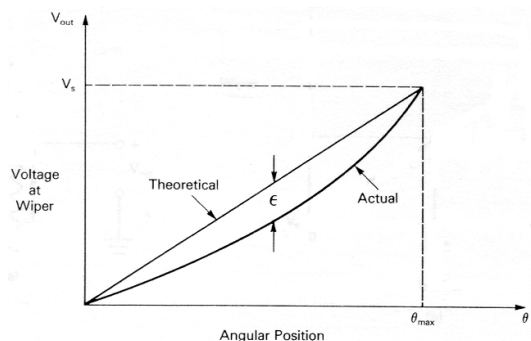
Tensão de saída proporcional a θ .

$$V_0 = \frac{r}{R} \cdot V_s$$



Tensão de saída proporcional a d.

Problemas: Sempre existem não-linearidades nos potenciômetros:



A não linearidade (%) é definida como:

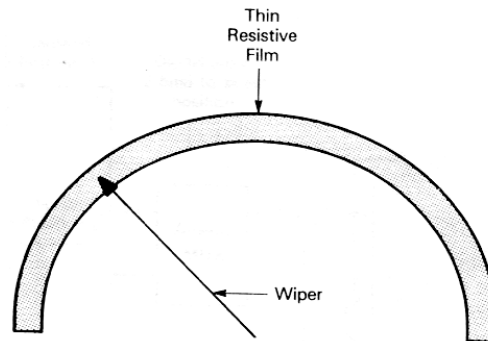
$$N.L. = \frac{100 \epsilon}{V_{m\acute{a}x.}}$$

Além disso, não podem ser usados em sistemas onde se requer grande precisão e com o tempo os contatos se deterioram.

A resolução deste sensor depende do número de voltas do fio resistivo (a menor mudança que pode ser observada é V_s / N), e pode ser definida por:

$$\% \text{ Resolução} = \frac{100 V_s / N}{V_s} = 100 / N$$

Valores usuais estão na ordem de 1%, que é insuficiente para muitas aplicações em robótica e outros sistemas eletrônicos. Solução: Utilizar um potenciômetro com filme resistivo fino, diminuindo também problemas de desgaste no contato.



Alguns exemplos de aplicação de potenciômetros de precisão são como sensor de ângulo em equipamentos que possuem deslocamentos angulares limitados e também em robôs móveis a patas. A figura seguinte mostra o robô quadrúpede ROQUE, o qual foi desenvolvido na UFES, que utiliza potenciômetros de precisão para medir o deslocamentos angulares das patas. Mais informações sobre o robô ROQUE encontram-se na página <http://www.ele.ufes.br/pesq/robotica.html>.

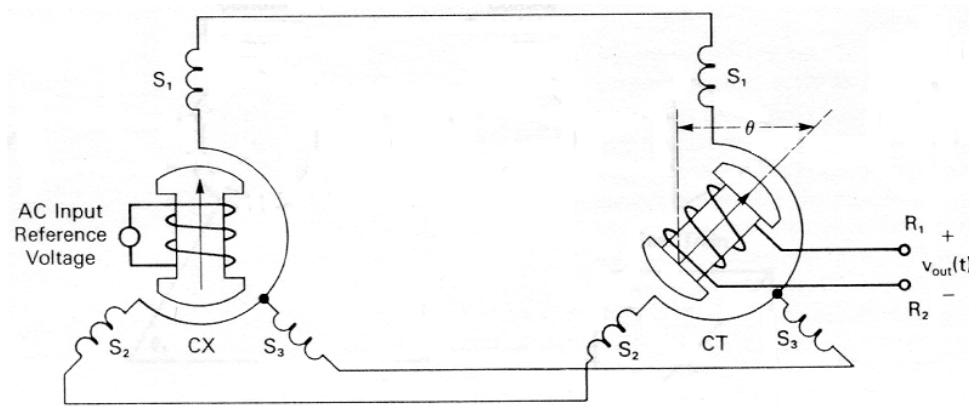


Sincro:

É um transdutor rotacional que converte deslocamento angular em uma tensão AC e vice-versa. Normalmente é constituído por componentes trifásicos separados [transmissor de controle (CX), transformador de controle (CT) e transmissor

diferencial de controle (CDX)] e operam sob o princípio do transformador de rotação.

Dois ou três dos dispositivos são usados para medir a posição angular ou a diferença entre esta posição e uma posição de comando (erro de posição). Ex.:



Esquema de um síncro.

Nesta configuração, $V_{out}(t)$ é dependente do ângulo relativo θ entre os rotores CX e CT.

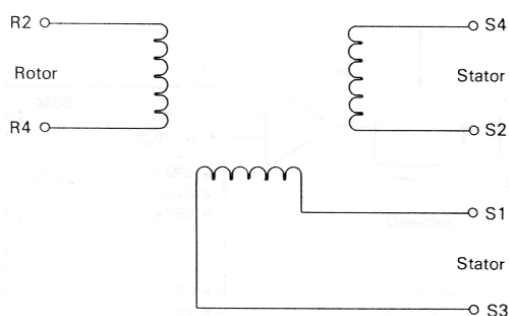
$$V_{out}(t) = V_m \sin(\theta) \sin(\omega t)$$

Onde: V_m é a amplitude e ω é a frequência da tensão AC aplicada.

Problema maior é a necessidade de adaptá-lo para interfaces com equipamentos digitais. Também são de eletrônica complexa e ocupam um volume importante, além do custo alto.

Resolver:

É uma variação do síncro, sendo freqüentemente chamado "síncro resolver". Uma das principais diferenças entre ambos dispositivos é que os enrolamentos do estator e rotor do resolver estão deslocados mecanicamente por 90° , sendo que no síncro são 120° . O resolver mais comum tem um rotor simples e dois enrolamentos no estator.



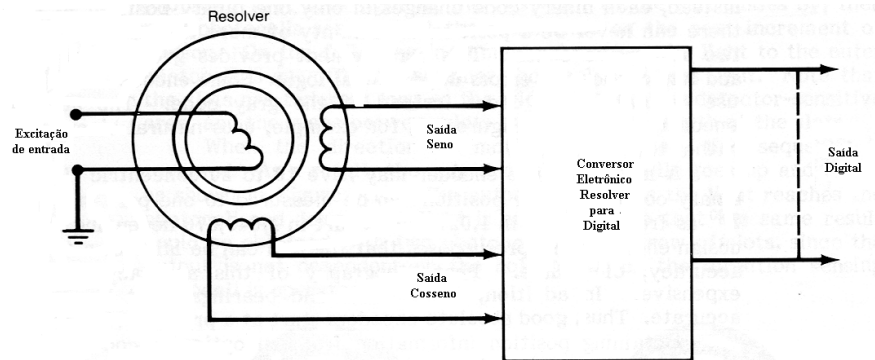
Com o rotor excitado por uma tensão AC, as tensões nos dois estatores são:

$$V_{1-3}(t) = V_m \sin(\theta) \sin(\omega t)$$

$$V_{2-4}(t) = V_m \cos(\theta) \sin(\omega t),$$

onde θ é o ângulo do eixo do resolver.

Uma representação digital da saída do resolver também pode ser obtida, facilitando seu uso com interfaces digitais.



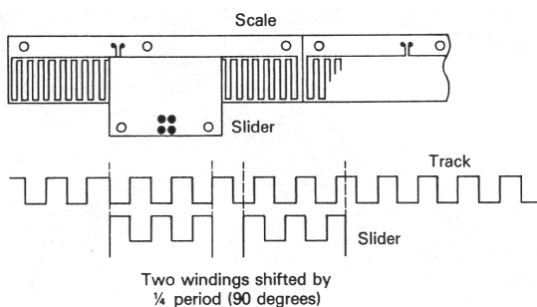
É possível obter melhor resolução angular com o resolver do que com a maioria dos outros sensores de posição.

Problemas: custo alto e interferência eletromagnética devido ao sinal de excitação AC.

Escala Indutiva Linear – Inductosyn:

Bastante utilizado em máquinas de controle numérico. É uma das formas mais precisas de medir posição, sendo capaz de obter precisões da ordem de 1 µm (linear) ou de 0,00042° (rotação).

Na operação, o Inductosyn é bastante similar ao resolver; há sempre dois componentes acoplados magneticamente, um dos quais se move em relação ao outro.



A saída nos dois deslizadores é:

$$V_{S1} = V \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot x}{s}\right) \cdot \sin(\omega t)$$

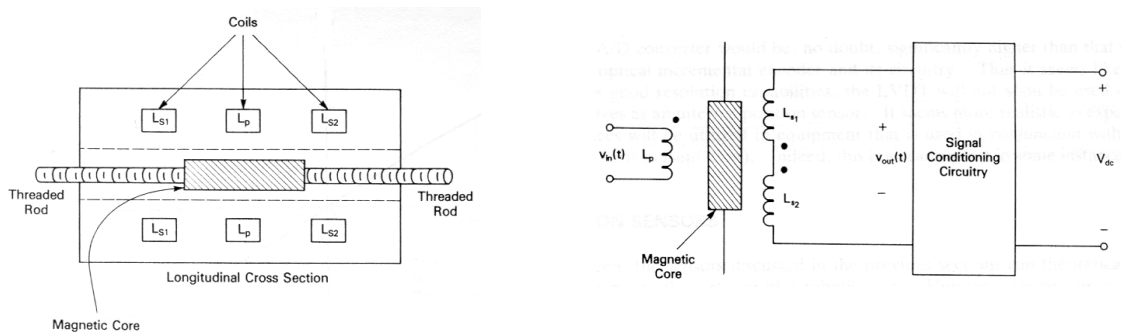
$$V_{S2} = V \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot x}{s}\right) \cdot \sin(\omega t)$$

onde x é a distância linear sobre a escala e s é o passo.

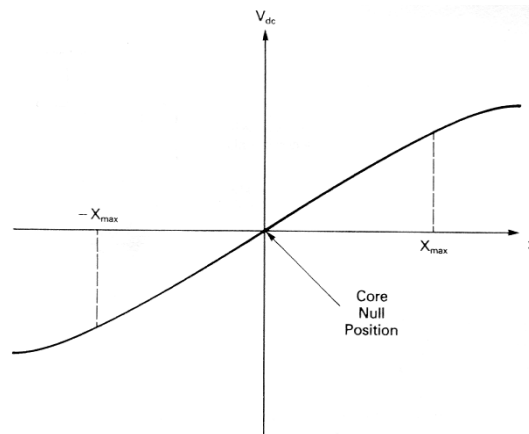
Problemas: Custo e eletrônica adicional para digitalização das saídas.

Transformadores Diferenciais – LVDT (Linear Variable Differential Transformer) e RVDT (Rotary Variable Differential Transformer).

O LVDT é um transdutor eletrônico que consiste de duas partes, uma móvel e outra fixa, e produz uma tensão de saída proporcional ao deslocamento da parte móvel relativo à parte fixa.



As bobinas do secundário estão conectadas em série oposta, tal que quando o núcleo está no centro, $V_{OUT}(t)$ é zero (a tensão induzida em ambas as bobinas do secundário é a mesma). O circuito acondicionador de sinal produz uma tensão CC proporcional à distância do núcleo à posição de tensão zero (centro). O RDVT trabalha sob o mesmo princípio.



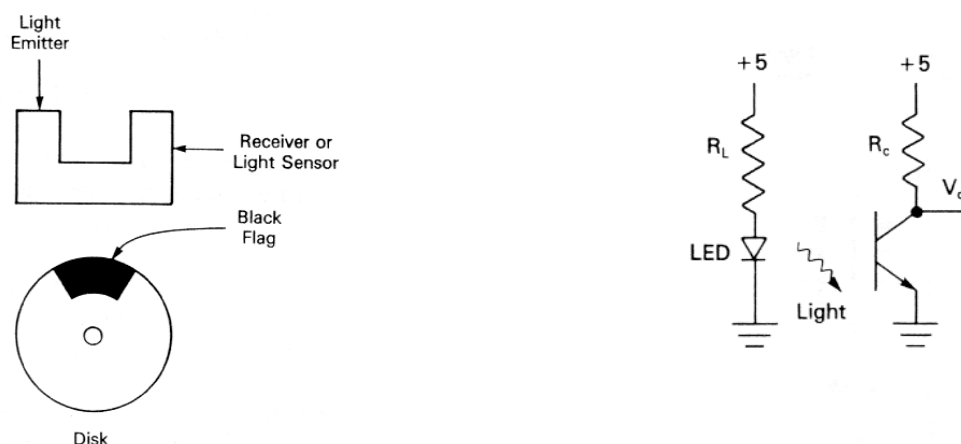
Apresenta o problema de ter que operar sobre sua posição central (que varia com o tempo e temperatura), o que gera uma dificuldades de calibração que implica em um aumento de custo. Além disso é um dispositivo analógico. Outro grande problema é que o RVDT opera em $\pm 60^\circ$, que pode não ser suficiente em muitas aplicações.

Sensores de Posição Óticos

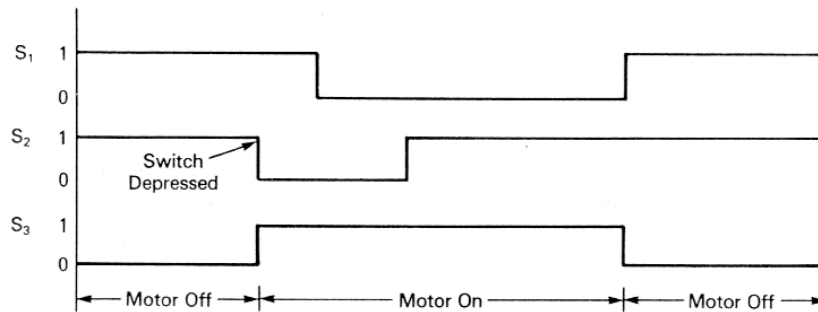
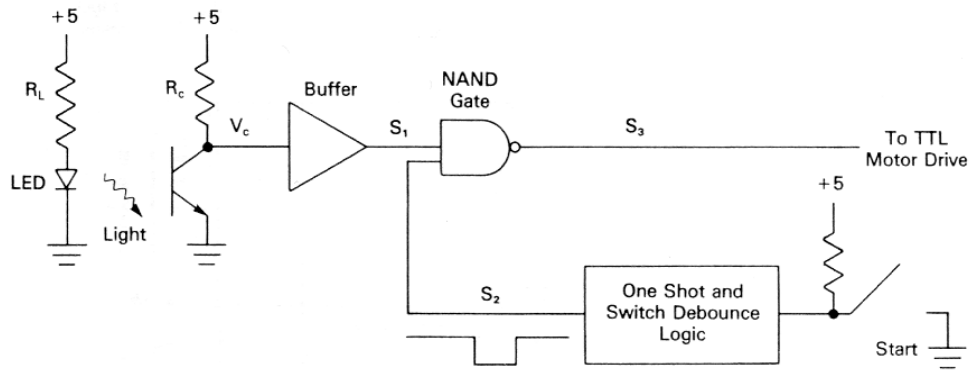
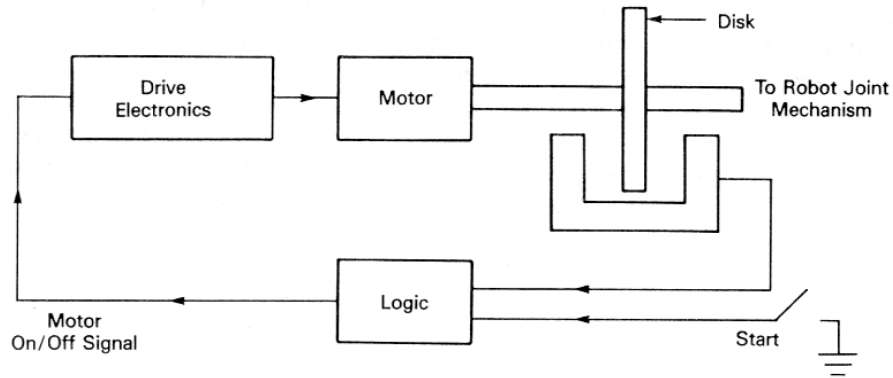
Vantagens	{	• Não - contato	{ sua medição não interfere no processo não existe desgaste mecânico
		• Alta taxa de medição	
		• Imunidade ao ruído	

Interruptores Óticos

Em muitos equipamentos eletrônicos e robôs tipo ponto-a-ponto, necessita-se apenas que os pontos iniciais e finais sejam precisamente determinados; a informação da posição é pouco ou não utilizada pelo sistema de controle do sistema. Pode parecer que uma simples chave mecânica seja ideal para esta aplicação, mas problemas de interfaceamento da chave com um microprocessador e os desgastes dos contatos tornam-as pouco utilizadas em sistemas comerciais. As técnicas óticas são por esta razão mais utilizadas.



A luz produzida por um LED alcançará o receptor (fototransistor) até que o setor preto do disco a bloqueia. Pode-se então gerar sinais de saída binários “on-off”. Ex.: A figura seguinte mostra o diagrama do blocos de um simples circuito eletrônico que usa o interruptor ótico para mover um eixo de um robô, ou de um outro equipamento, até um ponto final. O sistema á acionado com o fechamento momentâneo de uma chave. O motor girará até que o setor negro do disco impeça que a luz alcance o receptor.



Podem-se utilizar mais etiquetas negras no disco, se forem necessários outros pontos de parada.

Encoders (Codificadores) Óticos:

Estão entre os sensores de posição mais utilizados em robótica e outros sistemas eletrônicos (máquinas ferramenta, tornos, etc.), devido a proporcionar alta precisão. São divididos em duas classes distintas: Absoluto e Incremental.

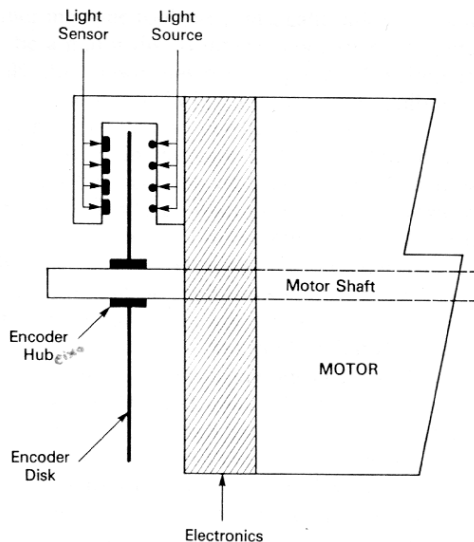
Um sistema equipado com um encoder absoluto não necessita de calibração, já que o sistema de controle conhece, nada mais ligar o sistema, sua posição. Já o encoder incremental fornece informações de posição relativas a algum ponto de referência. Por isso, se um equipamento que utiliza um encoder incremental, é necessário executar uma seqüência de calibração para conhecer sua posição real.

Existem encoders lineares ou rotacionais, mas o linear é geralmente mais caro.

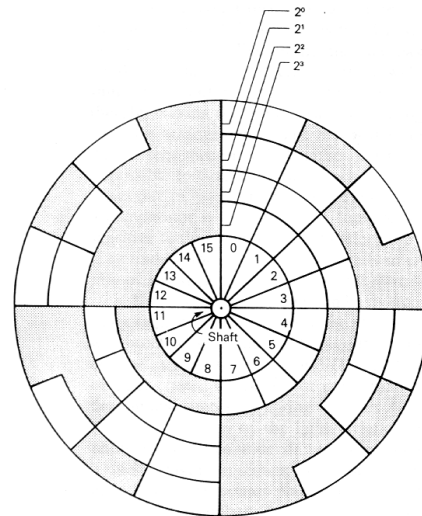
a) Encoders Absolutos

Como dito antes, este sensor é capaz de proporcionar um código único para cada posição do eixo de um motor ao qual ele está acoplado. Normalmente compõem-se de três partes principais:

Uma fonte de luz multi-canal;
Um receptor de luz multi-canal;
Um disco de rotação multi-pista.



A luz procedente dos n-elementos da fonte de luz (Ex.: LEDs) passa através do disco e é recebida pelo correspondente conjunto de n-receptores (Ex.: fototransistores). O disco é dividido em pistas circunferenciais e setores radiais.



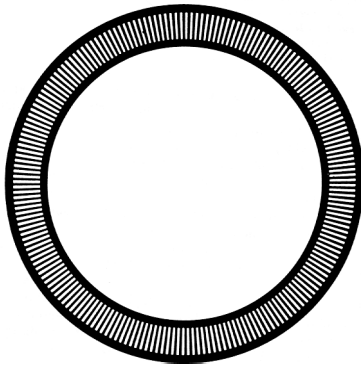
A informação rotacional absoluta é obtida utilizando um dos vários códigos. Pode-se usar código binário, BCD e código Gray. É possível produzir encoders absolutos com 13 bits, que implica em uma resolução de $360/2^{13} = 0,044^\circ$. Como a sequência binária se repete a cada volta completa do disco, normalmente usa-se um segundo disco engrenado ao disco principal, que indica o número de rotações.

Problemas: Custo: custa algumas vezes mais do que os encoders incrementais, sendo por esta razão que os robôs normalmente utilizam os encoders incrementais.

b) Encoders Incrementais

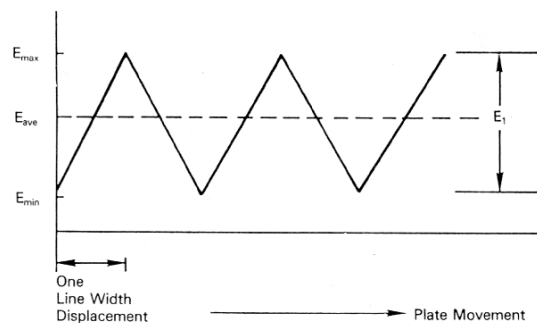
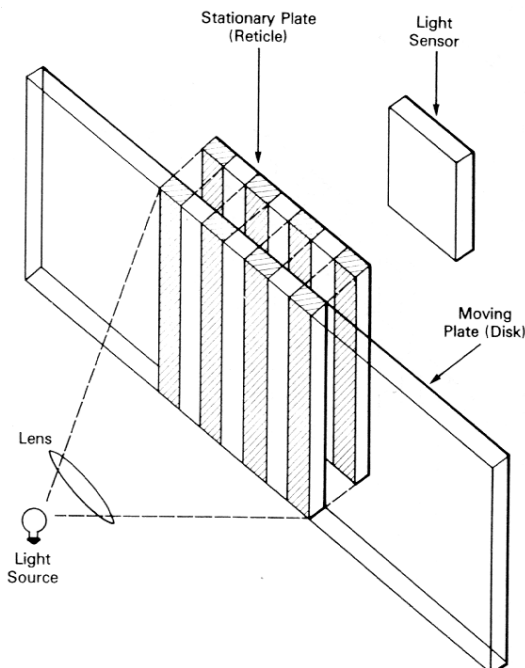
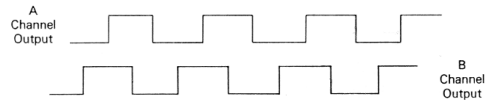
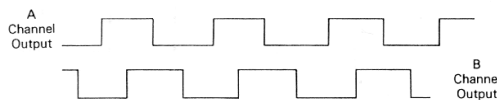
São amplamente utilizados para monitorar posição em robôs, máquinas ferramentas, tornos, etc. por proporcionarem alta resolução e custo mais baixo que os encoders absolutos. Entretanto, necessita-se de calibração prévia, mas somente ao ligar o robô ou máquina.

Tal como o encoder absoluto, consiste de um disco, uma fonte de luz (LED), e um conjunto de receptores de luz (fototransistores). Normalmente é utilizado um único LED e quatro fotodetectores, e um disco, que contém um único setor com n linhas radiais.

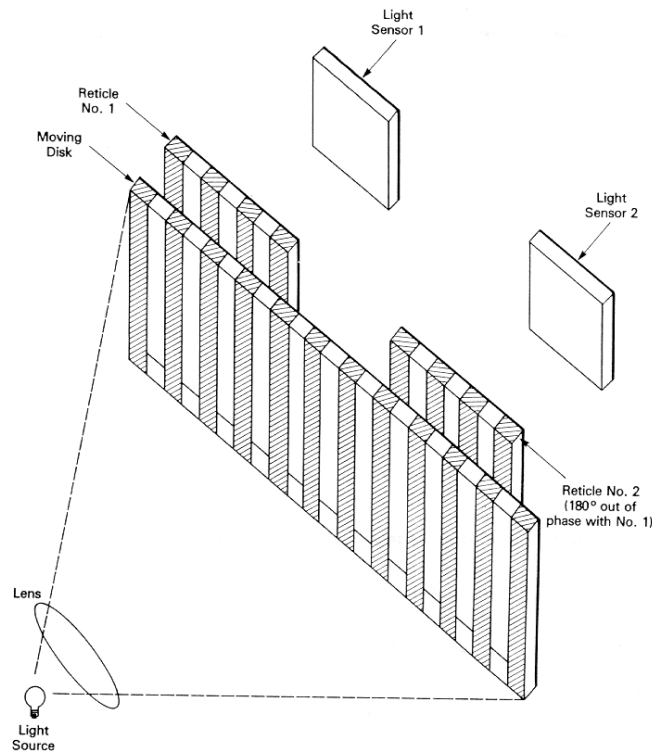


A resolução está associada com o número de linhas, assim a resolução na posição angular é $360^\circ / n$. Normalmente tem-se resoluções menores que $0,175^\circ$. Se o encoder é montado sobre o eixo do motor, quando o disco gira, a luz que chega ao receptor é interrompida por cada linha do disco. A forma de onda que se obtém na saída é senoidal; usa-se então um comparador para converter esses sinais em pulsos TTL.

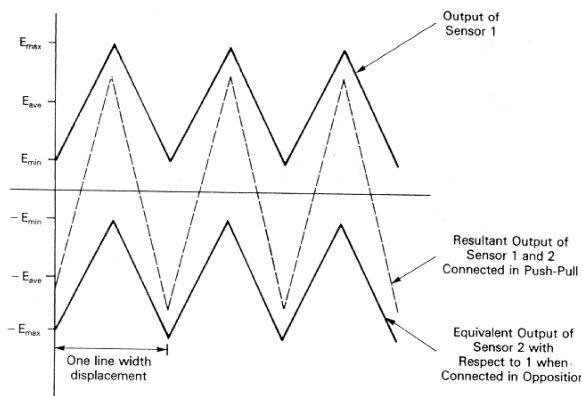
Há dois problemas com esta configuração de um emissor e um receptor: é impossível determinar a direção de rotação, e a largura dos pulsos gerados depende da velocidade de rotação, podendo não ser detectados. Por isso empregam-se múltiplos receptores. Por exemplo, um segundo fotodetector separado eletricamente por 90° , produzirá pulsos idênticos ao primeiro, mas defasados de 90° . Pode-se então saber a direção do giro do disco. A figura abaixo, à esquerda, mostra A adiantado em relação a B (sentido horário), e a figura abaixo, à direita, mostra A atrasado em relação a B (sentido antihorário).



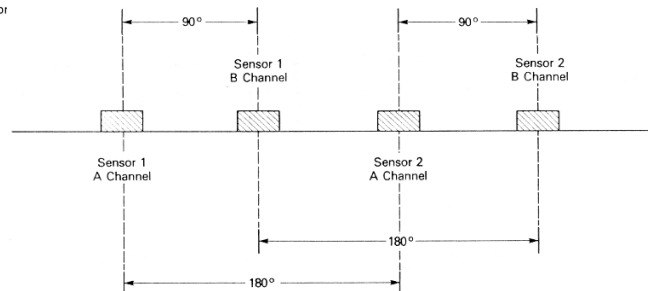
Para o problema da perda dos pulsos (quando operando em alta velocidade), utilizam-se dois fotosensores adicionais e duas retículas fixas (ou disco fixo) na frente do sensor de luz, tal como se pode ver na figura seguinte.



Se a saída dos dois fotodetectores são subtraídas, teremos uma forma triangular centrada em zero e tendo aproximadamente duas vezes o valor de pico do sinal gerado.



Nesta configuração o encoder ótico é muito menos sensível a variações na fonte de luz (problemas no LED) ou sensibilidade do fotodetector (temperatura elevada ou operação em alta-frequência).



O sensor completo de dois canais ficaria assim:

Além de permitir a determinação da direção de rotação e compensações para variações na fonte de luz e fotodetector, o uso de dois canais permite um aumento na resolução do sensor, através de circuitos eletrônicos, por um fator de até 20 vezes!

Para determinar o zero de referência para o encoder incremental, normalmente se utiliza um outro canal adicional para detectar uma linha de referência no disco e assim produzir um pulso a cada rotação do disco.

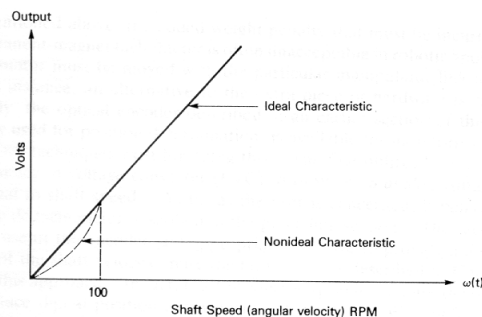
Por exemplo, para a calibração de um robô industrial que contém encoders incrementais, uma vez que o mesmo é ligado, cada junta do robô se move em uma direção predeterminada até encontrar uma chave mecânica de fim de percurso. O ponto de parada é detectado pelo encoder, monitorando-se a contagem dos pulsos. Se ela não muda durante um curto período de tempo (Ex.: 100 ms), então encontrou-se o fim de percurso. Neste ponto, o atuador é movido na direção oposta até que o encoder detecta a “linha de referência”, neste ponto o contador é zerado. Todos os movimentos posteriores são relativos a este ponto de calibração.

Sensores de Velocidade

Existem várias formas de se medir a velocidade angular de um eixo de rotação. O Tacômetro é amplamente utilizado em diversas aplicações. Além deste dispositivo analógico, é possível utilizar um encoder ótico e um conversor de frequência para tensão para obter velocidade analógica. O encoder ótico também pode produzir informação digital de velocidade utilizando-se um software apropriado. Por último, também é possível utilizar um sensor indutivo (pg. 58-59) para medir a velocidade de uma engrenagem acoplada ao eixo do motor, ou um sensor de efeito Hall (pg. 60-61) para esse mesmo fim, e, caso não haja engrenagem, pode-se usar um ímã permanente em conjunto com o sensor.

Tacômetros CC:

Sabe-se que o movimento de rotação de um eixo de um motor CC produz uma tensão analógica que aumenta (ou diminui) quando aumenta (ou diminui) a velocidade angular; o motor transforma-se então num gerador CC capaz de medir a velocidade do eixo. Os tacômetros são dispositivos projetados especialmente para este fim, e proporcionam uma tensão CC proporcional à velocidade do eixo, que é idealmente linear na faixa normal de operação (abaixo de 100 rpm existem algumas não-linearidades). Além disso, o ripple produzido é bastante baixo em relação a outros motores CC (um grande ripple pode prejudicar o controle de velocidade do equipamento e provoca vibrações). Na pg. 127 é mostrada uma aplicação de tacômetro para o controle de velocidade de um motor CC.



Medida de Velocidade Usando Encoder Ótico:

O encoder ótico também pode ser usado para medir velocidade; existem duas técnicas: a primeira usa o encoder e um conversor de frequência para tensão (FVC) para proporcionar uma tensão analógica que é proporcional à velocidade. A segunda técnica utiliza o encoder e um software adequado para proporcionar uma representação digital da velocidade.

Encoder e Conversor Frequência para Tensão (FVC):

Os pulsos produzidos pelo encoder podem ser contados periodicamente e este número de pulsos é convertido para um nível CC, que é proporcional à velocidade do eixo do motor. O FVC é um dispositivo que executa esta operação: recebe os pulsos do encoder e usando seu relógio interno, conta os pulsos a cada ciclo. A contagem binária é passada a um conversor digital analógico que produz uma tensão CC proporcional à velocidade do disco do encoder e, conseqüentemente, ao eixo do motor. O chip AD451 é utilizado para produzir tensões de 0 a 5 V para frequências de até 10 kHz. O AD453 vai até 100 kHz.

Encoder e Software

Através do seguinte algoritmo pode-se obter a velocidade do motor:

- 1º) Ler e armazenar o valor atual do encoder $P(kT)$
- 2º) Recuperar o valor prévio do encoder $P((k-1)T)$
- 3º) Obter a velocidade aproximada

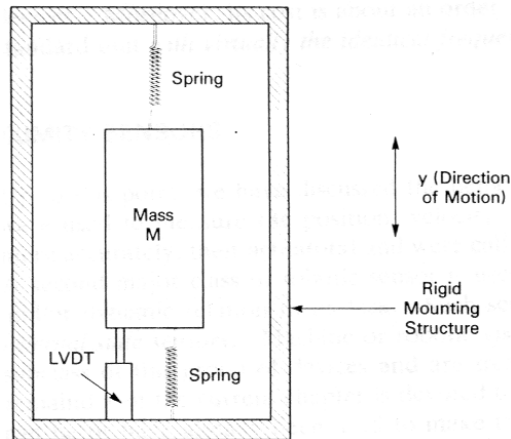
$$V(kT) = \frac{P(kT) - P((k-1)T)}{T}$$

- 4º) Incrementar k e repetir os passos de 1 a 3.

É um algoritmo fácil de implementar e rápido em execução, mas é uma aproximação de velocidade que pode ser insuficiente em algumas aplicações. O valor de T deve ser escolhido não muito grande (devido ao teorema da amostragem) e não muito pequeno, devido ao baixo desempenho em baixas velocidades.

Sensores de Aceleração:

Além de ser possível monitorar a posição e a velocidade de um robô ou outro sistema móvel, é também possível monitorar a sua aceleração. Normalmente mede-se aceleração linear, sendo a aceleração angular derivada da velocidade angular por diferenciação. Para obter a aceleração linear, normalmente é utilizado um acelerômetro.



O acelerômetro é composto de uma massa M , algum sensor de deslocamento linear (Ex.: LVDT), e um conjunto de molas com constante equivalente k . Da Lei de Newton:

$$F = M \cdot a = K \cdot y \Rightarrow a = \frac{k \cdot y}{M}$$

Exemplos de acelerômetros que possuem uma micromassa integrada no próprio chip são os ADXL202E, ADXL210 e ADXL190, os quais fornecem informação analógica ou digital da aceleração medida.

Sensores Externos

Até agora foi mostrado o comportamento e aplicação de sensores que são normalmente utilizados para medir posição, velocidade ou aceleração de sistemas eletrônicos (ou, mais precisamente, de seus atuadores). São os chamados sensores internos.

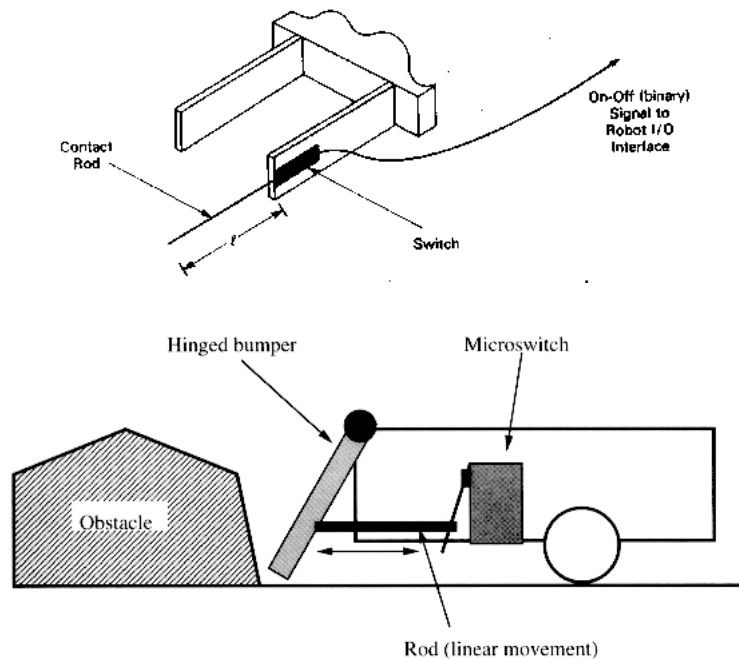
Será visto agora outra classe de sensores, usados para monitorar o próprio sistema e/ou sua relação dinâmica com sua tarefa. São os chamados sensores externos. Eles podem ser visuais ou não visuais, de contato ou não contato.

Sensores de Proximidade:

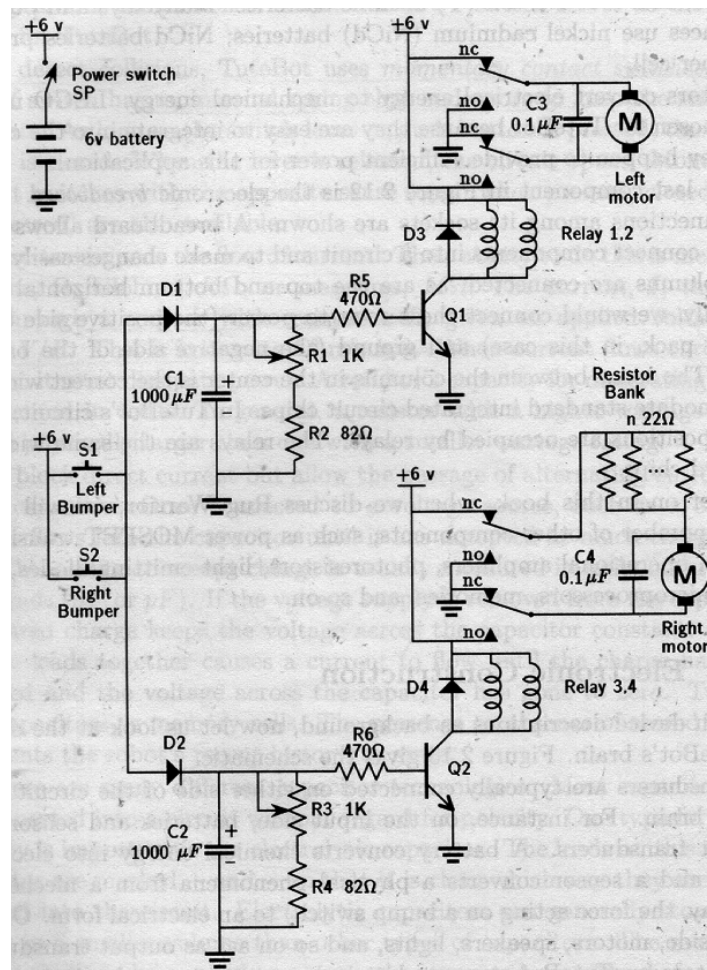
Podem, por exemplo, indicar a um robô se ele está próximo (dentro de um intervalo de distância especificado, ex.: alguns centímetros) a um objeto ou obstáculo, ou também ser utilizados em sistemas de segurança para detectar a presença de intrusos próximos ao local protegido.

Sensores de Proximidade de Contato

É o tipo mais simples de sensor de proximidade. Tal dispositivo consiste de uma haste com uma extremidade localizada dentro do sensor (chave mecânica). A figura seguinte mostra um sensor de proximidade de contato montado sobre um dedo de uma garra de robô, e a próxima figura mostra o pára-choques de um robô móvel, acoplado a um sensor de proximidade de contato.



Um exemplo de circuito que utiliza sensores de contato é o mostrado abaixo, o qual utiliza sensores de contato localizados no pára-choques de um carrinho de brinquedo. Assim, em caso de choque do carrinho com algum obstáculo, uma ou as duas chaves de contato comandam o carrinho a dar marcha à ré, por determinado tempo e com determinada curvatura, e logo continuar seu movimento em linha reta.

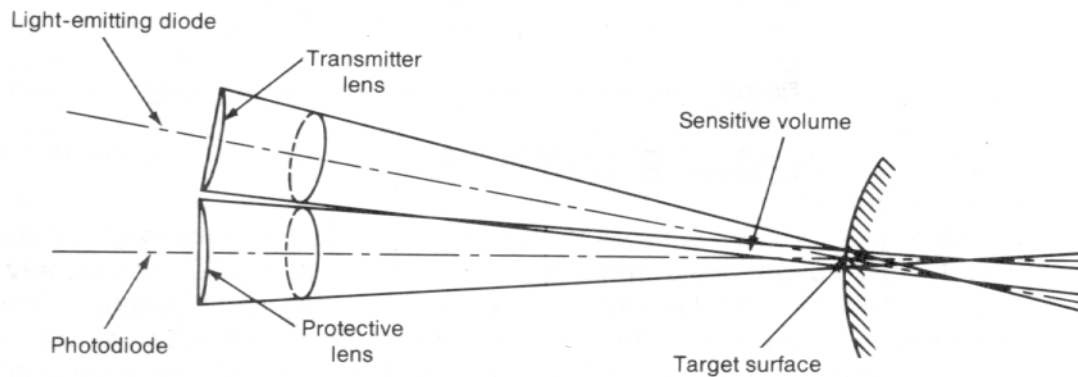


Sensores de Proximidade de Não-Contato

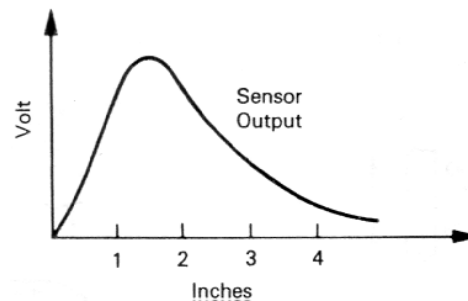
Existe uma grande classe de sensores de proximidade que não necessitam de contato com o objeto/obstáculo para saber se ele está próximo. O princípio de operação pode ser por luz refletida, ultra-som, variação de capacitância, indutância, ou resistência.

Sensor de Proximidade Ótico (Luz Refletida):

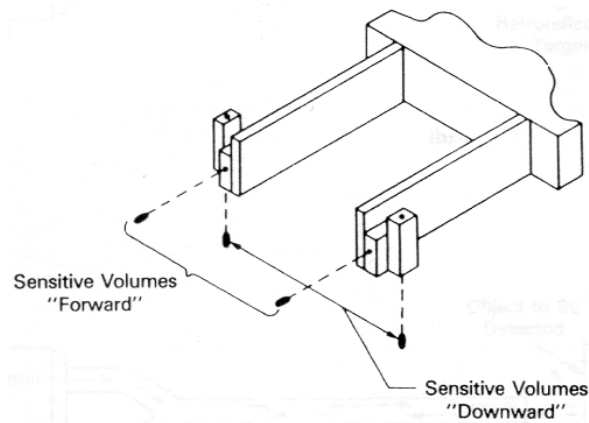
Este sensor consiste de uma fonte de luz (Ex.: LED, que age como transmissor de luz infravermelha) e um fotodetector (Ex.: Fotodiodo, que atua como receptor de luz infravermelha). Os cones de luz formados ao focalizar a fonte e o detector formam o volume de operação do sensor.



A máxima tensão de saída do sensor ocorre quando o obstáculo está no ponto focal. Um problema no uso deste sensor é que duas posições diferentes produzem a mesma tensão, exceto quando o obstáculo está no ponto focal.

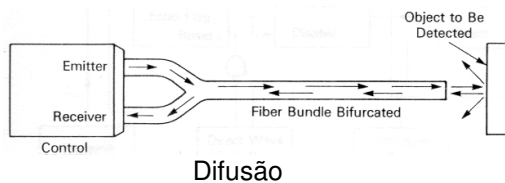
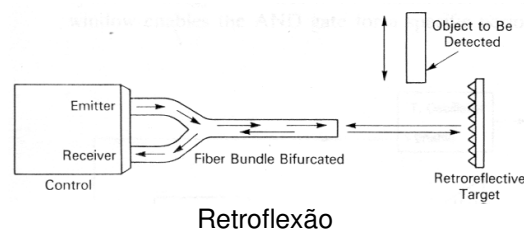
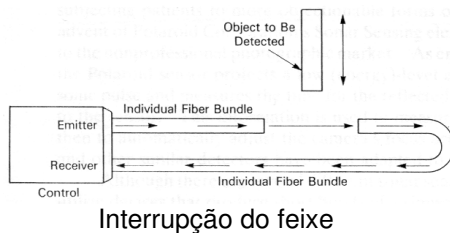


É necessário então uma lógica ou hardware adicional para eliminar esta ambigüidade. Se este sensor for usado para medir distância, outro problema é que a luz ambiente provoca variações na curva tensão x distância, além de que o sensor é sensível à reflexividade do obstáculo, e a temperatura provoca alterações no detector. Assim, este sensor é utilizado majoritariamente para sentir a proximidade de um objeto dentro de uma faixa de distância determinada, usando-se um comparador de tensão para isto. A figura seguinte mostra sensores de proximidade utilizados para obter informação em duas dimensões.



Sensores de Fibra Ótica:

Existem três sistemas de sensor que utilizam esta tecnologia. Podem operar através de luz transmitida ou luz refletida.



Na configuração de “interrupção do feixe”, o objeto é detectado quando ele interrompe o feixe de luz. Possui problemas de detecção de materiais transparentes ou translúcidos, e o espaçamento ou comprimento do sensor depende do tipo e tamanho do objeto a ser detectado.

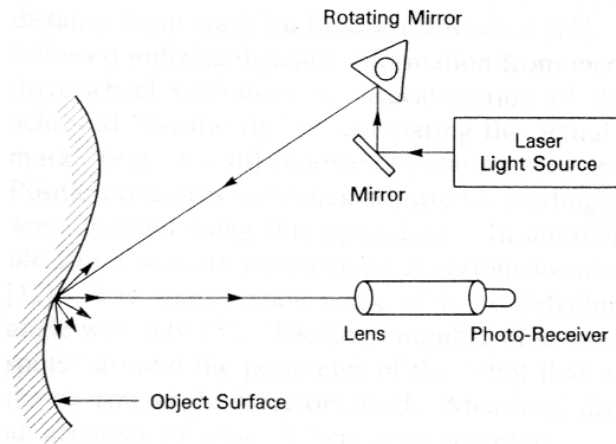
O dispositivo “retroreflectivo” utiliza uma superfície retroreflectiva a uma determinada distância do mesmo. Se um objeto opaco ou translúcido penetra na área entre ambas as partes, a luz que chega ao receptor diminui consideravelmente de intensidade, sendo detectado tal objeto.

No dispositivo “difuso”, o sensor realmente mede a quantidade de luz refletida pelo objeto (até alguns centímetros de distância). Como a maioria dos materiais reflete um pouco de luz, este sensor pode detectar objetos “transparentes” e translúcidos.

Estes sensores são bastante utilizados na indústria de manufatura, já que são baratos, leves e robustos.

Sensor de Varredura Laser:

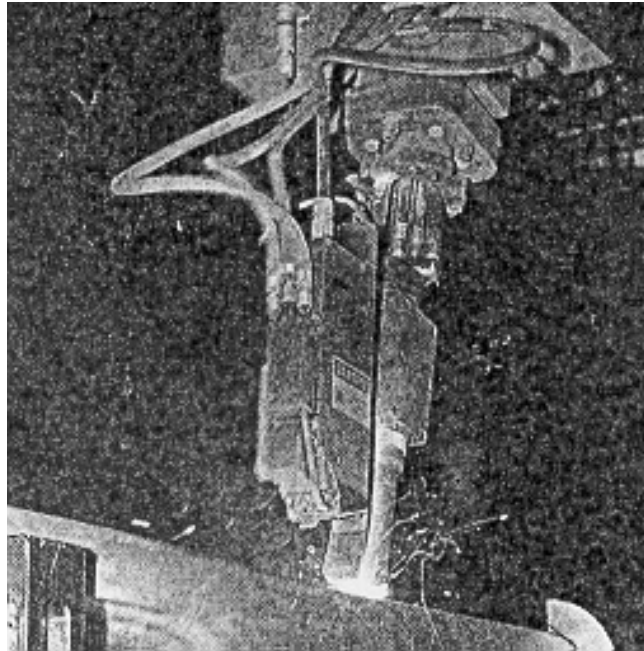
Uma fonte de laser, dois espelhos, sendo um deles montado sobre o eixo de um motor AC, e um conjunto lente-fotoreceptor pode ser usado como sensor de proximidade.



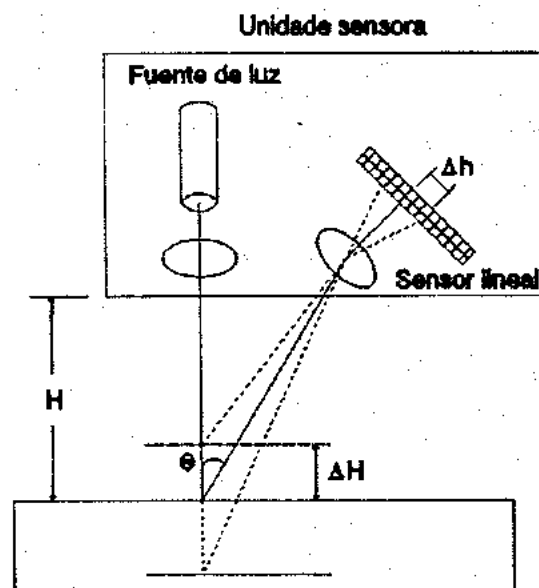
O feixe de luz do laser (hélio-neon) varre a superfície por ação do espelho montado no motor. Uma lente montada em frente ao fotoreceptor (Ex.: fototransistor) capta a luz procedente de um ponto da superfície. A distância entre o sensor e o ponto da superfície é determinada sincronizando a tensão do motor AC com um relógio de alta frequência. O número de pulsos de *clock* desde o tempo em que esta tensão é zero até que o fotodetector recebe a luz refletida, é proporcional à distância.

É um sensor caro e é comumente utilizado em aplicações de seguimento de cordão de soldagem, em soldagens por arco, por sua robustez neste tipo de ambiente. Objetos negros, transparentes, ou extremamente brilhantes causam problemas para este sensor de proximidade.

Um exemplo de sensor de proximidade laser comercial comumente utilizado em aplicações de soldagem por arco robotizada é o Seampilot de Oldfeldt (ver figura seguinte). Este sensor utiliza laser de HeNe, classe II, de baixa potência, com potência máxima radiada de 1.5 mW. Além de detectar a proximidade às superfícies a serem soldadas, este sensor é capaz de reconstruir a topografia de juntas de soldagem, além de seguir cordões de soldagem, guiando uma pistola de soldagem.



No sensor ótico linear (ver figura abaixo), a posição do receptor varia Δh quando a distância varia ΔH .

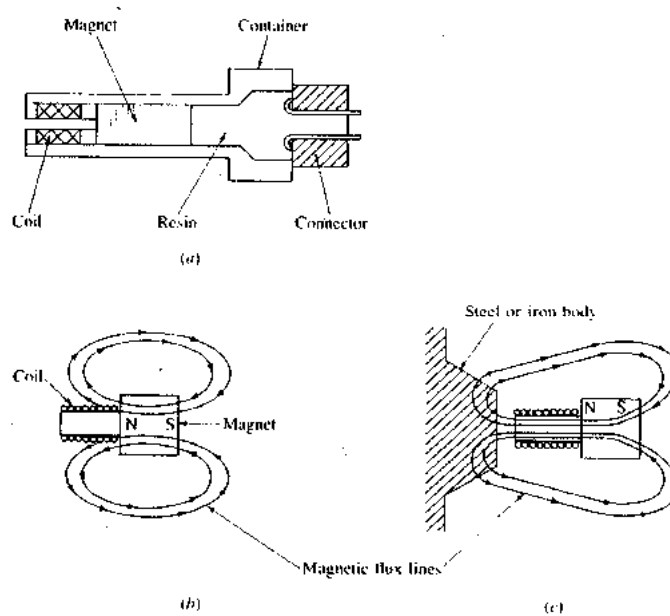


O feixe de laser alcança um ponto do objeto. A radiação é captada por uma lente e projetada sobre um detector linear. O detector consiste de um conjunto de elementos, sendo que o número do elemento sobre o qual incide a luz determina a distância ao objeto (triangulação).

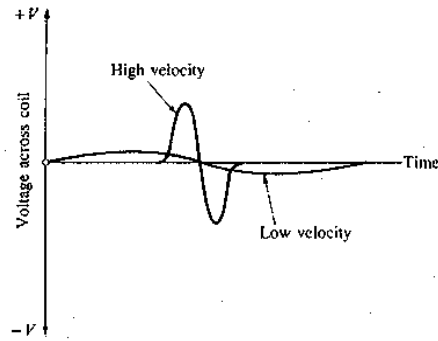
Sensor Indutivo:

Este tipo de sensor produz uma variação em sua indutância na presença de objetos metálicos. São muito utilizados na indústria já que proporcionam boa precisão em ambientes com óleo, sujeira e com variações de temperatura e umidade.

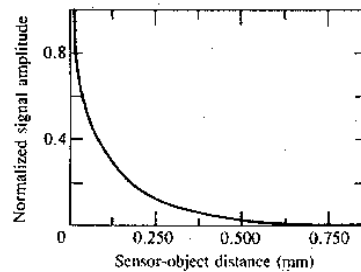
O setor indutivo consiste basicamente de uma bobina enrolada localizada próxima a um ímã permanente. Quando o sensor se aproxima (ou se afasta) de um material ferromagnético, a posição das linhas de fluxo muda. A figura abaixo mostra um sensor indutivo (a), a forma das linhas de fluxo na ausência de material ferromagnético perto do sensor (b), e a forma das linhas de fluxo quando um material ferromagnético está próximo ao sensor (c). Por exemplo, um sensor indutivo pode ser utilizado para detectar um dente de uma engrenagem, sendo que essa engrenagem estaria acoplada ao eixo de um motor. Neste caso, seria produzido um pulso a cada passagem do dente de engrenagem próximo ao sensor.



Essa mudança induz um pulso de corrente na bobina, cuja amplitude e forma são proporcionais à taxa de variação no fluxo. As figuras abaixo mostram a resposta de um sensor indutivo em função da velocidade de aproximação a um obstáculo (a), e a resposta do sensor em função da distância (b).



(a)

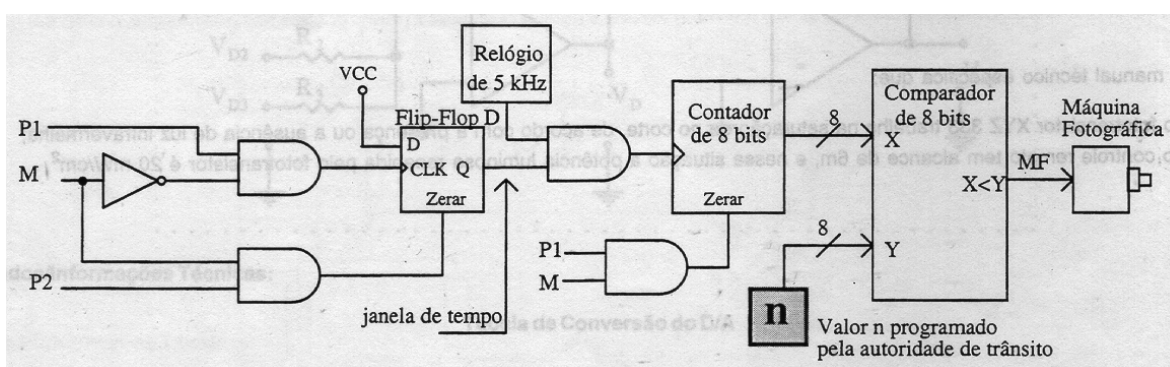
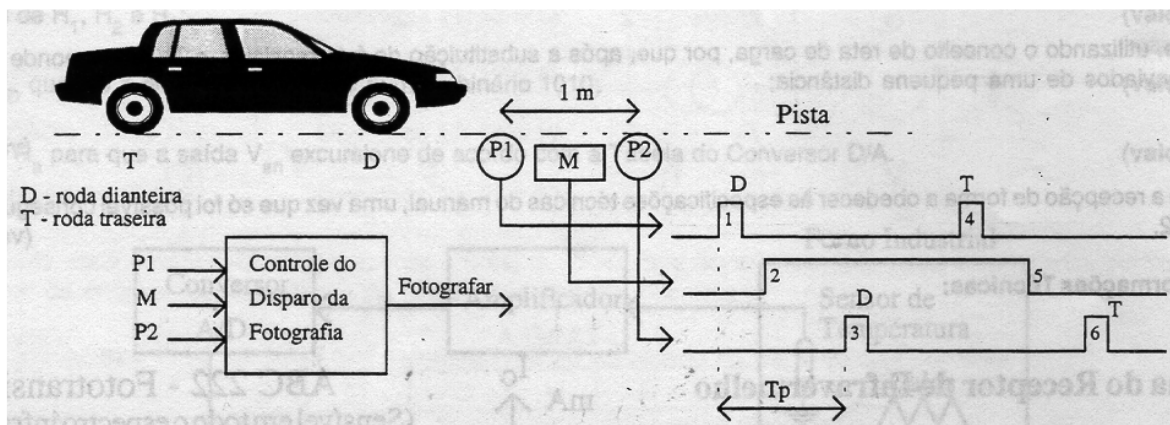


(b)

Para gerar um sinal binário de saída do sensor, normalmente se integra a saída do sensor e utiliza-se um circuito comparador (detector de nível). Quando a saída do sensor está abaixo do nível de detecção, a saída é baixa; quando este nível é excedido, a saída é alta, o que indica proximidade a um obstáculo. Este nível pode ser variado para detecção a distintas distâncias. A sensibilidade deste sensor cai rapidamente com a distância, sendo que o sensor é efetivo somente a alguns milímetros (até ± 20 mm).

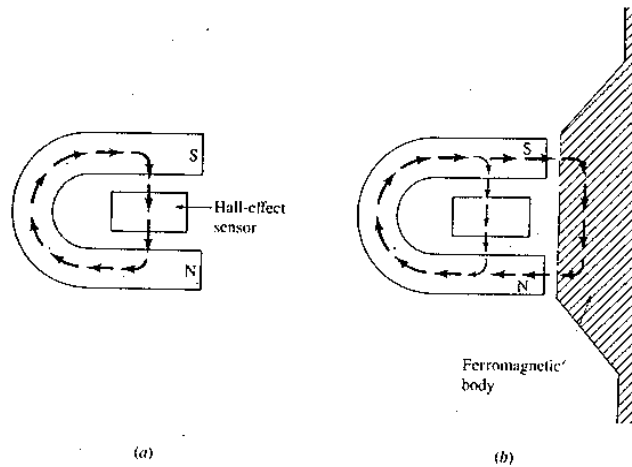
Uma grande desvantagem do sensor indutivo é que devem ser calibrados para cada tipo de metal que compõe objeto ou obstáculos. Alumínio e aço, por exemplo, produzem diferentes saídas no sensor.

De uma forma geral, os sensores magnéticos podem ser utilizados em sistemas de medição de velocidade de veículos em rodovias. O sistema abaixo mostra o uso de um sensor magnético (denominado M) e dois sensores de pressão (denominados P1 e P2), colocados na pista. Os sensores de pressão indicam o instante de passagem das rodas dos carros, e o sensor magnético (colocado entre os dois sensores de pressão) indica a presença da massa metálica do veículo. Assim, com base no tempo T_p , é possível determinar a velocidade do veículo e disparar uma máquina fotográfica para registrar a placa do veículo.



Sensor de Efeito Hall:

O efeito Hall relaciona a tensão entre dois pontos em um material condutor ou semicondutor com um campo magnético através do material. Sozinhos, os sensores de efeito Hall somente podem detectar objetos magnetizados, entretanto, quando usados em conjunto com um ímã permanente, eles são capazes de detectar todos os materiais ferromagnéticos. Nesta configuração, o sensor de efeito Hall detecta um forte campo magnético na ausência de um metal ferromagnético próximo ao campo. Já quando o objeto ferromagnético está próximo ao sensor, o campo magnético enfraquece no sensor de efeito Hall devido à indução das linhas do campo através do material. A figura seguinte mostra a operação de um sensor de efeito Hall em conjunto com um ímã permanente. Em (a) são mostradas as linhas de fluxo na ausência de material ferromagnético próximo ao sensor, e em (b) são mostradas as linhas de fluxo devido à proximidade a um material ferromagnético. Tal como comentado para o sensor indutivo, o sensor de efeito Hall também pode detectar um dente de uma engrenagem acoplada ao eixo de um motor, sendo produzido um pulso a cada passagem do dente de engrenagem próximo ao sensor. Caso não haja engrenagem, uma opção é colar um pequeno pedaço de ímã no eixo do motor e posicionar o sensor de efeito Hall próximo ao eixo. Assim, é produzido um pulso a cada passagem do ímã próximo ao sensor.

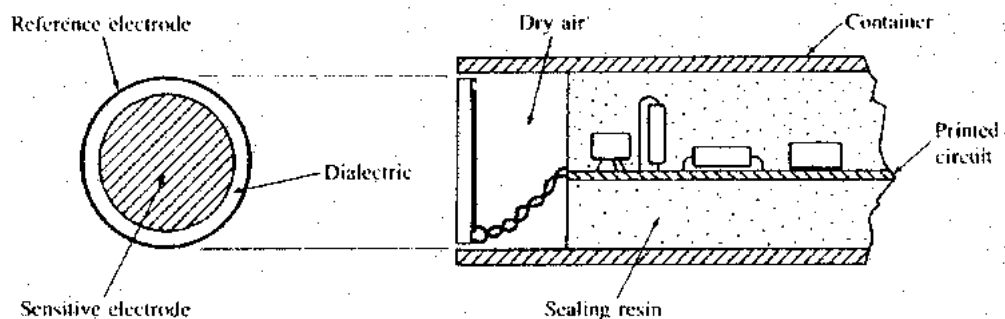


Os sensores de efeito Hall são baseados no princípio de uma força de Lorentz que age sobre uma partícula carregada viajando através de um campo magnético. Quando o material ferromagnético está próximo ao sensor, isso faz diminuir a força do campo magnético, o que reduz a força de Lorentz e, conseqüentemente, a tensão através do sensor. A queda de tensão no sensor de efeito Hall é então usada para detectar a presença do dente de engrenagem próximo ao sensor.

Sensor Capacitivo:

Diferente dos sensores indutivos e de efeito Hall, que detectam somente materiais ferromagnéticos, os sensores capacitivos são capazes de detectar todos os materiais sólidos e líquidos.

Estes sensores detectam uma mudança na capacitância induzida quando uma superfície está próxima ao sensor. O elemento sensor é um capacitor composto de um eletrodo sensor e um eletrodo de referência. Podem ser, por exemplo, um disco metálico e um anel separados por um material dielétrico. A figura seguinte mostra as características de um sensor de proximidade capacitivo.



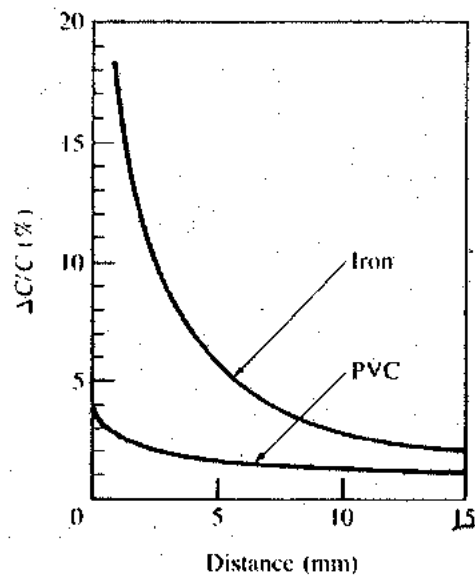
Sensor de proximidade capacitivo.

Há várias formas de detectar proximidade a objetos baseado na mudança de capacitância. Uma das mais simples tem o capacitor como parte de um circuito

oscilador. A oscilação começa somente quando a capacitância do sensor excede um valor pré-determinado. Esta oscilação é transformada em tensão, que indica a presença de um objeto próximo.

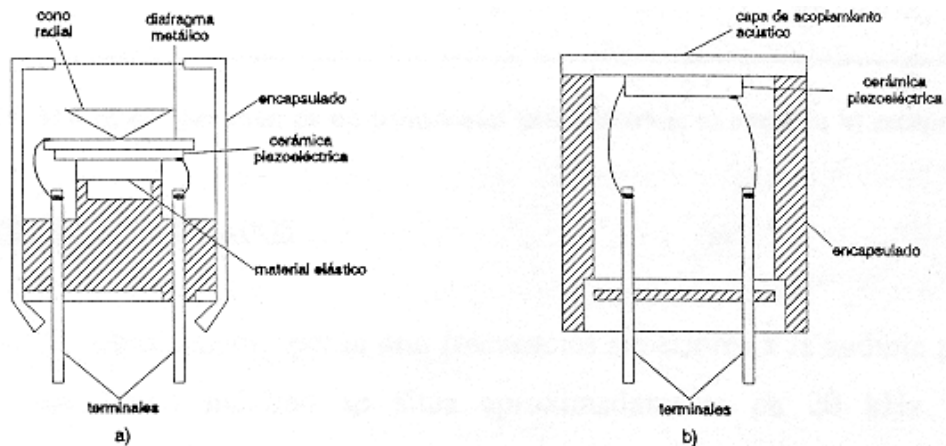
Uma outra forma de detectar proximidade através da mudança na capacitância é utilizar o elemento capacitivo como parte de um circuito que é continuamente alimentado por uma forma de onda senoidal de referência. Uma mudança na capacitância produz um deslocamento de fase entre o sinal de referência e um sinal derivado do elemento capacitivo. Desta forma detecta a proximidade a um objeto.

A figura mostra como a capacitância varia em função da distância para diferentes objetos (ferro e pvc).

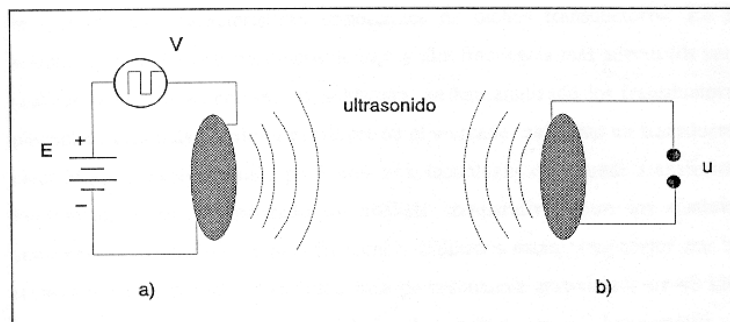


Sensor de Proximidade Ultra-Sônico:

Diferentemente de outros sensores de proximidade, a resposta deste sensor é quase independente do tipo de material que se quer detectar. Eles operam sob o princípio piezelétrico ou eletrostático. Os transdutores piezelétricos apresentam duas estruturas básicas, usando a cerâmica piezelétrica como elemento transdutor. As figuras abaixo mostram as montagens mais usuais de transdutores piezelétricos: (a) 40 kHz; (b) 220 kHz.



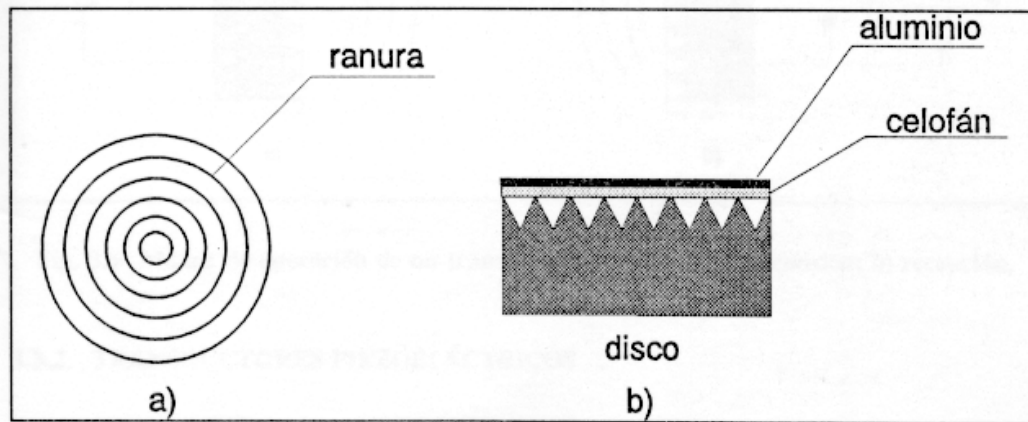
Para um mesmo diâmetro de transdutor, quanto mais alta a frequência, mais estreito é o lóbulo de emissão acústica. Um cone radial costuma ser utilizado para um aumento de sensibilidade (40 kHz). Também é usual utilizar uma camada de resina para melhorar o acoplamento acústico com o ar (220 kHz), além de proteger o transdutor contra sujeira, umidade etc. Um material de absorção acústica colocado na parte posterior do transdutor também costuma ser empregado para um rápido amortecimento das oscilações (necessário para detecção de objetos próximos).



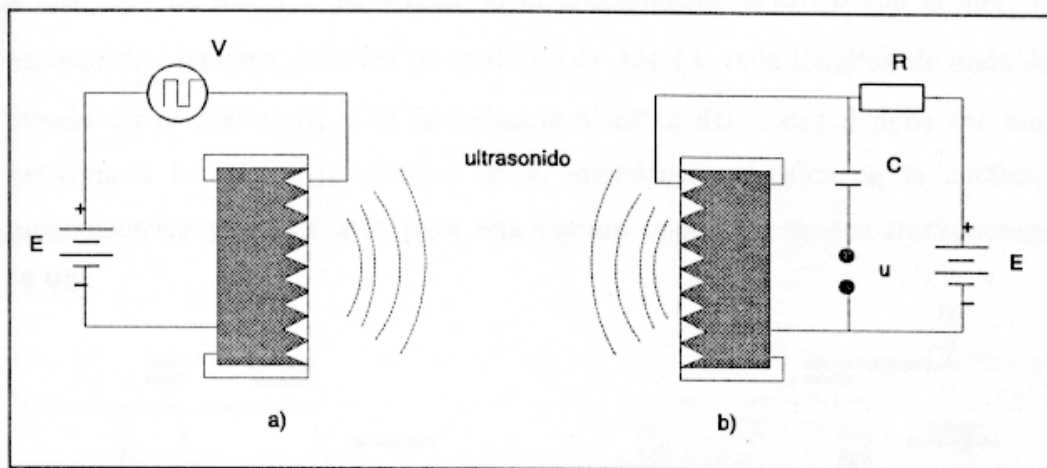
Para a emissão de ondas acústicas, aplica-se uma tensão alternada às duas faces opostas da cerâmica. Se a frequência da tensão aplicada coincidir com a frequência de vibração da cerâmica, ela entra em ressonância e as vibrações alcançam um máximo. As vibrações transmitem-se ao meio, produzindo uma onda acústica. O fenômeno é recíproco, de tal forma que na recepção, a pressão acústica faz aparecer cargas elétricas na cerâmica, produzindo-se assim um sinal elétrico u . Nas pg. 86 a 88 e 168 são mostradas aplicações de transdutores de ultra-som piezelétricos.

O outro tipo de transdutor ultra-sônico, o eletrostático (ver figura seguinte), compõe-se basicamente de um capacitor de placas paralelas, no qual uma das placas é metalizada em uma das faces, sendo a outra face composta por material isolante. A outra placa é um disco metálico, cuja superfície possui ranhuras circulares que formam cavidades em forma de anéis concêntricos. As placas do

capacitor formado estão separadas pelo material isolante (Ex.: celofane) e pelo ar contido no interior das ranhuras.

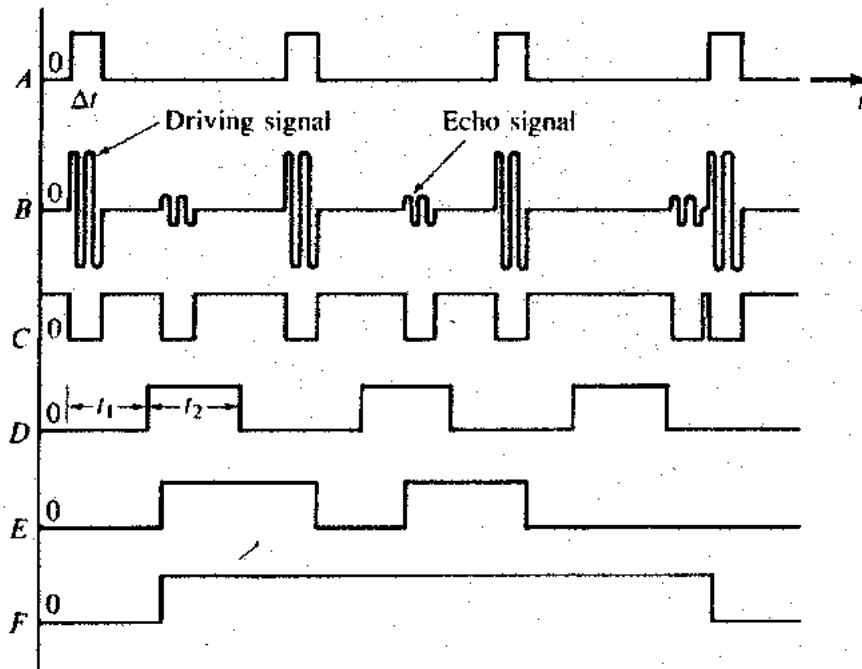


Para a operação deste transdutor, aplica-se uma tensão contínua E de polarização às placas para carregá-las com cargas elétricas opostas, criando uma força de atração entre as mesmas (ver figura seguinte). No modo emissor, uma tensão alternada é somada à tensão de polarização, modulando o campo elétrico existente entre as placas, e, conseqüentemente a força eletrostática de atração. Isto causa a vibração de uma das faces do transdutor e este movimento se transmite ao ar produzindo uma vibração de suas moléculas, isto é, uma onda acústica. No caso da recepção, a tensão de polarização se mantém através da resistência R , e se dá o processo inverso: a vibração do ar produz uma vibração da distância entre as placas do capacitor, o que provoca uma variação da capacitância, gerando uma tensão alternada u no transdutor.



A detecção de objetos próximos pode ser entendida através do diagrama de tempos mostrado na figura seguinte. O sinal A é o sinal de trigger usado para controle da transmissão. O sinal B mostra o sinal de emissão do transdutor (zona morta) assim como o sinal de eco recebido. Os pulsos em C são resultantes ou de uma emissão acústica ou de um eco recebido. Para diferenciar entre os pulsos correspondentes aos sinais de emissão acústica e recepção de eco, introduz-se

uma janela de tempo D, que estabelece a capacidade de detecção do sensor, isto é, t_1 é o tempo de detecção mínimo, e $t_1 + t_2$, o máximo. Um eco recebido enquanto o sinal D está alto produz o sinal mostrado E, que é resetado para baixo no final de um pulso de transmissão em A. Finalmente, o sinal F é setado para alto na subida do pulso em E e é resetado para baixo quando E é baixo e ocorre um pulso em A (subida do pulso).



Desta forma, F será sempre alto quando um objeto está presente no intervalo de distância especificado, $d_{\min} < d < d_{\max}$, que depende de t_1 e t_2 em D, onde

$$d_{\min} = \frac{v_s \cdot t_1}{2}; \quad d_{\max} = \frac{v_s \cdot (t_1 + t_2)}{2} \quad \text{e } v_s \text{ é a velocidade do som, que é função da}$$

temperatura, dada por $v_s \approx 331.6 \sqrt{1 + \frac{T}{273}}$. Como $T/273$ é um número sempre pequeno, pode-se usar expansão por série e obter $331.6(1 + T/273)^{1/2} \approx 331.6(1 + \frac{1}{2}T/273)$, o que implica que $v_s \approx 331.6 + 0,61T$.

No diagrama de tempos, F é a saída de interesse para o sensor operando em modo binário.

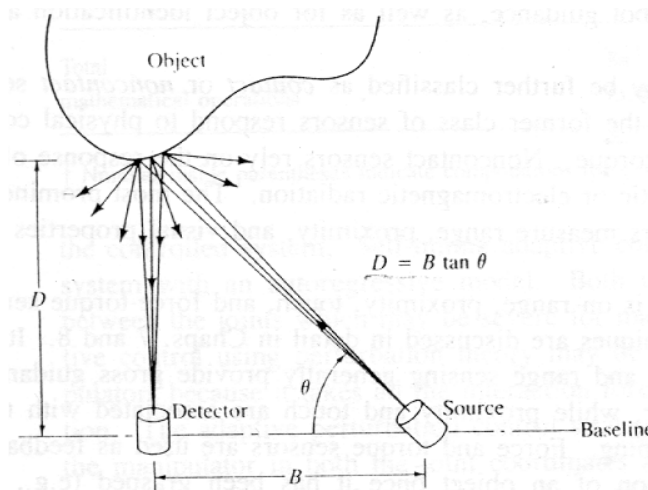
Problemas: Zona morta do transdutor (Eletrostático: ≈ 10 cm. Piezelétrico: de 40 kHz ≈ 20 cm; de 220 kHz ≈ 5 cm). Solução: utilizar dois transdutores: um como emissor e outro como receptor. Neste caso, para um par de transdutores piezelétricos: para $f = 40$ kHz ≈ 2 cm. Exemplos de circuitos que utilizam sensores de ultra-som para detecção de proximidade a objetos e também para funcionar como alarme ultra-sônico são mostrados nas pg. 86 a 88 e 168.

Sensores de Distância

Um sensor de distância mede a distância entre um ponto de referência (usualmente no próprio sensor) e um objeto localizado no campo de operação do sensor. Os seres humanos estimam a distância por meio da visão estéreo obtida com os dois olhos, enquanto outros animais, tais como os morcegos, utilizam o “tempo de vôo”, ou seja, o intervalo de tempo gasto entre a transmissão e a recepção de uma onda acústica. Os sensores de distância são utilizados em equipamentos medidores de distância, e em robôs móveis, para navegação e detecção de obstáculos e também para corrigir erros de posição, quando se utiliza encoders, devido a escorregamento das rodas do robô. Neste caso, os sensores de distância são utilizados para recalibrar o sistema de tempos em tempos, comparando a distância medida a um determinado ponto de referência com a distância obtida com o uso do encoder.

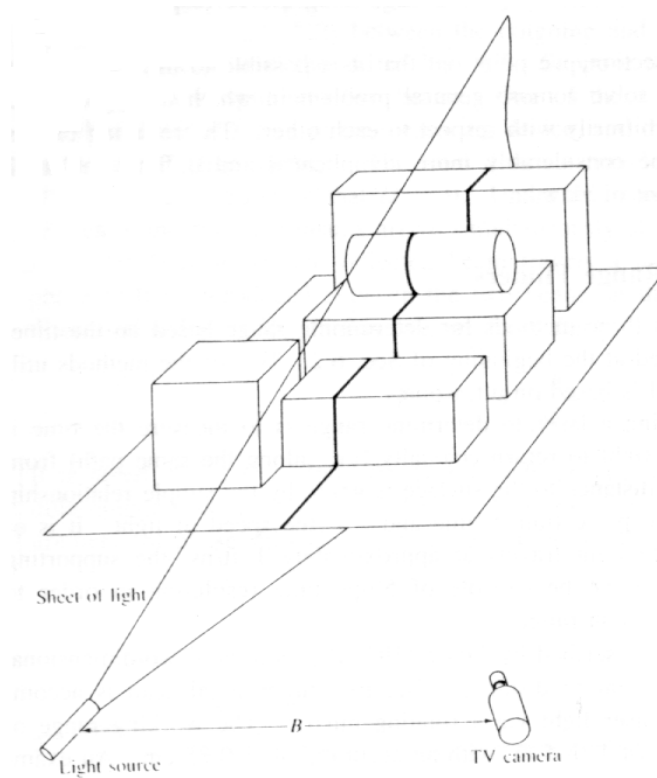
Medida de Distância por Triangulação

A técnica de triangulação é um dos métodos mais simples de medir distâncias. Tal como mostrado na figura seguinte, um objeto é iluminado por um feixe estreito de luz. O detector é focalizado sobre uma pequena porção da superfície. Quando o detector recebe o feixe de luz, pode-se obter a distância D entre ele e a porção do objeto iluminada. Esta configuração proporciona uma medida pontual, mas se o conjunto sensor é montado sobre um sistema móvel (motor), pode-se obter um conjunto de medidas contendo as distâncias ao objeto.



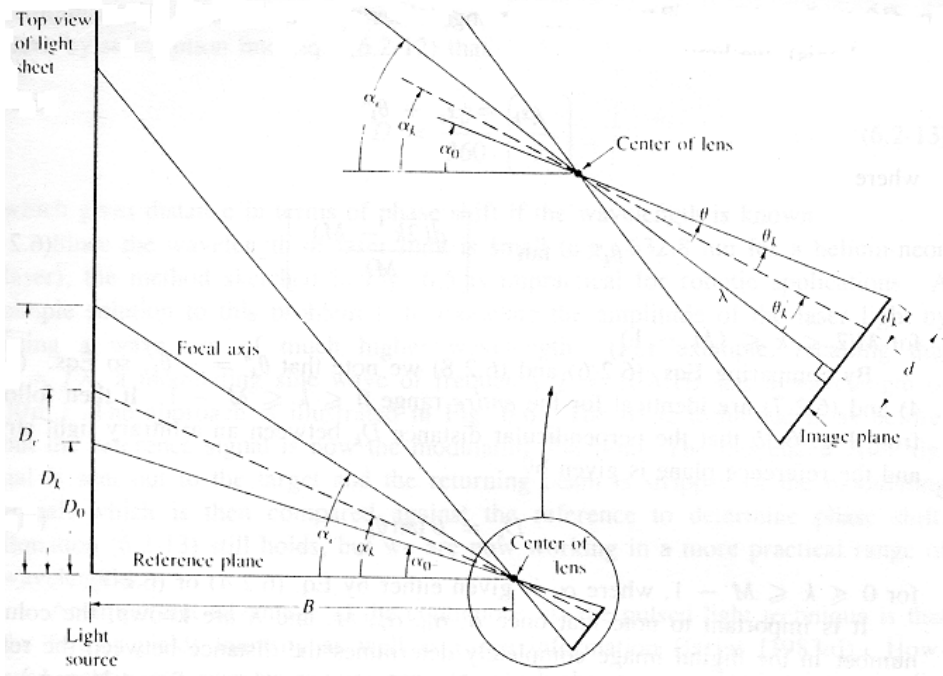
Por luz Estruturada

Consiste em projetar uma luz padrão (por exemplo, laser) sobre um conjunto de objetos, e usar a distorção dessa luz padrão para calcular a distância (ver figura seguinte). Uma das formas mais usuais de padrão de luz é uma lâmina de luz gerada através de uma fonte cilíndrica ou uma fenda estreita.



A interseção da lâmina de luz com os objetos produz uma listra (ou linha) que é capturada por uma câmara de TV colocada a uma distância B da fonte de luz. As listras podem ser analisadas no computador. Por exemplo, uma inflexão indica uma mudança de superfície, e uma descontinuidade corresponde a um espaço entre superfícies.

Para obter a distância aos objetos, é necessária, inicialmente, uma calibração do sistema. A figura seguinte mostra um dos arranjos mais simples para realizar a calibração:



O plano de referência é perpendicular à lâmina de luz, e qualquer superfície plana que intercepta a lâmina produzirá uma listra vertical de luz; assim, todos os pontos desta listra estão à mesma distância. O objetivo do arranjo mostrado é posicionar a câmara, tal que cada listra vertical também apareça vertical na imagem da TV.

Da figura: $d_c = \lambda \cdot \tan \theta$, onde λ é o comprimento focal da lente e $\theta = \alpha_c - \alpha_0$. Para determinar α_c , coloca-se uma superfície plana, de tal forma que sua interseção com a lâmina de luz é captada no centro do plano da imagem (por exemplo, $y = M/2$ se a câmara é digital com matriz $N \times M$ de pixel). Mede-se então, fisicamente, o valor de D_c . Da geometria da figura, obtemos α_c por:

$$\alpha_c = \tan^{-1}(D_c / B)$$

Para determinar α_0 , colocamos o plano mais próximo até que sua listra de luz é captada em $y = 0$ no plano da imagem. Mede-se D_0 e podemos obter α_0 :

$$\alpha_0 = \tan^{-1}(D_0 / B)$$

Para obter distâncias arbitrárias (ver figura), utiliza-se a expressão:

$$D_k = B \cdot \tan \alpha_k, \text{ onde } \alpha_k = \alpha_c - \theta'_k \text{ e } \theta'_k = \tan^{-1} \left[\frac{D_c(M - 2K)}{M\lambda} \right]$$

onde M é o número de colunas da matriz imagem e K o número da coluna do elemento ótico da imagem digital.

Durante a operação normal, a distância a qualquer ponto da imagem é simplesmente obtida conhecendo-se o número do elemento ótico que capta a luz,

já que normalmente são tabulados os valores para as distâncias, ou seja, para $K=0,1,2,\dots,M-1$ os valores são armazenados na memória.

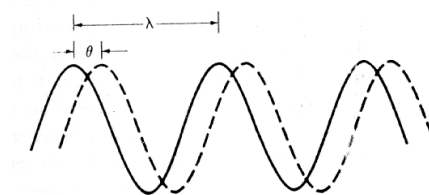
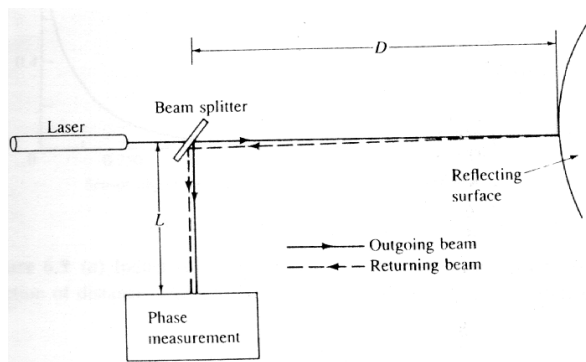
Por Tempo de Vôo

Três métodos são apresentados para a determinação de distância através do tempo de vôo; dois desses métodos utilizam laser, enquanto o terceiro utiliza ultrassom.

Laser (Luz Pulsada): Pode-se determinar a distância a uma superfície refletora, medindo-se o tempo que a luz emitida leva para ir e voltar entre a fonte emissora e o refletor. A distância pode ser obtida por: $D = \frac{c \cdot t}{2}$, onde t é o tempo de vôo e c a velocidade da luz.

É importante notar que como a luz viaja, aproximadamente, a 30 cm/ns, a instrumentação utilizada para a medição de tempos desta ordem deve ser de alta resolução, o que implica em alto custo. Alguns sistemas desenvolvidos medem distâncias da ordem de 1 a 4 m, com uma precisão de $\pm 0,25$ cm.

Laser (Deslocamento de Fase): Uma forma alternativa ao método anterior (luz pulsada) é usar um feixe de laser contínuo e medir o atraso (deslocamento de fase) entre o feixe emitido (feixe de referência) e o feixe refletido.



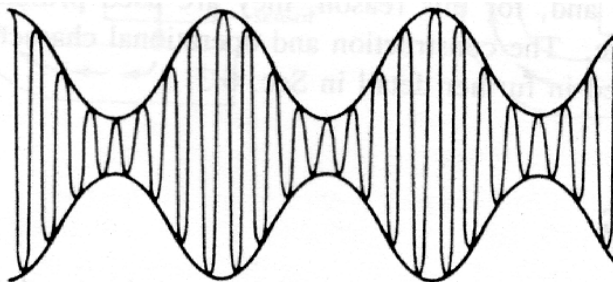
Para $D=0$, ambos os feixes de referência e refletido estarão em fase. Para $D>0$, a distância D' percorrida é dada por: $D'=L+2D$ e $D' = L + \frac{\theta}{360} \cdot \lambda$

Mas, se $\theta = 360^\circ$, os dois sinais estão alinhados e não é possível diferenciar entre $D'=L$ e $D'=L+n\lambda$; $n=1,2,\dots$. Assim, uma solução única somente pode ser obtida se $\theta < 360^\circ \Rightarrow 2D < \lambda$.

Neste caso, das equações anteriores ($D'=L+2D$ e $D' = L + \frac{\theta}{360} \cdot \lambda$) obtemos a distância D entre o sensor e o refletor por:

$$D = \frac{\theta}{360} \cdot \left(\frac{\lambda}{2} \right)$$

Entretanto, como o comprimento de onda da luz é pequeno (por exemplo: um laser de Hélio-Neon tem $\lambda=632.8$ nm), o método apresentado é impraticável para se medir distância maiores que 316.4 nm. Uma solução simples é modular a amplitude do laser com uma onda senoidal de alta frequência (por ex.: para $f=10$ MHz $\Rightarrow \lambda=30$ nm $\Rightarrow D<15$ m). A figura seguinte mostra a forma de onda do sinal modulado.



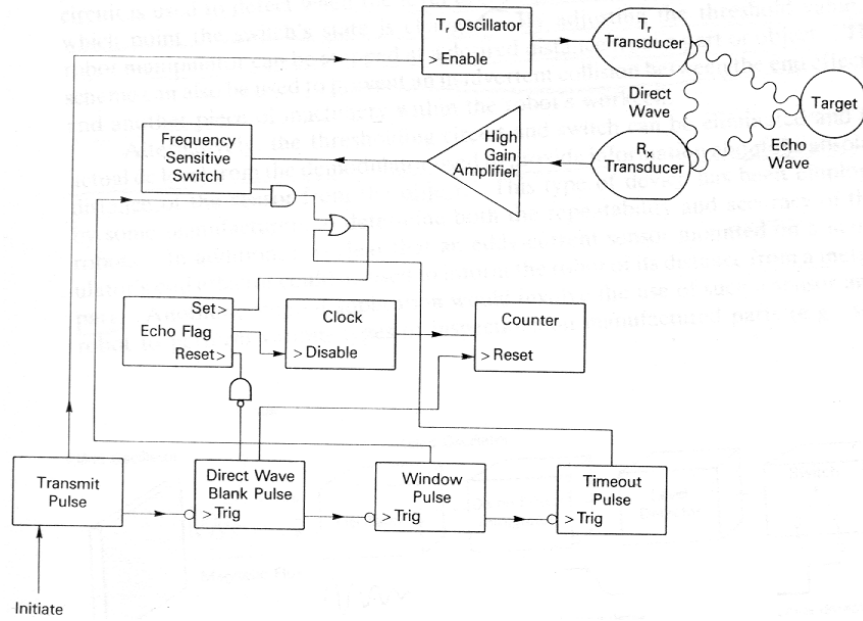
Forma de onda modulada em amplitude.

Assim, o feixe modulado é emitido e, ao retornar desde um refletor, ele é demodulado, quando é então comparado com o feixe de referência para determinar o deslocamento de fase.

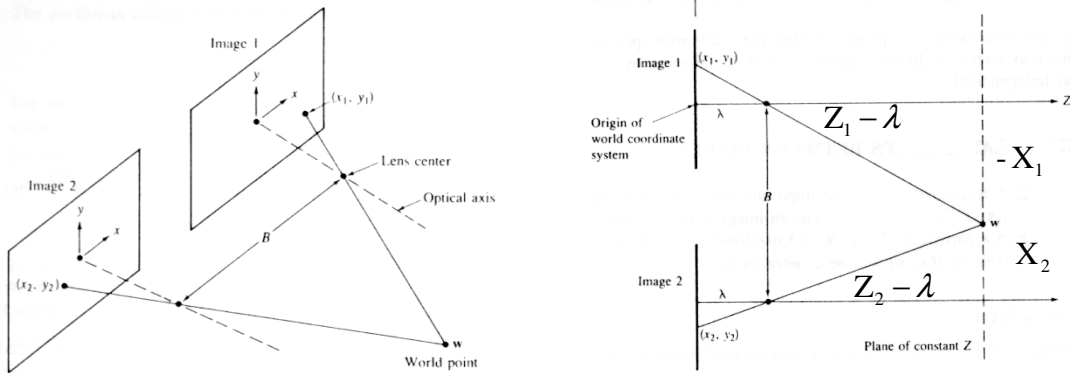
Ultra-Som (Pulso-Eco): A idéia básica para medir distância com ultra-som é a mesma usada com o laser de luz pulsada: emite-se uma onda acústica e mede-se o tempo de vôo da onda no seu trajeto de ida e volta entre sensor e refletor. Tal

como mostrado na pg. 65, a distância D pode ser obtida por $D = \frac{v_s \cdot t}{2}$, onde $v_s=331,6$ m/s a 0°C .

Pode-se medir distâncias de vários metros com este tipo de sensor (por exemplo, os sensores de distância da Polaroid, que são do tipo eletrostático, são usados para medir distâncias de até 10 m, com precisão de 1%). A figura seguinte mostra um diagrama de blocos de um sensor de distância que utiliza dois transdutores: um emissor e o outro, receptor.



Existem outras formas de medir distância, como, por exemplo, realizar a correspondência entre duas imagens de um ponto, obtidas através de um par de imagens estéreo desde duas câmaras de vídeo estáticas (em diferentes localizações), ou desde uma câmara de vídeo que se desloca entre duas localizações conhecidas, o que afinal é o mesmo. A distância é então obtida por triangulação. Entretanto, existe o problema de “casar”, ou seja, fazer a correspondência entre as imagens, determinando assim quais pontos em uma imagem correspondem à outra imagem.



Da figura, se levarmos a imagem 1 e a imagem 2 para a origem do sistema de coordenadas mundo, temos:

$$\frac{x_1}{\lambda} = -\frac{X_1}{Z_1 - \lambda} \quad X_2 - X_1 = B \quad Z_2 = Z_1 = Z$$

$$-\frac{x_2}{\lambda} = \frac{X_2}{Z_2 - \lambda}$$

Assim,

$$\begin{cases} X_1 = \frac{x_1}{\lambda}(\lambda - Z) \\ X_2 = X_1 + B = -\frac{x_2(Z - \lambda)}{\lambda} \end{cases}$$

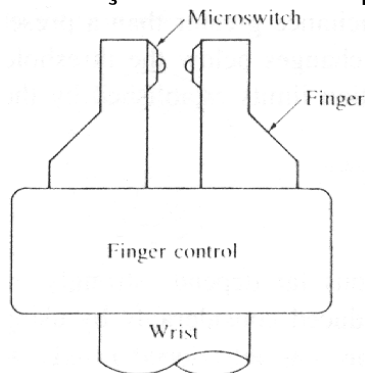
Podemos obter, então, a distância (Z) ao objeto por $Z = \lambda - \frac{\lambda.B}{x_2 - x_1}$.

Sensores de Tato

Estes tipos de sensores são usados em robôs manipuladores para obter informação associada com o contato entre, por exemplo, a mão de um manipulador e objetos em seu espaço de trabalho. A informação de tato pode ser usada para localização e reconhecimento de objetos, e também para controlar a força exercida pelo manipulador sobre um determinado objeto. Podem ser divididos em binários ou analógicos. Os binários são basicamente chaves interruptoras que informam sobre a presença ou ausência de um objeto. Os analógicos, por outro lado, fornecem um sinal analógico proporcional à força local.

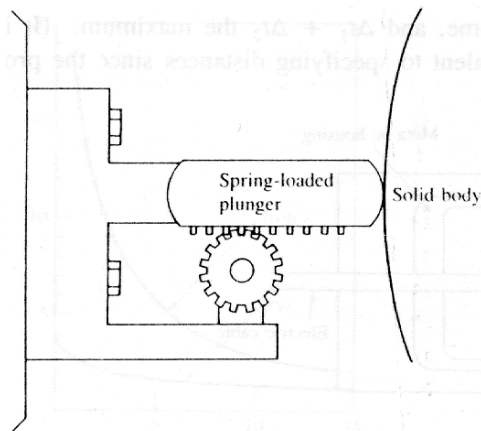
Sensores Binários

Em seu arranjo mais simples, um interruptor é colocado na superfície interna de cada dedo da garra do robô (ver figura seguinte). Assim, pode-se determinar se um objeto está presente entre os dedos. Podem ser utilizados vários sensores de tato binário para se ter uma informação tátil mais completa.

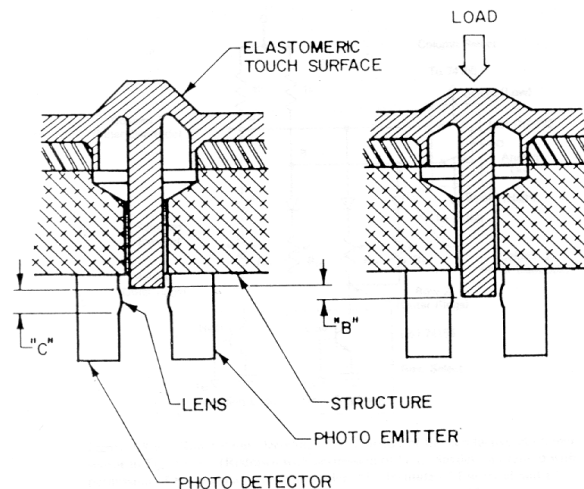


Sensores Analógicos

No sensor de tato analógico (ver figura seguinte), a saída é proporcional a uma força local. Um dos dispositivos mais simples consiste de um bastão que é mecanicamente ligado a um eixo rotacional e a uma mola, de tal forma que o deslocamento do bastão resulta em uma rotação proporcional, que pode ser medida usando um potenciômetro ou roda codificada. Conhecendo-se a constante de elasticidade da mola, obtém-se a força para um dado deslocamento.



Outro dispositivo tátil (sensor de tato fotodetector, mostrado na figura seguinte) utiliza o princípio de interrupção do feixe. O sensor é coberto com um material elastomérico (tal como uma borracha). Se o material elastomérico é comprimido, a parte inferior do material interrompe o feixe de luz de fotosensor. Como a tensão do fotodetector varia com a intensidade de luz incidente, pode-se determinar a deflexão relativa (distância comprimida) em cada ponto de uma matriz de sensores.

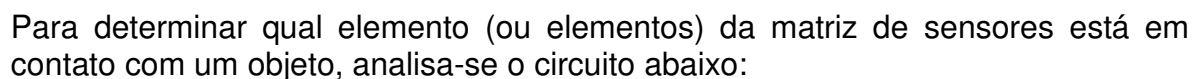


Problemas: Histerese no material elastomérico (a borracha não retorna à sua posição original após ser comprimida). Como o material elastomérico fica em contato com o objeto, deve ser substituído freqüentemente devido ao desgaste.

Pele Artificial

Embora matrizes de sensores possam ser formadas por sensores de tato individuais, estão sendo utilizadas com êxito matrizes de eletrodos em contato elétrico com um material elastomérico, cuja resistência varia em função da compressão. Estes dispositivos são freqüentemente denominados "pele artificial". Um objeto pressionando contra a superfície causa deformações locais que são

Existem várias técnicas de construção de peles artificiais. Uma delas possui uma estrutura de três camadas consistindo de material elastomérico condutivo coberto por uma lâmina de plástico para proteção (ver figura seguinte). Ambas as partes são colocadas sobre uma placa de circuito impresso contendo vários pares de anéis de eletrodos impressos na mesma (por exemplo 4x4) numa matriz retangular, formando quatro linhas. As colunas são obtidas conectando primeiro diodos individuais aos anéis internos; os grupos de 4 diodos são então conectados em paralelo.



Se nenhum dos elementos do sensor tiver sido pressionado, as tensões nos pontos A e B serão quase iguais. Entretanto, se um desses elementos for pressionado (por exemplo, linha 1, coluna 1), R_{11} será diferente de R_{12} e V_A e V_B também serão diferentes; esta informação é então convertida em formato binário usando-se circuitos apropriados.

Problemas:

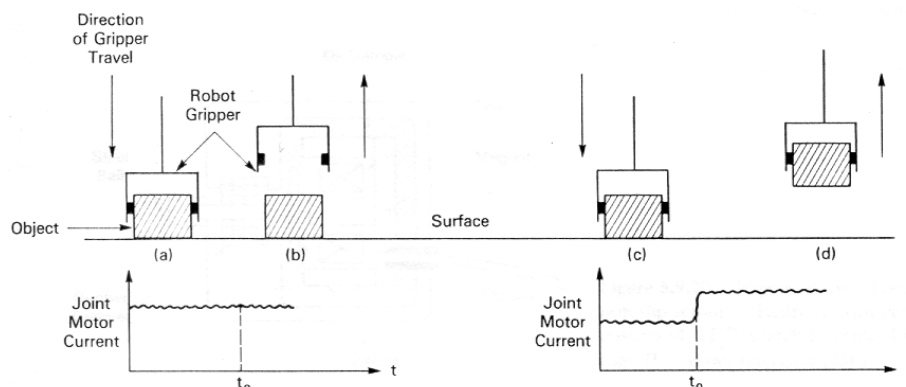
- Vida limitada: após determinado número de operações (algumas centenas) o material se deteriora e começa a romper-se. Quando usado para agarrar objetos com pontas, podem ser danificados. A única solução é substituir o material de tempos em tempos, o que implica em perda de tempo no processo
- Histerese: As resistências não retornam aos valores originais antes da compressão.

Sensores de Deslizamento

Todos os sensores de tato apresentados medem forças normais à superfície do sensor. A medida de movimento tangencial para determinar deslizamento é um outro importante aspecto do sensoriamento tátil.

De todos os sensores externos, a detecção de deslizamento é talvez a menos desenvolvida. Muita pesquisa tem sido realizada para uma rápida detecção de deslizamento, e, conseqüentemente, um ajuste rápido da força de agarramento de um objeto, impedindo assim que o objeto caia e se rompa.

Talvez a forma mais simples de determinar se um objeto está deslizando (ou tenha sido apropriadamente agarrado) é usar o que é freqüentemente denominado técnica de Lift-and-Try (ver figura seguinte).



Esta técnica utiliza a corrente do motor de uma junta em particular ou conjunto de juntas de um robô para a medição de se o objeto está ou não deslizando. Quando o robô tenta levantar o objeto desde a superfície, a corrente do motor deveria aumentar devido ao aumento de carga. Se nenhum aumento é detectado, o robô é comandado para retornar ao ponto de início. A força de agarramento é então

incrementada por algum valor pré-determinado e o robô “tenta de novo”. O procedimento é repetido até que a corrente aumenta; nesse tempo, designado t_0 na figura seguinte, assume-se que o objeto não está escorregando e está apropriadamente agarrado.

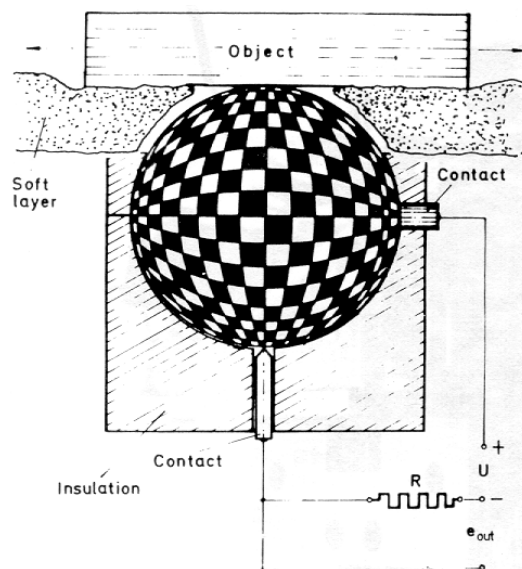
Problemas:

- Não há garantia de que o objeto após estar agarrado deslize e caia
- Pode ser um procedimento muito demorado se devem ser agarrados objetos muito frágeis junto a outros muito rígidos, pois a força mínima deve ser bem pequena para não quebrar o objeto frágil
- Erros na medição da corrente (por exemplo, devido a picos de corrente em motores com escovas. Motores sem escovas podem solucionar o problema, mas são bem mais caros, pois necessitam de comutação eletrônica)

Existem várias outras técnicas para detectar deslizamento, como as que utilizam discos e leitores magnéticos ou óticos para detectar o deslizamento, mas somente detectam deslizamento em uma determinada direção. Outros utilizam um disco dentado que detecta deslizamento fazendo vibrar uma agulha e produzindo pulsos PWM (Pulse Width Modulation) para indicar a velocidade do deslizamento. Entretanto, também apresenta o problema de detectar somente em uma direção.

Este problema pode ser superado se for utilizada uma pequena esfera condutora (onde a área negra não conduz eletricidade), a qual pode girar em qualquer direção (ver figura seguinte). Assim, um deslizamento pode ser detectado monitorando a tensão diferencial através dos terminais dos dois contatos.

Além de detectar deslizamento em qualquer direção, o dispositivo é pouco afetado por vibrações externas.



Sensores de Força e Torque

Em muitas aplicações envolvendo sistemas industriais, é extremamente importante poder ajustar e/ou monitorar a força e o torque aplicado a um objeto. Alguns sensores de tato descritos anteriormente também podem proporcionar informação sobre quanta força a garra de um robô está exercendo sobre um objeto. Há algumas técnicas e dispositivos construídos para medição de força/torque; entre estas estão:

Por monitoração da corrente do motor

Como visto na técnica de “Lift-and-Try”, é possível usar a corrente do motor para conhecer a força de agarramento de um objeto. A corrente de armadura do motor da garra de um robô é proporcional ao torque gerado pelo motor, ou seja

$$I_a = \frac{T}{K_T}$$

onde I_a é a Corrente de armadura, T é o Torque gerado e K_T é a Constante do torque do motor.

Se for utilizado um conversor de movimento rotacional para linear (conjunto engrenagem-cremalheira), a força gerada é dada por

$$F = \frac{T \cdot \eta}{R}$$

onde η é a eficiência do conjunto cremalheira-engrenagem (usualmente da ordem de 90%) e R é o raio da engrenagem.

Mesclando as duas equações anteriores, pode-se obter a força exercida sobre o objeto, dada por:

$$F = \frac{K_T \cdot I_a \cdot \eta}{R}$$

Problemas:

- K_T e a resistência de armadura variam com a temperatura, o que implica que I_a também varia.
- Ruídos na escova do motor e variações na resistência da escova (para motores com escova; para motores sem escova não existe este tipo de problema mas o custo é muito alto)

Obs.: O procedimento descrito não é um verdadeiro sensor de força, sendo a força inferida da corrente do motor, e não medida. Este procedimento é na verdade um método para manter uma força desejada sobre um objeto. Em algumas aplicações, isso pode ser suficiente (por exemplo, pegar sempre objetos do mesmo tipo), entretanto, em outras aplicações será necessário medir a força real sendo aplicada a um objeto.

Usando um LVDT

Uma forma de se fazer isso é usar um LVDT, que pode medir precisamente posições lineares. A relação força-deslocamento para um LVDT acoplado a uma mola é:

$$F = K \cdot x$$

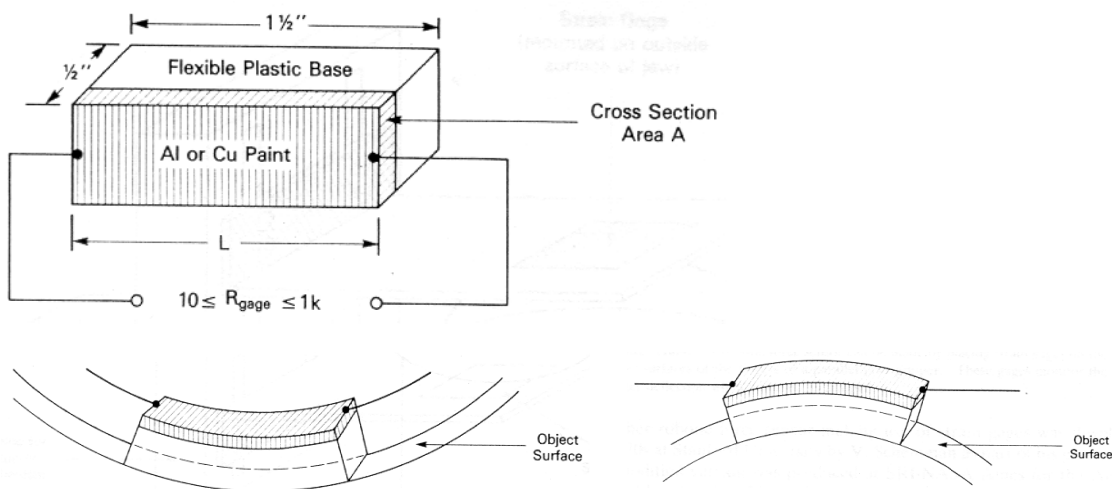
onde K é a constante da mola e x o deslocamento sobre uma posição de equilíbrio.

Problemas:

Além das dificuldades de usar um LVDT (alto custo, necessidade de calibração e sensibilidade com a temperatura), a constante de mola K também varia com a temperatura. O LVDT também só mede a força em uma direção.

Usando Strain Gages (extensômetros)

É um dos métodos mais simples de medir força (ou pressão) exercida sobre um objeto. Os strain gages podem detectar a deflexão dos dedos da garra de um robô manipulador quando uma força é aplicada. O princípio fundamental de operação é que uma deformação mecânica produz uma mudança de resistência, que está relacionada com a força aplicada. Um simples strain gage consiste de uma base de plástico (ou outro material flexível, não condutor) cuja superfície superior está coberta por uma fina camada de material condutor (por exemplo, alumínio ou cobre), tal como mostrado na figura seguinte.

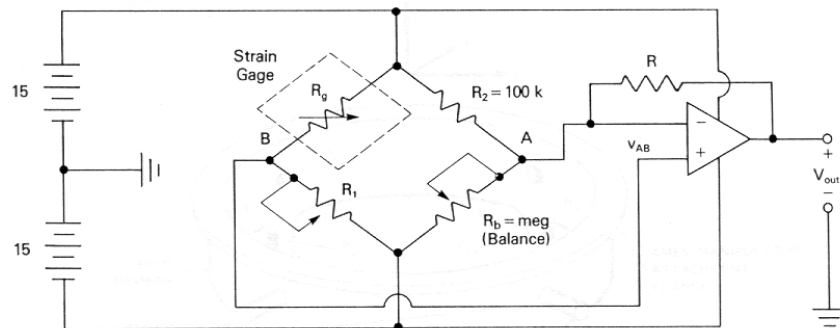


Se a camada condutiva tem uma seção transversal A uniforme, então a resistência do sensor é dada por:

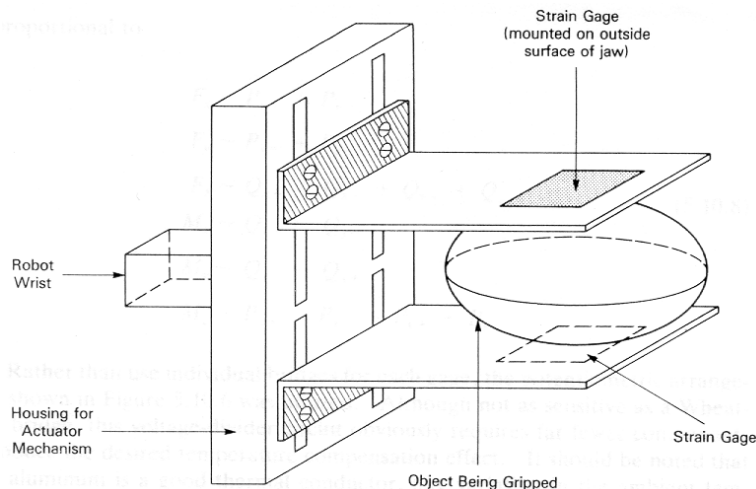
$$R_g = \frac{L}{\sigma \cdot A}$$

onde σ é a condutividade do material condutor e L é o comprimento.

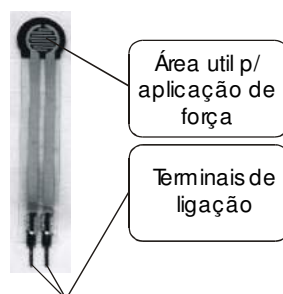
Para detectar a variação na resistência deste sensor, é usado uma “Ponte de Wheatstone” para produzir uma tensão de saída como resultado da variação de tensão.



Se a ponte está balanceada, tal que $R_g \cdot R_b = R_1 \cdot R_2$, a tensão de saída $V_{AB}=0$. Qualquer variação em R_g causada por deformação do strain gage desbalanceará a ponte e fará com que $V_{AB} \neq 0$. Através da aplicação de uma força conhecida ao objeto, o sistema pode ser calibrado, ou seja, o valor de V_{AB} pode ser diretamente relacionado com a força aplicada. Em robótica, estes dispositivos podem ser colocados na parte posterior dos dedos de uma garra, tal como mostrado na figura seguinte.



Um outro tipo de sensor capaz de medir força/pressão exercida sobre um objeto é o FSR (Force Sensing Resistor), o qual é um resistor cuja resistência varia com a força exercida sobre o sensor. A figura a seguir mostra detalhes de um FSR, os



quais podem, por exemplo, serem encontrados no endereço www.tekscan.com/flexiforce/flexiforce.html.

Um exemplo de aplicação deste tipo de sensor é em próteses mioelétricas de membro superior. A figura a seguir mostra uma prótese de antebraço multisensorial (desenvolvida na UFES), a qual contém sensores mioelétricos (para detectar contração e distensão muscular), sensores de força FSR e sensores de temperatura (localizados nas falanges dos dedos da mão artificial). Assim, usando-se esse sensor, é possível agarrar objetos sem deixá-los cair, mas também sem esmagá-los. Um outro exemplo de aplicação de FSRs é em palmilhas de sapato, onde os FSR podem mapear os pontos de maior pressão exercida pelo pé e assim ser possível construir um sapato adequado (e cômodo) para cada tipo de usuário com problema ortopédico.



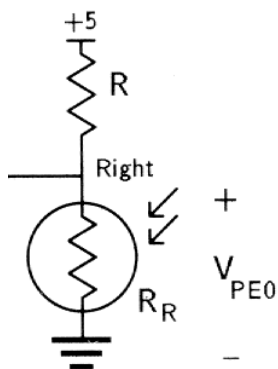
Sensores em Robôs Móveis e Outros Sistemas Eletrônicos

Embora muitos dos sensores comentados anteriormente podem ser utilizados em robôs móveis, existem outros tipos de sensores que são basicamente utilizados em robôs móveis ou outros sistemas móveis. Alguns deles são:

Sensores Óticos

Podem permitir a um robô móvel “comportamentos” tais como: esconder-se num lugar escuro, mover-se em direção a uma fonte de luz, etc, ou pode ser utilizado para acionar um equipamento eletrônico, na presença (ou ausência) de luz. Exemplos de sensores de luz são os fotoresistores, fotodiodos ou fototransistores.

O fotoresistor ou LDR (Light Dependent Resistor) é um dispositivo semicondutor de dois terminais, cuja resistência diminui em função do aumento da intensidade de luz incidente ou vice-versa. Os materiais fotocondutivos mais utilizados na sua construção são o sulfeto de cádmio (CdS) e o seleneto de cádmio (CdSe).

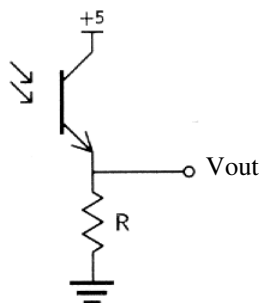


Um bom compromisso entre sensibilidade e faixa de nível de luz consegue-se atribuindo a R o mesmo valor que a resistência do fotoresistor quando exposto a um nível de luz na metade da faixa de níveis de luz no ambiente no qual o sensor deve operar. A tensão de saída do sensor está relacionado com o iluminamento do ambiente, de acordo com a expressão

$$V_{OUT} = V_{PEO} = \frac{R_R}{R + R_R} \cdot 5$$

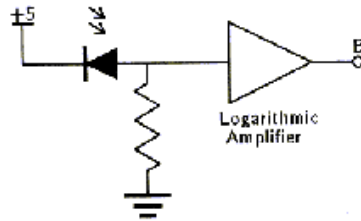
Na pg. 163 e 164 são mostradas algumas aplicações que utilizam LDRs. Para interfacear um LDR com um microcontrolador, é necessário utilizar um conversor A/D (Analogico/Digital), pois a saída do sensor é analógica e a entrada do microcontrolador é digital.

Quando se requer maior sensibilidade, deve-se utilizar fototransistores, pois são mais sensíveis à luz do que os fotoresistores. A figura seguinte mostra um circuito que utiliza fototransistor. Quando o ambiente está iluminado, Vout é igual a aproximadamente 5 V; no caso de pouca iluminação, Vout é igual a aproximadamente 0 V.



Os fotodiodos também possuem grande sensibilidade à luz, produzindo um sinal linear em uma ampla faixa de níveis de luz, e possuem também resposta rápida a mudanças na iluminação. Entretanto, para interfacear um fotodiodo com um microcontrolador, deve-se utilizar um amplificador logarítmico, pois o fotodiodo produz uma resposta linear para uma faixa muito grande de níveis de iluminação (ver figura seguinte). Exemplos de chips que possuem fotodiodos e amplificadores integrados são o TSL250, da Texas, e o OPT101, da Burr-Brown.

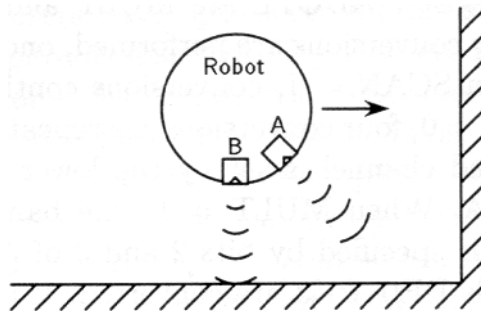
Assim, como o nível de iluminação da luz do sol é muito superior ao nível de uma luz artificial, utiliza-se um amplificador logarítmico para aumentar a sensibilidade a pequenas mudanças na intensidade de luz quando o sistema está em um ambiente escuro, e diminuir a sensibilidade em um ambiente iluminado. Nas pg. 128 a 130 encontram-se mais detalhes sobre o funcionamento de amplificadores logarítmicos.



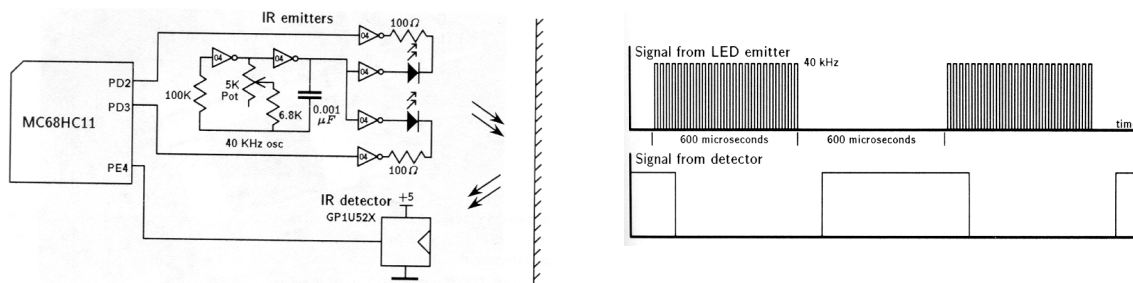
Exemplo de fotodiodo com amplificador integrado: TSL250 (Texas).

Sensor de Proximidade Ótico

Podem ser utilizados para detectar objetos próximos ou para proteger locais de acesso não permitidos (sistemas de segurança). Outra aplicação é permitir a um robô móvel realizar um comportamento de “seguir paredes”. Utiliza-se neste caso dois sensores: um apontando diretamente para a parede e outro apontando em um ângulo de 45° (ver figura seguinte).



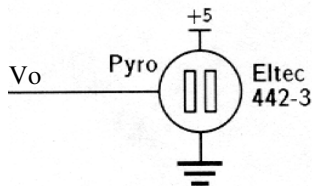
Quando nenhum dos dois sensores detecta um obstáculo, o robô gira para a direita, procurando a parede. Quando somente o sensor B detecta algum obstáculo, o robô se move para a frente. Quando o sensor A detecta um obstáculo, sozinho ou juntamente com o sensor B, o robô gira à esquerda. O circuito abaixo mostra uma configuração que permite interfacear este tipo de sensor com um microcontrolador 68HC11 da Motorola. Para isto, utiliza-se um circuito composto por um oscilador (para produzir um trem de pulsos), o qual é ligado aos emissores infravermelhos (LEDs infravermelhos) através de portas lógicas 7404, que também têm a função de isolamento e proteção (buffer). O comando de emissão do trem de pulsos é dado pelo microcontrolador através das portas PD2 e PD3, as quais também estão ligadas aos emissores através de buffers (7404). A saída do detector de infravermelho GP1U52X (que já é digital) é ligada à porta de entrada PE4 do microcontrolador. Podem ser utilizados os chips TSOP1738 e SBX1810 no lugar do GP1U52X.



Exemplo de chip detector: GP1U52X (Sharp).

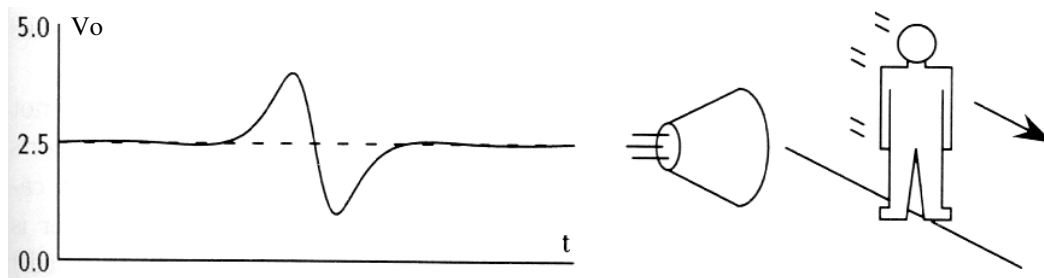
Sensores Piroelétricos

Permite tanto a um robô móvel interagir com seres humanos quanto possibilita a um sistema de segurança detectar a presença de um ser humano. A saída deste tipo de sensor muda quando ocorrem pequenas variações na temperatura do sensor. O elemento ativo é o cristal de Tântalo-Lítio, e existe uma indução de carga quando o cristal é aquecido. Os sensores piroelétricos de baixo custo são otimizados para detectar radiação na faixa de $5 - 14 \mu\text{m}$, que é a faixa de energia infravermelha emitida pelos seres humanos. São normalmente usados como sensores de alarme contra intrusos. Outra aplicação é como detectores de entrada de automóveis em uma garagem (e acendimento automático das lâmpadas), já que os motores desses veículos, quando em funcionamento, também emitem radiação infravermelha na mesma faixa de valores emitidos pelos seres humanos.



Um exemplo deste tipo de sensor piroelétrico é o da empresa Eltec. Ele possui dois cristais, sendo que a saída do sensor é a diferença de tensão entre os cristais, a qual é amplificada. Quando ambos os cristais estão à mesma temperatura (que é o caso quando não existem pessoas no campo de detecção do sensor), o sensor produz em sua saída (V_o) um sinal que permanece estável em aproximadamente 2,5 V. Caso uma pessoa entre no campo de detecção do sensor, é produzida uma oscilação na saída do sensor (ver figura seguinte).

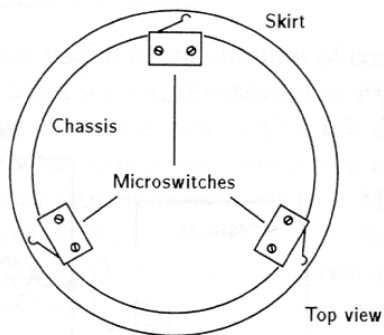
No Brasil, uma das empresas que comercializa um tipo de sensor piroelétrico (IRA-E700), fabricado pela empresa Murata, é a Farnell (www.farnell-newarkinone.com.br). Informações detalhadas sobre este tipo de sensor podem ser obtidas no *site* <http://uk.farnell.com/jsp/home/homepage.jsp>. O KC778B é um chip que foi construído para operar com esse sensor. O sensor apresenta melhor sensibilidade se for utilizado com uma lente de Fresnel. Ambos podem ser adquiridos no *site* www.electronics123.com.



Sinal de saída para uma pessoa andando da esquerda para a direita. Ocorre o inverso para uma pessoa caminhando da direita para a esquerda.

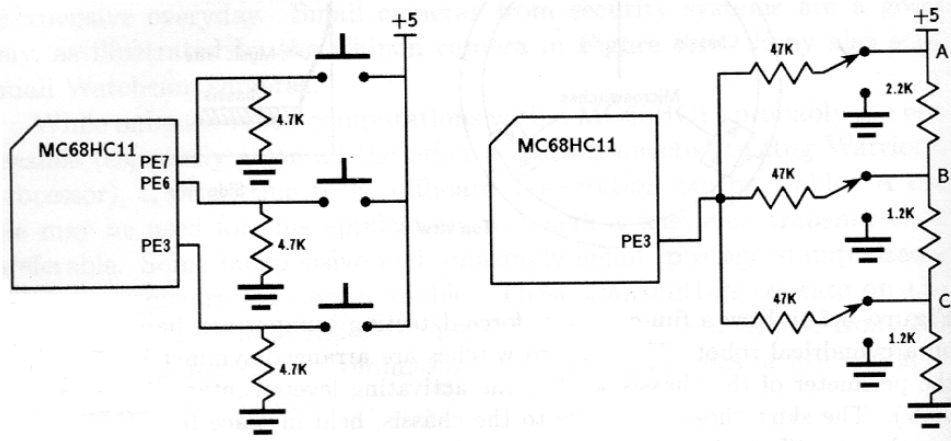
Sensores de Força

Em robôs móveis a patas, utilizam-se comumente sensores de força baseados em “strain gages” (extensômetros) colocados nas patas do robô, de forma a medir a força exercida sobre o solo, garantindo assim o contato firme com o mesmo.



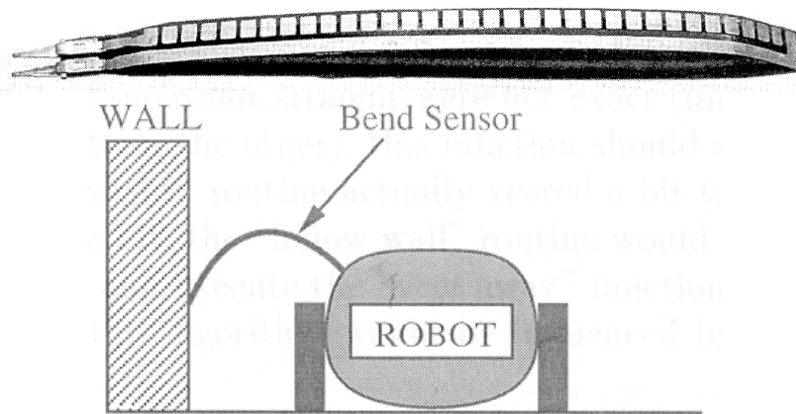
Outro tipo de sensor classificado como sensor de força é o micro-interruptor. Estes pequenos interruptores podem ser adaptados ao pára-choques de um robô móvel para sinalizar quando o robô se choca com um obstáculo e onde está o obstáculo em relação ao robô. Esta informação permite ao robô escapar do obstáculo.

A figura ao lado mostra um possível uso desse tipos de sensor. Neste caso, os microinterruptores são montados de tal forma que, quando o robô se choca com um objeto, um ou dois interruptores serão acionados, indicando a posição relativa entre o robô e o objeto. Circuitos que realizam a interface entre os micro-interruptores e um microcontrolador são os mostrados na figura seguinte. Tal como mostrado na figura, pode-se usar 3 portas digitais do microcontrolador ou apenas uma porta analógica.



Sensor de Curvatura

É outro tipo de sensor usado para detecção de choques com obstáculos. Este dispositivo utiliza uma tinta condutora depositada entre dois eletrodos para proporcionar uma resistência variável, dependendo do grau de curvatura. Pode ser interfaceado com um microprocessador da mesma forma como feito para um fotoresistor. A resistência total muda por um fator de 3 a 5 entre o sensor reto e máxima curvatura. A figura seguinte mostra o uso de um sensor de curvatura em um robô móvel.



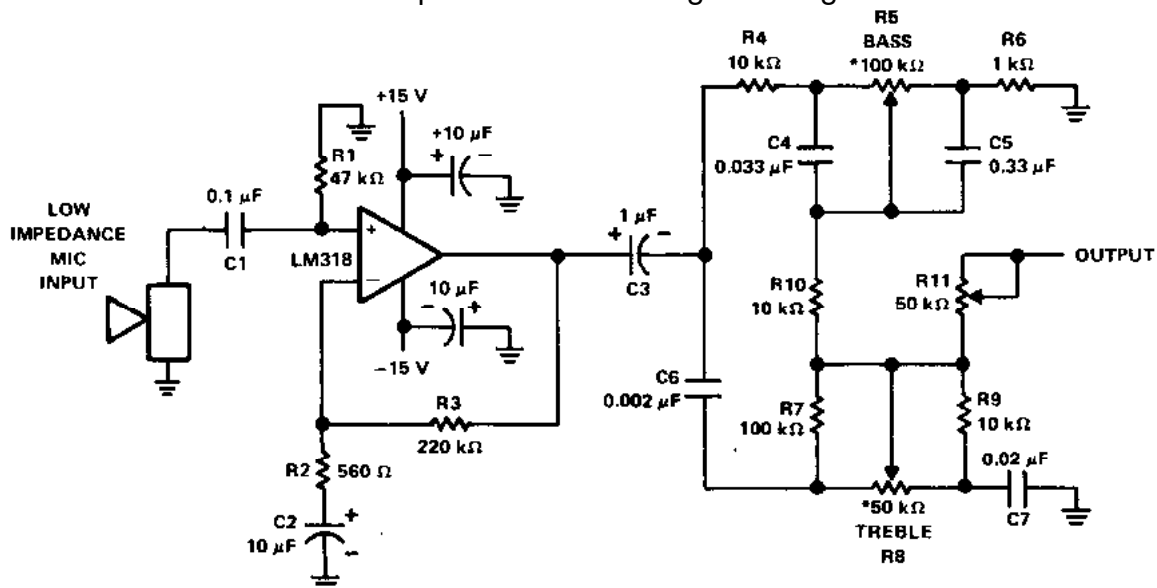
Vista traseira do robô.

Sensores Acústicos

Dentro deste tipo de sensores, encontram-se os microfones, que permitem que o robô ou um sistema eletrônico interaja com seu operador, e os sensores ultrassônicos, que ajudam ao robô a detectar e evitar obstáculos.

Microfones

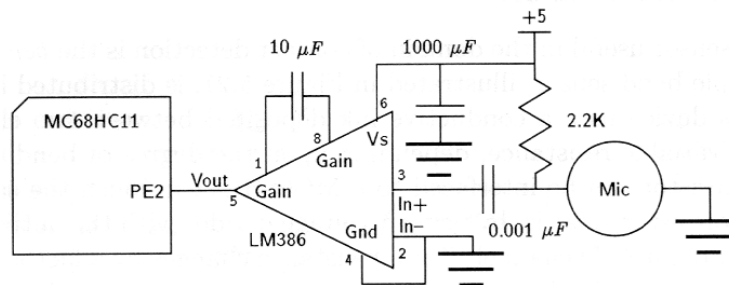
São dispositivos que transformam energia mecânica (som) em energia elétrica (tensão). Podem ter dois ou três terminais (chamado microfone polarizado) e são classificados em dois grupos: de alta impedância ($\approx 200 \text{ k}\Omega$) com alta tensão de saída, e de baixa impedância ($\approx 200 \Omega$) com baixa tensão de saída. O circuito abaixo é um pré-amplificador para microfone de baixa tensão, o qual possui frequência de corte inferior de aproximadamente 30 Hz e ganho em banda média de 50 dB. O circuito também possui controle de grave e agudo.



Um comportamento que pode ser implementado em um robô ou outro sistema eletrônico é fazê-lo mover em direção a um ruído, atender a um determinado padrão sonoro, ou localizar a posição da fonte sonora em um ambiente.

Um exemplo de circuito utilizado para interfacear este tipo de sensor com um microcontrolador é o mostrado na figura seguinte. A saída do amplificador é conectada a uma das entradas analógicas de um microcontrolador 68HC11 (PE2). Um dos problemas em utilizar microfones para reconhecimento de voz é a necessidade de se ter uma taxa de amostragem alta (em torno de 40 kHz) para que o sinal possa ser adequadamente reconstruído e processado. Outro problema significativo com o uso do microfone é a necessidade de amostrar o sinal bastante freqüentemente. De acordo com o teorema da amostragem, se o robô deve detectar um aplauso ou um assobio, ele deverá amostrar o sinal com uma frequência pelo menos duas vezes superior à mais alta frequência que ele pode detectar. Isso pode requerer todo o tempo do microcontrolador, podendo ser necessário dedicar um microprocessador somente para a tarefa de monitorar o microfone.

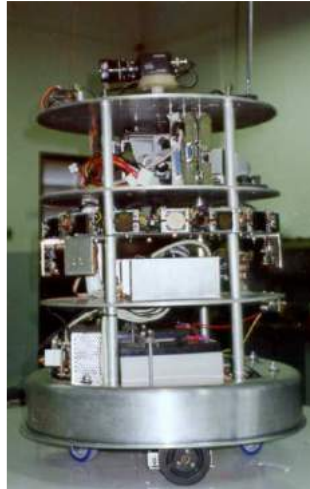
Outra questão importante é proteger o microfone para que ele não detecte o ruído dos motores usados no robô como se fosse o padrão sonoro definido. Nas pg. 164 a 166 encontram-se outros exemplos de uso de microfone.



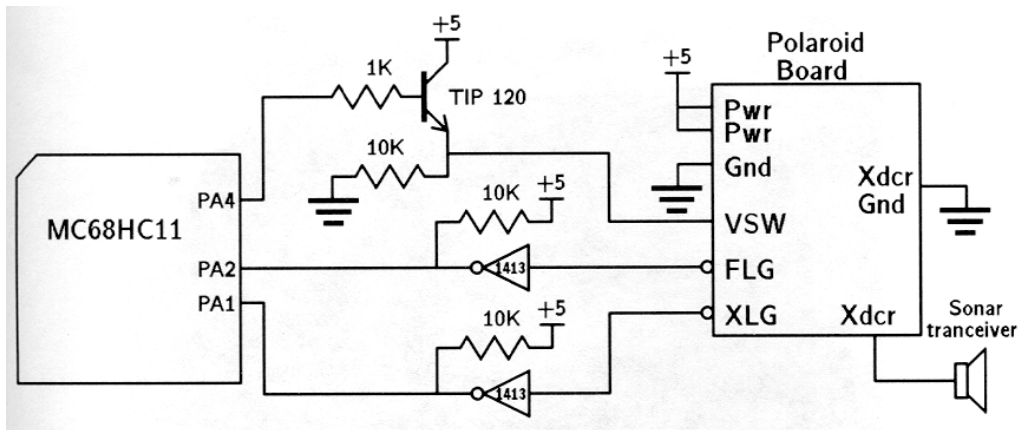
Sensores de Ultra-Som

Tal como comentado anteriormente, estes sensores podem proporcionar informação de distância, através da medida do tempo de vôo entre a excitação de um transdutor emissor de ultra-som e a recepção do sinal de eco. Com esta informação, um equipamento pode determinar distâncias a objetos ou um robô pode detectar obstáculos, navegar em um ambiente, localizar objetos, e construir mapas do ambiente onde ele opera. Um circuito para fazer a interface entre um sensor ultra-sônico e um microcontrolador consiste em um oscilador para gerar os pulsos ultra-sônicos e um transistor para funcionar como driver de corrente de emissão. Para a recepção, é necessário utilizar um amplificador (pois o sinal de eco detectado tem amplitude muito baixa), um retificador de meia onda (para eliminar a parte negativa do sinal de eco e permitir a conexão com uma das portas analógicas do microcontrolador, que só pode receber sinais de 0 a 5 V), e um filtro passa baixas (para extrair a envoltória do sinal de eco e diminuir a frequência de amostragem necessária para uma reconstrução adequada do sinal).

O sensor de ultra-som da Polaroid é um dos sensores mais utilizados em robôs móveis. Por exemplo, o robô móvel a rodas “Brutus” (mostrado na figura a seguir), construído na UFES, utiliza sensor de ultra-som da Polaroid para detecção de obstáculos, além de outros sensores (infravermelho, sensor de contato, câmara de vídeo e sensor de nível de bateria). Mais informações sobre o robô Brutus encontram-se na página <http://www.ele.ufes.br/pesq/robotica.html>.



Um exemplo de circuito de interface entre um sensor de ultra-som da Polaroid e um microcontrolador é o mostrado na figura a seguir. O sinal VSW é enviado pelo microcontrolador para início da emissão de pulsos de excitação do transdutor por parte da placa da Polaroid. Existe um tempo de latência entre o pulso de início e a excitação real do transdutor, por isso, o sinal XLG indica quando o transdutor realmente foi excitado. Neste momento, o microcontrolador inicia a contagem do tempo de vôo da onda acústica. O sinal FLG indica ao microprocessador a chegada do eco. Neste momento, o microcontrolador pára a contagem do tempo. Tal como comentado na pg. 65, a distância ao objeto pode ser obtida por
$$d = \frac{V_s \cdot t_{v\acute{o}o}}{2}$$
, onde V_s é a velocidade do som no ar e $t_{v\acute{o}o}$, o tempo de vôo da onda ultra-sônica. Como a velocidade do som varia com a temperatura (T) ($V_s \approx 331.6 + 0.61 \cdot T$), deve-se utilizar também um sensor de temperatura para medir a temperatura ambiente e compensar a variação da velocidade do som. Exemplos de circuitos que utilizam sensores de temperatura são mostrados nas pg. 166 e 167.



Cabe ressaltar que os sensores de ultra-som também são utilizados em automóveis, para auxiliar o estacionamento do mesmo, e como sensor de ajuda a deslocamento de pessoas cegas. Nesse caso, são utilizados transdutores do tipo piezelétrico. As duas figuras a seguir mostram um colete e uma pochete, dotados de transdutores de ultra-som piezelétricos (desenvolvidos na UFES), os quais são destinados à detecção de obstáculos e conseqüentemente para encontrar caminhos livres para o deslocamento de pessoas cegas ou com deficiência visual severa.



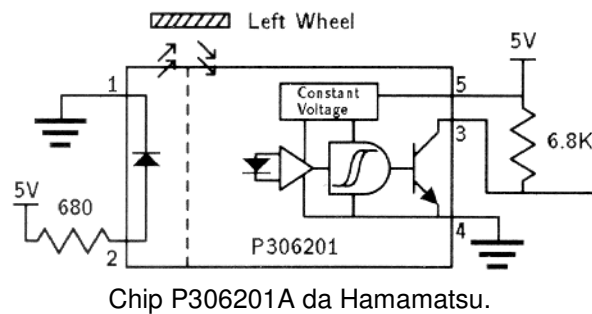
Sensores Internos

Para conhecer a posição e orientação de um robô ou outro sistema móvel dentro do ambiente onde opera, são necessários sensores que proporcionem esta informação.

Os encoders (codificadores óticos) medem a posição ou a taxa de rotação do eixo ao qual ele está acoplado (velocidade do motor). Como comentado anteriormente, os encoders podem fornecer esta informação através de um código, que

corresponde a uma orientação específica do eixo do motor (encoders absolutos) ou através de um trem de pulsos (encoders incrementais).

Uma implementação de encoders comumente utilizada emprega um fotoreflator, em que a luz é emitida a partir de um LED, dirigida a uma roda listrada, sendo a luz refletida captada por um fotodiodo. Um exemplo de fotoreflator é o chip P306201A da Hamamatsu, mostrado na figura seguinte.

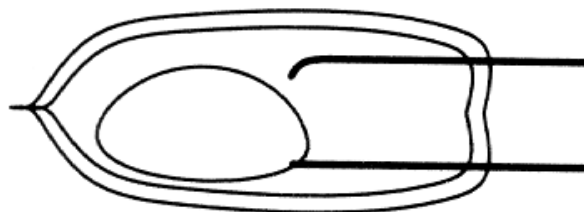


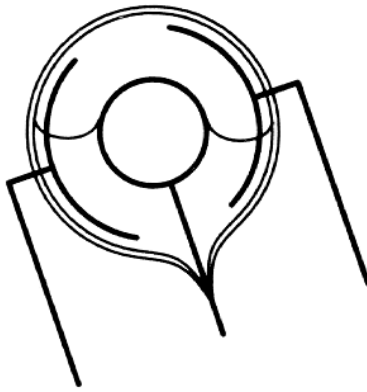
Giroscópio

Este sensor utiliza o princípio de conservação do momento angular para manter um ou mais eixos internos apontados em uma mesma direção quando a parte exterior do giroscópio translada e gira. Um giroscópio acoplado a um robô ou a outro sistema móvel permite determinar tanto a velocidade de giro do mesmo como quanto ele girou com relação a um sistema de coordenadas fixo. Um exemplo de giroscópio é fabricado pela empresa Futaba (www.futaba.com); ele utiliza como entrada um sinal PWM (Pulse Width Modulation, ver pg. 98) fornecido pelo microcontrolador e fornece como saída um pulso cuja largura aumenta ou diminui, dependendo da velocidade de giro.

Sensor de Inclinação (Inclinômetros)

Permite a um robô ou outro sistema eletrônico saber se ele está em nível ou inclinado com relação a uma superfície plana. Existem vários tipos de sensores de inclinação que fornecem o ângulo relativo entre o corpo do robô e o vetor de gravidade. Entre eles, um sensor simples e relativamente barato é o interruptor de mercúrio, o qual consiste de uma pequena ampola de vidro contendo dois ou mais contatos e uma gota de mercúrio. Dependendo se o sensor está inclinado ou não, a gota de mercúrio fechará ou abrirá o circuito. A figura seguinte mostra um tipo de interruptor de mercúrio, que pode ser adquirido em <http://www.reletec.com.br>.





Um outro tipo de sensor de inclinação é do tipo eletrolítico; é um tipo de inclinômetro que tem dois ou mais eletrodos imersos em um fluido condutor. A condução entre os eletrodos é função da orientação do sensor com relação à gravidade, o que gera um sinal analógico proporcional ao seu grau de inclinação. A quantidade de condução entre o eletrodo central e cada um dos dois eletrodos externos é determinada pelo grau em que o eletrodo externo está imerso no fluido eletrolítico, o qual é função da inclinação do sensor. No endereço www.directindustry.com podem ser encontrados diversos tipos de inclinômetros.

Bússola

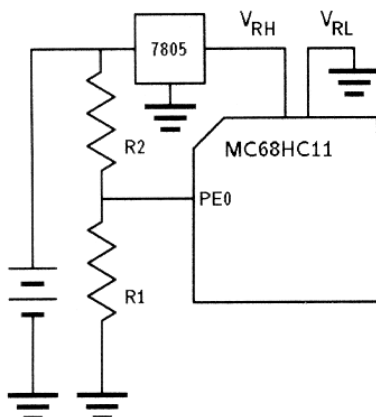
A bússola proporciona uma forma de se ter informação absoluta sobre orientação. Em áreas abertas, as bússolas são muito confiáveis, e uma vez calibradas para o norte magnético, são também precisas. Entretanto, para ambientes fechados, a utilidade das bússolas são mais questionáveis. Os campos magnéticos dos cabos elétricos, as partes metálicas de uma construção, e até os componentes metálicos do próprio robô podem produzir grandes erros na leitura da bússola. Erros típicos estão na ordem de $\pm 45^\circ$. Um dos fabricantes de bússolas eletrônicas é a Dinsmore (www.dinsmoresensors.com).

GPS

Ultimamente vêm sendo utilizados GPS (Global Positioning System) para se conhecer a localização precisa de um robô ou sistema móvel. Funciona bem em ambientes externos, e se for utilizado o dGPS (sistema de posicionamento global com correção diferencial, procedente de uma estação de referência), tem-se precisão muito mais alta.

Outros tipos de sensores importantes para um robô móvel ou outro sistema eletrônico são aqueles que informam quando é o momento de recarregar sua bateria, quando o motor está sobre aquecido, ou quando um componente não funciona corretamente. Estes sensores são também denominados proprioceptivos.

Sensor de nível de Bateria



Este sensor indica ao equipamento quando é o momento de retornar ao posto de recarregamento de bateria ou de restringir operações que consomem muita energia.

Uma das implementações deste sensor é a mostrada na figura ao lado e pode ser utilizado se o microprocessador é alimentado através de um

regulador de tensão, como é o caso do chip 7805. Do circuito, tem-se:

$$V_{OUT} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{BMÁX}$$

Se escolhermos $V_{OUT} = 5 \text{ V}$ para indicar bateria carregada, e conhecendo o valor máximo de tensão da bateria, $V_{BMÁX}$, os valores de R_1 e R_2 podem ser obtidos atribuindo-se um valor a uma das incógnitas; o valor de $R_1 + R_2$ deve ser escolhido tal que seja alto o suficiente para que não drene mais corrente do que a consumida pelo resto do circuito, e pequena o suficiente comparada com a impedância interna do conversor A/D do microcontrolador. Deve-se também saber o nível de tensão da bateria quando ela é considerada quase descarregada. Se V_{OUT} for menor ou igual a este valor, é o momento de recarregar a bateria. Vale ressaltar que na experiência de laboratório nº 2 será montado um sensor de nível de bateria que utiliza apenas resistências, diodo zener e um amplificador operacional.

Sensor de Corrente

Uma forma confiável de determinar se o robô ou outro sistema móvel está bloqueado contra um obstáculo é monitorar a corrente dos motores. Se todos os outros sensores falham em detectar uma colisão iminente, o robô se chocará com o obstáculo. Nesta situação, as rodas pararão de girar e a corrente dos motores alcançará um valor máximo. Assim, o sensor de corrente funciona como um detector de colisão de último recurso. Uma forma de detectar a corrente do motor é inserir uma pequena resistência ($\approx 1 \Omega$) em série com os motores que acionam as rodas do robô, amplificar a tensão através do resistor, e medir a tensão com um dos canais A/D do microcontrolador. O software que monitora a corrente do motor não deve responder muito rapidamente, já que cada vez que o robô acelera após uma parada, a corrente do motor tipicamente atinge um valor máximo, diminuindo à medida que o robô se move normalmente. Uma outra forma de se medir a corrente em um condutor, sem a necessidade de “abrir o circuito”, é através de um sensor de efeito Hall, já que este sensor proporciona uma tensão em seus terminais que é proporcional ao campo magnético gerado pela corrente que circula no condutor.

Sensor de Temperatura

Este tipo de sensor permite a monitoração da temperatura ambiente ou da temperatura interna de um sistema eletrônico. Isso permite proteger o microprocessador, os motores e as baterias. Nas pg. 166 e 167 é mostrado um exemplo de circuito que usa sensor de temperatura. Alguns chips de acionamento de motores já vêm com sensores de alta temperatura embutidos (Ex.:IR8200).

Motores CC

Embora muitos sistemas eletrônicos tenham como atuadores sistemas pneumáticos e hidráulicos, os atuadores elétricos (motores) são grandemente utilizados, devido, entre outras razões, ao baixo ruído e facilidade de controle.

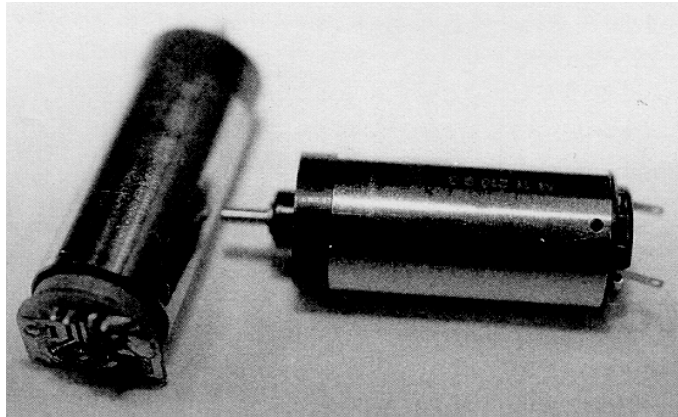
Os motores permitem que sistemas e robôs móveis possam realizar movimento: girar suas rodas, movimentar seus braços, garras, etc. Os principais motores utilizados em robôs são motores CC. Os motores AC são pouco utilizados em robôs móveis porque as fontes de alimentação destes são normalmente baterias CC.

Por outro lado, os principais tipos de motores CC existentes são os motores com ou sem escovas, motores com ou sem redução, motores de passo, etc. Os motores CC apresentam problemas, pois estes giram em altas velocidades e possuem baixo torque, e os robôs móveis normalmente se locomovem a baixas velocidades e necessitam de alto torque. Estes problemas podem ser resolvidos utilizando-se um conjunto de engrenagens para se obter tanto uma redução de velocidade quanto um aumento de torque. No site www.maia.ind.br podem ser encontrados vários desses tipos de motores para uso em robótica móvel. Também podem ser utilizados motores de limpadores de pára-brisas e de acionamento de vidro elétrico de automóveis, embora, neste caso, o consumo desses motores seja bastante alto.

Com relação ao sentido de giro de um motor CC, ele depende da polaridade da tensão aplicada em seus terminais. Uma inversão de polaridade implica uma inversão no sentido de giro. Quanto à velocidade de rotação do motor CC, ela depende da amplitude da tensão aplicada em seus terminais. Quanto maior a tensão aplicada a um motor, mais rapidamente o motor gira.

Motor de Passo CC

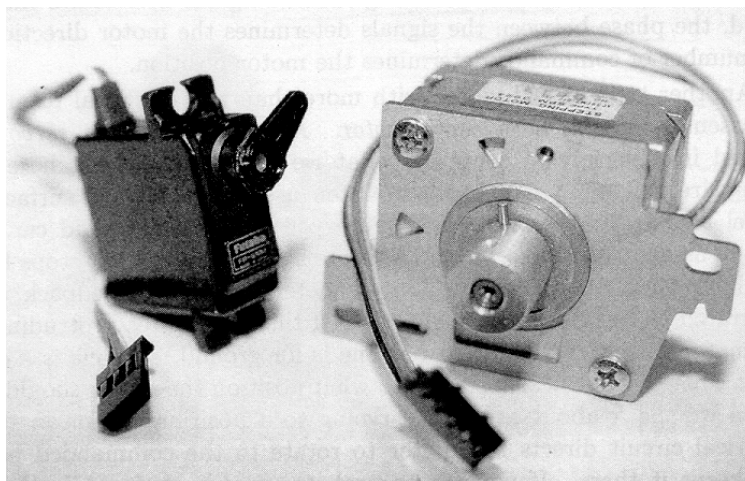
Um motor de passo é um tipo de motor CC que possui 6 ou 8 terminais. Aplicam-se sinais a estes terminais para energizar sequencialmente pares de bobinas, de modo que a cada momento o rotor é atraído para um setor diferente, provocando o giro do eixo do motor. A frequência de envio destes sinais determina a velocidade do motor; a fase entre os sinais determina o sentido de giro; e o número de sinais, determina a posição do motor.



Exemplo de motor de passo CC.

Servo-Motor

É um tipo de motor CC que possui três terminais. Dois deles para alimentação e mais um para o controle de posição do motor. Um servo-motor, além de um motor CC simples, incorpora um conjunto de engrenagens, limitadores de fim de curso, um potenciômetro para realimentar a posição do motor e um circuito integrado para o controle da posição do eixo do motor. O funcionamento de um servo-motor consiste em uma vez estabelecida uma posição na qual ele deve permanecer (através do terceiro terminal), o circuito de controle gira o motor até a posição comandada e o mantém parado até que uma nova posição seja comandada. Caso se tente tirar o motor da posição estabelecida, a leitura de posição do potenciômetro vai ser alterada e o circuito de controle irá aumentar a corrente no motor, tentando trazê-lo de volta para a posição comandada. Este tipo de motor é adequado para acionar volantes de carros de brinquedo, “flaps” de aeromodelos e patas de robôs móveis, entretanto, não é adequado para o acionamento das rodas de um robô móvel, pois ele possui limitadores de fim de curso que não permitem que ele gire continuamente. Pode-se, então, remover os limitadores de fim de curso e assim estes motores podem ser empregados para o acionamento de rodas de robôs ou outros sistemas móveis.



Exemplos de servo-motor.

Motores Com e Sem Escovas

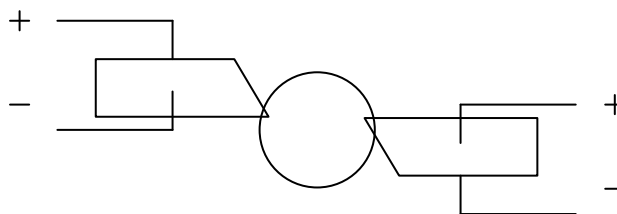
Para que ocorra a rotação do rotor de um motor CC, é preciso que a corrente que percorre o enrolamento seja alternada. Para que isto ocorra, se for usada uma bateria, a corrente CC fornecida pela bateria que alimenta um robô ou equipamento deve ser convertida em AC. Esta conversão é denominada comutação. No caso dos motores CC tipo escova, a comutação é feita mecanicamente através de um conjunto de escovas que permitem que os terminais da bobina do rotor deslizem entre os contatos da bateria à medida que ele gira. As pg. 162 e 163 mostram algumas aplicações de motores CC tipo escova.

Os motores CC sem escova executam a comutação eletronicamente, através de sensores de posição e um controlador microprocessado. Os motores tipo escova são mais comuns e baratos do que os motores sem escova. Estes possuem vantagens sobre aqueles, tais como redução do atrito do rotor, o que permite um menor aquecimento e aumento da vida útil do motor, além de reduzir a produção de interferência RF. Por outro lado, os motores sem escova exigem um circuito de controle mais complexo, para se obter a comutação eletronicamente, sendo mais caros.

Existem outros tipos de motores com novos princípios de funcionamento, que são:

Motores Piezelétricos

Um motor piezelétrico é um tipo de motor que se baseia na principal característica de uma cerâmica piezelétrica, que consiste em se deformar quando submetida a uma tensão elétrica (onda senoidal obtida de Osciladores, a serem estudados na pg. 239). Através de uma montagem adequada (conforme a figura seguinte, onde os dois polígonos são cerâmicas piezelétricas e o círculo ao centro é o rotor do motor), esta deformação pode ser utilizada, por exemplo, para girar o rotor de um motor.



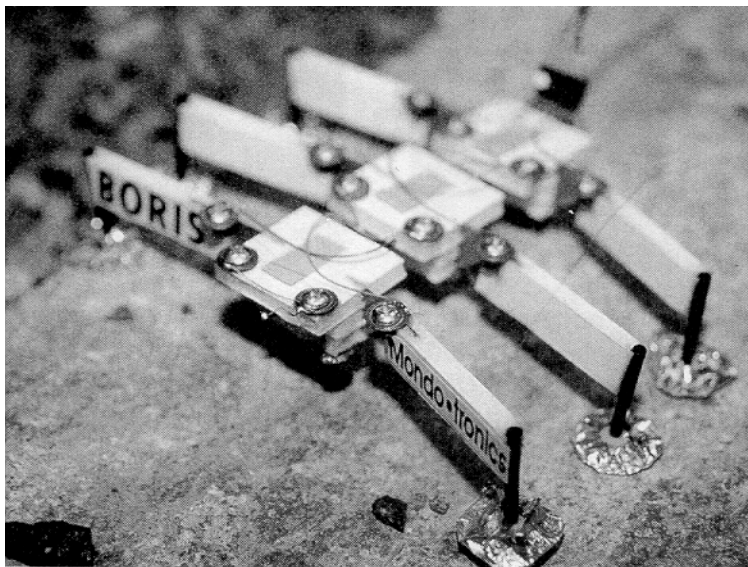
Em contraste com um motor eletromagnético, os motores piezelétricos giram em menores velocidades e com torque maior, o que dispensa a utilização de engrenagens para redução. Ou seja, os motores piezelétricos podem ser menores e mais leves do que os eletromagnéticos. Por esta razão, este tipo de motor pode ser aplicado em microscópios, máquinas fotográficas (para deslocamento de lentes) e também para abertura e fechamento de uma mão artificial em uma prótese de braço ou antebraço, e em outras aplicações, tais como puxar papel em fotocopiadoras e impressoras e como dispositivo vibrador em relógios de pulso.

Motores Eletrostáticos

São motores muito pequenos (na escala de um fio de cabelo humano), que funcionam pelo princípio de atração de cargas. Pela alternância do sinal das cargas existentes entre o rotor e o estator, ocorre o movimento. Só são realizáveis em dimensões minúsculas porque as forças eletrostáticas só são relativamente fortes em escalas muito reduzidas.

Ligas de Memória - SMA (Shape Memory Alloy)

As ligas de memória mudam sua forma de maneira reversível, à medida que são aquecidas ou resfriadas. Elas podem ser utilizadas para acionar patas de um pequeno robô móvel. Aquecendo um fio composto por este tipo de liga (através da passagem de corrente), ele encolhe, fazendo que a pata se erga. Quando não passar mais corrente pelo fio, ele se resfria, fazendo com que ele volte à sua forma original, abaixando a pata. Os fios devem ser conectados às patas de modo que quando metade das patas estejam erguidas a outra metade se mova para trás. Alternando este procedimento entre os dois conjuntos de patas, o robô conseguirá se mover. Uma desvantagem de utilizar ligas de memória como atuador é o seu pequeno deslocamento percentual produzido, ou seja, é necessário um grande comprimento de liga para deslocar uma pequena quantidade.



Exemplo de robô baseado em ligas de memória.

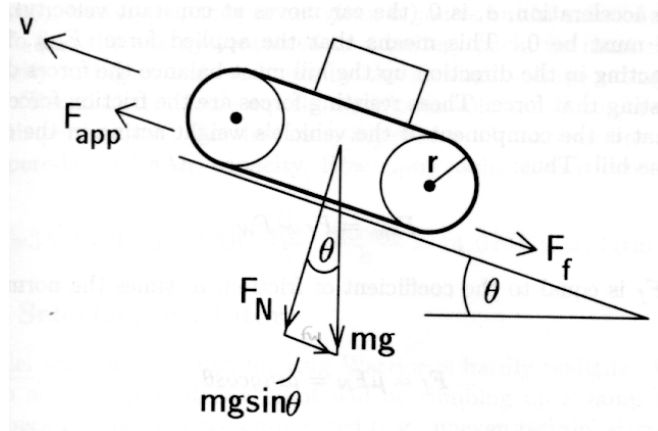
Cottonlike (Fibras de Algodão)

Uma novidade em termos de atuadores são fibras que se assemelham às de algodão e que funcionam de maneira similar a músculos artificiais. Adicionando soluções ácidas ou básicas, estes atuadores podem encolher ou se expandir em

até 1000 vezes o seu volume original, com força e velocidade semelhantes às dos músculos humanos.

Dimensionamento de um Motor

A escolha de um motor depende de sua aplicação. Por exemplo, para dimensionar motores que sejam capazes de mover um robô de 650 g em rampas de até 30° de inclinação, com velocidade de 0.15 m/s, o estudo é o seguinte. Inicialmente, é desenhado o diagrama de forças que atuarão sobre o robô (ver figura seguinte).



Considerando que o robô possuirá duas rodas acionadas independentemente por dois motores CC, através da figura podemos calcular a potência necessária aos motores pela seguinte equação:

$$P_m = F_{aplicada} \cdot v = (F_{atrito} + F_p) = mg(\mu \cos \theta + \sin \theta)v$$

Considerando o coeficiente de atrito $\mu = 0.3$, obtém-se:

$$P_m = (0.65 \cdot 9.8)(0.3 \cos 30^\circ + \sin 30^\circ)(0.15) = 0.73 \text{ W}$$

Para super-dimensionar os motores, de modo a compensar a incerteza associada ao valor do coeficiente de atrito e outros fatores não considerados, multiplicaremos o resultado obtido por 3, resultando em $P_m = 2.1 \text{ W}$. Como serão utilizados 2 motores, cada um deles deve ter uma potência aproximada de 1 W.

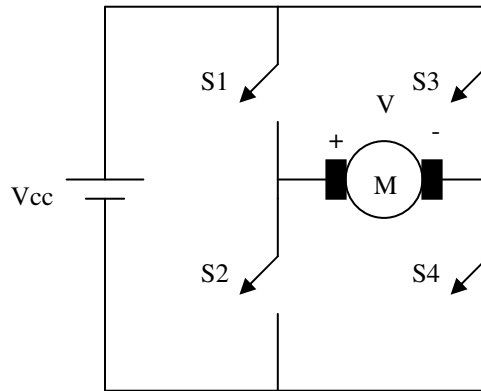
Se for necessário conhecer a eficiência máxima de um motor desconhecido ($\eta_{\max}$), é suficiente medir a corrente a vazio (I_0) e a corrente com rotor bloqueado (I_s), e aplicar a seguinte fórmula:

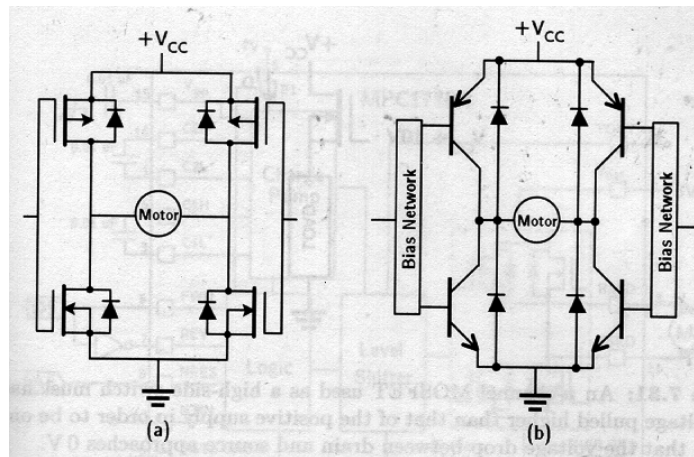
$$\eta_{\max} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_0}{I_s}}\right)^2$$

Acionamento de Motores (Ponte H e Sinal PWM) e Controle de Motores CC

Como foi visto no item anterior, um robô possui motores CC em sua estrutura, sendo necessário interfacear os motores com microcontroladores existentes no robô para que se consiga controlá-los com eficiência. Por esta razão, foram criados vários circuitos capazes de realizar este interfaceamento, como a ponte H e o controlador PI.

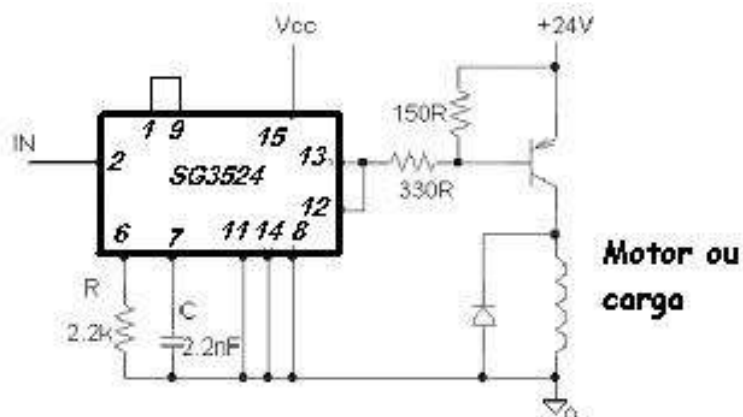
Uma ponte H é uma topologia de circuito muito utilizada para interfacear um motor CC e um microprocessador/microcontrolador. Esta topologia consiste de quatro chaves que são controladas pelo microprocessador e determinam a direção na qual a corrente passará pelo motor. A mudança no sentido da corrente permite inverter o sentido de rotação do motor. A figura abaixo ilustra a topologia da ponte H. O funcionamento da ponte H é da seguinte forma: se as chaves S1 e S4 se fecham e as outras duas são abertas, a corrente passa pelo motor da esquerda para direita (sentido positivo). Quando as chaves S2 e S3 são fechadas e as outras abertas, a corrente é revertida e o motor gira no sentido oposto. Deixando as quatro chaves abertas ao mesmo tempo, o motor gira livremente, enquanto que se as quatro chaves forem fechadas ao mesmo tempo o motor é forçado a parar. No circuito real de uma ponte H (ver figura seguinte), as chaves podem ser implementadas usando transistores MOSFET ou bipolar. Note o uso de diodos de roda livre (flyback), principalmente ao usar bipolares (pois os MOSFET já possuem diodo entre dreno e fonte).



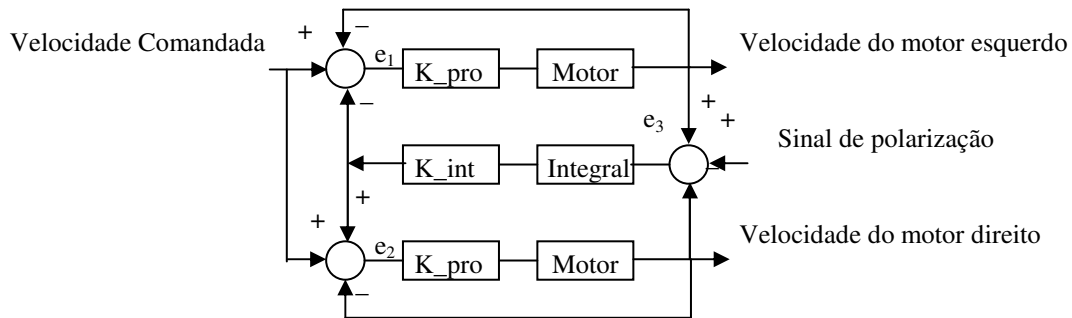


Pode-se utilizar um sinal PWM para controlar a abertura e fechamento das chaves que compõem a ponte H, e é possível controlar a velocidade do motor, uma vez que ele responde ao valor RMS do sinal PWM. Um sinal PWM consiste simplesmente em uma onda quadrada, cujo ciclo de trabalho pode ser variado, resultando em diferentes valores médios (e RMS) de tensão.

A ponte H é necessária para inverter o sentido de rotação do motor, usando apenas uma bateria (alimentação unipolar), mas também é necessária porque o microprocessador não tem condições de suprir a corrente necessária para acionar o motor, que normalmente necessita de corrente maior do que as poucas dezenas de mA que um microprocessador pode fornecer/absorver. Se tentarmos conectar diretamente o microprocessador a um motor, o microprocessador será danificado. Desta forma, utilizando a ponte H com transistores de potência (driver de corrente) para desempenhar o papel de chaves eletrônicas, é possível fornecer a corrente necessária para o acionamento do motor, ficando o microprocessador responsável apenas pelos sinais de controle. Os chips L293D (SGS Thompson), MPC1710A (da Motorola), LMD18201 (da National) e SG3524 (da Philips) são exemplos típicos de CIs baseados em pontes H. A figura seguinte mostra um exemplo de conexão do chip SG3524 com um motor, operando na frequência de 20 kHz, o que evita a produção de ruídos audíveis.



Se forem utilizados dois motores para mover o robô, um controlador PI se faz necessário ao invés de se utilizar simplesmente um controlador proporcional porque ele permite assegurar que quando o robô for comandado para seguir em linha reta, os dois motores realmente vão girar a uma mesma velocidade. O esquema abaixo ilustra como um controlador PI pode controlar a velocidade das rodas de um robô de maneira eficiente:



Os valores das constantes K_{pro} (proporcional) e K_{int} (integral) são escolhidos de tal forma que se eles forem muito elevados, o sistema terá um tempo de resposta maior, no entanto, se os valores forem demasiadamente altos, o sistema pode tornar-se instável (os motores aceleram e diminuem, mas nunca atingem a velocidade desejada). No caso de se utilizar constantes muito pequenas, o sistema terá um tempo de resposta cada vez menor, até que se torne instável. Para a determinação dos valores das constantes, é necessário fazer um estudo da estabilidade do sistema, através de uma das técnicas de controle clássico (ex. Diagramas de pólos e zeros). Valores que poderiam ser utilizados são, por exemplo, $K_{pro} = 1$ e $K_{int} = 0.1$. Pode-se notar que normalmente o valor da constante proporcional é bem maior do que o da constante integral. Ressalta-se que o controle proporcional de cada também pode ser feito de uma forma analógica, tal como mostrado na pg. 127.

Utilizando o controlador PI, é possível comandar o robô para que ele faça curvas. Para isto serve o sinal de polarização que é adicionado à diferença de velocidade entre os motores direito e esquerdo, resultando no erro e_3 , que é integrado, multiplicado por K_{int} e realimentado com sinal positivo na velocidade do motor direito e sinal negativo na velocidade do motor esquerdo. No caso de um sinal de polarização positivo, o motor direito terá sua velocidade aumentada e o esquerdo, reduzida, fazendo com que o robô descreva um arco para a esquerda. Caso o sinal de polarização seja negativo, o robô descreverá um arco para a direita.

Baterias, Reguladores de Tensão, Reguladores de Chaveamento, Conversores CC-CC, Proteção de Circuitos, Isolamento e Redução de Ruídos

Baterias

Uma bateria é um dispositivo capaz de armazenar energia química e liberá-la na forma de energia elétrica. As características de uma bateria são: possibilidade de

recarga, densidade de energia (máxima quantidade de energia por unidade de massa ou volume), quantidade de energia armazenada na célula (geralmente em A.h, ou mA.h), tensão de operação (dada pelos elementos químicos utilizados), resistência interna, taxa de descarga (varia com a resistência interna), “shelf life”, ou seja, a medida de quão rapidamente a bateria perde a carga sem ser utilizada, e dependência da temperatura.

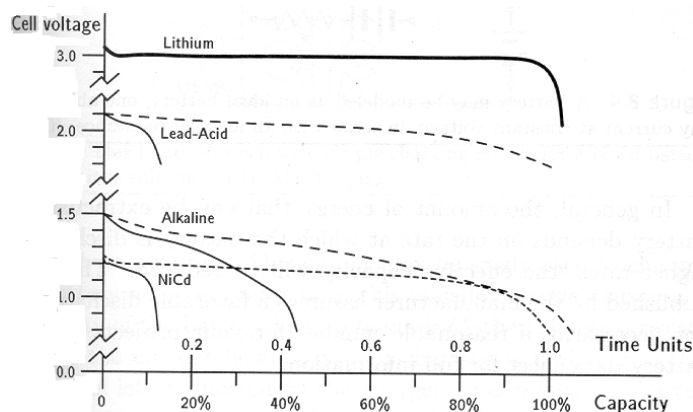
Assim, os critérios para escolha de uma bateria são: capacidade de ser recarregada, densidade de carga, voltagem, capacidade, e resistência interna, além de peso, disponibilidade e custo. Das baterias recarregáveis: Níquel-Cádmio (NiCd), Hidreto de Níquel Metal (NiMH), Chumbo Ácido (PbSO₄) e Lítio-Ion (Li+), as baterias de NiCd, por exemplo, são disponíveis em vários tamanhos, têm baixa resistência interna (o que possibilita uma descarga rápida), são seladas (não havendo risco de derramamento de material contaminante) e são relativamente baratas em relação às de lítio e NiMH (que apresentam melhores características), e mais leves do que as de chumbo-ácido. Em contrapartida, estas baterias têm restrições operacionais para operação em grupo, apresentam uma baixa densidade de energia (comparável com as de chumbo ácido). Além disto, as baterias de NiCd possuem um “efeito de memória”, assim se forem recarregadas sem estarem completamente descarregadas, a nova carga da bateria não será total. Por exemplo, se uma bateria com 50% da carga for recarregada, a nova carga adquirida pela bateria será de 50%. Por possuir resistência interna pequena, as baterias de NiCd possuem alta corrente de curto circuito, o que pode causar danos ao isolamento da bateria e até incêndio. Um circuito recarregador de bateria de níquel-cádmio é um circuito relativamente simples, basicamente um transformador abaixador de tensão com um circuito retificador de meia onda com um resistor em série, que deve ser suficiente para limitar a corrente na bateria em cerca de 1/20 da capacidade da bateria em A.h. Por exemplo, se a bateria for de 600 mAh, a corrente de carga deve ser limitada a 30 mA. Mais detalhes sobre circuitos para recarregar baterias de NiCd podem ser vistos nas pg. 195 a 196.

A seguir estão listadas algumas características das baterias de ácido-chumbo, zinco-carbono, alcalina, lítio, mercúrio, níquel-cádmio, hidreto de níquel-metal, prata e ar-zinco.

Tipo	Recarregável?	Densidade de Energia (W.h/kg)	Voltagem da Célula	Capacidade Típica (mA.h)	Resistência Interna (Ω)	Comentários
Chumbo-Ácido	Sim	40	2.0	1.2 – 120 A.h	0.006	Disponibilidade
Zinco-Carbono	Não	75	1.5	6000		Barata, mas obsoleta
Alcalina	Não	130	1.5	1400 - 10000	0.1	Célula primária mais comum
Lítio	Sim	300	3.0	1800 - 14000	0.3	Excelente densidade de energia, mas alto custo
Mercúrio	Não	120	1.35	190	10	

Níquel-Cádmio	Sim	38	1.2	500 - 4000	0.009	Pequena resistência interna e grande disponibilidade
Hidreto de Níquel-Metal	Sim	57	1.3	1100 – 2300		Melhor densidade de energia do que NiCd, porém são caras
Prata	Não	130	1.6	180	10	
Ar-Zinco	Não	310	1.4			Alta densidade de energia, porém não muito disponível, tamanhos limitados

Entres as baterias recarregáveis atualmente disponíveis, além de possuir alta densidade de energia, a bateria de lítio possui outras excelentes características, com a tensão mantendo-se praticamente constante com a queda da capacidade (carga) e do tempo. A tensão fornecida pelas baterias alcalinas, Chumbo-Ácido e NiCd diminui pouco com o estado de carga da bateria, mas diminui muito com o tempo (ver figura seguinte). A desvantagem da bateria de lítio é que elas ainda são bastante caras.



Curva de descarga de vários tipos de bateria. A curva tracejada mostra a tensão de saída versus capacidade da bateria e a linha contínua mostra a tensão versus tempo.

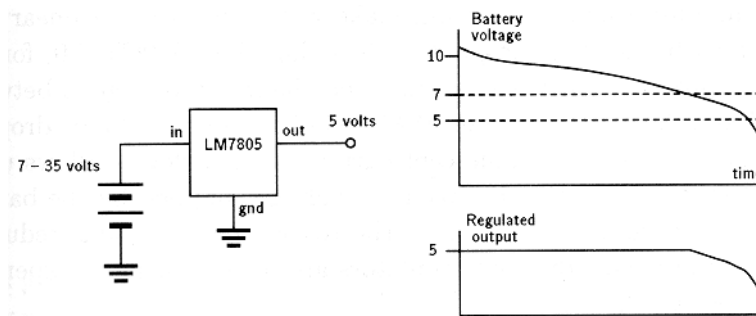
Algumas novidades em termos de bateria são as de Nanotubos de Carbono (NEC) e as de Célula de Metanol Direto – DMFC (Toshiba). Inclusive, a empresa NEC lançou seus *notebooks* com esse tipo de bateria, fazendo com que funcionem pelo período de até uma semana sem necessidade de recarga.

Reguladores de Tensão

Os reguladores de tensão são dispositivos que servem para fornecer uma tensão constante para um circuito eletrônico, mesmo que a tensão de entrada varie em uma ampla faixa, compensando assim o efeito da redução da tensão fornecida pela bateria à medida que ela se descarrega. Um regulador linear é um dispositivo que normalmente possui 3 terminais: alimentação (que deve sempre ser alguns

volts maior do que a tensão de saída desejada), terra e tensão de saída. Alimentando o regulador linear com uma tensão dentro da faixa de operação, a tensão de saída permanecerá sempre constante.

Um regulador linear como o LM7805, mantém uma tensão de saída de 5 V para tensões de entrada variando na faixa de 7 a 35 V. Se a tensão de entrada for menor do que 7 V, a tensão de saída não se mantém regulada. Existe um outro regulador, o LM2940CT-5.0, que no caso de uma variação da tensão de entrada entre 5.5 e 26 V, a saída se mantém regulada em 5 V. A sua vantagem em relação ao LM7805 é que para se obter uma tensão regulada, a tensão de entrada necessária para um LM2940CT-5.0 só precisa ser 0.5 V maior do que a tensão de saída (5 V), enquanto que para um LM7805, este valor tem que ser de pelo menos 2 V. Esta característica acarreta uma menor dissipação de potência pelo regulador, mas obviamente, é mais caro. A figura seguinte mostra o funcionamento de um regulador quando conectado a uma bateria de 12 V. Também existem reguladores de tensão com tensão de saída ajustável. É o caso, por exemplo, dos reguladores da família TPS769XX; para gerar 3.6 V, pode-se utilizar o regulador TPS76901. Outro exemplo de regulador ajustável é o LM317.



Tensão de saída da bateria e tensão de saída do regulador.

Conversores CC-CC

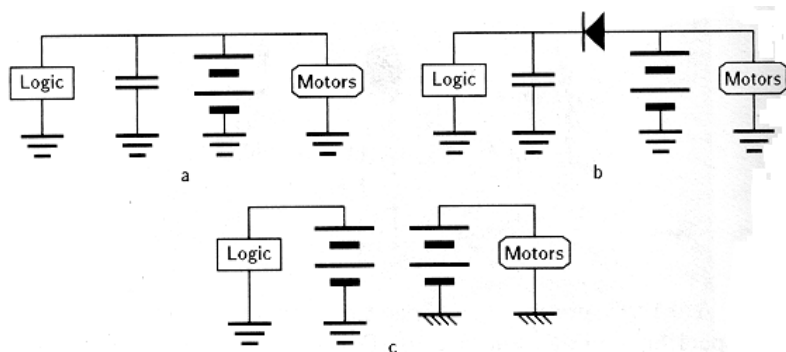
Em muitos equipamentos, muitas vezes são necessários vários níveis de tensão (por exemplo +5 V, -12 V, +12 V, +24 V), enquanto que uma bateria só fornece um nível de tensão. Utilizando-se um conversor CC-CC, pode-se obter todos os níveis de tensão necessários, inclusive aqueles maiores do que o nível de tensão fornecido por uma bateria ou, inclusive, de polaridade invertida. Os conversores CC-CC podem ser construídos usando dois princípios diferentes: o primeiro é um conversor tipo fonte de carga, que funciona com a carga de capacitores em paralelo e a descarga destes em série, para gerar uma tensão maior, ou conectando o capacitor com polaridade invertida para produzir uma tensão negativa a partir de uma fonte positiva; o segundo princípio é um regulador de chaveamento que funciona através do princípio da indução de tensão provocada pela interrupção instantânea de corrente em um indutor, o que provoca a indução de tensões elevadas (inclusive maiores do que a da bateria). Desta forma, através de um esquema de chaveamento e filtragem adequado, é possível obter os níveis de tensão desejados. Um regulador de chaveamento é um tipo de regulador de

tensão mais eficiente do que os reguladores lineares, pois possui uma eficiência muito maior (acima de 80%). Sua principal desvantagem é o custo elevado.

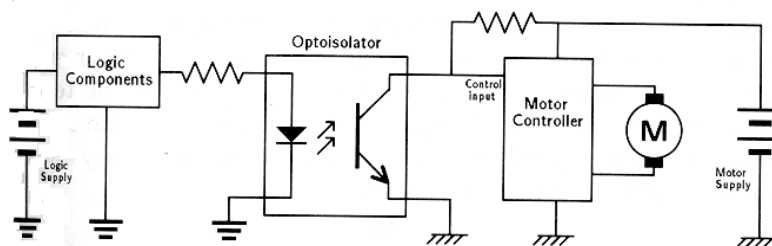
Proteção de Circuitos, Isolamento, Redução de Ruídos

Muitas vezes é necessário isolar a parte lógica, motores e sensores em um equipamento. O isolamento é necessário porque os motores produzem interferência tanto nos circuitos lógicos quanto nos sensores. Além disso, alguns tipos de sensores, como ultra-som, por exemplo, também podem produzir interferência em circuitos lógicos, sendo prudente isolá-los também.

Os motores geralmente produzem picos de tensão quando passam por uma seção do comutador, os quais podem prejudicar o funcionamento da parte lógica do equipamento ou inclusive danificá-lo. Algumas soluções para este problema são: colocar a bateria entre o motor e a parte lógica. Além disso, só é necessário regular a tensão para alimentar os circuitos lógicos. Caso isto não seja suficiente para evitar problemas de funcionamento da parte lógica, uma maneira de solucionar o problema é colocar um capacitor em paralelo com o circuito lógico e um diodo entre a bateria e o circuito lógico. Uma medida mais drástica e eficiente seria a utilização de fontes de alimentação distintas. Entretanto, para que a parte lógica se comunique com o motor, é necessário utilizar um isolador ótico, permitindo um verdadeiro isolamento entre o circuito lógico e os motores (ver figuras seguintes e as mostradas nas pg. 34-35). Exemplos de chips isoladores comerciais são: 4N25, 4N28 e 4N30. Existem também chips isoladores que contêm DIACs (ex. MOC3020), os quais operam conjuntamente com TRIACs, sendo capazes de chavear cargas de até 8A/127 Vac (ver pg. 37).



Configurações possíveis para alimentação do circuito: (a) bateria entre o motor e a parte lógica com um capacitor em paralelo para regular a tensão, (b) capacitor em paralelo com o circuito lógico e um diodo entre a bateria e o circuito lógico, (c) fontes de alimentação distintas.

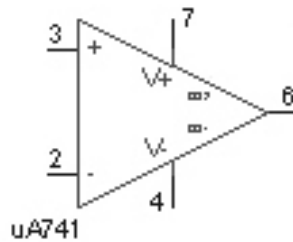


Isolação através de isolador ótico.

Amplificadores Operacionais

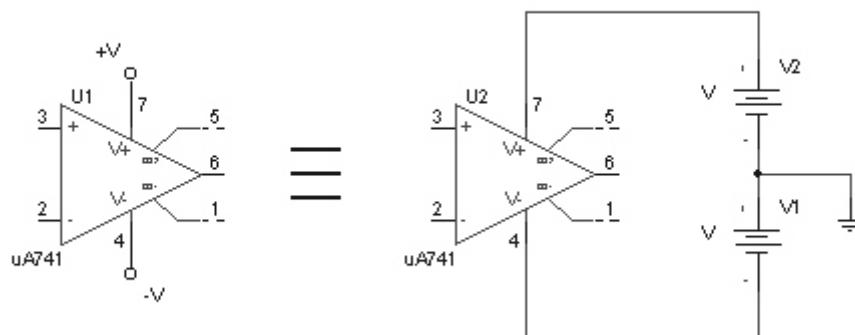
O 1º circuito integrado ($\mu A709$) que implementou um amplificador operacional foi criado em 1960. Os amp. op. são versáteis (pode-se multiplicar, somar, subtrair, integrar e derivar sinais) e suas características se aproximam bastante do modelo ideal.

Os Terminais do Amplificador Operacional $\mu A741$

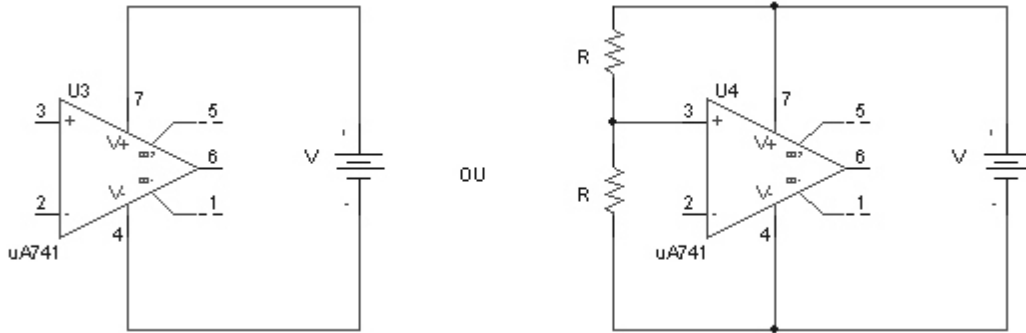


Obs: Note que cada fabricante designa números diferentes para entrada e saída de sinais e também da alimentação do Amp. Op.

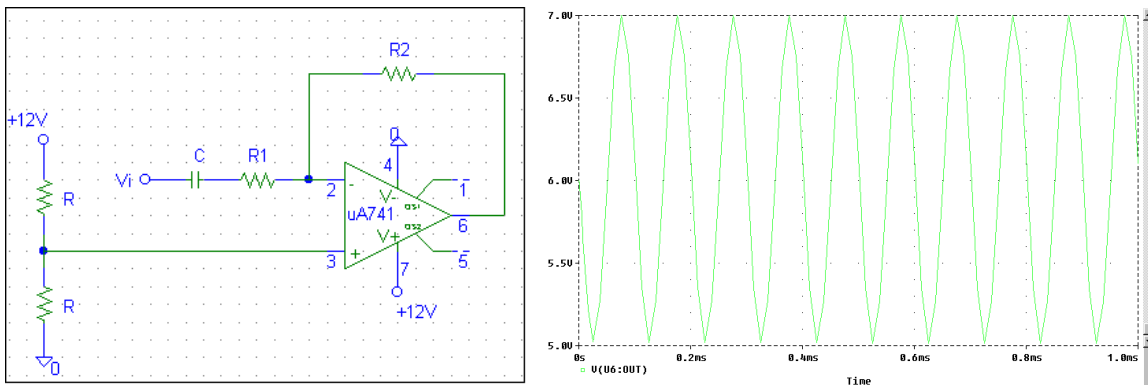
Obviamente, os amp. op. necessitam ser alimentados em Corrente Contínua (CC ou, do inglês, DC – Direct Current). A maioria dos amp. ops. requer duas alimentações DC para operar (forma bipolar).



Entretanto, eles também podem ser alimentados de forma unipolar:



O exemplo abaixo mostra uma aplicação de amp. op, com alimentação unipolar, onde o sinal de entrada é senoidal de amplitude 100 mV e frequência 10 kHz. Os valores dos componentes são: $R = 1\text{ k}\Omega$, $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ e $C = 1\text{ }\mu\text{F}$.



Além dos terminais de entrada, saída e alimentações, os amp. op. podem ter outros terminais para propósitos específicos (compensação em frequência e ajuste de offset).

O amp. op. objeto de estudo deste curso é o 741, que é um circuito integrado (CI ou chip) que implementa um amp. op. Outros exemplos de chips que implementam amplificadores operacionais são o 1458 e o TL072, que vêm com dois amp. ops. e o TL074, que vem com 4 amp. ops.

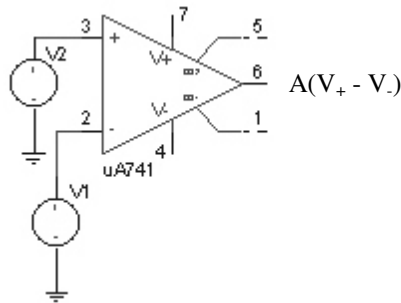
O Amplificador Operacional Ideal

Um amp. op. é projetado para ser sensível à diferença entre os sinais aplicados à sua entrada ($V_+ - V_-$), multiplicar esta diferença por um número A , e produzir um sinal de saída igual a $A(V_+ - V_-)$. A é denominado “ganho em loop aberto” ou “ganho diferencial”.

O amp. op. ideal não drena corrente de entrada, ou seja, a impedância de entrada é idealmente infinita. Além disso, o terminal de saída de um amp. op. ideal age como o terminal de saída de uma fonte de tensão ideal, isto é, a tensão de saída

será sempre igual a $A(V_+ - V_-)$ independente da corrente que pode ser drenada pela carga. Em outras palavras, a impedância de saída de um amp. op. ideal é zero. Na prática, a impedância de saída é de algumas dezenas de Ohm.

Circuito Equivalente

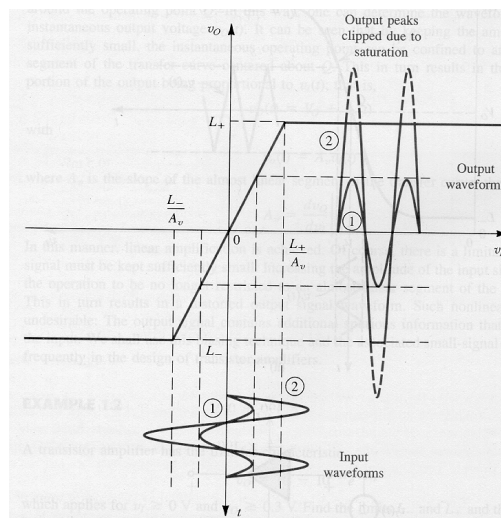


Note que a saída está em fase (tem o mesmo sinal) com V_2 (V_+) e fora de fase (sinal oposto) com V_1 (V_-). Assim, o terminal “-” é chamado terminal de entrada inversor e o terminal “+” é chamado terminal de entrada não-inversor.

Saturação do Amplificador Operacional

Os amp. op. operam linearmente sobre uma faixa limitada de tensão de saída. A saída do amp. op. satura em valores de L_+ e L_- , que estão entre 1 e 2 V abaixo (e acima) da tensão de alimentação. Por exemplo, se um amp. op. estiver alimentado entre ± 15 V, ele saturará em aproximadamente ± 13 V. Assim, este amp. op. é dito ter uma “tensão de saturação” (Rated Output Voltage) de ± 13 V.

A figura abaixo mostra um sinal senoidal de entrada e dois sinais de saída, sendo um deles amplificado normalmente e outro ceifado, devido à saturação.



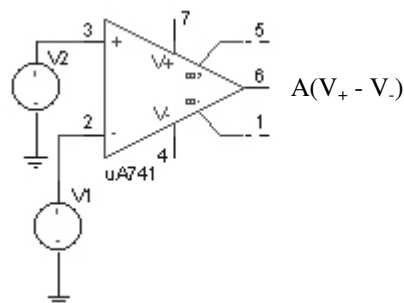
Tal como mostrado na figura anterior, para que não haja distorção: $\frac{L-}{G} \leq V_i \leq \frac{L+}{G}$,
onde G é o ganho de tensão: $G = \frac{V_0}{V_i}$.

Exemplo: Se um amp. op. é alimentado em $\pm 12V$ e o ganho $G = \frac{V_0}{V_i} = 200$, qual é a maior amplitude do sinal de entrada para que não haja distorção de sinal na saída?

Como $V_i \leq \frac{L+}{G}$, supondo $L+ = 10 V$, temos que $V_i \leq 0,05 V$, ou seja, a máxima amplitude de entrada é $0,05 V = 50 mV$.

Aplicação do Amp. Op. em Loop Aberto

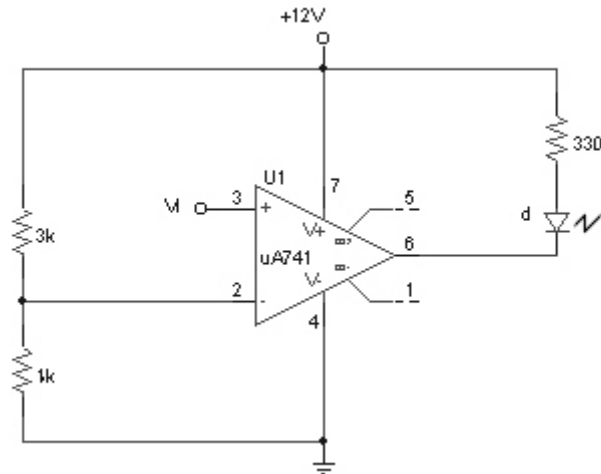
Os amp. op. são majoritariamente utilizados em aplicações em loop fechado, embora também tenham uma importante aplicação quando operam em loop aberto: comparador.



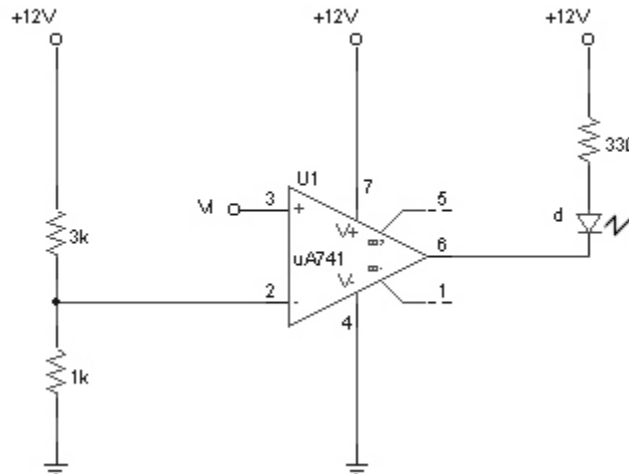
$$V_0 = A(V_+ - V_-)$$

Ressalta-se que para sinais de baixa frequência, o ganho em loop aberto A é idealmente infinito (na prática maior que 100.000).

Exemplo: Se um sinal de 4 kHz de frequência e 5 V de amplitude é aplicado ao circuito mostrado na figura seguinte (em V_i), desenhe a forma de onda de saída, comentando sobre o que acontece com o LED. Obs: tal como comentado na pg. 6, um LED necessita de uma corrente maior que 5 mA para emitir luz.



O circuito acima pode ser redesenhado (mostrado abaixo), claramente evidenciando que se trata de aplicação de amp. op. em loop aberto.



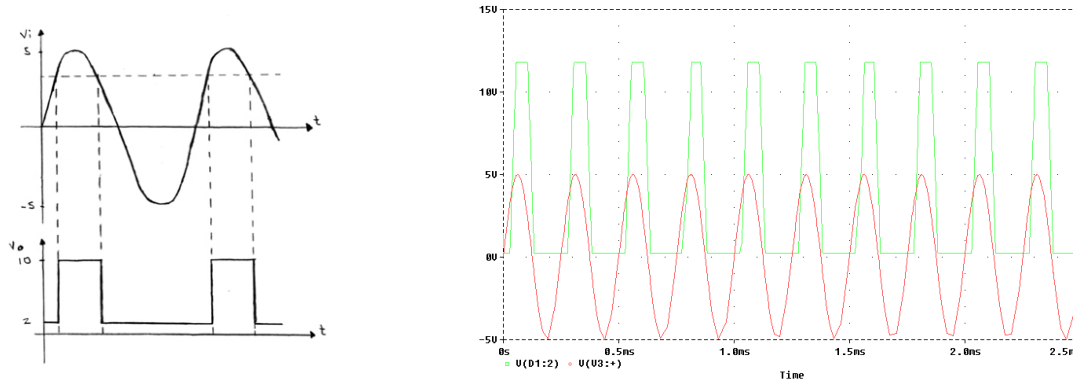
Assim, para configuração em loop aberto: $V_o = A(V_i - 3)$

Mas, $V_i = 5 \text{Sen}(2\pi 4000t) = x \Rightarrow -5 \leq x \leq +5$

Se: $x > 3 \Rightarrow$ Saturação superior $\Rightarrow L+ \cong 10 \text{ V}$

$x < 3 \Rightarrow$ Saturação inferior $\Rightarrow L- \cong 2 \text{ V}$

Note que, tal como mencionado anteriormente, a saída do amp. saturará em cerca de 2 V abaixo da alimentação positiva (12 V) e acima da alimentação inferior (0 V). O gráfico do sinal de saída é mostrado a seguir, com um esboço à esquerda e o resultado da simulação, à direita. Ressalta-se que em muitas aplicações, o fato de o 741 possuir saturação inferior de 2 V ocasiona diversos problemas. Algumas soluções para isto são acoplar na saída do amp. op. um divisor de tensão, ou colocar diodos (ou um LED vermelho, por exemplo) em série com a saída. Uma outra solução para obter níveis TTL na saída do circuito é usar o circuito de adaptação de interface mostrado na pg. 32. Usando quaisquer dessas soluções, pode-se obter tensão próxima a zero quando o amp. op. satura negativamente.

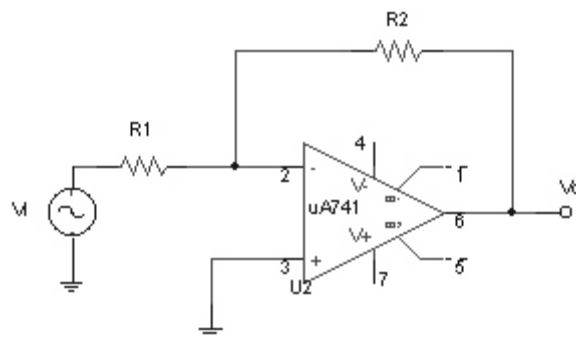


Algumas considerações a respeito desse circuito são as seguintes:

- O LED piscará a uma frequência de 4 kHz, mas o veremos como se estivesse aceso, pois o olho humano não consegue detectar variações de luz com frequência superior a aproximadamente 10 Hz.
- Apesar do 741 poder ser utilizado como comparador, existem outros chips específicos para tal fim, como o LM311, o LM393 ou ainda o LM339, que possui 4 comparadores no próprio chip, os quais possuem níveis de saturação de saída muito próximos à tensão de alimentação. Ressalta-se que vários comparadores possuem a saída em coletor aberto, o que implica na necessidade de conectar uma resistência de *pull-up*, ou seja uma resistência de, por exemplo 1 K Ω , entre a saída do comparador e Vcc. Outros possuem também saída em emissor aberto, sendo necessário conectá-las, por exemplo, a terra.
- Nas páginas 143 a 149 são apresentadas diversas aplicações de eletrônica, utilizando amp. op. em loop aberto (comparador).

Aplicações de Amp. Op. em Loop Fechado:

Multiplicador Inversor



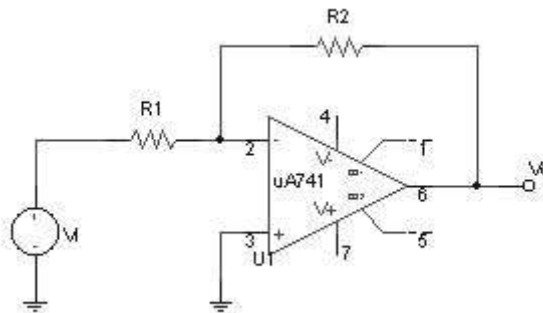
Note que R_2 aplica realimentação negativa. Note também que:

$$V_o = A(V_+ - V_-)$$

$$V_+ - V_- = \frac{V_o}{A}$$

Como $A \rightarrow \infty$,
 $V_+ \cong V_-$

Assim, existe um curto-circuito virtual nas entradas do Amp. Op. Para esta configuração, como $V_+ = 0 \Rightarrow V_- = 0$, o que torna o terminal V_- em um “terra virtual”, que é um nó que possui 0 V, mas não é o terra do circuito.



Utilizando o conceito de terra virtual, temos que a corrente que sai da fonte de corrente é dada por $\frac{V_i}{R_1}$ e usando o conhecimento de que o amp. op. praticamente não drena corrente ($i_2 \approx i_3 \approx 0$), temos que:

$$0 - R_2 \frac{V_i}{R_1} = V_0$$

$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = G = -\frac{R_2}{R_1}$$

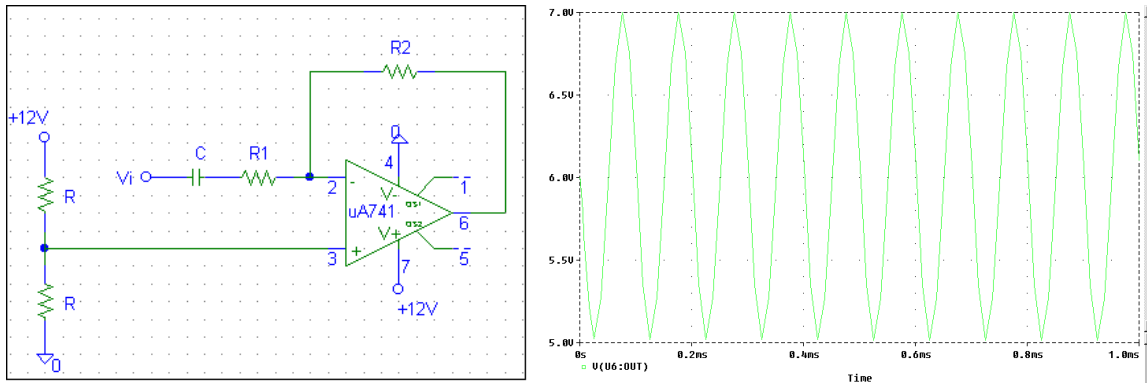
Note que existe um deslocamento de fase de $\pm 180^\circ$ para esta configuração, ou seja, se:

$$V_i = \text{sen } \omega t \Rightarrow V_0 = -\frac{R_2}{R_1} \text{sen } \omega \Rightarrow V_0 = \frac{R_2}{R_1} \text{sen}(\omega t \pm 180^\circ)$$

Deve ficar claro que o sinal de saída somente terá excursão positiva e negativa se o amp. op. for alimentado de forma bipolar, ou se for alimentado de forma unipolar, mas utilizando uma polarização CC na entrada não-inversora do amp. op., tal como mostrado na figura a seguir. Neste exemplo, o sinal de entrada é senoidal de amplitude 100 mV e frequência 10 kHz e os valores dos componentes são: $R = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$. Pode-se observar que, utilizando o princípio da superposição, na análise CC a fonte de sinal AC é aterrada e o capacitor se comporta como um circuito aberto, o que faz com que a saída seja uma tensão CC de 6 V. Por outro lado, na análise AC, a tensão de alimentação CC é aterrada, e o capacitor se comporta como um curto-circuito. Na verdade, o capacitor é projetado para ser um curto-circuito na frequência de interesse (f) (ou

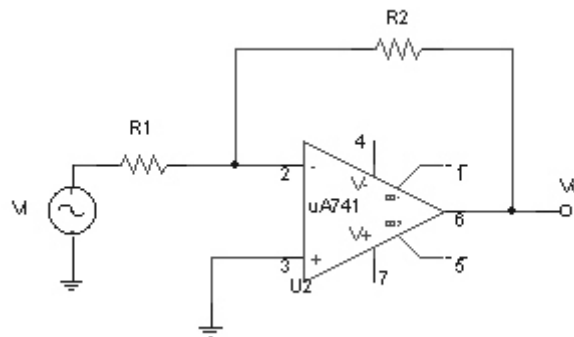
seja, $C \gg \frac{1}{2\pi R_1 f}$), o que faz com que o sinal de saída seja um sinal senoidal de 1

V de amplitude, com deslocamento de fase de 180° . Assim, de acordo com o princípio da superposição, o sinal de saída será a soma da resposta CC com a resposta AC, tal como mostrado no gráfico a seguir. Para obter um sinal de saída sem offset, basta utilizar na saída um filtro passivo RC passa-altas (que bloqueia o nível CC), ou pegar a saída não em relação à referência (terra) do circuito, mas em relação à entrada não-inversora do amp. op.



Efeito do Ganho A no Multiplicador Inversor

Vamos considerar agora o efeito do ganho em malha aberta, A, sobre o multiplicador inversor. No circuito mostrado na figura seguinte, temos que:



$$V_o = A(V_+ - V_-) . \text{ Mas } V_+ = 0$$

$$\text{logo, } V_o = -AV_- \Rightarrow V_- = \frac{-V_o}{A} . \text{ Denominando } i \text{ à corrente que sai da fonte de tensão}$$

V_i , temos:

$$\frac{V_i - \left(\frac{-V_0}{A} \right)}{R_1} = i \Rightarrow i = \frac{V_i + \frac{V_0}{A}}{R_1}$$

$$\frac{-V_0}{A} - R_2 \cdot i = V_0 \Rightarrow -\frac{V_0}{A} - R_2 \left(\frac{V_i + \frac{V_0}{A}}{R_1} \right) = V_0$$

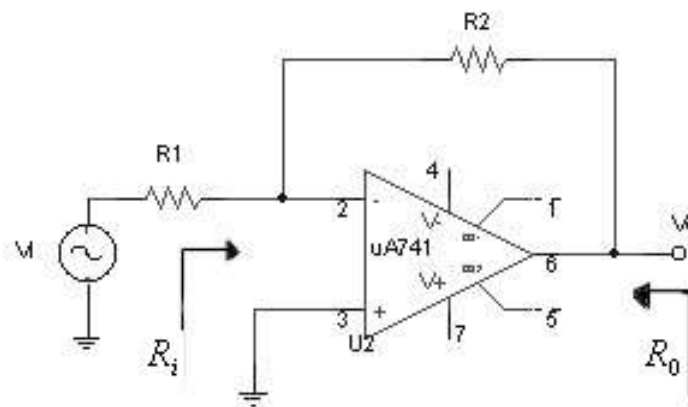
Então:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{(1 + R_2/R_1)}{A}}.$$

Note que para $A \rightarrow \infty$, $G = -\frac{R_2}{R_1}$

Note também que para minimizar a dependência de G com relação a A, deve-se fazer $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \ll A$.

Resistências de Entrada e Saída de um Multiplicador Inversor



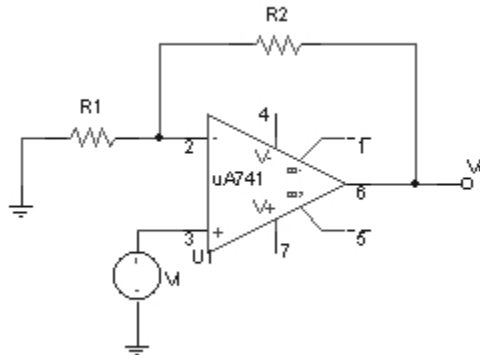
Do circuito, $V_i = R_1 i$, então, $R_i = \frac{V_i}{i} = R_1$.

Note que se o valor de R_1 for alto, deve-se levar em conta que não é facilmente encontrada resistência de valor superior a 10 MΩ, o que implica que o ganho

$|G| = \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$ não será muito grande.

O exemplo 2.2 do livro do Sedra apresenta um outro tipo de configuração para multiplicador inversor que permite se ter um alto valor de impedância de entrada, mas com alto ganho.

Multiplicador Não-Inversor



Para o multiplicador não-inversor, utilizando o conceito de curto-circuito virtual, temos que:

$$V_0 - V_i = R_2 \frac{V_i}{R_1} \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

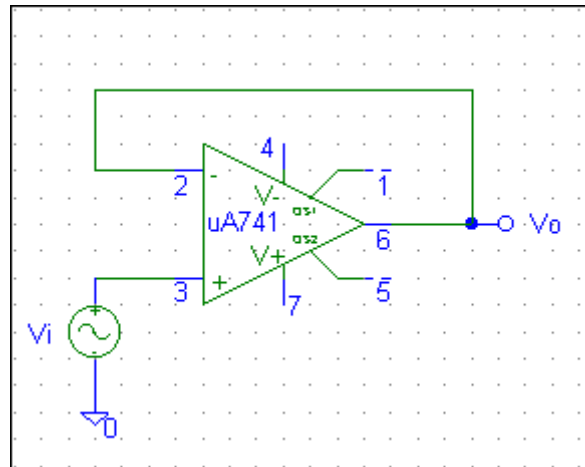
Note que como G é positivo, não existe diferença de fase entre o sinal de saída e o sinal de entrada. Vale ressaltar que se considerarmos o ganho em loop aberto A finito, temos que o ganho em loop fechado é dado por:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{A}}$$

Pode-se notar também que a resistência de entrada do multiplicador não-inversor é idealmente infinita e a resistência de saída é idealmente zero.

Buffer de Tensão (Seguidor de Tensão)

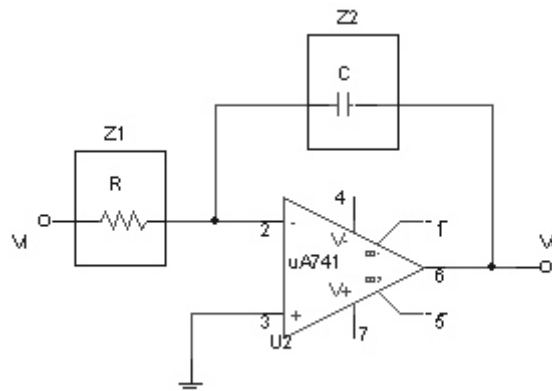
Um buffer ou seguidor de tensão (pois a saída “segue” a entrada, ou seja, o ganho é unitário) é uma configuração de amp. op. adequada para interfacear uma fonte de alta impedância de saída com uma carga de baixa impedância. Note que $V_o = V_i \Rightarrow G = 1$ e que, idealmente, $R_i = \infty$ e $R_o = 0$. Na pg. 165 é mostrada uma aplicação de buffer de tensão.



Outras Aplicações de Amp. Op.

- Integrador

1) Integrador Inversor (ou Integrador de Miller)



Do circuito, temos que $\frac{V_0}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$. Como $Z_1 = R$ e $Z_2 = \frac{1}{sC}$, resulta em

$$\boxed{\frac{V_0}{V_i} = -\frac{1}{sRC}} \quad (1)$$

Note que $s=j\omega$. Esta expressão indica um filtro passa-baixas, pois:

Para: $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow |V_0| \uparrow$
 $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |V_0| \downarrow$

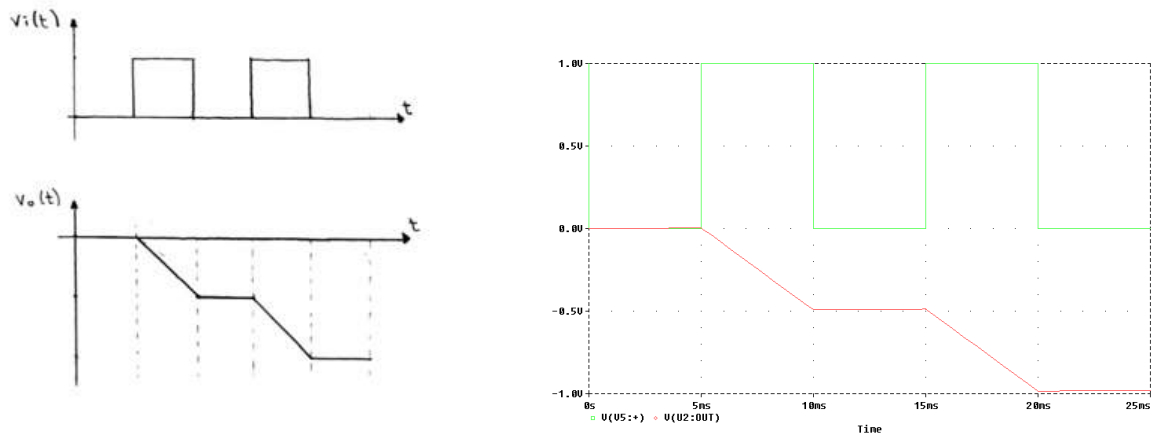
$$\text{De (1)} \Rightarrow V_0 = -\frac{1}{RC} \left(\frac{1}{s} V_i \right)$$

$$\text{Para } v_0(0) = v_c(0) = 0 \Rightarrow \boxed{v_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt}$$

Já para $v_0(0) = V_C \Rightarrow v_0(t) = V_C - \frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$

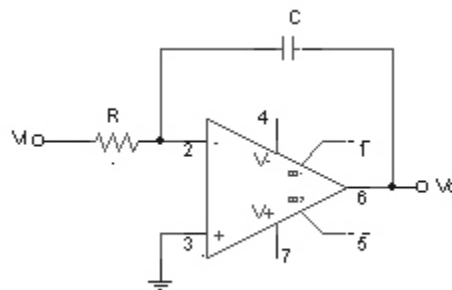
Exemplo: Se o trem de pulsos quadrados de 100 Hz e 1 V (mostrado na figura seguinte) é aplicado à entrada de um integrador, com $R=100 \text{ k}\Omega$ e $C=0.1 \text{ }\mu\text{F}$, qual será a forma de onda do sinal de saída?

Os gráficos seguintes mostram a saída estimada (esquerda) e a simulada (direita).



Note que uma importante aplicação dos integradores é converter ondas quadradas em ondas triangulares.

Outro exemplo: Qual deve ser o valor de RC se for aplicada à entrada de um integrador de Miller uma onda quadrada de 10 V de amplitude, e valor médio igual a zero, frequência de 500 Hz e ciclo de trabalho de 50 %, de forma a obter uma onda triangular de saída com 10 V de amplitude?



Para o integrador de Miller, $v_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$

para $0 < t < 1ms$:

Como queremos que v_o tenha 10 V de amplitude, e como o integrador é inversor, temos que $v_o = -10$. Assim, para condição inicial do capacitor igual a zero, temos:

$$-10 = -\frac{1}{RC} \int_0^{1ms} 10 dt$$

$$-10 = -\frac{1}{RC} [10t]_0^{1ms} = -\frac{1}{RC} 10^{-2}$$

$$RC = 10^{-3} = 1 \text{ ms}$$

para $1ms < t < 2ms$:

$$v_0 = -\frac{1}{RC} \int_{1ms}^{2ms} v_i(t) dt + V_C$$

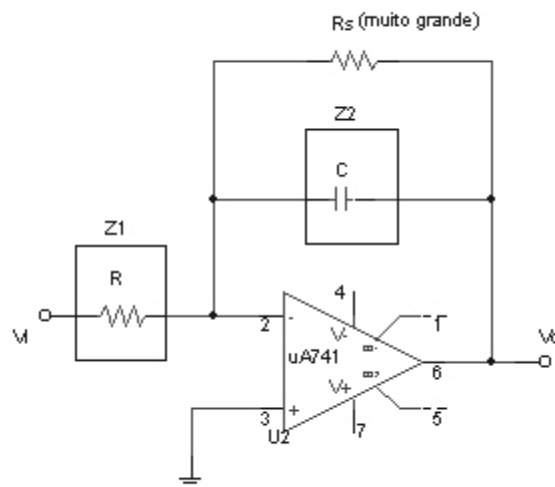
$$10 = -\frac{1}{RC} \int_{1ms}^{2ms} (-10) dt - 10$$

$$20 = \frac{1}{RC} [10t]_{1ms}^{2ms} = \frac{1}{RC} \cdot 10 \times 10^{-3}$$

$RC = 0,5 \text{ ms}$. Assim, esse é o valor que prevalecerá em regime permanente.

Em aplicações práticas, normalmente se insere uma grande resistência R_S em paralelo com C , de forma a se ter um sinal não-saturado na saída, no caso em que V_i seja um nível DC (frequência zero). Entretanto, o integrador será não ideal, pois somente integrará bem sinais com frequências maiores que $f_s = \frac{1}{2\pi R_S C}$. Assim,

para frequências menores, o circuito funcionará mais como Multiplicador do que como Integrador.



Resposta em Frequência do Circuito:

Caso Ideal: $R_s = \infty$

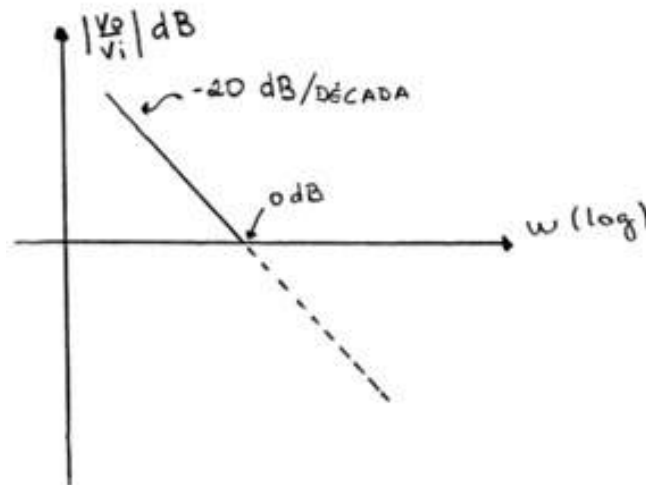
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sRC} \Rightarrow \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\omega RC} \quad \phi(\omega) = 180^\circ - 90^\circ = 90^\circ$$

Da expressão acima, podemos observar que como $1/RC$ é normalmente maior do que um, o circuito integrará o sinal de entrada e também aplicará um ganho no sinal até uma determinada frequência f , quando o ganho $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 1$, ou seja, para

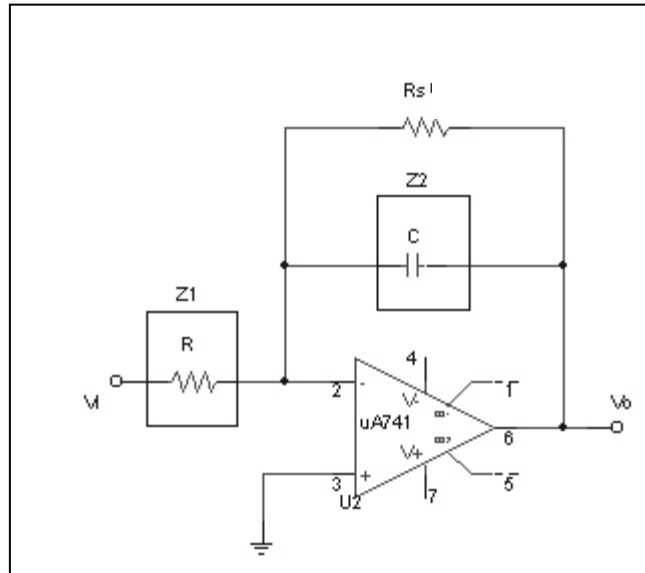
$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 1 = 0\text{dB}, \text{ pois } 20\text{Log}1 = 0\text{ dB}, \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

O gráfico abaixo mostra a queda do ganho de um integrador inversor em função da frequência, onde o ganho em dB é igual a 20 vezes o logaritmo decimal do ganho em V/V. Assim, como $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\omega RC}$ em V/V, em dB seria

$20\text{Log}\left(\frac{1}{\omega RC}\right) = -20\text{Log}(\omega) - 20\text{Log}(RC)$. Então, como RC é constante, teremos, para um aumento de frequência de 10 vezes, um decréscimo de 20 dB na amplitude do sinal.



Caso Prático (com R_s colocado em paralelo com C , mostrado na figura a seguir):

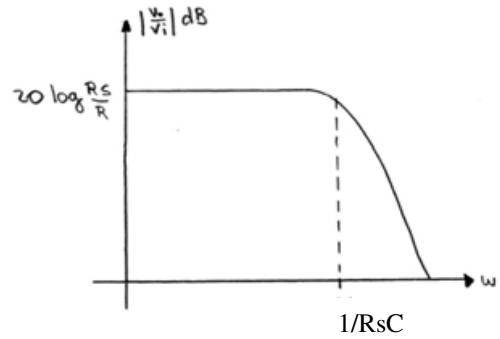
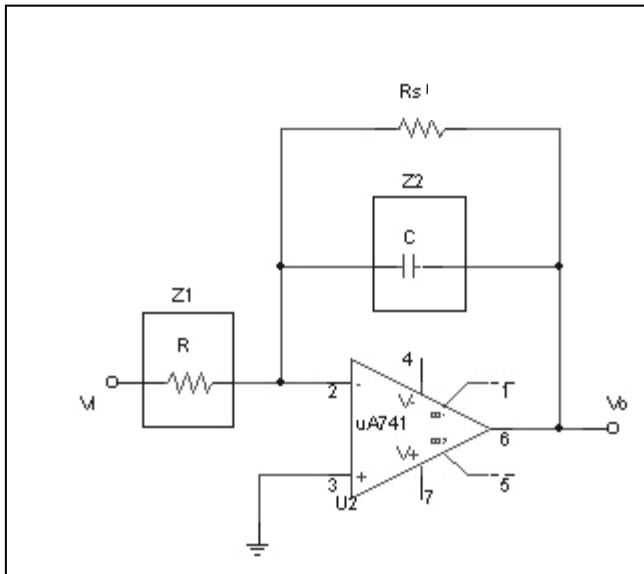


Neste caso, $Z_2 = R_s \parallel 1/sC \Rightarrow Z_2 = \frac{1/C}{s + \frac{1}{R_s C}}$. Então, $\frac{V_o}{V_i} = \frac{-1/RC}{s + \frac{1}{R_s C}}$.

Se uma onda senoidal for aplicada à entrada do circuito, podemos obter o ganho e a fase do sinal de saída através das expressões:

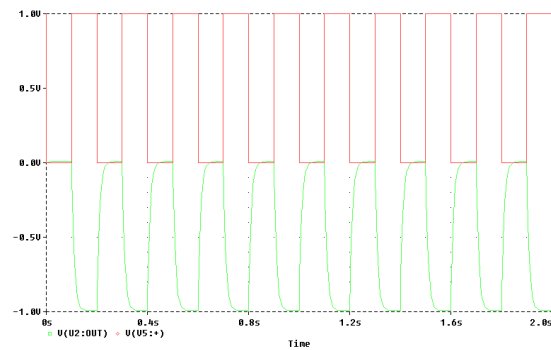
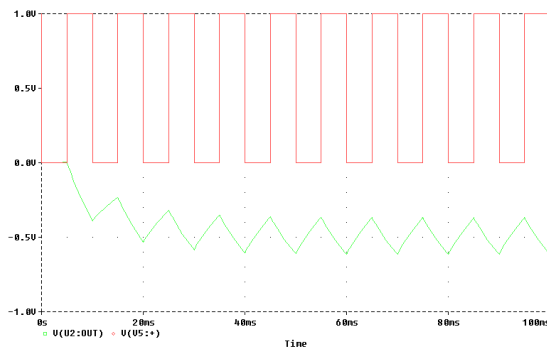
$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1/RC}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{R_s C} \right)^2}}; \quad \phi(\omega) = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{1/R_s C} \right)$$

Note que para $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \phi(\omega) = 180^\circ$ e para $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \phi(\omega) = 90^\circ$. A seguir é mostrado novamente o circuito, mas agora com o seu respectivo gráfico de resposta em frequência.

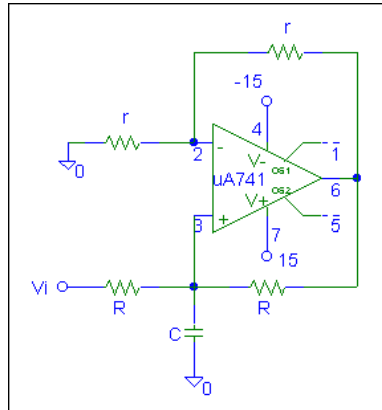


Exemplo: Se um trem de pulsos quadrados, com freqüências de 100 Hz e 5 Hz, e 1 V de amplitude, é aplicado à entrada do circuito mostrado abaixo, com $R=100 \text{ k}\Omega$, $C=0.1 \text{ }\mu\text{F}$ e $R_s=100 \text{ k}\Omega$, qual será a forma de onda do sinal de saída?

Note que para os valores de C e R_s utilizados, temos que $f_s = 16 \text{ Hz}$. Os gráficos dos sinais de saída para $f=100 \text{ Hz}$ (esquerda) e $f=5 \text{ Hz}$ (direita) mostram o funcionamento do circuito como integrador (esquerda) e multiplicador (direita).



2) Integrador Não-Inversor



Do circuito, temos que $V_2 = \frac{r}{r+r} V_0 \Rightarrow V_2 = V_3 = \frac{V_0}{2}$ (1)

Aplicando o “método de tensão de nó” no nó 3: $\frac{V_3 - V_i}{R} + \frac{V_3}{1/SC} + \frac{V_3 - V_0}{R} = 0$ (2)

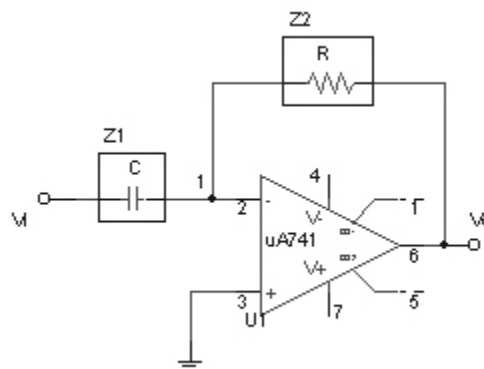
$$(1) \text{ em } (2) \Rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_i} = \frac{2}{SRC}}$$

$v_0(t) = v_0(0) + \frac{2}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$, onde:

- $v_0(0) = 0 \Rightarrow$ Capacitor descarregado
- $v_0(0) = V_C \Rightarrow$ Capacitor carregado com tensão V_C

Aplicação Prática: Converter ondas quadradas em ondas triangulares.

Diferenciador



Como:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-Z_2}{Z_1} \text{ e } Z_2 = R \text{ e } Z_1 = \frac{1}{SC}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = -SRC \Rightarrow \left| \frac{V_0}{V_i} \right| = \omega RC \Rightarrow \text{É um filtro passa-altas: - para } \omega \rightarrow 0 \Rightarrow |V_0| \downarrow$$

$$\text{- para } \omega \rightarrow \infty \Rightarrow |V_0| \uparrow$$

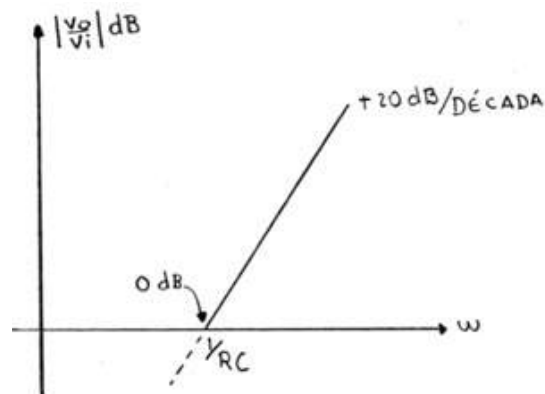
$$V_0 = -RC(SV_i) \Rightarrow v_0(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt}$$

Da expressão acima, note que sinais de alta frequência farão com que sature a saída do amp. op. Por isto, normalmente se insere uma resistência R_s de pequeno valor (50 a 100 Ω) em série com C. Entretanto, isto torna o circuito um diferenciador não-ideal, diferenciando bem apenas sinais com frequência menor

que $f_s = \frac{1}{2\pi R_s C}$.

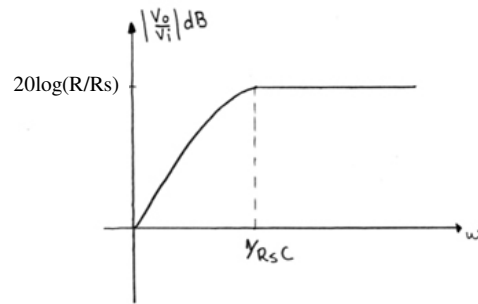
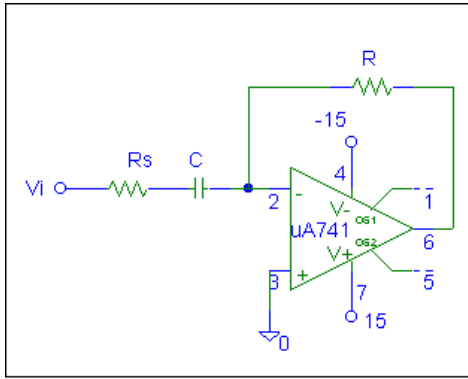
Aplicação Prática: Converter ondas quadradas em impulsos e ondas triangulares em quadradas.

Caso ideal:



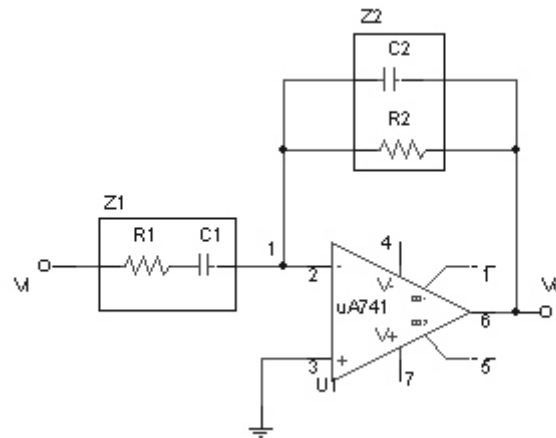
Caso Prático:

$$Z_1 = R_s + \frac{1}{SC} \text{ e } Z_2 = R$$



Filtro Passa-Banda

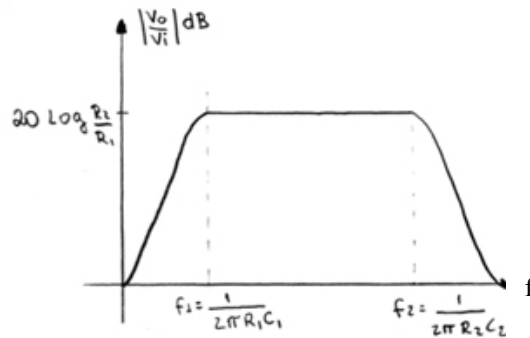
O amp. op. também pode ser utilizado para construir filtros. Entretanto, note que a matéria sobre filtros será amplamente discutida na disciplina Eletrônica Aplicada. O circuito mostrado na figura seguinte comporta-se como um filtro passa-banda, ou seja, permite a passagem de sinais com frequência entre f_1 e f_2 e atenua sinais com frequências fora dessa faixa.



Do circuito, temos que $\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$, onde: $Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{SC_2}$ e $Z_1 = R_1 + \frac{1}{SC_1}$

O gráfico com a resposta aproximada do circuito é mostrado na figura seguinte. Ressalta-se que essa resposta é válida apenas para $\omega_2 \gg \omega_1 \Rightarrow f_2 \gg f_1$ e

$f_2 < f$ de corte do amp. op.



Exemplo: Projete um circuito que amplifique adequadamente, com ganho de 40 dB, sinais do espectro audível. Se o sinal de entrada é uma onda quadrada de 100 mV de amplitude e frequência de 10 Hz, 100 Hz e 40 kHz, desenhe as formas de onda dos sinais de saída.

Como $G=40$ dB, e sabendo que o ganho em dB é 20 vezes o logaritmo do ganho em V/V, $G_{dB}=20.\log(G_{V/V})$, temos que $G=100$ V/V na banda passante. Assim,

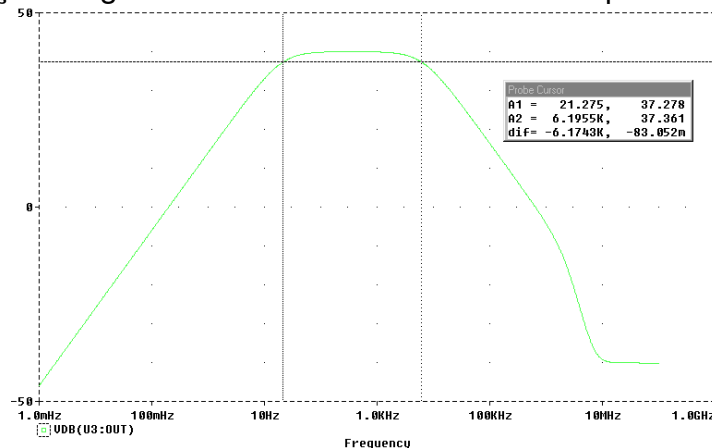
$\frac{R_2}{R_1}=100$. Podemos então selecionar, por exemplo, $R_1=5\text{ k}\Omega$ e $R_2=500\text{ k}\Omega$.

Por outro lado, o espectro audível do ser humano vai de 20 Hz a 20 kHz. Assim,

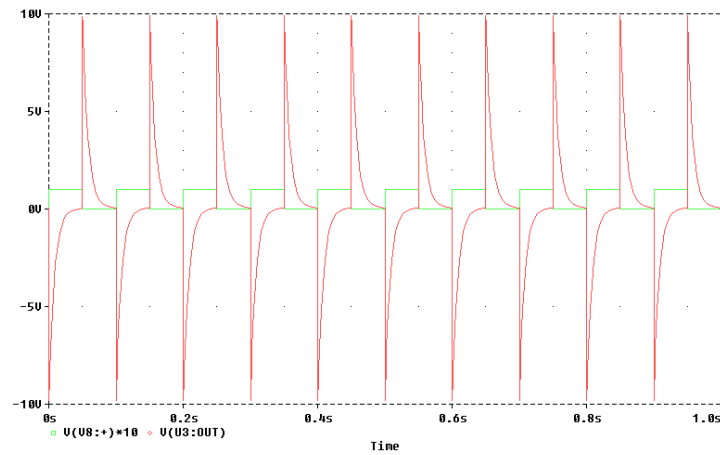
$f_1=20\text{ Hz}$ e $f_2=20\text{ kHz}$. Por outro lado, como $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$, então $C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 5000 \cdot 20}$,

ou seja, $C_1=1.6\text{ }\mu\text{F}$. Temos também que $C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 500000 \cdot 20000}$, ou seja, $C_2=16\text{ pF}$.

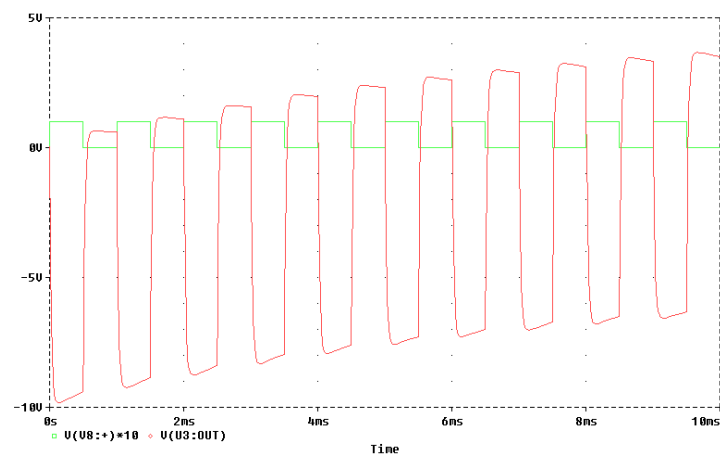
A figura seguinte mostra a resposta em frequência do circuito, indicando a banda de passagem, que, na prática, vai de aproximadamente de 20 Hz a 6 kHz e não de 20 Hz a 20 kHz, como foi projetado. Posteriormente, veremos porque isso acontece. Os demais gráficos mostram os sinais de saída do circuito para uma entrada em onda quadrada de frequências 10 Hz, 1 kHz e 40 kHz. Note que para melhor visualização do gráfico o sinal de entrada está multiplicado por 10.



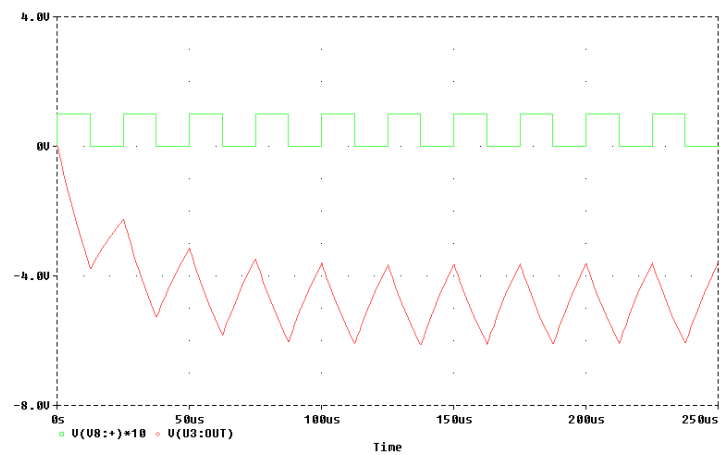
Resposta em frequência do circuito.



Sinais de entrada (quadrado), de 10 Hz e 100 mV, e saída do circuito (impulso).



Sinais de entrada (quadrado), de 1 kHz e 100 mV, e saída do circuito (onda quadrada).

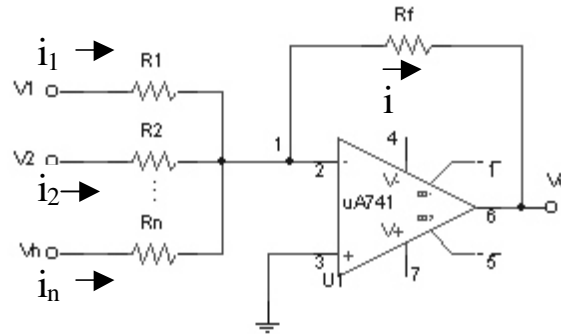


Sinais de entrada (quadrado), de 40 kHz e 100 mV, e saída do circuito (onda triangular).

Note que os sinais de saída têm a forma de onda esperada: em 10 Hz o circuito atua como diferenciador, gerando uma onda com forma de impulso; em 1 kHz, o circuito atua como multiplicador, gerando uma onda com forma quadrada; e em 40 kHz, o circuito atua como integrador, gerando uma onda com forma triangular.

Somador

O amp. op. também pode ser usado para somar sinais. A figura seguinte mostra uma implementação de somador inversor.



Do circuito, temos que:

$$v_0 = -R_f \cdot i$$

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}; \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2}; \quad i_n = \frac{v_n}{R_n}$$

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

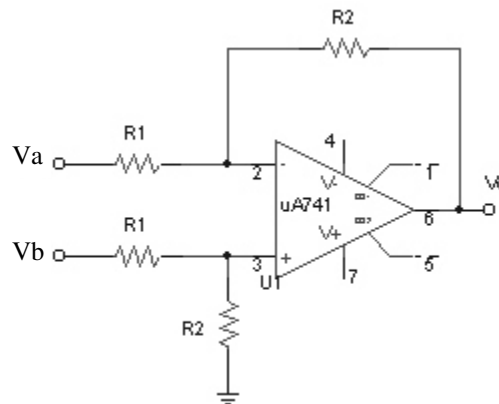
$$\Rightarrow v_0 = - \left(\frac{R_f}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} \cdot v_n \right) \quad \text{Somador Ponderado}$$

Se $R_f = R_1 = R_2 = R_n$

$$\Rightarrow v_0 = -(v_1 + v_2 + \dots + v_n) \quad \text{Somador Simples}$$

Subtrator

Para realizar uma subtração de sinais, pode-se utilizar o circuito mostrado na figura seguinte:



Do circuito, note que a entrada não-inversora do amp. op. (pino 3) possui uma tensão de $V_3 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_b$. Devido ao curto-circuito virtual existente nas entradas do amp. op., temos que a tensão na entrada inversora do amp. op. terá a mesma tensão V_3 . Podemos então obter as seguintes equações:

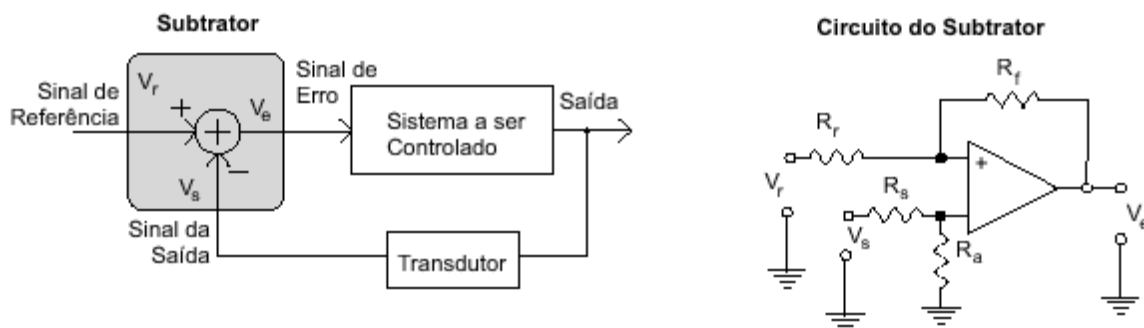
$$\frac{V_a - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_b}{R_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_b - V_0}{R_2}$$

$$\frac{1}{R_1} V_a - V_b \left[\frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right] = -\frac{V_0}{R_2}$$

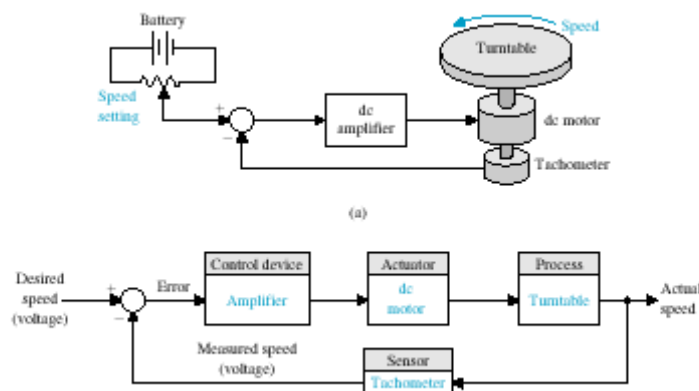
$$\frac{1}{R_1} V_a - V_b \left[\frac{R_2 + R_1}{R_1(R_2 + R_1)} \right] = -\frac{V_0}{R_2} \Rightarrow \frac{1}{R_1} (V_a - V_b) = -\frac{V_0}{R_2}$$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_b - V_a). \text{ Se } R_2 = R_1 \Rightarrow V_0 = V_b - V_a$$

Observação: diversos ramos da Engenharia empregam técnicas de controle por realimentação negativa utilizando o circuito subtrator, como mostrado abaixo.



Um exemplo de aplicação de controle de velocidade de um motor CC usando um tacômetro como elemento transdutor é mostrado na figura seguinte. Este tipo de controle proporcional é adequado para controle de velocidade de leitores de CD, HD, toca-fitas, etc. Ressalta-se que também pode ser utilizado como elemento transdutor encoder e conversor de frequência para tensão.



Por outro lado, o circuito subtrator é a base de amplificadores de instrumentação, pois são capazes de amplificar pequenos sinais de interesse, rejeitando sinais comuns existentes nos terminais de entrada. Por exemplo, se um transdutor produz sinais de aproximadamente 1 mV entre seus terminais, mas possuem sinais de interferência de cerca de 1 V entre cada terminal e terra, o subtrator pode amplificar apenas o sinal diferencial, rejeitando o sinal comum a ambos os terminais de entrada.

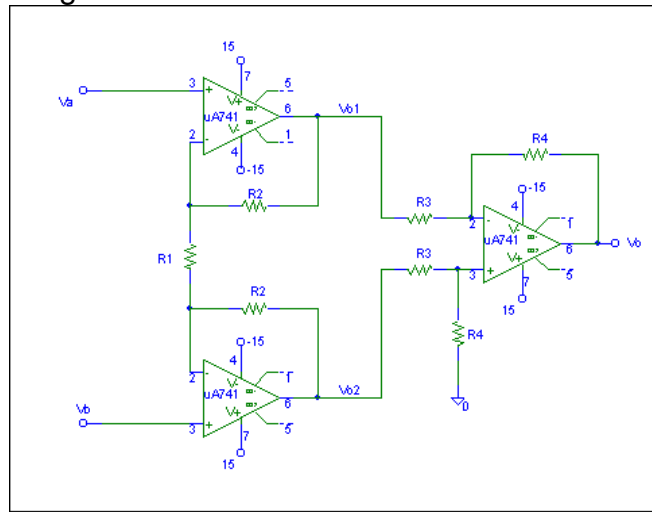
Uma desvantagem desta configuração é a baixa resistência de entrada (R_{in}). Do circuito:

$$V_b - V_a = R_1 \cdot i + R_1 \cdot i = 2R_1 \cdot i \Rightarrow \frac{V_b - V_a}{i} = 2R_1 = R_{in} \Rightarrow \boxed{R_{in} = 2R_1}$$

Assim, para se ter alto ganho, deveríamos ter um R_1 pequeno. Entretanto, se R_1 for pequeno, a resistência de entrada será baixa.

Subtrator (de Alta Resistência de Entrada)

Uma forma de se ter um subtrator com alta resistência de entrada é usar o circuito mostrado na figura seguinte.



Neste circuito, sabemos que $V_0 = \frac{R_4}{R_3} (V_{02} - V_{01})$. Por outro lado, note que a corrente

que circula sobre R_1 (de cima para baixo) é $\frac{V_a - V_b}{R_1}$. Então, do circuito temos:

$$V_{01} - V_{02} = R_2 \frac{V_a - V_b}{R_1} + R_1 \frac{V_a - V_b}{R_1} + R_2 \frac{V_a - V_b}{R_1}$$

$$V_{01} - V_{02} = \left(2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) (V_a - V_b)$$

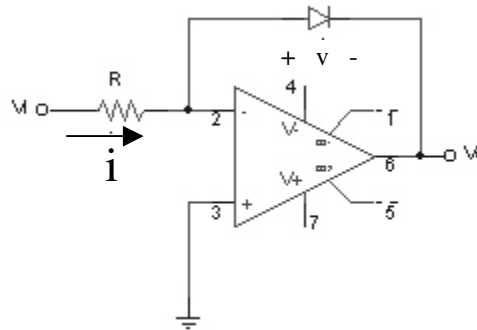
$$V_0 = -\frac{R_4}{R_3} \left(2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) (V_a - V_b). \text{ Ou seja, vemos que a saída é função da diferença}$$

dos sinais de entrada, mas com $R_{in} = \infty$. Ressalta-se que ao ter resistência de entrada idealmente infinita, qualquer transdutor que seja conectado a esse circuito, não terá corrente drenada do mesmo, ou seja, sua tensão não será atenuada, o que implica em uma conexão sem perda de energia.

Existem chips que implementam este amplificador de instrumentação de alta resistência de entrada, como o AD620 ou LM0036.

Amplificador Logarítmico (ou Extrator de Logaritmo)

Para obter um sinal de saída que seja função do logaritmo do sinal de entrada, pode-se usar o circuito mostrado na figura seguinte.



De Eletrônica Básica I, sabemos que, para um diodo, $i = I_s \left(e^{\frac{v}{nV_T}} - 1 \right)$

onde:

- I_s é a corrente de saturação ($\approx 10^{-15} A$), mas dobra a cada $5^\circ C$
- V_T é a tensão térmica ($\approx 25mV$) à temperatura ambiente
- $n = 1$ ou 2 , dependendo do material e estrutura do diodo

Então, $i = I_s \left(e^{\frac{v}{nV_T}} - 1 \right) \approx I_s \cdot e^{\frac{v}{nV_T}}$, pois $v \gg V_T \Rightarrow e^{\frac{v}{nV_T}} = \frac{i}{I_s}$

$$\Rightarrow v = nV_T (\ln i - \ln I_s)$$

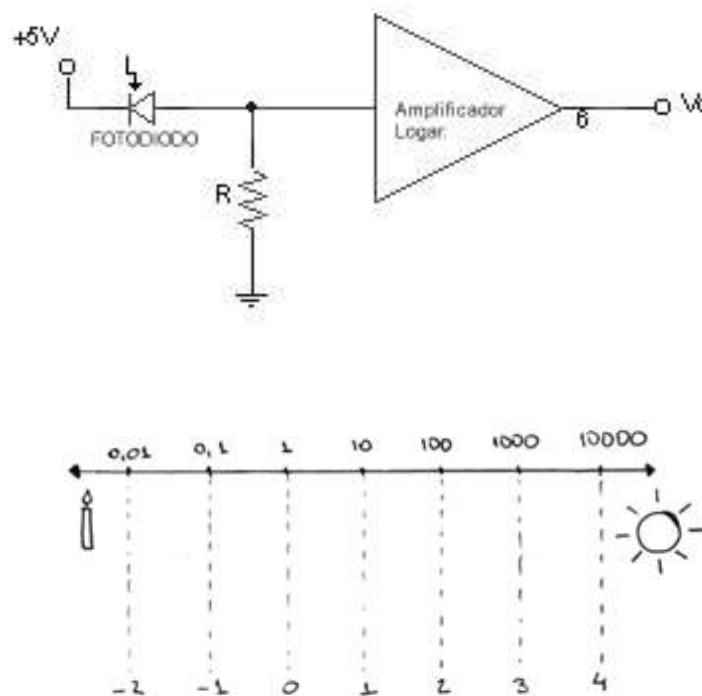
Mas, $v_0 = -v$ e $i = \frac{v_i}{R}$. Assim, $v_0 = -nV_T \left(\ln \frac{v_i}{R} - \ln I_s \right)$, ou seja, o sinal de saída é

função do logaritmo neperiano do sinal de entrada. Para obter o logaritmo decimal

do sinal de entrada, note que: $\log(X) = \frac{\ln(X)}{2,303}$.

Nota: O chip TSL250 (da Texas Instruments) contém um fotodiodo com um amplificador logarítmico incorporado. Assim, tem-se alta sensibilidade para baixo nível de iluminamento e baixa sensibilidade para alto nível de iluminamento do ambiente.

Por exemplo, se se quer amplificar o sinal captado por um fotodiodo, deve-se levar em consideração que a luz de vela possui um nível de iluminamento de 0,01 lux e a luz do sol pode ter um iluminamento de 10.000 lux. Assim, a melhor escolha para a amplificação do sinal é o amplificador logarítmico. A figura seguinte mostra um possível circuito que utiliza fotodiodo e amplificador logarítmico, o qual proporciona uma resposta linear para essa extremamente grande faixa de iluminamento.



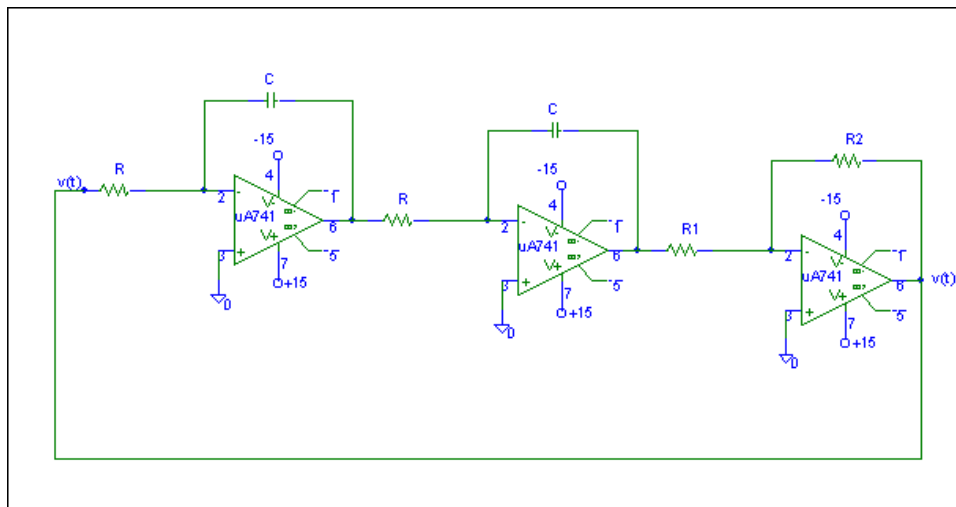
Computador Analógico

Já que os amp. op. podem ser usados para multiplicar, somar, subtrair, derivar, integrar, etc., eles também podem ser utilizados para resolver equações.

Exemplo: Resolva a equação $\ddot{v}(t) + k.v(t) = 0$ usando amp. op.

Para resolver a equação, pode-se utilizar derivadores, entretanto, estes são muito ruidosos. Por esta razão, são normalmente utilizados integradores.

Da equação, temos: $v(t) = -\frac{1}{k} \ddot{v}(t)$. Partindo-se então de um suposto sinal $v(t)$ ($= -\frac{1}{k} \ddot{v}(t)$), e usando um integrador de Miller, com constante de tempo de 1 ms, para integrá-lo, temos como resposta o seguinte sinal $+\frac{1}{k} \frac{1}{RC} \dot{v}(t)$. Integrando-o novamente, resulta no seguinte sinal $-\frac{1}{k} \frac{1}{(RC)^2} v(t)$. Finalmente, aplicando o sinal a um multiplicador inversor com constante de multiplicação igual a $k(RC)^2$, obteremos o mesmo sinal $v(t)$. Conectando então os dois nós com mesmo sinal $v(t)$, teremos o circuito oscilador mostrado a seguir, o qual gera um sinal senoidal que é a solução da equação.



Note que a solução da equação será senoidal, pois ao ligar o circuito, o degrau de tensão de alimentação aplicado ao circuito é equivalente à composição de ondas senoidais de todas as frequências possíveis. Assim, serão induzidas no circuito ondas senoidais de todas as frequências, embora, como se verá, apenas o sinal senoidal de uma única frequência predominará no mesmo. Este tipo de circuito é denominado oscilador. Posteriormente, veremos outras formas de se construir um oscilador, utilizando, inclusive, apenas um amp. op.

Como o sinal $v(t)$ deve ser senoidal, temos:

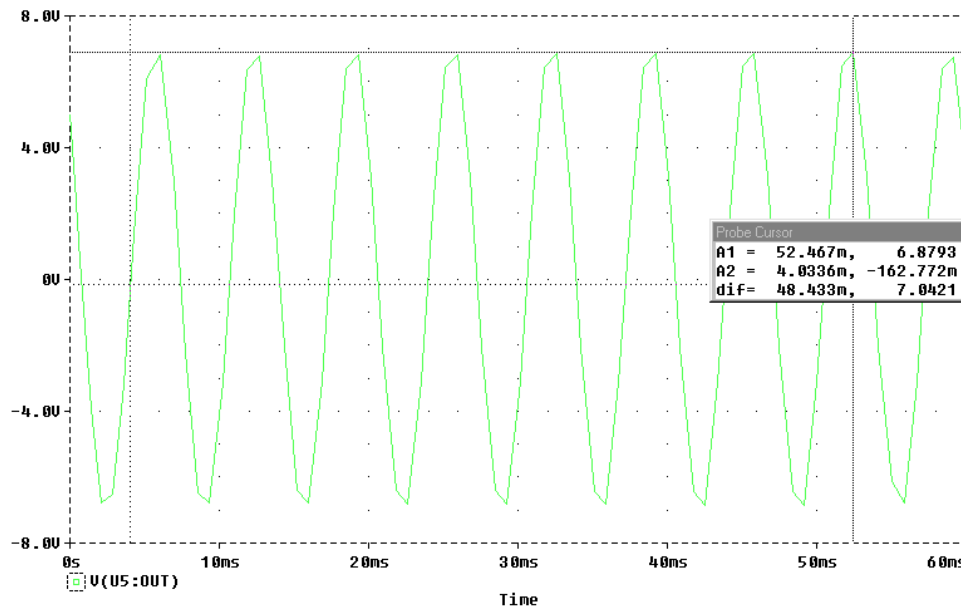
$v(t) = A \cdot \text{Sen}(\omega t) \Rightarrow \dot{v}(t) = A \cdot \omega \cdot \text{Cos}(\omega t) \Rightarrow \ddot{v}(t) = -A \cdot \omega^2 \cdot \text{Sen}(\omega t)$. Como a equação a ser resolvida é $\ddot{v}(t) + k \cdot v(t) = 0 \Rightarrow -A \cdot \omega^2 \text{Sen}(\omega t) + k \cdot A \cdot \text{Sen}(\omega t) = 0 \Rightarrow k = \omega^2$. Por outro lado, a constante de multiplicação é $\frac{R_2}{R_1} = k \cdot (RC)^2$, o que implica que a frequência

da onda senoidal resultante é dada por $f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$. Se fizermos

$R_2=R_1 \Rightarrow k = \frac{1}{(RC)^2} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$. Como a constante de tempo foi designada como

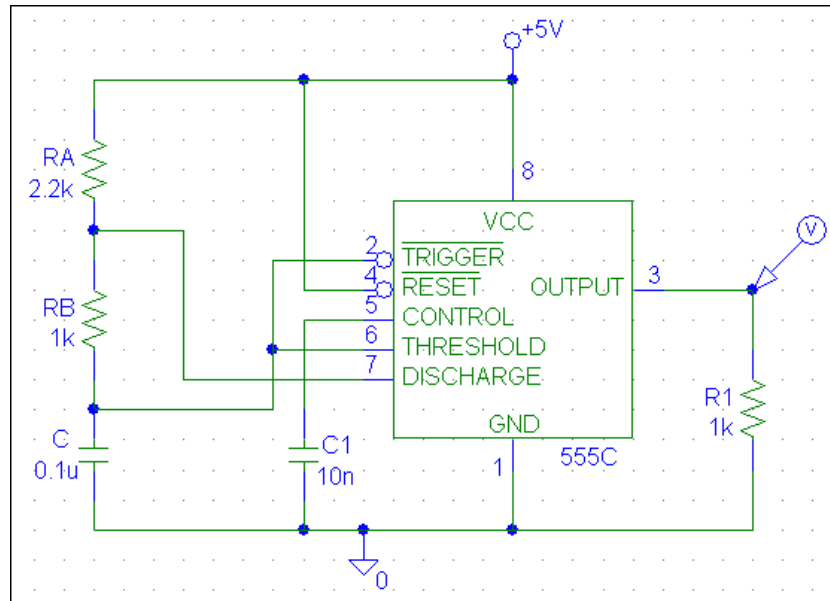
1 ms, então $RC=0,001$ s $\Rightarrow k= 1.000.000$. Como $k=w^2 \Rightarrow w = \sqrt{k} \Rightarrow w=1000$ rad/s $\Rightarrow f= 159,15$ Hz, que é a freqüência da onda senoidal produzida pelo circuito.

O valor da amplitude da onda senoidal depende das condições iniciais dos capacitores. Assim, se as condições iniciais nos capacitores forem V_1 e V_2 (volts), a amplitude do sinal senoidal será a composição desses dois fasores, ou seja, $A = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}$. A figura seguinte mostra a simulação do oscilador, com $R=100$ k Ω , $C=10$ nF, $R_1=R_2=100$ k Ω , e $V_1=V_2=5$ V.

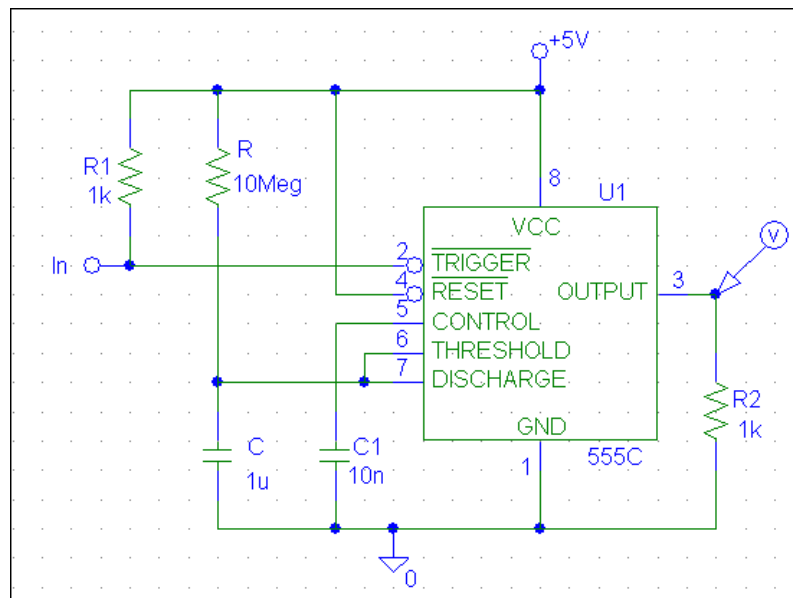


É importante ressaltar que uma vez obtida a forma de onda senoidal, pode-se, a partir da onda senoidal, utilizar um comparador para gerar onda quadrada, e, a partir dessa onda quadrada, pode-se gerar impulsos (derivando) e ondas triangulares (integrando). Um exemplo de chip que proporciona em suas saídas ondas senoidais, quadradas e triangulares é o CI ICL8038.

Finalmente ressalta-se que se o objetivo é gerar somente onda quadrada (com amplitude aproximada de até 16 V), pode-se utilizar o chip 555. Por exemplo, o circuito mostrado na figura seguinte utiliza o CI 555, no modo astável, para gerar uma onda quadrada de amplitude 5 V e freqüência aproximada de 3,45 kHz. O tempo da onda em nível alto é calculado como $t_H = 0,69(R_A + R_B)C$, e o tempo da onda em nível baixo pode ser obtido de $t_L = 0,69R_B C$.



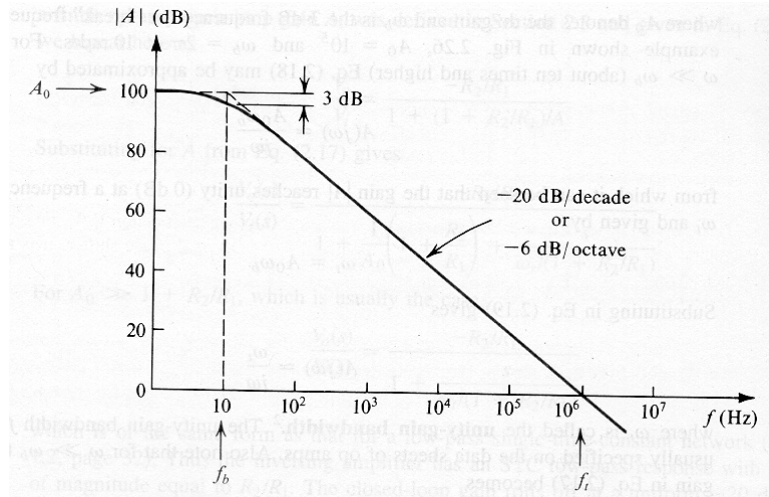
Uma outra aplicação do CI 555 é como temporizador. A figura abaixo mostra o uso desse CI, como monoestável, para gerar um único pulso quadrado de 5 V e com duração aproximada de 11 s aplicado a uma carga de 1 k Ω . O circuito somente gera o pulso se a entrada do circuito (pino 2) tiver tensão inferior a $V_{cc}/3$ (por exemplo, um sensor, ao captar um sinal, pode fazer com que um transistor sature e aterre a saída, acionando o temporizador). O tempo de duração do pulso é dado pela expressão $t_H \approx 1,1RC$.



O chip 555 será estudado com mais detalhes na disciplina Eletrônica Aplicada.

Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

O ganho em loop aberto A de um amp. op. não é infinito, mas sim finito e cai abruptamente com a frequência. A figura abaixo mostra uma curva típica (resposta em frequência) da maioria dos amp. op. (como, por exemplo, a do amp. op. 741).



Note que o ganho é bastante alto em CC ($100 \text{ dB} = 100.000 \text{ V/V}$), mas começa a cair a partir de 10 Hz . A queda no ganho é de -20 dB/Década (ou -6 dB/Oitava , onde uma oitava se entende duas vezes: $20\log 2 = 6 \text{ dB}$) é típica de amp. op. compensados internamente, que são aqueles que geralmente contêm um capacitor embutido no próprio chip. A função do capacitor é fazer com que o ganho tenha um constante de tempo para uma resposta do tipo passa-baixas, como a mostrada na figura, realizando assim uma compensação em frequência e garantindo a estabilidade do amp. op.

Como a resposta do ganho A é típica de circuitos passa-baixas de constante simples, então, por analogia, temos que

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/w_b} \quad (1)$$

que, para frequências físicas, $s=jw$, fica:

$$A(jw) = \frac{A_0}{1 + jw/w_b} \quad (2)$$

onde A_0 é o ganho em CC e w_b é a frequência em -3 dB abaixo do ganho em CC. Para o nosso exemplo, $A_0 = 10^5$ e $w_b = 2\pi \cdot 10 \text{ rad/s}$. Da equação (2), temos que

$$A(jw) = \frac{A_0 w_b}{w_b + jw}. \text{ Assim, para frequências } w \gg w_b \text{ (cerca de 4 vezes ou mais),}$$

obtemos:

$$A(jw) \approx \frac{A_0 w_b}{jw} \quad (3)$$

Vemos então que o módulo do ganho $|A|$ alcança a unidade (0 dB) em:

$$|A| = \left| \frac{A_0 w_b}{jw} \right| \Rightarrow \frac{A_0 w_b}{w_t} = 1 \Rightarrow w_t = A_0 w_b \quad (4)$$

Daí, obtemos que $f_t = A_0 f_b \Rightarrow f_t = 10^5 \cdot 10 = 10^6 \text{ Hz}$ para o amp. op. 741, tal como pode-se observar na figura.

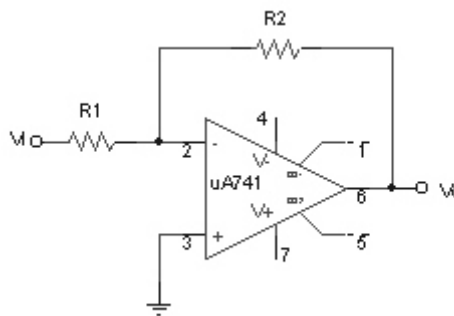
Substituindo (4) em (3), temos que

$$A(jw) \approx \frac{w_t}{jw} \quad (5)$$

onde w_t é chamado “largura de banda para ganho unitário” ou “produto largura de banda-ganho (GB: Gain-Bandwidth)”.

Da equação (5), vemos que $A(s) \approx \frac{w_t}{s}$, ou seja, o amp. op. se comporta como um integrador com constante de tempo $1/w_t$, sendo que em altas frequências ($w \gg w_b$), a diferença de fase entre a saída e a entrada será de 90° . Vemos também da equação (5) que $|A| \approx \frac{w_t}{w} \Rightarrow |A| \approx \frac{f_t}{f}$. Assim, se f_t é conhecido (10^6 Hz , no caso do 741), podemos facilmente estimar o ganho A em qualquer frequência f . Note que essa expressão só vale para $w \gg w_b$, ou seja, para pelo menos $w > 4w_b$.

Exemplo: Qual a amplitude do sinal de saída se o sinal de entrada possui amplitude de 0,1 V e frequência de 40 KHz, sabendo que é utilizado um multiplicador inversor com $\frac{R_2}{R_1} = 100$?



Calculando inicialmente o valor do ganho de loop aberto A e logo substituindo esse valor na expressão do ganho em loop fechado G , obtido na pg. 113, temos:

$$A \approx \frac{f_t}{f} \quad (\text{Só para } f \gg f_b \text{ e } f_t \text{ do } 741 = 10^6)$$

$$A = \frac{10^6}{40 \times 10^3} = 25$$

$$G = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{A}} = \frac{-100}{1 + \frac{101}{25}} = -20 \quad (6)$$

Como $v_0 = Gv_i = -20 \times 0,1 \Rightarrow |v_0| = 2 \text{ V}$ (Amplitude)

Efeito de A(s) Sobre o Multiplicador Inversor

Uma expressão mais completa para o ganho em malha fechada G pode ser obtida substituindo a equação (5) na equação (6). Teremos:

$$G = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} \approx -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{\omega_t \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}}$$

Da expressão, temos que $\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$. Como $\omega_t = A_0 \omega_b \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{A_0 \omega_b}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$

Assim, se $\frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{10^5 \cdot 2\pi \cdot 10}{1 + 100} = 62 \text{ Krad/s} \Rightarrow f_{3dB} = 10 \text{ kHz}$, que é a frequência de corte superior do filtro passa-baixa, constituído pelo amp. op., para $R_2/R_1=100$.

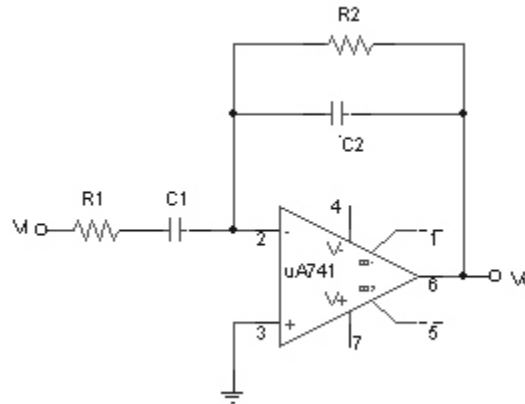
Refazendo agora o exemplo anterior, utilizando a expressão mais completa para o ganho em loop fechado, temos:

$$G = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_t \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}} = \frac{-100}{1 + \frac{j2\pi \cdot 40 \times 10^3}{2\pi \cdot 10^6 / (1 + 100)}} = -\frac{100}{1 + j4} \Rightarrow G = \left| \frac{V_0}{V_i} \right| \cong 24 \text{ e } \angle \frac{V_0}{V_i} = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{4}{1}\right) \cong 104^\circ$$

Então, como $v_0 = G.v_i \Rightarrow |v_0| = 2,4 \text{ V}$, ou seja, para um sinal de entrada de 0,1 V de amplitude, o sinal de saída terá uma amplitude de 2,4 V e defasamento de 104° em relação ao sinal de entrada.

Exemplo: Projete um filtro passa-banda com ganho na banda passante de 40 dB para sinais entre 10 Hz e 10 kHz. Re-projete o circuito, otimizando-o.

$40dB = 100 \text{ V/V}$ pois $20\log 100 = 40$. O circuito para o filtro passa-banda é o mostrado na figura seguinte.



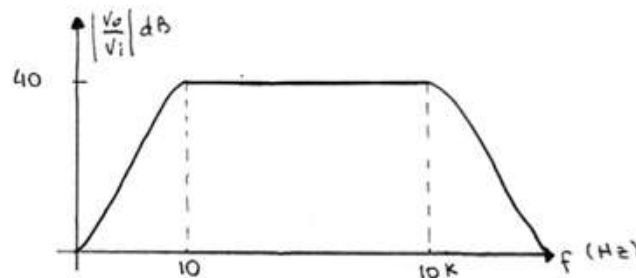
Na banda passante: $\frac{R_2}{R_1} = 100$, então, por exemplo, podemos atribuir

$$R_1 = 5 \text{ k}\Omega \text{ e } R_2 = 500 \text{ k}\Omega.$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 10 \text{ Hz} \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 5 \times 10^3} \Rightarrow C_1 = 3,2 \text{ }\mu\text{F}$$

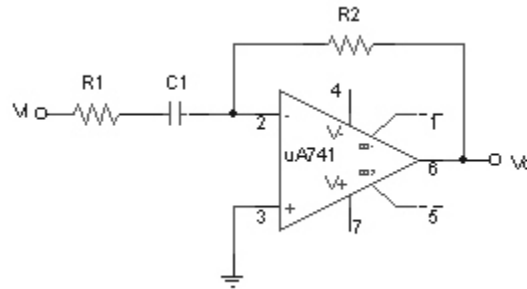
$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 10 \text{ kHz} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \times 10^3 \cdot 500 \times 10^3} \Rightarrow C_2 = 32,2 \text{ pF}$$

O gráfico de resposta em frequência é o mostrado na figura seguinte.

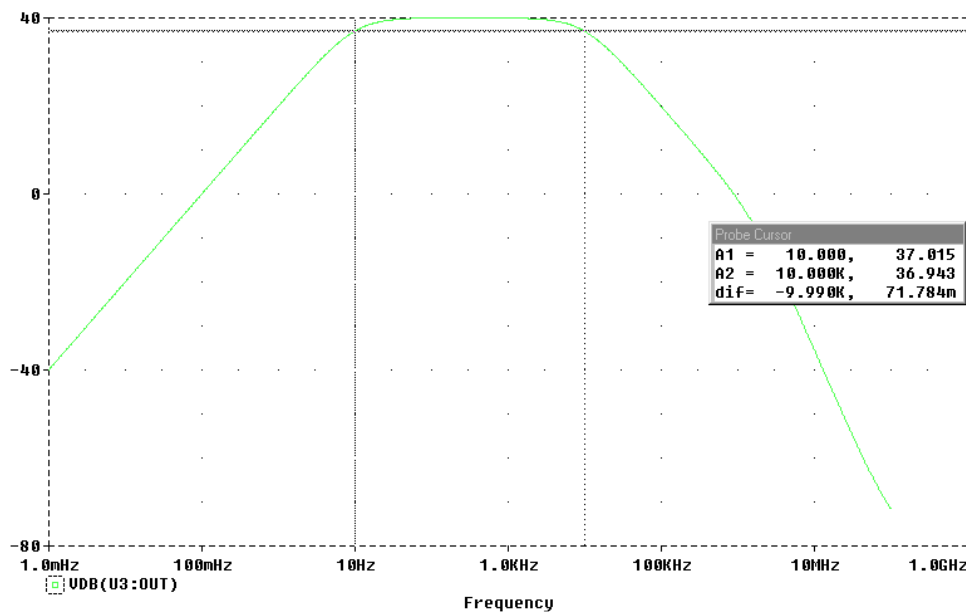


Note que para esta configuração e para $\frac{R_2}{R_1} = 100$, foi visto anteriormente que

$f_{3dB} = 10 \text{ kHz}$. Logo, o capacitor C_2 pode ser retirado do circuito, e o circuito otimizado (em termos de menor número de componentes) fica da seguinte forma:



A figura abaixo mostra os resultados da simulação do circuito otimizado. O gráfico está em ganho (dB) versus frequência (Hz), mostrando 40 dB de ganho na banda passante, e banda de passagem de 10 Hz a 10 kHz, que era o requerido.



Efeito de $A(s)$ Sobre o Multiplicador Não-Inversor

De uma forma similar, o ganho em loop fechado também pode ser obtido em função do ganho em loop aberto $A(s)$ para um multiplicador não-inversor. A expressão resultante é:

$$G = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \approx \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{\omega_t \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}}$$

Operação do Amp. Op. para Grandes Sinais

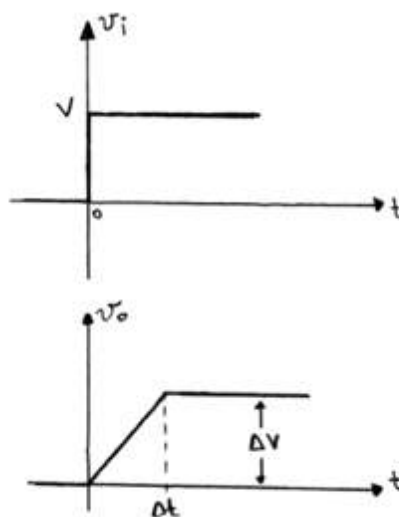
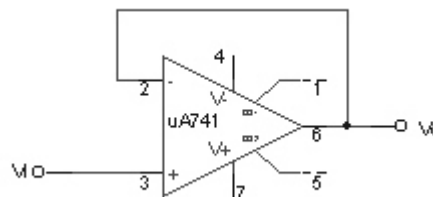
- Limitação Por “Slew-Rate” (SR)

Além da saturação do sinal de saída, outro fenômeno que pode causar distorção não-linear quando grandes sinais de saída estão presentes é a chamada “limitação por slew-rate”, ou seja, existe uma taxa máxima de mudança possível que pode haver na saída de um amp. op. real, a qual é definida por $SR = \left. \frac{dv_0}{dt} \right|_{\max}$, e sua unidade é $V / \mu s$.

Assim, se um sinal de entrada requer uma resposta na saída do amp. op. que é mais rápida que o valor de SR, o amp. op. não conseguirá representar o sinal sem que haja distorção.

- Efeito do Slew-Rate Sobre o Seguidor (Buffer) de Tensão

Tal como mostrado nas figuras abaixo, se aplicarmos à entrada v_i do seguidor de tensão um degrau de tensão de valor V , a saída do amp. op. não será capaz de subir instantaneamente para o valor ideal V . Assim, a saída será uma rampa de inclinação igual a $SR = \frac{\Delta V}{\Delta t}$.



Agora, se o degrau de entrada for suficientemente pequeno e for aplicado a um seguidor de tensão, a saída terá uma forma de onda exponencial. Esta conclusão é obtida da análise da expressão de ganho de um multiplicador inversor (eq. 6), que no caso de um seguidor de tensão (onde $R_1=\infty$ e $R_2=0$), a expressão do ganho fica:

$$G = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{w_t}}$$

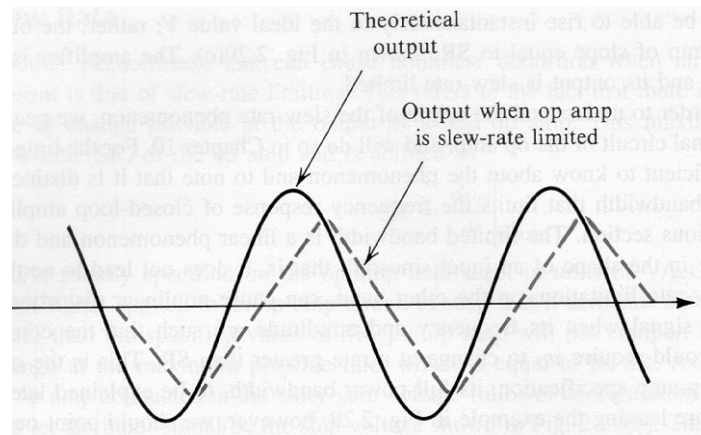
Esta é a expressão típica de um filtro passa-baixas, cuja resposta a um degrau V é obtida da teoria de Circuitos Elétricos e é dada por:

$v_o(t) = V(1 - e^{-w_t t})$. Assim, $\dot{v}_o(t) = V[0 - (-w_t)e^{-w_t t}] = w_t V e^{-w_t t}$. Desta expressão, vemos que seu valor decresce para $t > 0$. Assim, $\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max} = w_t V \Rightarrow SR = w_t V$.

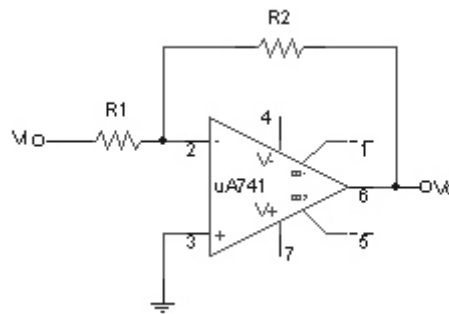
Por outro lado, a limitação por slew-rate também pode causar distorção não-linear em formas de ondas senoidais. Por exemplo, se aplicarmos à entrada do seguidor de tensão uma onda senoidal de frequência w e amplitude V_i , teremos:

$v_i = \hat{V}_i \sin \omega t \Rightarrow v_o = \hat{V}_i \sin \omega t \Rightarrow SR = w \hat{V}_i \cos \omega t \big|_{\max} \Rightarrow SR = \omega \hat{V}_i = w \hat{V}_0$. Assim, se

$\omega \hat{V}_i$ exceder o valor de slew-rate do amp. op., a forma de onda será distorcida da seguinte forma:



- Efeito do Slew-Rate em um Multiplicador Inversor



A análise abaixo mostra a expressão para o slew-rate se o sinal de entrada for senoidal, de frequência ω e amplitude A .

$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$V_o = GV_i$$

$$\text{Para } V_i = A \sin \omega t$$

$$V_o = GA \sin \omega t$$

$$SR = GA\omega$$

Exemplo: Se um sinal senoidal de 0,1 V de amplitude é aplicado a um multiplicador inversor construído com um amp. op. 741 ($SR=0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$), com ganho de 100 V/V, qual a máxima frequência que pode ter o sinal para que não ocorra distorção por slew-rate?

Para um multiplicador inversor, $f = \frac{0,5 \times 10^6}{GA2\pi} \approx 8 \text{ kHz}$, que é a máxima frequência

que pode ter a onda senoidal para que não haja distorção por slew-rate. Por outro lado, para $R_2/R_1=100 \Rightarrow f_{3dB}=10 \text{ kHz}$, ou seja, a partir de 10 kHz o circuito vai se comportar como integrador, o que também distorciona o sinal. Assim, a partir de aproximadamente 8 kHz ocorrerá distorção do sinal.

Exemplo: Um amp. op. alimentado com $\pm 12 \text{ V}$ possui um SR de $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

- Se um sinal senoidal é aplicado à entrada de um buffer de tensão construído com este amp. op., qual a máxima frequência do sinal de entrada para que não haja distorção de qualquer tipo no sinal de saída?
- Se um sinal com frequência 5 vezes superior à encontrada em a) for aplicado ao amp. op., qual a máxima amplitude do sinal de entrada para que não haja distorção na saída?

a) Como o amp. op. está alimentado com $\pm 12 \text{ V} \Rightarrow L_+ = 10 \text{ V}$ (limite superior da tensão de saída). Então, a máxima amplitude de sinal que pode haver na saída,

sem distorção, é 10 V. Assim, podemos verificar qual será o valor da frequência a partir da qual haverá distorção devido ao slew-rate ou devido à integração do sinal. Como o circuito é um buffer de tensão, então

$$SR = \omega A \Rightarrow 0.5V \cdot 10^6 s = 2\pi f_M A$$

$$f_M = \frac{0.5 \times 10^6}{2\pi \times 10} \Rightarrow f = 8 \text{ kHz}$$

Por outro lado, $f_{3dB} = \frac{f_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{10^6}{1 + \frac{0}{\infty}} = 1 \text{ MHz}.$

Ou seja, a distorção por slew rate acontecerá a partir de 8 kHz e a distorção por integração do sinal, a partir de 1 MHz. Assim, a máxima frequência que pode ter o sinal senoidal, para que não haja distorção, é 8 kHz.

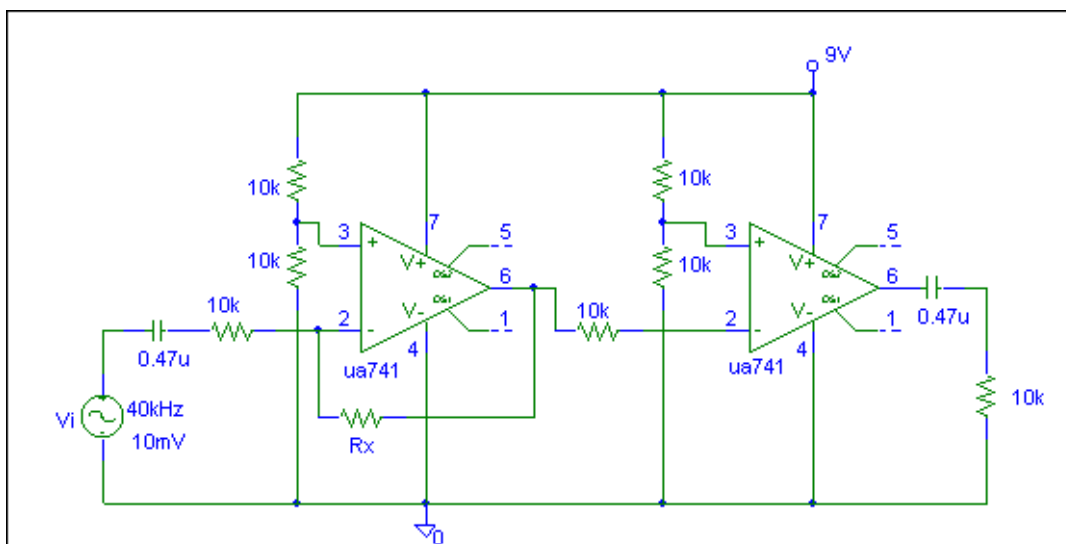
b) Note que, de acordo com a expressão $f_M = \frac{SR}{2\pi A}$, se amplitude do sinal de entrada for baixa, a distorção por SR ocorrerá em uma frequência alta. Ou seja,

como $SR = \omega V_0 = \omega_M A \Rightarrow V_0 = \left(\frac{\omega_M}{\omega} \right) A$

Então, se o sinal tiver uma frequência 5 vezes maior (40 kHz), a distorção por slew-rate ocorrerá a partir de uma amplitude de $V_0 = \frac{2\pi 8 \text{ kHz}}{2\pi 40 \text{ kHz}} \times 10 \Rightarrow V_0 = 2 \text{ V}$

Exemplo de Análise de Circuito

A figura abaixo mostra um circuito utilizado em alarmes ultra-sônicos (ver pg. 166), o qual realiza a detecção de sinais procedentes de um transdutor ultra-sônico de frequência aproximada de 40 kHz. Desenhe as formas de onda nos nós indicados. Se o circuito é projetado para funcionar como multiplicador, qual o valor de R_X para se ter máximo ganho?



No circuito, podem-se notar os seguintes aspectos:

1. O primeiro amp. op. implementa um filtro passa-altas (diferenciador), com frequência de corte igual a $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 34 \text{ Hz}$.
2. A entrada não-inversora do primeiro amp. op. possui uma tensão de polarização de 4,5 V.

Para uma análise aproximada, e dado que existem sinais AC e CC presentes no circuito, é recomendado utilizar o Princípio de Superposição. Assim, desativa-se inicialmente a fonte de tensão CC (9 V). Desta forma, a entrada não-inversora do primeiro amp. op. terá zero volts, o que faz com a saída do primeiro amp. op. (v_{o1}') seja uma onda com forma senoidal. Seguidamente, desativa-se a fonte de tensão AC (v_i), obtendo-se na saída do amp. op. um sinal v_{o1}'' de 4,5 V CC. Somando-se ambas as contribuições AC e CC, temos que a saída do primeiro amp. op. será um sinal com forma senoidal com offset de 4,5 V.

Como o sinal de entrada possui frequência de 40 kHz, e a frequência de corte do filtro passa-altas é de 34 Hz, o circuito estará idealmente operando como multiplicador para a frequência de 40 kHz. Assim, o valor de R_x para que se tenha um ganho máximo pode ser obtido da expressão:

$$G = \frac{-R_x/R_1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_t / \left(1 + R_x/R_1\right)}} = \frac{-R_x/R_1}{1 + \frac{j2\pi 40 \times 10^3}{2\pi 10^6 / \left(1 + R_x/R_1\right)}}$$

Fazendo $\frac{R_x}{R_1} = X$ e como para se ter ganho, $\frac{R_x}{R_1} \gg 1 \Rightarrow X \gg 1$

$$G = \frac{-X}{1 + j0,04X} \Rightarrow |G| = \frac{X}{\sqrt{1 + (0,04X)^2}} \Rightarrow G^2 = \frac{X^2}{1 + (0,04X)^2}$$

$$G^2 + 0,0016G^2X^2 = X^2 \Rightarrow G^2 = (1 - 0,0016G^2)X^2$$

Note que para existir G real $\Rightarrow (1 - 0,0016G^2) > 0$

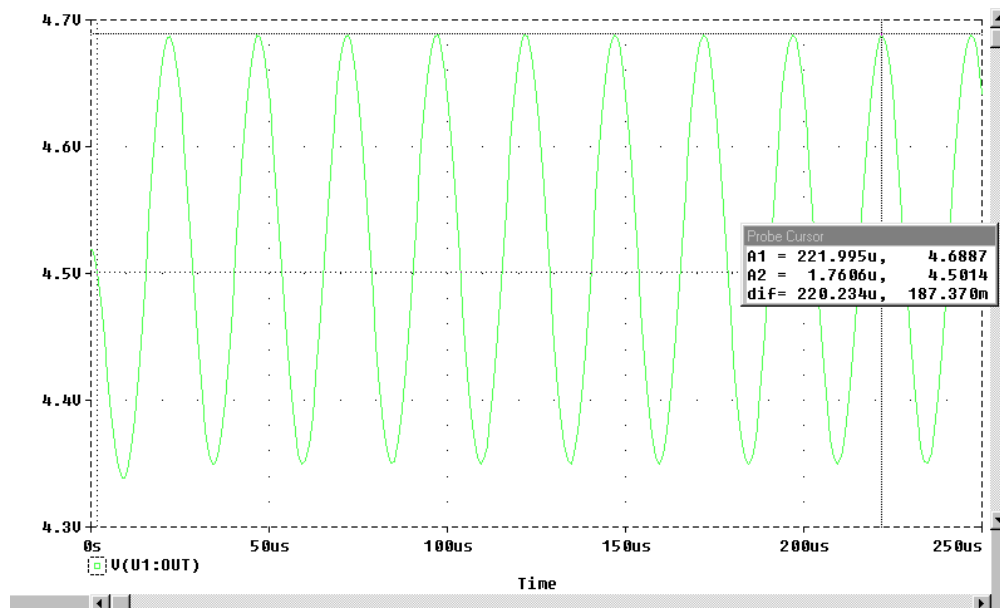
$$G^2 < \frac{1}{0,0016} \Rightarrow \boxed{G < 25}. \text{ Note que para 40 kHz o valor do ganho em loop aberto,}$$

$A = \frac{f_t}{f}$, é igual a 25. Ou seja, o ganho em loop fechado será sempre menor que o ganho em loop aberto.

Como na banda passante do filtro $|G| = \frac{R_x}{10K} \Rightarrow R_x \text{ l}_{\max} = 250 \text{ K}\Omega$. Por outro lado, note que a frequência 3dB do circuito deve ser superior a 40 kHz, pois o sinal de 40 kHz deve estar dentro da banda passante. Assim, como $f_{3dB} = \frac{f_t}{1 + \frac{R_x}{R_1}}$ e

$$f_{3dB} > 40 \times 10^3, \text{ temos } \frac{10^6}{1 + \frac{R_x}{10K}} > 40 \times 10^3 \Rightarrow \boxed{R_x = 240 \text{ K}\Omega}, \text{ o que implica que}$$

$G = 24 \text{ V/V}$. Como o sinal de entrada possui 10 mV de amplitude, o sinal de saída do primeiro amp. op. será uma senóide com 4,5 V de offset e 240 mV de amplitude. A figura seguinte mostra o sinal obtido na saída do primeiro amp. op.

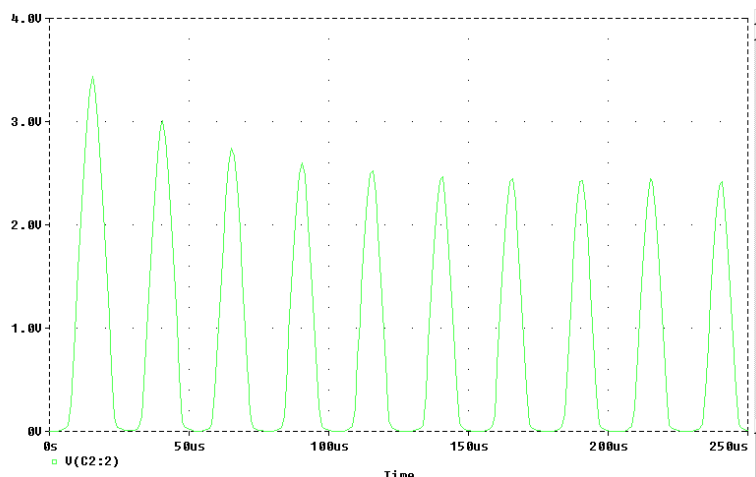


Por outro lado, a saída do segundo amp. op. possuirá um sinal $v_{02} = A(v_+ - v_-)$, onde $v_+ = 4,5$ e $v_- = 4,5 + 0,24 \cos wt$. Como $A=25$, analiticamente o sinal de saída será $v_0 = -6 \cos wt$. Entretanto, como a alimentação do amp. op. não é bipolar, o sinal somente terá excursão positiva, com amplitude ideal de 6 V.

Finalmente, para verificar se o sinal terá distorção por slew-rate, usamos

$SR = \omega \hat{V}_0$. Como $\hat{V}_0 = 6 \text{ V}$ e para o amp. op. 741 $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$, temos que a máxima frequência que o amp. op. não causa distorção na sua saída é aproximadamente 13 kHz, ou seja, haverá distorção por slew-rate na saída, o que fará com que o sinal de saída estará distorcido e não conseguirá atingir os 6 V esperados. A figura seguinte mostra o sinal de saída do circuito, após passar por um filtro passa-altas RC passivo, de forma a se ter um sinal com tensão mínima

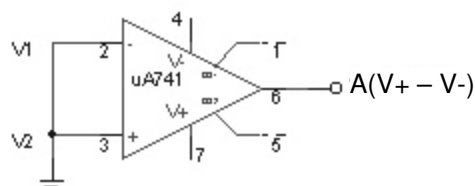
de 0 V. Este filtro é necessário, pois o amp. op. 741 mantém como tensão de saturação inferior um valor aproximado de 2 V, em lugar do 0 V desejado.



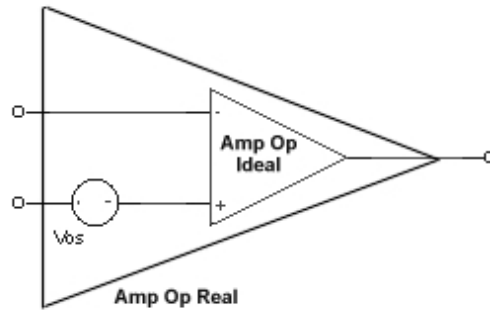
Problemas CC de Amplificadores Operacionais

-Tensão de Offset

Se as entradas de um amp. op. em loop aberto forem curto-circuitadas (e também aterradas, como mostrado na figura abaixo), existirá na saída não zero volts, mas sim uma tensão de saturação L+ ou L-.



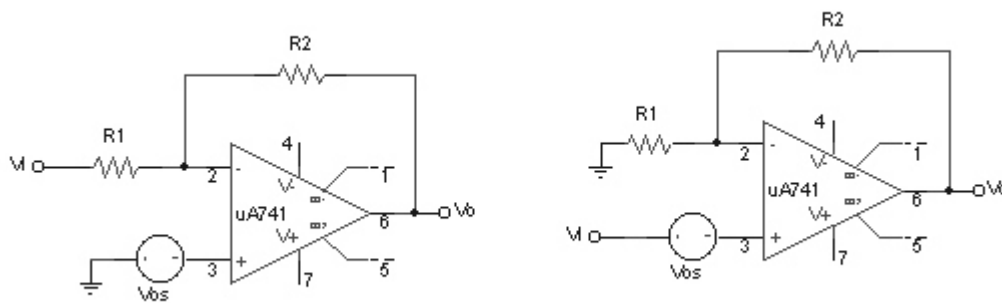
Isto quer dizer que se existe tensão CC na saída é porque existe também na entrada do amp. op. uma tensão CC (chamada V_{OS} , tensão de offset). Esta tensão V_{OS} aparece devido ao mau casamento do estágio de entrada dos amp. op. e seu valor varia de 1 a 5 mV, não se podendo saber a priori a sua polaridade. Além disso, V_{OS} varia com a temperatura. Assim, um modelo real para um amp. op. deve incluir o efeito de V_{OS} , tal como mostrado na figura mostrada a seguir.



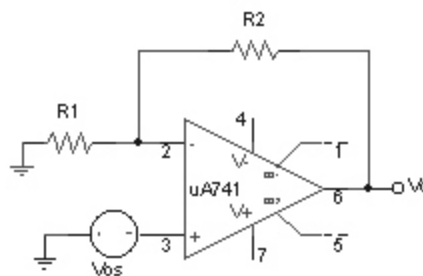
Efeito de V_{OS} Sobre Aplicações em Loop Fechado

- Efeito de V_{OS} Sobre Multiplicador Inversor e Não-Inversor

Os circuitos de um multiplicador inversor e não-inversor são os mostrados na figura seguinte:



Para ambos os casos, usando o princípio de superposição para analisar apenas o funcionamento em CC (desativando as fontes V_i , ou seja, aterrando-as), temos:



Assim, a contribuição na saída devido apenas a V_{OS} (CC) é dado por:

$$v_0' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS} \Rightarrow v_0' = G \cdot V_{OS}$$

Já a contribuição AC (desativando V_{OS} , ou seja, curto-circuitando-o) é dada por:

$$v_0'' = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)v_i, \text{ para o multiplicador inversor.}$$

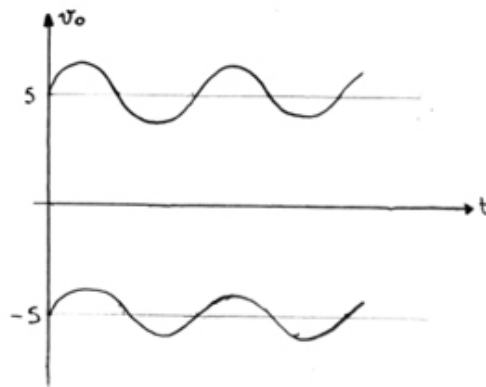
$$v_0'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_i, \text{ para o multiplicador não-inversor.}$$

Onde os sinais de saída para cada um dos circuitos é dado por: $v_0 = v_0' + v_0''$.

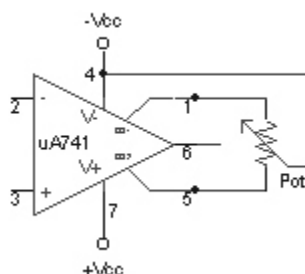
Ou seja, o sinal de saída estará acoplado a uma tensão CC, o que não é desejável.

Exemplo: Uma configuração de amp.op. multiplicador possui $G = 1000$ e $|V_{OS}| = 5 \text{ mV}$. Desenhe o sinal de saída se o sinal de entrada é senoidal.

$$v_0' = G \times V_{OS} \Rightarrow v_0' = 5V \text{ ou } v_0' = -5V$$

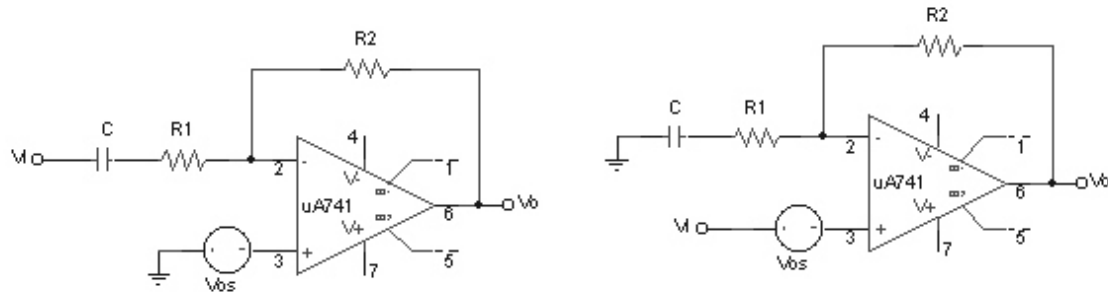


Uma solução para este problema é utilizar os terminais de correção de offset que existem em alguns amp.op, por exemplo, no 741, variando o potenciômetro (com o cursor central conectado a uma tensão de alimentação de cada vez), até que se consiga zerar o offset de saída.



Entretanto, ainda temos o problema que V_{OS} varia com a temperatura.

Outra solução: Acoplar capacitivamente o sinal, mas só vale se não queremos amplificar sinais CC ou de frequência muito baixa. As figuras abaixo mostram o acoplamento capacitivo para o multiplicador inversor e não-inversor.



Note que para analisar apenas a contribuição CC, o capacitor estará aberto e V_i estará aterrado, o que implica que $v_0 = V_{os}$ para ambos os casos, em lugar de estar multiplicado pelo ganho G, como era o caso visto anteriormente. Ou seja, comparado com o exemplo anterior, se for injetado um sinal a este multiplicador acoplado capacitivamente, o sinal de saída ficará superposto a um nível CC de aproximadamente 5 mV, em lugar de 5 V!

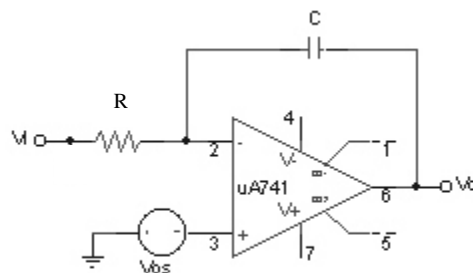
Note que ao incluir um capacitor no multiplicador, o circuito se comportará como um filtro passa-altas e somente amplificará adequadamente sinais com

$$f \gg \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Finalmente, vale ressaltar que existem amplificadores operacionais com valores de offset de saída extremamente baixo, como é o caso do chip op07.

- Efeito de V_{os} Sobre Integrador de Miller

Outro circuito que é afetado pela tensão de offset de entrada é o integrador de Miller.

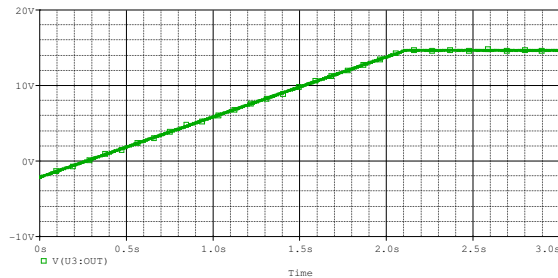
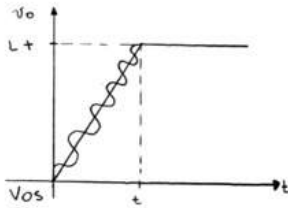


Usando novamente o princípio de superposição, ou seja, aterrando V_i , e analisando apenas a contribuição CC, temos:

$$v_0' - V_{0S} = \frac{1}{sC} \times \frac{V_{0S}}{R} \Rightarrow v_0' = V_{0S} + \int_0^t \frac{V_{0S}}{RC} dt$$

$$\Rightarrow v_0' = V_{0S} + \frac{V_{0S}}{RC} t$$

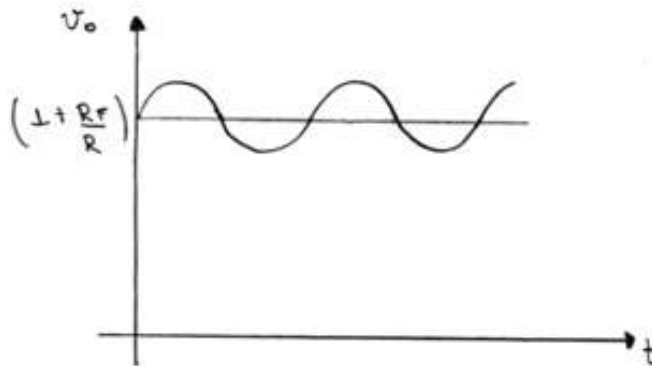
Assim, o sinal de saída será a integral do sinal de entrada superposto a um sinal CC indesejado que varia linearmente com o tempo até saturar. As figuras abaixo mostram a forma de onda do sinal de saída, tanto estimada quanto simulada.



Uma solução para este problema é colocar um resistor (R_F) em paralelo com o capacitor, pois em CC o capacitor se comportará como um circuito aberto, sendo que, nesse caso, a contribuição CC para o sinal de saída será:

$$v_0' = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_{0S}$$

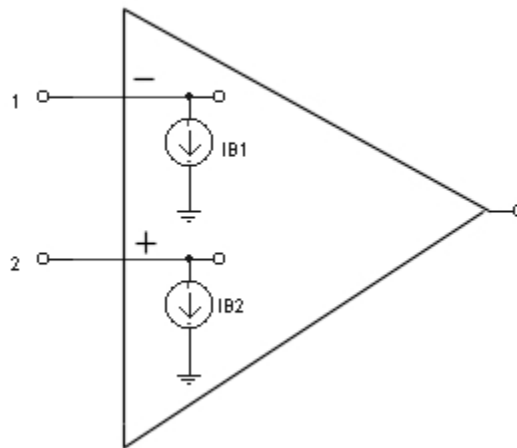
Assim, o sinal de saída pelo menos não terá um aumento do nível de tensão com o tempo. Ademais, se R_F for escolhido pequeno, v_0' (nível CC na saída) será pequeno. A figura abaixo mostra o sinal de saída.



Note que ao incluir R_F , o circuito somente integrará bem sinais com freqüências maiores que $f_c = \frac{1}{2\pi R_F C}$. Ou seja, tem-se o compromisso de se ter um circuito com baixo offset (com R_F pequeno), mas que somente integra bem sinais com freqüências altas.

- Correntes de Polarização de Entrada

Para que o amp. op. possa funcionar, seus dois terminais de entrada têm de ser alimentados com correntes CC, que são as correntes de polarização de entrada. Essas duas correntes são representadas na figura abaixo por duas fontes de correntes I_{B1} e I_{B2} , onde $I_{B1} \approx I_{B2} \approx I_B$, as quais não são exatamente iguais devido ao mau casamento do estágio de entrada do amp. op.



O fabricante normalmente informa o valor médio dessas correntes

$$I_B \equiv \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (1)$$

e sua diferença

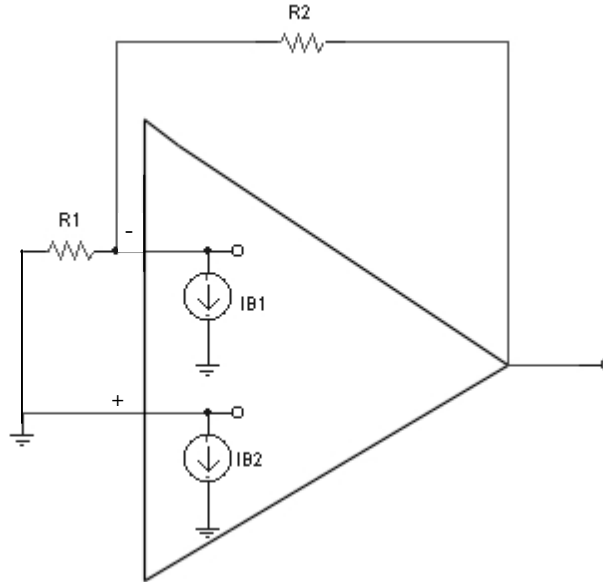
$$I_{OS} \equiv |I_{B1} - I_{B2}| \quad (2)$$

Os valores típicos para essas correntes são:

- Para amp.op. baseado em transistores bipolares:
 - Corrente de polarização de entrada, $I_B = 100 \text{ nA}$
 - Corrente de offset de entrada, $I_{OS} = 10 \text{ nA}$
 - Normalmente, $I_{OS} = \frac{I_B}{10}$
- Para amp.op. baseado em FETs:
 - Correntes da ordem de pico amperes.

- Offset Devido a I_B

Quer-se então encontrar a tensão de saída CC do amp. op. em loop fechado devido às correntes de polarização de entrada. Assim, fazendo a análise para os circuitos multiplicador inversor e multiplicador não-inversor, e usando o princípio de superposição, temos para ambos os circuitos:



Então, do circuito, a contribuição CC é dada por $v_0' = R_2 I_{B1} \cong R_2 I_B$. Isto implica que quanto maior for R_2 , maior será a tensão CC na saída do amp. op., o que é indesejável.

Uma solução para esse problema é introduzir uma resistência R_3 em série com a entrada não-inversora. Assim, com a introdução de R_3 no circuito mostrado na figura acima e denominando V_2 à tensão na entrada não-inversora (que devido ao curto-circuito virtual é igual à tensão na entrada inversora = $-R_3 I_{B2}$), temos que a contribuição CC na saída do amp. op. pode ser obtida por:

$$v_0' - V_2 = R_2 \left(I_{B1} - \frac{R_3 I_{B2}}{R_1} \right)$$

$$\Rightarrow v_0' - (-R_3 I_{B2}) = R_2 \left(I_{B1} - R_3 \frac{I_{B2}}{R_1} \right)$$

$$\Rightarrow v_0' = -R_3 I_{B2} + R_2 \left(I_{B1} - \frac{R_3 I_{B2}}{R_1} \right) \quad (3)$$

Fazendo agora:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B \Rightarrow v_0' = I_B \left[R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Deseja-se que $v_0' = 0$, ou seja, que não exista offset no sinal de saída. Então,

$$R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 0 \Rightarrow R_3 = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \Rightarrow \boxed{R_3 = R_1 // R_2}, \text{ ou seja, para zerarmos o offset devido às}$$

correntes de polarização, devemos inserir uma resistência em série com a entrada não-inversora de valor igual ao paralelo entre as resistências R_1 e R_2 .

- Offset Devido a I_{OS}

O efeito da corrente de offset I_{OS} também pode ser avaliado através das expressões (1) e (2):

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2}$$

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

O que resulta em:

$$\boxed{I_{B1} = I_B + \frac{I_{OS}}{2}} \quad (4)$$

$$\boxed{I_{B2} = I_B - \frac{I_{OS}}{2}} \quad (5)$$

Substituindo (4) e (5) em (3) e usando $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, temos:

$$v_0' = -\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left(I_B - \frac{I_{OS}}{2} \right) + R_2 \left[I_{B1} + \frac{I_{OS}}{2} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{\left(I_B - \frac{I_{OS}}{2} \right)}{R_1} \right]$$

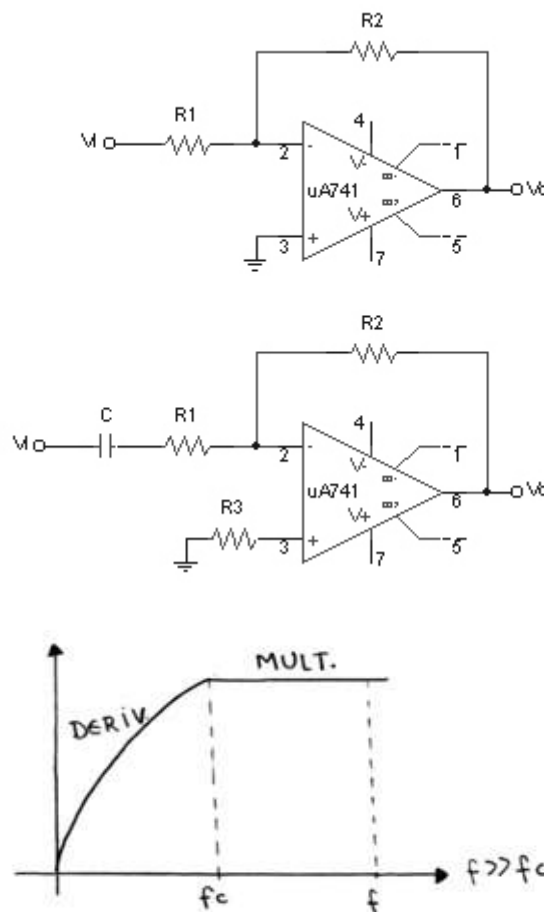
$$\Rightarrow \boxed{v_0' = R_2 I_{OS}}, \text{ que é o offset de saída devido ao fato que } I_{B1} \neq I_{B2}.$$

Note que se não usarmos R_3 , o offset devido a I_B seria $v_0' = R_2 I_B$. Como $I_B = 10 I_{OS} \Rightarrow v_0' = 10 R_2 I_{OS}$, o que implica que, ao usarmos R_3 , conseguimos eliminar o offset devido a I_B e diminuir em 10 vezes o offset devido a I_{OS} .

- Diminuição de offset, Devido a V_{OS} , I_B e I_{OS} , Para Multiplicador Inversor

Para conseguir a diminuição de offset devido a V_{OS} , I_B e I_{OS} , devem-se realizar as seguintes modificações em um multiplicador inversor: inclusão de um capacitor em série com a entrada de sinal e inclusão de uma resistência R_3 em série com a entrada não-inversora (ver figuras abaixo). Entretanto, note que ao incluir o capacitor C , o circuito fica configurado como um filtro passa-altas, com frequência de corte igual a $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$. Assim, o circuito funcionará como multiplicador

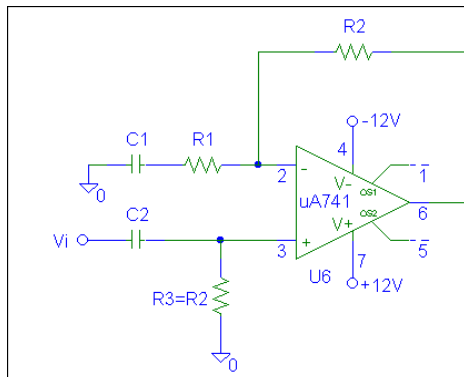
apenas para sinais com frequências $f \gg f_c \Rightarrow f \gg \frac{1}{2\pi R_1 C} \Rightarrow C \gg \frac{1}{2\pi R_1 f}$.



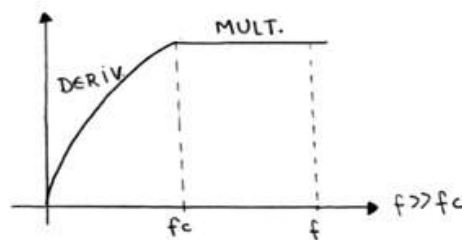
Note também que para esta configuração, R_3 deve ser igual a R_2 , pois o capacitor C se comporta como circuito aberto em CC, fazendo com que R_1 fique “flutuando” no circuito, o que equivale a ($R_1 = \infty$), e fazendo com que o paralelo de R_1 e R_2 seja igual a R_2 .

- Diminuição de offset, Devido a V_{OS} , I_B e I_{OS} , Para Multiplicador Não-Inversor

Observe, na figura abaixo, como deve ser configurado o multiplicador não-inversor para protegê-lo de offset devido a V_{OS} , I_B e I_{OS} . A forma como é colocado o resistor R_3 se deve a que como o capacitor C_2 se comporta como circuito aberto em CC, somente se ele estiver conectado da forma indicada é que ele realizará a compensação de offset.



Note do circuito acima que o sinal v_i passará por um filtro passa-altas passivo, de frequência de corte igual a $f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$ (ver figura abaixo), antes de alcançar a entrada não-inversora do amp. op. Assim, a frequência f do sinal deverá ser $f \gg f_c$, o que implica que $C_2 \gg \frac{1}{2\pi R_3 f}$. Note também que, tal como mencionado anteriormente, $C_1 \gg \frac{1}{2\pi R_1 f}$.



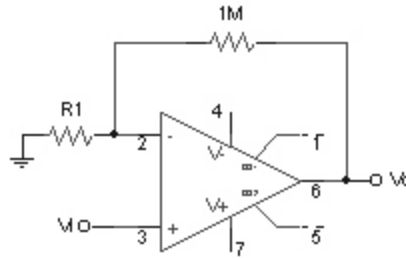
Exemplo: Um amp. op. está conectado em loop fechado com ganho de + 100, utilizando um resistor de realimentação de 1 M Ω .

- Se a corrente de polarização é de 100 nA, qual a tensão de saída (somente devido à corrente de polarização) se a entrada está aterrada?
- Se a tensão de offset de entrada é de ± 1 mV e mesma corrente de polarização anterior, qual é o maior valor de tensão que pode haver na saída se a entrada está aterrada?
- Se é utilizada uma compensação de corrente de polarização, qual o valor do resistor requerido? Qual a tensão de offset de saída (somente devido à

- corrente de offset) se é utilizado esse resistor? Qual é a maior tensão CC na saída, devido ao efeito combinado de tensão de offset e corrente de offset?
- d) Que modificações adicionais podem ser feitas no circuito, de forma a diminuir ainda mais a tensão CC na saída?

Resposta:

- a) Como o ganho é de +100, trata-se de um multiplicador não-inversor:



Como o ganho é dado por $1+R_2/R_1=100 \Rightarrow$ para $R_2= 1 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_1=10.1 \text{ k}\Omega$. Assim, a tensão de saída, CC, é dada por $V_0=R_2 \cdot I_B \Rightarrow V_0=100 \text{ mV}$.

- b) O maior valor de tensão CC na saída é dado pela contribuição devido à tensão de offset e devido à corrente de polarização. Assim, $V_0=V_{os} \cdot G+R_2 \cdot I_B=200 \text{ mV}$
- c) Para a compensação da corrente de polarização, usa-se $R_3=R_1//R_2=10 \text{ k}\Omega$ em série com o terminal de entrada não-inversor. Assim, a corrente de offset produz uma tensão CC de saída de $V_0=I_{os} \cdot R_2=10 \text{ mV}$ e a maior tensão CC na saída será dado pela contribuição devido à tensão de offset e devido à corrente de offset, ou seja, $V_0=110 \text{ mV}$.
- d) Adicionar capacitores no multiplicador não-inversor, tal como mostrado anteriormente, e usar, neste caso, $R_3=R_2$.

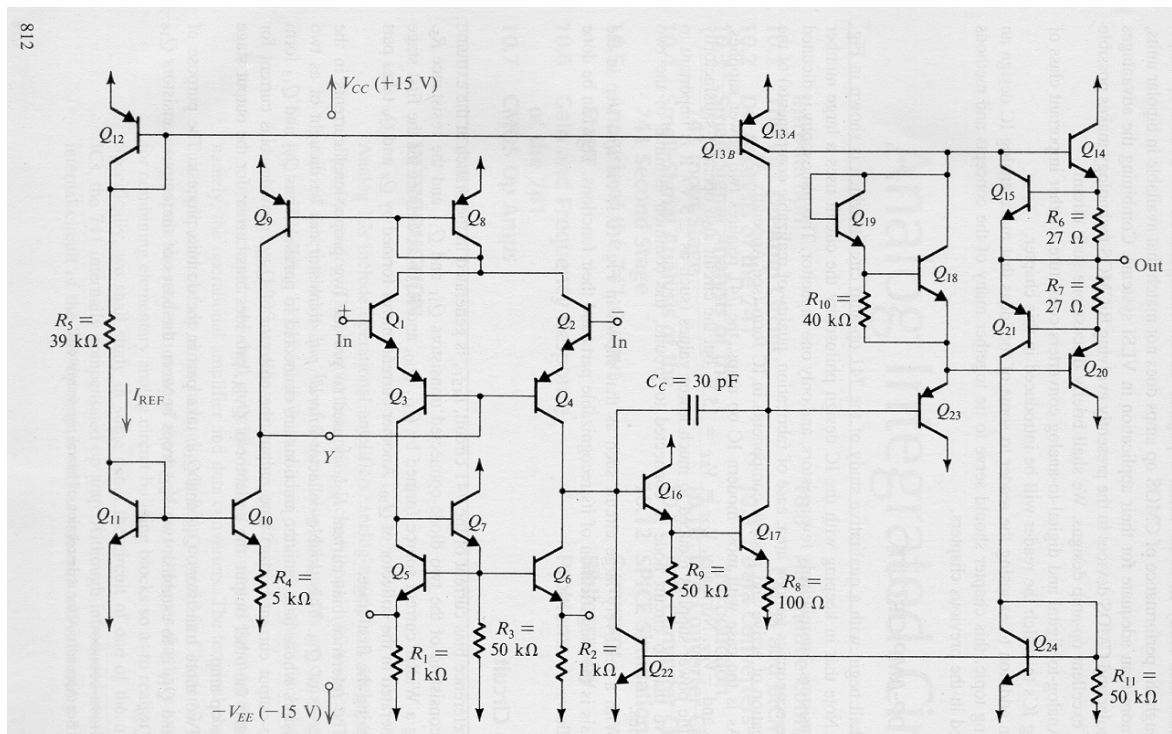
O Amp. Op. 741 Internamente

O projeto do CI do amp. op. 741 (mostrado na figura seguinte) apresenta grande número de transistores, alguns resistores e um único capacitor. Isto se deve a uma questão de economia (menor área de silício, facilidade de fabricação e qualidade dos componentes realizáveis).

No CI, existem três estágios: um estágio de entrada diferencial (de alta impedância), um estágio intermediário (de alto ganho) e um estágio de saída bufferizado (baixa impedância).

Para a polarização dos transistores do CI, uma corrente de referência I_{REF} é gerada no braço à esquerda do circuito, através dos dois transistores Q_{11} e Q_{12} e do resistor R_5 . Um circuito, chamado “fonte de corrente Widlar”, formado pelos

transistores Q_{10} , Q_{11} e R_4 , gera a corrente de polarização do estágio de entrada do amp. op, na saída do coletor de Q_{10} . Um outro circuito, chamado “espelho de corrente”, formado pelos transistores Q_8 e Q_9 também proporciona corrente para a polarização do estágio de entrada do amp. op.



- Estágio de Entrada

O estágio de entrada consiste dos transistores Q_1 a Q_7 , com a polarização dos mesmos feita através dos transistores Q_8 , Q_9 e Q_{10} .

As bases dos transistores Q_1 e Q_2 são, respectivamente, a entrada não-inversora e inversora do amp. op. 741. Esses transistores agem como seguidor-emissor, fazendo com que a resistência de entrada seja alta.

Os transistores Q_5 , Q_6 e Q_7 e os resistores R_1 , R_2 e R_3 formam o circuito de carga do estágio de entrada.

Os transistores Q_3 e Q_4 protegem os transistores de entrada, Q_1 e Q_2 , contra sobretensão (se por exemplo os terminais de entrada forem conectados às alimentações), já que transistores pnp (como é o caso de Q_3 e Q_4) suportam até 50 V de polarização reversa entre base e emissor (os transistores npn suportam somente 7 V). Assim, como Q_3 e Q_4 estão em série com Q_1 e Q_2 , eles protegem as entradas contra sobretensão.

- Estágio Intermediário

O estágio intermediário é composto pelos transistores Q_{16} , Q_{17} e Q_{13B} e pelas resistências R_8 e R_9 e é polarizado pelo “espelho de corrente” formado pelos transistores Q_{12} e Q_{13A} . Note que o transistor Q_{13} é um transistor de coletor duplo, ou seja, como se fossem dois transistores com suas junções base-emissor conectadas em paralelo.

O transistor Q_{16} atua como seguidor-emissor, proporcionando uma alta resistência de entrada, evitando assim perda de ganho. O ganho neste estágio é alto e a saída deste estágio é tomada no coletor de Q_{17} .

Existe um capacitor C_c conectado na realimentação deste estágio intermediário para executar a compensação em frequência, produzindo um pólo dominante em aproximadamente 4 Hz, queda uniforme de -20 dB por década e largura de banda de 1 MHz. Note que o capacitor, embora de pequeno valor (30 pF), ocupa uma área no chip 13 vezes maior que a de um transistor.

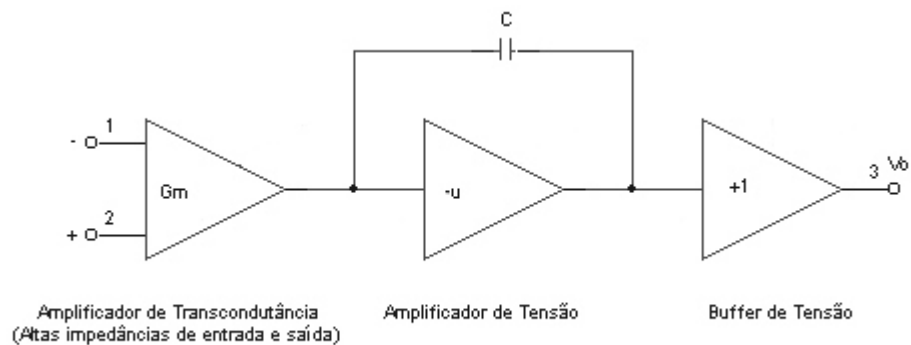
- Estágio de Saída

É formado pelos transistores Q_{14} e Q_{20} e têm o propósito de proporcionar uma baixa resistência de saída. Este estágio é polarizado pelo “espelho de corrente” formado pelos transistores Q_{12} e Q_{13A} . É utilizado um estágio de saída classe AB, o qual permite o fornecimento da corrente requerida pela carga sem dissipar grande quantidade de energia no chip.

Existe um circuito de proteção por sobrecorrente na saída do amp. op., o qual limita a corrente de saída em 20 mA. Assim, se a corrente tenta superar este valor, será produzida uma tensão superior a 0,54 V sobre a resistência de $27\ \Omega$, o que fará com que o transistor Q_{15} conduza. O coletor de Q_{15} então “roubará” corrente que chega à base do transistor de saída (Q_{14}), fazendo com que se limite a máxima corrente que o amp. op. pode fornecer.

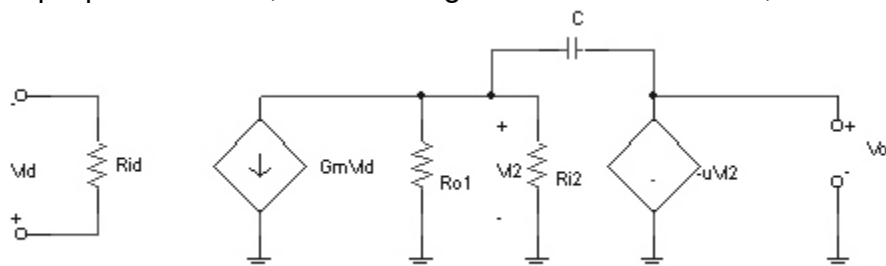
- Estrutura Interna na Forma de Diagrama de Blocos

A estrutura interna do amp. op., na forma de diagrama de blocos, mostrada na figura seguinte, é composta por 3 estágios: um estágio de entrada (que é basicamente um amplificador de transcondutância), um estágio intermediário (que é um amplificador de tensão com alto ganho de tensão negativo, $-\mu$, e capacitor de realimentação C), e um estágio final, que é o estágio de saída, o qual é um buffer de tensão, cujo propósito é fornecer uma baixa impedância de saída.



- Modelo de Pequenos Sinais

O modelo de pequenos sinais, com o estágio de saída eliminado, é:



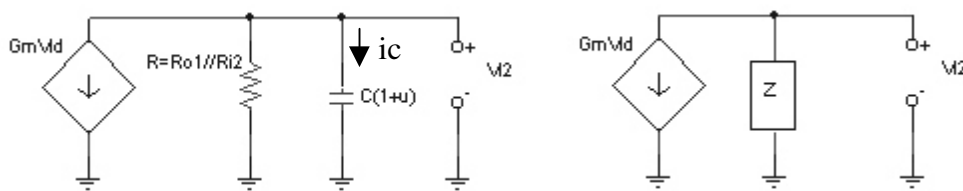
Queremos determinar o ganho em loop aberto, $A = \frac{V_o(s)}{V_{id}(s)}$. Para isso, note que a

corrente no capacitor é dada por $i_C = \frac{V_{i2} - (-\mu V_{i2})}{1/sC} \Rightarrow i_C = sC(1 + \mu)V_{i2}$, ou seja,

$$i_C = \frac{V_{i2}}{\frac{1}{sC(1 + \mu)}}.$$

Esta é a mesma corrente que circula sobre um capacitor de valor $C(1 + \mu)$, tendo uma tensão V_{i2} sobre ele.

Então, o circuito pode ser redesenhado, ficando da seguinte forma:



Note que o capacitor resultante, $C_{eq} = C(1 + \mu)$, em conjunto com a resistência R , produzirá um filtro passa-baixas cuja frequência de corte é dada por: $f_c = \frac{1}{2\pi RC_{eq}}$.

Para o amp. op. 741 temos os seguintes valores:

- $|\mu| = 515$
- $C = 30 \text{ pF}$
- $R_{01} = 6,7 \text{ M}\Omega$
- $R_{i2} = 4 \text{ M}\Omega$

Então, $R = R_{01} // R_{i2} = 2,5 \text{ M}\Omega \Rightarrow f_c = 4,1 \text{ Hz}$.

Por outro lado, do circuito temos que:

$Z = R // \frac{1}{sC(1 + \mu)}$ e $V_{i2} = -Z.G_m.V_{id}$. Então,

$$Z = \frac{R}{1 + sRC(1 + \mu)} \Rightarrow V_{i2} = -\frac{R.G_m.V_{id}}{1 + sRC(1 + \mu)}.$$

Assim, como $V_0 = -\mu V_{i2} \Rightarrow V_0 = \frac{\mu.R.G_m.V_{id}}{1 + sRC(1 + \mu)}$.

Finalmente, podemos obter $A = \frac{V_0}{V_{id}}$, que é dado por:

$$A = \frac{\mu.R.G_m}{1 + sRC(1 + \mu)} \Rightarrow A = \frac{\mu.R.G_m}{1 + \frac{s}{\frac{1}{RC(1 + \mu)}}}$$

Note que, comparando com a expressão típica de um filtro passa-baixas de pólo simples, temos que para $f = 0 \Rightarrow A_0 = \mu.R.G_m$ e $\omega_b = \frac{1}{RC(1 + \mu)}$ o que implica que

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC(1 + \mu)}.$$

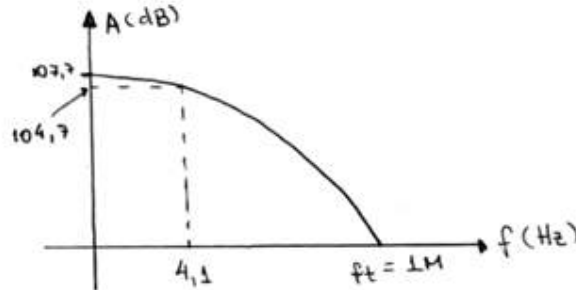
Para o amp. op. 741, temos os seguintes valores: $G_m = 190 \text{ }\mu\text{A/V}$, $C = 30 \text{ pF}$, $|\mu| = 515$ e $R = 2,5 \text{ M}\Omega$. Assim, podemos obter:

$$A_0 = 244625 \text{ V/V} \Rightarrow A_0 = 107,7 \text{ dB}, \quad f_b = 4,1 \text{ Hz}$$

Também, note que $\omega_t = A_0 \omega_b \Rightarrow \omega_t = \frac{\mu.R.G_m}{RC(1+\mu)}$, o que implica que

$$f_t = \frac{\mu.R.G_m}{2\pi RC(1+\mu)}, \text{ ou seja, } f_t = 1 \text{ MHz}.$$

O gráfico mostrado na figura seguinte ilustra os parâmetros obtidos.



Pode-se observar das expressões anteriores que como $\mu \gg 1 \Rightarrow \omega_t \cong \frac{G_m}{C}$

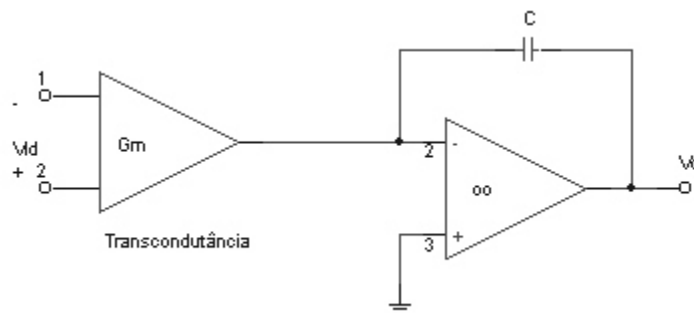
$$\text{Note também que como } A = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \Rightarrow A = \frac{A_0}{\frac{s + \omega_b}{\omega_b}} = \frac{A_0 \omega_b}{\omega_b + s}$$

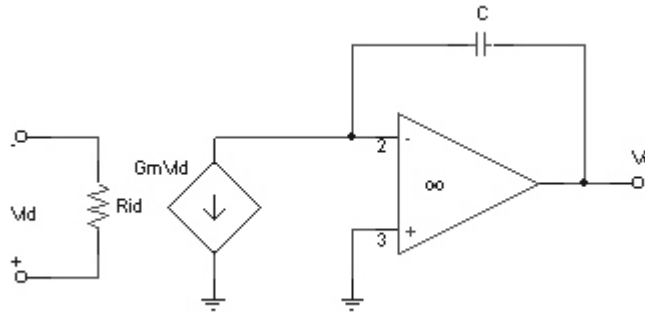
$$\text{Então para } \omega \gg \omega_b \Rightarrow A \cong \frac{A_0 \omega_b}{s} \Rightarrow A \approx \frac{\omega_t}{s}, \text{ pois } \omega_t = A_0 \omega_b.$$

Como $\omega_t \cong \frac{G_m}{C}$ para $\mu \gg 1$, então para $\mu \gg 1$ e $\omega \gg \omega_b$

$A \cong \frac{G_m}{s.C}$, o que mostra que o amp. op. atua como integrador quando funcionando em altas frequências.

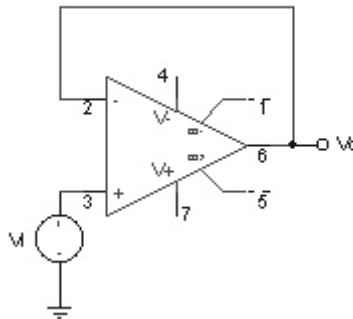
Então, o circuito do amp. op. pode ser representado como mostrado na figura abaixo (para $\mu \gg 1$ e $\omega \gg \omega_b$).





Então, $V_0 = \frac{1}{s.C} G_m.V_{id}$, ou seja, $A = \frac{V_0}{V_{id}} \Rightarrow A = \frac{G_m}{s.C}$, tal como era esperado.

Exemplo: Se for aplicado um degrau de tensão de 10 V na entrada de um buffer de tensão construído com um amp. op. 741, qual será o sinal de saída?



Da análise do circuito interno do amp. op. 741 (pg. 154), pode-se observar que se uma grande tensão de entrada é aplicada em um dos transistores, isto implica que os transistores Q_1 e Q_3 irão conduzir toda a corrente de polarização ($2I$), enquanto que os transistores Q_2 e Q_4 estarão cortados. Essa corrente ($2I$) é a que circulará através do capacitor. Assim, como

$$i_c = C \frac{dv}{dt} = C \frac{dv_0}{dt}$$

$$\Rightarrow v_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \Rightarrow v_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t 2I dt \Rightarrow v_0(t) = \frac{2I}{C} t$$

$$\text{Agora, como } v_0(t) = \frac{2I}{C} t \Rightarrow \frac{dv_0(t)}{dt} = \frac{2I}{C} \Rightarrow SR = \left. \frac{dv_0}{dt} \right|_{\max} = \frac{2I}{C}$$

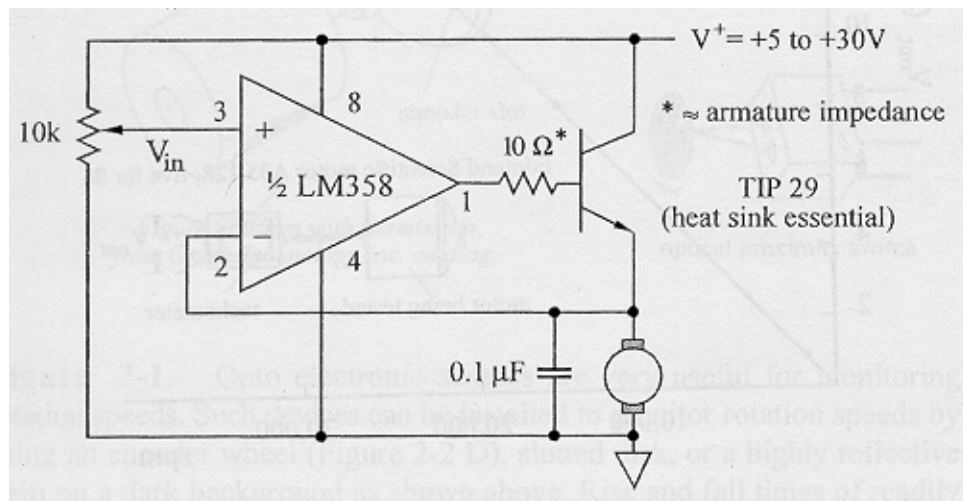
Usando os valores típicos para o amp. op. 741: $I = 9,5 \mu A$, $C = 30 pF$, temos que $SR = 0,63 V / \mu s$.

APLICAÇÕES DE AMP. OP.

Os amp. ops. são utilizados em diversas aplicações, tais como geradores de sinais (ondas senoidais, quadrada, impulso, triangular, etc.), filtros (passa-baixas, passa-altas, passa-banda, rejeita banda), circuitos de conformação de sinais procedentes de sensores, circuitos de interface com microprocessadores, microcontroladores, computadores, motores, etc. A seguir são mostrados alguns exemplos de aplicação.

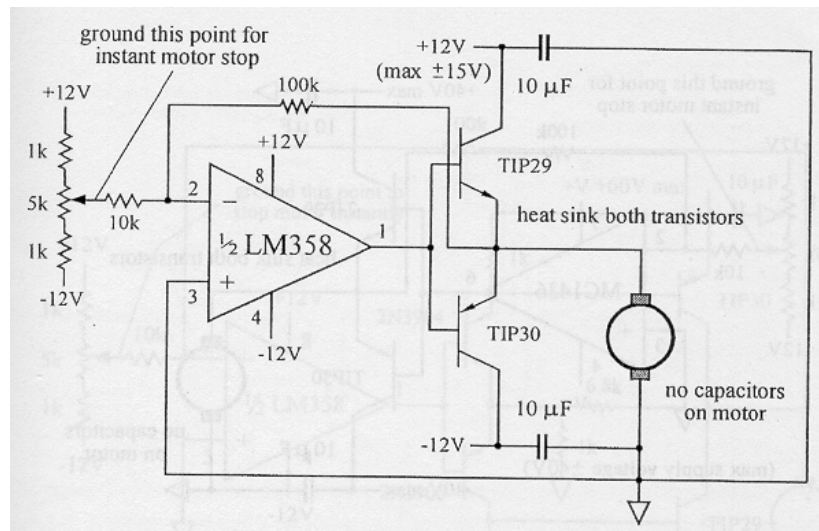
Circuito de Fornecimento de Energia para Motores CC Sem Escova

O circuito mostrado abaixo utiliza um dos amp. op. do chip LM358, o qual vem com dois amp. ops. integrados no chip e pode proporcionar até 40 mA de corrente de saída e ser alimentado em até 32 V. Pode-se também utilizar o amp. op. 741 no lugar do LM358, entretanto, deve-se limitar a tensão de alimentação a 18 V.

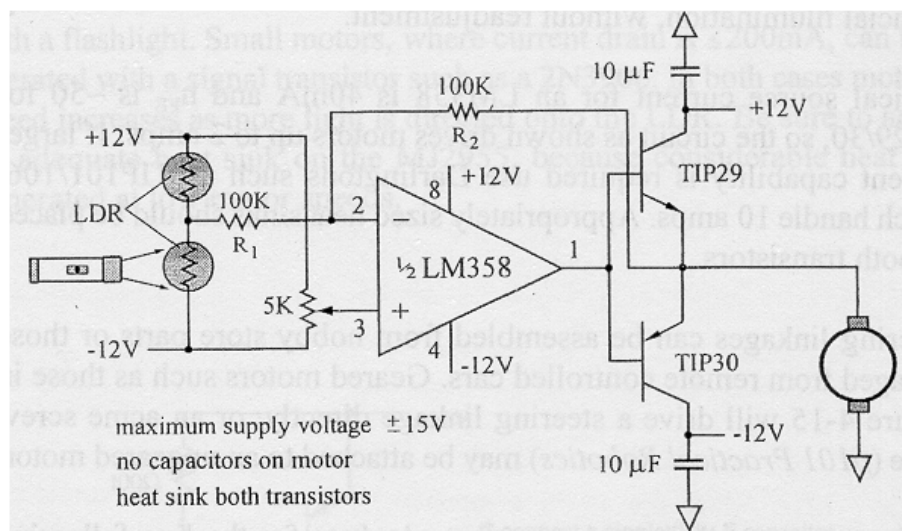


Com este circuito, pode-se utilizar motores de até 27,5 V e 0,5 A, sendo possível um bom controle de tensão sobre o mesmo, variando-se a sua velocidade (em apenas um sentido de rotação). Este circuito também pode ser utilizado para motores de até 5 A, trocando o transistor TIP 29 por um TIP 120.

Um outro circuito que utiliza amp. op. para interface com motores é o mostrado a seguir, o qual permite um controle de velocidade do motor nos dois sentidos de rotação. Note que também neste caso, o LM358 pode ser substituído pelo 741.

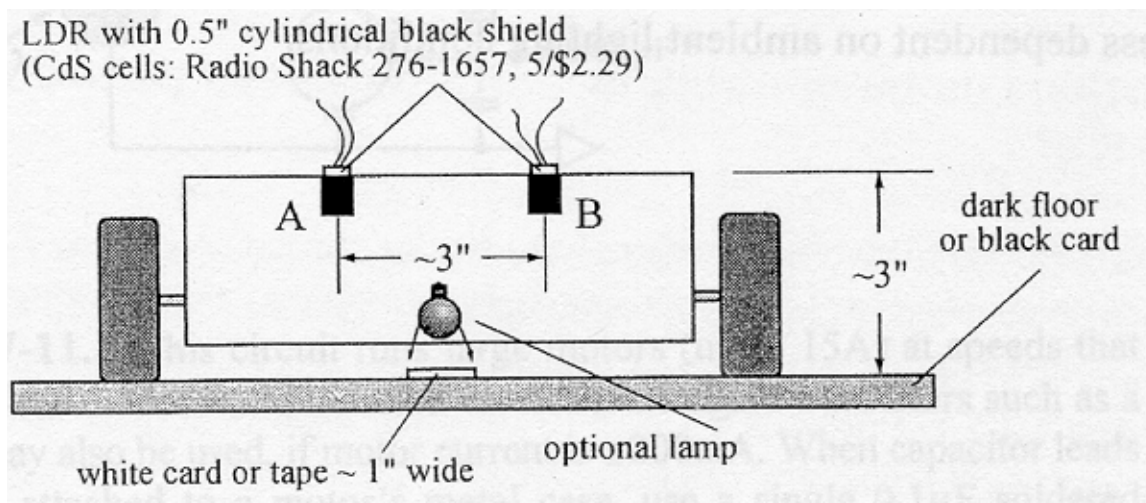


Com o circuito mostrado a seguir, pode-se construir um robô AGV (Auto-Guided Vehicle) de caminho definido, ou seja, que segue, por exemplo, uma fita branca colada no chão, um feixe de luz ou ainda que vá em direção a um local mais iluminado em um ambiente. O circuito utiliza como sensor dispositivos foto-resistores (LDRs) para a detecção da luz ambiente. Os LDRs possuem alto valor de resistência (alguns $M\Omega$) na ausência de luz e baixo valor de resistência na presença de luz (alguns $k\Omega$). São utilizados dois LDRs, de forma a se ter um sistema diferencial. Assim, se a luz chega mais a um do que a outro sensor, o motor é acionado em um sentido ou outro, permitindo que se possa construir um sistema de acionamento do motor que vá de encontro a um local de maior intensidade luminosa.



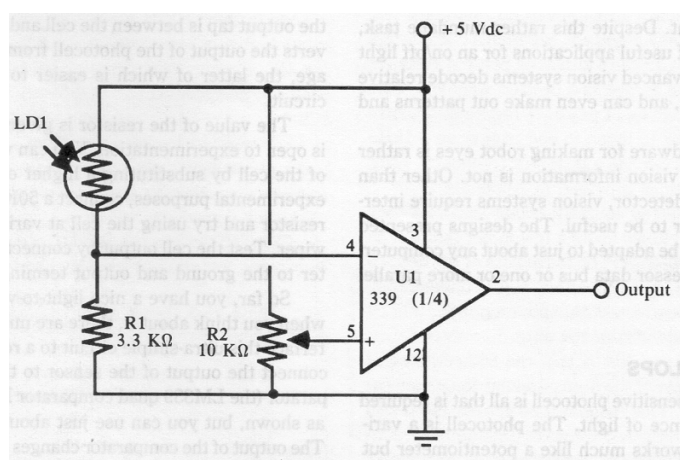
Uma pequena variação no circuito anterior pode incluir dois motores, mas note que como não existem dois motores exatamente iguais, é necessário colocar um potenciômetro em série com uma das bases dos transistores ou em série com os motores, de forma a compensar o fato dos motores serem diferentes.

A figura seguinte mostra uma implementação deste circuito em um robô capaz de seguir uma fita branca colada no solo, sendo este de cor preta. Assim, a luz ambiente refletirá na fita branca e poderá atingir mais a um sensor do que ao outro, permitindo-se que o robô siga a fita branca presa ao chão.



Sensor de Luz

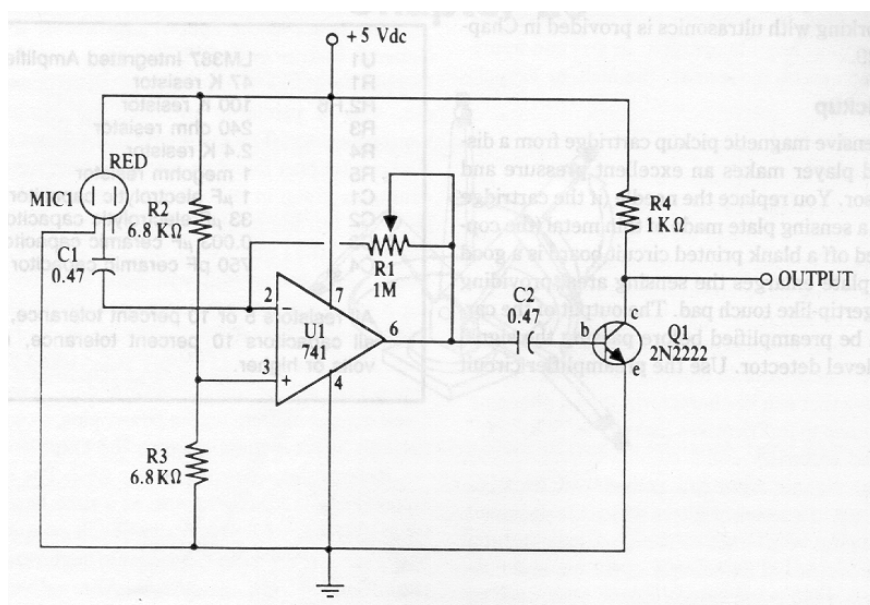
Um circuito mais simples, capaz de detectar a presença ou ausência de luz no ambiente é o mostrado abaixo. O circuito utiliza o chip LM339, o qual contém quatro comparadores integrados no mesmo chip. Note que a saída do comparador terá um nível de saturação (5 V) superior ou inferior (0 V) de acordo com a tensão de comparação ajustada no potenciômetro R2.



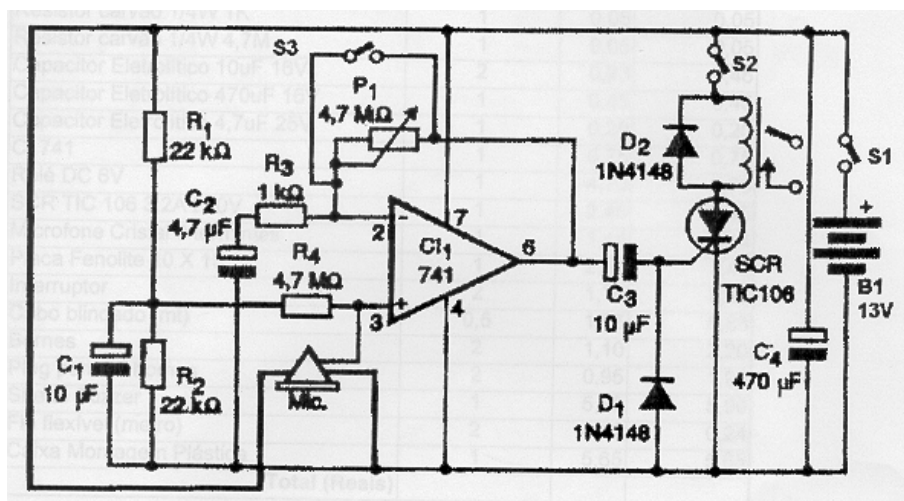
Alarme Sonoro

O circuito da figura seguinte mostra um amp. op. sendo utilizado para interfacear um microfone com um driver de corrente formado pelo transistor 2N2222. Pode-se acoplar no coletor do transistor, por exemplo, uma sirene que seja acionada se um ruído de determinada intensidade for captado pelo microfone.

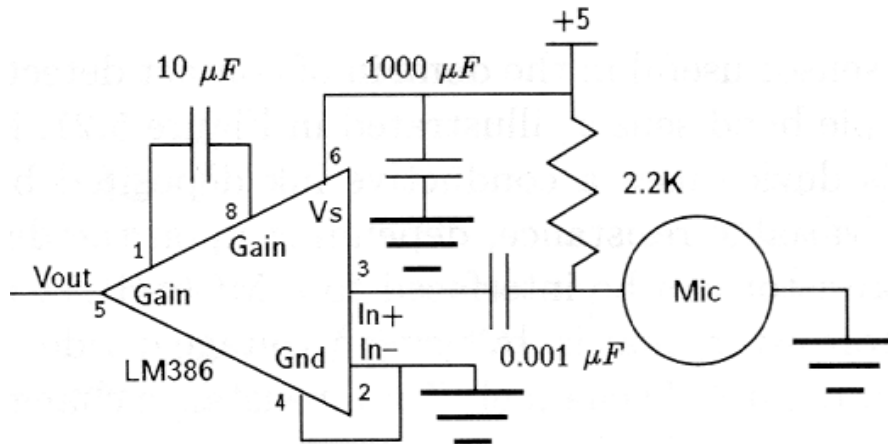
Pode-se alternativamente acoplar um relé para permitir que uma lâmpada seja acesa, um motor ou outro equipamento seja ligado, etc. Note que o potenciômetro R1 permite ajustar a sensibilidade do circuito. Assim, o circuito pode ser utilizado para detecção de palmas, assobio, ou mesmo para soar um alarme na presença de ruídos no ambiente.



Outro circuito que também opera como alarme sonoro é o mostrado na figura abaixo. Note que a saída do amp. op. ativa um SCR, o que força o relé atuar, ligando, por exemplo, uma lâmpada, um equipamento, etc. Ressalta-se que dependendo do tipo de SCR utilizado, deve-se trocar o diodo D1 por um potenciômetro.



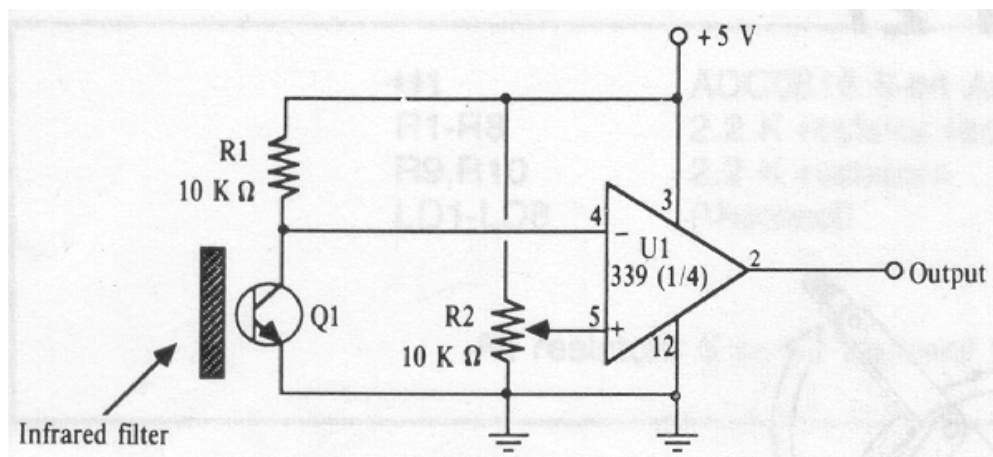
Um outro circuito que pode ser utilizado para interface com um microfone é o mostrado na figura seguinte, o qual utiliza um amplificador de áudio LM386.



Sensor de Fogo

Uma outra aplicação de amp. ops. é a detecção de radiação infravermelha proveniente do calor produzido pelo fogo. A figura abaixo mostra o uso do amp. op. para interfacear um fototransistor, o qual possui uma película de filtro infravermelho adaptada à sua entrada de luz. O potenciômetro R2 permite que se ajuste a sensibilidade para um valor adequado de detecção da radiação infravermelha procedente do fogo. Note que a iluminação ambiental também produz radiação infravermelha, assim, o nível de tensão estabelecido pelo potenciômetro R2 deve ser tal que despreze esse nível de radiação.

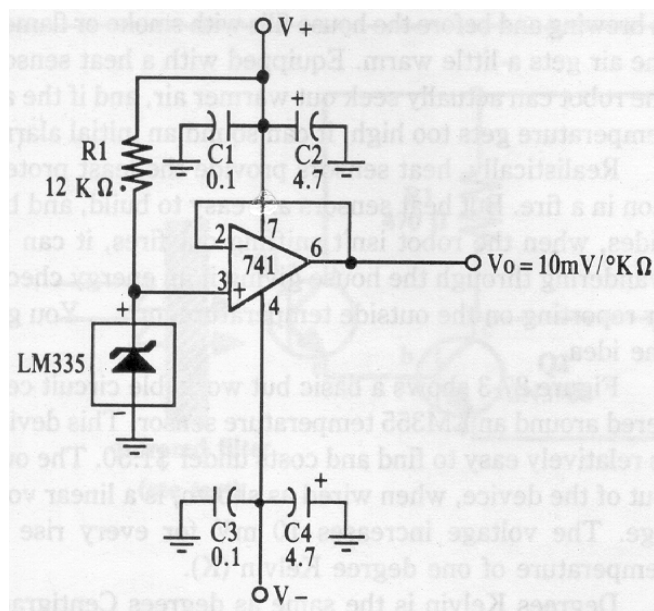
A saída do circuito pode ser acoplada a um driver de tensão ou de corrente, de forma a acionar, por exemplo, uma sirene de alta potência.



Sensor de Temperatura

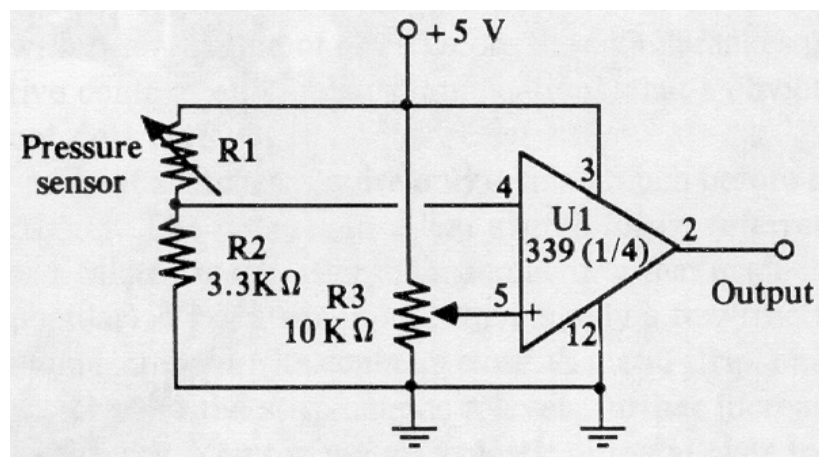
Uma forma de estimar a temperatura ambiente é usar, por exemplo, o LM335, o qual proporciona 10 mV em sua saída para cada grau Kelvin de aumento de temperatura, ou seja, se a tensão de saída é 3.1 V, isto implica uma temperatura

de 310 K, ou seja, 37 °C. O circuito abaixo mostra o uso de um buffer de tensão, construído com o amp. op. 741, para interfacear o sensor de temperatura com cargas diversas. Um outro exemplo de sensor de temperatura é o LM35, o qual proporciona uma tensão de saída proporcional à temperatura em graus Celsius.



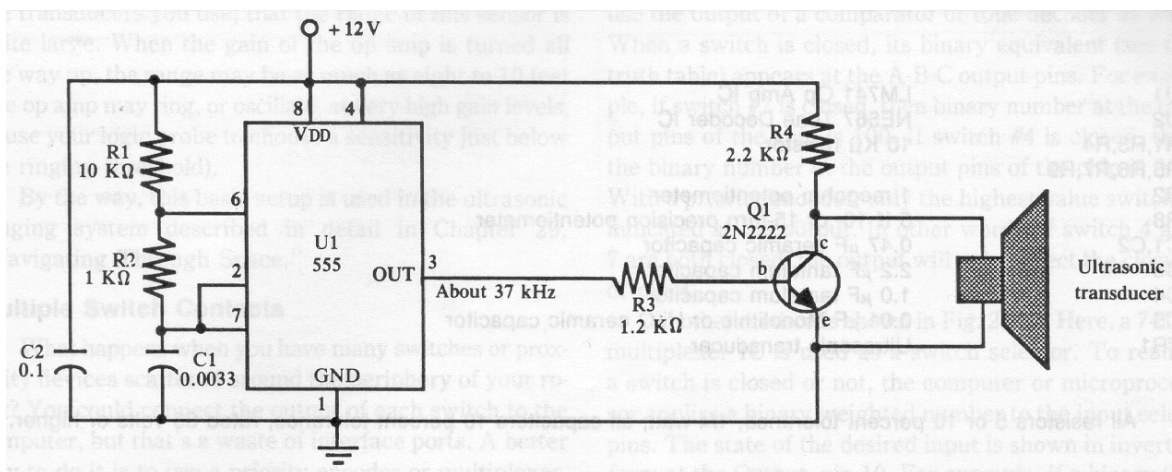
Sensor de Pressão

O circuito a seguir mostra o uso de amp. op. para interfacear um sensor de pressão (força) com cargas diversas. O sensor pode ser, por exemplo, um FSR (Force Sensing Resistor), o qual é um resistor cuja resistência varia com a força exercida sobre o sensor. Note que, como em circuitos anteriores, é utilizado um comparador (LM339), o qual proporciona em sua saída uma tensão de 5 ou 0 V, de acordo com a força exercida e com a sensibilidade do circuito, a qual é ajustada no potenciômetro R3. Com este circuito, pode-se acionar na saída do amp. op. cargas diversas, usando um driver de corrente ou de tensão quando, por exemplo, alguém pressiona o sensor.

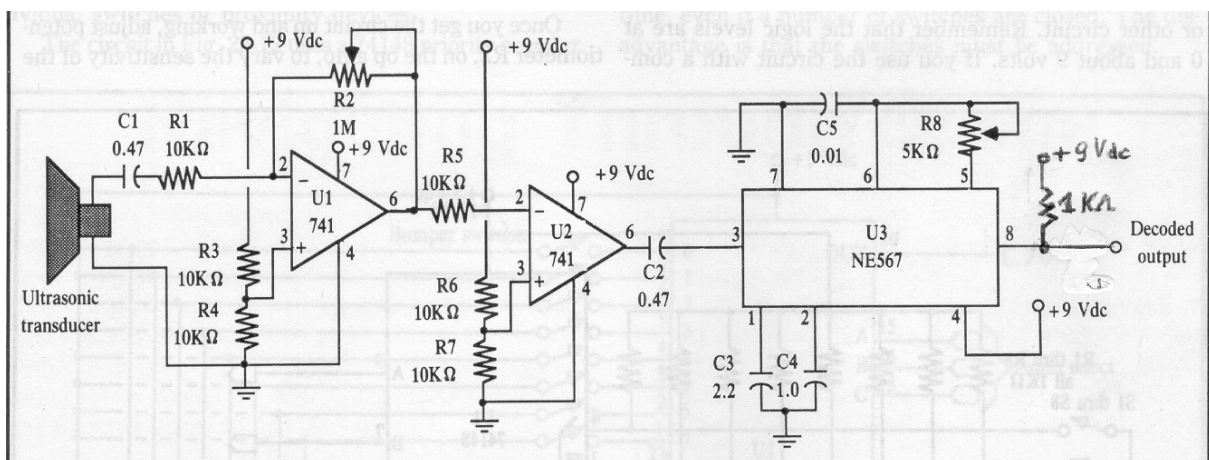


Alarme Ultra-Sônico e Sensor de Proximidade Ultra-Sônico

O amp. op. também pode ser utilizado para a interface com sensores ultra-sônicos. Os circuitos abaixo mostram o circuito completo para a construção de um alarme ultra-sônico ou sensor de proximidade ultra-sônico. Para a transmissão do sinal ultra-sônico, é utilizado um oscilador baseado no CI 555 (ver mais detalhes do CI 555 nas pg. 132-133), o qual produz em sua saída uma onda quadrada de 37 kHz, que é a frequência de ressonância do transdutor ultra-sônico utilizado. Pode-se também substituir o circuito oscilador baseado no CI 555 por um oscilador RC (por exemplo, o de Ponte de Wien, mostrado na pg. 240).



Na recepção do sinal ultra-sônico, são utilizados amp. op. 741, os quais amplificam os sinais de 37 kHz recebidos pelo transdutor receptor. O CI NE567 é um detector de tom, o qual está ajustado para detectar tons de frequência 37 kHz, que é a frequência de operação dos transdutores ultra-sônicos.



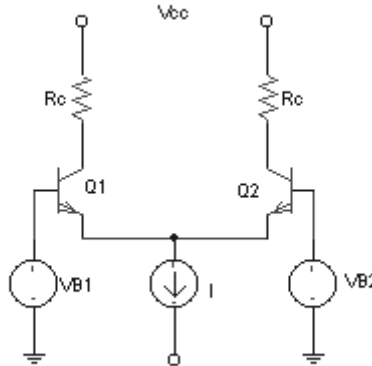
A saída do NE567 proporciona uma tensão de saída de 9 V se receber um sinal com a frequência para a qual foi ajustado para detectar. No caso do circuito mostrado anteriormente, sua saída mudará (de 9 V para 0 V) sempre que não chegue sinal de 37 kHz em sua entrada. Desta forma, para operação como alarme ultra-sônico, os transdutores devem ser posicionados frente a frente. Assim, se o feixe emitido pelo transdutor emissor for interrompido, o transdutor receptor não receberá sinal, o que fará com que a saída do 567 mude (de 9 V para 0 V), acionando, por exemplo, uma sirene. Para funcionamento como sensor de proximidade, os transdutores ultra-sônicos devem ser posicionados lado a lado. Assim, se não houver obstáculos dentro do campo de detecção do sensor, o sinal emitido pelo transdutor emissor não será detectado pelo transdutor receptor e a saída do 567 ficará em nível baixo (0 V). Entretanto, se um objeto estiver próximo aos transdutores, um sinal de eco pode chegar ao transdutor receptor, fazendo com que a saída do 567 mude para nível alto (9 V).

Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

O amplificador diferencial é a configuração mais utilizada em circuitos integrados analógicos. Como exemplo, o estágio de entrada de todo amp. op. é um amplificador diferencial.

O Par Diferencial BJT – Descrição Qualitativa de Funcionamento

Consiste de dois transistores casados, Q_1 e Q_2 , cujos emissores são curto-circuitados e polarizados por uma fonte de corrente constante I (ver figura abaixo).



Funcionamento do Par Diferencial

- Resposta à Tensão em Modo Comum**

Antes de analisar o par diferencial, deve-se recordar que para um transistor bipolar temos as seguintes relações:

$$i_E = i_B + i_C$$

$$i_C = \beta i_B$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta}$$

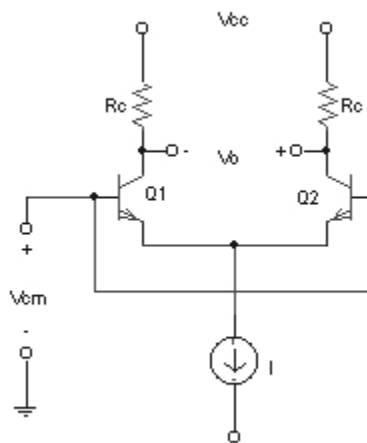
$$i_C = \frac{\beta}{\beta + 1} i_E \therefore i_C = \alpha i_E$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \cong 1$$

β depende de cada transistor. Varia de 100 a 200 para transistores modernos e até 1000 para transistores especiais. Por exemplo, para o BC547A (NPN): $125 < \beta < 900$ e para o BC556A (PNP): $75 < \beta < 900$. Também é importante recordar que para o transistor bipolar operar na região ativa, a tensão na base (V_B) deve ser menor que a tensão no coletor (V_C), ou seja, $V_B < V_C$. Por outro lado, para o transistor saturar, a corrente de base (I_B) deve ser superior à corrente de coletor (I_C) dividido por β , ou seja, $I_B > I_C / \beta$, além de que na saturação a tensão entre o coletor e o emissor do transistor é de aproximadamente 0,2 V ($V_{CE} = 0,2$ V).

Finalmente, para cortar o transistor, a tensão entre base e emissor deve ser menor do que 0,6 V ($V_{BE} < 0,6 \text{ V}$)

Imagine agora que inicialmente um sinal v_{cm} é aplicado a ambas as bases dos transistores do par diferencial. Como Q_1 e Q_2 são casados, por simetria, temos que a corrente I se dividirá igualmente entre os dois transistores. Assim, $i_{E1} = i_{E2} = I/2$ e a tensão nos emissores, V_E , será $V_{cm} - V_{BE}$. Considerando $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, temos que $v_E = v_{cm} - 0,7$. Como $i_{c1} = i_{c2} = \alpha \cdot I/2$, a tensão em cada coletor é dada por $V_{CC} - \alpha \cdot I/2 \cdot R_C$. Observe então que a diferença de potencial, v_0 , entre os dois coletores é zero. Enquanto Q_1 e Q_2 permanecerem na região ativa, a corrente I se dividirá igualmente entre Q_1 e Q_2 e as tensões nos coletores não mudarão. Assim, o par diferencial ideal não responde (ou seja, rejeita) sinais de entrada em modo comum.



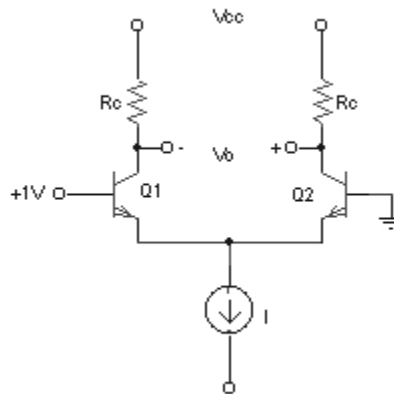
Resposta do Par Diferencial a Grandes Sinais

1º caso:

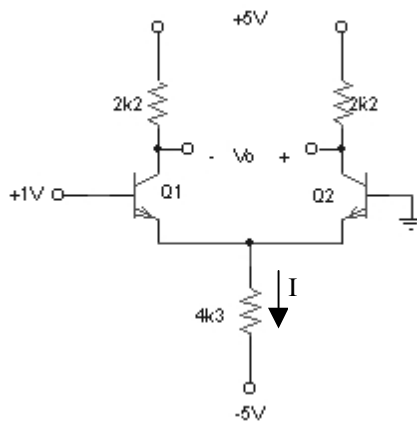
Aplicando um “grande” sinal de entrada diferencial, ou seja, fazendo $v_{B2} = 0$ e $v_{B1} = 1 \text{ V}$, vemos que o transistor Q_1 conduzirá toda a corrente I e Q_2 estará cortado (ver figura seguinte). Como Q_1 está conduzindo, o emissor de Q_1 estará em $+ 0,3 \text{ V}$, o que manterá o transistor Q_2 reversamente polarizado. As tensões nos coletores serão:

$$v_{c1} = V_{CC} - \alpha \cdot I \cdot R_C \text{ e } v_{c2} = V_{CC}$$

o que faz com que a diferença de potencial, v_0 , entre os coletores seja igual a $\alpha \cdot I \cdot R_C$.



Note que para a experiência de laboratório nº 6, $V_{cc}=5\text{ V}$, $R_c= 2,2\text{ k}\Omega$, e a fonte de corrente I será substituída por uma resistência de $4,3\text{ k}\Omega$ em série com uma fonte de -5 V . O circuito do laboratório ficará da seguinte forma:



Como a tensão no emissor, v_E , é de $0,3\text{ V}$, a corrente de polarização I é dada por:

$$I = \frac{0,3 - (-5)}{4,3K} = 1,23\text{ mA}$$

Então, o valor de v_0 pode ser obtido de:

$$v_0 = \alpha I R_c$$

$$v_0 \cong I R_c$$

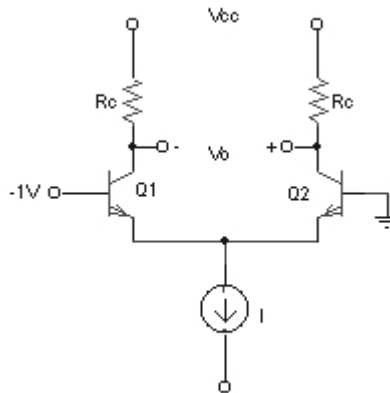
$$v_0 = 2,7V$$

2º caso:

Se agora fizermos $v_{B1}=-1\text{ V}$ e $v_{B2}=0$, observe que Q_1 estará cortado e Q_2 estará conduzindo toda a corrente I . Neste caso, o emissor comum terá uma tensão de $-0,7\text{ V}$, o que manterá Q_1 cortado. A tensão nos coletores será

$$v_{C2}=V_{cc}-\alpha \cdot I \cdot R_c \text{ e } v_{C1}=V_{cc}$$

e a diferença de potencial, v_0 , será de $-\alpha \cdot I \cdot R_c$.



Para o laboratório, para $v_E = -0,7 \text{ V}$, temos que:

$$I = 1 \text{ mA} \Rightarrow v_0 = -2,2 \text{ V}$$

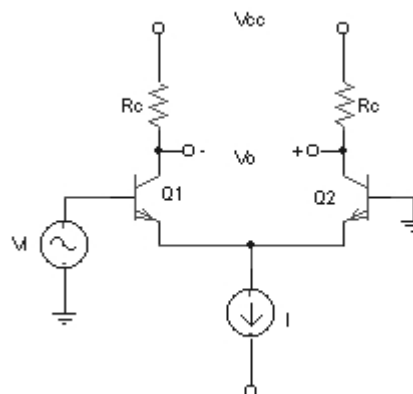
Note que o par diferencial responde a sinais diferenciais, mas rejeita sinais em modo comum. Note também que mesmo com pequenas diferenças de tensão, consegue-se desviar a corrente total de polarização de um lado do par para o outro. Isto torna o par diferencial muito utilizado em circuitos digitais de alta velocidade.

O Par Diferencial Funcionando Como Amplificador

Para o circuito abaixo, se ambas as bases dos transistores Q_1 e Q_2 estivessem aterradas, cada transistor conduziria uma corrente $I/2$. Agora, se aplicarmos em uma das entradas do par diferencial um sinal bastante pequeno (alguns milivolts), isto fará com que um dos transistores conduza uma corrente um pouco maior, de valor $I/2 + \Delta I$. Por outro lado, o outro transistor conduzirá uma corrente $I/2 - \Delta I$, onde ΔI é proporcional à tensão de entrada v_i . Assim, teremos no coletor de Q_1 uma tensão, $v_{c1} = V_{cc} - \alpha \cdot I/2 \cdot R_c - \alpha \cdot \Delta I \cdot R_c$ e no coletor de Q_2 uma tensão $v_{c2} = V_{cc} - \alpha \cdot I/2 \cdot R_c + \alpha \cdot \Delta I \cdot R_c$. Isto resulta em uma tensão de saída diferencial de valor

$$v_0 = 2 \cdot \alpha \cdot \Delta I \cdot R_c$$

Ou seja, v_0 será proporcional à tensão de entrada v_i .



Detalhes da Operação do Par Diferencial BJT (para Pequenos e Grandes Sinais)

Para um transistor bipolar, existe uma relação envolvendo a tensão no emissor, v_E , com a corrente no emissor, i_E , dada por:

$$i_E = \frac{I_s}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$$

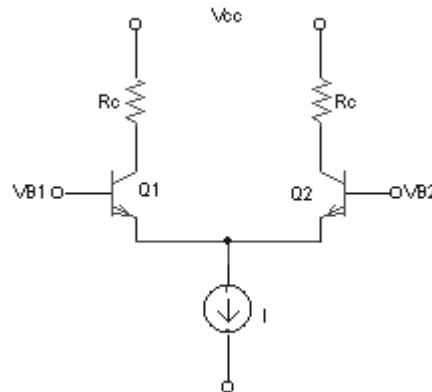
onde I_s é a corrente de saturação (entre 10^{-12} e 10^{-15} A) e V_T é a tensão térmica (≈ 25 mV à temperatura ambiente).

Por exemplo, para o transistor BC547A, usando $I_s = 10^{-15}$ A, $V_{BE} = 0,69$ V para $i_E = 1$ mA.

Assim, para o par diferencial, temos que a corrente em cada emissor é dada por:

$$i_{E1} = \frac{I_s}{\alpha} e^{(v_{B1} - v_E)/V_T}$$

$$i_{E2} = \frac{I_s}{\alpha} e^{(v_{B2} - v_E)/V_T}$$



Note que como $i_E = \frac{I_s}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$, então na presença de pequenos e grandes sinais, temos:

$$i_C = I_s e^{v_{BE}/V_T} = I_s e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T}$$

$$i_C = I_s e^{V_{BE}/V_T} \cdot e^{v_{be}/V_T} \Rightarrow i_C = I_C \cdot e^{v_{be}/V_T}$$

onde i_C é a corrente total no coletor do transistor e I_C é a componente CC da corrente de coletor. Por outro lado, v_{BE} é a tensão total entre base e emissor, V_{BE} é a componente CC e v_{be} é a componente de pequeno sinal existente entre base e emissor.

Observando a expressão anterior, note que $e^X = 1 + X + \frac{X^2}{2!} + \frac{X^3}{3!} + \dots + \frac{X^n}{n!}$

Assim, como $\frac{v_{be}}{V_T}$ é muito pequeno, então, $e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \cong 1 + \frac{v_{be}}{V_T}$ (Essa aproximação é válida para $v_{be} \leq 10 \text{ mV}$).

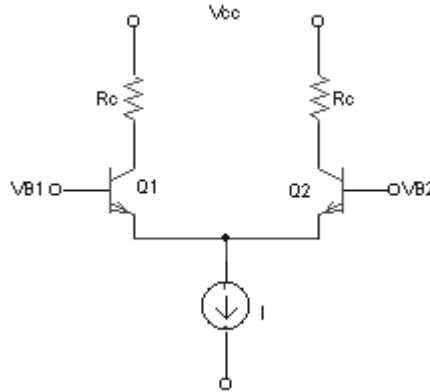
$$\text{Então, } i_C = I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right) = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

Mas $\frac{I_C}{V_T} \cong g_m$ (transcondutância)

$$\boxed{i_C = I_C + g_m v_{be}}$$

Ou seja, a corrente total i_C é composta por uma componente de corrente CC (I_C) e uma componente de pequeno sinal, dada por $i_c = g_m v_{be}$.

Voltando ao caso do par diferencial (figura abaixo) e trabalhando com as expressões abaixo, temos:



$$i_{E1} = \frac{I_s}{\alpha} e^{\frac{(v_{B1} - v_E)}{V_T}}$$

$$i_{E2} = \frac{I_s}{\alpha} e^{\frac{(v_{B2} - v_E)}{V_T}}$$

$$\text{Destas equações, temos: } \frac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}}$$

$$\text{Mas } \frac{i_{E1}}{i_{E2}} + 1 = \frac{i_{E1} + i_{E2}}{i_{E2}}. \text{ Então, } e^{\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}} + 1 = \frac{i_{E1} + i_{E2}}{i_{E2}} \Rightarrow \boxed{\frac{i_{E2}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + e^{\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}}}} \quad (1)$$

Por outro lado, temos que:

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1}} = e^{-\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}} \Rightarrow \frac{i_{E2}}{i_{E1}} + 1 = \frac{i_{E2} + i_{E1}}{i_{E1}} = e^{\frac{(v_{B2} - v_{B1})}{V_T}} + 1 \Rightarrow \boxed{\frac{i_{E1}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + e^{\frac{(v_{B2} - v_{B1})}{V_T}}}} \quad (2)$$

Agora, para o par diferencial sabemos que $i_{E1} + i_{E2} = I$ (3)

Assim, substituindo (3) em (2) e (3) em (1), temos que:

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + e^{\frac{(v_{B2} - v_{B1})}{V_T}}} \quad (4)$$

$$i_{E2} = \frac{I}{1 + e^{\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}}} \quad (5)$$

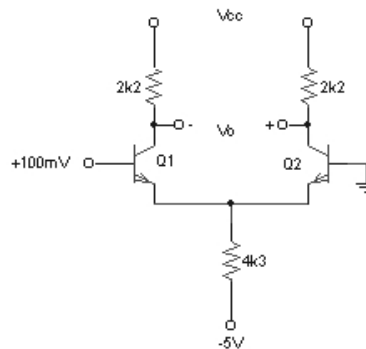
Note que:

$$i_{C1} = \alpha \cdot i_{E1}$$

$$i_{C2} = \alpha \cdot i_{E2}$$

Das expressões (4) e (5), pode-se notar que o amplificador diferencial responde somente à diferença de tensões $v_{B1} - v_{B2}$, ou seja, se $v_{B1} = v_{B2} = v_{CM}$, a corrente I se dividirá igualmente entre ambos os transistores.

Para o caso da experiência de laboratório nº 6 temos o seguinte circuito:



Neste caso, para $v_{B1} = 100 \text{ mV}$ e $v_{B2} = 0 \text{ V} \Rightarrow v_{B1} - v_{B2} = 100 \text{ mV} = 4V_T$ e substituindo estes valores nas expressões (4) e (5), temos:

$$i_{E2} = 0,018I$$

$$i_{E1} = 0,982I$$

$$\text{Para } I = 1 \text{ mA} \Rightarrow \begin{aligned} i_{E2} &= 0,018 \text{ mA} \\ i_{E1} &= 0,982 \text{ mA} \end{aligned}$$

Como $i_{E1} = I/2 + \Delta I$, temos que $\Delta I = 0,982 - 0,5 \therefore \Delta I = 0,482 \text{ mA}$

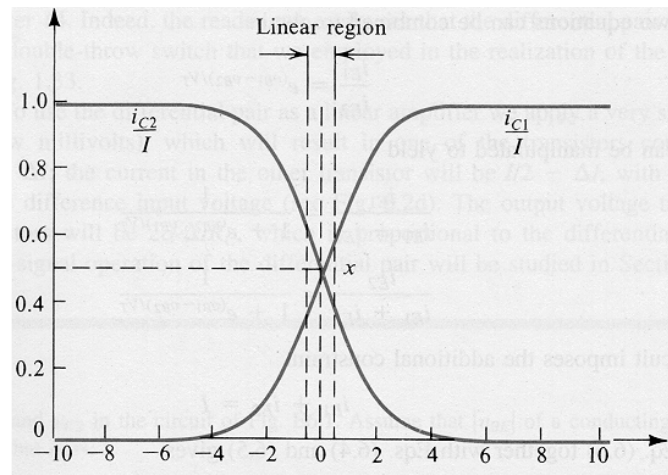
$$\text{Assim, } v_0 \cong 2 \cdot \Delta I \cdot R_C = 2 \times 0,482 \times 10^{-3} \times 2,2 \times 10^3$$

$$v_0 \cong 2,1 \text{ V}$$

Note que mesmo uma pequena diferença de tensão $v_{B1} - v_{B2}$ (100 mV) faz com que a corrente I flua quase que totalmente em um dos transistores. Isto faz do par

diferencial uma “chave” de corrente de alta velocidade, comparado com quando se utiliza o transistor no corte ou saturação (processo mais lento). Por esta razão, o par diferencial é utilizado em circuitos lógicos de alta velocidade.

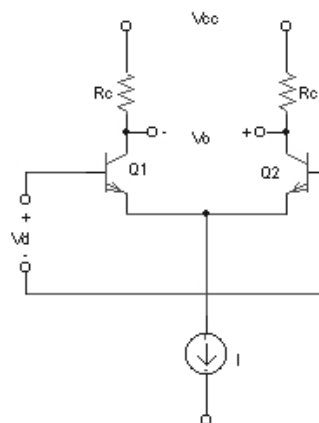
As expressões (4) e (5) são mostradas graficamente na figura abaixo, onde o eixo das ordenadas representa a corrente de coletor normalizada, i_C/I , e o eixo das abcissas representa a tensão de entrada diferencial normalizada, $(V_{B1}-V_{B2})/V_T$.



Detalhes da Operação de Pequeno Sinal do Amplificador Diferencial

Para analisar a aplicação do par diferencial como amplificador de pequenos sinais, limitamos nossa análise a sinais de entrada com valores menores do que $V_T/2$ ($\approx 12,5$ mV), de forma a se poder operar sobre um segmento linear da curva do BJT (ver figura anterior).

Note que, para nossa análise, está implícito que existe uma polarização CC em ambas as bases dos transistores, ou seja, que existe uma tensão CC em modo comum v_{CM} aplicada às entradas do amplificador diferencial. A figura abaixo mostra o circuito amplificador, onde v_d é o pequeno sinal de entrada.



1ª Análise

Do circuito:

$$v_d - v_{BE1} + v_{BE2} = 0 \quad (6)$$

Como $V_{BE1}=V_{BE2}=V_{BE}$, pois existe uma mesma tensão CC aplicada a ambas as bases e os transistores são casados, então temos que

$$v_d - V_{BE} - v_{be1} + V_{BE} + v_{be2} = 0 \Rightarrow v_d = v_{be1} - v_{be2}$$

Como Q_1 e Q_2 são casados, temos que $v_{be1} = \frac{v_d}{2} \Rightarrow v_{be2} = -\frac{v_d}{2}$

Por outro lado, as correntes nos coletores serão: $i_{C1} = I_{C1} + i_{c1} = \alpha \frac{I}{2} + g_m \frac{v_d}{2}$ e

$i_{C2} = I_{C2} + i_{c2} = \alpha \frac{I}{2} - g_m \frac{v_d}{2}$ e as tensões nos coletores serão dadas então pelas

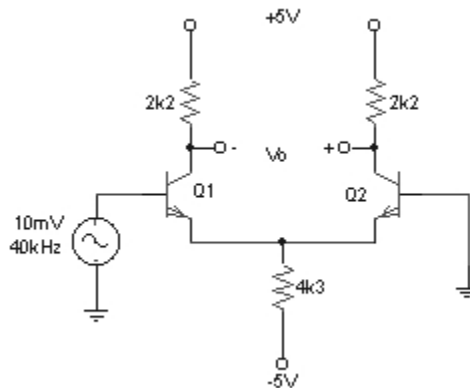
expressões: $v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - g_m \frac{v_d}{2} R_C$ $v_{C2} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C + g_m \frac{v_d}{2} R_C$.

Então, a tensão de saída diferencial será dada por $v_0 = v_{C2} - v_{C1} \Rightarrow v_0 = g_m R_C v_d$. O

ganho de tensão do amplificador é $A_d \equiv \frac{v_0}{v_d} = g_m R_C$.

Note que esta expressão somente é válida para o circuito mostrado, no qual não existem resistências nos emissores.

Para o circuito mostrado abaixo, que é o da experiência nº 6 do laboratório, pede-se medir qual a amplitude de saída se o sinal de entrada tem 10 mV/40 kHz.



A amplitude de saída esperada é dada pela expressão:

$$v_0 = g_m R_C v_d, \text{ mas } g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong \frac{I_E}{V_T} = \frac{I/2}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3} / 2}{25 \times 10^{-3}} \Rightarrow g_m = 0,02 \text{ A/V}$$

Então, $v_0 = 0,02 \times 2,2 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3}$

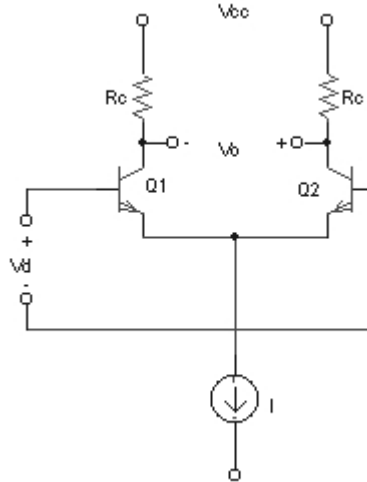
$$v_0 = 0,44 \text{ V}$$

O ganho de tensão do circuito é dado por: $A_d = \frac{v_0}{v_d} = \frac{440 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-3}}$, ou seja,

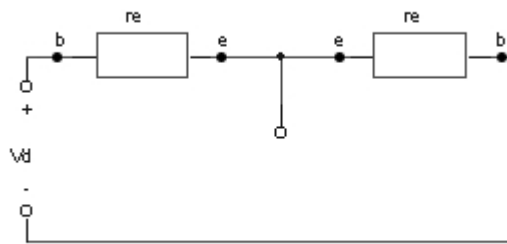
$$A_d = 44 \text{ V/V}$$

2ª Análise

Um outro tipo de análise pode ser feito para o amplificador diferencial novamente mostrado abaixo.



Usando um modelo de pequeno sinal simplificado para os transistores e considerando que a fonte de corrente é ideal (resistência infinita), temos que o circuito ficará da seguinte forma:



Note que $i_e = \frac{i_c}{\alpha}$ e $i_c = g_m v_{be} = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$. Assim, $i_e = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} \Rightarrow i_e = \frac{I_E}{V_T} v_{be} \Rightarrow \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E}$.

Isto implica que a resistência entre a base e o emissor do transistor é dada por

$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E}$. Por outro lado, vemos que a corrente de emissor será dada por

$i_e = \frac{v_d}{2r_e}$, o que implica que $i_{c1} = \alpha \frac{v_d}{2r_e}$ e $i_{c2} = -\alpha \frac{v_d}{2r_e}$. Assim, considerando que a

fonte de tensão possui zero volts de sinal, as tensões nos coletores serão:

$$v_{C1} = 0 - \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C \Rightarrow v_{C1} = -\alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C \quad \text{e} \quad v_{C2} = 0 + \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C \Rightarrow v_{C2} = \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C, \quad \text{o que}$$

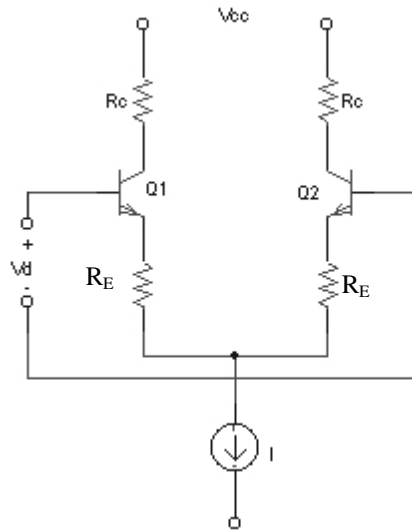
implica que a tensão de saída diferencial será $v_0 = \alpha \frac{v_d}{r_e} R_C$, o que resulta em

$$A_d \equiv \frac{v_0}{v_d} \cong \frac{R_C}{r_e}.$$

Note que como $r_e = \frac{V_T}{I_E} \Rightarrow v_0 = \alpha \frac{v_d}{V_T / I_E} R_C = \frac{\alpha I_E v_d R_C}{V_T}$

Assim, $v_0 = \frac{I_C}{V_T} v_d R_C \Rightarrow \boxed{v_0 = g_m R_C v_d}$, tal como obtido anteriormente!

No caso em que existam resistências (R_E) nos emissores dos transistores (como mostrado na figura abaixo), temos que:



$$\boxed{i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}}, \quad \text{o que implica que} \quad \boxed{v_0 = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e} v_d} \quad \text{e} \quad A_d \cong \frac{R_C}{R_E + r_e}, \quad \text{que pode ser}$$

reescrito como $\boxed{A_d = \frac{2R_C}{2r_e + 2R_E}}$. No caso em que não haja resistência nos

emissores, já foi visto que $A_d \cong \frac{R_C}{r_e}$, que também pode ser reescrito como

$$A_d \cong \frac{2R_C}{2r_e}. \quad \text{Assim, ambas as expressões para ganho de tensão estabelecem que}$$

“o ganho de tensão diferencial (A_d) é igual à relação entre a resistência total nos

coletores ($2R_C$) e a resistência total nos emissores ($2r_e$, ou $2r_e+2R_E$ se houver resistência nos emissores)". De um forma geral, $A_d \cong \frac{2R_C}{2(r_e + R_E)}$.

Exemplo: Projete um amplificador diferencial que forneça uma tensão de saída diferencial de 1 V para sinal de entrada diferencial de 10 mV. Estão disponíveis, uma fonte de corrente de 1 mA e uma fonte de tensão de 10 V. Qual a máxima tensão de entrada em modo comum para este projeto?

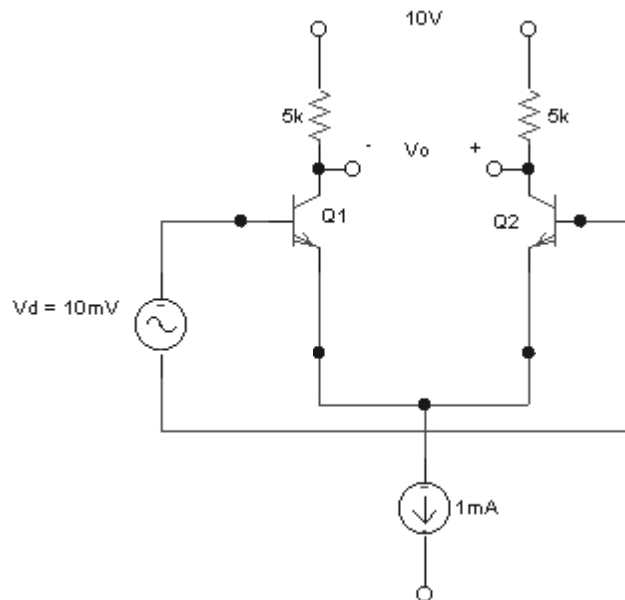
Como $v_0=1$ V e $v_d=10$ mV, então o amplificador diferencial deve ter um ganho A_d

de 100 V/V. Por outro lado, sabemos que $A_d \cong \frac{\sum \text{Resistências dos coletores}}{\sum \text{Resistências dos emissores}}$ e se

não colocarmos resistências nos emissores, $A_d \cong \frac{2R_C}{2r_e} \Rightarrow \frac{R_C}{r_e} = 100$. Como $I=1$ mA

$\Rightarrow I_E=0,5$ mA, o valor de r_e pode ser obtido de $r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \times 10^{-3}}{0,5 \times 10^{-3}} = 50 \Omega$, o que

implica que $R_C=5$ k Ω . A figura abaixo mostra o circuito com os valores calculados. Note que ambas as bases devem estar polarizadas por uma tensão v_{CM} , a qual será calculada a seguir.



A máxima tensão em modo comum (v_{CM}) pode ser obtida sabendo-se que como os transistores devem operar como amplificador, eles devem estar na região ativa. Isto implica que $v_B \leq v_C$, ou seja, na região ativa, a tensão na base nunca deve superar a tensão de coletor.

Então, para o transistor Q_1 , temos que $v_{B1} \leq v_{C1}$. Mas $v_{B1} = v_{CM} + \frac{v_d}{2}$. Por outro

lado, $v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - g_m R_C \frac{v_d}{2}$. Mas $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \alpha \frac{I_E}{V_T} = \frac{\alpha}{r_e}$. Assim,

$$v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - \frac{\alpha v_d R_C}{2r_e}. \text{ Mas } A_d = \alpha \frac{R_C}{r_e}$$

$$v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - A_d \frac{v_d}{2}$$

Aplicando a condição $v_{B1} \leq v_{C1}$, e sabendo que $V_{CC}=10$ V, $v_d=10$ mV, $I=1$ mA, $R_C=5$ k Ω , $A_d=100$ V/V e $\alpha=1$, temos que

$$v_{CM} + \frac{v_d}{2} \leq V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - A_d \frac{v_d}{2}$$

$$v_{CM} \leq 6,995 \text{ V}$$

Ou seja, $v_{CM \text{ max}} = 6,995 \text{ V}$.

Resistência de Entrada Diferencial

A resistência de entrada de um amplificador diferencial (R_{id}) é a resistência vista entre as duas bases, ou seja, a resistência vista pelo sinal de entrada diferencial,

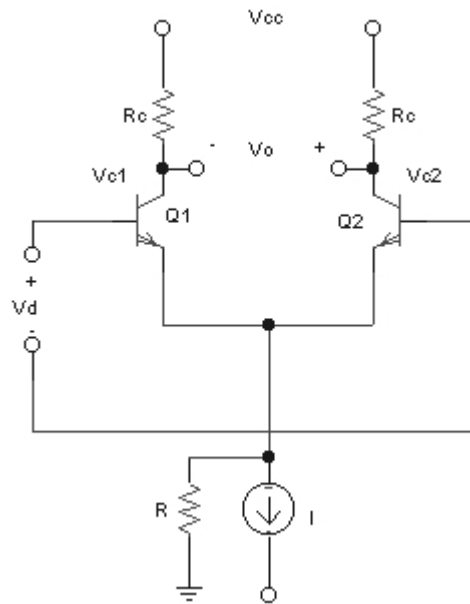
v_d , dada por, $R_{id} \equiv \frac{v_d}{i_b}$. Como sabemos que $i_e = \frac{v_d}{2r_e}$, temos que $i_b = \frac{v_d}{(\beta+1)2r_e}$, então $R_{id} = (\beta+1)2r_e$, que pode ser reescrita como $R_{id} = 2r_\pi$, onde $r_\pi = (\beta+1)r_e$.

Por outro lado, se houver resistência nos emissores, a resistência de entrada diferencial será dada por $R_{id} = (\beta+1)(2r_e + 2R_E)$.

Assim, temos a seguinte regra, chamada Regra de Reflexão de Resistência: “A resistência vista entre as duas bases (R_{id}) dos transistores do par diferencial é igual à resistência total no circuito emissor ($2r_e$, ou $2r_e+2R_E$ se houver resistência nos emissores) multiplicado por $(\beta+1)$ ”.

Meio-Circuito Diferencial e Meio-Circuito em Modo Comum

Representando agora o amplificador diferencial, mas associando à fonte de corrente sua resistência de saída R , com $R \gg r_e$, temos o circuito mostrado na figura seguinte:



Note que se agora tomarmos o sinal de saída entre o coletor de Q_1 e o coletor de Q_2 , ou seja $v_0 = v_{C1} - v_{C2}$, temos que o ganho diferencial será dado por

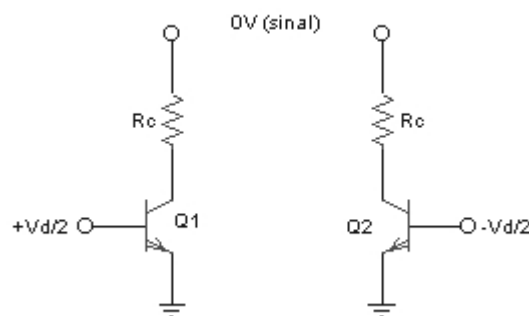
$$A_d = -g_m R_C \text{ ou } A_d = -\frac{\alpha R_C}{r_e} \approx -\frac{R_C}{r_e} \text{ (Válido para saída diferencial e sem } R_E).$$

Note também que, para saída simples, tomada apenas no coletor de Q_1 , ou seja,

$(v_0 = v_{C1})$, temos que: $A_d = -\frac{1}{2} g_m R_C$ (Válido se não existir R_E).

Meio-Circuito Diferencial

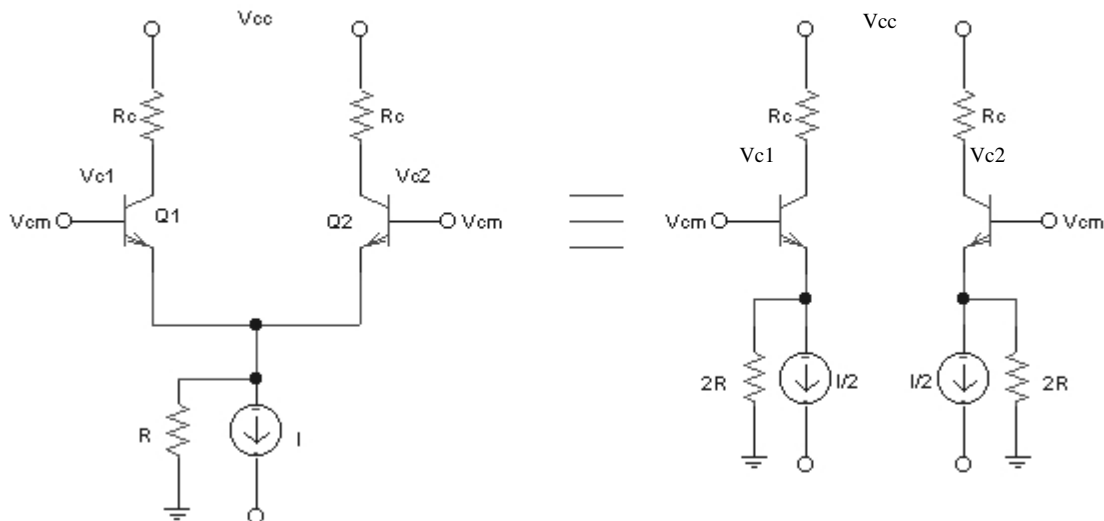
Para o circuito anterior, fazendo agora apenas uma análise de sinal, temos que a tensão nos emissores dos transistores é zero volts em sinal. Assim, em sinal, o amplificador diferencial pode ser representado pelos dois meio-circuitos diferenciais, mostrados abaixo. Note que ambos estão polarizados com uma corrente CC de valor $I/2$.



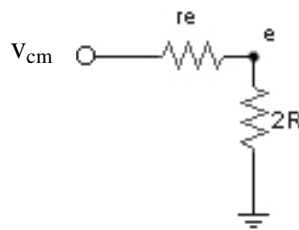
Pode-se então utilizar qualquer um dos dois amplificadores para análise de ganho diferencial, resistência de entrada diferencial, resposta em frequência, etc.

Meio-Circuito em Modo Comum

Fazendo agora a análise do amplificador diferencial, mas para entrada em modo comum, vemos que o circuito pode ser representado por dois meio-circuitos, tal como mostrado abaixo.



Analisando agora apenas o meio-circuito à esquerda, em sinal, temos o seguinte circuito equivalente:



Do circuito, $i_e = \frac{v_{cm}}{r_e + 2R} \Rightarrow i_c = \frac{\alpha v_{cm}}{r_e + 2R} \Rightarrow v_{c1} = 0 - \frac{\alpha v_{cm} R_C}{r_e + 2R}$

Então, $v_{c1} = -\frac{\alpha v_{cm} R_C}{r_e + 2R}$ (12), ou de forma aproximada, $v_{c1} \cong -\frac{\alpha v_{cm} R_C}{2R}$ (13), pois $R \gg r_e$

Similarmente, $v_{c2} = -\frac{\alpha v_{cm} R_C}{2R}$ (14)

Observe que, se a saída for tomada de forma diferencial, ou seja, $v_0 = v_{c1} - v_{c2}$, a saída é idealmente nula. Por outro lado, se a saída for tomada de forma simples, ou seja, ($v_0 = v_{c1}$), temos de (12):

$$A_{cm} = \frac{v_{c1}}{v_{cm}} = \frac{v_{c2}}{v_{cm}} = -\frac{\alpha R_C}{2R} \Rightarrow A_{cm} \cong \frac{-R_C}{2R} \quad (15), \text{ pois } \alpha \cong 1.$$

Por outro lado, como visto anteriormente, o ganho diferencial para saída tomada em forma simples é dado por $A_d = -\frac{1}{2} g_m R_C$. Assim, a Taxa de Rejeição ao Modo Comum (CMRR- Common-Mode Rejection Ratio) é dada por:

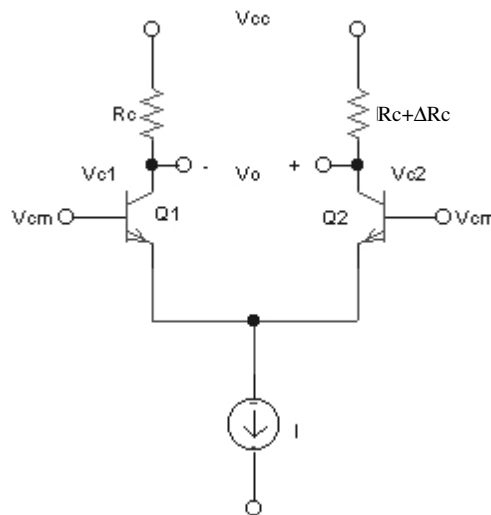
$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \left| \frac{-\frac{1}{2} g_m R_C}{-\alpha R_C / 2R} \right| = \left| \frac{g_m R}{\alpha} \right| \Rightarrow CMRR \cong g_m R \quad (16)$$

$$\text{Em dB, } CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \quad (17)$$

Análise do Ganho em Modo Comum Para Par Diferencial Não-Simétrico

O circuito de um par diferencial não é na prática perfeitamente simétrico, o que implica que o ganho em modo comum não será zero mesmo se a entrada for tomada diferencialmente.

Para esta análise, considere uma perfeita simetria no circuito, exceto por uma diferença ΔR_C nas resistências de coletor, tal como mostrado abaixo.



Das equações (12) e (14), temos que:

$$v_{C1} = \frac{-v_{cm}\alpha R_C}{2R + r_e} \text{ e } v_{C2} = \frac{-v_{cm}\alpha(R_C + \Delta R_C)}{2R + r_e}$$

Como $v_0 = v_{C1} - v_{C2} \Rightarrow v_0 = \frac{v_{cm}\alpha\Delta R_C}{2R + r_e}$ (18), cujo valor será nulo para $\Delta R_C = 0$ ou $R = \infty$.

O ganho em modo comum será então dado pela expressão

$$A_{cm} = \frac{v_0}{v_{cm}} = \alpha \frac{\Delta R_C}{2R + r_e} \Rightarrow A_{cm} \cong \frac{\Delta R_C}{2R} \text{ (19). Esta expressão pode ser reescrita como}$$

$$A_{cm} \cong \frac{R_C}{2R} \frac{\Delta R_C}{R_C} \text{ (20)}$$

Comparando esta equação (20) com a equação (15) ($A_{cm} \cong -\frac{R_C}{2R}$, para saída tomada em forma simples), vemos que (20) << (15), pois $\frac{\Delta R_C}{R_C}$ é muito pequeno.

Isto mostra que o amplificador diferencial possui um baixo ganho em modo comum, ou seja, um alto CMRR.

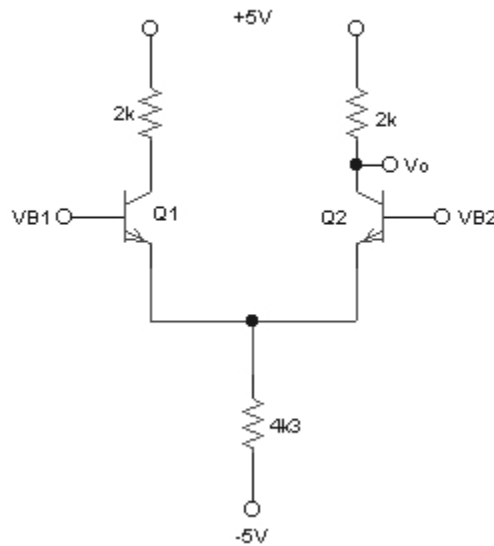
De uma forma geral, como os sinais de entrada (v_1 e v_2) de um amplificador diferencial normalmente contêm uma componente em modo comum, v_{cm} , dada por

$v_{cm} \equiv \frac{v_1 + v_2}{2}$ e uma componente diferencial, v_d , dada por $v_d \equiv v_1 - v_2$, o sinal de saída é dado pela seguinte expressão:

$$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_{cm}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) \text{ (21)}$$

Exemplo: Para o amplificador diferencial mostrado na figura seguinte determine:

- O ganho diferencial, A_d , para entrada de pequeno sinal com valor médio igual a zero
- O ganho em modo comum, A_{cm} , para entrada em modo comum
- O CMRR, em dB, indicando como se poderia aumentar o seu valor (reprojete o circuito)
- A amplitude do sinal de saída, v_0 , se a entrada é um sinal de 10 mV e 1 kHz, mas também existe na entrada um sinal induzido da rede elétrica de amplitude 100 mV.



a) Como a saída é tomada de forma simples, no coletor de Q_2 , temos que o ganho diferencial será dado por $A_d = +\frac{1}{2} g_m R_C \cong \frac{R_C}{2r_e}$, onde $r_e = \frac{V_T}{I_E}$. Como sabemos que

$v_{cm}=0$, pois o valor médio do sinal é zero e considerando $V_{BE}=0,7$ V, temos a seguinte equação: $0-0,7=V_E$, ou seja, a tensão no emissor é $V_E=-0,7$ V. Assim, a corrente de polarização pode ser obtida de $V_E-4,3k \cdot I_E = -5$. Como $V_E=-0,7$ V, temos que $I_E=1$ mA, o que implica que $I_E=0,5$ mA. Assim, $r_e=50 \Omega$ e o ganho diferencial do

circuito é então $A_d \cong \frac{2000}{2 \times 50} = 20 \text{ V/V}$

b) Da equação (12), temos que

$$v_{c1} = v_{c2} = v_0 = -\frac{\alpha \cdot v_{cm} \cdot R_C}{r_e + 2R} \Rightarrow A_{cm} = \frac{v_0}{v_{cm}} \cong \frac{R_C}{2R + r_e} = \frac{2000}{2 \times 4300 + 50} \Rightarrow A_{cm} = 0,231 \text{ V/V}$$

c) $CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{20}{0,231} = 86,5 = 38 \text{ dB}$. Note que isto é um péssimo amplificador

diferencial, devido ao baixo valor da resistência de saída da fonte de corrente (4,3 k Ω). Para melhorar o CMRR, deve-se aumentar A_d (aumentando R_C) e diminuir A_{cm} (aumentando o valor da resistência de saída da fonte de corrente). Note que pode-se reprojeter o circuito, mas os transistores não podem sair da região ativa.

d) A componente em modo comum é dada por: $0,1 \cdot \text{Sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t)$ (em V) e a componente diferencial é dada por $0,01 \cdot \text{Sen}(2\pi \cdot 1000 \cdot t)$ (em V).

Assim, o sinal de saída será dado pela seguinte expressão:

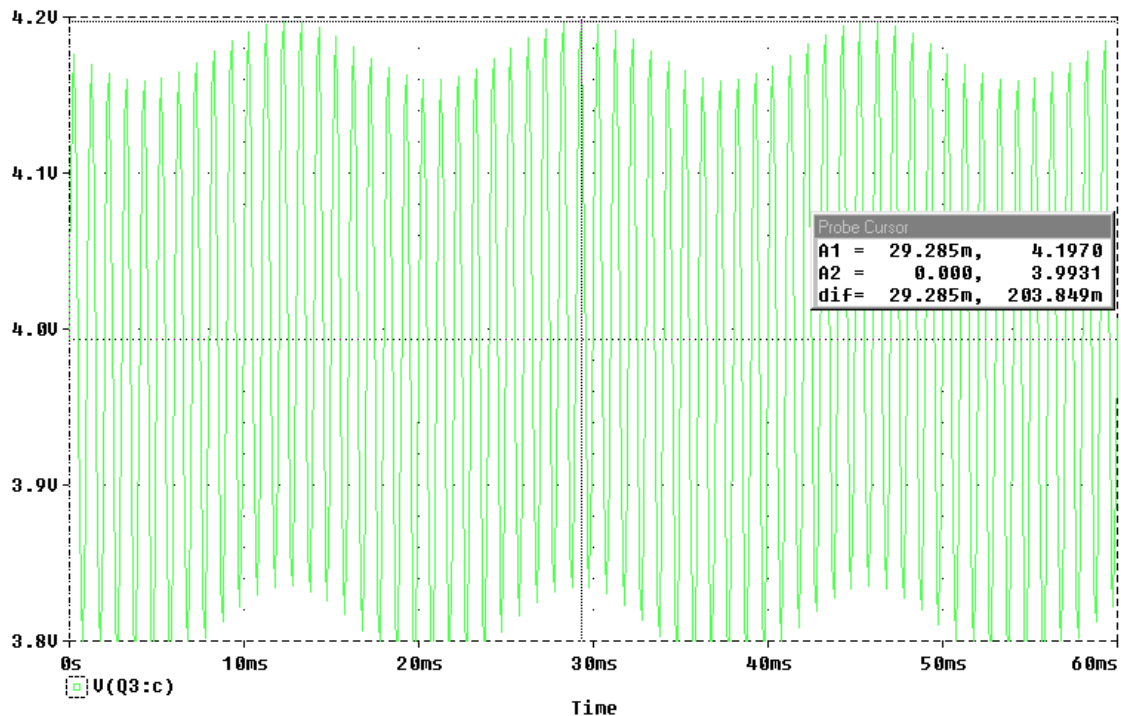
$$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_{cm}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right), \quad \text{onde} \quad v_1 = 0,1\text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t) + 0,005\text{sen}(2\pi \cdot 1000 \cdot t) \quad \text{e}$$

$v_2 = 0,1\text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t) - 0,005\text{sen}(2\pi \cdot 1000 \cdot t)$. Então, o sinal de saída será:

$v_0 = 20 \times 0,01\text{sen}(2\pi \cdot 1000 \cdot t) + 0,231 \times 0,1\text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t)$, resultando em:

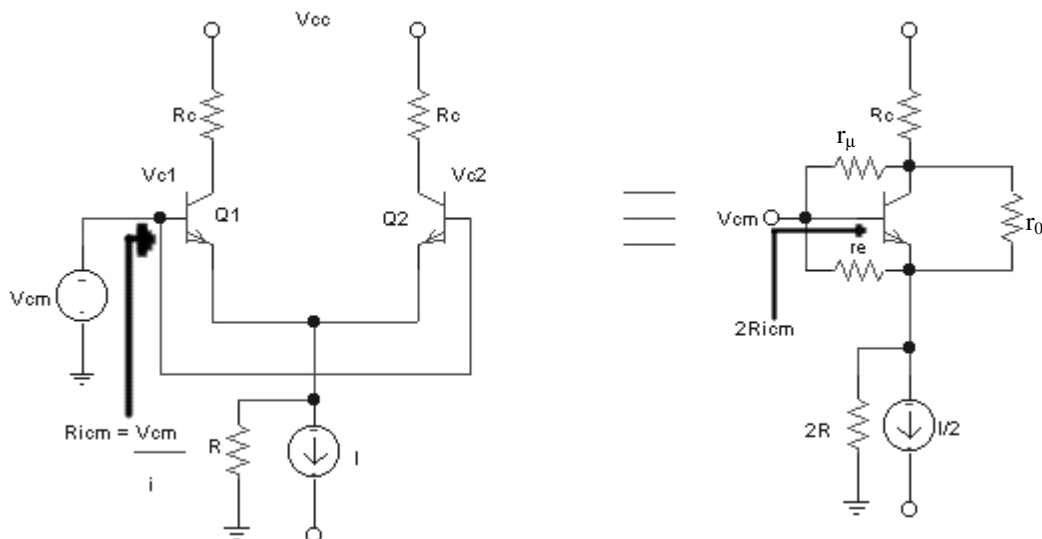
$v_0 = 0,2\text{sen}(2\pi \cdot 1000 \cdot t) + 0,0231\text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t)$, ou seja, a saída conterá um sinal de 1 kHz e 200 mV de amplitude (ou seja, amplificado por 20) acoplado a um sinal de 60 Hz e 23 mV de amplitude (ou seja, atenuado por, aproximadamente, 5).

A figura abaixo mostra o sinal de saída, onde pode-se observar o nível CC de 4 V e o sinal de 1 kHz modulado pela onda de 60 Hz.

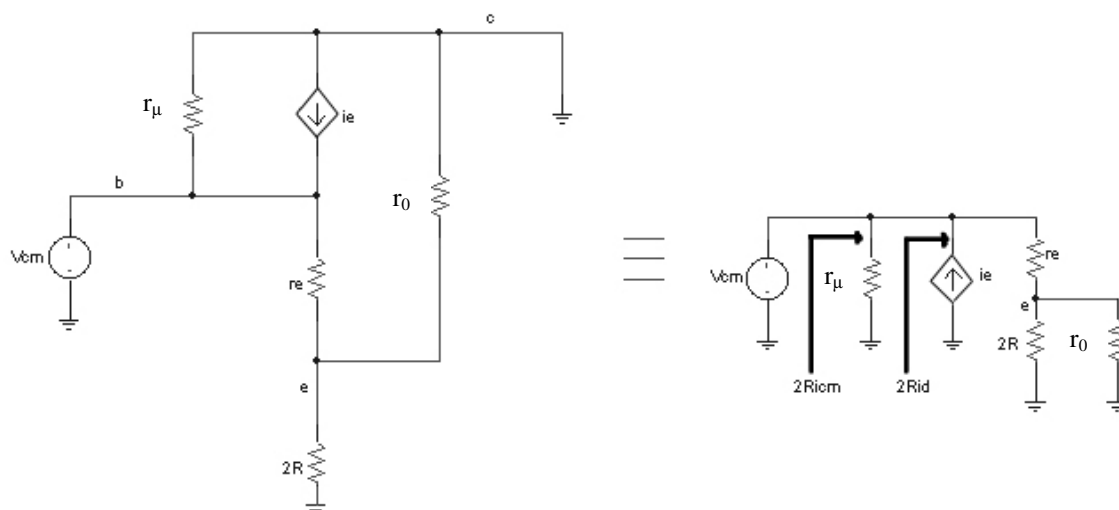


Resistência de Entrada em Modo Comum

Pode-se determinar a resistência de entrada em modo comum, R_{icm} , para o amplificador diferencial, usando o meio-circuito equivalente, tal como mostrado nas figuras seguintes.



Note que como o ganho em modo comum, (dado por $A_{cm} = \frac{v_{c1}}{v_{cm}}$) é normalmente pequeno, então, $v_{c1} \approx 0$. Assim, para $v_{c1} = 0$, o circuito fica:



Utilizando agora a regra de reflexão de resistência, temos que

$$2R_{id} = (\beta + 1)(r_e + 2R // r_0)$$

$$\text{Para } 2R // r_0 \gg r_e \Rightarrow 2R_{id} \cong (\beta + 1)2R // r_0 = [(\beta + 1)2R] // [(\beta + 1)r_0]$$

$$2R_{icm} \cong r_\mu // [(\beta + 1)2R] // [(\beta + 1)r_0] \Rightarrow R_{icm} \cong \left(\frac{r_\mu}{2} \right) // [(\beta + 1)R] // \left[(\beta + 1) \frac{r_0}{2} \right]$$

onde:

$r_\mu \gg \beta r_0$, $r_0 = \frac{V_A}{I_C}$, onde V_A é a Tensão de Early = 100 V e R é a resistência de saída da fonte de corrente.

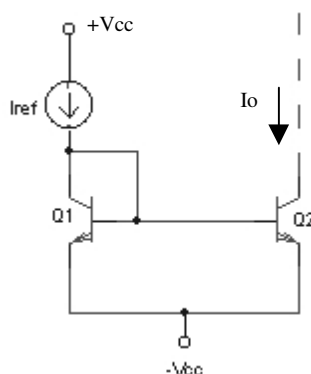
POLARIZAÇÃO DE CIRCUITOS INTEGRADOS

As técnicas tradicionais de polarização de transistores bipolares, aprendidas na disciplina Eletrônica Básica I, não são convenientes para o projeto de amplificadores em circuitos integrados, pois as técnicas tradicionais necessitam de um grande número de resistores (de 1 a 3 por estágio de amplificação, assim como grandes capacitores de acoplamento). Com a atual tecnologia de CIs é quase impossível fabricar grandes capacitores e anti-econômico produzir grandes resistências.

Por outro lado, transistores podem ser produzidos de forma muito barata. Assim, a polarização de CIs é baseada no uso de fontes de corrente constante (como a usado no amplificador diferencial), sendo que esta fonte de corrente utiliza um grande número de transistores e poucos resistores. Assim, uma corrente constante é gerada em um lugar do chip e logo reproduzida para vários outros estágios do circuito.

Espelho de Corrente

O espelho de corrente, mostrado no circuito abaixo, é a configuração mais básica em um projeto de fonte de corrente para um CI.



Considerando que Q_1 e Q_2 são transistores chamados “casados”, por possuírem mesmo V_{BE} (e mesma corrente de emissor), e fazendo o fluxo de correntes no transistor, vemos que:

$$I_0 = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \text{ e } I_{REF} = \frac{\beta + 2}{\beta + 1} I_E. \text{ Assim, } \frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + 2/\beta}, \text{ ou seja, } I_0 \cong I_{REF} \text{ para } \beta \gg 1.$$

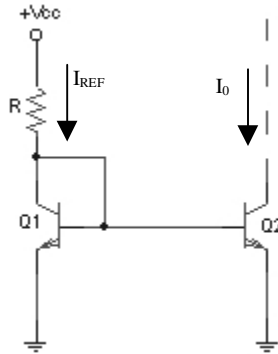
Se $\beta = 100$, ocorre um erro de $\frac{2}{\beta} = 2\%$ na suposição que $I_0 = I_{REF}$.

Note que Q_2 deve estar na região ativa, ou seja, $V_{B2} \leq V_{C2}$. Note também que a resistência de saída do espelho de corrente é a resistência r_0 de Q_2 , a qual é dada

por $r_0 = \frac{V_A}{I_C}$, onde V_A é a tensão de Early (100 V). Por exemplo, no caso em que a corrente de saída seja de 1 mA, temos que $r_0 = 100 \text{ k}\Omega$.

Fonte de Corrente Simples

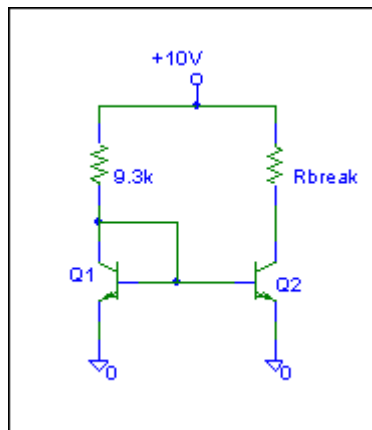
A fonte de corrente simples, mostrada abaixo, é baseada no espelho de corrente.



Do circuito, temos que $I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$ e $I_0 \cong I_{REF}$.

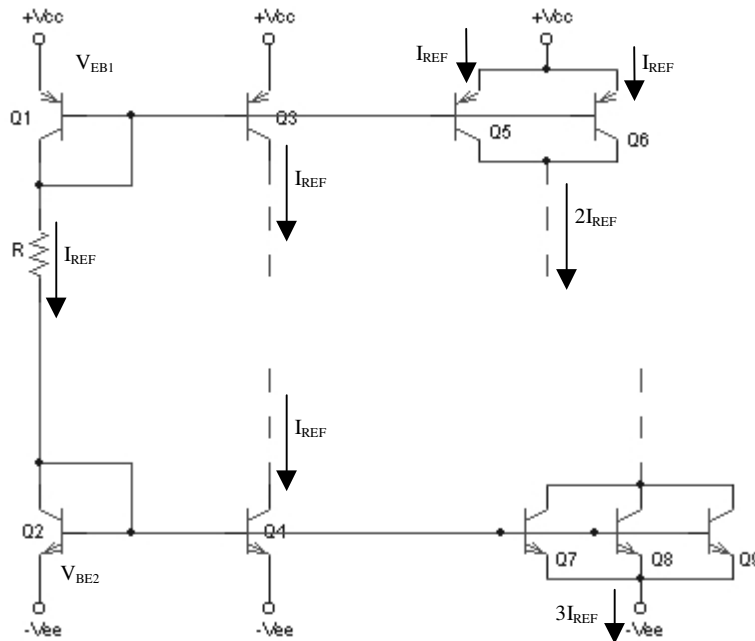
Note que o circuito somente fornece corrente constante se $V_{B2} \leq V_{C2} \Rightarrow V_0 \geq V_{BE}$, onde V_0 é a tensão no coletor de Q_2 .

Na experiência 7 do laboratório, parte a), mostrada na figura abaixo, para $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R = 9 \text{ k}\Omega$ e $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, temos que $I_0 = 1 \text{ mA}$, mas somente se o transistor Q_2 estiver na região ativa, ou seja, $V_0 \geq 0,7 \text{ V}$. Entretanto, do circuito, vemos que $V_{CC} - R_{break} \cdot I_0 = V_0$. Daí, obtemos que $R_{break} \leq 9 \text{ k}\Omega$, ou seja, este é o máximo valor que pode ter a resistência R_{break} para que o circuito forneça corrente constante!



Circuito de Reprodução de Corrente

Em um CI, uma corrente CC de referência é gerada em um lugar e logo reproduzida em outras partes do CI para a polarização de outros estágios de amplificação. A figura abaixo mostra um circuito capaz de multiplicar uma corrente de referência. Note que a combinação paralela de Q_5 e Q_6 é equivalente a um transistor cuja área da junção base-emissor é duas vezes a área de um único transistor (por exemplo, Q_1). Esta é técnica utilizada na produção de um CI.



Do circuito, podemos obter
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB1} - V_{BE2} + V_{EE}}{R}$$

Fontes de Corrente Melhoradas

Das fontes de corrente vistas até agora, dois aspectos precisam ser melhorados: a dependência de I_0 com β , e a baixa resistência de saída ($=r_0$). Deve-se recordar

que o ganho em modo comum é dado por $A_{cm} = \frac{\Delta R_C}{2R}$, onde R é a resistência da

fonte de corrente. Note que quanto maior R , menor será o ganho em modo comum, o que implica que maior será a rejeição a sinais comuns (maior CMRR). Note também que fontes de correntes são normalmente colocadas no lugar das resistências de coletor (R_C) de um amplificador diferencial. Assim, como o ganho

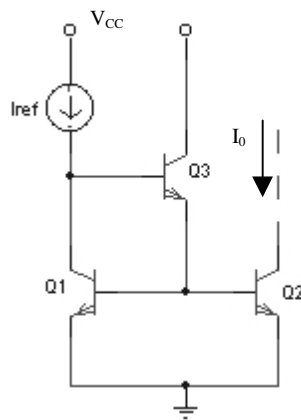
diferencial é dado por $A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_e}$, quanto maior a resistência de saída da fonte de

corrente, maior será o valor de R_C , o que implica que maior será o valor do ganho diferencial.

- Espelho de Corrente com Compensação de Corrente de Base

No circuito abaixo, a relação que envolve a corrente de saída com a corrente de referência é dada por $\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + \beta}} \Rightarrow \frac{I_0}{I_{REF}} \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$. Neste caso, tem-se um

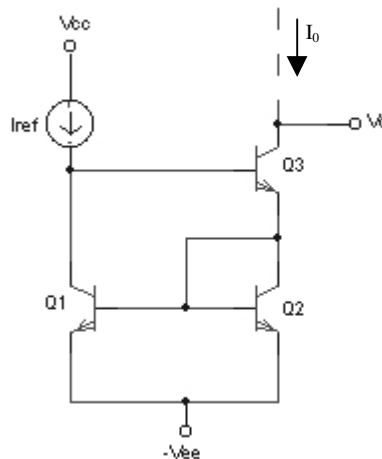
erro de $\frac{2}{\beta^2}$ na suposição de que I_0 é igual a I_{REF} . Note que com esta fonte de corrente, consegue-se reduzir o erro de 2% para 0,02% (para $\beta=100$), em comparação com o espelho de corrente simples.



Note que I_{REF} pode ser obtido através de uma resistência em série com a fonte de alimentação V_{CC} , cujo valor será $I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$.

- Espelho de Corrente Wilson

Esta configuração (mostrada na figura seguinte) produz uma compensação da corrente de base, além do aumento da resistência de saída.



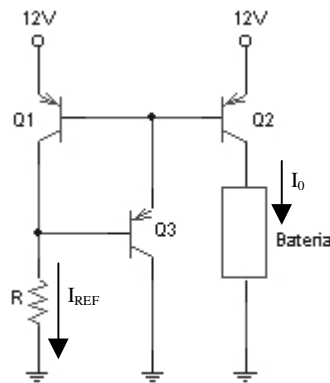
Para esta configuração, a relação entre a corrente de saída e a corrente de referência é dada por

$$\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}$$

de corrente com compensação de corrente de base. Entretanto, substituindo os transistores da fonte de corrente pelo seu circuito equivalente, pode-se mostrar que a resistência de saída é $\frac{\beta r_0}{2}$, ou seja, $\frac{\beta}{2}$ maior do que a fonte de corrente anterior.

Exemplo: Deseja-se construir um carregador de baterias, de forma a carregar uma bateria de Níquel-Cádmio (NiCd) de 9 V, com capacidade (C) de 200 mAh. Para o processo de carga deste tipo de bateria, o fabricante recomenda utilizar uma corrente de carga entre C/10 e C/20. Projete então um circuito capaz de recarregar a bateria utilizando transistores bipolares PNP.

O projeto do carregador de baterias pode ser como o mostrado na figura seguinte. Note que para que o circuito forneça corrente constante, Q_2 deve estar na região ativa, ou seja, como Q_2 é pnp, $V_{B2} \geq V_{C2}$. Por outro lado, como $V_{CC} - V_{EB2} = V_{B2}$, temos que $V_{CC} - V_{EB2} \geq V_{C2}$. Como a bateria alcança 9 V ($=V_{C2}$), ou um pouco mais, ao estar carregada, temos que, para $V_{EB2}=0,7$ V, $V_{CC} \geq 9,7$ V. Assim, utilizou-se $V_{CC}=12$ V.



Note que a corrente de referência é dada pela expressão: $I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB1} - V_{EB3}}{R}$

- Para $I_{REF} = \frac{C}{10} = 20 \text{ mA} \Rightarrow R = 530 \text{ } \Omega$
- Para $I_{REF} = \frac{C}{20} = 10 \text{ mA} \Rightarrow R = 1 \text{ K}\Omega$

O tempo de carga desta bateria é dado por:

$$t_{carga} = \frac{\text{Capacidade da Bateria (em mAh)}}{\text{Corrente de Carga (em mA)}} \times 1,5$$

Se a bateria estiver inicialmente descarregada, temos que, o tempo de carga será:

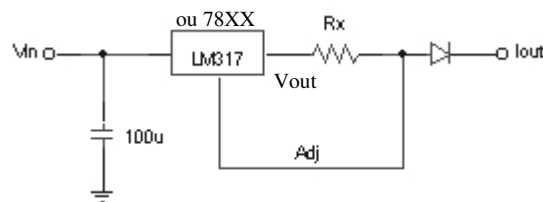
$$\frac{200}{20} \times 1,5 = 15h \text{ (para } I_0 = 20 \text{ mA)}$$

$$\frac{200}{10} \times 1,5 = 30h \text{ (para } I_0 = 10 \text{ mA)}$$

Note que para que não haja risco de danificar a bateria por sobrecarga, é recomendado utilizar uma corrente de carga de valor $I_0 = \frac{C}{50}$. Note também que é

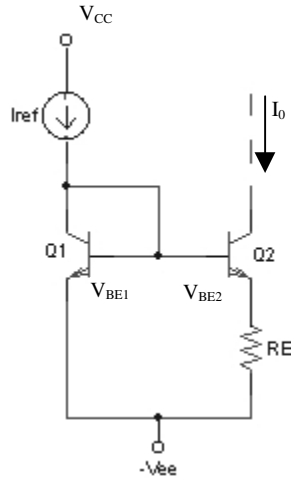
possível construir uma fonte de corrente usando o chip LM317 ou algum componente da família 78XX (7805, 7812, etc), como mostrado na figura abaixo,

onde $I_{out} = \frac{V_{out}}{R_X}$.



- Fonte de Corrente Widlar

Este tipo de fonte de corrente é bastante utilizado em CIs que implementam amplificadores operacionais, já que os amp. op. drenam pouca corrente. Ou seja, a fonte de corrente de Widlar é capaz de fornecer baixos valores de corrente, mas utilizando baixos valores de resistência (ocupando assim uma menor área de silício em um CI). A figura seguinte mostra uma representação deste tipo de fonte de corrente.



Desprezando as correntes de base, ou seja, considerando β infinito, temos que

$$I_{C1} \cong I_S \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \Rightarrow I_{REF} \cong I_{C1} \cong I_S \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

$$\Rightarrow \frac{I_{REF}}{I_S} = e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

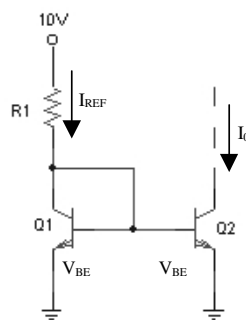
Assim, $V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_S}$ e $V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_0}{I_S}$

Então, $V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_0}$ (1)

Do circuito, temos que $V_{BE1} - V_{BE2} - R_E I_0 = 0 \Rightarrow R_E I_0 = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_0}$ (2)

Exemplo: Projete uma fonte de corrente de $10 \mu A$, baseada em fonte simples e fonte Widlar. Tente usar resistências de valores baixos. Compare as duas fontes projetadas. Use $V_{CC} = 10 V$.

a) Fonte de Corrente Simples



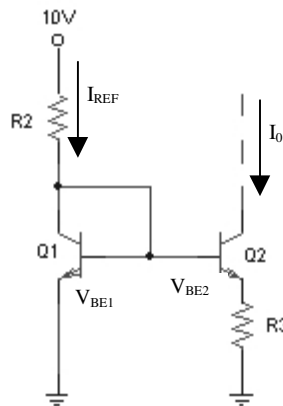
Como queremos que $I_0 = 10 \mu A \Rightarrow I_{REF} = 10 \mu A$. Então, $R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{REF}}$

A tensão V_{BE} pode ser calculada através da expressão:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_S} = 25 \times 10^{-3} \ln \frac{10 \times 10^{-6}}{10^{-15}} \Rightarrow \boxed{V_{BE} = 0,58 \text{ V}}$$

$\Rightarrow R_1 = \frac{10 - 0,58}{10 \times 10^{-6}} = 942 \text{ K}\Omega$. Observe que este valor de resistência é muito grande, sendo anti-econômico utilizá-lo em um CI.

b) Fonte de Corrente Widlar



Queremos que $I_0 = 10 \mu A$ e sabemos que $V_{BE2} = 0,58 \text{ V}$, mas I_{REF} e V_{BE1} são desconhecidos. Entretanto, sabemos que $R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_{REF}}$. Assim, se quisermos que R_2 tenha um valor baixo, devemos ter I_{REF} alto. Por exemplo, se $I_{REF} = 1 \text{ mA}$, podemos obter V_{BE1} da expressão: $V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_S} = 25 \times 10^{-3} \ln \frac{10^{-3}}{10^{-15}} \Rightarrow$

$$V_{BE1} = 0,7 \text{ V}. \text{ Então, } R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_{REF}} = \frac{10 - 0,7}{1 \times 10^{-3}} \Rightarrow \boxed{R_2 = 9,3 \text{ K}\Omega}$$

Por outro lado, de (2), temos que:

$$R_E = R_3 = \frac{1}{I_0} V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_0}. \text{ Então, } R_3 = \frac{1}{10 \times 10^{-6}} 25 \times 10^{-3} \ln \frac{1 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-6}}$$

$$\text{Assim, } \boxed{R_3 = 11,5 \text{ K}\Omega}$$

Comparando ambos os projetos de fonte de corrente, note que a fonte de corrente simples possui desvantagem em relação ao tamanho do resistor requerido ($942 \text{ K}\Omega$) para fornecer a corrente de $10 \mu A$. Esse valor de resistência ocuparia uma grande área de silício de um chip, o que é anti-econômico na fabricação de um CI. Outra desvantagem é que a resistência de saída da fonte simples ($R = r_o$) é

menor do que a da fonte Widlar [$R = (1 + g_m R_E // r_\pi) r_0 + R_E // r_\pi$, onde $r_\pi = (\beta + 1) r_e$],
 $g_m \cong \frac{1}{r_e}$ e $r_e = \frac{V_T}{I_E}$.

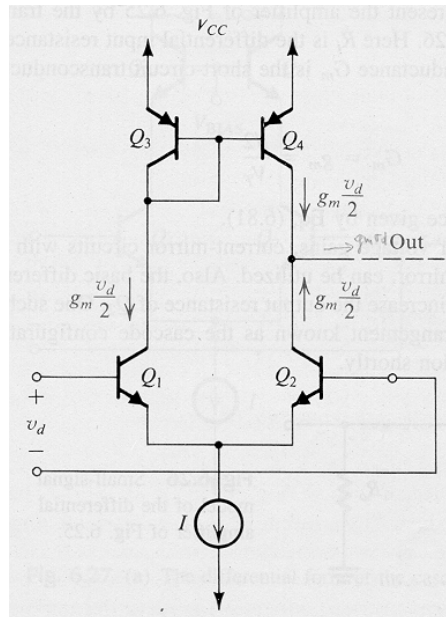
Assim, a resistência de saída para cada uma das fontes de corrente é:

Fonte simples: $R = r_0 = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{10 \times 10^{-6}} = 10 \text{ M}\Omega$

Fonte Widlar: $R = (1 + g_m R_E // r_\pi) r_0 + R_E // r_\pi$, ou seja, $R \cong 52 \text{ M}\Omega$. Isto implica que a Fonte de Widlar é mais adequada a este projeto.

Amplificador Diferencial com Carga Ativa

Dispositivos ativos (transistores) ocupam muito menos área em um chip do que resistências de tamanho médio a grande. Por isto, muitos amplificadores diferenciais em CIs utilizam fontes de corrente constante como cargas, pois estas apresentam alta resistência de saída. Com isto, consegue-se ter um ganho de tensão mais alto do que quando se utilizam cargas passivas (resistores). A figura abaixo mostra um amplificador diferencial que utiliza um fonte de corrente simples no lugar das resistências de coletor.



Para o circuito, se a resistência de saída for denominada R_0 , então

$v_0 = g_m v_d R_0$. Como existem resistências r_{02} e r_{04} entre o coletor e o emissor de Q_2

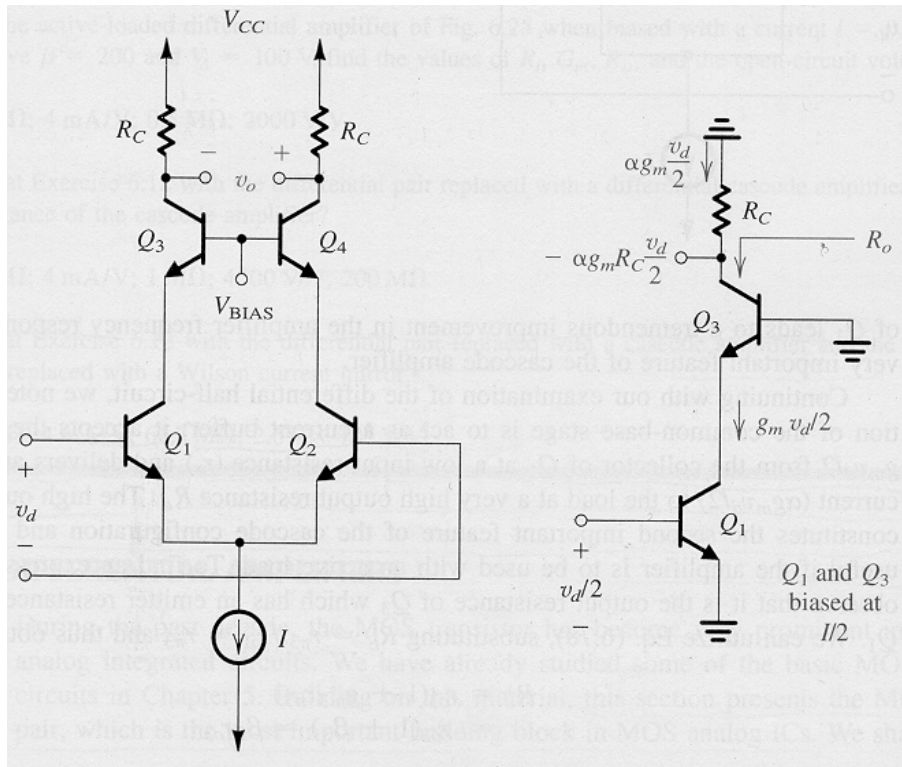
e Q_4 , respectivamente, então, se $r_{02} = r_{04} \Rightarrow R_0 = \frac{r_0}{2} \Rightarrow v_0 = g_m v_d \frac{r_0}{2}$

Então, $A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m \frac{r_o}{2}$. Entretanto, note que $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ e

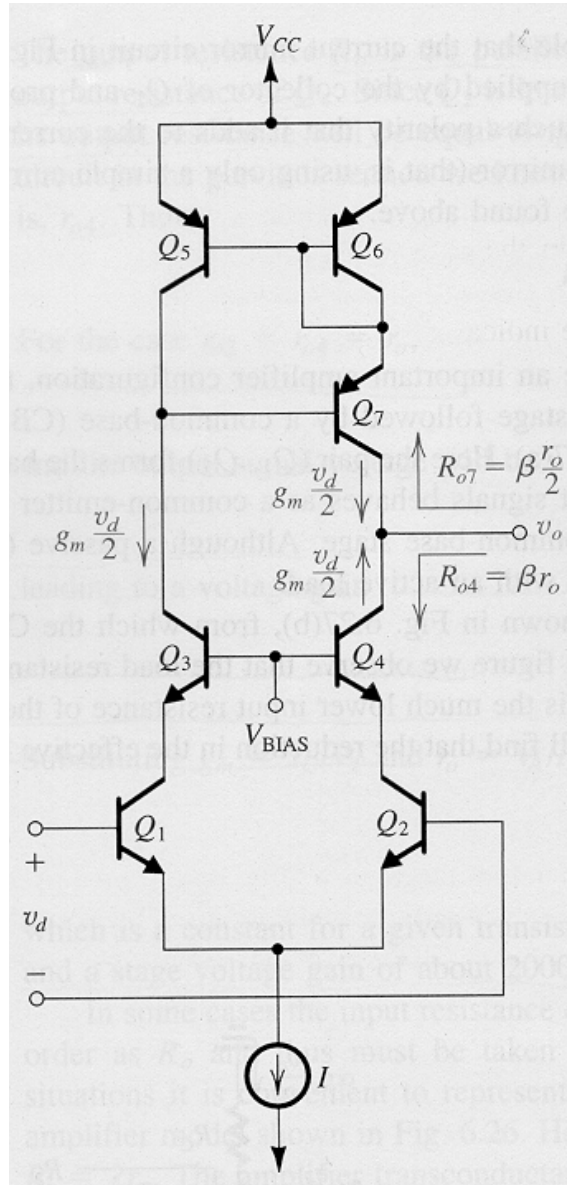
$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \Rightarrow g_m r_o = \frac{V_A}{V_T} = \frac{100}{25 \times 10^{-3}} = 4000 \Rightarrow A_d = 2000 \text{ V/V}$$

Configuração Cascode

A configuração Cascode, mostrada na figura abaixo, proporciona uma resistência de saída mais alta do que a configuração anterior, dada por $R_o = \beta \cdot r_o$.



Substituindo agora as resistência de coletor por fontes de corrente, temos a “Configuração Cascode Utilizando Espelho de Corrente de Wilson como Carga Ativa”, mostrada na figura seguinte.



Para esta configuração, temos que $R_0 = R_{o7} // R_{o4} = \frac{\beta \frac{r_o}{2} \cdot \beta r_o}{\beta \frac{r_o}{2} + \beta r_o} = \frac{1}{3} \beta r_o$. Como

$v_o = g_m v_d R_0 \Rightarrow v_o = g_m v_d \frac{1}{3} \beta r_o$. Mas, $g_m r_o = \frac{V_A}{V_T} \Rightarrow \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \frac{V_A}{V_T}$. Por exemplo, para $\beta=100$, $V_A=100$ V e $V_T=25$ mV, o ganho desta configuração é de 133.000 V/V.

Amplificadores Multiestágio

São amplificadores baseados em transistores, os quais estão conectados em cascata. Suas principais características são:

- Estágio de Entrada: Alta resistência de entrada (para evitar perdas de sinal) e alto CMRR.
- Estágio Intermediário: Grande ganho de tensão, além de converter o sinal de modo diferencial para modo simples.
- Estágio de Saída: Baixa resistência de saída (evita perda de ganho) e baixa dissipação de potência no chip.

Exemplo: Para o amplificador multiestágio da figura seguinte:

- a) Faça uma análise aproximada (considerando $\beta \gg 1$ e $|V_{BE}| = 0,7 \text{ V}$) para calcular as tensões e correntes no amplificador e determine:
- b) a dissipação de potência quiescente do circuito.
- c) a corrente de polarização de entrada do amplificador (para $\beta = 100$)
- d) a faixa de tensão de entrada em modo comum
- e) a resistência de entrada diferencial
- f) o ganho de tensão diferencial
- g) a resistência de saída

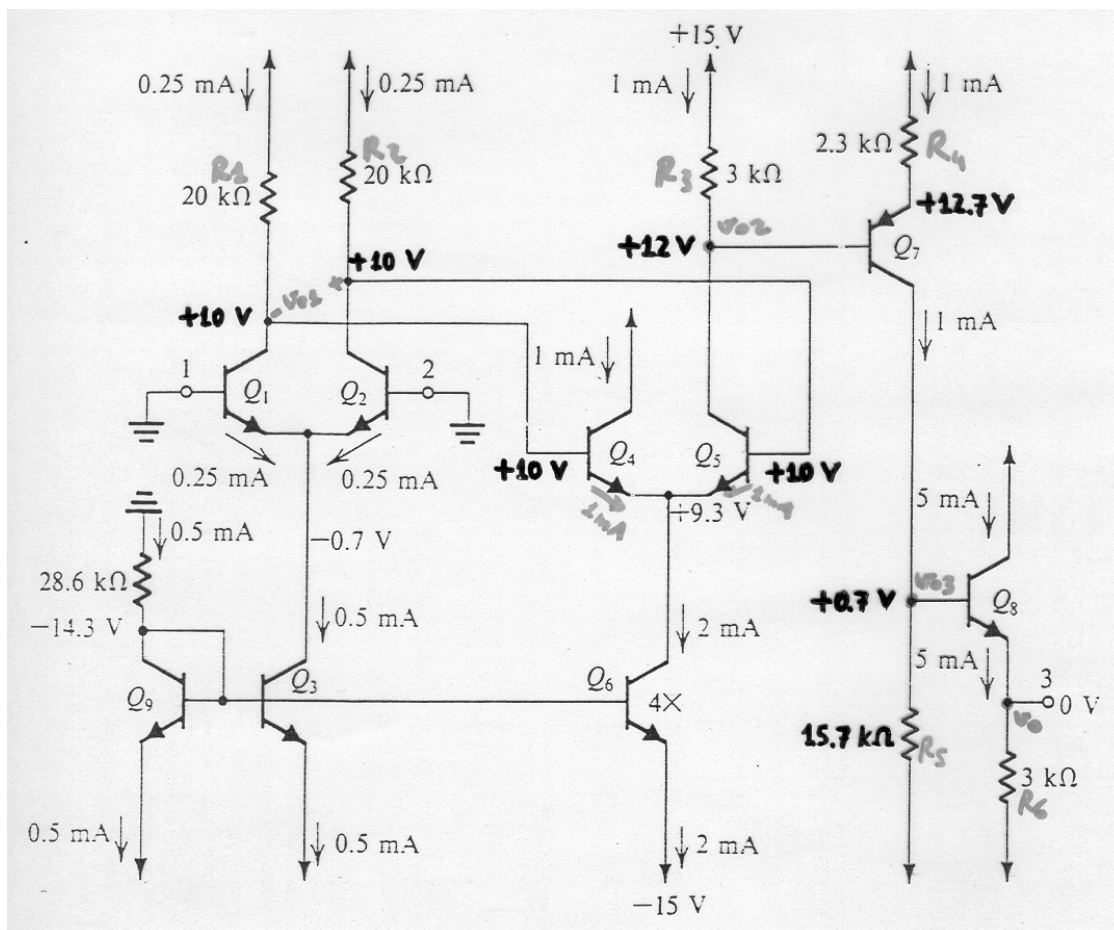
a) A partir da determinação da corrente de referência, todas as demais correntes e tensões podem ser obtidas, tal como mostrada na figura.

b) Para calcular a potência quiescente do circuito, ou seja, a potência dissipada no circuito para entradas iguais a zero, basta conhecer as correntes drenadas das fontes de $+15 \text{ V}$ e -15 V . Assim, $P_{+15V} = (0,25 + 0,25 + 1 + 1 + 1 + 5) \times 15 = 127,5 \text{ mW}$ e $P_{-15V} = (0,5 + 0,5 + 2 + 1 + 5) \times 15 = 135 \text{ mW}$

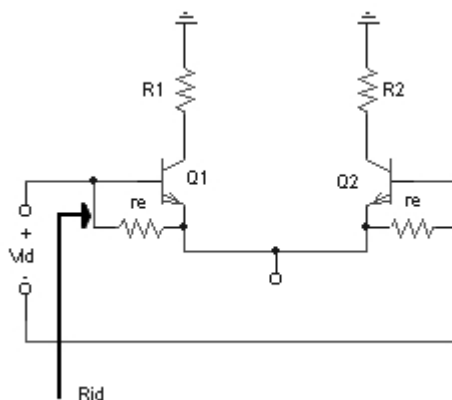
A potência total é então: $P_{TOTAL} = P_{+15V} + P_{-15V} = 262,5 \text{ mW}$

c) Tal como definido anteriormente, a corrente de polarização de entrada é dada por $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$. Assim, para $I_{B1} = I_{B2} \Rightarrow I_B = I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{I_{E2}}{\beta + 1} = \frac{0,25 \text{ mA}}{\beta + 1}$, ou seja, para $\beta = 100 \Rightarrow \boxed{I_B = 2,5 \text{ } \mu\text{A}}$

d) A tensão máxima e mínima que pode haver nas entradas do circuito pode ser obtida da condição na qual os transistores operam na região ativa, ou seja, $V_B < V_C$. Assim, como os coletores de Q_1 e Q_2 possuem tensão de 10 V , temos que $V_B < 10 \text{ V}$. Por outro lado, a fonte de corrente também deve fornecer corrente, o que só ocorre se $V_{B3} < V_{C3}$. Mas, do circuito vemos que $V_{B3} = -14,3 \text{ V}$ e sabemos que $V_B - V_{BE} = V_{C3}$. Então, $V_B - V_{BE} > -14,3 \Rightarrow \boxed{V_B > -13,6 \text{ V}}$. Assim, a faixa de tensão de entrada é $\boxed{-13,6 < V_B < 10 \text{ V}}$.



e) Resistência de Entrada Diferencial



Da regra de reflexão de resistência, sabemos que $R_{id} = (\beta + 1)(2r_e)$

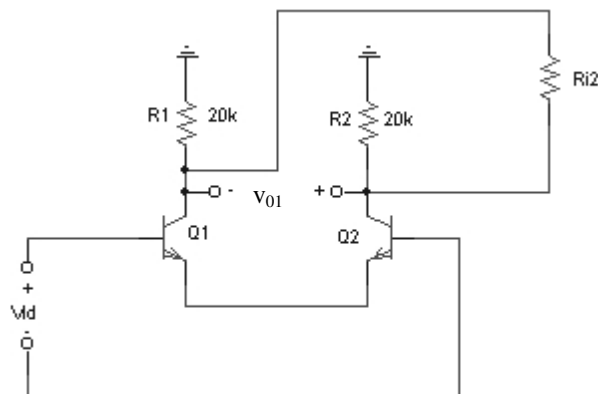
Então, para $\beta = 100$ e para $r_e = r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E1}} = \frac{25 \text{ mV}}{0,25 \text{ mA}} = 100 \text{ } \Omega$

$$\Rightarrow R_{id} = 101 \times 2 \times 100 \Rightarrow \boxed{R_{id} = 20,2 \text{ K}\Omega}$$

f) Ganho de Tensão do Circuito

O ganho de tensão v_0/v_{id} pode ser obtido calculando o ganho em cada estágio e logo fazendo o produto dos ganhos.

Cálculo do Ganho do 1º Estágio



$R_{i2} \rightarrow$ resistência de entrada diferencial dos dois transistores do próximo estágio.

Da regra de tensão: $A_1 = \frac{v_{01}}{v_{id}} \cong \frac{\sum \text{Resistências dos coletores}}{\sum \text{Resistências dos emissores}}$

$$\text{Então, } A_1 = \frac{(R_1 + R_2) // R_{i2}}{r_{e1} + r_{e2}}$$

Mas $R_{i2} = (\beta + 1)(2r_{e4})$, onde:

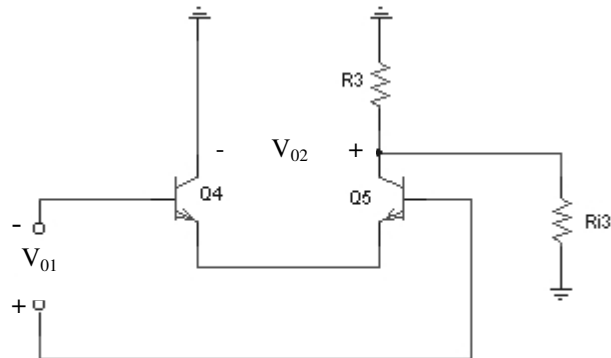
$$r_{e4} = r_{e5} = \frac{V_T}{I_{E4}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} = 25 \, \Omega$$

$$\Rightarrow R_{i2} = 101 \times 2 \times 25 \Rightarrow R_{i2} = 5,05 \, K\Omega$$

$$\Rightarrow A_1 = \frac{v_{01}}{v_{id}} = \frac{(20000 + 20000) // 5050}{100 + 100}$$

$$\Rightarrow A_1 = 22,4 \, V/V$$

Cálculo do Ganho do 2º Estágio



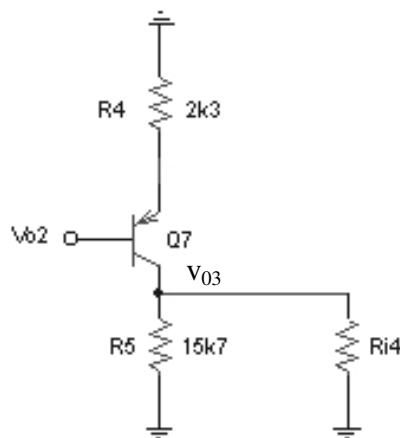
Como a polaridade do sinal de entrada está invertida, a saída estará defasada de 180° em relação à entrada, ou seja, $A_2 \cong \frac{v_{02}}{v_{01}} = \frac{-R_3 // R_{i3}}{r_{e4} + r_{e5}}$, onde $R_{i3} = (\beta + 1)(r_{e7} + R_4)$

$$\text{e } r_{e7} = \frac{V_T}{I_{E7}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} = 25 \, \Omega$$

$$\text{Então, } R_{i3} = 234,8 \, K\Omega$$

$$\text{Logo, } A_2 = \frac{v_{02}}{v_{01}} = \frac{-3K // 234,8K}{25 + 25} \Rightarrow A_2 = -59,2 \, V/V$$

Cálculo do Ganho do 3º Estágio



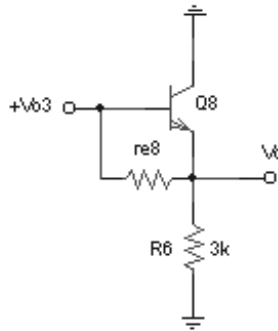
Note que como se trata de um transistor pnp, a saída também estará defasada de 180° em relação à entrada. Assim, $A_3 = \frac{v_{03}}{v_{02}} = \frac{-R_5 // R_{i4}}{r_{e7} + R_4}$, onde $R_{i4} = (\beta + 1)(r_{e8} + 3K)$

$$\text{e } r_{e8} = \frac{V_T}{I_{E8}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-3}} = 5 \, \Omega$$

$$\text{Então, } R_{i4} = (100 + 1)(5 + 3000) \Rightarrow \boxed{R_{i4} = 303,5 \, K\Omega}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_3 = -6,42 \, V/V}$$

Cálculo do Ganho do 4º Estágio



Para este estágio, note que não podemos utilizar a regra do ganho, pois a saída não está no coletor. Mas, sabemos que

$$v_0 = \frac{R_6}{R_6 + r_{e8}} v_{03} \Rightarrow A_4 = \frac{v_0}{v_{03}} = \frac{R_6}{R_6 + r_{e8}} \Rightarrow \boxed{A_4 = 0,998} \approx 1, \text{ que era o esperado, pois}$$

sabemos que o último estágio de um amplificador é um buffer de tensão (baixa impedância e ganho unitário).

Para obter o ganho total do amplificador, fazemos:

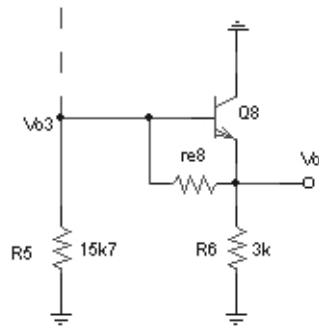
$$A = \frac{v_0}{v_{id}} = \frac{v_0}{v_{03}} \times \frac{v_{03}}{v_{02}} \times \frac{v_{02}}{v_{01}} \times \frac{v_{01}}{v_{id}}$$

$$A = A_4 \times A_3 \times A_2 \times A_1$$

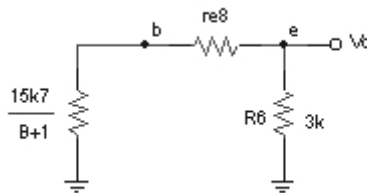
$$\boxed{A = 8513 \, V/V = 78,6 \, dB}$$

g) Resistência de Saída

Considerando a resistência r_0 de Q_7 e Q_8 igual a infinito, temos o circuito equivalente mostrado na figura seguinte.



Como a corrente que circula através de R_5 é a corrente $i_b = i_e / (\beta + 1)$ e a corrente que circula através das outras resistências é i_e , o circuito anterior é adaptado para se ter uma mesma corrente i_e circulando através de todas resistências, como mostrado na figura abaixo.



Assim, temos que a resistência de saída é dada por $R_0 = R_6 \parallel \left(r_{e8} + \frac{R_5}{\beta + 1} \right)$, ou seja,

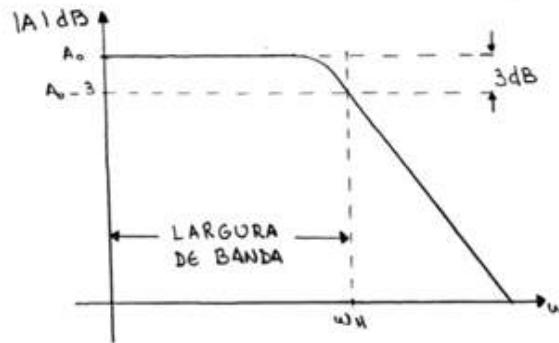
$$R_0 = 152 \, \Omega.$$

Resposta em Frequência

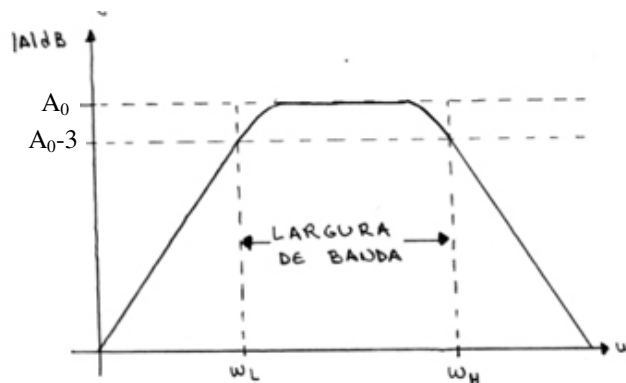
Uma importante caracterização de um amplificador é sua resposta a entradas de diferentes frequências, ou seja, sua resposta em frequência.

Respostas Típicas

Amplificador Diretamente Acoplado (DC)



Amplificador Capacitivamente Acoplado (AC)



Um amplificador é projetado tal que a sua largura de banda coincida com o espectro do sinal que se quer amplificar. Se isto não ocorrer, haverá distorção no sinal de saída e perda de ganho. A largura de banda é definida como

$$BW = \omega_H - \omega_L.$$

Determinação de A_M , A_L e A_H

A determinação do ganho em banda média (A_M) é feita analisando o circuito equivalente do amplificador, mas considerando os capacitores externos do amplificador como curto-circuito e os capacitores internos do transistor como circuito aberto.

O ganho na banda de baixa frequência $A_L(s)$ considera as capacitâncias internas como circuito aberto.

O ganho na banda de alta frequência $A_H(s)$ considera os capacitores externos como curto-circuito.

A determinação da frequência de corte superior ω_H pode ser obtida por:

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sum C_i R_{i0}} \text{ ou } \omega_H \approx \frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_n}, \text{ onde } \tau_i = C_i R_{i0}. \text{ Isto é, utilizando o modelo}$$

de alta frequência do transistor, determina-se a resistência vista por um capacitor, considerando os outros capacitores como circuito aberto e a fonte de sinal como curto-circuito.

Exemplo: Para o amplificador abaixo, encontre o ganho de tensão na banda média (A_M) e a frequência 3 dB superior (f_H). Considere:

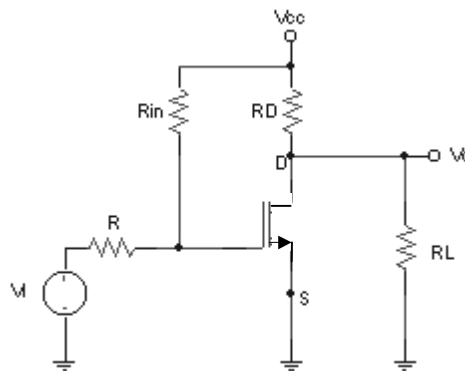
$$C_{gs} = C_{gd} = 1 \text{ pF}$$

$$g_m = 4 \text{ mA/V}$$

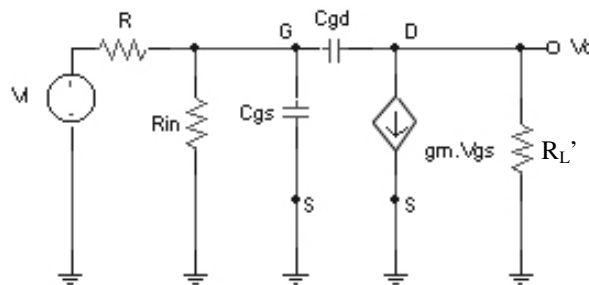
$$R = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_{in} = 420 \text{ K}\Omega$$

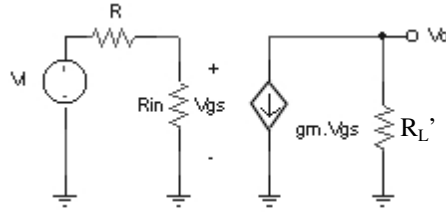
$$R_L // R_D // r_o = R_L' = 3,33 \text{ K}\Omega$$



Substituindo o FET pelo seu circuito equivalente de alta frequência, temos:



- Determinação de $A_M \equiv \frac{v_0}{v_d}$ (considerando os capacitores internos do FET como circuito aberto).



Temos então que

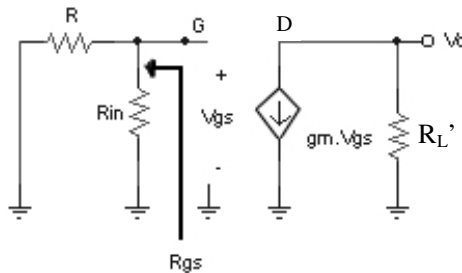
$$v_0 = -g_m v_{gs} R_L'$$

$$v_{gs} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R} v_i$$

$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = \boxed{A_M = -\frac{R_{in}}{R_{in} + R} g_m R_L'} \Rightarrow A_M = -10,8 \text{ V/V} = 10,8 \angle 180^\circ = 20,7 \text{ dB}$$

- Determinação de ω_H

- 1) Resistência vista por C_{gs} (substituindo C_{gd} por circuito aberto e curto-circuitando a fonte de sinal). O circuito fica:

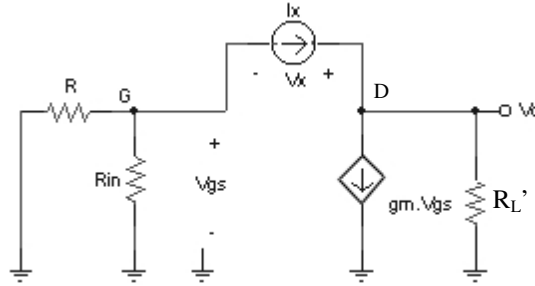


Do circuito, $R_{gs} = R // R_{in} = 100\text{k} // 420\text{k}$, ou seja, $R_{gs} = 80,8 \text{ k}\Omega$. Assim, a constante de tempo de C_{gs} é: $\tau_{gs} = C_{gs} R_{gs} = 80,8 \text{ ns}$.

- 2) Resistência R_{gd} vista por C_{gd} (abrindo C_{gs} e aterrando v_i)

Para obter a resistência R_{gd} vista por C_{gd} , substituímos o capacitor C_{gd} por uma fonte de corrente de valor I_x , que possui uma tensão sobre a mesma de valor V_x .

Assim, R_{gd} será dado por $R_{gd} = \frac{V_x}{I_x}$. O circuito fica na forma mostrada a seguir:



Da disciplina de Circuitos Elétricos I, sabemos que o circuito possui 3 nós essenciais, o que implica que necessitamos de 2 equações de nó + 1 sub-equação devido à existência da fonte dependente de corrente.

$$\text{No nó (G): } \frac{V_{gs}}{R} + \frac{V_{gs}}{R_{in}} + I_X = 0 \quad (1)$$

$$\text{No nó (D): } -I_X + g_m V_{gs} + i_L = 0 \quad (2) \text{ e } V_{gs} + V_X - R_L' i_L = 0 \quad (3)$$

$$\text{Fazendo } R' = \frac{R \cdot R_{in}}{R + R_{in}}, \text{ temos que } \frac{V_X}{I_X} \equiv R_{gd} = R' + R_L' + g_m R_L' R'$$

$$\text{O que implica que } R_{gd} = 1,16 \text{ M}\Omega \Rightarrow \tau_{gd} = C_{gd} R_{gd} \Rightarrow \tau_{gd} = 1160 \text{ nS}$$

$$\text{Assim, obtemos } \omega_H = \frac{1}{\tau_{gs} + \tau_{gd}} = 806 \text{ K rad/s} \Rightarrow f_H = 128,3 \text{ kHz}$$

Obs: O capacitor dominante é o que tem o maior valor de constante de tempo, τ . No caso, note que C_{gd} é a capacitância dominante no circuito, pois $\tau_{gd} \gg \tau_{gs}$. Assim, para aumentar f_H , devemos trocar o FET por outro com menor C_{gd} , ou reduzir R_{gd} (usando valores menores para R' ou R_L'). Entretanto, modificar R' significa alterar o ponto de polarização do FET, então somente nos resta diminuir R_L' . Mas, se diminuirmos R_L' , reduzimos o ganho em banda média, pois A_M é diretamente proporcional a R_L' . Este é um compromisso entre se ter um alto ganho ou uma grande largura de banda.

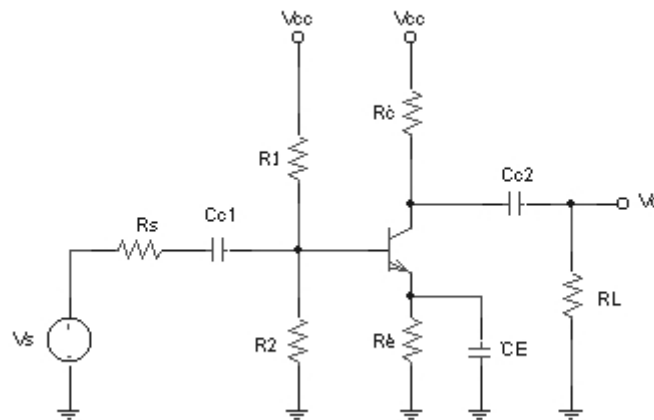
Resposta de Baixa Frequência

A frequência 3 dB inferior, ω_L , pode ser obtida através da expressão:

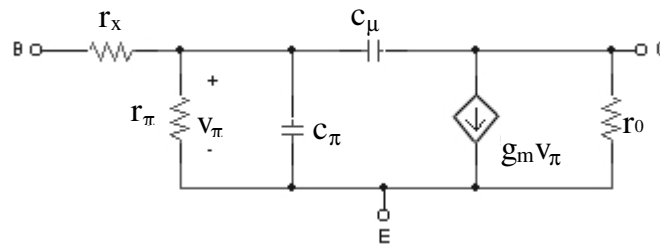
$$\omega_L \approx \sum \frac{1}{C_i R_{is}} \text{ ou } \omega_L \approx \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \dots + \frac{1}{\tau_n}, \text{ onde } \tau_i = C_i R_{is}. \text{ Isto é, utiliza-se o circuito}$$

equivalente de baixa frequência e considera-se um capacitor de cada vez, estando os outros curto-circuitados, com a fonte de sinal desativada.

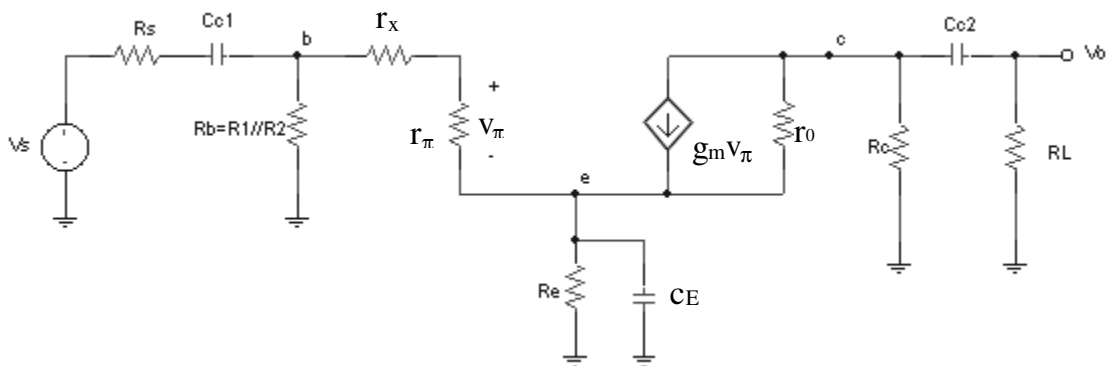
Exemplo: Para o amplificador abaixo, encontre a frequência de corte inferior ω_L .



O modelo π híbrido de alta frequência de um transistor bipolar é (onde $r_x \ll r_\pi$ e $r_\pi = (\beta + 1) r_e$):

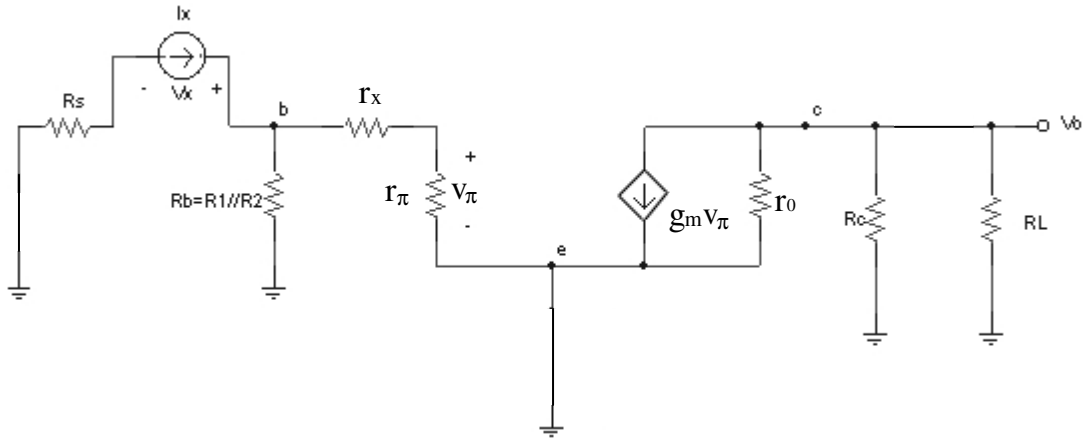


O modelo de baixa frequência é o mesmo, mas com os capacitores em aberto. Então, o circuito fica:



1) Determinação da Resistência R_{C1} vista por C_{C1} (curto-circuitando C_E e C_{C2} e aterrando V_S)

A figura abaixo mostra como fica o circuito após as modificações feitas. Note que para determinar a resistência vista por C_{C1} , substituímos os terminais de C_{C1} por uma fonte de corrente I_X , com tensão V_X sobre ela.

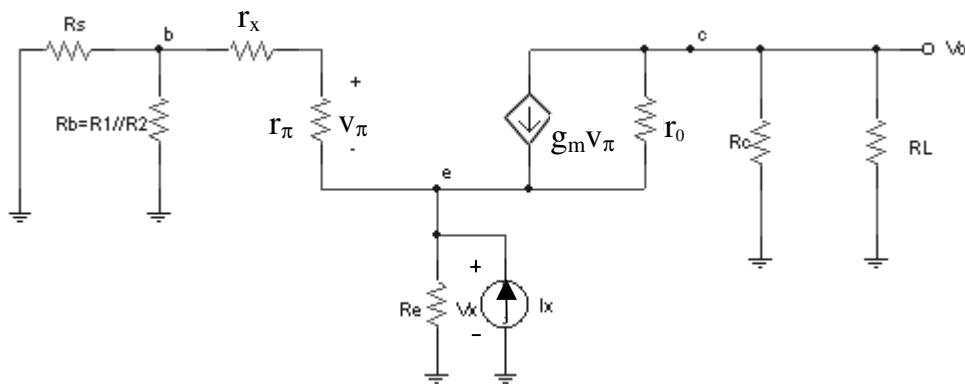


Do circuito, temos:

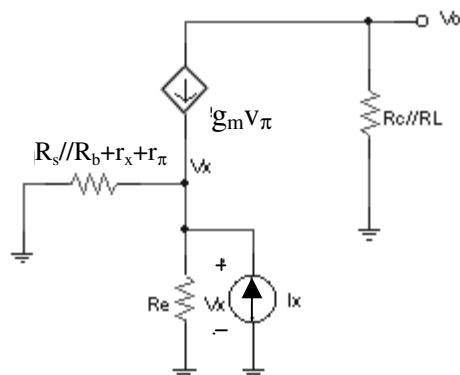
$$0 - R_S I_X + V_X - [R_b // (r_x + r_\pi)] I_X = 0, \text{ ou seja, } \boxed{R_{C1} = \frac{V_X}{I_X} = R_S + R_b // (r_x + r_\pi)}$$

Desta expressão, note que a resistência vista entre os terminais do capacitor C_{C1} é uma conexão série entre R_S e $R_b // (r_x + r_\pi)$.

2) Determinação da resistência R_E' vista por C_E (curto-circuitando C_{C1} e C_{C2} e aterrando V_S)



Considerando $r_0 \cong \infty$, temos:



Do circuito, temos:

$$\frac{V_x}{R_S // R_b + r_\pi + r_x} + \frac{V_x}{R_e} - g_m V_\pi - I_x = 0 \quad (1)$$

Mas do modelo do transistor, temos:

$$i_b = -\frac{V_x}{R_S // R_b + r_x + r_\pi} \quad (2) \text{ e } g_m V_\pi = \beta i_b \quad (3)$$

$$(2) \text{ e } (3) \text{ em } (1): \frac{V_x}{R_S // R_b + r_x + r_\pi} + \frac{V_x}{R_e} + \frac{\beta V_x}{R_S // R_b + r_x + r_\pi} - I_x = 0. \text{ Então,}$$

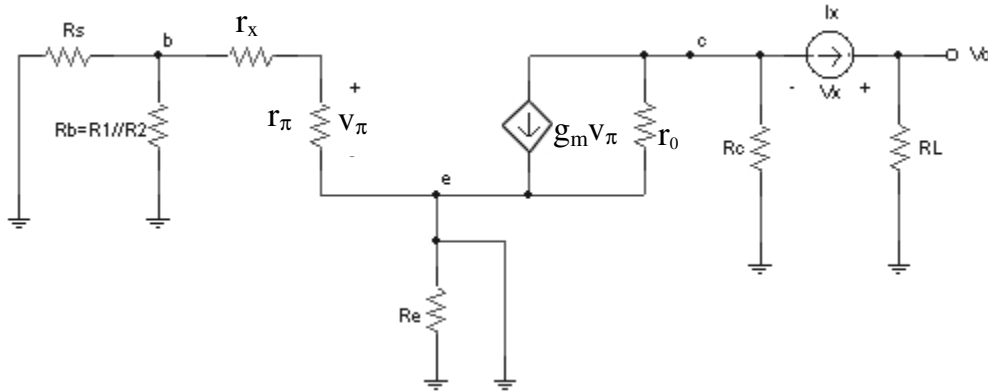
$$R_E' = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{R_S // R_b + r_x + r_\pi}{\beta + 1}} + \frac{1}{R_e}}$$

Entretanto, esta expressão é a mesma de uma resistência equivalente à conexão paralela entre duas outras resistências, ou seja,

$$R_E' = \left[\frac{R_S // R_b + r_x + r_\pi}{\beta + 1} \right] // R_e$$

Da expressão acima, note que a resistência R_E' vista pelo capacitor de “bypass”, C_E , é o paralelo entre a resistência de emissor e a resistência de base dividida por $(\beta+1)$.

3) Determinação de R_{C2} vista por C_{C2} (curto-circuitando C_{C1} e C_e e aterrando V_s)



Note do circuito acima que como não circula corrente sobre r_π , $v_\pi=0$. Então, $g_m v_\pi=0$. Assim, a resistência vista por C_{C2} pode ser obtida diretamente da expressão: $R_{C2} = r_0 // R_C + R_L$.

Finalmente, pode ser obter ω_L da expressão:

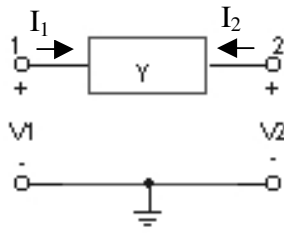
$$\omega_L \cong \frac{1}{C_{C1} R_{C1}} + \frac{1}{C_e R_E'} + \frac{1}{C_{C2} R_{C2}}$$

Vale ressaltar que vários parâmetros das equações anteriores necessitam do conhecimento do valor da corrente de polarização do circuito. Assim, uma forma de polarizar o circuito adequadamente é obtida se $V_{BB} \gg V_{BE}$, onde $V_{BB} = R_2 \cdot V_{CC} / (R_1 + R_2)$, $R_E \gg R_B / (\beta + 1)$, $V_{BB} = V_{CE} = I_C R_C = 1/3 \cdot V_{CC}$, $I_E = 1 \text{ mA}$ e $0,1 \cdot I_E < I_{R2} \cong I_{R1} < I_E$.

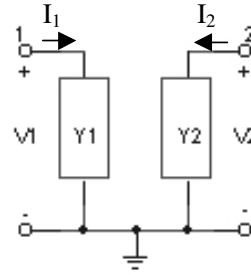
Determinação de ω_H Utilizando o Teorema de Miller

O Teorema de Miller é um teorema de circuito que permite substituir um elemento que faz “ponte” entre dois nós (tal como mostrado na figura seguinte), por dois elementos, cada um desde um nó para terra.

Exemplo: Suponha um elemento de circuito, com admitância Y , conectado entre dois nós. Para substituímos esse elemento por dois outros elementos conectados de cada um dos nós para terra, o circuito a) deve ser equivalente ao circuito b).



a)



b)

Do circuito a), temos as seguintes equações:

$$I_1 = (V_1 - V_2)Y = YV_1\left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right). \text{ Fazendo } K = \frac{V_2}{V_1} \text{ (ganho do nó 2 para o nó 1),}$$

temos: $I_1 = YV_1(1 - K)$ (1)

Do circuito b): $I_1 = Y_1V_1$ (2)

(2) em (1), temos: $V_1Y_1 = YV_1(1 - K) \Rightarrow Y_1 = Y(1 - K)$ (3)

Para obter Y_2 , sabemos que, do circuito a):

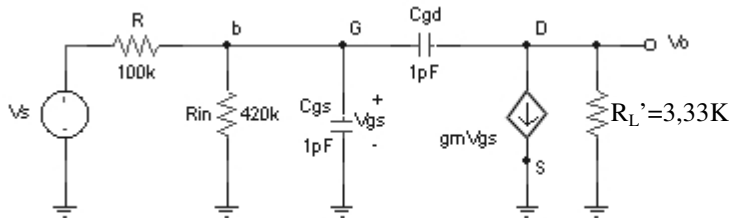
$$I_2 = Y(V_2 - V_1) \Rightarrow I_2 = YV_2\left(1 - \frac{V_1}{V_2}\right) \Rightarrow I_2 = YV_2\left(1 - \frac{1}{K}\right)$$
 (4)

Do circuito b):

$$I_2 = V_2Y_2$$
 (5)

(5) em (4): $Y_2 = Y\left(1 - \frac{1}{K}\right)$ (6)

Exemplo: Determine novamente o valor de f_H para o amplificador com FET (mostrado novamente na figura abaixo), usando o teorema de Miller.



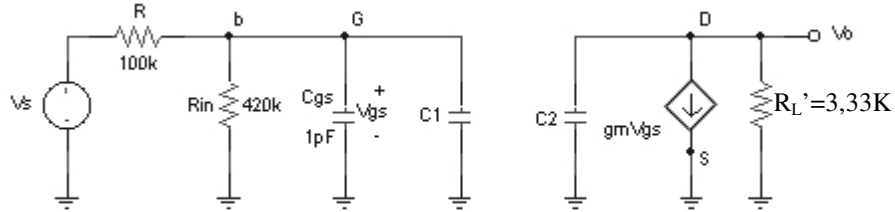
Note que como C_{gd} tem pequeno valor (1 pF), a sua reatância $\left(X_C = \frac{1}{\omega C_{gd}}\right)$ é

muito alta, ou seja, C_{gd} drena pouca corrente ($\cong 0$). Assim,

$$V_o \cong -g_m V_{gs} R_L'$$

Então,
$$K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_D}{V_G} = \frac{V_0}{V_{gs}} = -g_m R_L'.$$

Usando o teorema de Miller, o circuito fica:



Onde C_1 pode ser obtido da equação (3), pois $Y_1 = SC_1$

Então, $SC_1 = SC_{gd} [1 - (-g_m R_L')]$

$$C_1 = 1pF (1 + 4 \times 10^{-3} \times 3,3 \times 10^3)$$

$$C_1 = 14,3 \text{ pF}$$

Isto implica que a capacitância equivalente, C_T , entre C_{gs} e C_1 é 15,3 pF.

Note que $C_2 = C_{gd} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = 1pF \left(1 + \frac{1}{4 \times 10^{-3} \times 3,3 \times 10^3}\right) \Rightarrow C_2 = 1,075 \text{ pF}$

Como a constante de tempo de C_T é muito maior do que a constante de tempo de C_2 , então C_T é dominante. Assim, f_H é majoritariamente influenciado por C_T .

A frequência de corte superior pode então ser obtida pela expressão $\omega_H = \frac{1}{C_T R_T}$,

mas $R_T = R // R_{in} = 100K // 420K = 80,8 \text{ K}\Omega$, o que implica que

$$\omega_H \cong 808,9 \text{ K rad/s} \Rightarrow f_H \cong 128,8 \text{ kHz}, \text{ que é um valor muito próximo ao encontrado anteriormente } (f_H \cong 128,3 \text{ kHz}).$$

Realimentação: Importância para Projetos de Amplificadores Estáveis

No projeto de amplificadores, a realimentação negativa é aplicada para obter uma ou mais das seguintes propriedades:

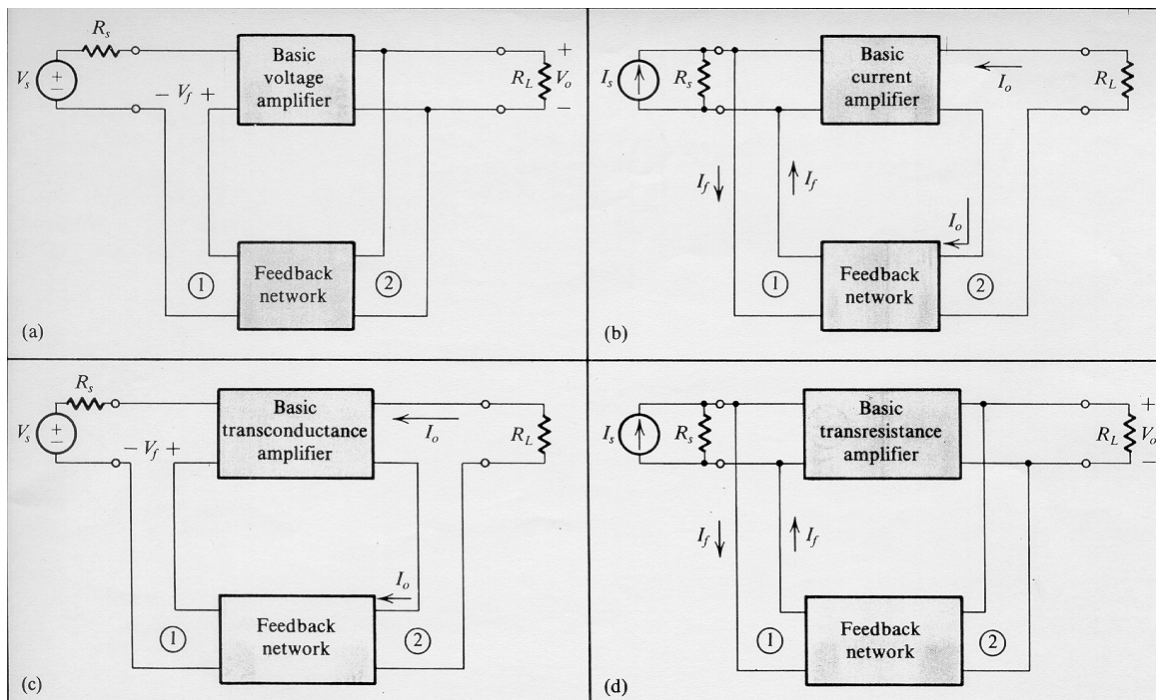
- 1) Dessensibilizar o ganho, ou seja, tornar o ganho do amplificador menos sensível a variações dos elementos.
- 2) Reduzir as distorções do sinal, fazendo o ganho praticamente constante.
- 3) Reduzir o ruído.
- 4) Controlar as impedâncias de entrada e saída do amplificador.
- 5) Aumentar a largura de banda.

Todas essas vantagens são obtidas à custa de uma redução no ganho.

Controle das Impedâncias de Entrada e Saída

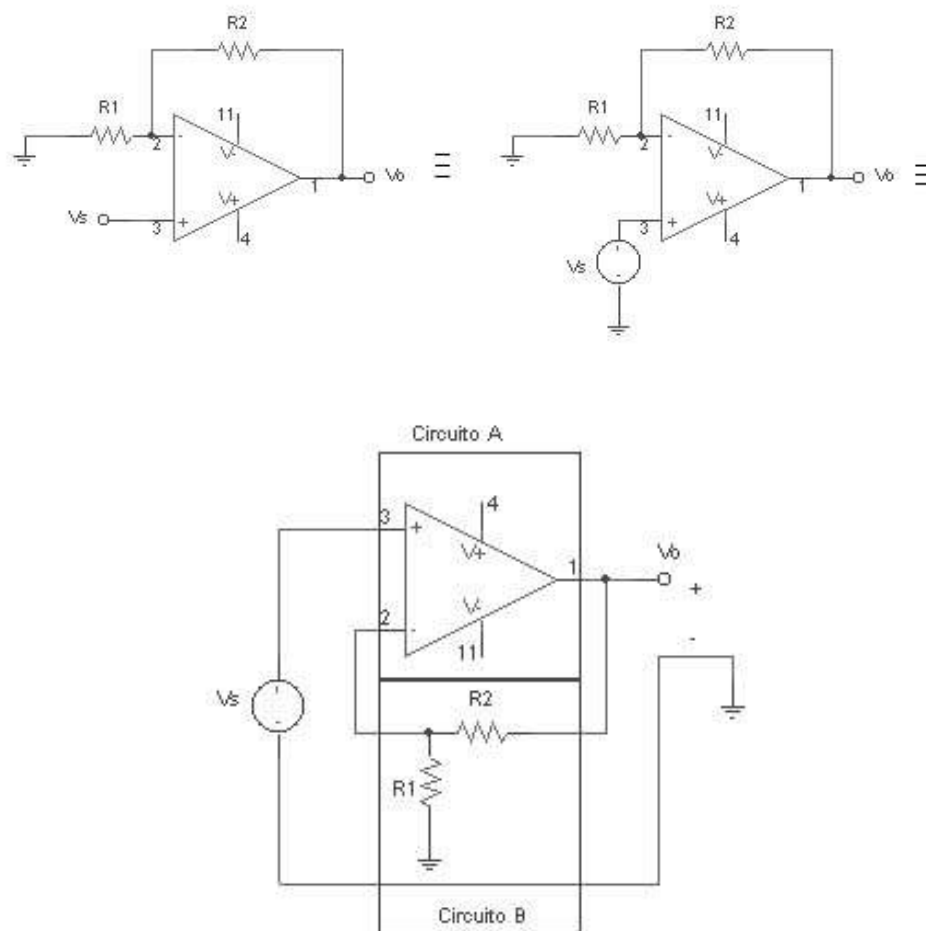
Pode-se ter alta ou baixa impedância na entrada ou saída em um amplificador, utilizando quatro diferentes topologias de realimentação (ver figura abaixo):

- a) Realimentação Série-Paralelo (amplificador de tensão): entrada alta, saída baixa.
- b) Realimentação Paralelo-Série (amplificador de corrente): entrada baixa, saída alta.
- c) Realimentação Série-Série (amplificador de transcondutância): entrada alta, saída alta.
- d) Realimentação Paralelo-Paralelo (amplificador de transresistência): entrada baixa, saída baixa.

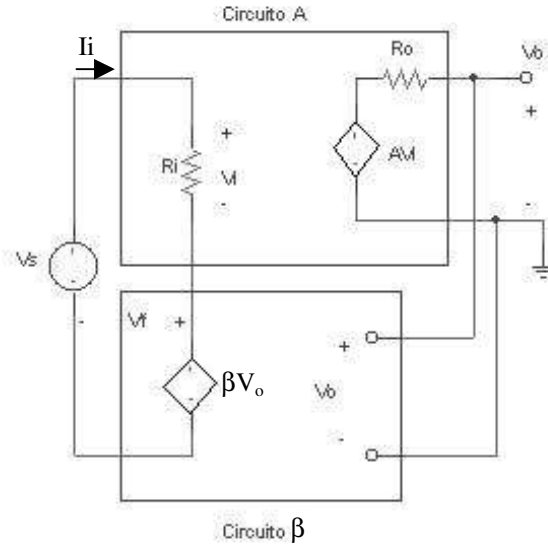


Exemplo: Determinar as resistências de entrada e saída do amplificador mostrado na figura abaixo.

O circuito é um amplificador de tensão (multiplicador não-inversor), que é uma realimentação série-paralelo. Redesenhado o circuito, de forma a se ter uma noção mais clara dos elementos da realimentação, temos:



Para determinar a resistência de entrada do amplificador, dada por $R_{if} \equiv \frac{V_s}{I_i}$, representamos o circuito da forma mostrada na figura seguinte:

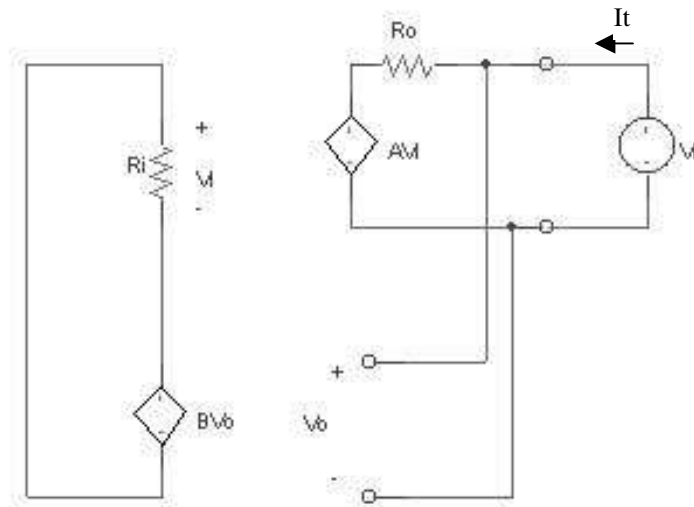


Do circuito, temos as seguintes expressões:

$$V_S = V_i + \beta V_0 ; V_0 = A V_i ; V_i = R_i I_i$$

Então, $V_S = V_i + A\beta V_i \Rightarrow V_S = V_i(1 + A\beta) \Rightarrow R_{if} \equiv \frac{V_S}{I_i} = R_i(1 + A\beta)$. Note que o valor da resistência é igual a R_i vezes $(1 + A\beta)$.

Para obtermos a resistência de saída, devemos curto-circuitar o sinal de entrada e injetar na saída um sinal de teste. O circuito fica da seguinte forma:

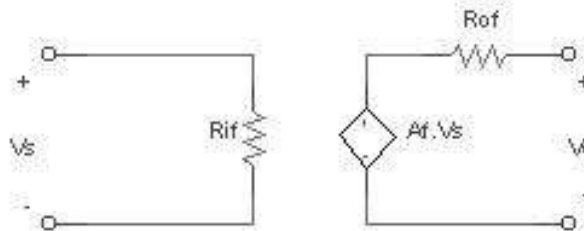


Onde, $R_{of} \equiv \frac{V_t}{I_t}$. Do circuito, temos as seguintes expressões:

$I_t = \frac{V_t - AV_i}{R_0}$. Na entrada (para $V_s=0$), temos que $V_i = -\beta V_0$. Por outro lado, temos

que $V_0 = V_t$, então $I_t = \frac{V_t + A\beta V_t}{R_0} \Rightarrow R_{of} \equiv \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_0}{1 + A\beta}$. Note novamente a presença do termo $1+A\beta$.

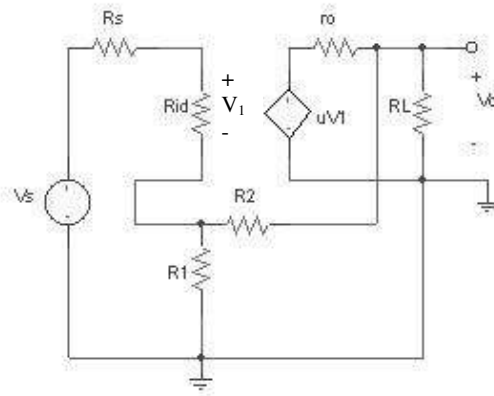
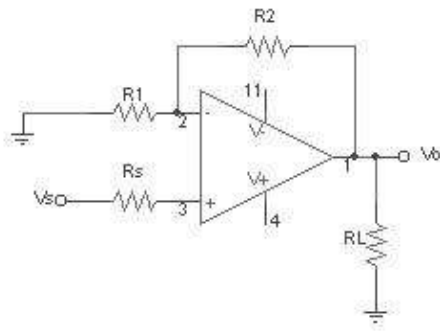
Como $V_s = V_i(1 + A\beta)$ e $V_0 = AV_i$, temos que $A_f \equiv \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$. Então, o circuito equivalente fica:



Exemplo: O circuito mostrado na figura seguinte representa o caso anterior, mas a fonte de sinal agora possui uma resistência de saída de valor R_s e na saída do amp. op. está conectada uma carga de resistência R_L . Por outro lado, o amp. op. tem um ganho em loop aberto de μ (lembre-se que ele depende da frequência), uma resistência de entrada diferencial R_{id} e uma resistência de saída de r_o . Encontre uma expressão para A (ganho de malha aberta, desfeita a realimentação), β (ganho de realimentação), A_f (ganho em malha fechada), resistência de entrada R_{in} e resistência de saída R_{out} . Encontre também os valores numéricos para:

$\mu = 10^4$, $R_{id} = 100 \text{ K}\Omega$, $r_o = 1 \text{ K}\Omega$, $R_L = 2 \text{ K}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ e $R_s = 10 \text{ K}\Omega$.

Redesenhando o circuito, temos a figura mostrada a seguir:



Para analisar o circuito, note que neste caso prático (com resistência de fonte e de carga), devemos fazer uso da teoria de quadripolos, de forma a representar a rede de realimentação β em termos dos seus parâmetros h, ou seja:



Onde:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0}, \text{ impedância de entrada, com porta 2 curto-circuitada.}$$

$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1=0}, \text{ inverso do ganho, com porta 1 em circuito aberto}$$

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0}, \text{ ganho de corrente, com porta 2 curto-circuitada}$$

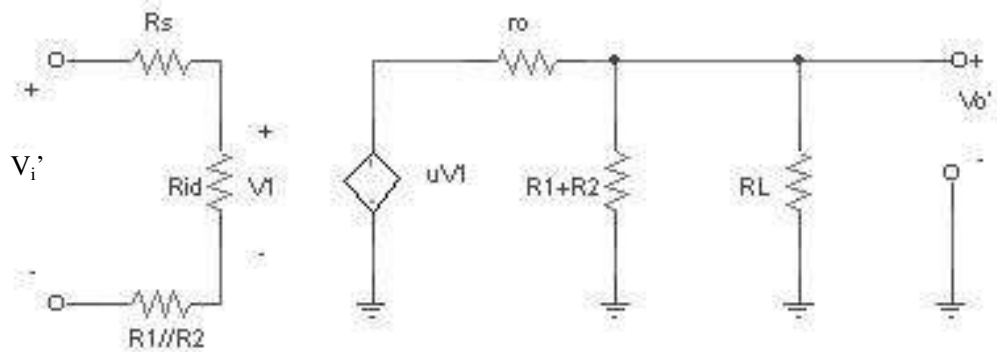
$$h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0}, \text{ admitância de saída, com entrada em circuito aberto.}$$

Note que para obter h_{11} , devemos curto-circuitar V_2 . Entretanto, como a porta 2 da rede de realimentação está conectada em paralelo com a saída, se a curto-circuitarmos, destruiremos a realimentação!

Similarmente, para obter h_{22} , devemos abrir os terminais da porta 1. Entretanto, como a porta 1 da rede de realimentação está em série com a entrada do amplificador, se a abrirmos, destruiremos a realimentação!

Assim, uma regra simples para encontrar h_{11} e h_{22} é obter a resistência de uma porta, enquanto a outra é curto-circuitada ou aberta, de forma a destruir a realimentação; se a conexão é paralela, devemos curto-circuitá-la; se for série, devemos abri-la!

Voltando ao exemplo e aplicando essas regras ao circuito, temos o seguinte circuito, no qual a realimentação foi desfeita (abrindo a entrada, porque está em série com a rede realimentação, e curto-circuitando a saída, porque está em paralelo com a rede de realimentação):



Determinação de $A \equiv \frac{V_o'}{V_i'}$

Do circuito, temos:

$$V_1 = \frac{R_{id}}{R_{id} + R_s + R_1 // R_2} V_i'$$

$$V_o' = \frac{R_L // (R_1 + R_2)}{R_L // (R_1 + R_2) + r_o} \mu V_1$$

$$\text{Então, } A = \frac{V_o'}{V_i'} = \frac{\mu [R_L // (R_1 + R_2)]}{R_L // (R_1 + R_2) + r_o} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R_s + R_1 // R_2} \Rightarrow A \cong 6000 \text{ V/V}$$

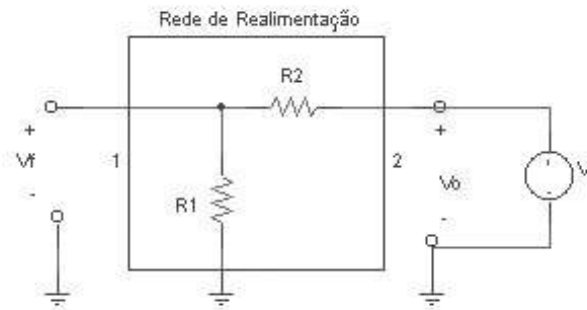
Por outro lado, a resistência R_i de entrada do circuito A (desfeita a realimentação) é dada por: $R_i = R_s + R_{id} + R_1 // R_2$

Para obter a resistência R_o de saída do circuito A (desfeita a realimentação), temos que curto-circuitar a fonte de sinal de entrada. Assim, para $V_i' = 0 \Rightarrow \mu V_1 = 0 \Rightarrow R_o = r_o // (R_1 + R_2) // R_L$

Determinação de β :

Note que $\beta = h_{12}$ e $h_{12} = \frac{V_1}{V_2} |_{I_1=0}$. Ou seja, para encontrar β , devemos aplicar uma tensão de teste na saída da rede de realimentação e medir a tensão que aparece

na porta de entrada com ela em circuito aberto. Obteremos assim a relação V_1/V_2 . A figura abaixo ilustra a forma de obter β .



Do circuito, $V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_t$

Então, $\beta \equiv \frac{V_1}{V_2} = \frac{V_f}{V_t} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow \beta = 10^{-3} \text{ V/V}$

Determinação de A_f :

O ganho de malha fechada pode ser então obtido da expressão:

$$A_f \equiv \frac{V_0}{V_s} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{6000}{1 + 6000 \times 10^{-3}} \Rightarrow A_f = 857 \text{ V/V}$$

Determinação de $R_{in} = R_{if} - R_s$:

A resistência R_{if} é a resistência de entrada do circuito vista a partir da fonte, e a resistência R_{in} é a resistência vista a partir da resistência da fonte. Assim,

$$R_{if} = R_i (1 + A\beta) = 111K(1 + 6) \Rightarrow R_{if} = 777 \text{ K}\Omega$$

$$R_{in} = 777K - 10K$$

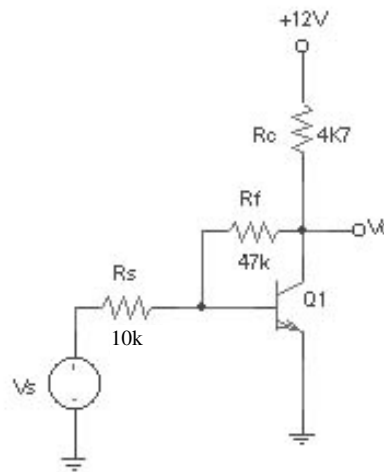
$$R_{in} = 767 \text{ K}\Omega$$

Determinação de R_{out} :

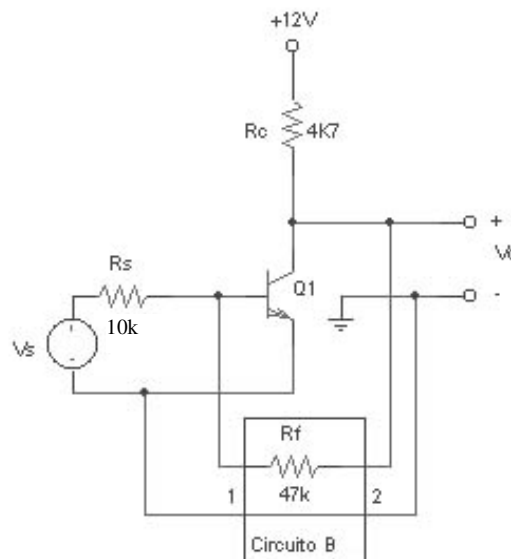
A resistência R_{of} é a resistência de saída total do circuito, enquanto a resistência R_{out} é a resistência vista a partir da resistência de carga, para dentro do circuito.

Assim, $R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}}$. Mas, $R_{of} = \frac{R_0}{1 + A\beta} = \frac{667}{1 + 6} = 95.3 \text{ }\Omega$ e $R_{out} = 100 \text{ }\Omega$

Exemplo: Determinar o ganho de tensão V_o/V_s , resistência de entrada R_{in} e resistência de saída R_{out} para o circuito abaixo. Desenhe a forma de onda do sinal de saída, se a entrada é senoidal de 10 mV de amplitude.



Redesenhando o circuito, temos:



Note que o sinal que retorna para a entrada, realimentado da saída, chega à base do transistor, que possui uma tensão constante de 0,7 V. Assim, a realimentação é de corrente e não de tensão. Desta forma, a entrada deve ser representada pelo equivalente de Norton, ou seja, por uma fonte de corrente (de valor V_s/R_s) em paralelo com uma resistência R_s . Pode-se, então, verificar que se trata de uma realimentação paralelo-paralelo (ou amplificador de transresistência), cujas

resistências de entrada e saída devem ser baixas, dadas por $R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta}$ e

$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A\beta}$. Por outro lado, as resistências R_{in} e R_{out} podem ser obtidas por

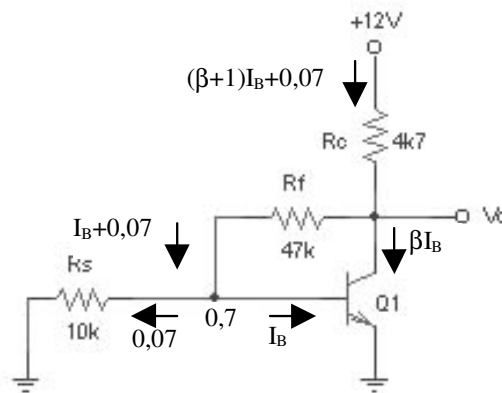
$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s}}$ e $R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}}$. Para este circuito, como não existe R_L , $R_{out} = R_{of}$.

Para um circuito com realimentação paralela-paralela (transresistência), o valor da transresistência é dado por $A_f = \frac{V_o}{I_s}$ (que tem dimensão de resistência), onde

$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$. Para obter o valor de β , temos que $\beta = \frac{I_1}{V_2} \big|_{V_1=0}$, ou seja, deve ser obtida, na rede de realimentação, a relação entre a corrente na sua porta de entrada e a tensão na sua porta de saída, estando a porta de entrada curto-circuitada.

Voltando ao exemplo, devemos:

1) Achar o ponto quiescente do circuito (ou seja, para sinal igual a zero). Então, para análise CC, o circuito fica (correntes em mA):



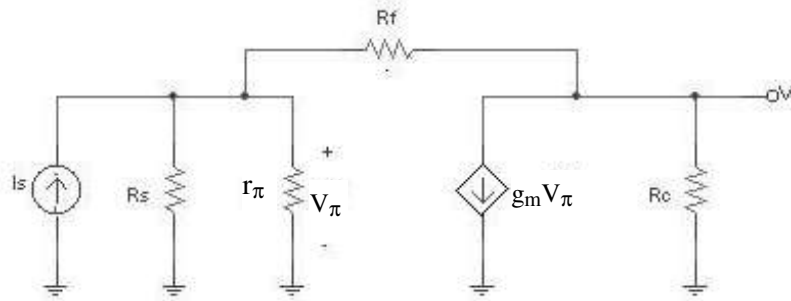
Do circuito, considerando $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ e $\beta = 100$, temos (resistências em $k\Omega$ e correntes em mA):

$$V_o - 0,7 = 47(I_B + 0,07)$$

$$12 - V_o = 4,7[0,07 + (\beta + 1)I_B]$$

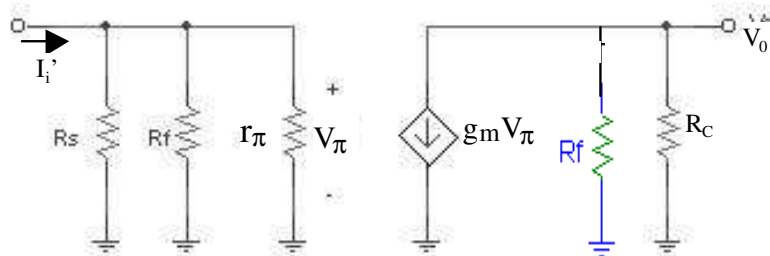
$\Rightarrow I_B = 0,015 \text{ mA} \Rightarrow I_C = 1,5 \text{ mA} \Rightarrow V_o = 4,7 \text{ V}$ (tensão CC). Note que como o transistor opera como amplificador, $V_B < V_C$, onde $V_B = 0,7 \text{ V}$ e $V_C = V_o = 4,7 \text{ V}$.

2) Para análise AC, devemos incluir o modelo do transistor no circuito (note que foi considerado $r_0 // R_c \approx R_c$, pois $r_0 = 66k\Omega$ e $R_c = 4k\Omega$):



3) Desfazendo a realimentação e encontrando o circuito A.

Note que como a realimentação é paralelo-paralelo, para desfazer a realimentação, devemos curto-circuitar tanto a entrada como a saída da rede de realimentação. Assim, visualizando a figura anterior e olhando desde a porta 1 (entrada) para a saída, e sabendo que a saída é paralela, devemos curto-circuitá-la, o que faz o elemento R_f ficar da forma mostrada no circuito à esquerda, na figura abaixo. Por outro lado, olhando agora desde a porta 2 (saída) para a entrada, e sabendo que a entrada é paralela, devemos curto-circuitá-la, o que faz o elemento R_f ficar da forma mostrada no circuito à direita, na figura abaixo.



Do circuito, temos:

$$V_\pi = (R_s // R_f // r_\pi) I_i'$$

$$V_o' = -g_m V_\pi (R_f // R_c)$$

O valor de A pode ser obtido de $A \equiv \frac{V_o'}{I_i'} = -g_m (R_s // R_f // r_\pi) (R_f // R_c)$, ou seja,

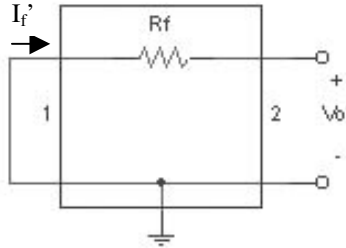
$A = -358,7 \text{ K}\Omega$. Por outro lado, as resistências de entrada e saída do circuito A são

$$R_i = R_s // R_f // r_\pi = 1,4 \text{ K}\Omega$$

$$R_o = R_f // R_c = 4,27 \text{ K}\Omega$$

4) Obtenção de β

Para obter o valor de β , devemos analisar a rede de realimentação, mostrada na figura seguinte, estando a entrada curto-circuitada.



O valor de β pode ser obtido de $\beta = \frac{I_f'}{V_0'}$. Mas, do circuito, temos que

$$V_0' = -R_f I_f' \Rightarrow \frac{I_f'}{V_0'} = \boxed{\beta = \frac{-1}{R_f}} \Rightarrow \boxed{\beta = -21,3 \mu\Omega}$$

Note que $A\beta$ é positivo $\Rightarrow$ Realimentação negativa!

5) Achar A_f , R_{in} , R_{out} :

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \Rightarrow \boxed{A_f = -41,6 K\Omega = \frac{V_0}{I_s}}. \text{ Entretanto, note que:}$$

$$V_s = I_s R_s \Rightarrow \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{R_s I_s} = \frac{A_f}{R_s}. \text{ Temos então que } \boxed{\frac{V_0}{V_s} = -4,16 \text{ V/V}}.$$

Por outro lado, as resistências de entrada e saída do circuito podem ser obtidas das seguintes expressões:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta} \Rightarrow \boxed{R_{if} = 162,2 \Omega}$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A\beta} \Rightarrow \boxed{R_{of} = R_{out} = 495 \Omega}$$

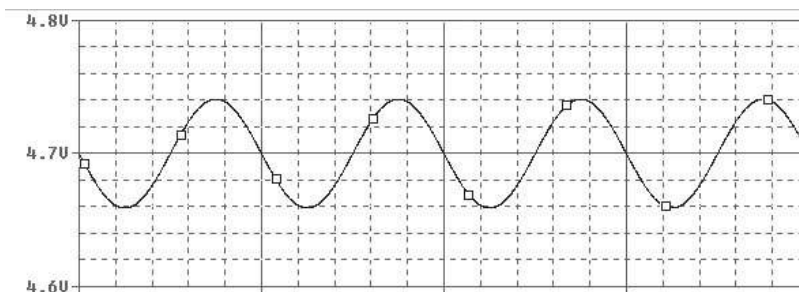
$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s}} \Rightarrow \boxed{R_{in} = 164,2 \Omega}$$

Finalmente, o sinal de saída é dado por:

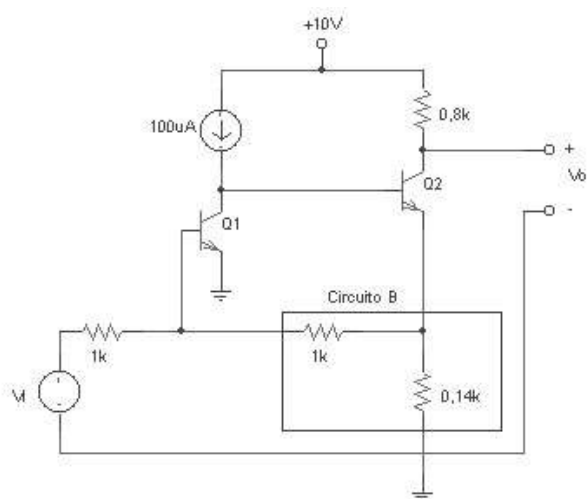
$$v_0 = -4,16 \times 10 \times 10^{-3} \sin \omega t + 4,7 \quad (\text{em V})$$

$$v_0 = 4,7 - 41,6 \times 10^{-3} \sin \omega t$$

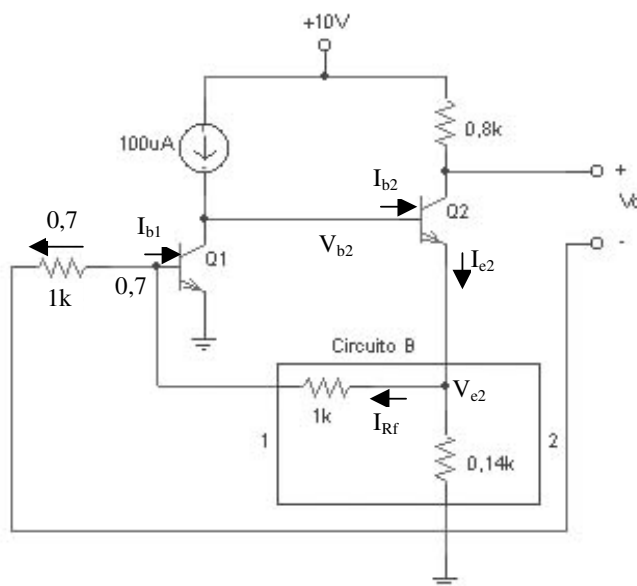
A figura seguinte mostra o resultado da simulação do circuito, mostrando o sinal de saída.



Exemplo: Para o amplificador de corrente abaixo, desenhe a forma de onda do sinal de saída, se a entrada é senoidal de 10 mV de amplitude.



Inicialmente, devemos encontrar o nível CC de saída. Usamos então o Princípio da Superposição. O circuito fica tal como mostrado na figura seguinte:



1) Determinação do ponto quiescente para $\beta = 100$:

Considerando $i_{b2}=0$, temos:

$$i_{b1} = \frac{100\mu}{100} \Rightarrow i_{b1} = 1 \mu A \text{ e } i_{e1} = (\beta + 1)i_{b1} = 101 \mu A$$

$$i_{Rf} = i_{b1} + 0,7m \Rightarrow i_{Rf} = 701 \mu A$$

$$V_{e2} - 1K \times i_{Rf} = 0,7 \Rightarrow V_{e2} = 0,7 + 1K \times 0,701m \Rightarrow V_{e2} = 1,4 V$$

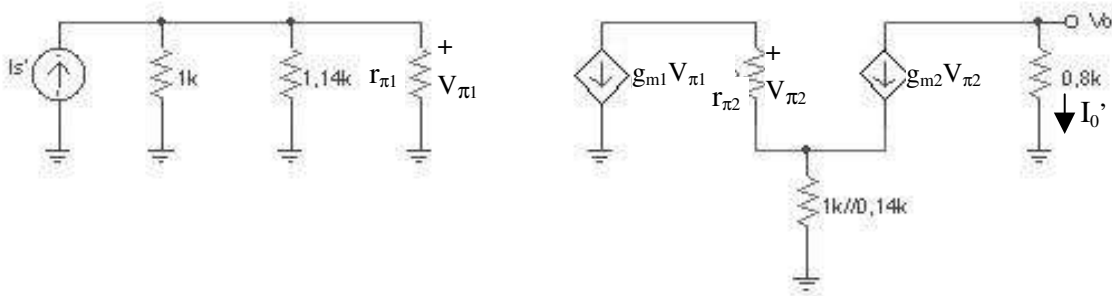
$$\Rightarrow V_{b2} = 0,7 + V_{e2} \Rightarrow V_{b2} = 2,1 V$$

$$i_{e2} = i_{Rf} + \frac{V_{e2}}{0,14K} = 0,701m + \frac{1,4m}{0,14} \Rightarrow i_{e2} = 10,7 mA \Rightarrow i_{b2} = 105 \mu A \text{ (note a incoerência com o valor inicial estimado, devido à aproximação utilizada). Também podemos obter } i_{c2} \cong 10,7 mA.$$

$$\text{Então, } V_0 = 10 - 0,8 \times 10,7 \Rightarrow V_0 = 1,44 V, \text{ que é o nível CC presente na saída.}$$

2) Incluir o circuito equivalente dos transistores e aplicar a técnica de realimentação

Como se trata de um amplificador de corrente, a realimentação é paralelo-série. A figura abaixo mostra como fica o circuito após desfazer a realimentação.



No circuito acima, note que $r_{\pi1} = (\beta + 1)r_{e1}$, onde $r_{e1} = V_T / i_{e1}$. Note também que $g_{m1} = I_{C1} / V_T$, onde V_T é a tensão térmica, que vale 25 mV a 20° C.

Do circuito, podemos obter as seguintes expressões:

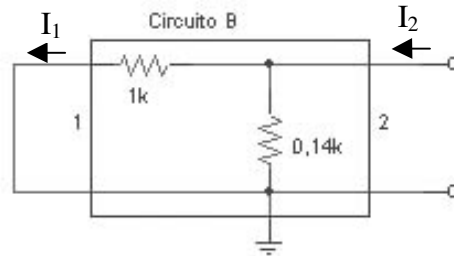
$$v_{\pi1} = (1K // 1,14K // 25K) I_S' \Rightarrow V_{\pi1} = 522 I_S'$$

$$V_{\pi2} = -g_{m1} V_{\pi1} r_{\pi2} \text{ e } I_0' = -g_{m2} V_{\pi2}$$

$$\text{logo, } A \equiv \frac{I_0'}{I_S'} = 215 \text{ A/A}$$

3) Encontrar β :

Para encontrar o valor de β , devemos analisar a rede de realimentação, sabendo que para um amplificador de corrente (realimentação paralelo-série), β pode ser obtido por $\beta = \frac{I_1}{I_2} |_{V_i=0}$, ou seja, encontrando a relação de correntes de entrada e saída, para entrada em curto-circuito. A figura abaixo mostra o circuito da rede de realimentação.



Usando divisor de corrente, temos que

$$I_1 = \frac{0,14}{0,14 + 1} I_2$$

$$\beta = \frac{I_1}{I_2} |_{V_i=0} = \frac{0,14}{0,14 + 1}$$

$$\boxed{\beta = 0,123 \text{ } \Omega / \Omega}$$

4) Encontrar A_f :

$$A_f = \frac{I_0}{I_s} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{215}{1 + 215 \times 0,123} \Rightarrow \boxed{A_f = 7,8 \text{ } A/A}$$

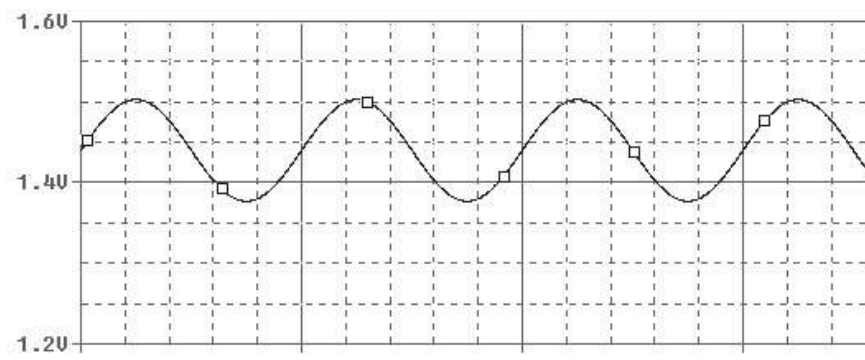
Mas, vemos que do circuito mostrado no passo N° 2, temos que:

$$V_0 = 0,8K \times I_0$$

$$V_s = R_s I_s$$

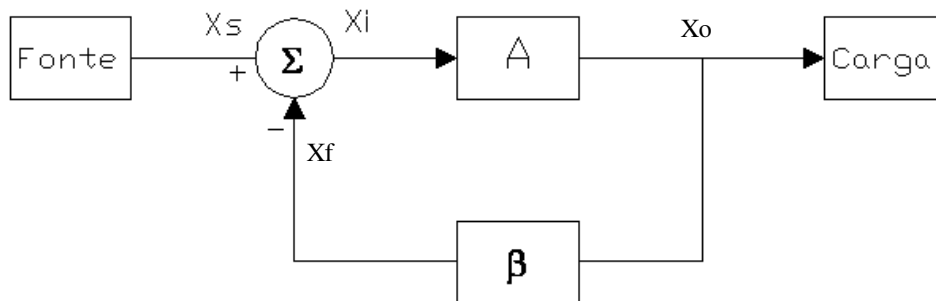
$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{0,8K \times I_0}{1K \times I_s} = 0,8 \times 7,8 \Rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_s} = 6,3 \text{ } V/V}$$

Assim, o sinal de saída terá uma amplitude de 63 mV e estará acoplado a um nível CC de 1,44 V. A figura seguinte mostra o sinal de saída para o circuito.



Estrutura Básica de um Amplificador Realimentado

A figura abaixo mostra a estrutura básica de um amplificador realimentado negativamente.



Temos as seguintes expressões: $X_0 = AX_i$ (1); $X_f = \beta X_0$ (2) e $X_i = X_s - X_f$ (3)

O ganho em malha fechada pode então ser obtido por: $A_f = \frac{X_0}{X_s}$ (4) $\Rightarrow$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (5)$$

onde $A\beta$ é denominado Ganho de Malha (ou de “loop”). Vemos também que para a realimentação ser negativa, $A\beta$ deve ser positivo.

Estabilidade de Amplificadores

Na estrutura geral de um amplificador realimentado, o ganho é função da frequência. Assim:

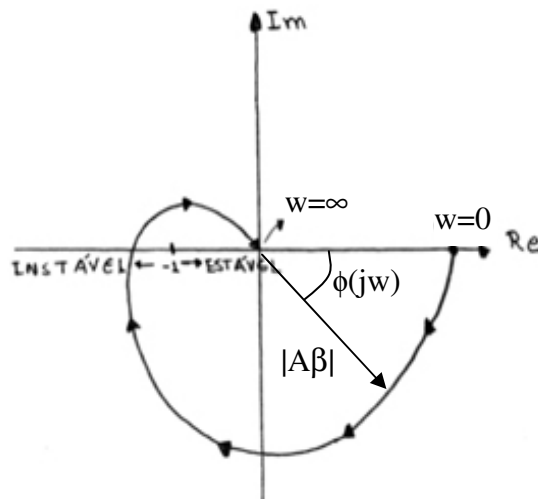
$$A_f(S) = \frac{A(S)}{1 + A(S)\beta(S)} \Rightarrow A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta(j\omega)} \quad (1)$$

$$\text{Fazendo } L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) \Rightarrow L = |A(j\omega)\beta(j\omega)|e^{j\phi(j\omega)}$$

A forma como o ganho de loop, $L(j\omega)$, varia com a frequência determina a estabilidade ou instabilidade do amplificador.

Gráfico de Nyquist

O gráfico de Nyquist é uma das formas para verificar estabilidade de qualquer sistema de controle. A figura seguinte mostra um exemplo do gráfico de Nyquist, que é um gráfico polar de ganho de loop ($A\beta$) versus frequência.



Para frequência variando de zero a infinito, vemos que o gráfico de Nyquist intercepta o eixo real negativo quando $\phi(j\omega)=180^\circ$. Assim,

- Se a interseção com o eixo real ocorre à esquerda do ponto $(-1,0)$, implica em instabilidade do amplificador.
- Se a interseção for à direita do ponto $(-1,0)$, o amplificador será estável.
- Se a interseção ocorrer em $(-1,0)$, o amplificador é na verdade um oscilador.

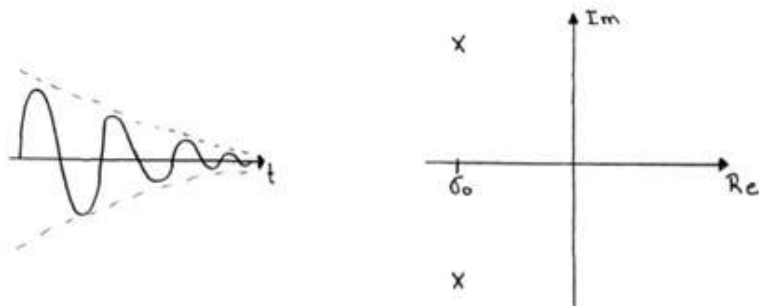
Uma outra forma de verificar a estabilidade do sistema é relativa à localização dos pólos do sistema.

Ex: Se o transitório de um circuito (por exemplo ao ligar-se o circuito) for modelado como: $v(t) = e^{\sigma_0 t} (e^{+j\omega t} + e^{-j\omega t})$, verifique graficamente a estabilidade, instabilidade ou oscilação do sistema, se o amplificador tem um par de pólos em $S = \sigma_0 \pm j\omega$.

Como $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \cdot \sin(\omega t)$, temos que $v(t) = 2e^{\sigma_0 t} \cos \omega$, que é uma senóide modulada por uma envoltória exponencial. Assim:

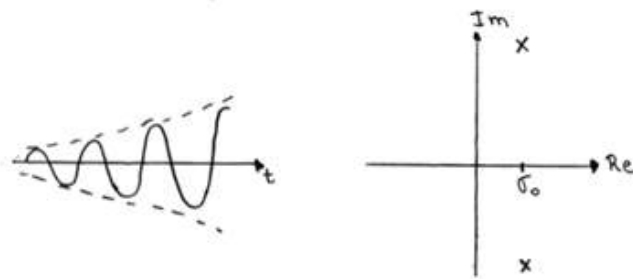
1) Para σ_0 negativo

Neste caso, teremos uma exponencial decrescente, fazendo com que as oscilações decresçam exponencialmente para zero. Isto indica que as perturbações amortecerão e o sistema será estável. Obviamente, isto também pode ser obtido da análise da localização dos pólos no plano S. Assim, como σ_0 é negativo, os pólos estarão à esquerda do plano S, o que indica que o sistema é estável. A figura seguinte ilustra essa análise, mostrando tanto o amortecimento da perturbação quanto a localização dos pólos no plano S.



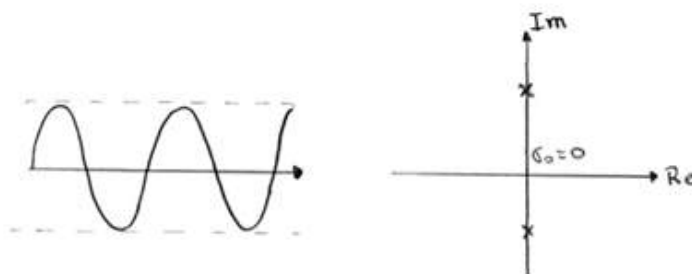
2) Para σ_0 positivo

Neste caso, teremos uma exponencial crescente, fazendo com que as oscilações produzidas no transitório cresçam exponencialmente até que alguma não-linearidade limite o seu crescimento. Este é um sistema instável. Pela análise de localização de pólos no plano S, vemos que ao estarem os pólos à direita do plano S, o sistema será instável. A figura abaixo ilustra este caso.



3) Para σ_0 igual a zero

Neste caso, não existirá envoltória exponencial e a oscilação será sustentada. Em termos de análise de localização de pólos no plano S, os pólos estarão localizados sobre o eixo imaginário, o que indica que o sistema será oscilatório. A figura seguinte mostra esta análise.

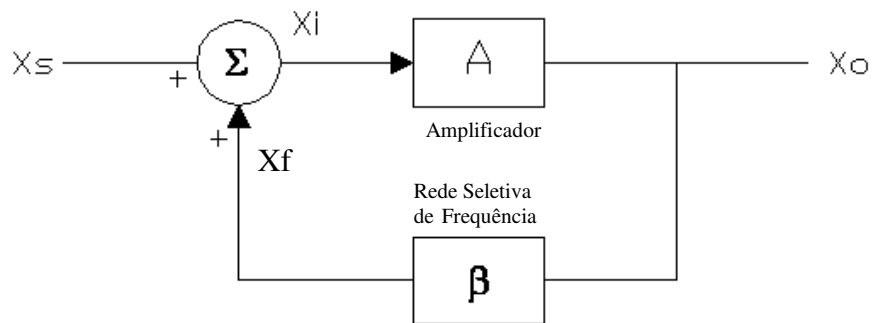


Osciladores

No projeto de sistemas eletrônicos, frequentemente necessitam-se de sinais tendo determinadas formas de onda: senoidal, quadrada, triangular, pulso, etc. Por exemplo, computadores e sistemas de controle necessitam de pulsos de *clock* para, entre outras finalidades, temporização; sistemas de comunicação utilizam sinais de várias formas de onda como portadoras de informação; motores ultrassônicos necessitam de ondas senoidais para funcionarem; e sistemas de medidas e testes utilizam vários tipos de sinais para testar e caracterizar dispositivos e circuitos.

Osciladores Senoidais

É a forma de onda mais comumente utilizada. A estrutura de um oscilador senoidal consiste de um amplificador e uma rede seletiva de frequência conectada em um loop de realimentação positiva, tal como mostrado na figura abaixo.



Então, podemos obter o ganho em malha fechada:

$$A_f(S) = \frac{A(S)}{1 - A(S)\beta(S)} \Rightarrow \frac{X_o}{X_s} = \frac{A(S)}{1 - L(S)}$$

Entretanto, note que se $1 - L(S) = 0 \Rightarrow \frac{X_o}{X_s} = \infty \Rightarrow X_o = \infty X_s$. Então, como ao ligar o

circuito, são induzidos ruídos em todos os nós do circuito, existirá sempre uma saída (senoidal) mesmo se não houver sinal de entrada, pois neste caso, $X_s=0$, mas existe um pequeno sinal de ruído induzido pelo transitório produzido ao ligar o circuito. Por outro lado, de acordo com Fourier, como qualquer sinal pode ser representado como uma somatória de senóides de todas as frequências possíveis, e como a rede seletiva de frequências filtrará apenas uma frequência, o sinal de saída será senoidal e com frequência definida pelo filtro existente na rede de realimentação.

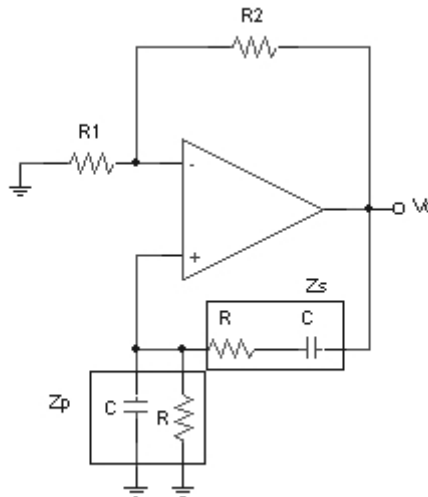
Então, de acordo com o mencionado anteriormente, a condição para que haja oscilação é:

$L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) = 1$. Este é o Critério de Barkhausen ou Critério de Oscilação.

OSCILADORES RC

Ponte de Wien

É um dos osciladores mais simples. A figura abaixo mostra este tipo de oscilador.



Para este circuito, tal como visto no diagrama de blocos da pg. 239 ($X_S=0 \Rightarrow X_i=X_f$ e

$X_0 = AX_i \Rightarrow A = \frac{X_0}{X_i}$), note que a relação entre a saída e o sinal na entrada não-

inversora desta configuração é o próprio A, que é dado por $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Por outro lado, note que uma rede RC é colocada na realimentação positiva, onde, tal como vimos anteriormente, ao se tratar de uma realimentação série-paralelo (amplificador de tensão), o valor de β pode ser obtido como:

$\beta = \frac{V_1}{V_2} |_{I_1=0}$, ou seja, é a relação entre a tensões da porta de entrada e da porta de

saída da rede de realimentação, para entrada em circuito aberto. Assim, denominando a tensão na porta de entrada da rede de realimentação como V_a e

sabendo que a tensão da porta de saída é V_0 , temos que $\beta = \frac{V_a}{V_0}$. Por outro lado,

note que, do circuito, $V_a = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} V_0$, onde $Z_p = \frac{1}{SC} // R$, ou seja, $Z_p = \frac{R}{1 + SRC}$ e $Z_s = \frac{1}{SC} + R$

$$Z_s = \frac{1 + SRC}{SC}.$$

Então, $L(S) = A(S)\beta(S) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{\frac{R}{1 + SRC}}{\frac{R}{1 + SRC} + \frac{1 + SRC}{SC}} \right)$, o que, após manipulações matemáticas, nos dá:

$$L(S) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{SRC} + 2 + SRC} \Rightarrow L(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

De acordo com o Critério de Barkhausen, sabemos que para que haja oscilação, $L(j\omega) = 1 \Rightarrow$ Módulo = 1 e Fase = zero. Assim,

- Para que a fase de $L(j\omega)$ seja zero:

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

- Para que o módulo seja um (para fase zero):

$$\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3} = 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow \text{Pólos sobre o eixo imaginário!}$$

Vemos que no sentido matemático, a oscilação é garantida se $\frac{R_2}{R_1} = 2$. Entretanto,

quando a temperatura varia, se o valor de $A\beta$ ficar levemente menor do que um, a oscilação não mais existirá, pois os pólos do sistema ficarão à esquerda do plano S, tornando o sistema estável, o que provocará o amortecimento da oscilação. Se por outro lado o valor de $A\beta$ ficar levemente maior do que um, a oscilação crescerá em amplitude, pois os pólos do sistema ficarão à direita do plano S, tornando o sistema instável.

Assim, necessitamos de um mecanismo para forçar o valor de $A\beta$ a permanecer igual a um. Isto se consegue utilizando uma rede de elementos não-lineares (diodos ou transistores) para efetuar o controle do ganho (e consequentemente a manutenção da oscilação). Na prática, primeiro fazemos com que o circuito tenha um valor de $A\beta$ levemente maior do que um (pólos à direita do plano S), o que significa um aumento da amplitude de oscilação, e usamos a rede elementos não-lineares para, sempre que a amplitude tenda a aumentar, reduzir o valor de $A\beta$ para um.

No caso específico da Ponte de Wien, $\frac{R_2}{R_1}$ deve ser um pouco maior que 2 (pelo menos 1,5% maior) e deve ser utilizada uma rede de elementos não-lineares para limitar o crescimento da oscilação, tal como mostrado no exemplo a seguir.

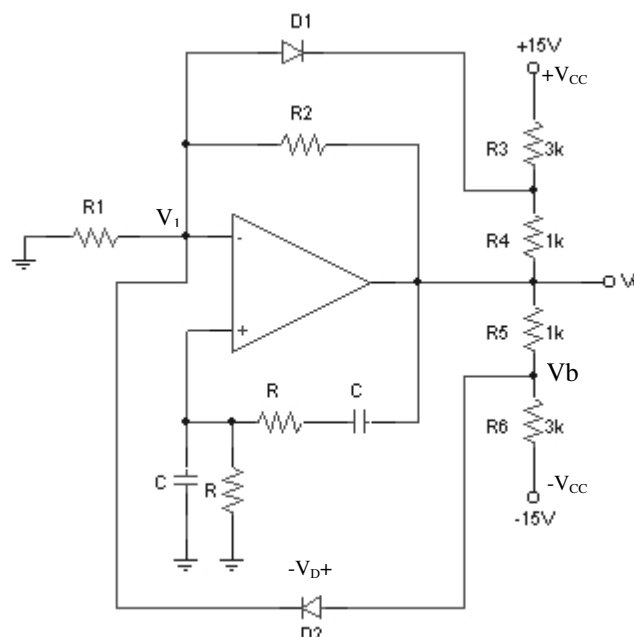
Exemplo: Projete um circuito que gere uma onda senoidal com frequência de 1 kHz e 10 V de amplitude.

Para o oscilador da Ponte de Wien:

$\frac{R_2}{R_1} > 2 \Rightarrow$ Por exemplo, para $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, $R_2 > 20 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 20,3 \text{ K}\Omega$ (1,5% maior). Por outro lado, sabemos que a frequência de oscilação é dada por $f = \frac{1}{2\pi RC}$. Assim, para $f = 1 \text{ kHz}$, temos que $1000 = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow RC = 1,6 \times 10^{-4} \text{ s}$. Se atribuirmos $R = 10 \text{ K}\Omega \Rightarrow C = 16 \text{ nF}$.

Introduzindo agora a rede de elementos não-lineares na Ponte de Wien, temos o circuito da figura seguinte.

Falta agora determinar os valores para a rede de elementos não-lineares, os quais foram obtidos da análise da figura mostrada a seguir:



Assim, no nó b (considerando que os diodos não estão conduzindo), temos, usando o Princípio de Superposição:

$$1^{\circ} \text{ Aterrando } v_0: V_b' = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \times (-V_{CC})$$

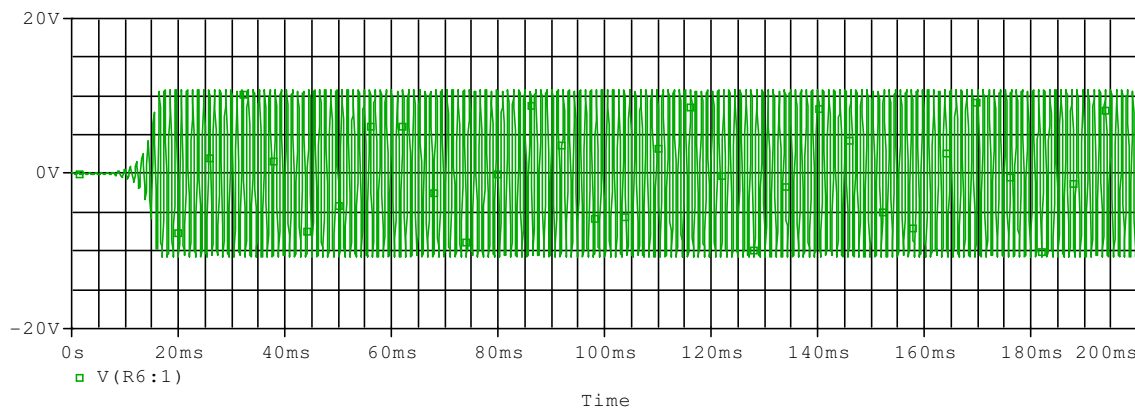
$$2^{\circ} \text{ Aterrando a fonte } -V_{CC}: V_b'' = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \times (V_0)$$

$$\text{Temos então que } V_b = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \times (-V_{CC}) + \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_0 \quad (1)$$

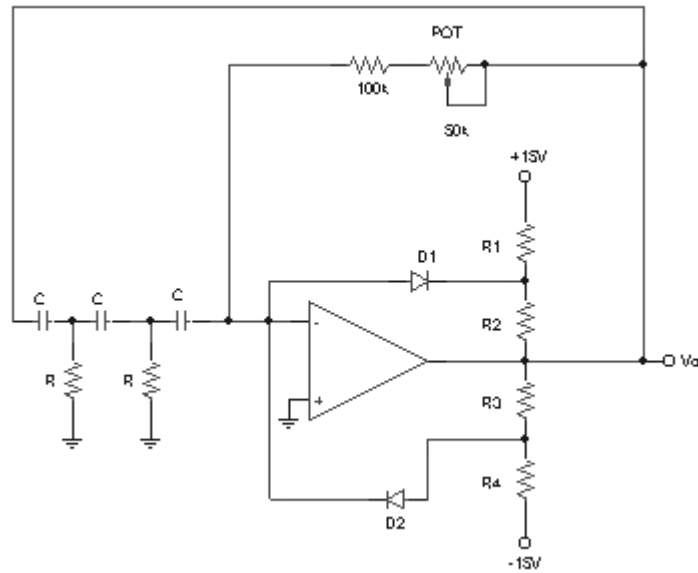
Por outro lado, no momento da condução do diodo: $V_D = V_b - V_1 \Rightarrow V_b = V_1 + V_D$ (2). Sabemos também que, devido ao curto-circuito virtual existente nas entradas do amp. op., a tensão na entrada não-inversora é igual a V_1 . Assim, a tensão do sinal de saída pode ser obtido por $V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1$ (3).

Como $R_2/R_1 \approx 2$, temos, de (3): $V_0 \approx 3V_1$. Por outro lado, sabendo que o diodo começa a conduzir a partir de $V_D = 0,5$ V, temos, de (2): $V_b = \frac{V_0}{3} + 0,5$ (4). Então, fazendo (4)=(1) e atribuindo valores para $V_{CC} = 15$ V, $R_5 = 1$ k Ω e $V_0 = 10$ V, obtemos o valor de $R_6 = 3$ k Ω . Por simetria, $R_3 = 3$ k Ω e $R_4 = 1$ k Ω .

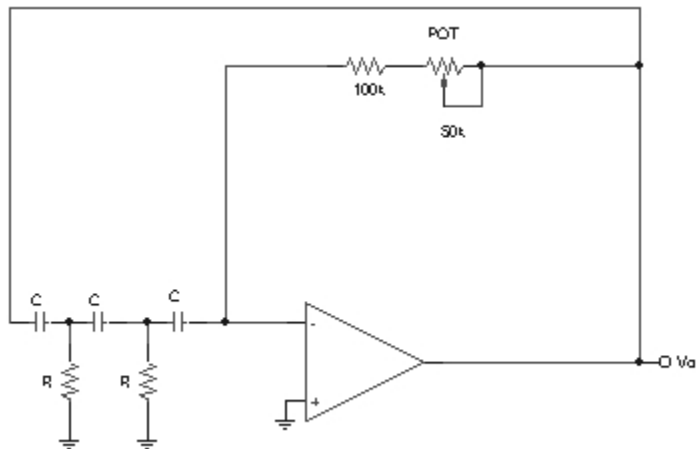
A figura seguinte mostra o resultado da simulação do oscilador de Ponte de Wien, com os valores calculados.



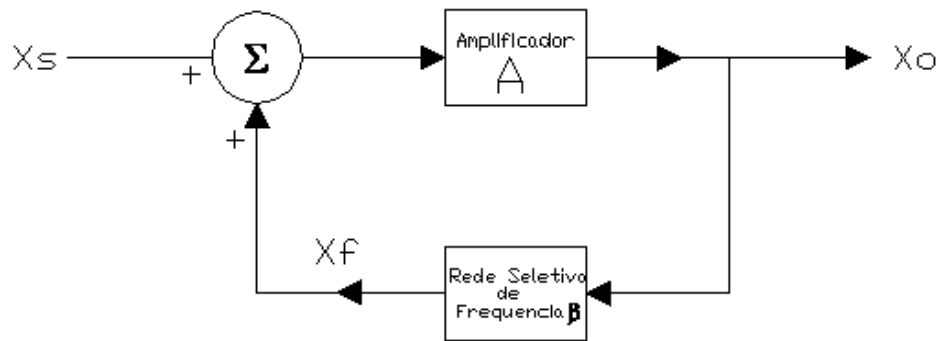
Oscilador em Rotação de Fase



Para análise da oscilação, não é necessário considerar a rede de elementos não lineares. Assim, o circuito para análise fica da forma mostrada na figura abaixo.

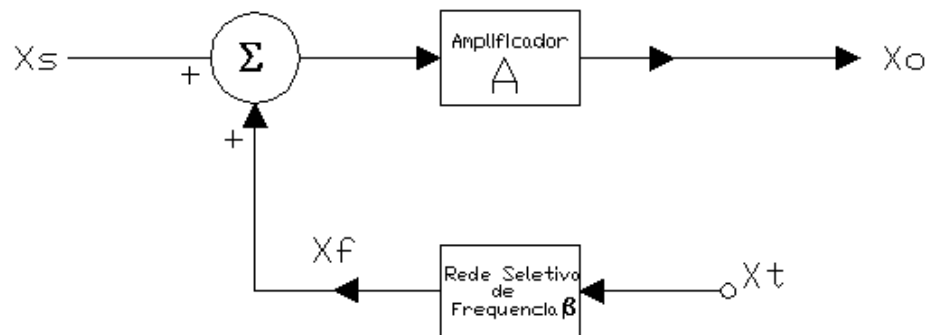


Note que, embora a realimentação do circuito seja negativa, a fase total do circuito é 0° , pois na oscilação existirá uma diferença de fase na rede RC de 180° . Por outro lado, como o amp. op. está na configuração inversora, tem-se outros 180° de diferença de fase entre a saída e a entrada do amp. op. Isto resulta em uma rotação de fase total de 360° (ou zero). Assim, este circuito atenderá o Critério de Oscilação se o módulo do ganho de loop ($L = A\beta$) for igual a um. Entretanto, não está claro como obter o ganho de loop para este circuito. Mas, voltemos a analisar o diagrama de blocos de um oscilador, mostrado na figura seguinte.



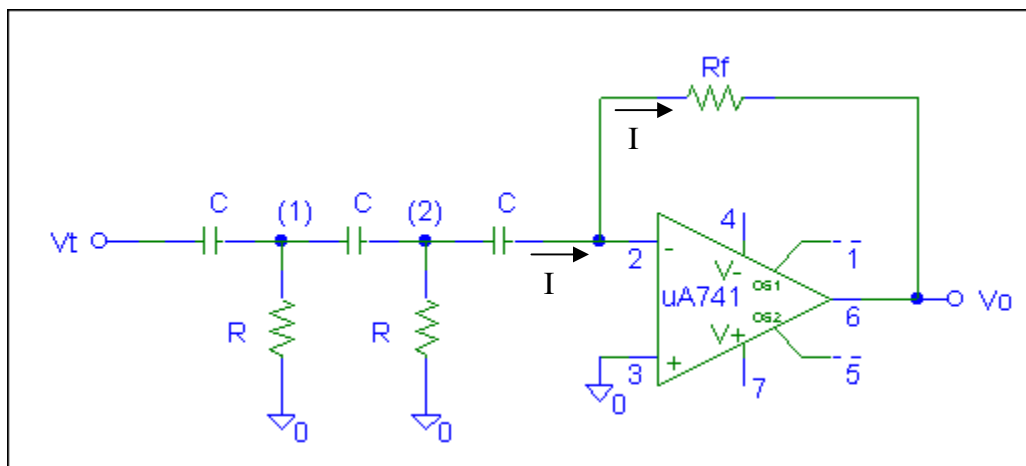
Note que se abrimos a realimentação na saída, tal como mostrado na figura abaixo, e injetarmos um sinal X_t no ponto onde o circuito foi aberto, temos que $X_f = \beta X_t$ e como em um oscilador $X_s = 0$, temos que $X_0 = A\beta X_t$. Como sabemos que $L = A\beta$, vemos que podemos obter o ganho de loop através da expressão:

$$L = \frac{X_0}{X_t}.$$



Ou seja, para encontrar L , devemos abrir a realimentação, injetar um sinal de teste X_t e obter, então, a relação $\frac{X_0}{X_t}$, que é o L .

Aplicando agora este conhecimento no oscilador de rotação de fase, o circuito fica (abrindo a realimentação e injetando um sinal de teste V_t):



Considerando a existência de uma corrente I através da resistência R_f e usando os conceitos de terra virtual na entrada inversora do amp. op., temos as seguintes expressões:

$$V_0 = -R_f \cdot I$$

$$V_2 = \frac{1}{SC} \times I \Rightarrow V_2 = -\frac{V_0}{SR_f C} \quad (1)$$

Por outro lado, no nó 1, temos que:

$$(V_1 - V_t)SC + \frac{V_1}{R} + (V_1 - V_2)SC = 0 \Rightarrow \frac{V_1}{SC} \left(SC + \frac{1}{R} + SC \right) - V_2 = V \quad (2)$$

$$\text{No nó 2: } (V_2 - V_1)SC + \frac{V_2}{R} + (V_2 - 0)SC = 0 \Rightarrow V_1 = V_2 \left(2 + \frac{1}{SRC} \right) \quad (3)$$

$$(1) \text{ em } (3): \Rightarrow V_1 = -\frac{V_0}{SR_f C} \left(2 + \frac{1}{SRC} \right) \quad (4)$$

$$(4) \text{ e } (1) \text{ em } (2): \frac{V_0}{V_t} = \frac{-SR_f C}{3 + \frac{4}{SRC} + \frac{1}{S^2 R^2 C^2}} \equiv L$$

$$\text{Para } S=j\omega, \text{ temos que } L = \frac{\omega^2 R_f RC^2}{4 + j \left(3\omega RC - \frac{1}{\omega RC} \right)}.$$

Para que haja oscilação, a fase de $L(j\omega)$ deve ser zero e o módulo igual a um:

$$1) \text{ para fase zero: } 3\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{3}RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}$$

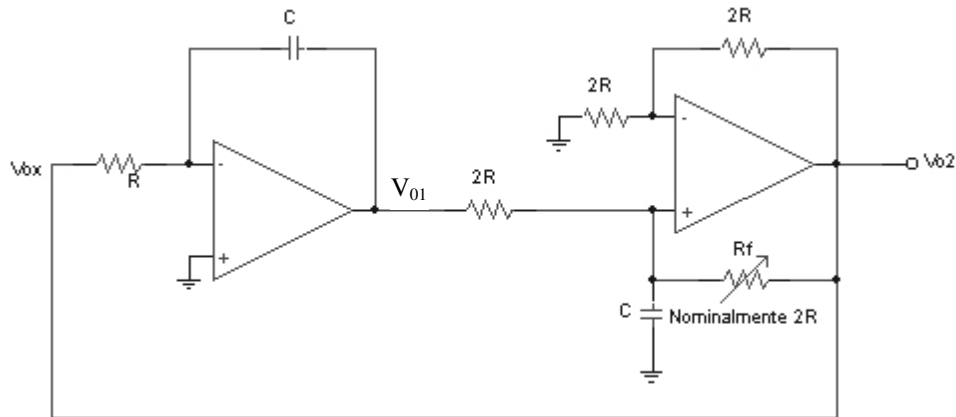
$$2) \text{ Módulo um para fase zero: } \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{3}RC} \right)^2 R_f RC^2}{4} = 1 \Rightarrow R_f = 12R$$

Na prática, R_f deve ser um pouco maior que $12R$.

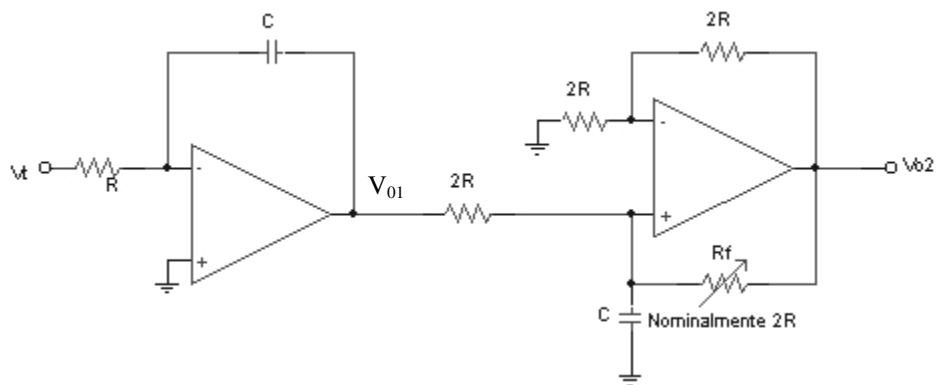
Oscilador em Quadratura

Este tipo de oscilador apresenta na saída do 2º integrador um sinal senoidal (V_{02}) que é a integral de V_{01} (diferença de fase de 90°). O nome “oscilador de quadratura” vem de que o circuito fornece dois sinais senoidais com diferença de

fase de 90°: a saída do 1º integrador é um seno e a saída do 2º integrador é um cosseno. A figura seguinte mostra o oscilador de quadratura.



Abrindo o circuito na realimentação, o circuito fica como mostrado na figura abaixo.



Sabemos que $L \equiv \frac{V_{02}}{V_t}$. Do circuito, temos que: $V_{01} = \frac{-1}{SRC} V_t$ (1) e

$$V_{02} = \frac{2}{S(2R)C} V_{01} \quad (2).$$

$$\Rightarrow V_{02} = \frac{2}{2SRC} \times \left(\frac{-1}{SRC} V_t \right) \Rightarrow \frac{V_{02}}{V_t} = L = \frac{-1}{S^2 R^2 C^2} \Rightarrow L = \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2} \Rightarrow \text{Fase já é zero!}$$

Para se ter módulo de L igual a um, temos que $1 = \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$.

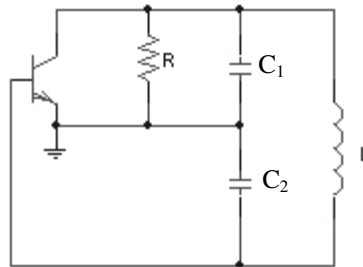
Osciladores LC (Colpits e Harley) e a Cristal

Estes tipos de osciladores funcionam bem na faixa de 100 kHz até centenas de MHz, enquanto que os osciladores RC são normalmente utilizados na faixa de 10 Hz a 100 kHz.

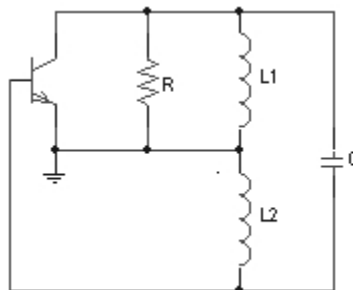
Destaca-se que os osciladores LC possuem ajuste de frequência mais difícil do que os RC. Já os osciladores a cristal oscilam em frequência específica.

Osciladores LC

Colpits

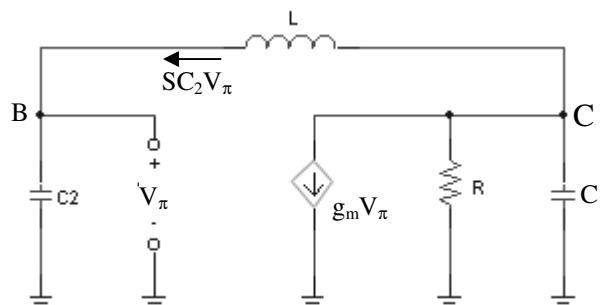


Harley



Note que em ambas as figuras acima não estão mostrados detalhes de polarização.

Para a análise do circuito oscilador de Colpits, usamos o modelo do transistor, considerando r_π muito alto, desprezando C_μ e incluindo C_π como parte de C_2 e r_o como parte de R. O circuito fica como mostrado na figura abaixo.



Para o circuito, no nó C, temos que $V_C - V_\pi = SL \times SC_2 V_\pi$
ou seja, $V_C = V_\pi (1 + S^2 LC_2)$.

Embora também possa ser utilizado o método de quebra da realimentação para achar L, para este circuito é mais fácil encontrar uma equação que englobe todos os parâmetros do circuito, achando a condição de oscilação. Assim, usando a LCK no nó C, temos que:

$$SC_2 V_\pi + g_m V_\pi + \frac{V_C}{R} + V_C SC_1 = 0$$

$$SC_2 V_\pi + g_m V_\pi + \frac{V_\pi (1 + S^2 LC_2)}{R} + V_\pi (1 + S^2 LC_2) SC_1 = 0$$

$$V_\pi \left[SC_2 + g_m + (1 + S^2 LC_2) \left(\frac{1}{R} + SC_1 \right) \right] = 0$$

Mas, para existir oscilação, V_π não pode ser zero. Então, fazendo $S=j\omega$, temos que:

$$-j\omega^3 LC_1 C_2 - \omega^2 L \frac{C_2}{R} + j\omega(C_1 + C_2) + g_m + \frac{1}{R} = 0$$

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R} \right) + j[-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2)] = 0$$

A oscilação começará se esta equação for satisfeita, que é outra forma de se verificar a oscilação de um circuito. Então,

- Parte imaginária igual a zero: $-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2) = 0 \Rightarrow$

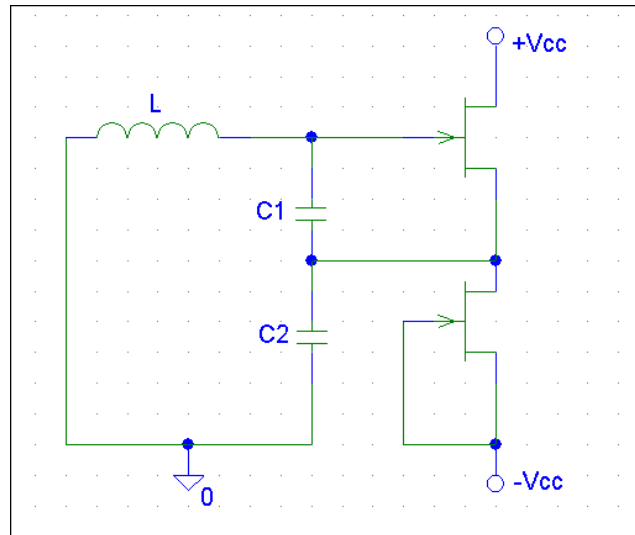
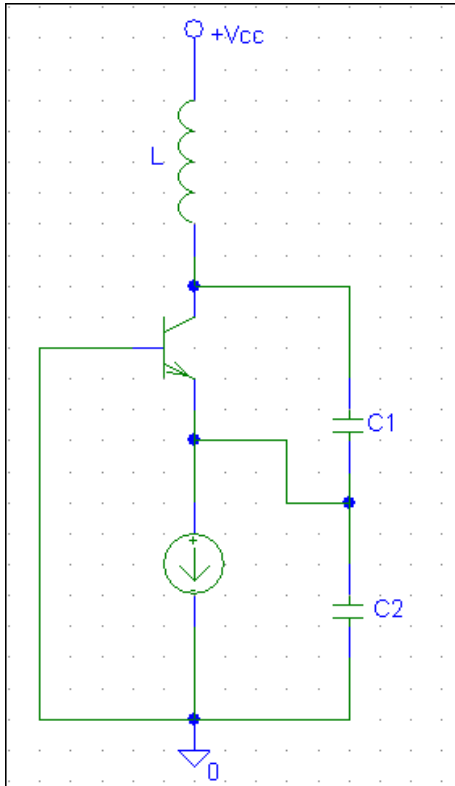
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{LC_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

- Parte real igual a zero: $g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R} = 0 \Rightarrow g_m R = \frac{C_2}{C_1}$, para que os pólos

do circuito estejam sobre o eixo imaginário. Na prática, $g_m R > \frac{C_2}{C_1}$.

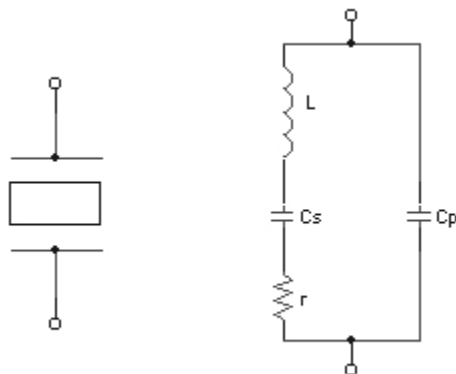
Vale ressaltar que o circuito já possui um elemento não-linear, que é o transistor. Assim, quando a oscilação tende a crescer em amplitude, o ganho do transistor é reduzido, sendo menor do que aquele para pequenos sinais, o que torna esse circuito “auto-limitante”, pois a amplitude da oscilação se mantém constante.

As figuras seguintes mostram dois exemplos de osciladores LC Colpits.



Osciladores a Cristal

Cristais piezelétricos, como o quartzo, fornecem sinais senoidais para frequências na faixa de alguns kHz até centenas de MHz. São muito precisos e estáveis (no tempo e temperatura). O modelo para um cristal piezelétrico (ou cerâmica piezelétrica) é o mostrado na figura abaixo.



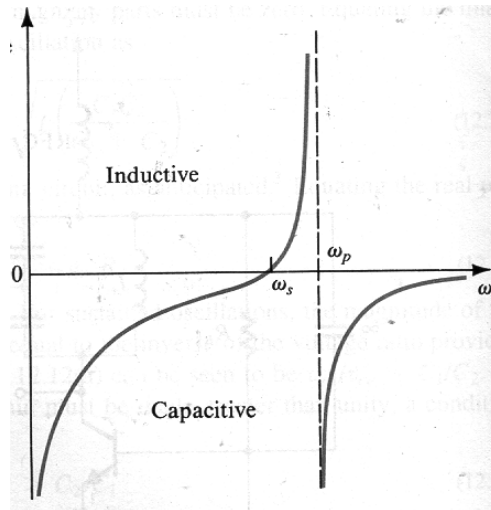
onde C_p é a capacitância entre as placas, sendo $C_p \gg C_s$. Desprezando a resistência r , temos que a impedância do circuito é:

$$Z(S) = \left(SL + \frac{1}{SC_s} \right) // \frac{1}{SC_p}$$

$$Z(S) = \frac{1 + S^2 LC_s}{S^3 LC_s C_p + S(C_p + C_s)}$$

$$Z(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 LC_s}{j[-\omega^3 LC_s C_p + \omega(C_p + C_s)]}$$

Existem então duas frequências de ressonância: uma ressonância série e uma ressonância paralela. A figura seguinte mostra o gráfico de impedância $Z(j\omega)$ versus frequência, destacando as duas ressonâncias, tanto onde $Z(j\omega)$ tende teoricamente a zero quanto onde $Z(j\omega)$ tende teoricamente a infinito.



Assim: para, $1 - \omega^2 LC_s = 0 \Rightarrow f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$

Para $-\omega^3 LC_s C_p + \omega(C_p + C_s) = 0 \Rightarrow f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC_s C_p}{C_s + C_p}}}$

Note que como $C_p \gg C_s \Rightarrow f_p \cong f_s$

Referências Bibliográficas

- [1] Sedra, A.S., Smith, K.C., Microelectronic Circuits, Fourth Edition, Oxford University Press, 1997.
- [2] Nilsson, J. W., Riedel, S. A., Electric Circuits, Fifth Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1996.
- [3] Martin, F. Oberoi, P., Sargent, R., The 6.270 Robot Builder's Guide for the 1992 M.I.T. LEGO Robot Design Competition, 2nd Edition, 1992. Obtido em cherupakha.media.mit.edu.
- [4] Jones, J.L, Flynn, A.M., Mobile Robots: Inspiration to Implementation, A K Peters Ltd., 1999.
- [5] McComb, G., The Robot Builder's Bonanza. 99 Inexpensive Robotics Projects, TAB Books, 1987.
- [6] Davies, B., Electric Motors and Mechanical Devices for Hobbyists and Engineers, Werd Technology Inc., 1998.
- [7] Revista Saber Eletrônica, No 333, Outubro, 2000.
- [8] Bastos Filho, T. F., Apostila do Curso de Oficina de Robótica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFES, 2000.
- [9] Fu, K.S., Gonzalez, R.C., Lee, C.S.G., Robotics. Control, Sensing, Vision, and Intelligence, McGraw-Hill International Editions, 1987.
- [10] Klafter, R.D., Chmielewski, T.A., Negi, M., Robotic Engineering. An Integrated Approach, Prentice-Hall International, Inc., 1989.
- [11] Critchlow, A.J., Introduction to Robotics, Macmillan Publishing Company, 1985.
- [12] Ferraté, G., Amat, J., Ayza, J., Basañez, L., Ferrer, F., Huber, R., Torres, C., Robótica Industrial, Marcombo, S.A., 1986.
- [13] Tompkins, W.J., Webster, J.G., Interfacing Sensors to the IBM PC, Prentice Hall, 1988.
- [14] Intel, Embedded Controller Applications Handbook, 1993-1994.
- [15] Linear and Interface Circuits. Product Applications. Vol. 1. Texas Instruments, 1986.
- [16] Provão 99. Exame Nacional de Cursos.
- [17] <http://www.eletronicweb.hpg.ig.com.br/apostilas.htm> (obtido em 25/02/03).
- [18] Bastos Filho, T. F. et al., Robótica Industrial. Aplicação na Indústria de Manufatura e de Processos, Editor Vitor Ferreira Romano, Editora Edgard Blücher Ltda., 2002.
- [19] Laboratório de Controle Automático. Disponível em <http://www2.ele.ufes.br/~munaro/labca-1/sg3524.doc>
- [20] Soldering SMD. Disponível em www.smdin.com/solderingsmds.html

Sites de Interesse para Compra de Componentes Eletrônicos

No Brasil

FARNELL e NEWARK
www.farnell-newarkinone.com.br

RS DO BRASIL
www.rsdo brasil.com

Portal Santa Efigênia
www.portalsantaefigenia.com.br

AMZ Eletrônica
www.amzeletronica.hpg.ig.com.br

Trinet
www.trinetcom.com.br

Mosaico
www.mosaico-eng.com.br

No Exterior

TEXAS INSTRUMENTS (obtenção de amostras grátis (*samples*) de componentes)
www.ti.com

JAMECO
www.jameco.com

JDR
www.jdr.com

FUTURE ELECTRONICS
www.futureelectronics.com

DIGIKEY
www.digikey.com

MPJA
www.mpja.com

FUTURE ACTIVE
www.future-active.com

MOUSER
www.mouser.com

Sites com Projetos Diversos

www.clbce.hpg.ig.com.br

geocities.yahoo.com.br/clbce

www.jonasbairros.hpg.ig.com.br/circuitos.htm

www.caiohkhp.hpg.ig.com.br/projetos.htm

www.ratosdaeletronica.cjb.net

EXPERIÊNCIAS

UFES

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

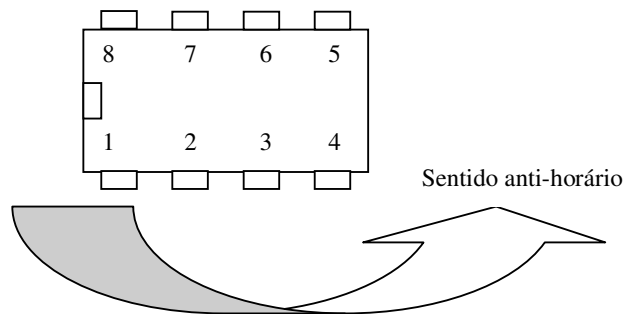
**ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1**

LABORATÓRIO 1

CONFIGURAÇÕES BÁSICAS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS:

COMPARADOR

O Op Amp a ser utilizado nesta experiência é o "chip" 741, cujo encapsulamento é em forma DIP de oito pinos, com largura de 300 mil (milésimos de polegada), e distância entre os pinos de 10 mil. Visto de cima, a partir da parte superior esquerda, os pinos estão em seqüência de um a oito, no sentido anti-horário. Isso é ilustrado na figura abaixo.



A função dos pinos é a seguinte:

- Pino 1 : Anulação de "off-set"
- Pino 2 : Entrada inversora do Op Amp
- Pino 3 : Entrada não inversora do Op Amp
- Pino 4 : Alimentação negativa do Op Amp (-V)
- Pino 5 : Anulação de "off-set"
- Pino 6 : Saída do Op Amp
- Pino 7 : Alimentação positiva do Op Amp (+V)
- Pino 8 : Não tem conexão elétrica

Monte o circuito abaixo (Fig. 1) para acionar um motor CC, no sentido horário, na presença de luz, e no sentido anti-horário na ausência de luz.

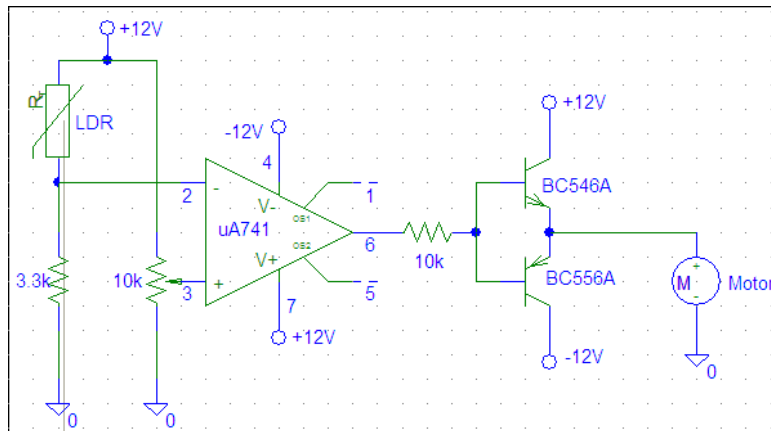
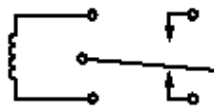
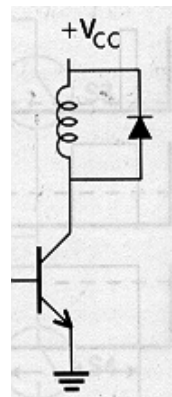


Fig. 1 Controle do sentido de rotação de um motor CC em função da presença e ausência de luz.

Modifique agora o circuito, conectando na saída do amp. op. um *driver* para acionar um relé, o qual deverá ligar uma lâmpada incandescente. Esta montagem requer muita atenção, já que se estará trabalhando com a tensão da rede elétrica (127 V/60 Hz). O relé a ser utilizado é o da Metaltex (Fig. 2).



(a)



(b)

Fig. 2 (a) Relé da Metaltex.; (b) *Driver* de corrente

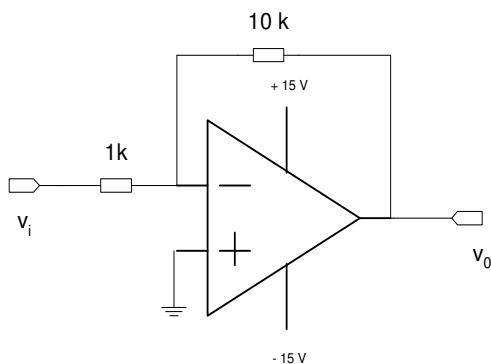
UFES
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1
LABORATÓRIO 2

PARTE I

CONFIGURAÇÕES BÁSICAS DE OP AMP E PROBLEMAS DE LINEARIDADE:

A) CONFIGURAÇÃO INVERSORA

O circuito a ser usado é aquele abaixo, para a configuração inversora.



Amplificador Inversor

Monte o amplificador inversor, e aplique em sua entrada um sinal senoidal de amplitude 1 V e frequência 1 kHz, com "offset" zero. Usando o osciloscópio com um canal conectado na entrada v_i e outro na saída v_o , verifique o módulo e a fase do ganho de tensão.

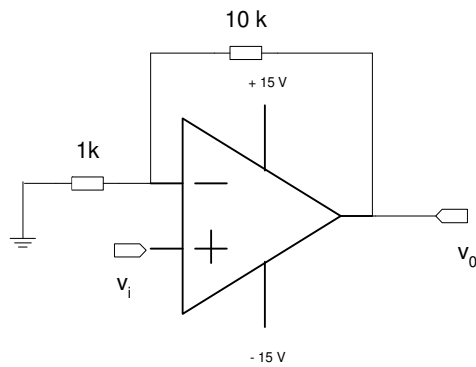
Após isso, coloque a ponta de prova do osciloscópio no terminal (-) do Op Amp, e meça a diferença de potencial entre este terminal e o terminal (+), conectado ao terra (o valor da diferença de potencial entre as duas entradas do Op Amp). O que você observou, em relação ao terra virtual?

Em seguida, aumente a amplitude da tensão de entrada para 3 V e verifique o que acontece com a tensão de saída e com a tensão no terminal (-) do Op Amp. Como você justifica isso?

PARTE II

B) CONFIGURAÇÃO NÃO INVERSORA

O circuito a ser usado é aquele abaixo, para a configuração não inversora.



Amplificador Não Inversor

O Op Amp usado é mais uma vez o "chip" 741. Monte o amplificador na configuração não inversora, e aplique em sua entrada um sinal senoidal de amplitude 1 V e frequência 1 kHz, sem "offset". Usando o osciloscópio com um canal conectado a v_i e o outro conectado a v_o , verifique o módulo e a fase do ganho de tensão.

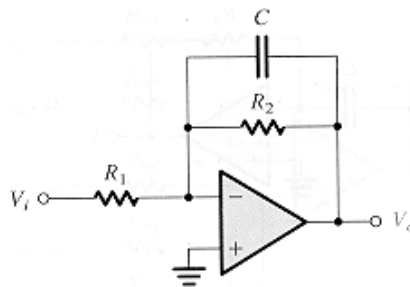
Após isso, coloque uma ponta de prova do osciloscópio no terminal (-) do Op Amp, e meça a diferença de potencial entre este terminal e o terminal (+) (o valor da diferença de potencial entre as duas entradas do Op Amp). Em seguida, aumente a amplitude da tensão de entrada para 3 V e verifique o que acontece com a tensão de saída e com a tensão no terminal (-) do Op Amp. Como você justifica isso?

Modifique agora a configuração não inversora de forma a construir um "buffer" de tensão. Use uma entrada senoidal de amplitude 10 V e frequência de 1 kHz. Verifique o sinal de saída. Aumente agora a frequência até que o sinal de saída deixe de ser igual ao sinal de entrada. Como você justifica a distorção verificada? Aplique, agora, um sinal quadrado de amplitude 10 V e frequência 10 kHz ao buffer de tensão. Verifique a tensão de saída, com o osciloscópio calibrado, e meça o valor do "slew rate" ($\Delta V/\Delta t$) do Op Amp. O valor nominal é de 0,5 V/ μs .

PARTE III

C) INTEGRADOR INVERSOR (OU DE MILLER)

Monte agora a configuração abaixo (inicialmente sem R_2) e aplique um trem de pulsos quadrados com frequência de 100 Hz e níveis de tensão entre 0 e 1 V. Verifique a forma de onda de saída, variando a frequência entre 0 e 200 Hz. Dados: $R_1=100\text{ K}\Omega$, $C=0.1\text{ }\mu\text{F}$. Insira então uma resistência de realimentação $R_2=100\text{ k}\Omega$ no circuito. Verifique o gráfico de saída, também variando a frequência entre 0 e 200 Hz. Até que frequência o circuito comporta-se menos como um integrador e mais como um amplificador?



CONFIGURAÇÕES BÁSICAS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS:

APLICAÇÕES DE AMPLIFICADOR OPERACIONAL EM MALHA FECHADA: SENSOR DE PALMAS

Monte o circuito mostrado na Figura 1. Observe que é utilizado um alto-falante operando como microfone e também um filtro passa-banda. Assim, o circuito não será acionado por ruídos quaisquer, mas apenas por ondas acústicas de alta intensidade (palmas) e em uma faixa específica de frequência (frequência fundamental das palmas). Após uma palma o LED ficará aceso pelo tempo determinado pelo temporizador. Verifique o sinal em cada estágio do circuito. Se houver muito ruído na saída do 3º amp. op., coloque um capacitor de 10 uF da saída para o terra do circuito.

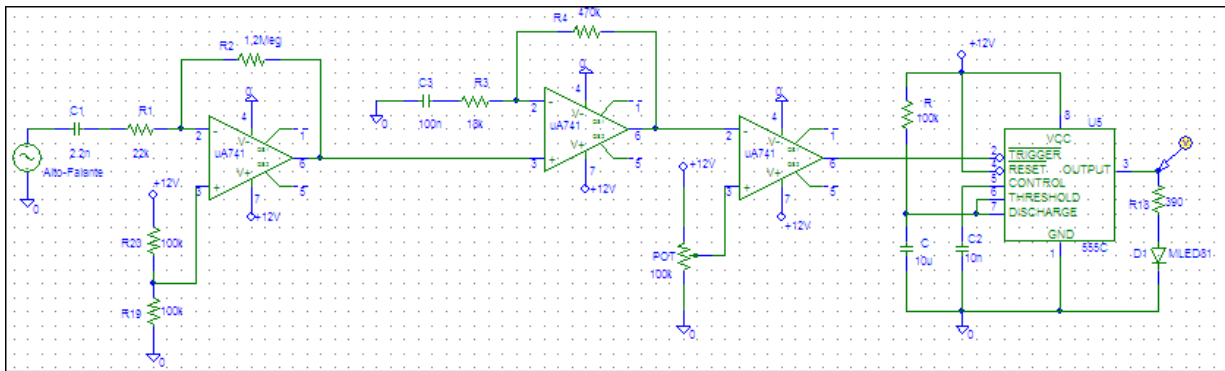


Fig. 1 Sensor de palmas.

UFES

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 4

CONFIGURAÇÕES BÁSICAS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS:

PARTE I

APLICAÇÕES DE AMPLIFICADOR OPERACIONAL EM MALHA FECHADA:
SOMADOR

Monte o misturador (mixer) de dois canais mostrado na Figura 1 (substitua o CI TL081 por um amp. op. 741). Este tipo de circuito é utilizado para mistura de sons em mesas de áudio. Para verificar o funcionamento deste tipo de circuito, injete ondas senoidais de diferentes frequências e amplitude e verifique o efeito de modulação entre os dois sinais. Aplique também diferentes formas de onda, nos dois canais e observe o sinal de saída do circuito. O capacitor de saída é de 100 nF.

Note que o circuito funciona como um filtro passa-banda. Calcule então as frequências de corte inferior e corte superior do circuito, e também o ganho em banda média.

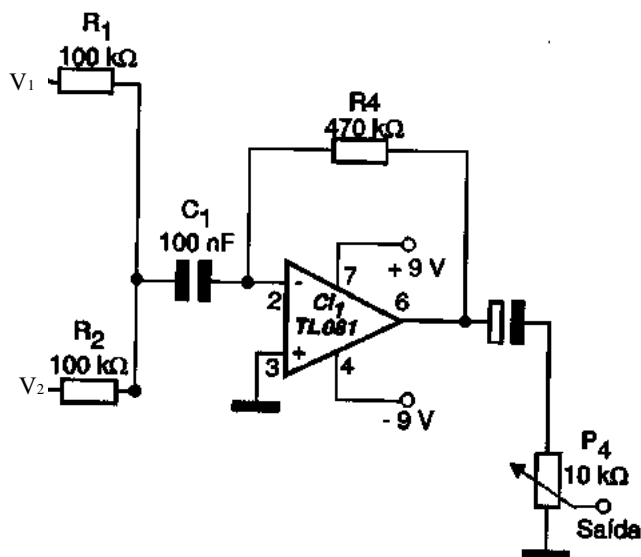


Fig. 1 Mixer de dois canais.

PARTE II

DESEMPENHO NÃO-IDEAL DE AMP. OP.

1) GANHO EM LOOP ABERTO FINITO E LARGURA DE BANDA FINITA

Construa agora um multiplicador inversor utilizando uma resistência de entrada de $1\text{ k}\Omega$ e resistência de realimentação de $100\text{ k}\Omega$. Aplique na entrada do multiplicador um sinal senoidal de 1 kHz e 100 mV de amplitude (sem offset). Meça a amplitude do sinal de saída e sua fase em relação à entrada. Para a mesma amplitude do sinal de entrada (e sem offset), repita as medidas para sinais de entrada com frequências de 10 kHz e 40 kHz . Comente o porquê das diferenças encontradas nas três medidas de amplitude e fase.

2) TENSÃO DE OFFSET

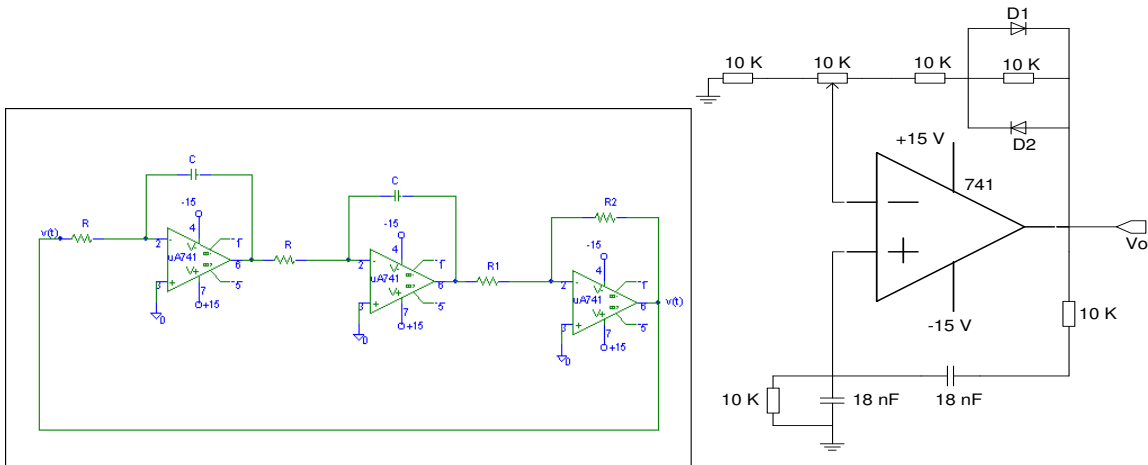
Use agora o amp. op. em configuração de loop aberto. Curte-circuite e aterre os terminais de entrada do amp. op. Qual a tensão de saída do amp. op? Como você explica isto?

COMPUTAÇÃO ANALÓGICA E GERADOR DE SINAIS (OSCILADOR)

Como visto em sala de aula, o computador analógico mostrado na Figura 1 foi usado para resolver a equação diferencial $\frac{d^2 v(t)}{dt^2} + K v(t) = 0$, e obteve-se como resposta uma onda senoidal de frequência

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \text{ e amplitude } A = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}, \text{ onde } V_1 \text{ e } V_2 \text{ são as condições iniciais dos}$$

capacitores. Ou seja, com um computador analógico é possível gerar ondas senoidais, sendo esse tipo de circuito denominado oscilador. Entretanto, existem alguns inconvenientes em gerar ondas senoidais com esse circuito, já que são necessários vários amp. ops., além da necessidade de impor condições iniciais aos capacitores. Assim, pede-se para montar o circuito mostrado na Figura 2, que emprega apenas um amp. op. Em seguida, ajuste o potenciômetro até obter um sinal senoidal na saída.



Meça então a frequência do sinal obtido e a amplitude máxima e mínima da onda senoidal gerada. Monte agora circuitos que gerem onda quadrada, onda quadrada com ciclo de trabalho variável, onda triangular, onda impulso e onda senoidal com fase variável.

UFES
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 6
OSCILADORES SENOIDAIS RC

Um oscilador senoidal é um circuito eletrônico constituído por um amplificador realimentado, para o qual um sinal de saída senoidal é obtido como resposta a um degrau provocado pela ligação da(s) fontes de alimentação do amplificador. Para assegurar que tais oscilações ocorram, os pólos correspondentes ao sistema em malha fechada (as raízes da equação característica do sistema) devem estar posicionados sobre o eixo imaginário do plano s . Na verdade, dado que posicionar os pólos sobre o eixo imaginário depende de valores críticos de alguns componentes, como resistores, sempre é mais adequado posicionar os referidos pólos ligeiramente à direita do eixo imaginário do plano s . Com isso, garantimos que a oscilação não desaparece com o tempo ou quando se troca o componente. Entretanto, isto leva o amplificador a saturar, dado que pólos à direita do eixo imaginário causam oscilação com amplitude crescente, e isto causa severa distorção no sinal senoidal gerado, como será visto nesta experiência. Assim, o projeto de um oscilador senoidal compreende duas etapas: primeiro é projetado um oscilador ideal, mas com os pólos ligeiramente à direita do eixo imaginário, para garantir que as oscilações existirão e serão não amortecidas, e em seguida adiciona-se ao oscilador assim projetado um sistema não linear de realimentação, com vistas a limitar a amplitude do sinal de saída, sem saturar o amplificador. Assim, embora o sinal de saída seja ainda distorcido, a distorção não é tão grande quanto no caso de saturação do amplificador, como será aqui verificado.

Os circuitos abordados nesta experiência são circuitos construídos com Op-Amp, resistores e capacitores. Assim, o Op-Amp atua como amplificador, e a realimentação é feita através de resistores e capacitores.

Circuito 1) Oscilador RC em Ponte de Wien

Monte o circuito da Figura 1, primeiro sem os diodos D_1 e D_2 . Ajuste o potenciômetro até obter um sinal senoidal na saída (determine teoricamente qual é essa posição do potenciômetro). Verifique que se você ajustar o potenciômetro na posição crítica que gera um sinal senoidal perfeito, a oscilação pode desaparecer rapidamente, por estabilização do circuito. Assim, você deve ajustar o potenciômetro em um valor que provocará a saturação do Op-Amp, gerando um sinal muito distorcido. Em seguida, adicione os diodos D_1 e D_2 ao circuito, como na Fig. 1. Verifique novamente a saída do circuito, e compare o sinal agora gerado com aquele gerado sem os diodos.

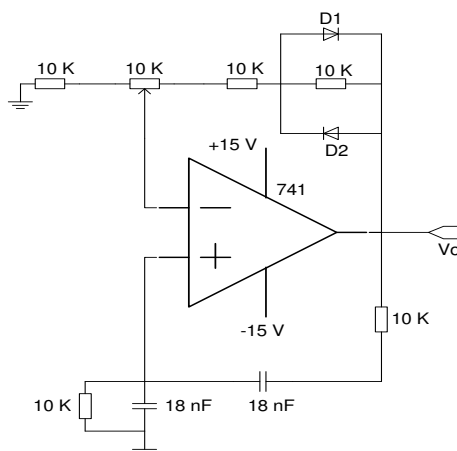


Fig. 1 Oscilador RC – Ponte de Wien.

2) Oscilador de Deslocamento de Fase

Monte o circuito da Fig. 2, o chamado oscilador de deslocamento de fase. Meça a frequência do sinal senoidal de saída. Faça a verificação do sinal de saída primeiro sem os diodos D_1 e D_2 , e depois incluindo-os. A seguir retire o capacitor de 10 nF do meio. As oscilações continuam? Por quê?

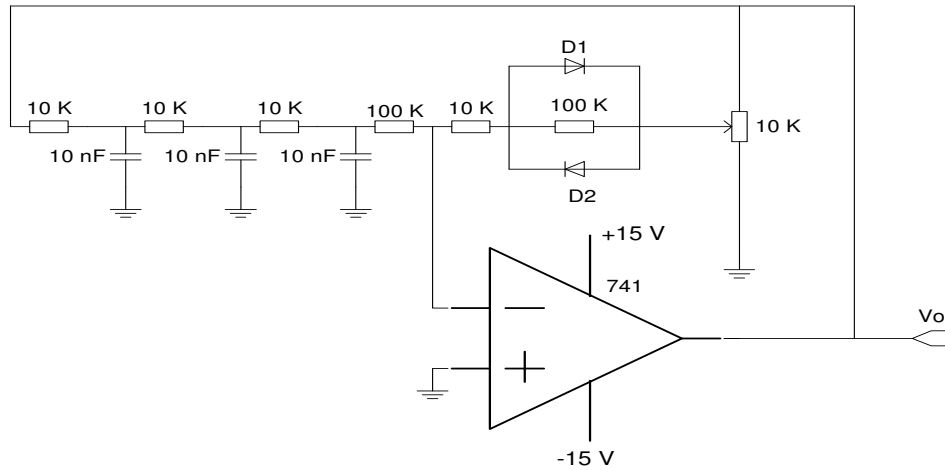


Fig. 2 Oscilador de deslocamento de fase.

3) Oscilador em Quadratura

Monte agora o circuito da Fig. 3, que é chamado de oscilador em quadratura (na saída do primeiro integrador temos um sinal senoidal e na saída do segundo um sinal co-senoidal, daí o nome de oscilador em quadratura). Aqui, observe o mesmo efeito da mudança da posição dos pólos, quando variamos o potenciômetro.

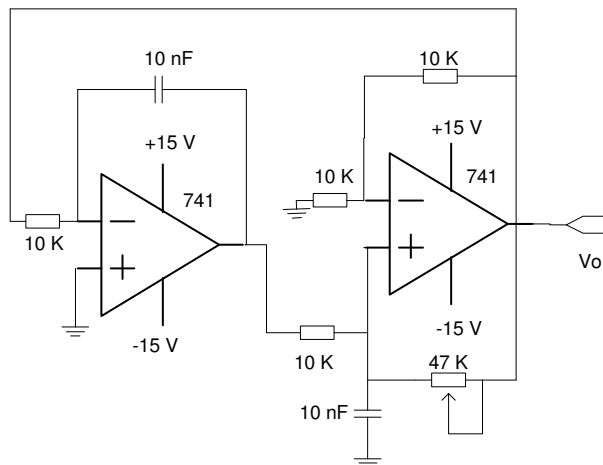


Fig. 3 Oscilador em quadratura.

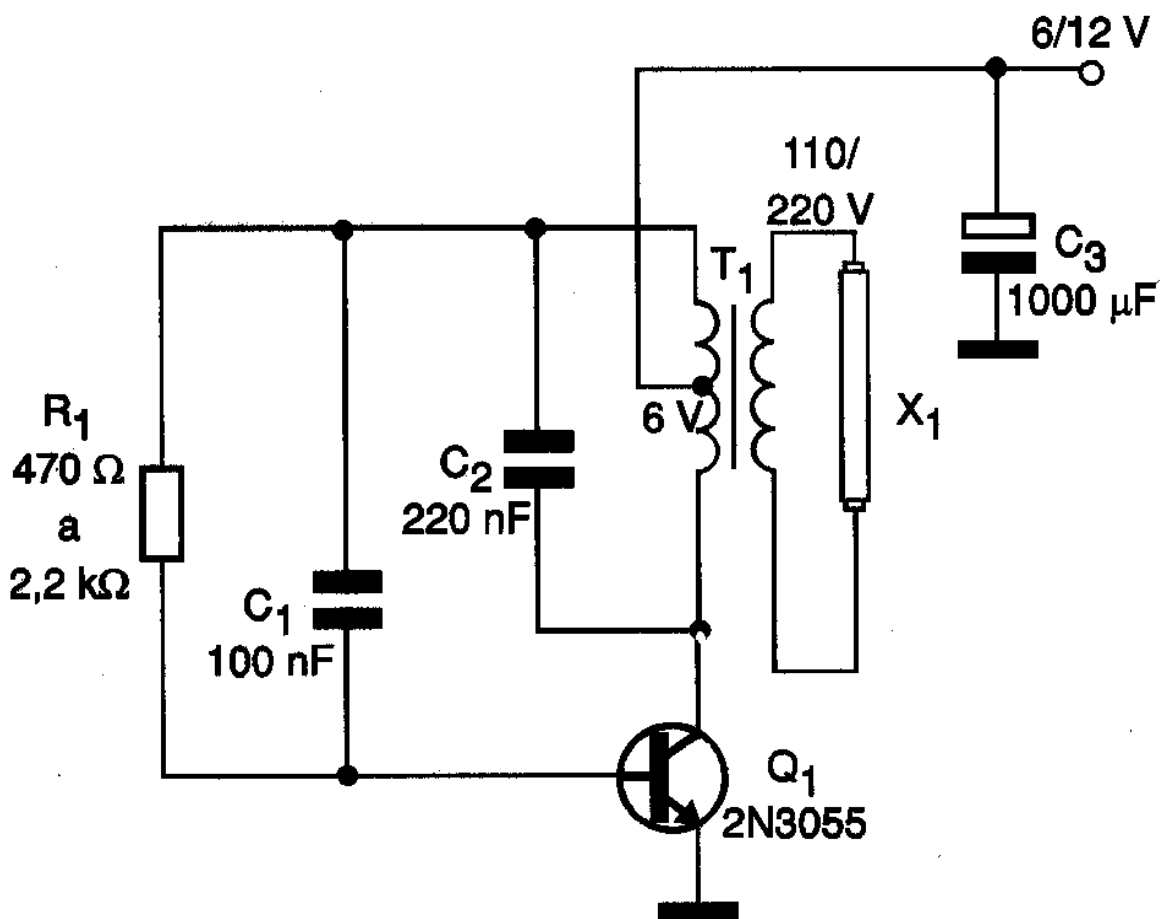
UFES
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 7

OSCILADORES LC: USO PARA LÂMPADA DE EMERGÊNCIA

O circuito abaixo mostra um oscilador LC utilizado como circuito inversor (CC-AC) para uso em equipamento de lâmpada de emergência, que são equipamentos que operam com baterias, mas fornecem tensão AC para lâmpadas fluorescentes compactas (de 5 a 20 W, sem reator), em caso de falta de energia elétrica.

Monte o circuito abaixo (inserindo um potenciômetro de 2,2 k Ω em série com a resistência de 470 Ω). Varie o potenciômetro e observe os sinais AC gerados no primário e secundário do transformador, verificando também o acendimento da lâmpada fluorescente.



UFES

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

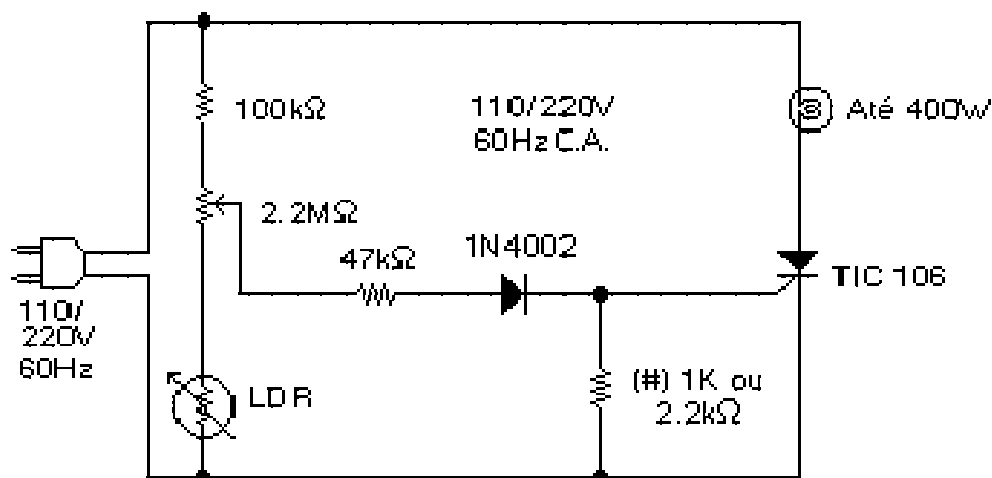
ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 8

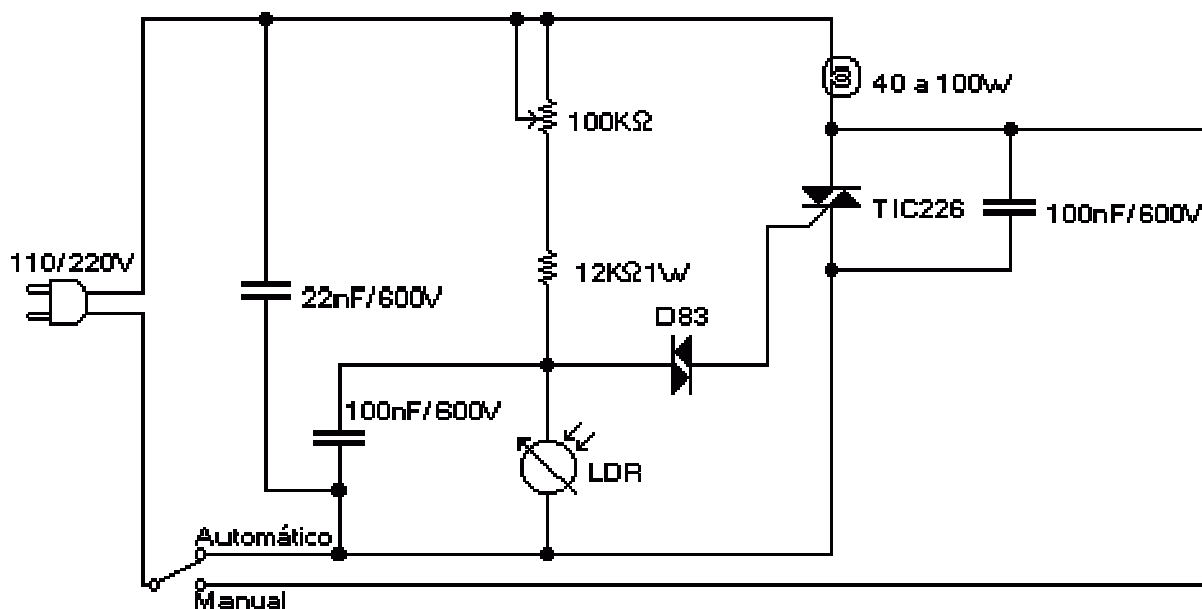
SENSOR DE LUZ USANDO SCR

A figura abaixo mostra um circuito que utiliza um SCR (TIC 106) e um LDR para acender uma lâmpada (ou outro equipamento) ao anoitecer e apagá-la ao amanhecer. Monte então o circuito abaixo, trocando a lâmpada por uma sirene de 127 V e observe o comportamento do circuito. Para um melhor ajuste do circuito, troque o potenciômetro de $2,2\text{ M}\Omega$ por um de $100\text{ k}\Omega$. Verifique então o funcionamento do circuito em presença e ausência de luz. Observe as formas de onda no *gate* do tiristor (TIC 106) e sobre a lâmpada para situações de presença e ausência de luz. A pinagem do TIC 106 é mostrada abaixo.

ATENÇÃO: MUITO CUIDADO NA MONTAGEM DO CIRCUITO, JÁ QUE SE ESTÁ TRABALHANDO COM A REDE ELÉTRICA (127 V/60 Hz)



Monte agora o circuito abaixo, o qual utiliza DIAC e TRIAC, sendo que o DIAC é utilizado para disparar o (quando a tensão nos seus terminais é maior do que 25 a 40 V), e o TRIAC permite um controle da tensão AC sobre a lâmpada, operando por ângulo de disparo. Verifique que o circuito aumenta a intensidade de luz da lâmpada em função da diminuição do nível de iluminamento do ambiente (capturado pelo LDR) ou vice-versa.



UFES

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

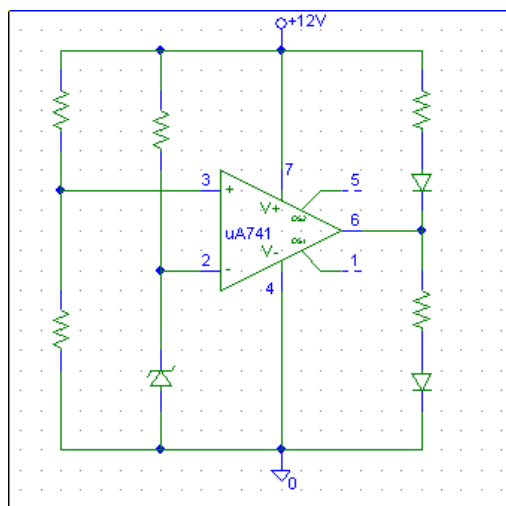
ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 9

SENSOR DE NÍVEL DE BATERIA

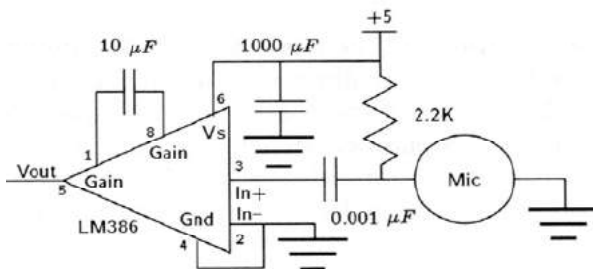
Projete o sensor de nível de bateria mostrado abaixo, o qual deve indicar visualmente, através de um LED verde, se a bateria está carregada (tensão maior que 9 V), ou se necessita ser recarregada (tensão menor que 9 V), através de um LED vermelho. Use uma fonte de tensão de 12 V para simular a bateria.

Modifique agora o circuito para acionar uma sirene conectada à rede elétrica.



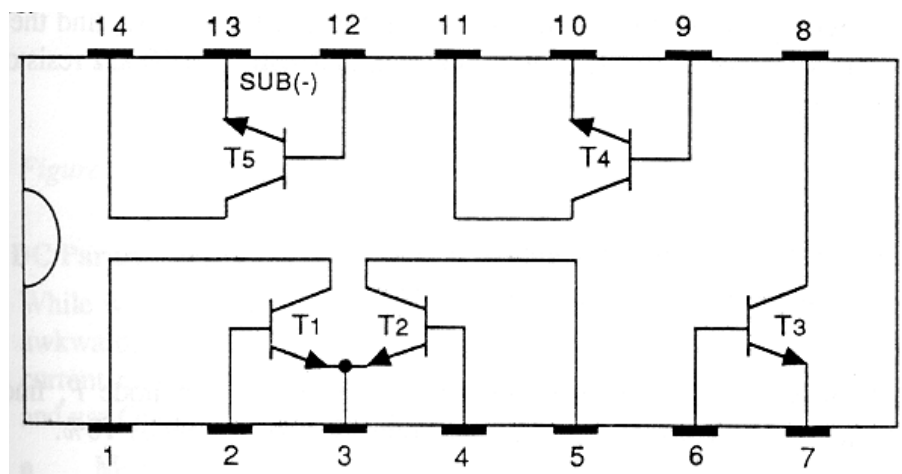
SENSOR DE SOM

Monte agora o circuito abaixo, que utiliza um microfone para captar ruídos do ambiente, e um amplificador de áudio (LM386). Conecte então uma lâmpada incandescente para que acenda, durante 1 minuto, se for captado ruído no ambiente.



AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

O CA3046 é um chip composto por 5 transistores bipolares npn casados, com a conexão mostrada na figura abaixo. Dois dos transistores estão conectados como emissor comum.

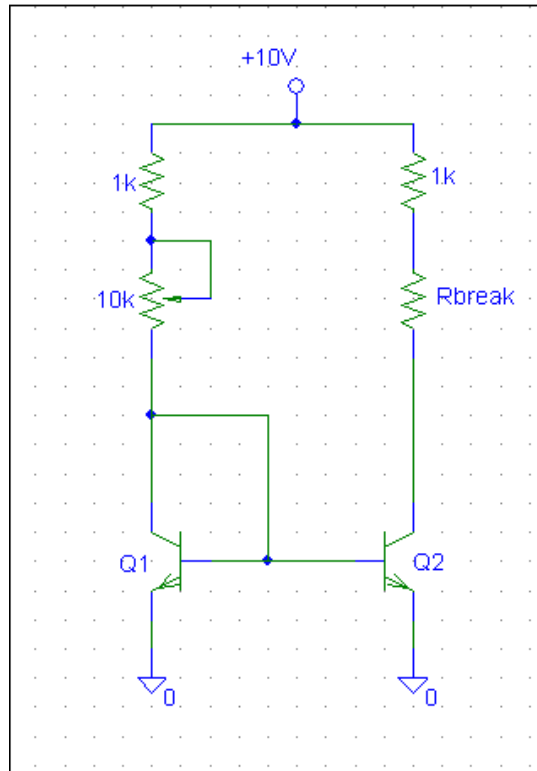


Use o CA3046 para montar um par diferencial, com alimentação simétrica de $\pm 5\text{ V}$, resistências de coletor iguais a $2.2\text{ k}\Omega$ e corrente de polarização de 1 mA (para entrada igual a zero). Utilize os dois canais do osciloscópio, um para cada coletor do par diferencial, e obtenha a diferença entre as tensões em ambos os coletores (para isto, inverta o canal 1 e some com o canal), pois $V_o = V_{c2} - V_{c1}$.

Aplique um sinal senoidal de 10 mV de amplitude e 40 kHz de frequência em uma das entradas do par diferencial e 0 V na outra. Qual é a corrente em cada lado do par diferencial? Desenhe o sinal de saída em cada coletor. Qual o ganho obtido? Compare com o valor teórico esperado.

FONTE DE CORRENTE

Um sensor de força apresenta uma variação de $1\text{ k}\Omega$ para cada padrão de força que é aplicado ao sensor, variando de $1\text{ k}\Omega$ até seu valor máximo valor (qual é este valor?). Use uma fonte de corrente simples para fornecer 1 mA para este sensor, de forma a se ter um valor de tensão proporcional à resistência (e consequentemente à força aplicada). Use o chip CA3046 para realizar este projeto e simule o sensor de força com uma resistência de $1\text{ k}\Omega$ em série com uma resistência “Rbreak” variável (década). Varie então o potenciômetro do circuito para gerar uma corrente de referência de 1 mA . Anote então em uma tabela o valor da corrente de saída para cada variação de $1\text{ k}\Omega$ realizada na década.



UFES

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ELETRÔNICA BÁSICA II
PERÍODO 2013/1

LABORATÓRIO 11

RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Monte o circuito abaixo. Aplique então um sinal senoidal de 10 mV de amplitude em sua entrada e obtenha o gráfico de resposta em frequência desse amplificador, indicando o ganho em banda média e as frequências 3-dB inferior e superior. Verifique qual a fase do sinal de saída em relação à entrada e explique por quê. Indique qual é o capacitor dominante neste circuito. Modifique o seu valor de forma a aumentar a largura de banda sem diminuir o ganho em banda média. Comprove se os valores obtidos são os teoricamente esperados.

