

# Capítulo 7

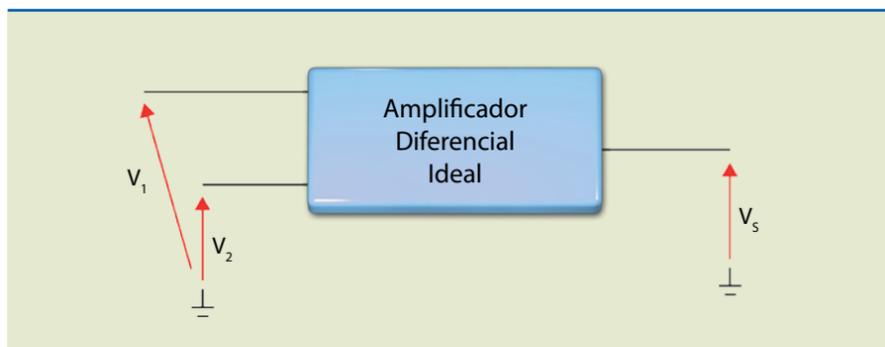
## Amplificadores diferenciais e operacionais

### 7.1 Amplificador diferencial

O amplificador diferencial (AD) é um circuito com duas entradas nas quais são aplicadas tensões  $V_1$  e  $V_2$  e uma saída  $V_S$ . É importante conhecer o amplificador diferencial, pois ele é o primeiro estágio de um amplificador operacional, que será estudado na seção 7.2; assim, o AD estabelece algumas das principais características do circuito.

Vamos considerar uma condição ideal (figura 7.1), em que as tensões de entrada apresentam os mesmos valores, ou seja,  $V_1 = V_2$ . Nesse caso, a tensão de saída será nula. Isso acontece porque o AD é um circuito que apresenta uma tensão de saída proporcional à diferença entre os dois terminais de entrada, rejeitando os sinais de entrada quando estes forem iguais.

**Figura 7.1**  
Amplificador diferencial.



No caso ideal:

$$V_S = A_d \cdot V_d = A_d(V_1 - V_2) \quad (7.1)$$

em que  $A_d$  é o ganho diferencial de tensão e  $V_d = V_1 - V_2$  o sinal diferença ou sinal erro.

Então, se  $V_1 = V_2$ ,  $V_d = 0$  e, portanto,  $V_S = 0$ .

Na prática, sempre existirá uma pequena tensão na saída mesmo quando  $V_1 = V_2$  (situação chamada de modo comum). No caso de um AD real, a expressão da tensão de saída em relação às entradas é dada por:

$$V_S = A_d \cdot V_d + A_C \cdot V_C \quad (7.2)$$

em que  $V_C = \frac{(V_1 + V_2)}{2}$  é o sinal em modo comum e  $A_C$  o ganho em modo comum.

É possível medir a qualidade de um amplificador diferencial utilizando a **figura de mérito** conhecida por razão de rejeição em modo comum (RRMC), definida como:

$$RRMC = \frac{A_d}{A_C}$$

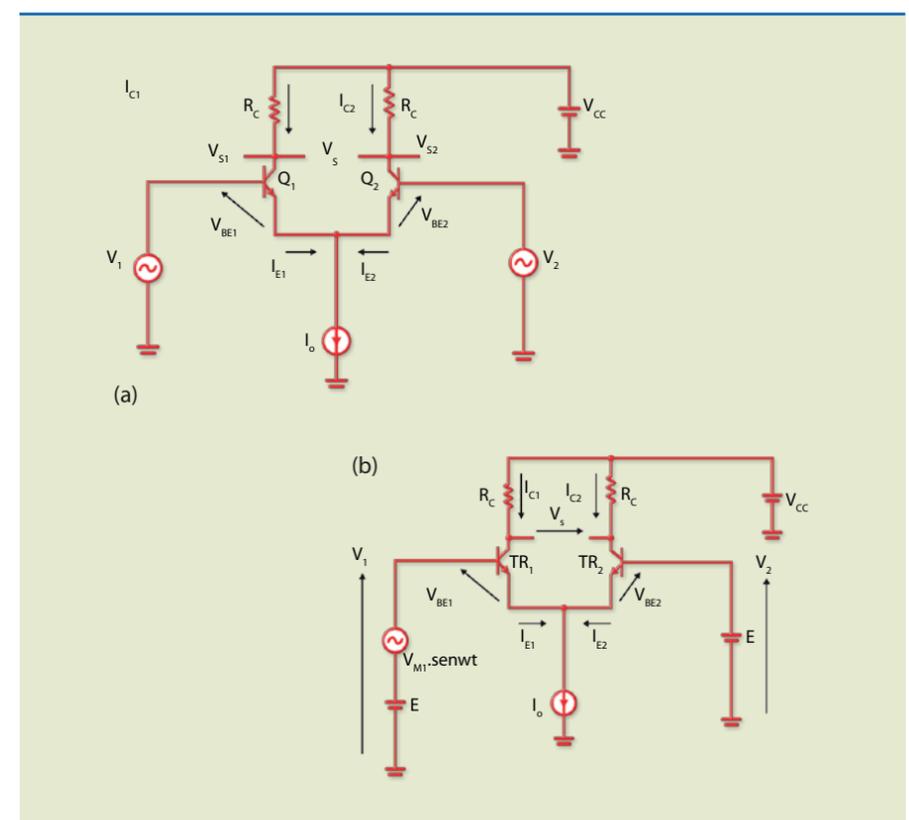
ou, em decibéis (dB):

$$RRMC \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_C}$$

Pelo exposto anteriormente, podemos concluir que, no caso de um amplificador diferencial ideal, o valor de  $A_C$  deve ser zero, mas, na prática, os valores de  $A_d$  e  $A_C$  dependem dos componentes usados na fabricação do AD, como veremos a seguir.

Nos circuitos da figura 7.2, vamos admitir que os transistores são idênticos e a fonte de corrente é ideal ( $I_{E1} + I_{E2} = I_O = \text{constante}$ ).

**Figura de mérito** é um parâmetro usado para avaliar o desempenho de um dispositivo ou procedimento em relação a outros de mesma finalidade.



**Figura 7.2**  
Dois exemplos de amplificador diferencial discreto.

No circuito da figura 7.2b, vamos considerar a tensão na entrada 2 constante ( $V_2 = E$ ) e a tensão na entrada 1 como  $V_1 = V_{M1} \cdot \text{sen}\omega t + E$ , isto é, uma tensão alternada senoidal com nível médio  $E$ .



Quando  $V_1 = V_2 = E$ , os dois transistores conduzirão a mesma corrente ( $I_{E1} = I_{E2} = I_O/2$ ), pois admitimos inicialmente transistores idênticos. Nessas condições, a tensão entre o coletor e o terra de cada transistor será:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{CC} - R_C \cdot \frac{I_O}{2}$$

Portanto, a tensão entre os coletores valerá:

$$V_S = V_{S2} - V_{S1} = 0$$

Quando  $V_{S1} > V_{S2}$ , o transistor  $TR_1$  conduzirá mais corrente que  $TR_2$ ; então,  $I_{C1}$  aumentará, diminuindo  $V_{S1}$  (lembre que  $V_{S1} = V_{CC} - R_{C1} \cdot I_{C1}$ ). No mesmo instante a corrente  $I_{C2}$  diminuirá e  $V_{S2}$  aumentará (lembre que  $I_O = I_{E1} + I_{E2} =$  constante; se  $I_{E1}$  aumentar,  $I_{E2}$  deve diminuir).

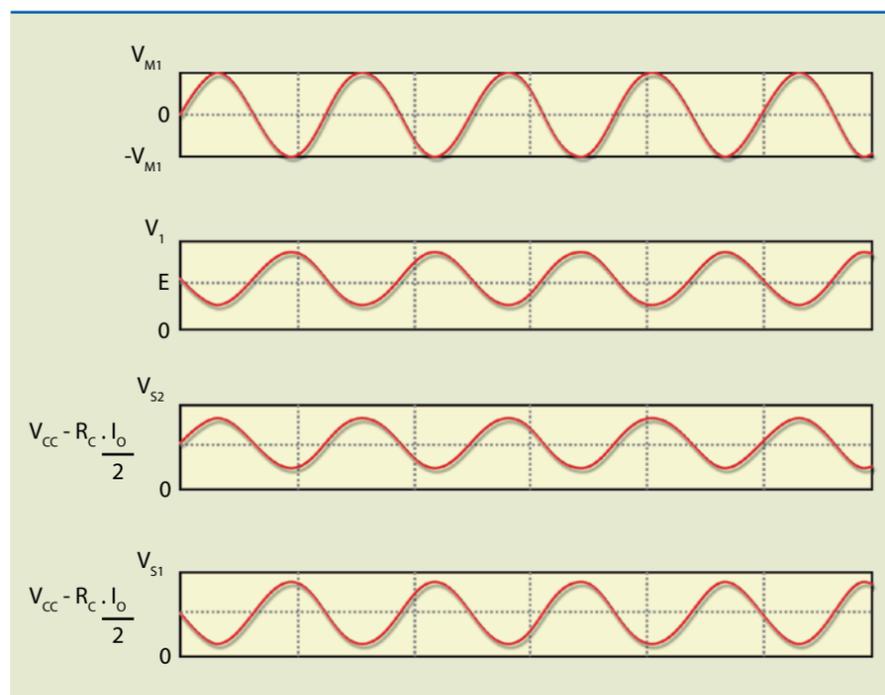
Levando em conta a análise feita na figura 7.2 e adotando transistores idênticos e fonte de corrente ideal, podemos admitir que para essas condições o ganho diferencial de tensão, considerando a saída nos coletores, é:

$$A_d = \frac{V_{S1(\text{pico})}}{V_{M1}} = \frac{V_{S2(\text{pico})}}{V_{M1}} \text{ em que } V_{S1(\text{pico})} = V_{S2(\text{pico})}$$

Nesse caso, a saída foi considerada na entrada 1; se a saída for considerada entre os coletores, o ganho será o dobro. A figura 7.3 mostra as principais formas de onda para diferentes valores de tensão.

Figura 7.3

Formas de onda – amplificador diferencial discreto.



Analisando os gráficos, podemos notar que o sinal na saída 1 ( $V_{S1}$ ) está defasado de  $180^\circ$  em relação à entrada 1 ( $V_1$ ) e o sinal na saída 2 ( $V_{S2}$ ) está em fase com a entrada 1. Com base nessa análise, considerando a saída no coletor de  $TR_2$ , a entrada 1 será chamada de não inversora (+) e a entrada 2, de inversora (-).

### 7.1.1 Amplificador diferencial com fonte de corrente simples

Na prática, nunca encontraremos dois transistores idênticos ( $V_{BE}$  e  $\beta$  diferentes) e a fonte de corrente nunca será ideal. A figura 7.4 ilustra o circuito de um AD prático, em que a fonte  $-V_{CC}$  funciona como a fonte de corrente.

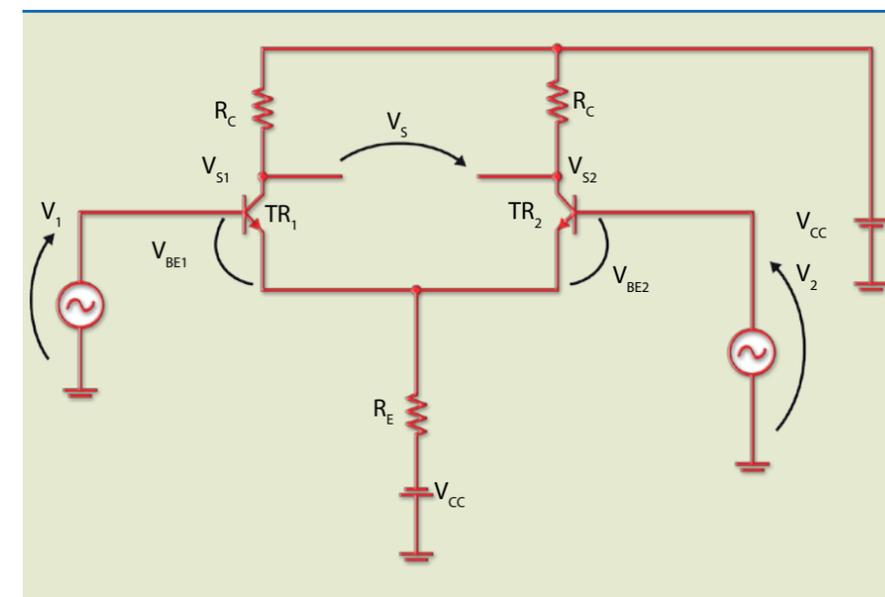


Figura 7.4

Amplificador diferencial real.

O valor da fonte de corrente é calculado admitindo  $V_1 = V_2 = 0$  (condições quiescentes). Assim:

$$I_O = \frac{(V_{CC} - 0,7)}{R_E} \cong \frac{V_{CC}}{R_E}$$

Para esse circuito, o ganho diferencial, considerando a saída nos coletores, pode ser calculado por:

$$A_d = \frac{V_{S1}}{V_d} = \frac{V_{S1}}{(V_2 - V_1)} = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

em que  $r_{be}$  é a resistência incremental da junção base-emissor.



Seu valor pode ser estimado por:

$$r_{be} = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \text{ a } 25 \text{ }^\circ\text{C},$$

em que  $I_E$  é a corrente quiescente de emissor.

O ganho diferencial pode ser estimado também por meio da função dos parâmetros  $h$  (híbridos):

$$A_d = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{2 \cdot h_{ie}} = \frac{R_C}{2 \cdot r_{be}}$$

em que  $r_{be} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$ , considerando  $h_{fe} = \beta$ .

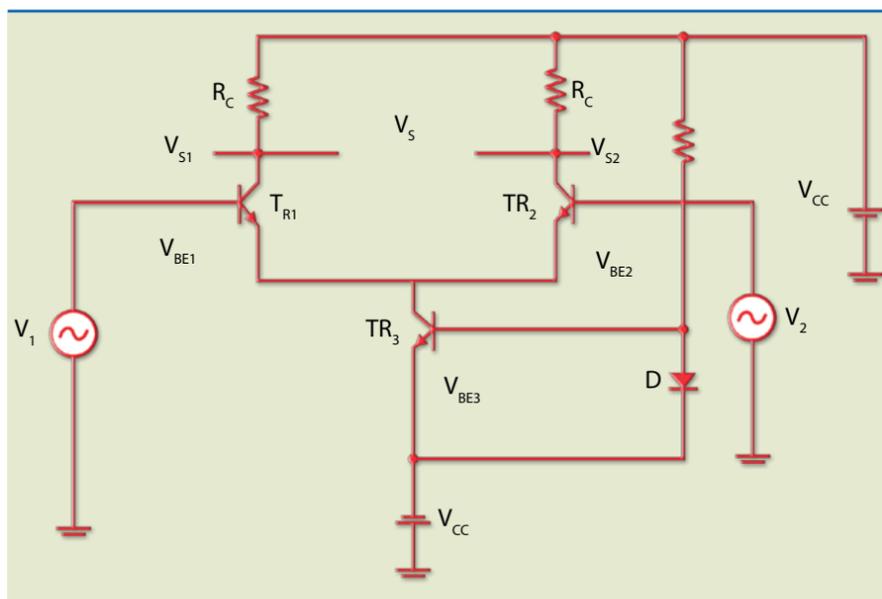
O ganho em modo comum do circuito é calculado por:  $A_C = \frac{R_C}{2R_E}$

Levando em conta que sempre é desejável um ganho em modo comum com menor valor possível, uma alternativa seria aumentar o valor da resistência  $R_E$  o máximo possível (observe, na equação anterior, que  $R_E$  é inversamente proporcional a  $A_C$ ). No entanto, essa solução provocaria diminuição nas correntes de polarização, reduzindo o ganho. Para manter o mesmo valor de corrente, se  $R_E$  aumentar, deve-se aumentar proporcionalmente  $V_{CC}$ , o que na prática não é possível. Uma solução mais correta seria substituir  $R_E$  por um transistor  $TR_3$ , pois esse dispositivo simula alta resistência sem que seja necessário um valor de  $V_{CC}$  alto. Assim, obtém-se um valor de  $A_C$  muito baixo.

O circuito da figura 7.5, chamado de amplificador diferencial com polarização por espelho de corrente, é muito usado em circuitos integrados.

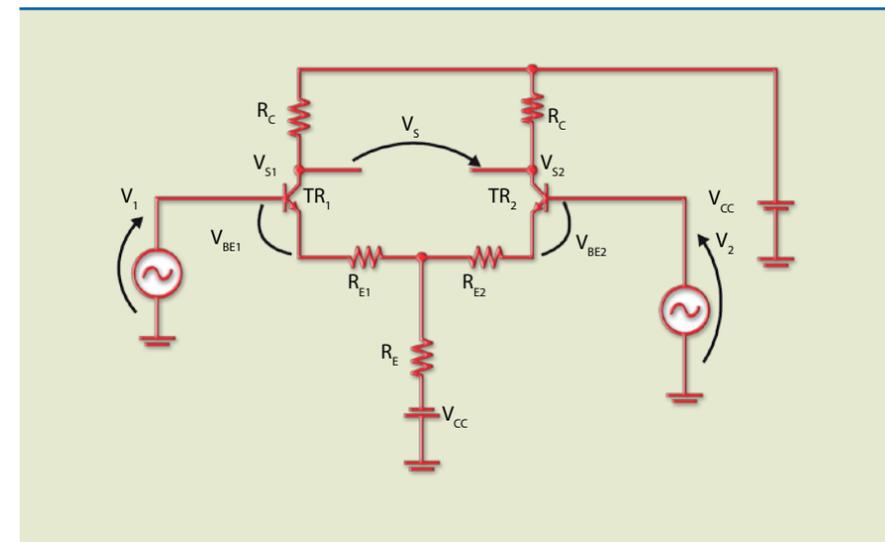
**Figura 7.5**

Esquema de amplificador diferencial com polarização por espelho de corrente.



### 7.1.2 Amplificador diferencial com realimentação

O circuito da figura 7.4 tem ganho instável, pois  $r_{be}$  apresenta valores diferentes para um mesmo tipo de transistor, além de suas características técnicas variarem de acordo com a temperatura de trabalho. Uma forma de contornar esses problemas é aplicar realimentação no circuito. Na figura 7.6, a realimentação é aplicada em  $R_{E1}$ , e, conseqüentemente,  $R_{E2}$  diminui o ganho, mantendo o circuito estável. Em tal configuração, se os transistores forem substituídos ou ocorrer variação de temperatura, o valor do ganho não se altera. Os resistores de realimentação costumam ter valores equivalentes:  $R_{E1} = R_{E2} = R_{EX}$ .



**Figura 7.6**

Amplificador diferencial com realimentação.

Para determinar o ganho de tensão considerando a saída nos coletores, pode-se utilizar:

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot (r_{be} + R_{EX})}$$

Se  $R_{EX} \gg r_{be}$  as variações em  $r_{be}$  provocadas pela troca de transistor ou variação na temperatura serão compensadas por  $R_{EX}$ . Assim, o ganho será estável, podendo ser determinado por:

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot R_{EX}}$$

ou segundo os parâmetros  $h_{ie}$  e  $h_{fe}$ :

$$A_d = \frac{R_C}{2 \cdot \left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + R_{EX}\right)}$$

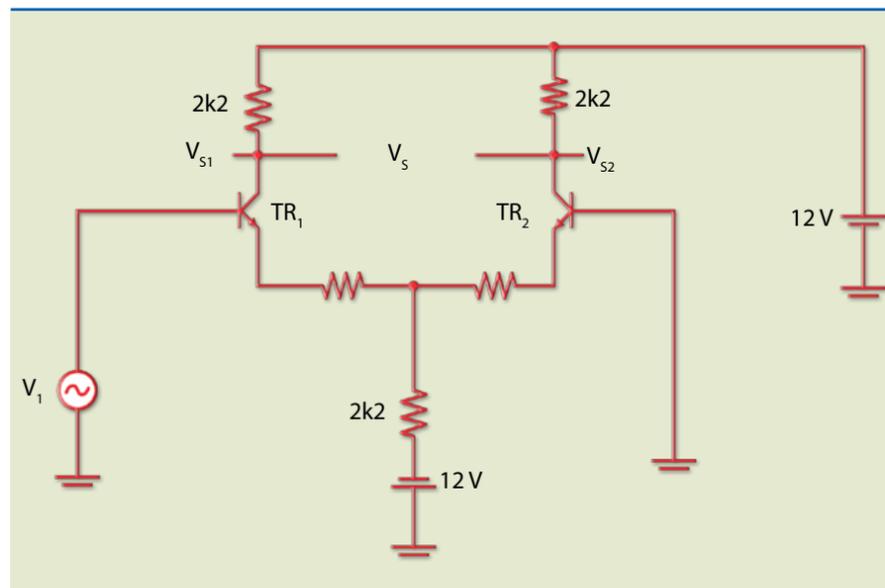


**Exemplos**

1. Para o amplificador diferencial da figura 7.7, pede-se:

- a) a corrente de polarização ( $I_0$ );
- b) as correntes  $I_{E1}$  e  $I_{E2}$  e as tensões  $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$  e  $V_S$  em condições quiescentes ( $V_1 = V_2 = 0$ );
- c) o ganho diferencial ( $A_d$ );
- d) o gráfico de  $V_{S1} \cdot t$  e de  $V_{S2} \cdot t$  para  $V_1 = 20$  mVp, senoidal, e  $V_2 = 0$ .

Figura 7.7



Solução:

a) com  $V_1 = V_2 = 0$ ,

$$I_0 = \frac{(12 - 0,7)}{2k2} = 5,14 \text{ mA}$$

b)  $I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2} = 2,57 \text{ mA}$

$V_{S1Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C1} = 12 - 2k2 \cdot 2,57 \text{ mA} = 6,34 \text{ V} = V_{S2Q}$  = tensões quiescentes de coletor.

Portanto, em condições quiescentes:  $V_S = V_{S2} - V_{S1} = 0$

c)  $A_d = \frac{R_C}{r_{be}}$ ;  $r_{be} = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{2,57 \text{ mA}} = 9,7 \Omega$

Portanto:

$$A_d = \frac{2200}{2 \cdot 9,7} = 113$$

d) Se  $V_1 = 20$  mVp e  $V_2 = 0$ , então  $V_d = V_2 - V_1 = V_1$ .

Como:

$$V_{S1} = A_d \cdot (V_2 - V_1) = 113 \cdot (0 - 20 \text{ mV}) = -2,27 \text{ Vp},$$

isto é, defasado de  $180^\circ$  em relação à entrada  $V_1$ , e  $V_{S2}$  tem a mesma amplitude, porém em fase com  $V_1$ .

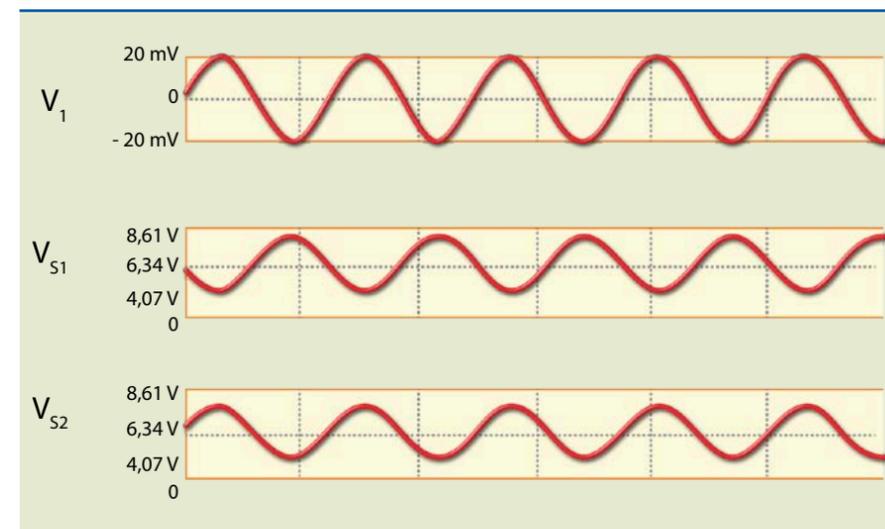


Figura 7.8

2. Para o amplificador diferencial da figura 7.9, pede-se:

- a)  $I_0$ ,  $I_{E1}$ ,  $I_{E2}$ ,  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$ ,  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$  em condições quiescentes;
- b) o ganho diferencial, considerando a saída em um dos coletores;
- c) as saídas  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  para  $V_1 = 100$  mVp, senoidal.

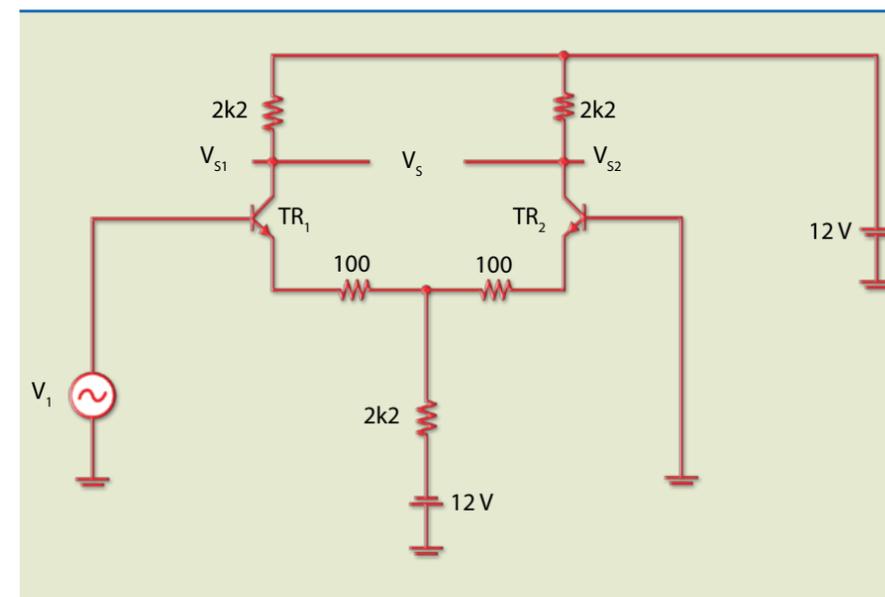


Figura 7.9



Solução:

$$a) I_O = (V_{CC} - 0,7)/(R_{EX}/2 + R_E) = (12 - 0,7)/(50 + 2200) = 5 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2} = 2,5 \text{ mA}$$

$$V_{S1} = V_{S2} = 12 - 2k2 \cdot 2,5 \text{ mA} = 6,5 \text{ V (em condições quiescentes)}$$

$$b) A_d = R_C/2(r_e' + R_{EX}); r_e' = 25 \text{ mV}/2,5 \text{ mA} = 10 \Omega$$

$$A_d = 2200/2 \cdot (10 + 100) = 10$$

$$c) V_1 = 100 \text{ mV}; V_2 = 0; V_1 - V_2 = 100 \text{ mV} = 0,1 \text{ V. Portanto:}$$

$$V_{S1} = A_d \cdot (V_1 - V_2) = 10 \cdot 0,1 = 1 \text{ V, defasado de } 180^\circ \text{ em relação a } V_1.$$

## 7.2 Amplificador operacional integrado

O amplificador operacional (AO) foi desenvolvido na década de 1960. De início montado em uma placa com componentes discretos (transistores, resistores e capacitores), hoje, com o avanço da indústria eletrônica e o desenvolvimento de dispositivos minúsculos, é construído em circuitos integrados, conhecidos por *chips* (pastilhas de silício), com dezenas de transistores e outros componentes de pequenas dimensões.

Os amplificadores operacionais têm diferentes aplicações em eletrônica, como:

- **Amplificadores lineares** – Trata-se de sua principal aplicação, nos casos em que é necessário obter ganho estável independentemente da temperatura, tempo e mudanças no ganho de tensão em malha aberta.
- **Amplificadores não lineares** – Amplificam o sinal de uma polaridade e não da outra – por exemplo, em retificadores de precisão.
- **Comparadores** – Por apresentarem altíssimo ganho, possibilitam que a saída seja alterada de nível alto para baixo ou vice-versa, quando as tensões de entrada estão em valores próximos a décimos de mV.
- **Filtros** – Permitem maior seletividade do filtro, pois é possível obter atenuações maiores que 20 dB/década, impedância de entrada muito alta e de saída muito baixa, não havendo, portanto, necessidade de efetuar casamentos de impedância. Possibilidade de ganho de tensão.
- **Amplificadores logarítmicos** – Usados quando na malha de realimentação há dispositivos não lineares, como diodos e transistores, proporcionando relação logarítmica entre a saída e a entrada. Esses circuitos são chamados muitas vezes de compressores e expansores (comuns em circuitos de áudio ou vídeo).
- **Multivibradores** – São basicamente os circuitos biestável, monoestável e estável. A grande vantagem em relação aos circuitos digitais é que a alimentação pode ser maior, oferecendo, portanto, a possibilidade de adicionar potência.
- **Geradores de forma de onda** – Geram diferentes formas de onda: senoidais, quadradas (tempos alto e baixo variáveis) e triangulares (inclinações positiva e negativa variáveis).

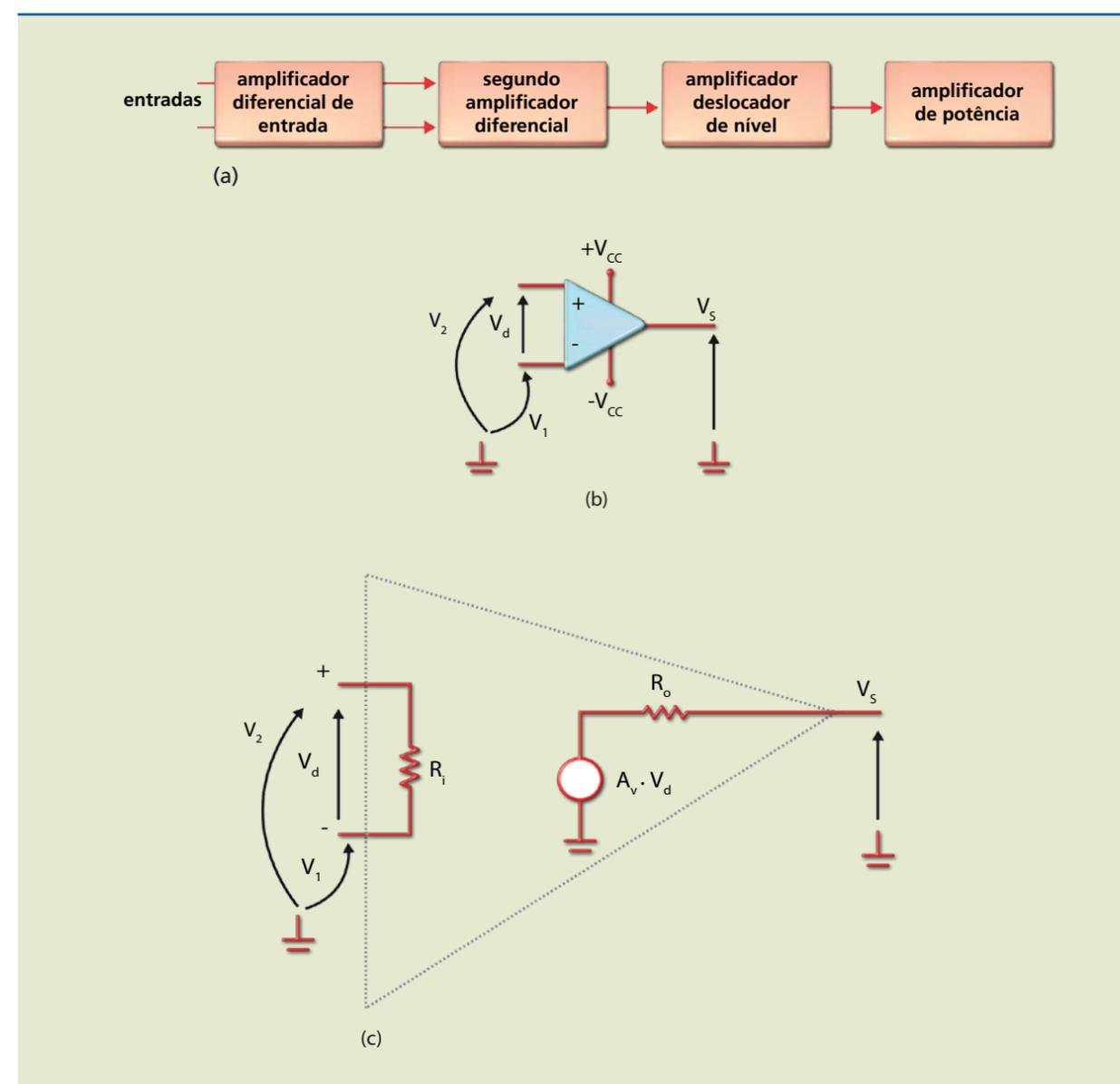
- **Reguladores** – Podem ser utilizados para a montagem de reguladores de tensão em série ou paralelo, com saída positiva ou negativa, com proteção contra curto-circuito etc.
- **Circuitos de amostragem e retenção** – Esses circuitos são usados na conversão de analógico para digital, e, por causa da impedância de entrada muito alta, os amplificadores operacionais são adequados, principalmente os que têm entrada com FET.

O amplificador operacional tem alto ganho de acoplamento direto (não possui capacitor de acoplamento interestágios), alta resistência de entrada e baixa resistência de saída.

A figura 7.10 apresenta os vários estágios amplificadores transistorizados, sua simbologia e o circuito equivalente.

Figura 7.10

- a) Diagrama de blocos de um AO,  
b) simbologia e  
c) circuito equivalente.



Como o circuito interno é extremamente complexo, as análises serão feitas com base no circuito equivalente indicado na figura 7.10c. Observando-o, é possível definir os seguintes parâmetros de um amplificador operacional modelo LM741:

- **Resistência de entrada sem realimentação ( $R_i$ )** – É a resistência equivalente entre as duas entradas, uma das principais características de um AO. Idealmente, deveria ser infinita; no caso do LM741, é da ordem de  $2\text{ M}\Omega$ .
- **Resistência de saída sem realimentação ( $R_o$ )** – É a resistência do equivalente Thévenin que uma carga ( $R_L$ ) “enxerga” quando ligada à saída. Idealmente, deveria valer  $0\ \Omega$ ; na prática e no caso do LM741, é da ordem de  $75\ \Omega$ .
- **Ganho de tensão em malha aberta ( $A_v$ )** – É o ganho de tensão em CC em malha aberta. Idealmente, deveria ser infinito; para o LM741, é da ordem de  $200\ 000\ \text{V}$ .

Outros parâmetros que não aparecem na figura 7.10c, ainda considerando o LM741, são:

- **Largura de faixa** – É a faixa de frequências para as quais o ganho é constante. Idealmente, deveria ser infinita; no caso do LM741, é da ordem de  $10\ \text{Hz}$ .
- **Slew rate** – Especificado em  $\text{V}/\mu\text{s}$ , esse parâmetro dá uma medida de quanto a saída responde a um degrau de tensão na entrada. Idealmente, deveria ter valor infinito; no caso do LM741, é de cerca de  $0,5\ \text{V}/\mu\text{s}$ .
- **Tensão de offset de entrada** – É a diferença entre as  $V_{BE}$  dos transistores do primeiro par diferencial. Idealmente, essa diferença deveria ser zero; no caso do LM741, é da ordem de  $2\ \text{mV}$ .

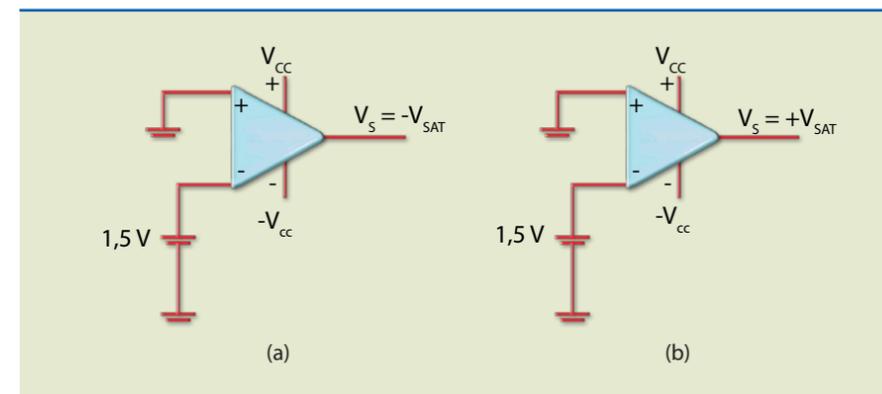
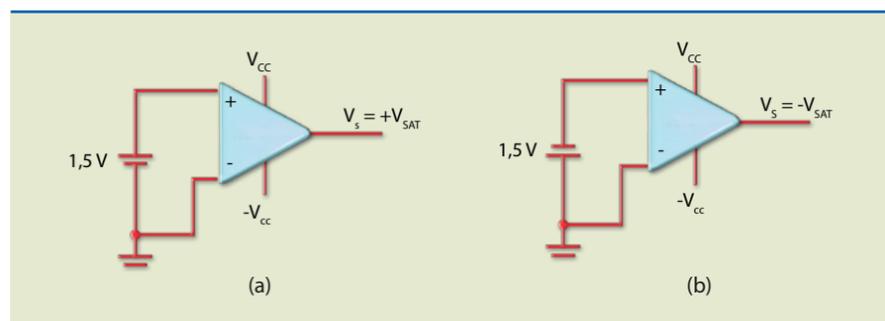
No circuito da figura 7.10c, define-se o sinal diferença ou sinal erro como  $V_d = V_2 - V_1$ .

A principal forma de alimentar um AO é usando fonte simétrica ou fonte dupla ( $+V_{CC}$  e  $-V_{CC}$ ), que pode ser obtida com circuitos integrados específicos das famílias 78XX para a fonte positiva e 79XX para a negativa. A tensão de saturação (máxima tensão de saída), determinada pelo valor da fonte, é, na prática, cerca de 10% menor que a alimentação.

A entrada positiva (+) é chamada de não inversora, porque a tensão nela aplicada apresenta resposta na saída sem alterar sua fase (figura 7.11). A entrada negativa (-) recebe o nome de inversora, porque a tensão nela aplicada tem resposta na saída defasada de  $180^\circ$  (figura 7.12).

**Figura 7.11**

AO em malha aberta com entrada inversora aterrada:  
a) entrada não inversora positiva e saída positiva e  
b) entrada não inversora negativa e saída negativa.



**Figura 7.12**

AO em malha aberta com entrada não inversora aterrada:  
a) entrada inversora positiva e saída negativa e  
b) entrada inversora negativa e saída positiva.

Em relação às figuras 7.11 e 7.12, poderíamos generalizar escrevendo que:

- Se  $V_+ > V_-$ , a saída satura positivamente
- Se  $V_+ < V_-$ , a saída satura negativamente.
- Se  $V_+ = V_-$ , a saída deveria ser nula, o que na prática não acontece por causa dos erros de *offset*.

Quando o AO é configurado em malha aberta, como nas figuras 7.11 e 7.12, ele está sem realimentação (a saída não está ligada à entrada) e, como a saída tende a saturar facilmente porque o ganho é extremamente elevado, não pode ser usado como amplificador. Para obter um amplificador com o ganho estabilizado, deve-se aplicar realimentação negativa no AO, e isso é feito ligando a saída à entrada inversora com uma rede de resistências.

## 7.2.1 Amplificadores básicos

Esses circuitos servem de base para todas as outras aplicações lineares, sempre com realimentação negativa (saída conectada com a entrada inversora).

### Amplificador não inversor

A figura 7.13 mostra o circuito básico do amplificador não inversor com realimentação negativa. Para determinar a expressão do ganho desse circuito, é preciso considerar:

- Ganho em malha aberta infinito.

$$A_v = \frac{V_s}{V_d} = \infty \quad \text{ou} \quad V_d = \frac{V_s}{A_v} = \frac{V_s}{\infty} = 0$$

Não há diferença de potencial entre as duas entradas.

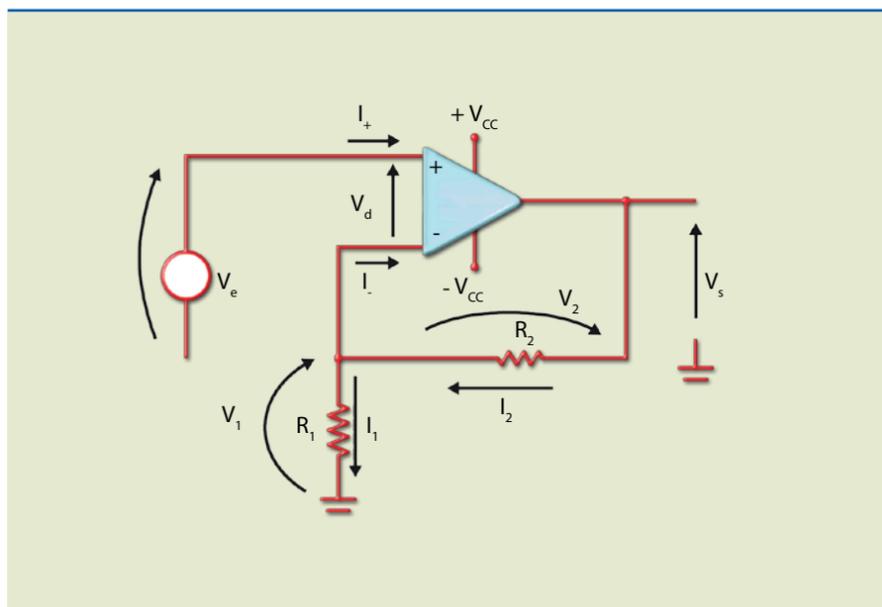
- Resistência de entrada infinita.

Se  $R_i = 0$ , então a corrente nas entradas é zero:  $I_+ = I_- = 0$ .



**Figura 7.13**

Amplificador não inversor.



**Ganho de tensão em malha fechada**

O ganho de tensão em malha fechada ( $A_v$ ) ou com realimentação é calculado por:

$$A_{vf} = \frac{V_s}{V_e}$$

Podemos admitir que:

- Como a tensão em  $R_1$  é igual à tensão de entrada, as duas entradas estão curto-circuito:

$$V_e = V_1 = R_1 \cdot I_1$$

- A resistência de entrada infinita está com valor infinito, pois  $I_+ = I_- = 0$ , portanto:

$$V_s = (R_1 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2)$$

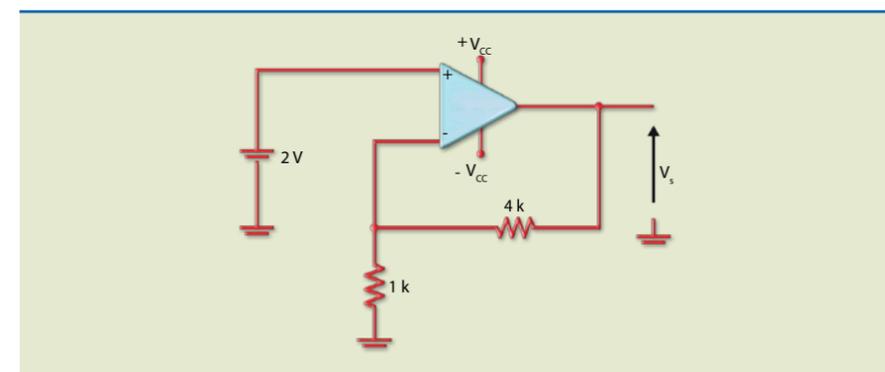
Substituindo essas duas condições na expressão anterior, temos:

$$A_{vf} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2}{R_1 \cdot I_1} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot I_1}{R_1 \cdot I_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Como  $I_+$  é zero, a impedância de entrada desse circuito é infinita (na prática, como  $I_+$  não é zero, e sim da ordem de nA, a impedância é da ordem de centenas de  $M\Omega$ ). Essa configuração, por causa de sua alta resistência de entrada, é muito utilizada em circuitos em que se deseja obter sinal de sensores.

**Exemplos**

1. Determine a tensão na saída do circuito e a corrente na saída do AO no esquema da figura 7.14.



**Figura 7.14**

*Solução:*

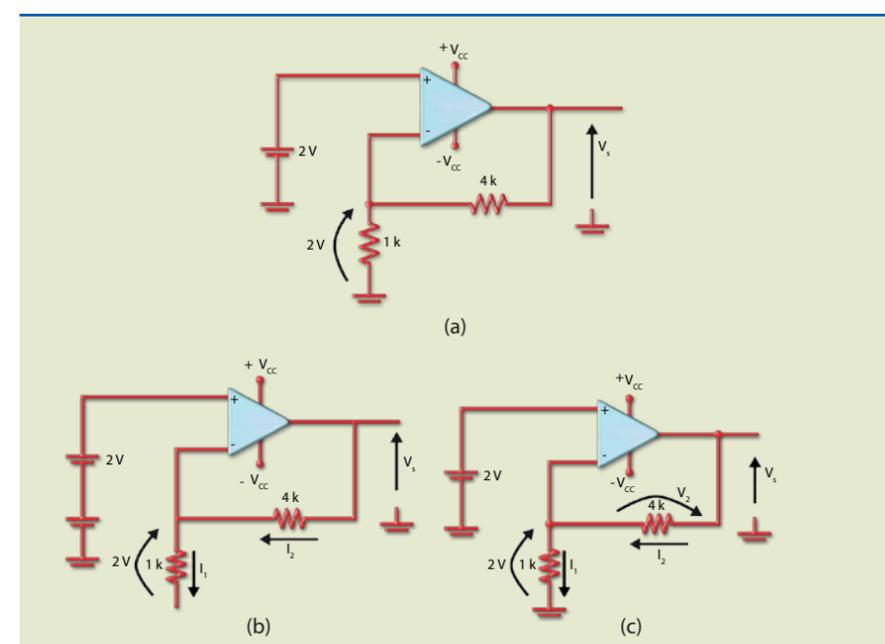
O ganho do circuito vale:

$$A_{vf} = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{4k}{1k} = 5$$

Portanto:

$$V_s = 5 \cdot 2V = 10V$$

Outra forma de resolver é pela análise do circuito, considerando que o AO é ideal.



**Figura 7.15**



Podemos admitir que a tensão no resistor de  $1\text{ k}\Omega$  é igual ao valor de entrada, pois as duas entradas têm o mesmo potencial. Devemos, então, calcular a corrente nesse resistor, que é igual à corrente no resistor de  $4\text{ k}\Omega$ .

$$I_1 = \frac{2\text{ V}}{1\text{ k}} = 2\text{ mA} = I_2$$

A seguir, calculamos a tensão em  $R_2$ :

$$V_2 = 4\text{ k}\Omega \cdot 2\text{ mA} = 8\text{ V}$$

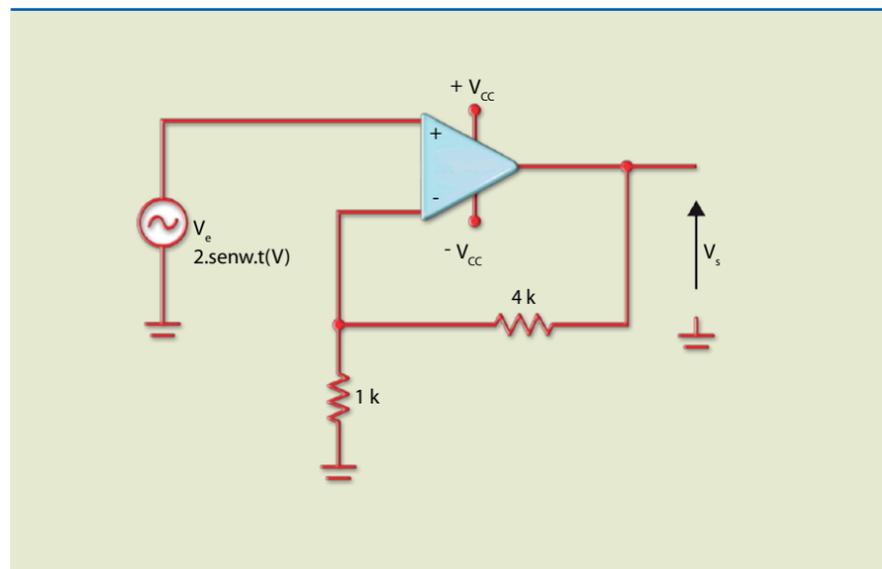
Assim:

$$V_S = V_1 + V_2 = 2\text{ V} + 8\text{ V} = 10\text{ V}$$

Observe que é o mesmo resultado obtido usando a expressão do ganho.

2. Construa os gráficos das tensões de entrada e de saída do circuito da figura 7.16, considerando que a tensão senoidal de entrada é de  $2\text{ V}$  de pico.

Figura 7.16



*Solução:*

O circuito tem os mesmos valores do circuito do exemplo 1, portanto o ganho vale 5.

A saída será:

$$V_S = 5 \cdot 2 \text{ sen}\omega t \text{ (V)} = 10 \text{ sen}\omega t \text{ (V)}$$

Isso significa que a saída será uma senoide de  $10\text{ V}$  de pico e em fase com a entrada.

A figura 7.17 mostra como os gráficos das tensões de entrada e de saída são construídos. Observe que a tensão de saída é dez vezes maior que a de entrada e os valores estão em fase.

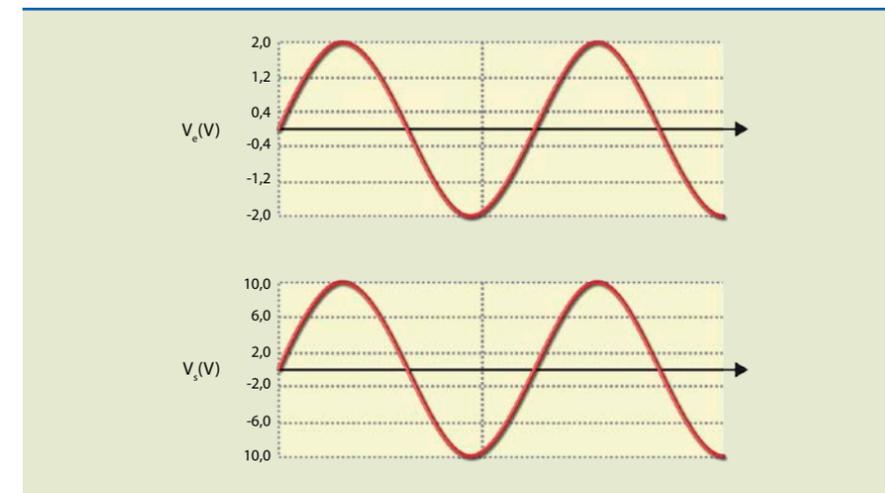


Figura 7.17

### Saturação da saída – curva de transferência

Como vimos, a máxima tensão que se pode obter na saída de um AO é chamada de tensão de saturação ( $V_{\text{sat}}$ ). Esse valor depende do valor da tensão de alimentação. Na prática, a tensão de saturação é inferior à de alimentação e assimétrica, ou seja, se a alimentação for  $+12\text{ V}/-12\text{ V}$ , a saturação positiva é aproximadamente  $11\text{ V}$  e a negativa,  $-10,5\text{ V}$ . Para facilitar a resolução do exercício a seguir, vamos considerá-las iguais, em módulo, com o mesmo valor da tensão da fonte.

A curva característica de transferência representa a relação entre as variáveis de saída e de entrada de um sistema, isto é, representado graficamente por  $V_S \cdot V_e$ . No caso de um amplificador, tal relação é dada pelo ganho  $V_S = A_{\text{vf}} \cdot V_e$ , válida dentro da região linear.

### Exemplo

Dado o circuito da figura 7.18, desenhe a curva de transferência, considerando  $V_{\text{sat}(+)} = +12\text{ V}$  e  $V_{\text{sat}(-)} = -12\text{ V}$ .

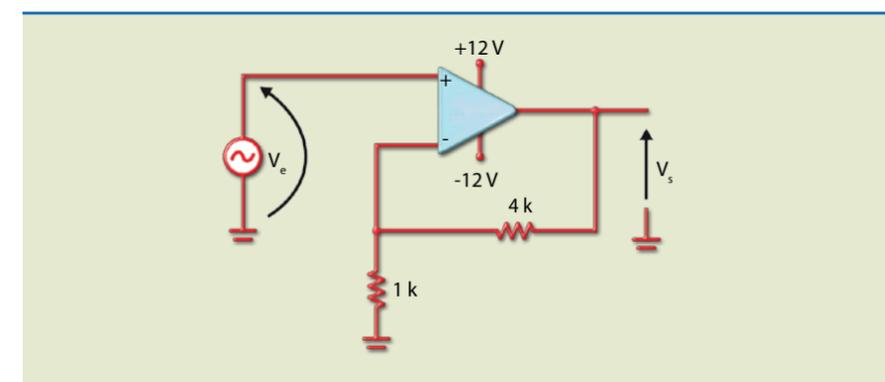


Figura 7.18



Solução:

A equação que relaciona a saída com a entrada é:

$$V_s = 5 \cdot V_e$$

Ela é válida para qualquer valor de entrada? Não, somente para os da região linear, cujos limites são:

$$V_{e(máx)} = \frac{V_{s(máx)}}{A_{vf}} = \frac{12 \text{ V}}{5} = 2,4 \text{ V},$$

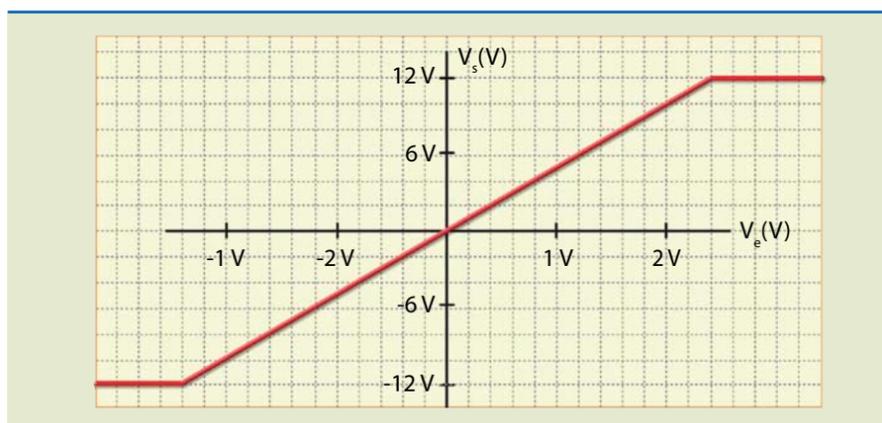
para valores positivos e negativos, já que a saturação é simétrica.

Portanto, para a primeira equação, temos:

$$V_s = 5 \cdot V_e, \text{ para } V_e \leq 2,4 \text{ V e } V_e \geq -2,4 \text{ V}$$

Graficamente:

Figura 7.19

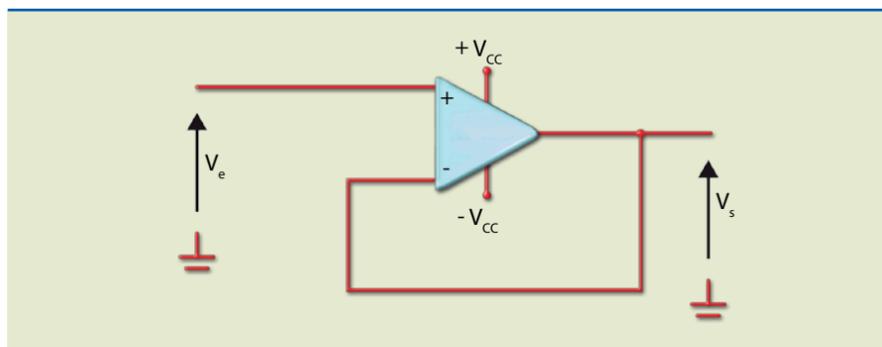


**Buffer ou seguidor de tensão**

O circuito *buffer* ou seguidor de tensão é um amplificador não inversor em uma condição especial,  $R_2 = 0$  e  $R_1 = \text{infinito}$ , como mostra a figura 7.20.

Figura 7.20

Seguidor de tensão.



O ganho de tensão pode ser obtido pela análise do circuito ou pela expressão do ganho do amplificador não inversor para essa condição.

$A_{vf} = 1$ ; o ganho é, portanto, igual a 1 (tensão de saída igual à de entrada).

Além disso, tal circuito tem outras duas características: a resistência de entrada é altíssima (centenas de megaohms) e a de saída é praticamente nula (décimos de ohms). Em que situações se usa um circuito desse tipo? Basicamente, ele pode ser utilizado como interface entre um circuito com alta resistência de saída e uma carga de valor pequeno ou como reforçador de corrente. Observe o exemplo a seguir.

Deseja-se transferir para a carga de  $2 \text{ k}\Omega$  a maior tensão possível de um gerador de  $12 \text{ V}$  e resistência interna de  $10 \text{ k}\Omega$ . Veja o que acontece se o gerador for ligado diretamente à carga (figura 7.21).

A tensão na carga ( $V_L$ ) será:

$$V_L = \frac{2 \text{ k}}{10 \text{ k} + 2 \text{ k}} \cdot 12 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

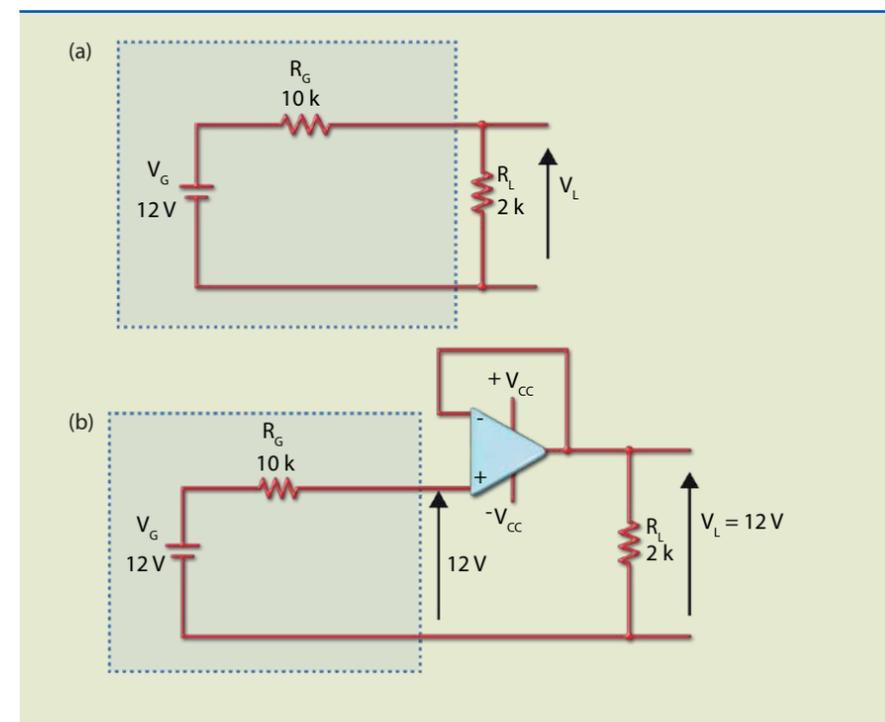


Figura 7.21

a) Gerador ligado diretamente à carga e b) *buffer* utilizado como interface entre gerador e carga.

Como o *buffer* tem resistência de entrada muito alta, a tensão na entrada não inversora é  $12 \text{ V}$  (lembre que a corrente através do  $10 \text{ k}\Omega$  é nula). Uma vez que as duas entradas têm o mesmo potencial e a entrada inversora está ligada à saída, a tensão de saída será de  $12 \text{ V}$ .

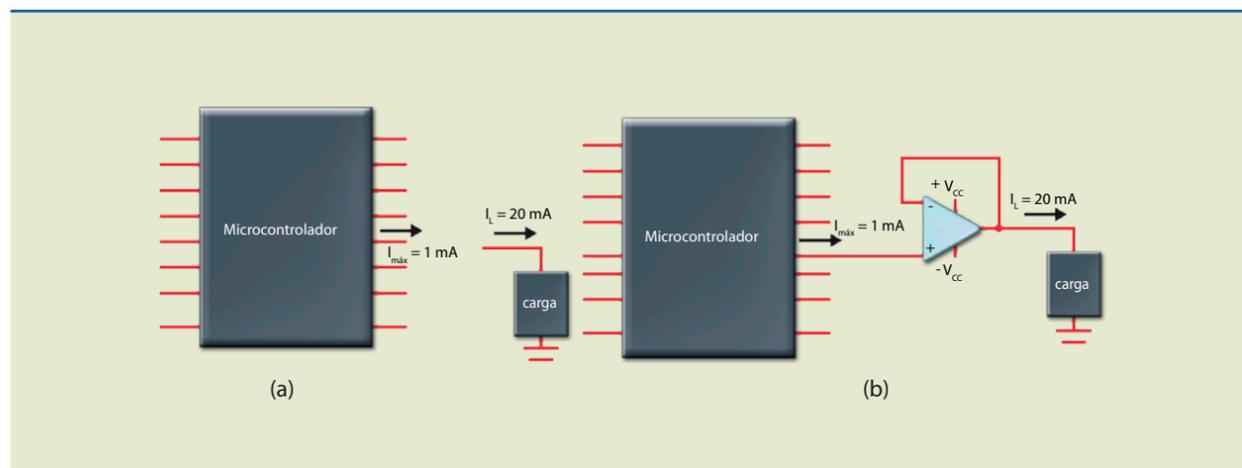
Agora, vejamos um exemplo de aplicação do *buffer* como reforçador de corrente. Uma carga consome  $20 \text{ mA}$ , alimentada pelo terminal de saída de um micro-



**Figura 7.22**

Buffer como reforçador de corrente.

controlador, que fornece a corrente máxima de 1 mA. Está claro que a carga não pode ser ligada diretamente à saída do microcontrolador. O que devemos fazer? Inserir um *buffer* entre a carga e a saída do microcontrolador (figura 7.22).



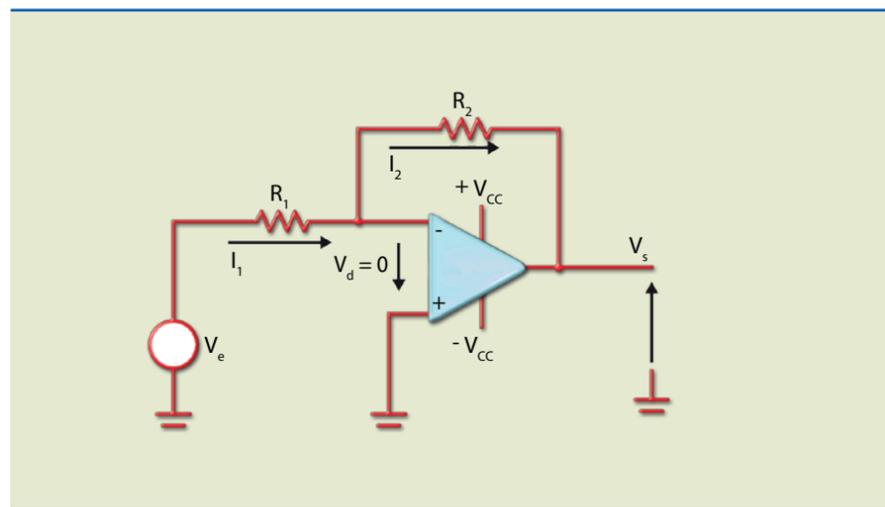
Nessa configuração, a corrente é fornecida à carga pelo *buffer* e não pelo microcontrolador.

**Amplificador inversor**

O amplificador inversor (figura 7.23) tem realimentação negativa como o não inversor, porém o sinal a ser amplificado é aplicado na entrada inversora.

**Figura 7.23**

Amplificador inversor.



A obtenção da expressão do ganho ( $V_s/V_e$ ) é feita considerando resistência de entrada e ganho em malha aberta infinitos:

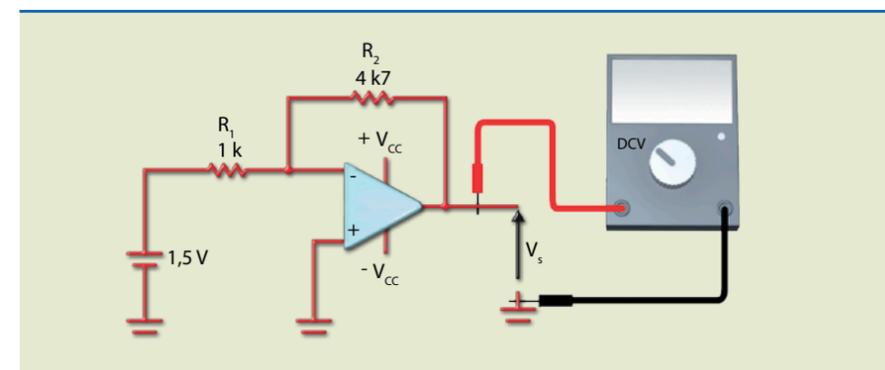
$$A_{vf} = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

A expressão mostra que o ganho é estável, ou seja, não depende do AO, mas apenas da relação entre as resistências  $R_2$  e  $R_1$ . O sinal negativo significa que a tensão de saída está defasada de  $180^\circ$  em relação à de entrada.

A resistência de entrada desse circuito é  $R_1$ , por causa do terra virtual na entrada inversora, isto é, a fonte de sinal  $V_e$  enxerga a resistência  $R_1$  ligada entre seus terminais.

**Exemplos**

1. Qual a indicação do voltímetro na figura 7.24?



**Figura 7.24**

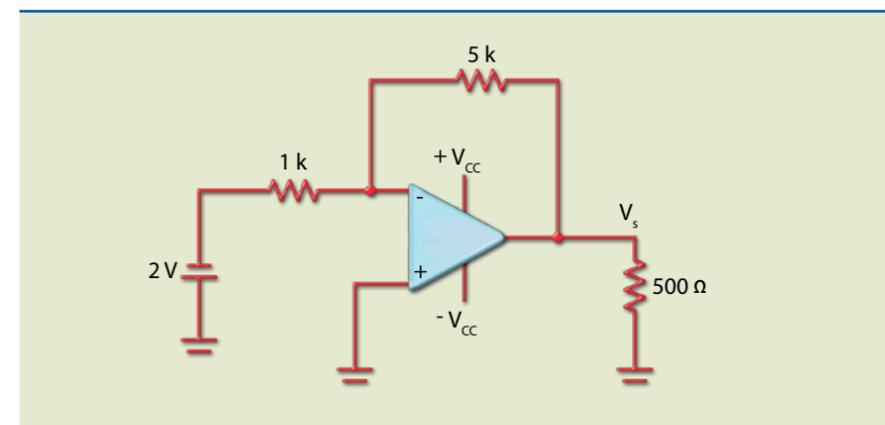
*Solução:*

O ganho do circuito vale:

$$A_{vf} = -\frac{4k7}{1k} = -4,7$$

Isso significa um valor de tensão de saída 4,7 vezes maior que a de entrada e defasada de  $180^\circ$ ; portanto, a saída vale  $-4,7$  V.

2. Determine, na figura 7.25, a intensidade e o sentido da corrente na saída do AO.



**Figura 7.25**



*Solução:*

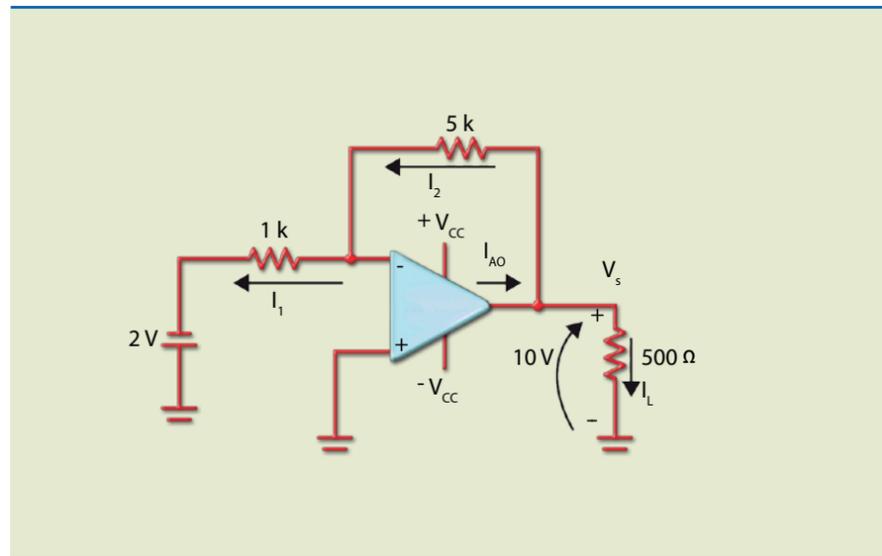
O ganho do circuito é:

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{5\text{ k}}{1\text{ k}} = -5$$

Como a tensão de entrada vale  $V_e = -2\text{ V}$ , a tensão de saída é:

$$V_s = (-5) \cdot (-2\text{ V}) = 10\text{ V}$$

Figura 7.26



Agora vamos calcular as correntes no circuito:

$$I_1 = \frac{2\text{ V}}{1\text{ k}} = 2\text{ mA} = I_2 \text{ (lembre que as duas entradas estão ligadas virtualmente).}$$

A corrente na carga vale:

$$I_L = \frac{10\text{ V}}{0,5\text{ k}} = 20\text{ mA}$$

Como na saída do AO existe um nó, aplicando a primeira lei de Kirchhoff, pode-se determinar a corrente na saída do AO (que está fornecendo corrente):

$$I_{AO} = I_2 + I_L = 1\text{ mA} + 20\text{ mA} = 21\text{ mA}$$

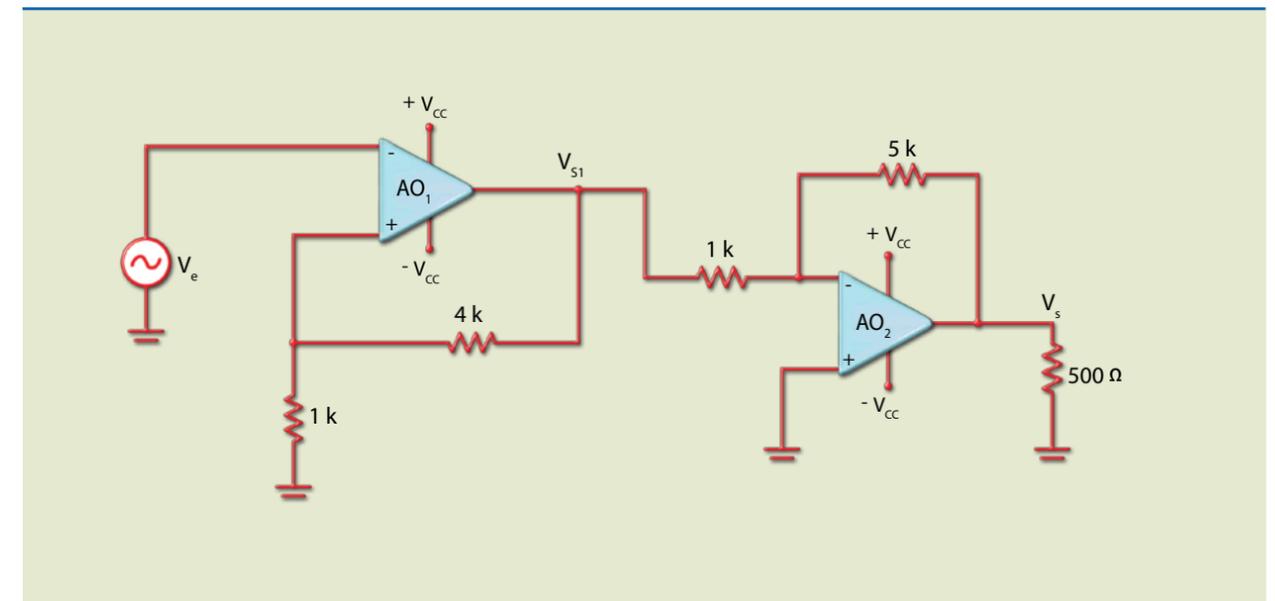
3. O que acontece com a corrente na saída do AO da questão anterior se for invertida a polaridade da tensão de entrada ( $V_e = 2\text{ V}$ )?

*Solução:*

Em um amplificador operacional, todas as correntes e a tensão invertem de sentido na saída. Portanto, a corrente na saída do amplificador operacional valerá 21 mA, entrando; se convencionarmos que saindo é positivo, entrando será negativo.

4. Considerando que a entrada é senoidal, qual a máxima amplitude que pode ter a tensão de entrada no circuito da figura 7.27 para que a saída não sature, distorcendo a senoide de saída?

Figura 7.27



*Solução:*

O circuito da figura 7.27 é constituído de dois amplificadores ligados em cascata: o primeiro estágio é um amplificador não inversor de ganho 5 e o segundo, um amplificador inversor de ganho  $-5$ . O ganho total é o produto dos ganhos individuais, isto é:

$$A_{VT} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{V_{S1}} \cdot \frac{V_{S1}}{V_e} = (-5) \cdot 5 = -25$$

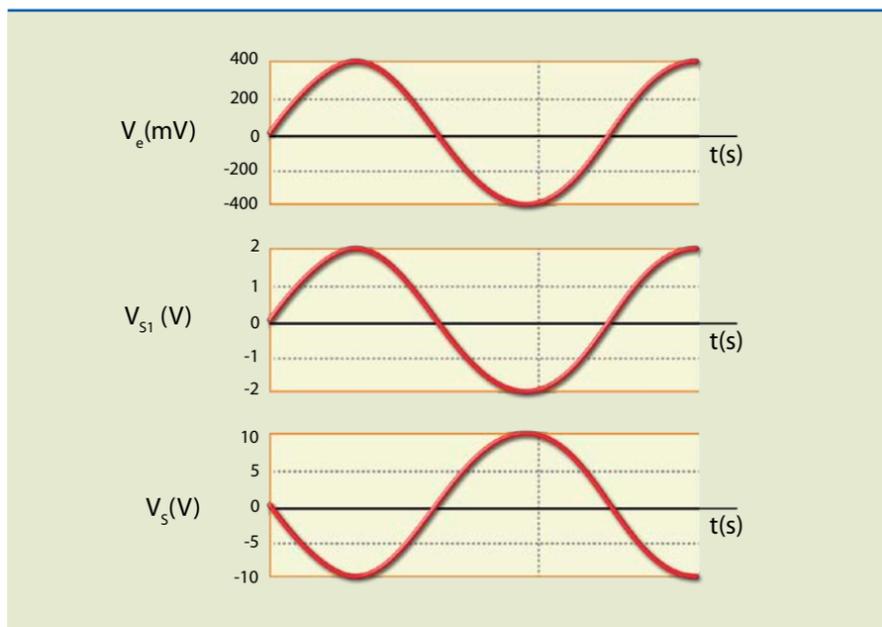
Quando a saída for a máxima possível, a entrada será a máxima permitida, isto é:

$$V_{e(\text{máx})} = \frac{V_{S(\text{máx})}}{|A_{VT}|} = \frac{10\text{ V}}{25} = 0,4\text{ V}$$

A figura 7.28 mostra as três formas de onda na condição-limite, ou seja,  $V_e = 0,4 \cdot \text{sen}\omega t$  (V).



Figura 7.28



Saída de potência

A máxima corrente na saída (entrando ou saindo) de um AO é da ordem de mA (por exemplo, para o LM741, é de 25 mA). Como vimos, caso seja necessário alimentar uma carga com uma corrente maior, é preciso colocar entre o AO e a carga um transistor de potência na configuração coletor (*buffer*).

No circuito da figura 7.29a, a corrente na saída do AO é de 202 mA (veja o exemplo 2 desta seção), valor que o circuito integrado não tem condições de fornecer (no caso do LM741, quando a corrente ultrapassar aproximadamente 25 mA, a saída vai a zero enquanto permanecer a condição de corrente elevada). A solução é colocar um transistor de potência entre a carga e o AO, conforme ilustrado na figura 7.29b.

Tomando o exemplo da figura 7.29b, vamos considerar que o transistor utilizado apresenta  $\beta = 100$  e calcular os valores de corrente do AO. Como a tensão no resistor de 1 k $\Omega$  vale 2 V (os dois terminais têm mesmo potencial), a corrente é de 2 mA. Esse valor é o mesmo no resistor de 4 k $\Omega$ , no qual, portanto, a tensão vale 8 V. A tensão na carga é a soma das duas tensões; logo, 2 + 8 = 10 V. Sabendo que a corrente na carga de 50  $\Omega$  é de 10 V, podemos determinar a corrente na carga:

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{50 \Omega} = 0,2 \text{ A} = 200 \text{ mA} = I_E = I_C$$

A corrente de base é igual à corrente na saída do AO, portanto:

$$I_{AO} = I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{200 \text{ mA}}{100} = 2 \text{ mA}, \text{ que é um valor compatível com o AO.}$$

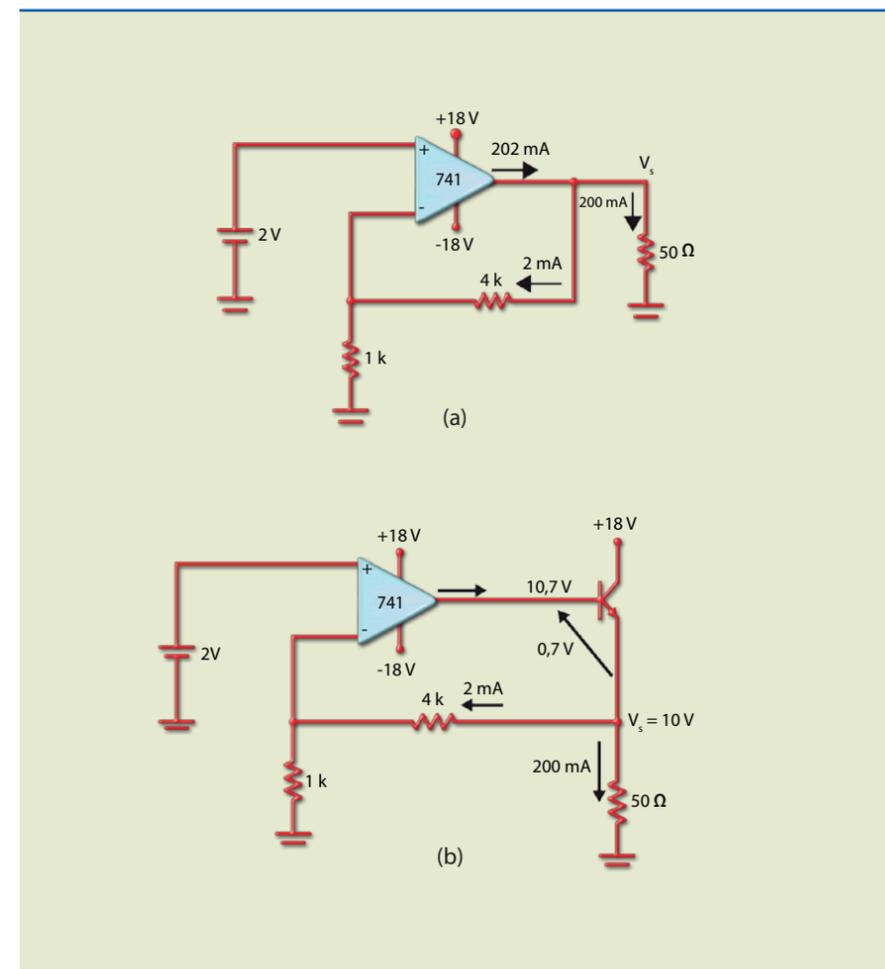


Figura 7.29

a) Corrente em excesso na saída do AO e b) saída com reforço de corrente.

O circuito da figura 7.30 permite que a entrada seja alternada. TR<sub>1</sub> conduz no semiciclo positivo do sinal de entrada e TR<sub>2</sub>, no semiciclo negativo.

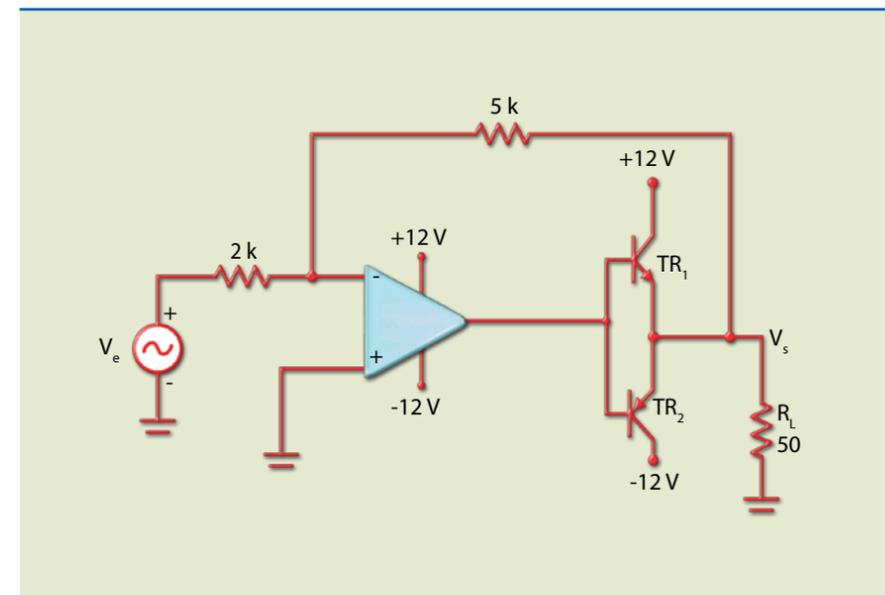


Figura 7.30

Amplificador inversor classe B.



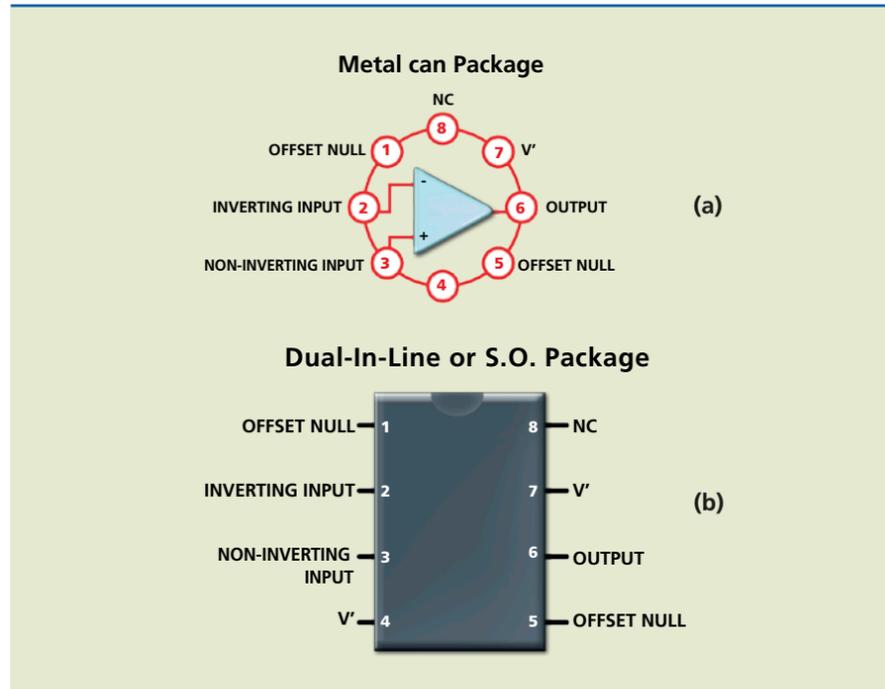
Tabela 7.2

Características elétricas da série LM741.

### 7.2.2 Características de um amplificador operacional real

Na prática, um AO apresenta limitações técnicas e físicas que devem ser observadas para que os circuitos funcionem adequadamente. Começaremos mostrando a pinagem e os tipos de encapsulamento mais usados. A figura 7.31 ilustra os dois tipos de encapsulamento mais conhecidos: o TO-99 e o DIP-8.

**Figura 7.31**  
Encapsulamentos  
(a) TO-99 e (b) DIP 8.



**Tabela 7.1**  
Limites máximos  
da série LM741.

Em um *datasheet*, obtêm-se os limites máximos e as características elétricas de um AO, como mostram as tabelas 7.1 e 7.2.

<b>Absolute Maximum Ratings</b> If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.			
	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22 V	±22 V	±18 V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30 V	±30 V	±30 V
Input Voltage (Note 4)	±15 V	±15 V	±15 V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to + 125°C	-55°C to + 125°C	-0°C to + 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C	-65°C to + 150°C	-65°C to + 150°C

<b>Electrical Characteristics (Note 5)</b>											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\ \Omega$		0.8	0.3		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\ \Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							mV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{ V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{ V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{ V}$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{ V}, V_O = \pm 15\text{ V}$ $V_S = \pm 15\text{ V}, V_O = \pm 10\text{ V}$	50				50	200		20	200	V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega,$ $V_S = \pm 20\text{ V}, V_O = \pm 15\text{ V}$ $V_S = \pm 15\text{ V}, V_O = \pm 10\text{ V}$ $V_S = \pm 5\text{ V}, V_O = \pm 2\text{ V}$	35 10				25			15		V/mV V/mV V/mV



Tabela 7.2

Características elétricas da série LM741.

Electrical Characteristics (Note 5)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{ V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$									V V
	$V_S = \pm 15\text{ V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{ V}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{ V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20\text{ V}$ to $V_S = \pm 5\text{ V}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		ms %
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ms

### Ganho de tensão e largura de faixa

Esses dois parâmetros estão interligados, como veremos a seguir. No caso ideal, o ganho de tensão e a largura de faixa são infinitos. Na prática, o ganho varia com a frequência e a temperatura. A figura 7.32 apresenta um exemplo de curva de resposta em frequência de um amplificador operacional de ganho em malha aberta 100 000.

Note que a escala de frequência utilizada no gráfico é logarítmica, possibilitando que sejam representados valores distantes, como 1 Hz e 1 MHz. O eixo vertical, em que está indicado o ganho, pode apresentar o valor em logaritmo ou em decibéis. Se o ganho é dado pela relação entre a tensão de saída e a de entrada ( $V_S/V_E$ ), a escala é logarítmica, com valores de 1 a 100 000. Na escala em decibéis, que é linear, os limites são 0 dB e 100 dB.

Qual o significado de tudo isso? Observe a escala de ganho e considere 10 e 100 e a marca entre eles. Qual o valor correspondente a essa marca? Lembre que a escala é não linear. Para encontrarmos o valor que corresponde à marca entre 10 e 100, devemos determinar o valor em dB. Como a escala em decibéis é linear, podemos fazer uma interpolação linear, isto é, 100 corresponde a 40 dB; logo, 10 corresponde a 20 dB e a marca entre 20 e 40 dB, a 30 dB. O valor da relação entre  $V_S$  e  $V_E$  pode, então, ser determinado:

$$30\text{ dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_S}{V_E}\right) \Rightarrow \log\left(\frac{V_S}{V_E}\right) = 1,5$$

É fácil determinar a marca entre 10 e 100 em uma calculadora científica. Faça a seguinte operação: digite 1,5 e clique em  $10^x$ ; o valor resultante será 31,6. Portanto, a marca entre 10 e 100 vale 31,6.

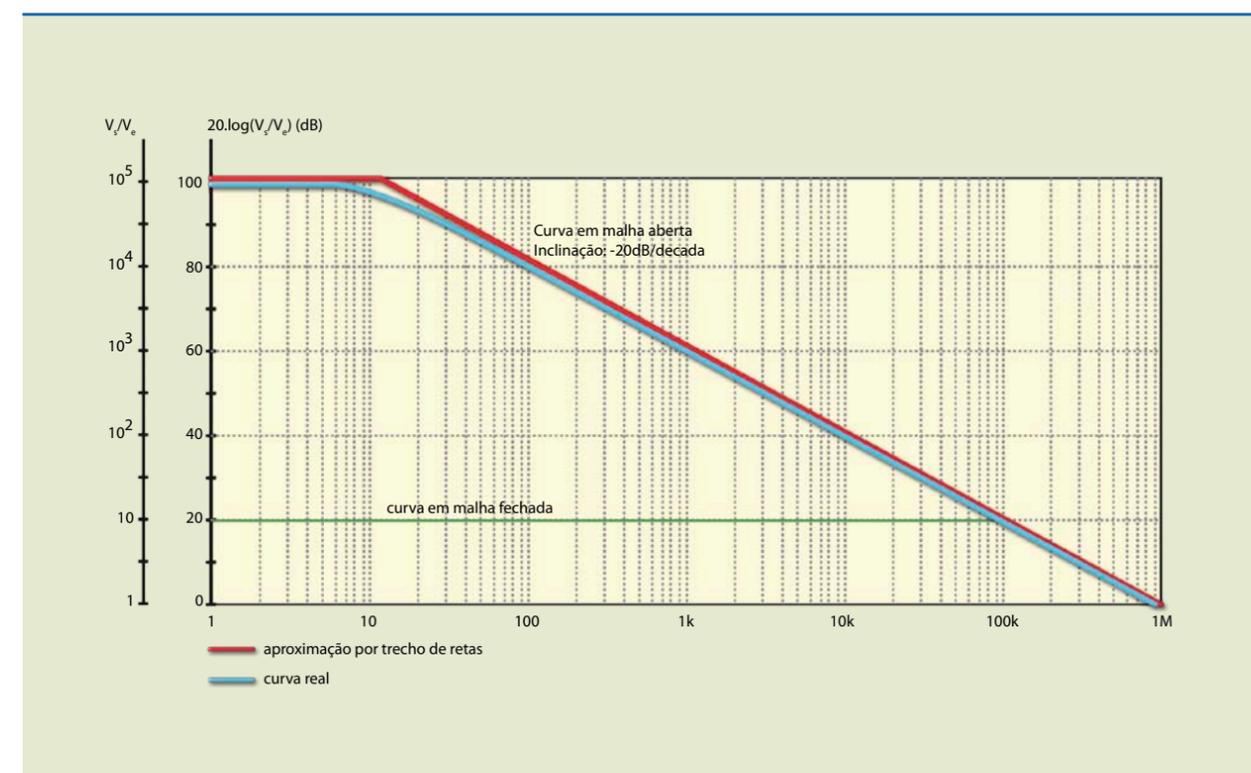


Figura 7.32

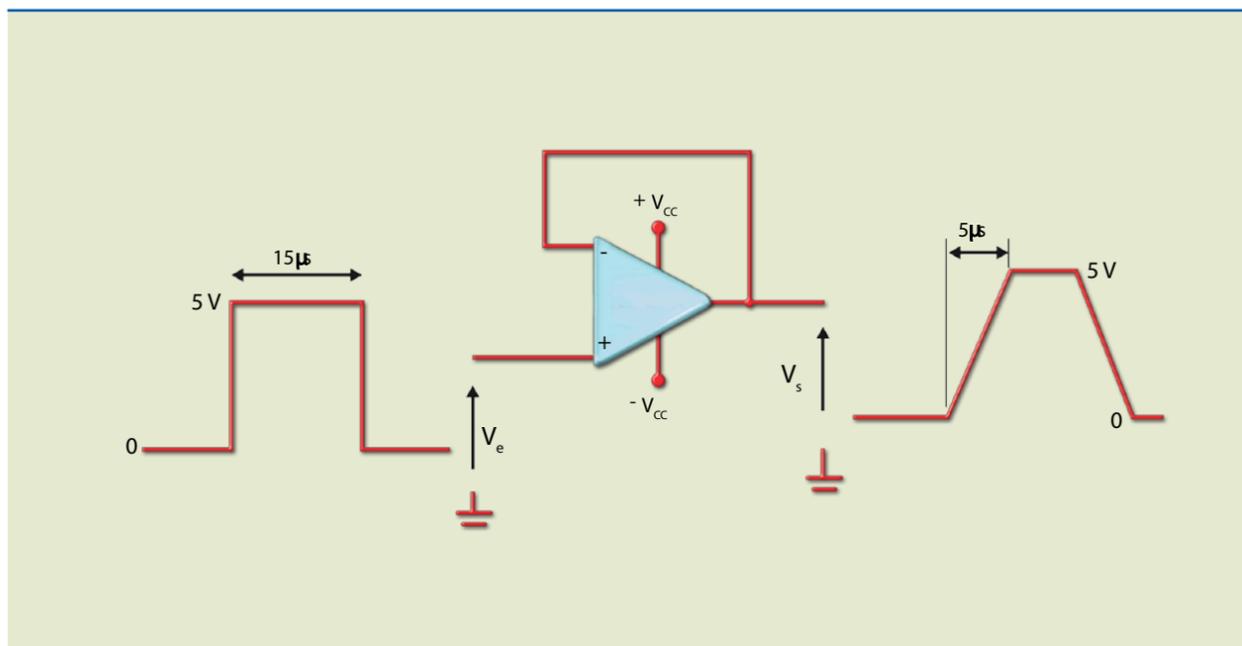
Curva de resposta em frequência em malha aberta e em malha fechada.

Um parâmetro que aparece como frequência de ganho unitário ( $f_u$ ) ou *bandwidth*.

### Slew rate

*Slew rate* (SR) é a taxa de variação da tensão de saída de acordo com o tempo em resposta a um degrau de tensão na entrada. Para entender essa definição, observe a figura 7.33, em que um pulso é aplicado na entrada de um seguidor de tensão.





**Figura 7.33**

Resposta de um seguidor de tensão a um pulso de entrada.

A taxa de variação ou *slew rate* da tensão na saída do AO é determinada pela relação:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{5 \text{ V}}{5 \mu\text{s}} = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Isso significa que a tensão de saída não pode ser mais rápida que 1 V/µs. Caso contrário, a saída não responderá, resultando em um sinal com distorção.

A distorção decorrente do *slew rate* será tanto maior quanto maior for a frequência e/ou a amplitude do sinal. Para que um sinal de saída senoidal não seja distorcido, é necessário que o AO tenha *slew rate* maior que  $2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{\text{máx}}$ , em que  $f$  é a frequência do sinal e  $V_{\text{máx}}$  seu valor de pico.

**Exemplo**

Suponha um amplificador que amplifica um sinal de até 20 kHz. Determine a amplitude máxima do sinal de entrada para que o sinal de saída não tenha distorção. Considere um AO com  $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

*Solução:*

Para não haver distorção,  $SR > 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot V_{\text{máx}}$

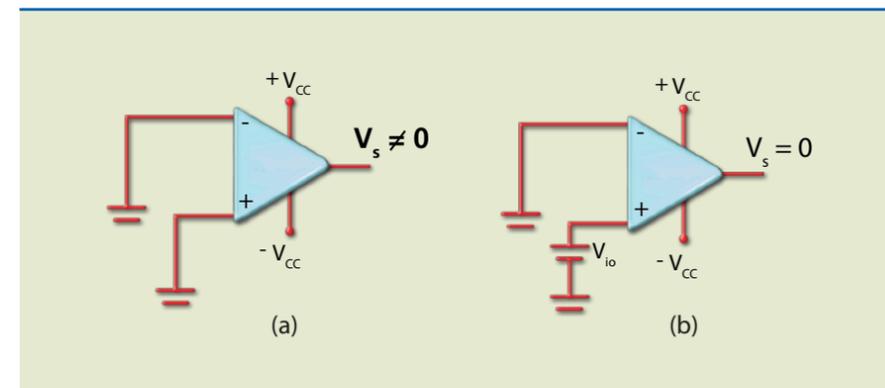
$$\text{ou } V_{\text{máx}} < \frac{0,5 \cdot 10^5}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3} = 4 \text{ V} .$$

**7.2.3 Erros de offset**

Em razão dos descasamentos no primeiro estágio diferencial, quando as entradas são nulas, surge na saída uma tensão CC (positiva ou negativa). Em alguns circuitos, como amplificadores de áudio, basta colocar um capacitor de acoplamento que esse problema é eliminado. No entanto, quando se deseja amplificar pequenas tensões contínuas, como as obtidas em alguns sensores, é importante efetuar o ajuste de *offset*. As principais causas dos erros de *offset* são apresentadas a seguir.

**Tensão de offset de entrada**

A tensão de *offset* de entrada ( $V_{io}$ ) é gerada no primeiro estágio do AO (figura 7.34). Ela pode ser calculada por  $V_{io} = V_{BE2} - V_{BE1}$ , em que  $V_{BE2}$  e  $V_{BE1}$  são os valores de tensão base-emissor dos transistores do primeiro par diferencial. No *datasheet* apresentado no quadro 7.2, podemos encontrar o valor de tensão *offset* de 2 mV.



**Figura 7.34**

a) Tensão de *offset* de saída decorrente da tensão de *offset* de entrada e b) anulação da tensão de *offset* de saída.

**Corrente de polarização de entrada**

A corrente de polarização de entrada ( $I_p$ ) é definida como o valor médio das duas correntes de entrada, ou seja:

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

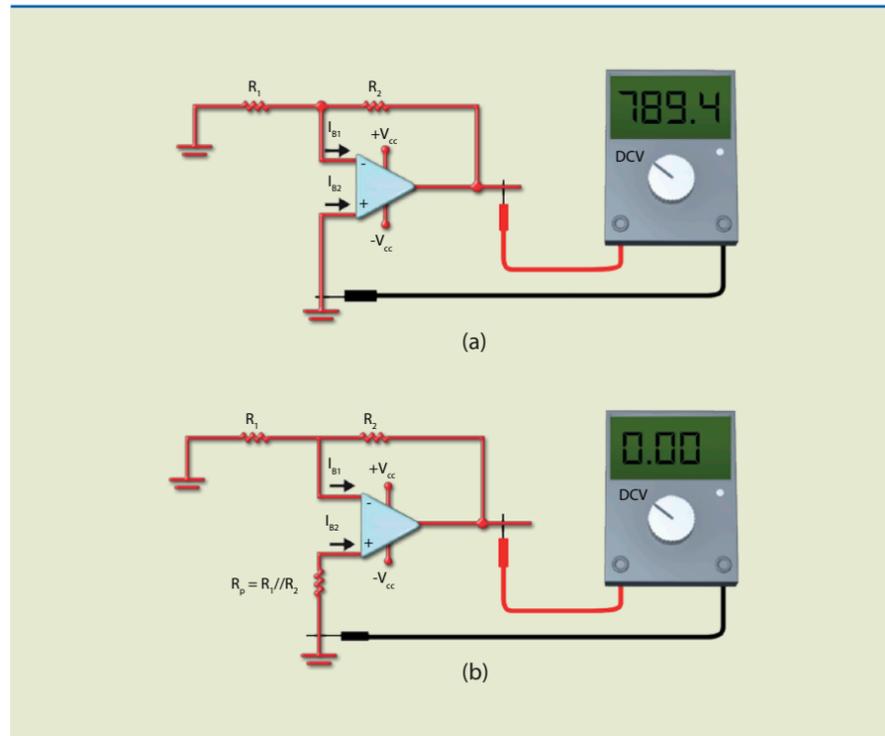
Ela pode ampliar a tensão aplicada na entrada inversora, pois, ao passar pela resistência equivalente que existe nessa entrada, desenvolve uma tensão em relação à entrada aterrada, ampliando a diferença de tensão. Para eliminar ou minimizar tal problema, é colocada na outra entrada uma resistência de valor igual ao da resistência equivalente, cujo valor é igual a  $R = R_1 // R_2$  (figura 7.35).

Na prática, a colocação da resistência na entrada não inversora não elimina totalmente a tensão de *offset* na saída; a correção deve ser efetuada por meio de circuitos adequados.



**Figura 7.35**

- a) Erro de *offset* causado pela corrente de polarização de entrada em mV e
- b) correção do erro.



**Corrente de offset de entrada**

Define-se a corrente de *offset* de entrada ( $I_{io}$ ) como a diferença entre as duas correntes de entrada do AO. Segundo o *datasheet* da tabela 7.2, tipicamente o valor é de 20 nA. A equação que determina esse valor é:  $I_{io} = I_{B2} - I_{B1}$ .

**Correção da tensão de offset de saída**

Como as correntes de polarização nas entradas não são iguais, a correção do erro de *offset* na saída é feita aplicando uma pequena tensão CC em uma das entradas. A figura 7.36 mostra três maneiras de fazer o ajuste; a da figura 7.36c só pode ser realizada se o AO tiver terminais para ajuste de *offset*.

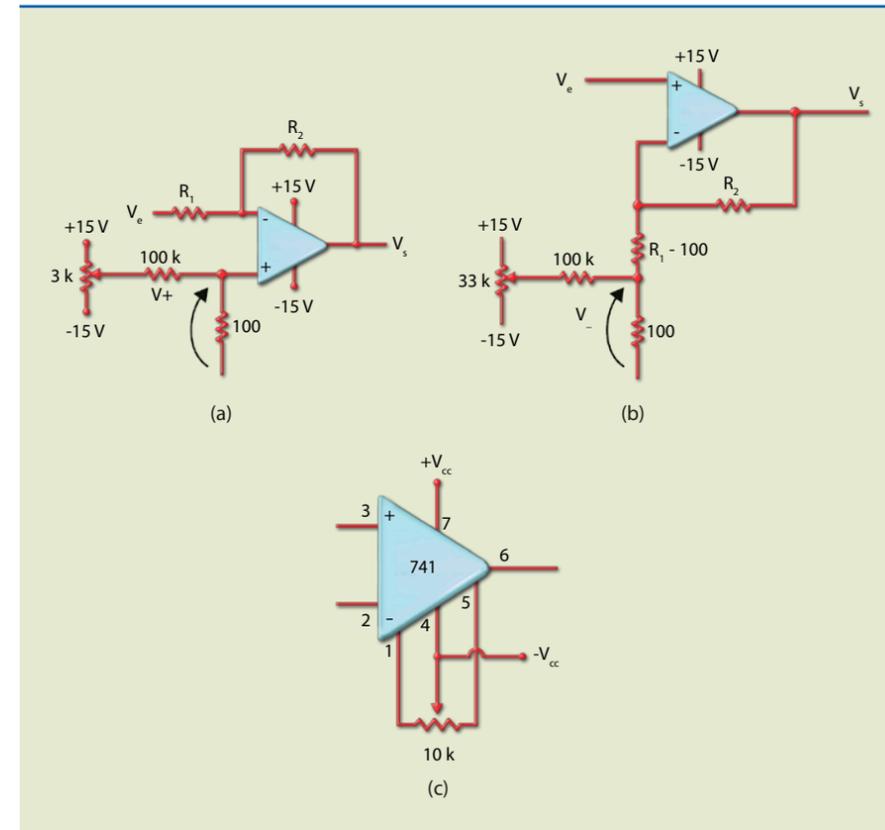
O circuito da figura 7.36a é usado quando o sinal é aplicado na entrada inversora. A tensão CC ( $V_+$ ) utilizada para efetuar o ajuste de *offset* na saída é obtida do divisor de tensão constituído pelos resistores de 100 k $\Omega$  e 100  $\Omega$  e pelo potenciômetro de 33 k $\Omega$ . A tensão CC pode variar entre +15 mV e -15 mV e é aplicada na entrada não inversora.

O circuito da figura 7.36b é usado quando se aplica o sinal na entrada não inversora. Portanto, a tensão CC de correção é aplicada na entrada inversora, podendo variar entre +15 mV e -15 mV.

Se as duas entradas forem utilizadas para aplicar o sinal, é necessário que o AO tenha terminais adequados para fazer o ajuste de *offset*. Para o modelo LM741, o ajuste é realizado com um milivoltímetro conectado na saída até obter  $V_e = 0$ , o que é feito por meio do potenciômetro.

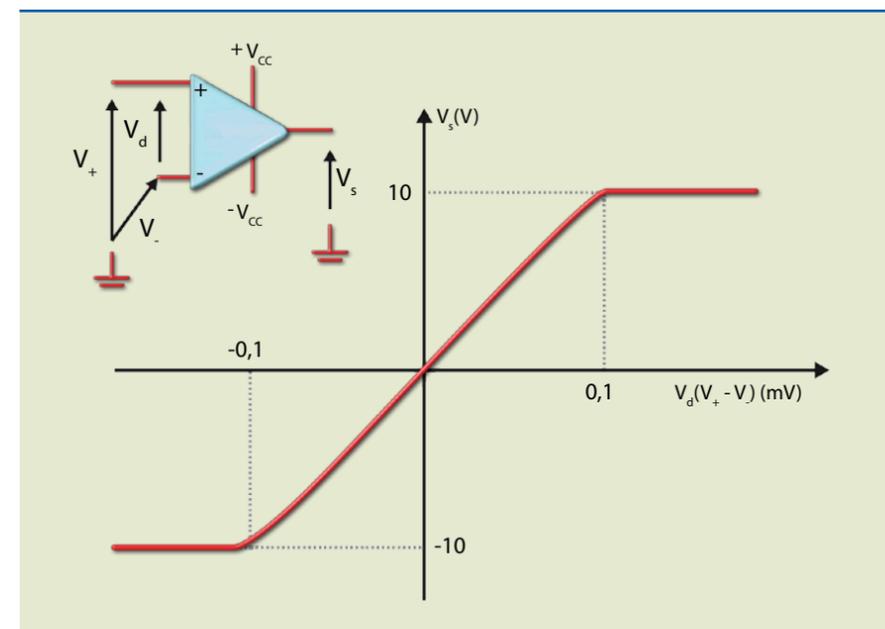
**Figura 7.36**

Circuitos de ajuste da tensão de *offset* de saída.



**Curva característica de transferência**

A curva de transferência em malha aberta é o gráfico que relaciona a tensão de saída ( $V_s$ ) com a tensão diferencial de entrada ( $V_d = V_+ - V_-$ ). A figura 7.37 ilustra o gráfico de um AO com ganho em malha aberta de 100 000.



**Figura 7.37**

Curva característica de transferência.



**Razão de rejeição em modo comum (RRMC)**

Esse parâmetro informa a medida da rejeição do sinal em modo comum, isto é, quando as entradas apresentam valores idênticos.

$$RRMC = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_C}; A_d = \frac{V_S}{V_2 - V_1} \text{ e } A_C = \frac{V_S}{V_C}$$

Quanto maior o valor da RRMC, melhor o ganho do AO. O valor ideal para esse parâmetro tende a ser infinito.

**7.2.4 Aplicações lineares**

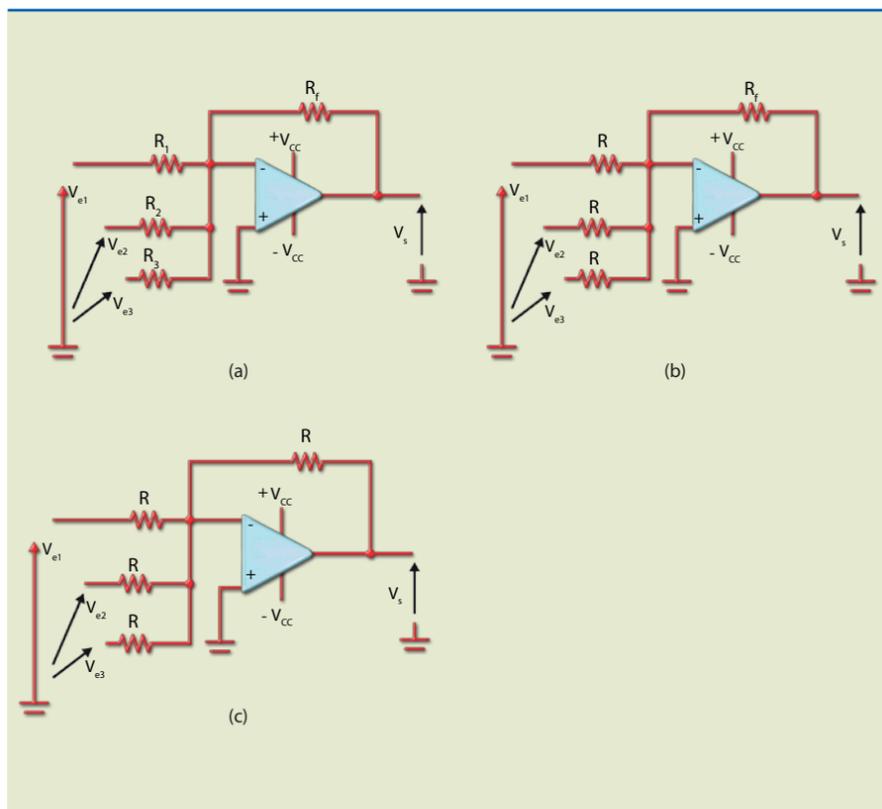
Os circuitos aqui apresentados são baseados nos estudados na seção “Amplificadores básicos”.

**Amplificador somador inversor**

Esse circuito é utilizado para somar algebricamente as tensões. Entre suas aplicações estão a conversão de analógico para digital e vice-versa, a construção de misturadores de sinais (*mixers*) e sistemas de controle PID (proporcional, integral e derivativo). Derivado do amplificador inversor, ele tem mais de uma entrada. O número de entradas é limitado à máxima corrente de saída. A figura 7.38 mostra um amplificador inversor com três entradas.

**Figura 7.38**

Amplificador somador inversor:  
 a) todas as resistências diferentes,  
 b) resistências de entrada iguais e  
 c) todas as resistências iguais.



Observe que a tensão de saída do circuito da figura 7.38a está relacionada com as tensões de entrada pela expressão:

$$V_S = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot V_{e1} + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_{e2} + \frac{R_f}{R_3} \cdot V_{e3}\right)$$

Porém, se as resistências de entrada forem todas iguais, como ilustrado na figura 7.38b, a expressão passa a ser:

$$V_S = -\frac{R_f}{R} (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

Note que, nesse caso, a tensão de saída passa a ser proporcional à soma das tensões de entrada.

Agora, se todas as resistências forem iguais, como apresentado na figura 7.38c, a expressão da saída é:

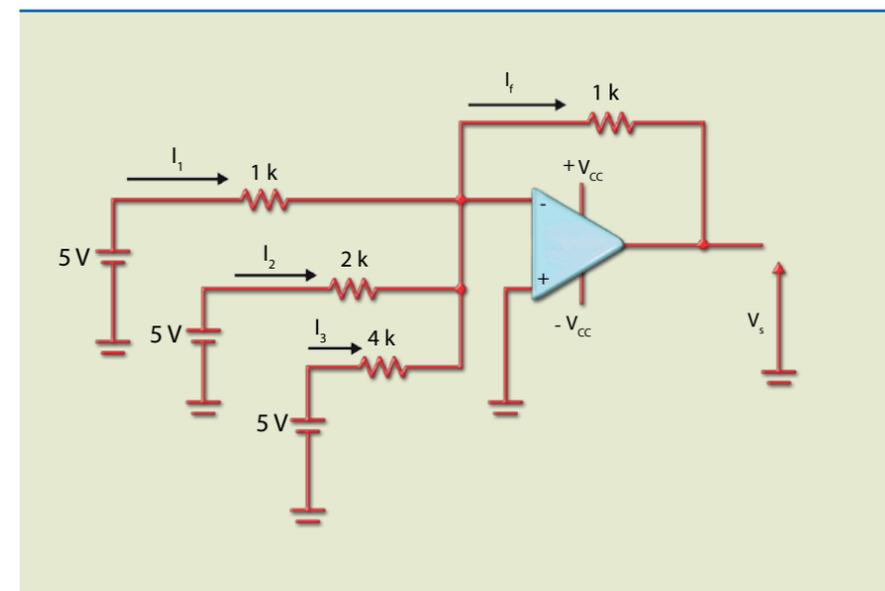
$$V_S = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

Nesse caso, a saída será igual à soma das tensões de entrada, ou seja, invertida.

O nome operacional vem de certas aplicações como essa, que efetua aplicações matemáticas.

**Exemplos**

1. Determine a tensão de saída ( $V_S$ ) do circuito da figura 7.39.



**Figura 7.39**



*Solução:*

Consideremos primeiramente a solução direta que usa a expressão:

$$V_s = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot V_{e1} + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_{e2} + \frac{R_f}{R_3} \cdot V_{e3}\right)$$

em que  $R_f = 1\text{ k}$ ,  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 4\text{ k}\Omega$  e  $V_{e1} = V_{e2} = V_{e3} = 5\text{ V}$ .

Então:

$$V_s = -\left(\frac{1\text{ k}}{1\text{ k}} \cdot 5 + \frac{1\text{ k}}{2\text{ k}} \cdot 5 + \frac{1\text{ k}}{4\text{ k}} \cdot 5\right) = -8,75\text{ V}$$

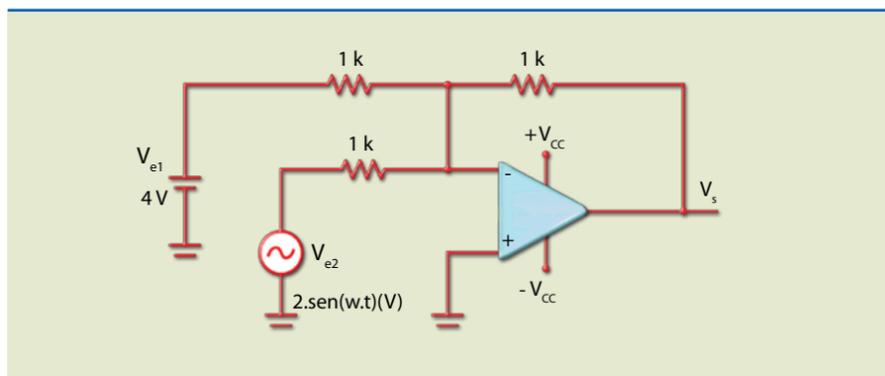
Por análise de circuito:

$$I_1 = \frac{5\text{ V}}{1\text{ k}} = 5\text{ mA}, I_2 = \frac{5\text{ V}}{2\text{ k}} = 2,5\text{ mA} \text{ e } I_3 = \frac{5\text{ V}}{4\text{ k}} = 1,25\text{ mA}$$

A corrente no resistor de realimentação é  $I_f = 5 + 2,5 + 1,25 = 8,75\text{ mA}$  e, portanto, a tensão em  $R_f$  vale  $V_{Rf} = 1\text{ k}\Omega \cdot 8,75\text{ mA} = 8,75\text{ V}$ ; a tensão de saída está relacionada com a tensão em  $R_f$  por  $V_s = -V_{Rf}$ ,  $V_s = -8,75\text{ V}$ .

2. Desenhe as formas de onda nas entradas ( $V_{e1}$ ,  $V_{e2}$ ) e na saída ( $V_s$ ) do circuito da figura 7.40.

Figura 7.40



*Solução:*

Observe que uma das entradas é alternada (senoidal) e a outra é contínua, porém isso não atrapalha o funcionamento, pois o circuito soma instantaneamente uma entrada com a outra e depois inverte o resultado (todas as resistências são iguais). A representação matemática pode ser expressa por:

$$V_s = V_{e1} + V_{e2} = 4 + 2 \cdot \text{sen}\omega t$$

Com os valores obtidos da tensão de acordo com o tempo, é possível representar graficamente essa função. Outra maneira de representar seria somando ponto a ponto, o que, na prática, é impossível, pois existem infinitos pontos (basta considerar alguns deles).

Os gráficos das entradas estão representados na figura 7.41.

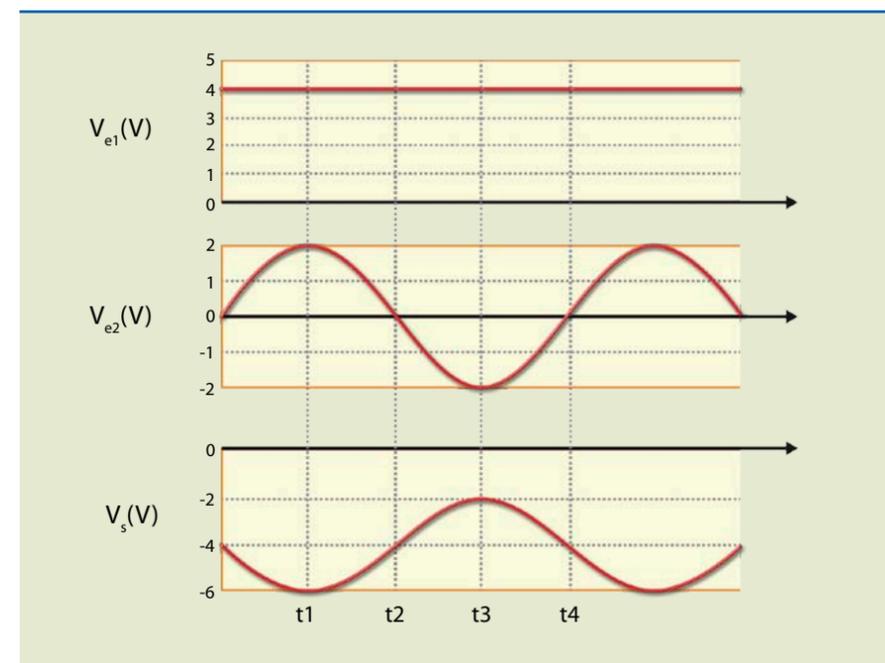


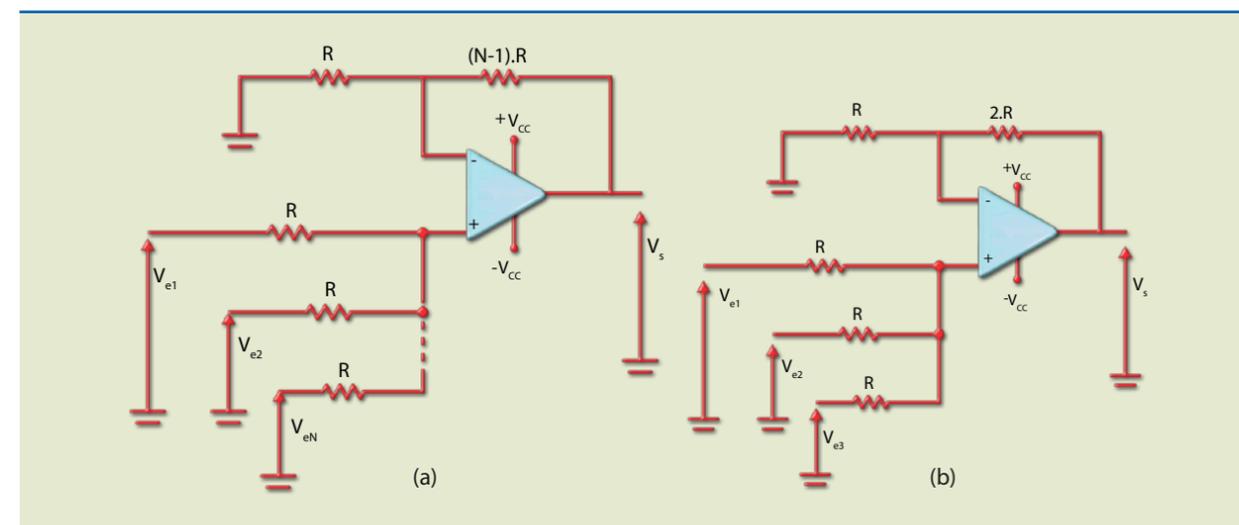
Figura 7.41

### Amplificador somador não inversor

Uma alternativa ao circuito inversor é o da figura 7.42, que é derivado do amplificador não inversor. Para simplificar a análise desse circuito, vamos considerar somente o caso em que as resistências de entrada são iguais e a de realimentação é regulável, possibilitando um valor de saída igual à soma das entradas.

Figura 7.42

Amplificador somador não inversor:  
a) circuito genérico e  
b) circuito para três entradas ( $N = 3$ ).



Para o circuito da figura 7.42, a tensão de saída em relação às entradas é dada por:

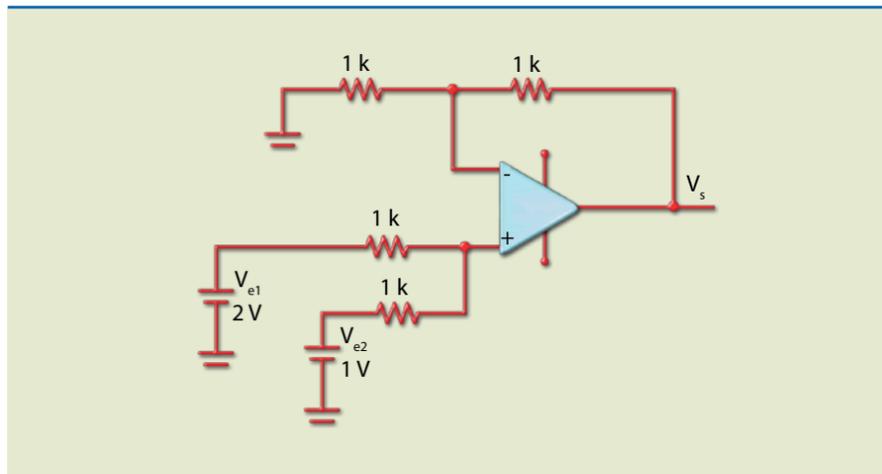
$$V_S = V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}$$

Nesse caso, a resistência de realimentação vale 2R e todas as outras, R.

**Exemplo**

Determine a tensão na saída do circuito da figura 7.43.

**Figura 7.43**



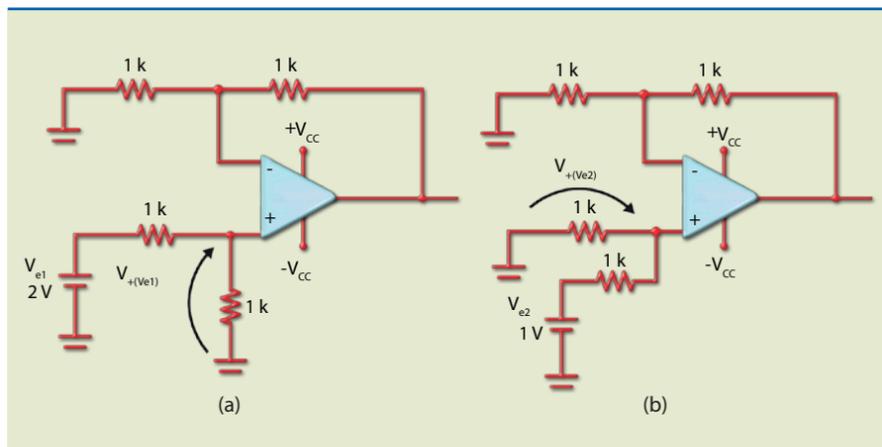
*Solução:*

Podemos usar a expressão da saída em relação às entradas, isto é:

$$V_S = V_{e1} + V_{e2} = 2 + 1 = 3 \text{ V}$$

Outra maneira de resolver é por análise de circuito. Para isso, vamos aplicar o Teorema da Superposição. Primeiro, determinamos a tensão na entrada não inversora aplicada por  $V_{e1}$  (figura 7.44a). Com isso, o circuito resultante passa a ser o ilustrado na figura 7.44b.

**Figura 7.44**



O valor da tensão na entrada não inversora decorrente apenas de  $V_{e1}$  vale:

$$V_{+Ve1} = \frac{1k}{1k + 1k} \cdot 2 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

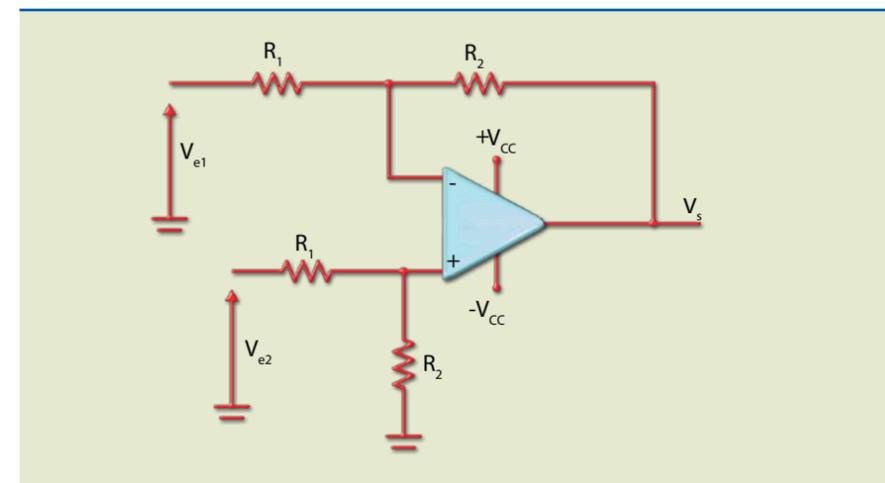
O valor da tensão na entrada não inversora decorrente apenas de  $V_{e2}$  vale:

$$V_{+Ve2} = \frac{1k}{1k + 1k} \cdot 1 \text{ V} = 0,5 \text{ V}$$

Portanto, a tensão na entrada não inversora é de 1,5 V e, como o ganho do amplificador não inversor vale 2, a tensão de saída é de 3 V, mesmo valor obtido usando a expressão.

**Amplificador diferencial**

É uma combinação dos circuitos inversor e não inversor, muito usado em instrumentos de medida de grandezas físicas (temperatura, pressão, deslocamento etc.). A figura 7.45 ilustra um circuito básico.



**Figura 7.45**  
Amplificador diferencial.

A expressão da tensão de saída em relação às entradas é:

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

em que  $\frac{R_2}{R_1}$  é o ganho diferencial de tensão ( $A_d$ ).

No entanto, se  $R_2 = R_1$ , a expressão passa a ser:

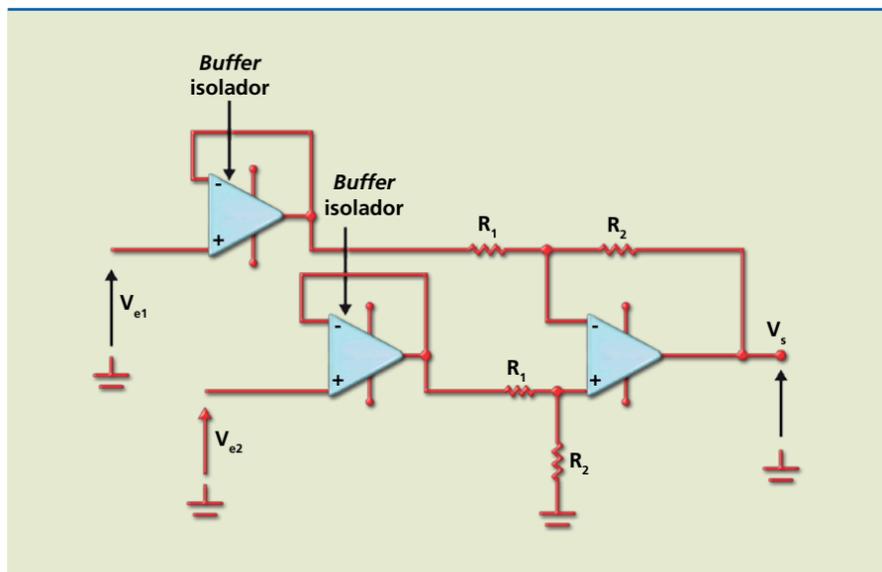
$$V_S = V_{e2} - V_{e1}$$

ou seja, o circuito realiza a diferença entre as duas tensões de entrada.



Em qualquer um dos casos, se  $V_{e1} = V_{e2}$  (modo comum), a tensão na saída valerá zero ( $V_s = 0$ ). Na prática, existirá uma pequena tensão na saída em decorrência dos erros de *offset* e do descasamento entre os dois resistores  $R_2$  (que deveriam ser iguais) e os dois resistores  $R_1$ . Uma forma de minimizar os erros de *offset* é utilizar resistores com tolerância perto de 1%. Outro problema consiste na baixa resistência de entrada determinada por  $R_1$  e  $R_2$ . Se, por exemplo, uma fonte de sinais ( $V_{e1}$  e  $V_{e2}$ ) apresenta determinado valor de resistência interna, ao ser conectada em um circuito, esse valor passa a ser somado às resistências que estão em série com a fonte. Uma possível solução é colocar em cada entrada um circuito *buffer*, que, por causa de sua altíssima resistência de entrada, isola a fonte de sinal do amplificador (figura 7.46).

**Figura 7.46**  
Amplificador diferencial com circuito *offset* em cada entrada.

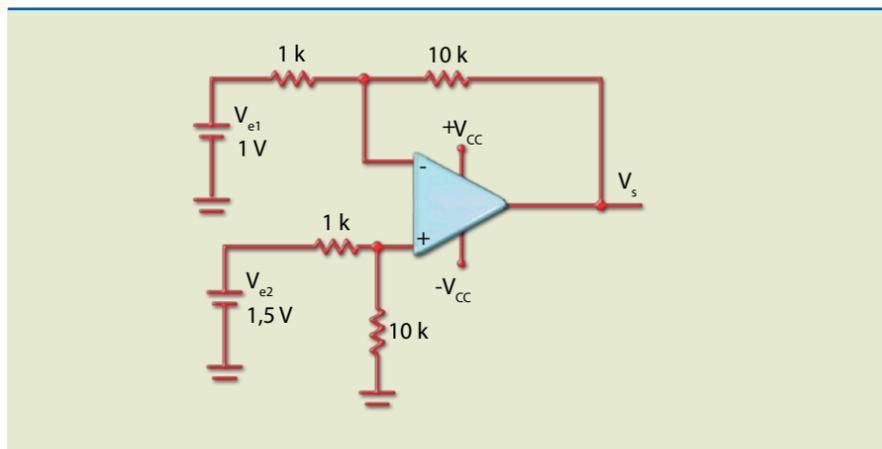


**Exemplos**

1. Determine a tensão de saída em cada um dos circuitos das figuras a seguir.

a)

**Figura 7.47**



*Solução:*

O ganho diferencial vale:

$$A_d = \frac{10\text{ k}}{1\text{ k}} = 10$$

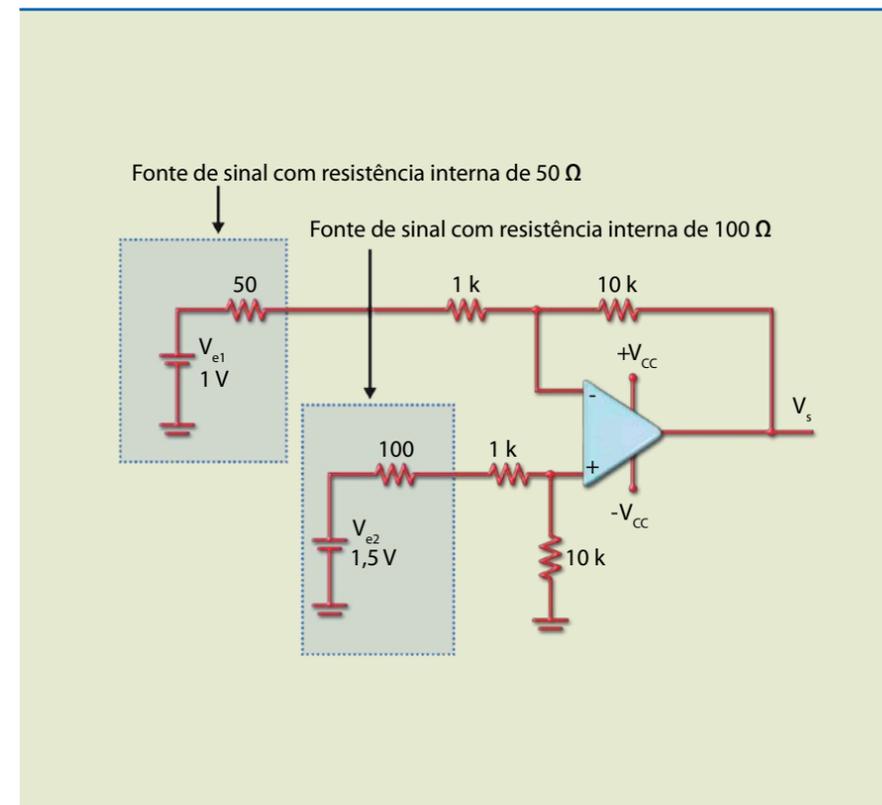
e o sinal diferença:

$$V_d = 1,5 - 1 = 0,5\text{ V}$$

Portanto, a tensão de saída pode ser calculada por:

$$V_s = 10 \cdot 0,5\text{ V} = 5\text{ V}$$

b)



**Figura 7.48**

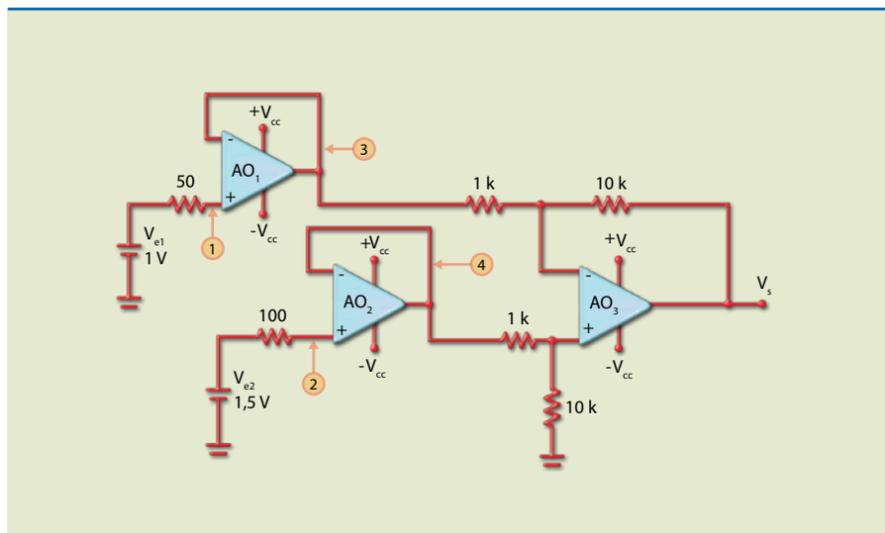
*Solução:*

O amplificador diferencial é o mesmo do exercício anterior, porém nessa configuração as fontes de sinais possuem resistência interna que deve ser somada às resistências em série de 1 kΩ, modificando o ganho. Por análise de circuito, obtemos a tensão de saída: 4,7 V.



c)

Figura 7.49



Solução:

Nessa configuração, entre cada fonte de sinal e entrada do amplificador diferencial foi inserido um *buffer*, porém, por causa da altíssima resistência de entrada, as tensões de entrada nos pontos indicados passam a valer: ponto 1: 1 V; ponto 2: 1,5 V; ponto 3: 1 V; ponto 4: 1,5 V.

Portanto, independentemente das resistências internas das fontes, o valor da tensão sempre aparece nas entradas do diferencial (pontos 3 e 4). Assim, o valor na saída é:

$$V_s = \frac{10\text{ k}}{1\text{ k}} \cdot (1,5 - 1) = 5\text{ V}$$

### Amplificador de instrumentação

É um amplificador diferencial utilizado em circuitos de instrumentos de medidas de grandezas físicas (temperatura, massa, deslocamento, força etc.) e também em instrumentação médica (por exemplo, aparelhos de pressão arterial e ECG).

O circuito da figura 7.45 (visto anteriormente) pode ser considerado um amplificador de instrumentação por causa de sua altíssima resistência de entrada, porém, quando há necessidade de mudar seu ganho, as duas resistências devem ser alteradas ao mesmo tempo, o que torna sua operação um tanto complicada.

O circuito da figura 7.50 é mais prático, pois nesse caso utiliza-se um único resistor para mudar o ganho ( $R_G$ ). Além disso, seus componentes estão integrados

em um mesmo encapsulamento, exceto o resistor  $R_G$ , que é posicionado externamente, permitindo o ajuste do ganho.

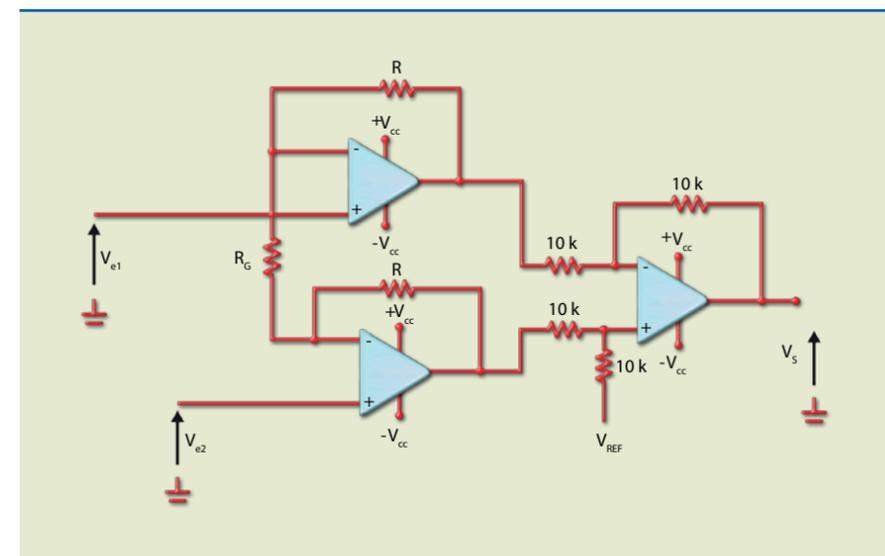


Figura 7.50

Amplificador de instrumentação.

Para o circuito da figura 7.50, considere  $V_{REF} = 0$ . Nessa condição, a tensão de saída em relação às entradas é dada por:

$$V_s = \left(1 + \frac{2 \cdot R}{R_G}\right) \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

em que  $1 + \frac{2 \cdot R}{R_G}$  é o ganho diferencial ( $A_d$ ).

Se  $V_{REF}$  for diferente de zero, esse valor será adicionado a  $V_s$ .

Um exemplo de amplificador de instrumentação é o AD620, da Analog Devices. Esse modelo permite variar o ganho com um resistor externo. A figura 7.51 mostra o encapsulamento.

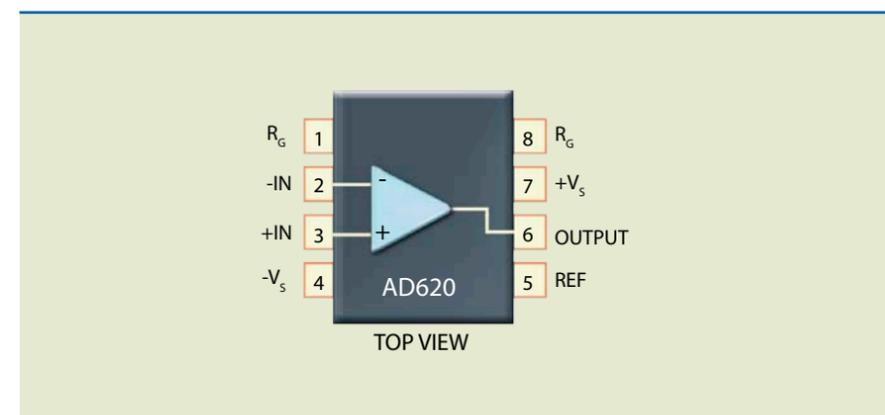


Figura 7.51

Amplificador de instrumentação AD620, da Analog Devices.



-IN (2) e +IN (3): terminais de entrada em que se aplicam os sinais externos.

-V<sub>S</sub> (4) e +V<sub>S</sub> (7): terminais de alimentação simétrica.

REF (5): terminal de entrada em que se aplica uma tensão para adicionar a V<sub>S</sub>; se esse terminal estiver aterrado (caso mais comum), a saída será dada pela expressão:

$$V_S = \left(1 + \frac{49,4 \text{ k}}{R_G}\right) \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

OUTPUT (6): terminal de saída.

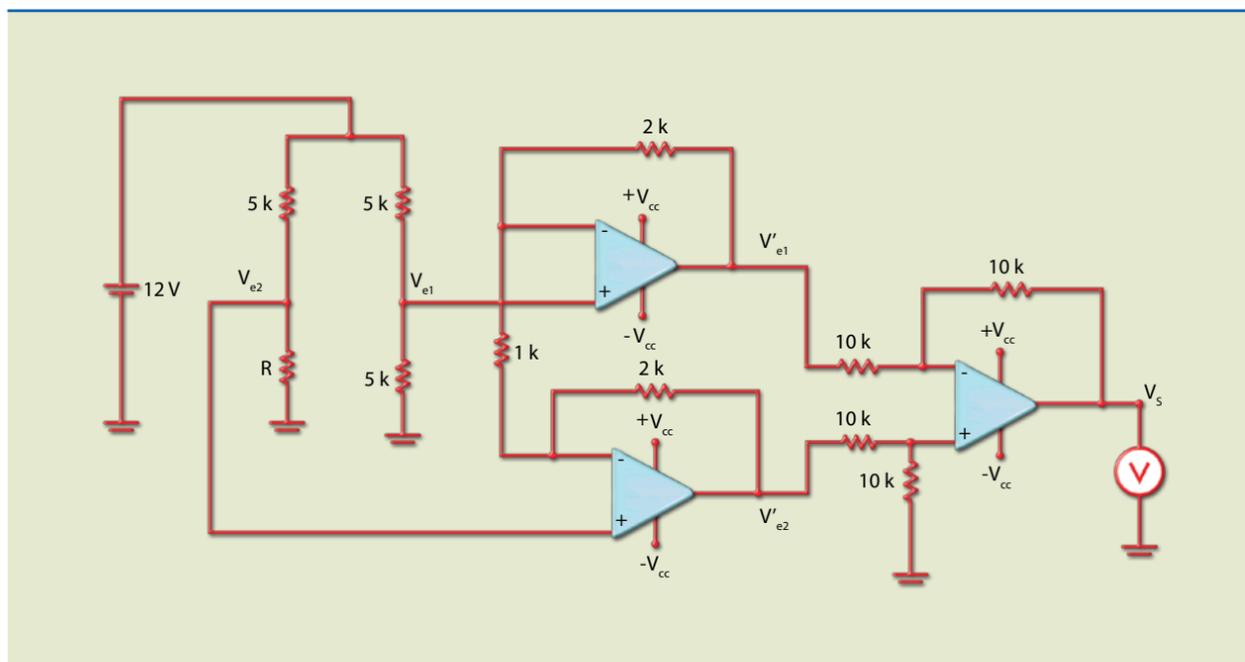
R<sub>G</sub> (1 e 8): entre esses terminais, deve ser colocado o resistor R<sub>G</sub>, que permitirá determinar o ganho, calculador por:

$$G = 1 + \frac{49,4 \text{ k}}{R_G} \text{ ou } R_G = \frac{49,4 \text{ k}}{G - 1}$$

**Exemplos**

1. Considere no circuito da figura 7.52 um voltímetro analógico (V) de 10 V de fim de escala e uma resistência (R) que varia com a temperatura conforme a equação  $R = 5\,000 + 100 \cdot T$ , em que T é a temperatura em graus Celsius e R a resistência em ohms. Com base nessas informações, construa uma escala de temperatura que varie de 0 °C até o valor máximo que pode ser medido, com intervalos de 10 °C.

Figura 7.52



Solução:

No circuito,  $V_{e1} = 6 \text{ V}$  e  $V_{e2} = \frac{R}{R + 5 \text{ k}} \cdot 12$ .

O ganho do circuito vale:

$$G = 1 + \frac{2 \cdot 2 \text{ k}}{1 \text{ k}} = 4$$

Como o ganho do estágio de saída é 1, a tensão de saída pode ser calculada por:

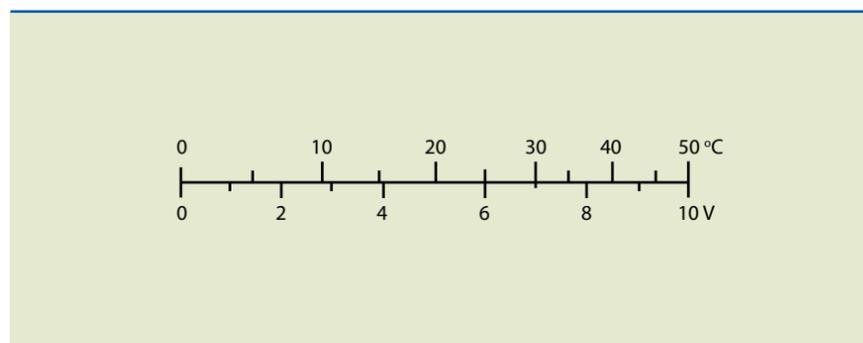
$$V_S = 4 \cdot (V_{e2} - V_{e1}) = 4 \cdot \left(\frac{R}{R + 5} \cdot 12 - 6\right)$$

A tabela 7.3 mostra a resistência de acordo com a temperatura, a tensão em R e a tensão de saída.

Tabela 7.3

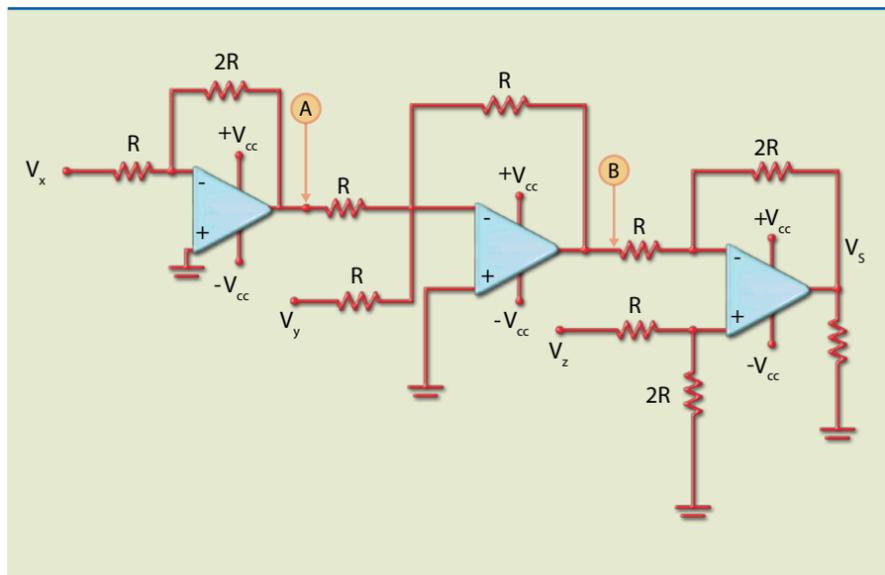
T (°C)	R (Ω)	V <sub>e2</sub> (V)	V <sub>S</sub> (V)
0	5000	6,0	0
10	6000	6,5	2,7
20	7000	7,0	5
30	8000	7,4	6,9
40	9000	7,7	8,5
50	10000	8,0	10

Com base nos dados da tabela, é possível elaborar uma escala que relaciona tensão com temperatura, assim como inferir outros valores intermediários de temperatura (5, 15, 25, 35 e 45 °C).



2. Qual a expressão da tensão na saída do circuito da figura 7.53 em relação às entradas  $V_S = f(V_1, V_2, V_3)$ ?

Figura 7.53



Solução:

Para encontrarmos essa expressão, devemos iniciar a análise pela entrada que estiver mais afastada da saída e ir avançando para as saídas que estiverem mais próximas. Por exemplo, iniciamos com a entrada  $V_x$  e a saída no ponto A. O ganho entre o ponto A e  $V_x$  é  $-2$ , logo:  $V_A = -2 \cdot V_x$ , que é uma das entradas do circuito somador; a outra é  $V_y$ . A saída desse somador inversor é dada por:

$$V_B = -[V_y + (-2 \cdot V_x)] = -V_y - 2 \cdot V_x$$

A tensão de saída  $V_S$  está relacionada com as entradas por:

$$V_S = 4 \cdot (V_z - V_B) = 4 \cdot [V_z - (-V_y - 2 \cdot V_x)] = 4 \cdot V_z + 4 \cdot V_y + 8 \cdot V_x$$

### Amplificadores com fonte única

O amplificador operacional pode operar com uma única fonte, em geral a positiva. No entanto, existem aplicações em que o AO não tem a entrada para a fonte negativa. A seguir, veremos como deve ser usado o AO polarizado com fonte simples em aplicações como amplificador inversor e não inversor. Tais aplicações são similares ao uso do transistor em classe A, implicando que a saída seja polarizada com metade de  $V_{CC}$ , o que otimiza a máxima saída de pico a pico.

#### Amplificador inversor com fonte única

O circuito é muito semelhante ao circuito com fonte simétrica, pois o ganho também é especificado pela relação entre as resistências  $R_1$  e  $R_2$  (figura 7.54). A

principal diferença é a necessidade de polarizar a saída em metade do valor de  $V_{CC}$ . Para isso, recomenda-se o uso do divisor de tensão constituído pelas duas resistências  $R$ .

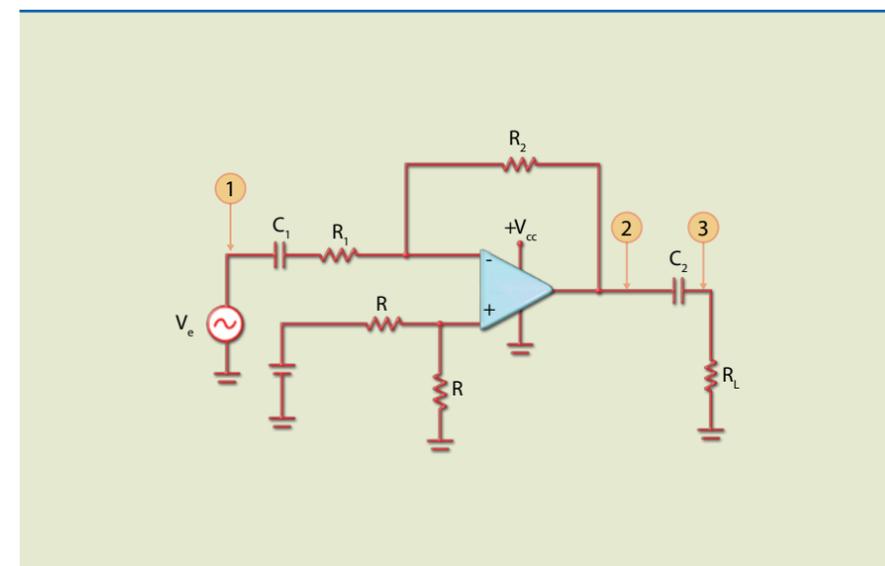


Figura 7.54

Amplificador inversor com fonte única.

Observe que os capacitores devem se comportar como curto-circuito na menor frequência de operação e ser dimensionados de acordo com a resistência que estão “enxergando” em série. As expressões que apresentam esses valores são:

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_1} \text{ e } C_2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_L} \text{ em que } f_{ci} \text{ é a frequência de corte inferior do circuito.}$$

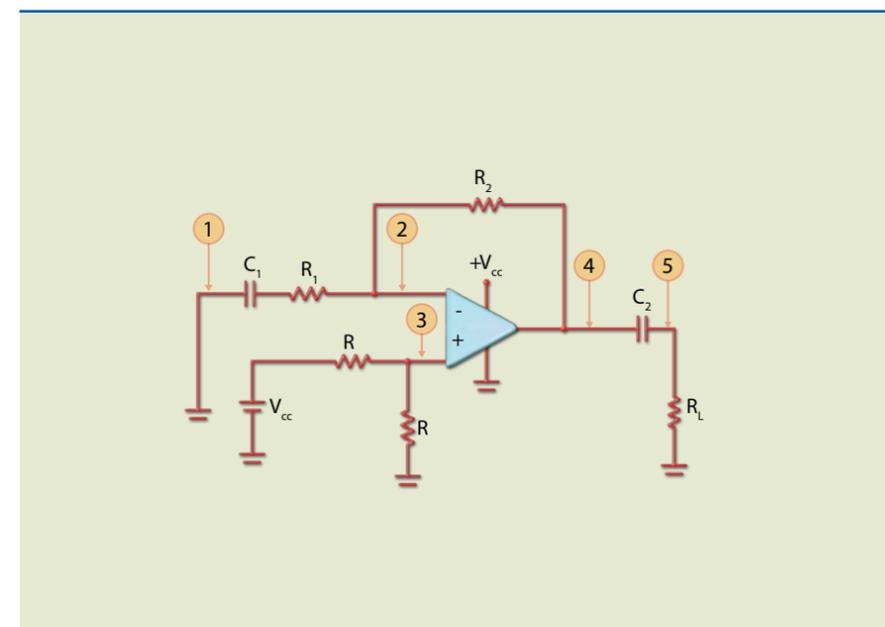


Figura 7.55

Amplificador inversor com fonte única em condições quiescentes ( $V_e = 0$ ).



Em condições quiescentes ( $V_e = 0$ ), as tensões, contínuas, nos pontos indicados na figura 7.55 serão:

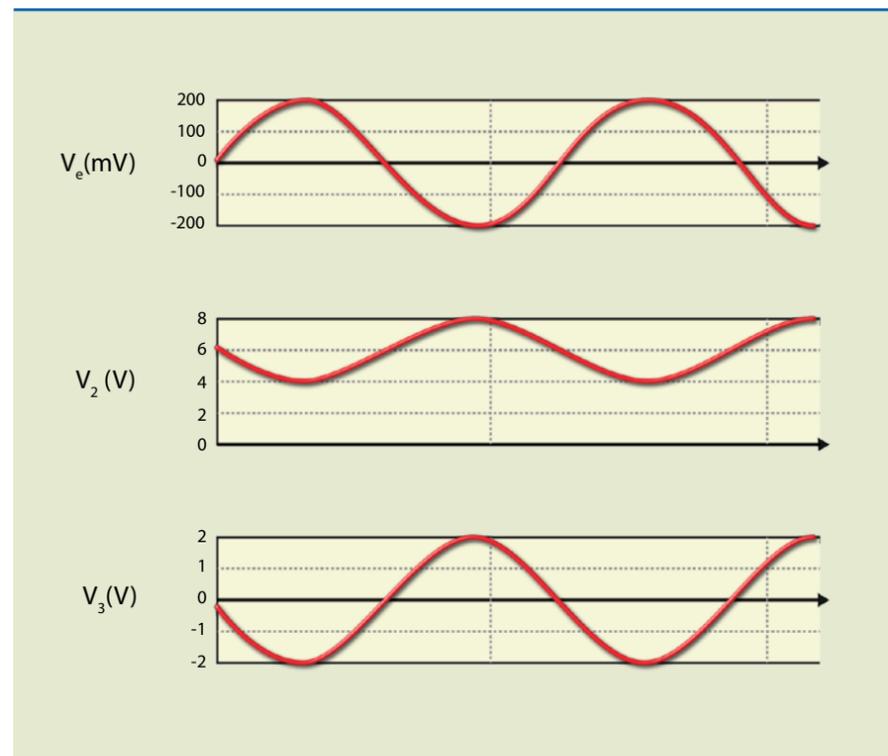
- **Ponto 3:** por causa do divisor de tensão e do valor da resistência de entrada do AO ser muito alta,
- $V_3 = V_+ = \frac{V_{CC}}{2}$
- **Ponto 2:** pelo fato de as entradas estarem no mesmo potencial,
- $V_2 = V_- = V_+ = \frac{V_{CC}}{2}$
- **Ponto 4:** como a corrente que circula em  $R_2$  é nula, seus terminais estão no mesmo potencial; portanto, a tensão no ponto 4 é igual a  $V_2$  e metade do valor de  $V_{CC}$ .
- **Ponto 5:** nesse ponto a tensão vale zero, pois o capacitor  $C_2$  isola a carga da saída do AO.

Quando um sinal é aplicado, as tensões variam próximas a valores quiescentes.

Vamos considerar um circuito em que a alimentação seja de 12 V,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = R_L = 10 \text{ k}\Omega$ . Além disso, a tensão de entrada senoidal é de 0,4 V de pico a pico com frequência suficiente para fazer os capacitores se comportarem como se estivessem em curto-circuito. A figura 7.56 mostra as formas de onda de entrada, saída e carga do AO em um circuito com essas características.

**Figura 7.56**

Formas de onda de entrada, saída e carga do AO.

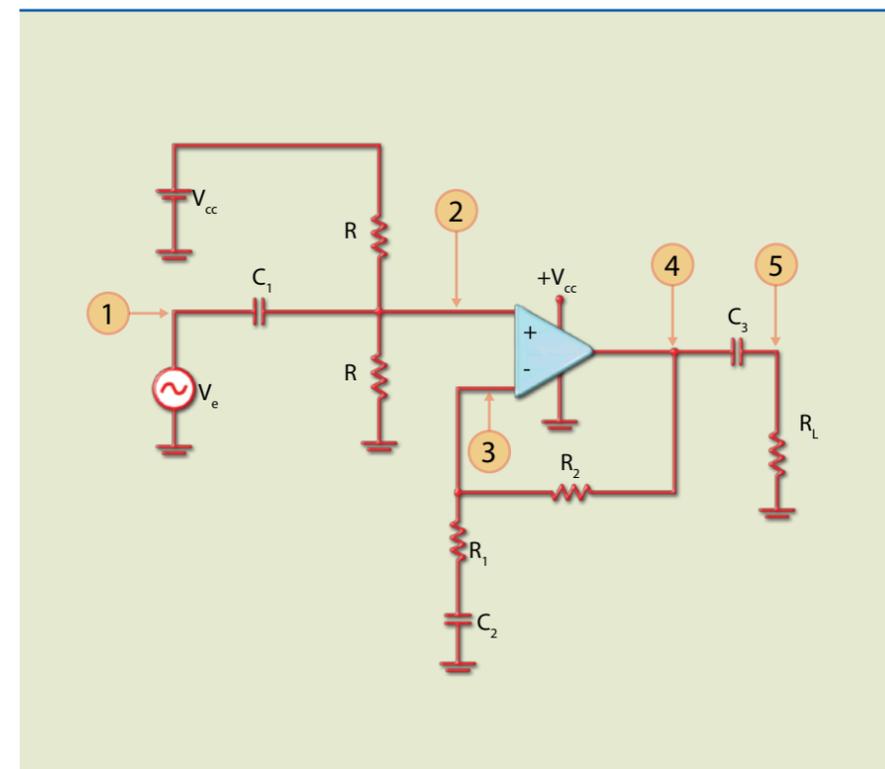


Observando as formas de onda da figura 7.56, concluímos que:

- O circuito defasa de  $180^\circ$  os sinais de entrada e saída.
- A amplitude de pico a pico do sinal na saída do AO é de  $4 V_{pp}$ , portanto 10 vezes maior que a de entrada.
- Na saída do AO a tensão varia ao redor de metade de  $V_{CC}$ , isto é, 6 V.
- Na carga o valor da tensão é de  $4 V_{pp}$ , mas variando ao redor de zero, ou seja, o capacitor retira o nível CC de 6 V.

#### Amplificador não inversor com fonte única

O circuito de um amplificador não inversor com fonte única está indicado na figura 7.57. Note que são necessários três capacitores para que a polarização ocorra em metade de  $V_{CC}$ .



**Figura 7.57**

Amplificador não inversor com fonte única.

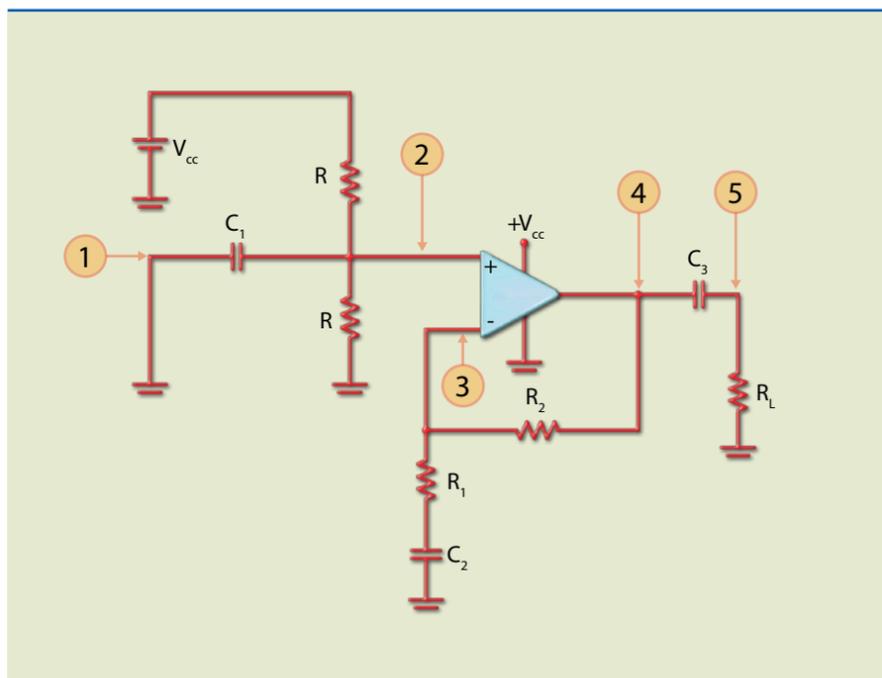
A figura 7.58 mostra o circuito em repouso (condições quiescentes), isto é,  $V_e = 0$ . A tensão em cada um dos pontos indicados vale:

- **Ponto 1:** zero por imposição (condições quiescentes).
- **Ponto 2:** metade de  $V_{CC}$ , por causa do divisor de tensão com resistências de valores iguais.
- **Ponto 3:** metade de  $V_{CC}$ , pois as entradas do AO apresentam mesmo potencial (ligadas virtualmente).
- **Ponto 4:** metade de  $V_{CC}$ , pois não circula corrente nos resistores  $R_2$  e  $R_1$ , uma vez que o capacitor  $C_2$  está aberto.
- **Ponto 5:** zero, pois nesse ponto há ausência de sinal.



**Figura 7.58**

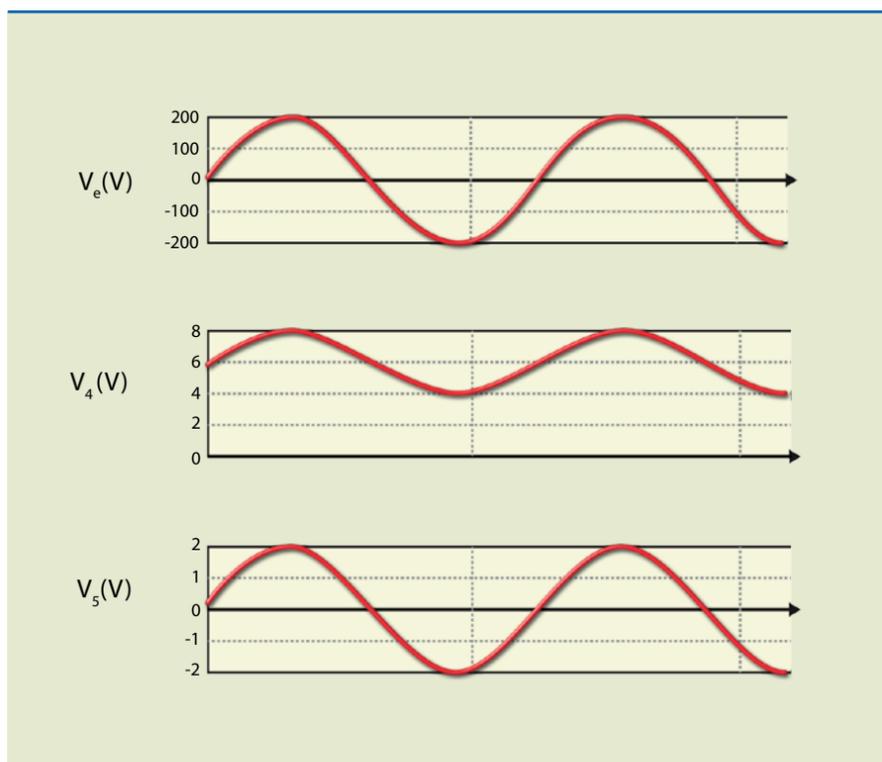
Amplificador não inversor com fonte única em condições quiescentes ( $V_e = 0$ ).



Vamos considerar agora um circuito em que a alimentação seja de 12 V,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = R_L = 9 \text{ k}\Omega$ . Além disso, a tensão de entrada senoidal é de 0,4 V de pico a pico com frequência suficiente para fazer os capacitores se comportarem como se estivessem em curto-circuito. A figura 7.59 mostra as formas de onda de entrada, saída e carga do AO em um circuito com essas características.

**Figura 7.59**

Formas de onda de entrada, saída e carga do AO.

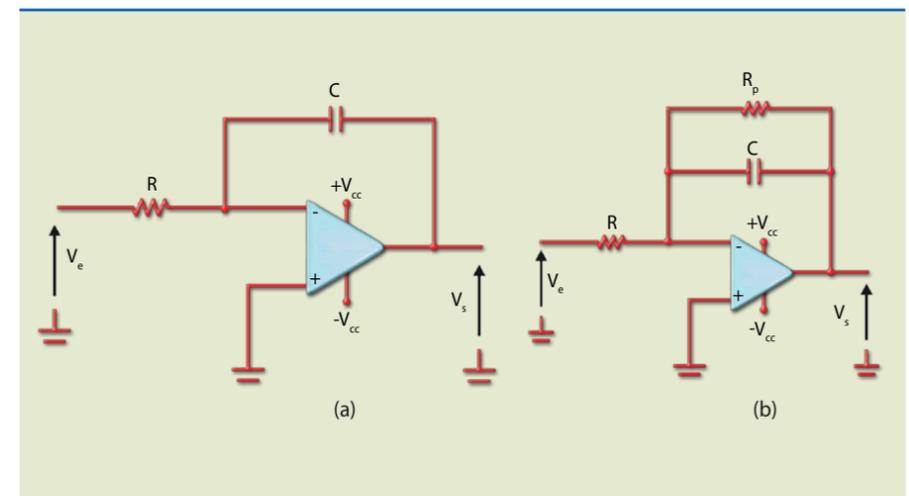


Observando as formas de onda da figura 7.59, concluímos que:

- As tensões de entrada e saída estão em fase.
- A amplitude de pico a pico do sinal na saída do AO é de  $4 V_{pp}$ , portanto 10 vezes maior que a de entrada.
- Na saída do AO a tensão varia ao redor de metade de  $V_{CC}$ , isto é, 6 V.
- Na carga o valor da tensão é de  $4 V_{pp}$ , porém variando ao redor de zero, ou seja, o capacitor retira o nível CC de 6 V.

**Integrador**

O circuito conhecido por integrador é capaz de efetuar a integração de um sinal. O operador matemático usado para calcular a área abaixo de uma função entre dois intervalos chama-se integral. Esse circuito é utilizado em sistemas de controle PID (proporcional, integral e derivativo) para modificar a forma de onda – por exemplo, para transformar uma onda quadrada em triangular. A figura 7.60a mostra o circuito básico e a figura 7.60b, o circuito prático.



**Figura 7.60**

Integrador:  
(a) circuito básico e  
(b) circuito prático.

A expressão matemática da saída em relação à entrada é:

$$V_s = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int V_e \cdot dt$$

em que  $\int$  é o símbolo do operador matemático integral.

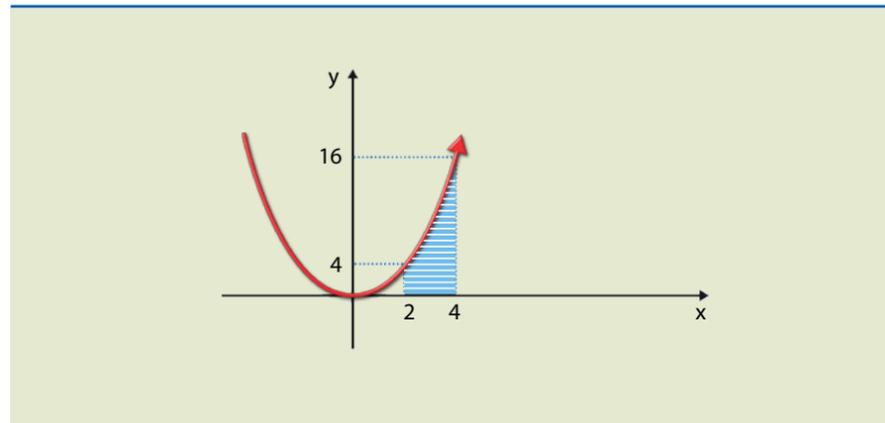
Em matemática, emprega-se a integral para calcular a área abaixo de uma função. Veja, na figura 7.61, o gráfico da função  $y = x^2$  e considere dois valores de  $x$ ,  $x_1 = 2$  e  $x_2 = 4$ , para os quais  $y$  vale respectivamente  $y_1 = 4$  e  $y_2 = 16$ .

Como calcular a área hachurada? Uma vez que essa área não representa nenhuma forma conhecida (triângulo, quadrado, círculo etc.), a solução somente pode ser encontrada usando o operador integral.



**Figura 7.61**

Uso do operador integral para cálculo de área.



Você lembra por que o dispositivo se chama amplificador operacional? Porque ele realiza inúmeras operações, entre elas a integração. Vamos conhecer outras características desse circuito.

O circuito da figura 7.60a não é usado por causa das limitações do AO, porque entra em saturação facilmente. Podemos observar que o capacitor é um circuito aberto em CC e, nessas condições, o ganho é muito elevado. Dessa maneira, qualquer tensão CC, por menor que seja, leva o AO a saturar. Entretanto, na prática, para o circuito da figura 7.60b, colocamos um resistor em paralelo ao capacitor, o que resulta em uma realimentação em CC, limitando o ganho a:

$$-\frac{R_p}{R}$$

Em consequência, o circuito que efetuava a integração para qualquer frequência do sinal de entrada agora realiza para determinadas frequências. O circuito se comporta como integrador, porém somente para frequências maiores que a frequência de corte ( $f_c$ ), que é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C}$$

Reforçando o que foi dito, o circuito somente se comportará como integrador para frequências muito maiores que a frequência de corte e como amplificador inversor para frequências muito menores.

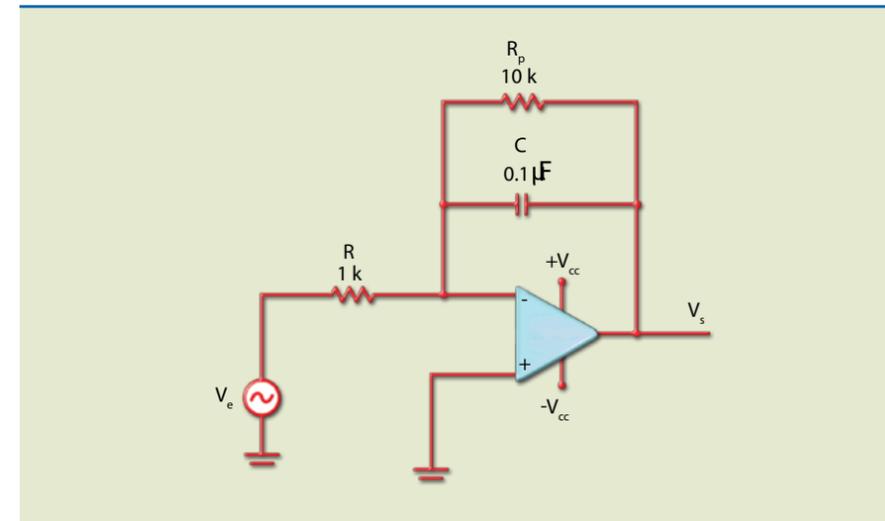
Observe que o circuito pode se comportar como um filtro passa-baixa, já que, acima da frequência de corte, o sinal é atenuado.

**Exemplo**

Considere o circuito integrador da figura 7.62. Qual a forma de onda da saída se a entrada for uma onda quadrada?

A frequência de corte do circuito vale:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 156 \text{ Hz}$$



**Figura 7.62**

Circuito integrador.

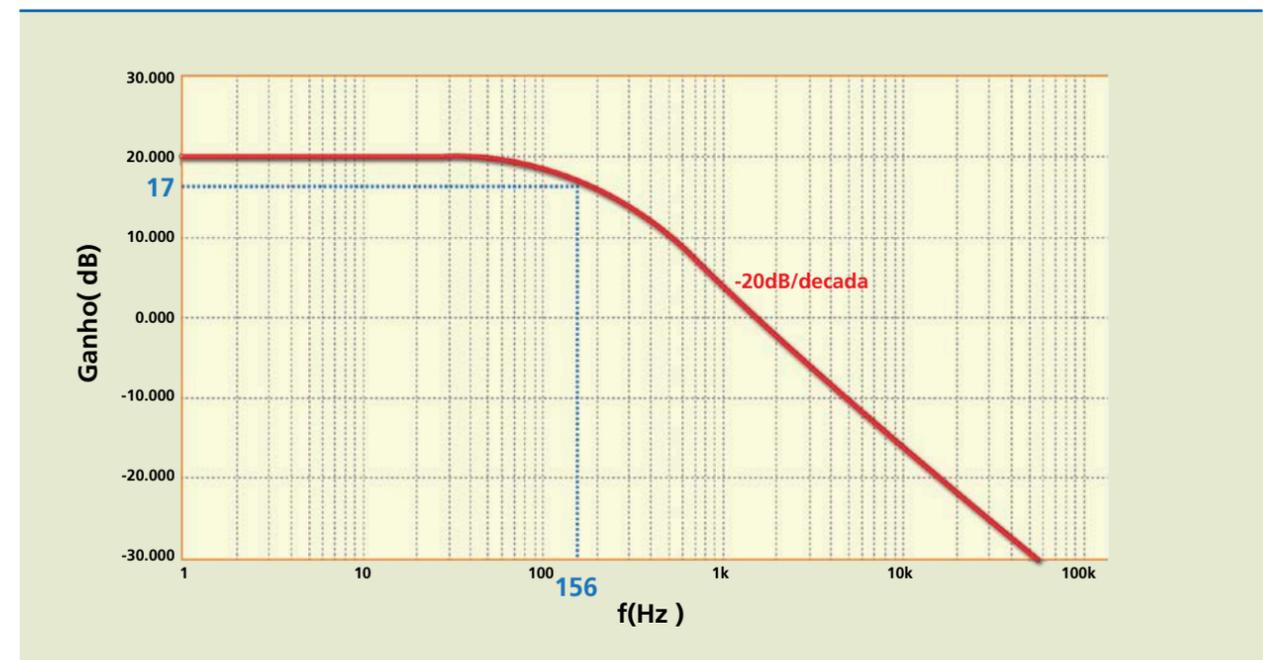
*Solução:*

O ganho em CC vale 10 (20 dB). Se a frequência aumenta, o ganho diminui, por causa da redução da reatância do capacitor. Por exemplo, na frequência de corte, é de 17 dB, ou seja, 3 dB abaixo do ganho no patamar.

A figura 7.63 apresenta a curva de resposta em frequência do ganho do circuito.

**Figura 7.63**

Curva de resposta em frequência do ganho do circuito da figura 7.62.



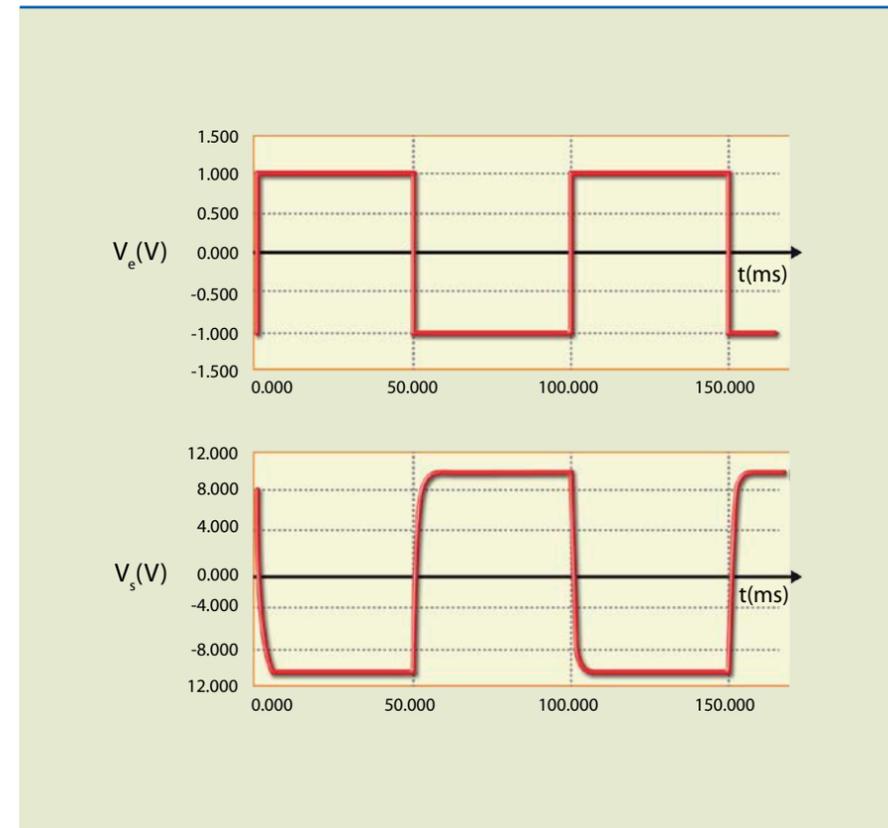
Observe que o gráfico mostra a variação da amplitude quando a frequência aumenta. A taxa de atenuação é de 20 dB/decada. Esse valor é maior que a frequência de corte, pois o ganho diminui 10 vezes em razão de a frequência aumentar 10 vezes.

O que acontece com a forma de onda da tensão na saída ( $V_s$ ) se a entrada for uma onda quadrada? A resposta vai depender da frequência de operação.

Se a frequência da onda quadrada for bem menor que 10 Hz, a saída será como indicado na figura 7.64.

**Figura 7.64**

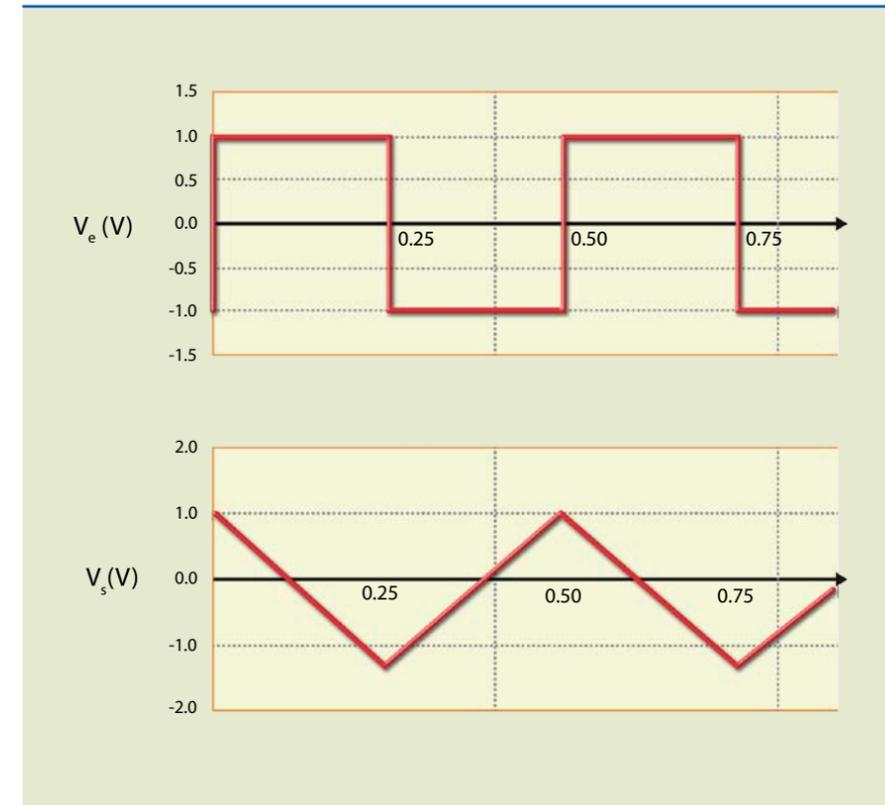
Resposta a uma onda quadrada de frequência 10 Hz e amplitude  $1 V_p$



Note que a saída é uma onda quadrada (com uma pequena distorção) invertida e amplificada 10 vezes.

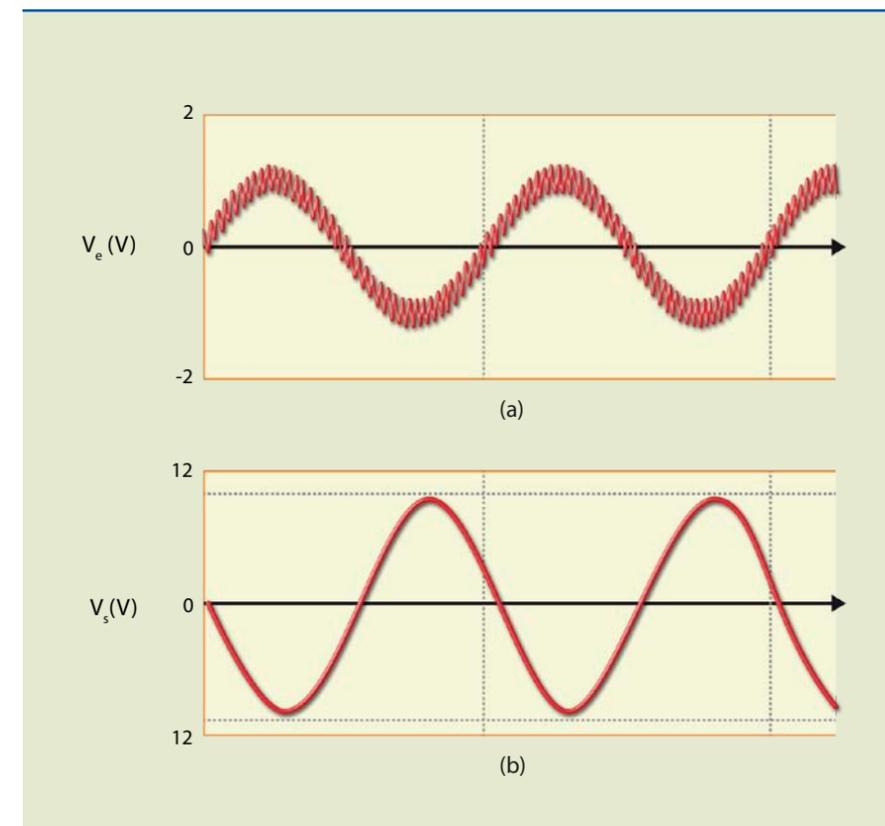
O que acontece se a frequência for muito maior que a de corte? O circuito se comportará como integrador e a forma de onda da saída será semelhante à da figura 7.65. A saída será uma onda triangular e invertida, reforçando o conceito de integral.

Outra análise possível é imaginarmos o circuito como um filtro passa-baixa. Considere que a entrada é obtida somando uma tensão senoidal de 50 Hz e 1 V de pico a uma tensão senoidal de 2 kHz e 0,2 V de pico que funciona como ruído indesejável. A figura 7.66a mostra o sinal de entrada e a figura 7.66b, a saída após a filtragem.



**Figura 7.65**

Resposta a uma onda quadrada de frequência 2 kHz e amplitude  $1 V_p$



**Figura 7.66**

Circuito integrador como filtro passa-baixa:

- entrada e
- saída.

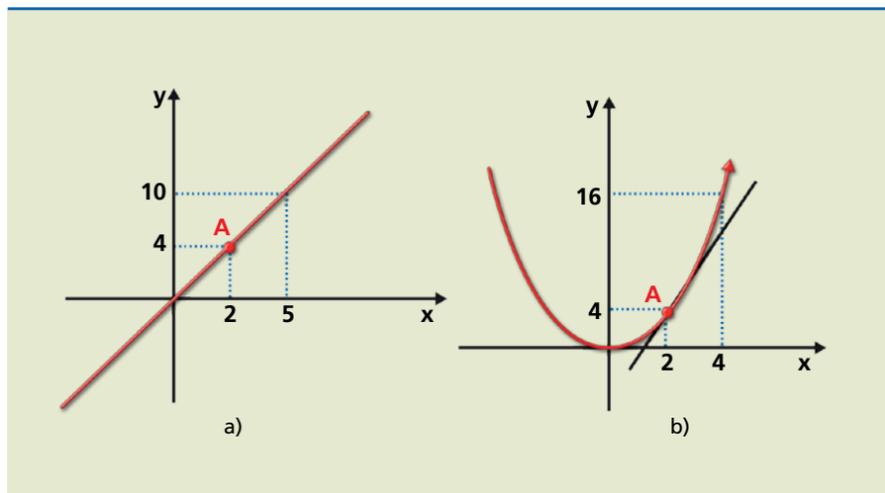


**Diferenciador**

O diferenciador é oposto ao integrador, ou seja, apresenta na saída uma tensão proporcional derivada da tensão de entrada. Esse circuito é usado em sistemas de controle, na geração de pulsos e como filtro.

A derivada também é um operador matemático, igual à inclinação ou tangente em determinado ponto de um gráfico. O gráfico da figura 7.67a representa a função  $y = 5x$  e o da figura 7.67b, a função  $y = x^2$ . A derivada da função para  $x = 2$  é uma tangente.

**Figura 7.67**  
Conceito de derivada.



Nos dois gráficos, a derivada (inclinação) no ponto A é numericamente igual à tangente passando pelo ponto A. Está claro que a derivada é constante no caso da figura 7.67a e depende do ponto escolhido no caso da 7.67b.

No circuito da figura 7.68a, a tensão de saída será proporcional à derivada da tensão de entrada, podendo ser representada por:

$$V_s = R \cdot C \cdot \frac{dV_e}{dt}$$

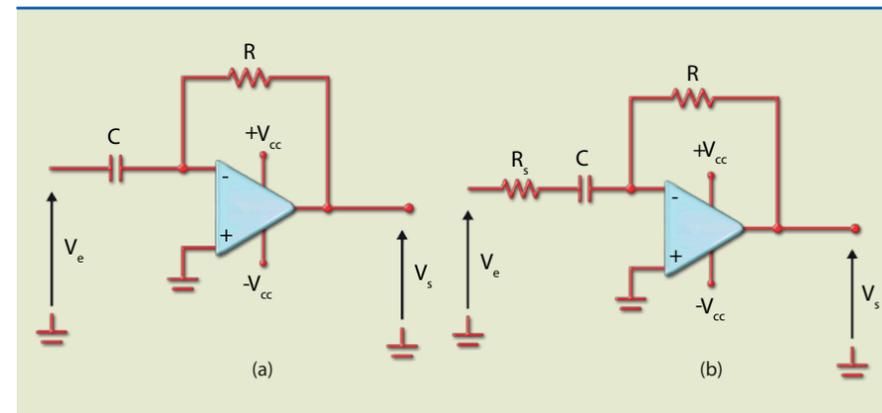
em que  $d$  significa variação muito pequena (infinitesimal).

Por vezes isso vem escrito da seguinte forma:

$$V_s = R \cdot C \cdot \frac{\Delta V_e}{\Delta t}$$

em que  $\Delta$  (delta) representa variação finita.

Portanto,  $\frac{\Delta V_e}{\Delta t}$  é a variação da tensão de entrada de acordo com o tempo.



**Figura 7.68**  
Diferenciador:  
a) circuito básico e  
b) circuito prático.

Na prática, não se usa o circuito da figura 7.68a, pois o capacitor (C) instalado na entrada é suscetível a ruído

$$(X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}),$$

ocasionando alta frequência, o que levaria a saída à saturação. Utiliza-se, então, o circuito da figura 7.68b. O resistor (R) limita o ganho em frequências altas, mas o circuito só opera como diferenciador para frequências muito maiores que a frequência de corte, definida por:

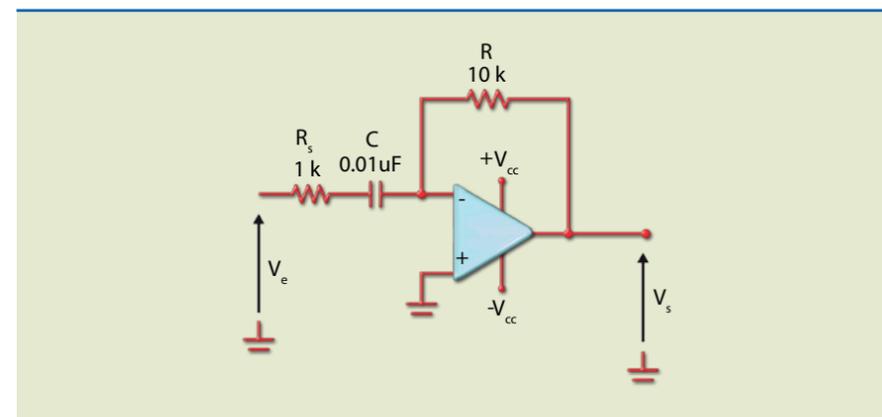
$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_s \cdot C}$$

Para frequências maiores que a frequência de corte, o circuito se comportará como amplificador inversor de ganho:

$$-\frac{R}{R_s}$$

**Exemplo**

Considere o circuito da figura 7.69. Qual a forma de onda da tensão na saída se o sinal de entrada for uma onda triangular? E se for uma onda quadrada?



**Figura 7.69**  
Circuito diferenciador.



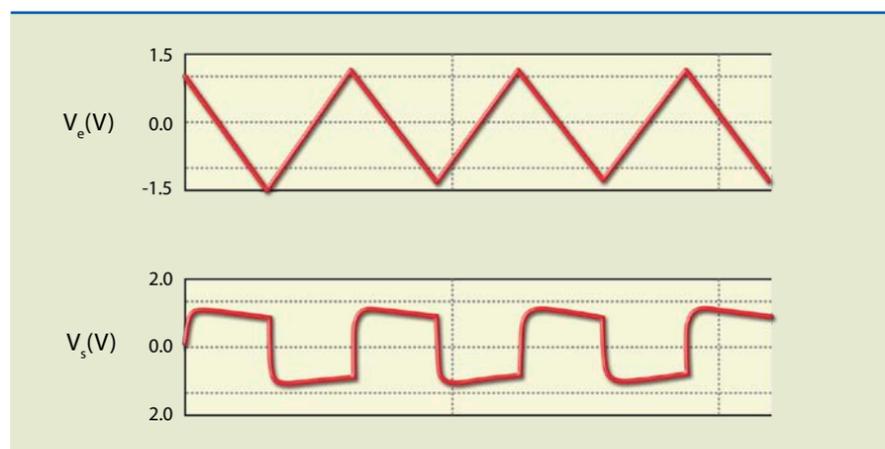
*Solução:*

A forma de onda da saída depende da frequência do sinal em relação à frequência de corte, que, nesse caso, vale:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 16\,000 \text{ Hz}$$

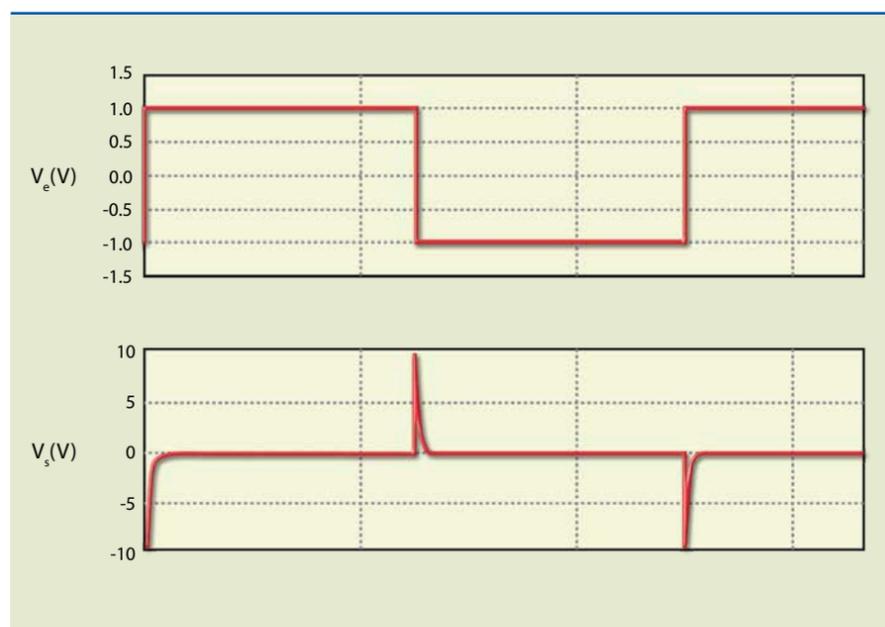
Se o sinal de entrada for uma onda triangular de frequência bem menor que a de corte, o circuito será diferenciador e a onda de saída será quadrada, pois a derivada de uma rampa é uma constante. A figura 7.70 apresenta as formas de onda de entrada e saída nessas condições.

**Figura 7.70**  
Resposta de um diferenciador a uma entrada triangular:

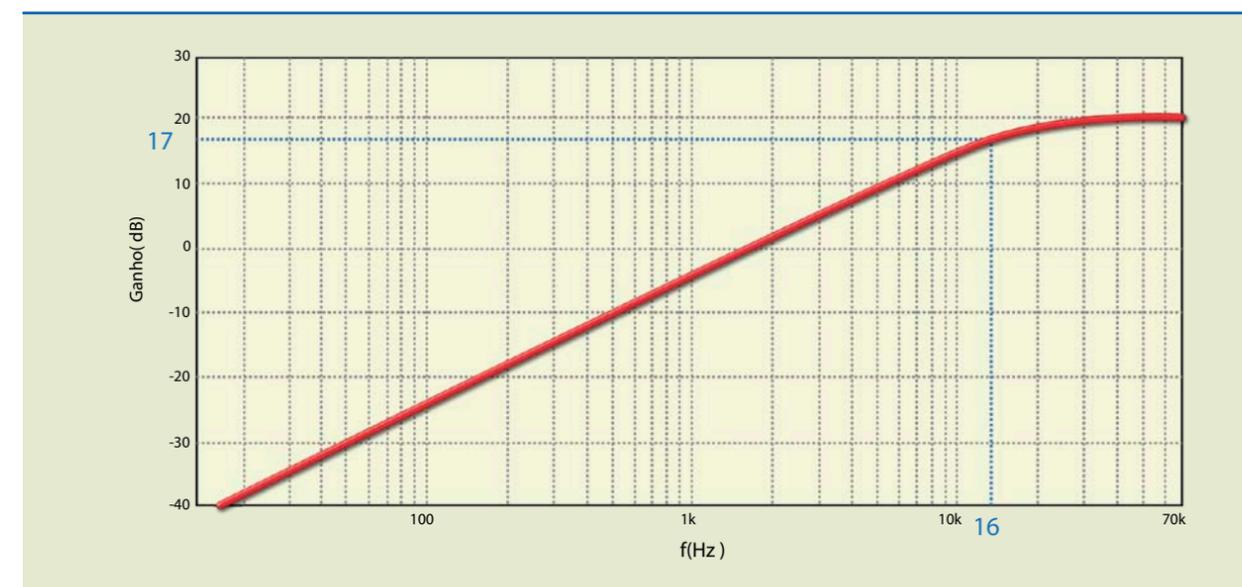


Outra aplicação do diferenciador é obter pulsos a partir de uma onda quadrada (figura 7.71).

**Figura 7.71**  
Resposta de um diferenciador a uma entrada quadrada:



O diferenciador pode se comportar como filtro passa-alta, conforme ilustra a figura 7.72, em que a frequência de corte vale 16 kHz.



**Figura 7.72**  
Curva de resposta em frequência do circuito da figura 7.69.

### Filtros ativos

Filtros são circuitos que deixam passar sinais de determinadas frequências, atenuando as outras e de acordo com essas características. Existem os seguintes filtros:

- Filtro passa-alta (FPA).
- Filtro passa-baixa (FPB).
- Filtro passa-faixa (FPF).
- Filtro rejeita-faixa (FRF).

Os filtros podem ser construídos apenas com elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) ou com elementos passivos e ativos, como os com amplificador operacional, que permitem obter uma saída amplificada e com muito mais seletividade. Outra vantagem dos filtros com AO em relação aos filtros passivos é a resistência de entrada muito elevada e a resistência de saída muito baixa, o que possibilita ligar o filtro a uma carga sem modificar a frequência de corte.

Em razão da grande diversidade de circuitos, consideraremos aqui somente o filtro passa-baixa e o filtro passa-alta, de primeira e de segunda ordens. Os filtros de primeira ordem têm atenuação de 20 dB/decada e os de segunda ordem, de 40 dB/decada.

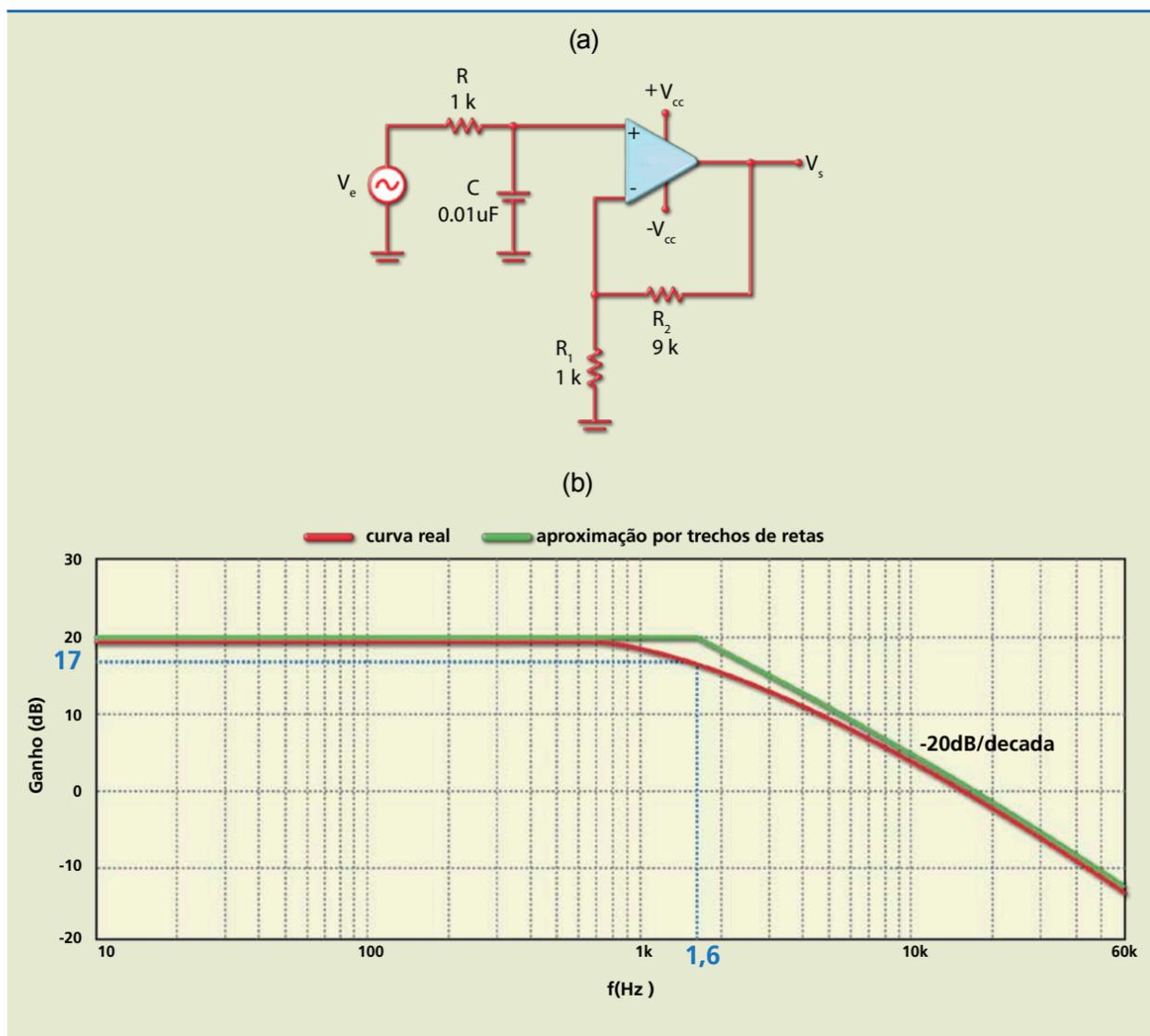
#### Filtro passa-baixa de primeira ordem

A figura 7.73 mostra o circuito e a curva de resposta em frequência de um FPB de primeira ordem. A frequência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$



Acima da frequência de corte, o ganho é atenuado de 20 dB/decada.



**Figura 7.73**  
Filtro passa-baixa de primeira ordem:  
(a) circuito e  
(b) curva de resposta.

A expressão da tensão de saída ( $V_s$ ) em relação à entrada ( $V_e$ ) é dada por:

$$\text{Ganho} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A_{vf}}{1 + j\left(\frac{f}{f_c}\right)}$$

O ganho é um número complexo, ou seja, tem módulo e fase. Nesse caso,  $A_{vf}$  é o ganho de malha fechada determinado pelos resistores  $R_1$  e  $R_2$  – por exemplo,  $A_{vf} = 10$  ou 20 dB – e  $f_c$  a frequência de corte, dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 1600 \text{ Hz}$$

O módulo do ganho é calculado por:

$$|\text{Ganho}| = \frac{A_{vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

e, em decibéis:

$$|\text{Ganho}| = 20 \cdot \log \left( \frac{A_{vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \right)$$

Para o circuito da figura 7.73a, a expressão do módulo do ganho em relação à frequência é:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1600}\right)^2}}$$

Se  $f = 1600$  Hz, o ganho vale:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{1600}{1600}\right)^2}} = \frac{10}{\sqrt{1 + (1)^2}} = 7,07$$

e, em decibéis:

$$|\text{Ganho}| = 20 \cdot \log 7,07 = 17 \text{ dB}$$

**Filtro passa-alta de primeira ordem**

Essa configuração é obtida invertendo as posições de R e C, como no circuito da figura 7.74a.

Para obter a frequência de corte, utiliza-se a expressão vista anteriormente:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

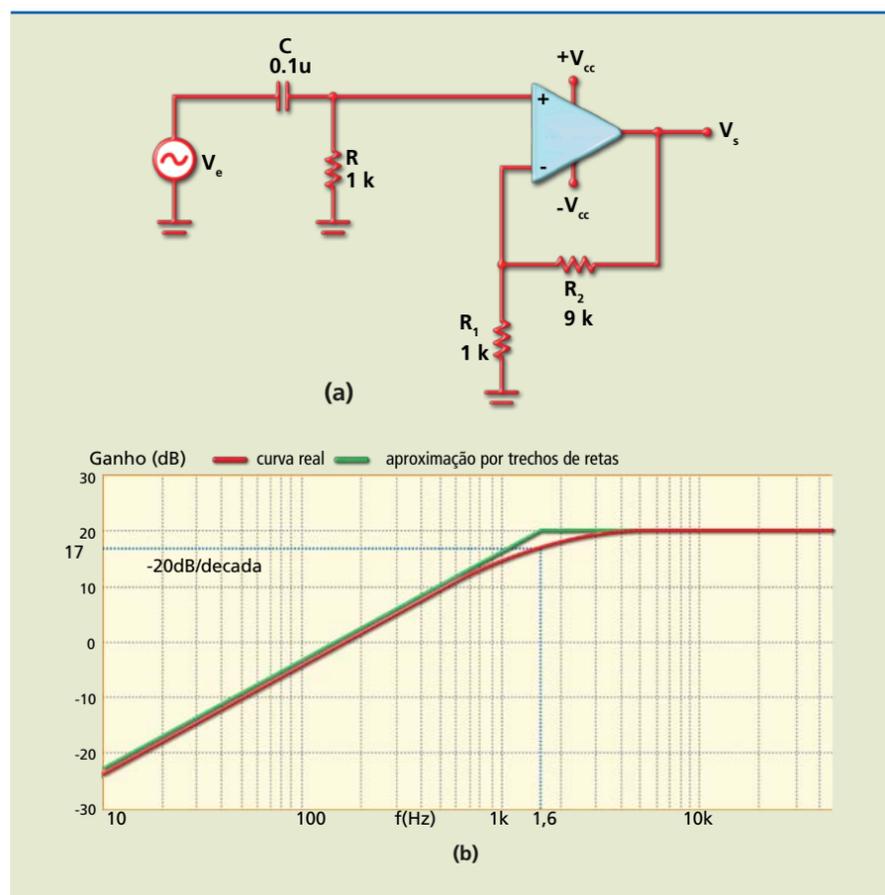
Nesse caso, o módulo do ganho vale:

$$|\text{Ganho}| = \frac{A_{vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \text{ e } |\text{Ganho}| = 20 \cdot \log \left( \frac{A_{vf}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \right)$$



**Figura 7.74**

Filtro passa-alta de primeira ordem:  
a) circuito e  
b) curva de resposta.



**Exemplo**

Considere que no circuito da figura 7.74a a entrada é senoidal, de frequência 50 Hz e amplitude 5 V<sub>p</sub>. Qual a amplitude da tensão na saída?

*Solução:*

Para calcularmos a amplitude da saída, precisamos determinar o ganho nessa frequência. Podemos, então, utilizar a expressão do módulo do ganho.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 1600 \text{ Hz}$$

Para f = 50 Hz:

$$|\text{Ganho}| = \frac{10}{\sqrt{1 + \left(\frac{1600}{50}\right)^2}} = \frac{10}{\sqrt{1 + 1024}} = 0,31$$

e, em decibéis: |Ganho| = 20 · log0,31 = -10,1 dB

Esse valor é equivalente ao obtido no gráfico da figura 7.74b.

Para finalizar, o valor de tensão é: V<sub>s</sub> = 0,31 · V<sub>e</sub> = 0,31 · 5 = 1,55 V<sub>p</sub>

**Filtro passa-baixa de segunda ordem**

O filtro passa-baixa de segunda ordem (figura 7.75) usa dois capacitores e dois resistores para impor a frequência de corte. Para obter uma resposta mais plana possível, o ganho de malha fechada do amplificador não inversor deve ser aproximadamente 1,58. Portanto, a relação entre os resistores é: R<sub>2</sub> = 0,58 · R<sub>1</sub>. Assim, a frequência de corte é determinada por:

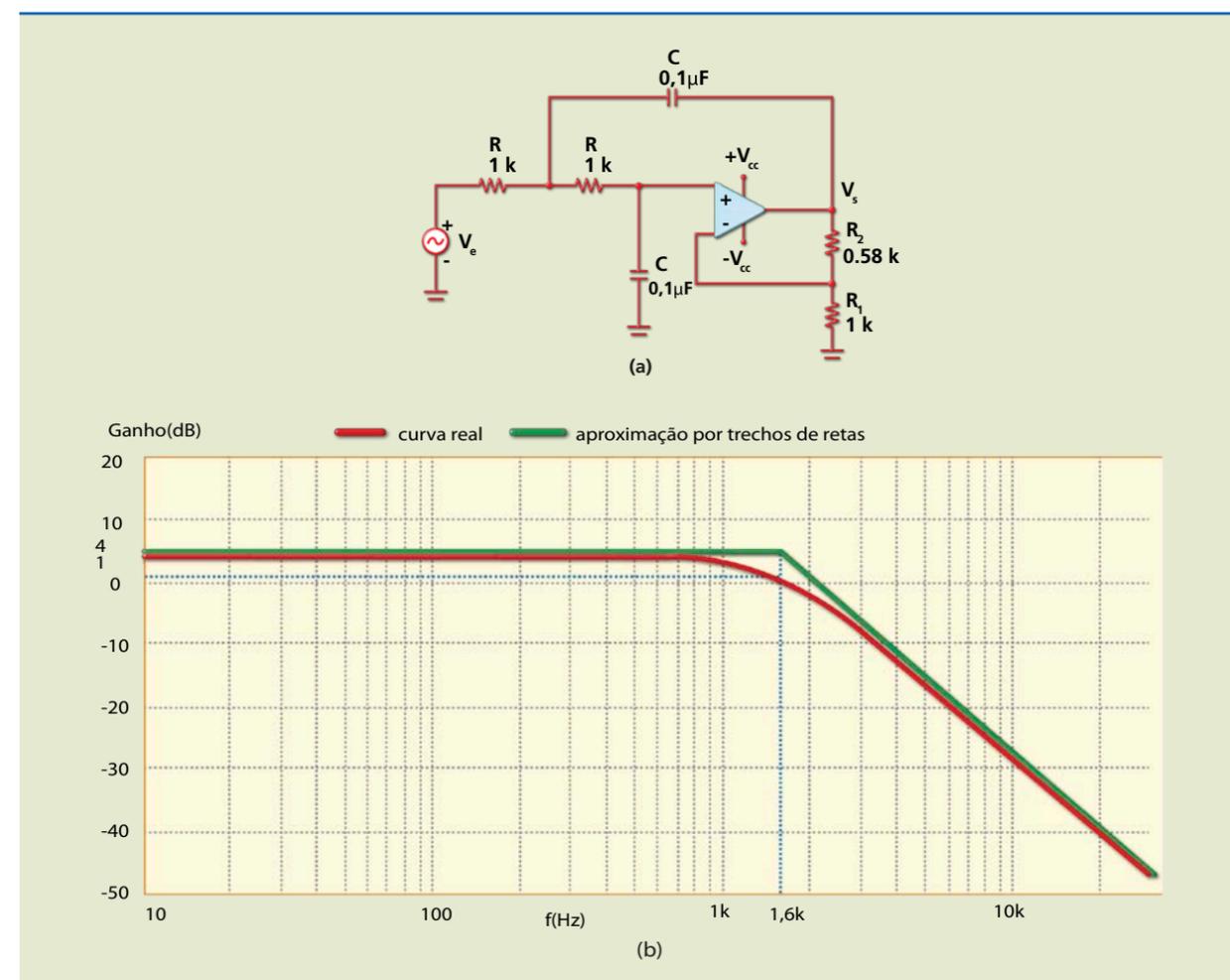
$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Por exemplo, se R<sub>1</sub> = 1 kΩ, R<sub>2</sub> = 0,58 kΩ e C = 0,1 μF, a frequência de corte será:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \cong 1600 \text{ Hz}$$

**Figura 7.75**

Filtro passa-baixa de segunda ordem:  
a) circuito e  
b) curva de resposta.



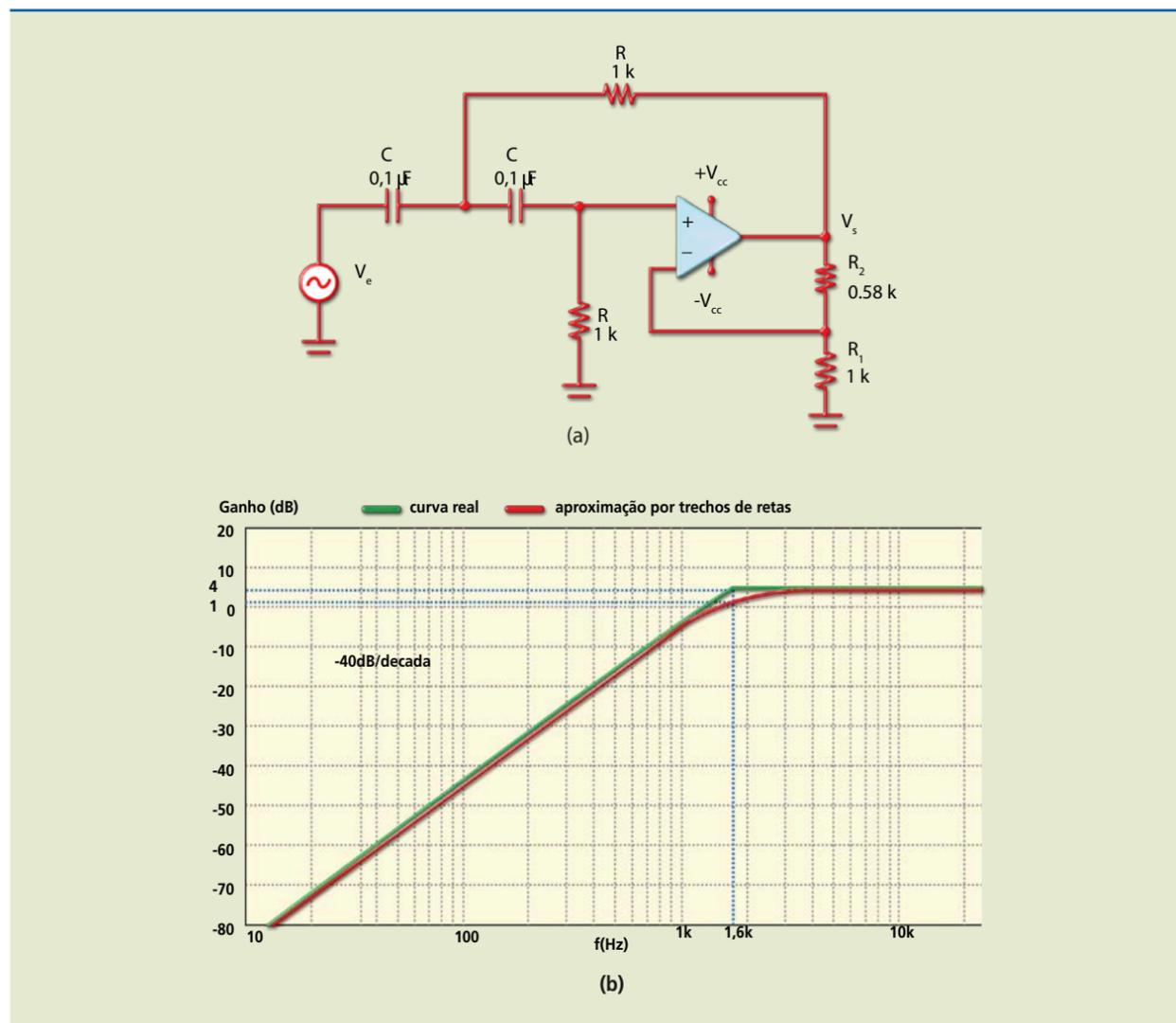
Filtro passa-alta de segunda ordem

O filtro passa-alta de segunda ordem é obtido invertendo as posições de R e C no filtro passa-baixa de segunda ordem da figura 7.75a. A relação entre os resistores é a mesma, ou seja,  $R_2 = 0,58 \cdot R_1$ , e a frequência de corte também é calculada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Figura 7.76

Filtro passa-alta de segunda ordem:  
a) circuito e  
b) curva de resposta.



Observe no gráfico da figura 7.76a a atenuação de 40 dB/decada abaixo da frequência de corte. Isso significa que, se a frequência diminuir 10 vezes, o ganho será atenuado em 100 vezes. Por exemplo, se o sinal de entrada for senoidal e de frequência 700 Hz, o ganho valerá -10 dB ou 0,31. Se a frequência diminuir para 70 Hz, o ganho será de -50 dB ou 0,0031. Todos esses valores de ganho foram obtidos da curva de resposta em frequência.

7.2.5 Aplicações não lineares

As aplicações não lineares ocorrem pelo fato de o AO ter ganho muito elevado e, conseqüentemente, qualquer diferença de tensão aplicada nos terminais de entrada é suficiente para levar a saída a saturar.

Comparador de zero não inversor

No circuito comparador de zero não inversor (figura 7.77a), a tensão é aplicada na entrada inversora, que é simultaneamente comparada com 0 V. A figura 7.77b mostra a curva de transferência para valores de tensão de entrada maiores ou menores que 0 V. Observe que a saída satura positivamente se  $V_e > 0$  e negativamente se  $V_e < 0$ .

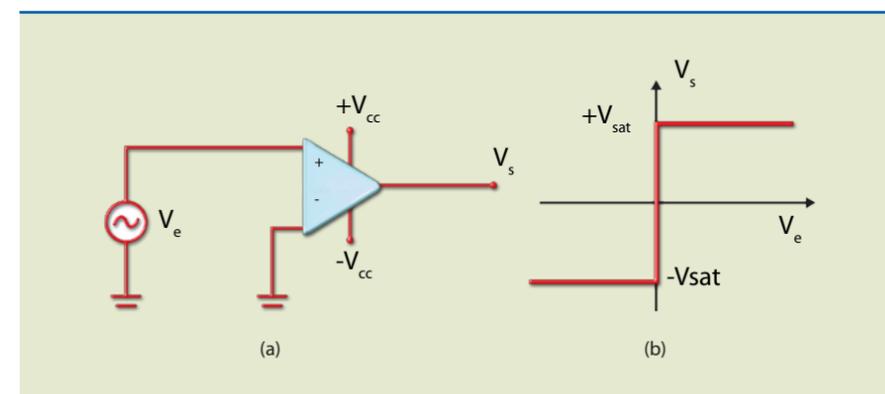


Figura 7.77

Comparador de zero não inversor:  
a) circuito e  
b) curva de transferência.

Outra característica desse circuito é a forma de onda na saída: se a entrada for senoidal, a saída será uma onda quadrada em fase com a senoidal e de mesma frequência (figura 7.78).

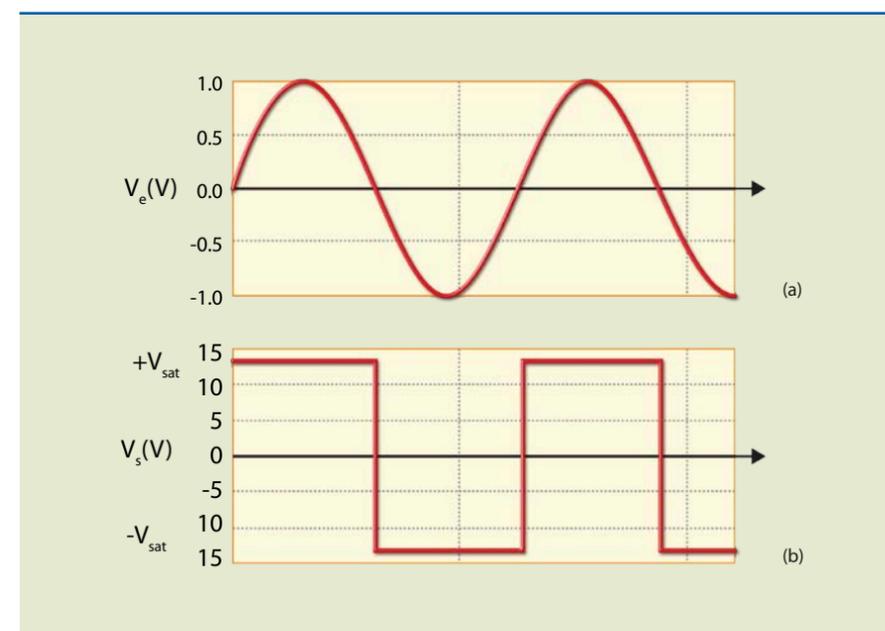


Figura 7.78

Formas de onda:  
a) entrada e  
b) saída.

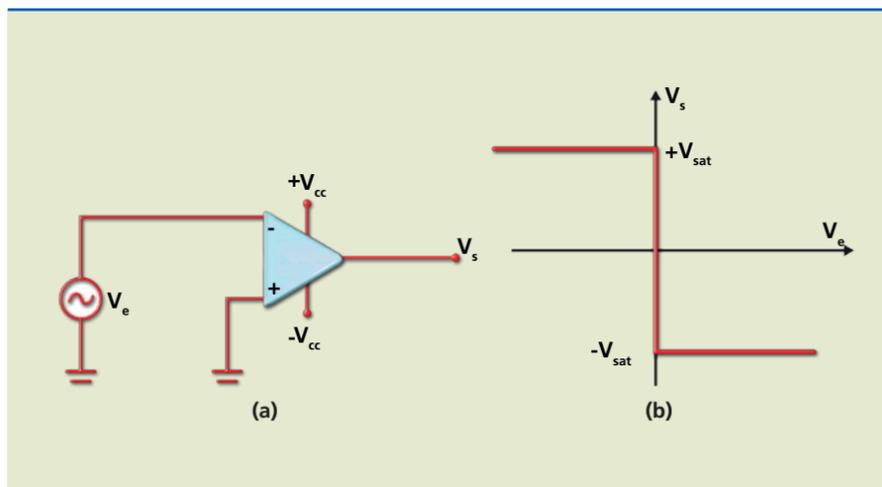


### Comparador de zero inversor

No circuito comparador de zero inversor (7.79a), a tensão deve ser aplicada na entrada inversora, e a entrada não inversora, conectada ao terra. A figura 7.79b apresenta a curva de transferência ( $V_s \cdot V_e$ ). Note que a saída satura negativamente se  $V_e > 0$  e positivamente se  $V_e < 0$ .

**Figura 7.79**

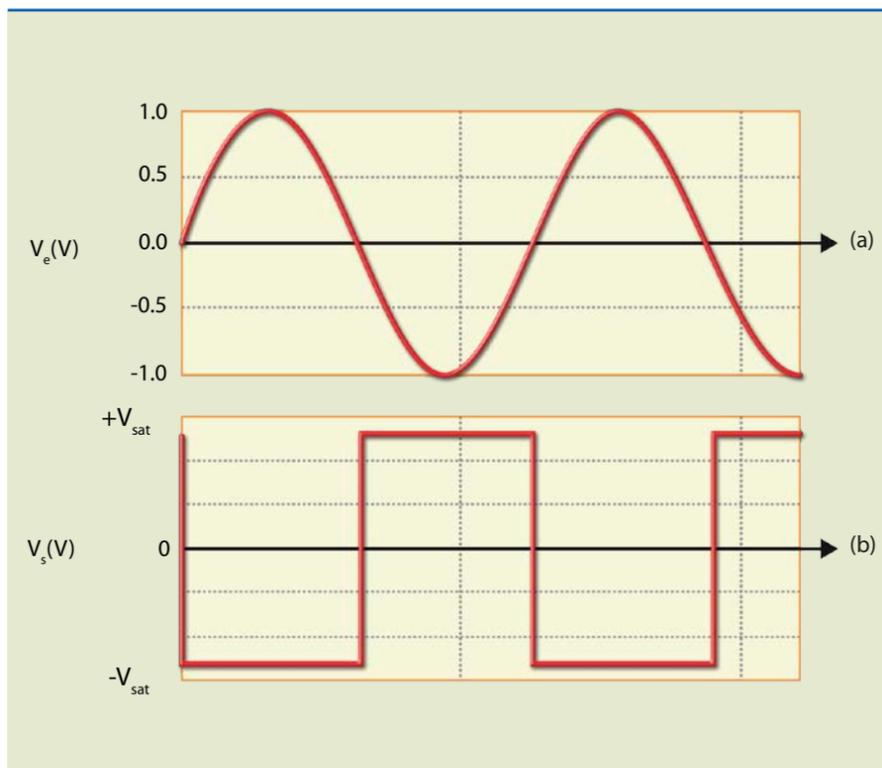
Comparador de zero inversor:  
a) circuito e  
b) curva de transferência.



Outra característica desse circuito é a forma de onda na saída: se a entrada for senoidal, a saída será uma onda quadrada defasada de 180° em relação à entrada e de mesma frequência (figura 7.80).

**Figura 7.80**

Formas de onda:  
a) entrada e  
b) saída.

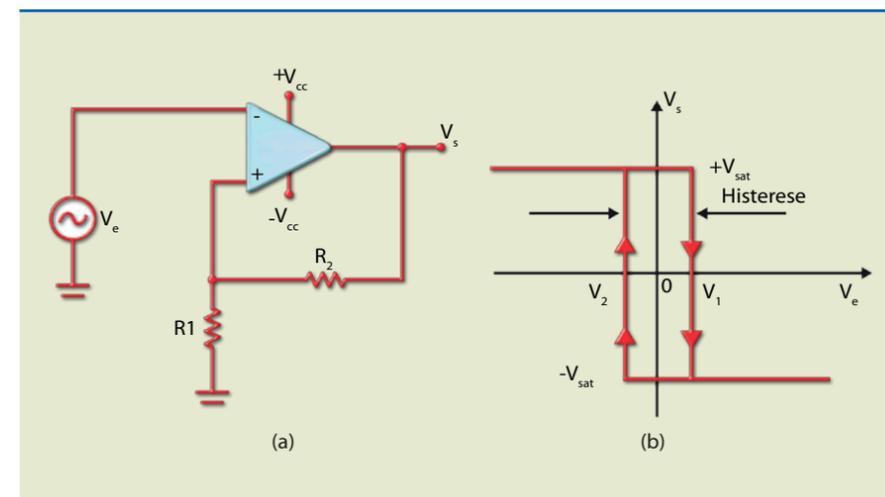


### Comparador de zero inversor com histerese

Os dois circuitos comparadores apresentados, por causa dos altíssimos ganhos, são suscetíveis a ruídos para valores de tensão de entrada próximos a zero. Se a tensão de entrada estiver passando por zero (ou fixar-se em 0 V) e aparecer um ruído de sinal na entrada, a tensão da saída oscilará entre  $+V_{sat}$  e  $-V_{sat}$  até que a amplitude de uma das entradas supere a amplitude do ruído. Para amenizar esse problema, aplica-se histerese para valores de tensão próximos a 0 V. A histerese, além de proteger a entrada do circuito contra ruídos, acelera a mudança de estado. Veja o circuito e a curva de transferência na figura 7.81.

**Figura 7.81**

Comparador de zero inversor com histerese:  
a) circuito e  
b) curva de transferência.



A transição de  $+V_{sat}$  para  $-V_{sat}$  ocorre quando  $V_e > V_1$  e a de  $-V_{sat}$  para  $+V_{sat}$ , quando na entrada  $V_e < V_2$ .

As tensões de limiar podem ser calculadas por:

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat(+)} \text{ e } V_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat(-)}$$

Um exemplo de aplicação dessa configuração é no primeiro circuito de frequencímetros digitais.

A amplitude da histerese depende do nível de ruído do local em que o circuito está instalado: em locais com alto nível de ruído, o circuito requer histerese maior; em locais com baixo nível do ruído, histerese menor. O valor da histerese é definido como:  $H = V_1 - V_2$ .

### Comparador de nível

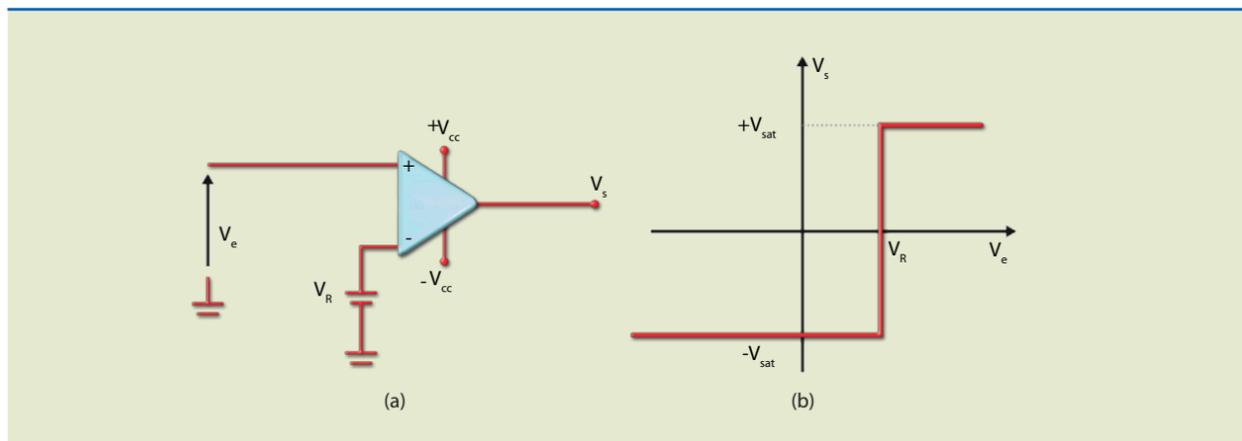
Em um circuito comparador de nível, são aplicadas tensão ( $V_e$ ) em uma das entradas e tensão de referência ( $V_R$ ) na outra. A figura 7.82 mostra um comparador de nível e sua curva de transferência.



Em que situações esse circuito é utilizado? Em qualquer uma em que seja necessário comprovar se uma condição é verdadeira ou não. Por exemplo, queremos saber se a água de um reservatório atingiu determinado nível ou não. Se não atingiu, a saída do comparador mantém a bomba ligada. Quando a água do reservatório atinge o nível estimado, a saída do AO se altera e a bomba é desligada. Note que, para essas condições, o nível máximo do reservatório deve ser associado à aplicação de tensão em uma das entradas e de tensão de referência na outra. O mesmo raciocínio vale para situações com outras grandezas; em vez de nível, a tensão pode estar associada a temperatura, posição etc.

**Figura 7.82**

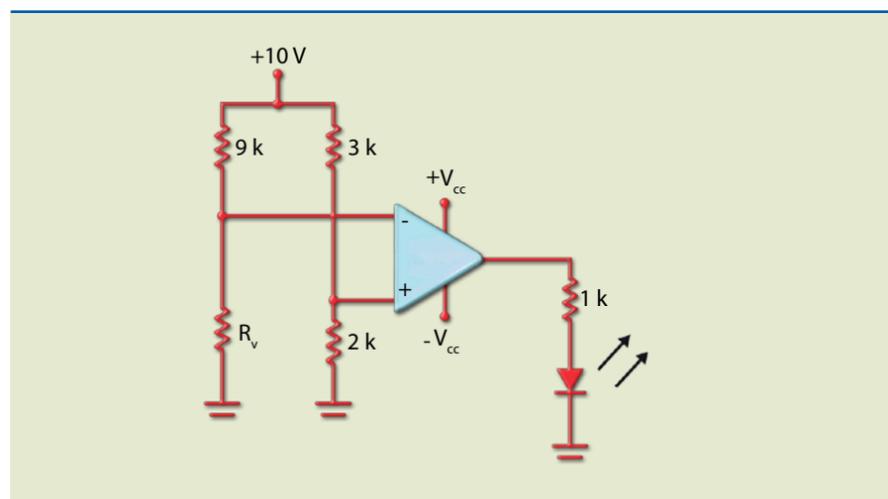
Comparador de nível inversor:  
a) circuito e  
b) curva de transferência.



**Exemplo**

No circuito da figura 7.83, para quais valores de  $R_v$  o LED acende?

**Figura 7.83**



*Solução:*

Para que o LED acenda, a tensão na saída deve ser alta e, conseqüentemente, a tensão na entrada não inversora tem de ser maior que a tensão na entrada inversora, isto é:

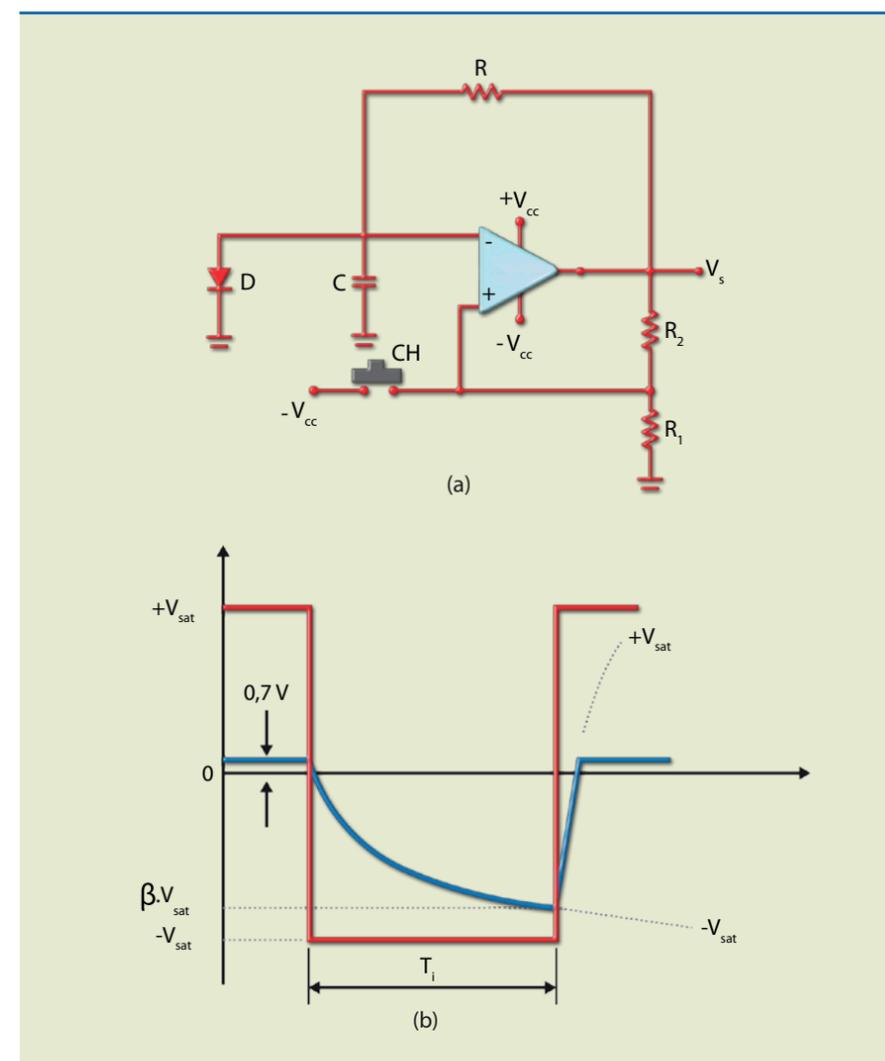
$$V_+ = \frac{2k \cdot 10V}{2k + 3k} = 4V; V_- = \frac{R_v \cdot 10}{R_v + 9}$$

Logo, para que o LED acenda,  $V_+ > V_-$  ou:

$$4 > \frac{R_v \cdot 10}{R_v + 9} \Rightarrow R_v < 6K$$

**Monoestável**

Um monoestável tem dois estados: um estável e um instável. O circuito muda do estado estável para o instável quando recebe uma ação externa (pulso). O circuito se mantém instável por um tempo determinado, que depende de um resistor e um capacitor. Depois desse tempo, o circuito volta automaticamente para o estado estável. Existem várias maneiras de construir um monoestável. A figura 7.84 mostra um circuito monoestável com AO e as formas de onda obtidas na saída.



**Figura 7.84**

a) Circuito monoestável disparado manualmente e  
b) formas de onda.



O circuito monoestável inicia a operação no estado estável, com a saída em  $+V_{sat}$  e o diodo  $D$  conduzindo com tensão em  $C$ , limitada em  $0,7$  V. Por meio do divisor de tensão, parte da tensão de saída ( $\beta \cdot V_{sat}$ ) é realimentada para a entrada não inversora quando  $\beta \cdot V_{sat} > 0,7$  V. Nessas condições, a saída permanece em  $+V_{sat}$ , caracterizando o estado estável.

Quando se aciona momentaneamente a chave  $CH$ , uma tensão negativa é imposta na entrada não inversora, ocasionando saturação negativa ( $-V_{sat}$ ) na saída. Nessas condições, parte da tensão realimentada segue para a entrada não inversora, mantendo a saída em nível baixo mesmo que a chave seja desacionada. A partir desse instante, o capacitor começa a se carregar, reduzindo a tensão para  $-V_{sat}$  (observe que o diodo corta). Quando a tensão no capacitor atinge  $-\beta \cdot V_{sat}$ , a saída aumenta para  $+V_{sat}$  e o circuito retorna ao estado estável.

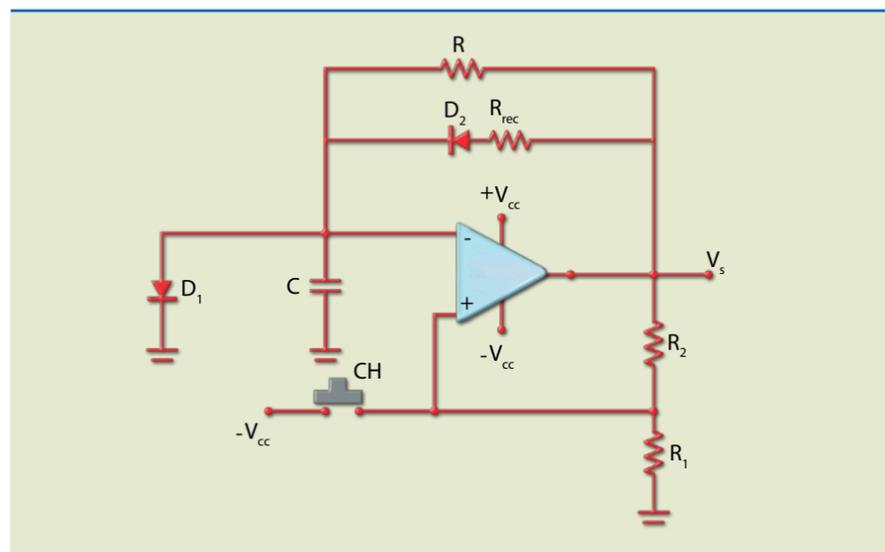
Apesar de se encontrar no estado estável, o circuito não permite novo disparo, pois isso faria com que a duração do estado instável fosse menor. Outro disparo pode ser aplicado apenas quando o circuito se recuperar totalmente (chave fechada momentaneamente).

A duração do estado instável é dada por:  $T_i = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-\beta}$

em que  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ , que determina qual parcela da saída é realimentada para a entrada não inversora.

A recuperação pode ser mais rápida se for feita com um resistor de valor bem menor que  $R$  (figura 7.85).

**Figura 7.85**  
Monoestável de recuperação rápida.



Quando a saída muda para  $-V_{sat}$  e o circuito entra no estado instável, o capacitor passa a se carregar por  $R$ . Quando o circuito retorna ao estado estável, o capacitor se carrega por  $R_{rec}$ , que tem valor de resistência muito menor que  $R$ .

**Astável**

O astável é um oscilador de onda quadrada que funciona por meio da carga de um capacitor. A figura 7.86 mostra o circuito básico. Nele, a saída oscila entre  $+V_{sat}$  e  $-V_{sat}$  quando as tensões de entrada são comparadas entre si. A tensão na entrada inversora é igual à tensão no capacitor e a tensão na entrada não inversora é uma parcela da tensão de saída.

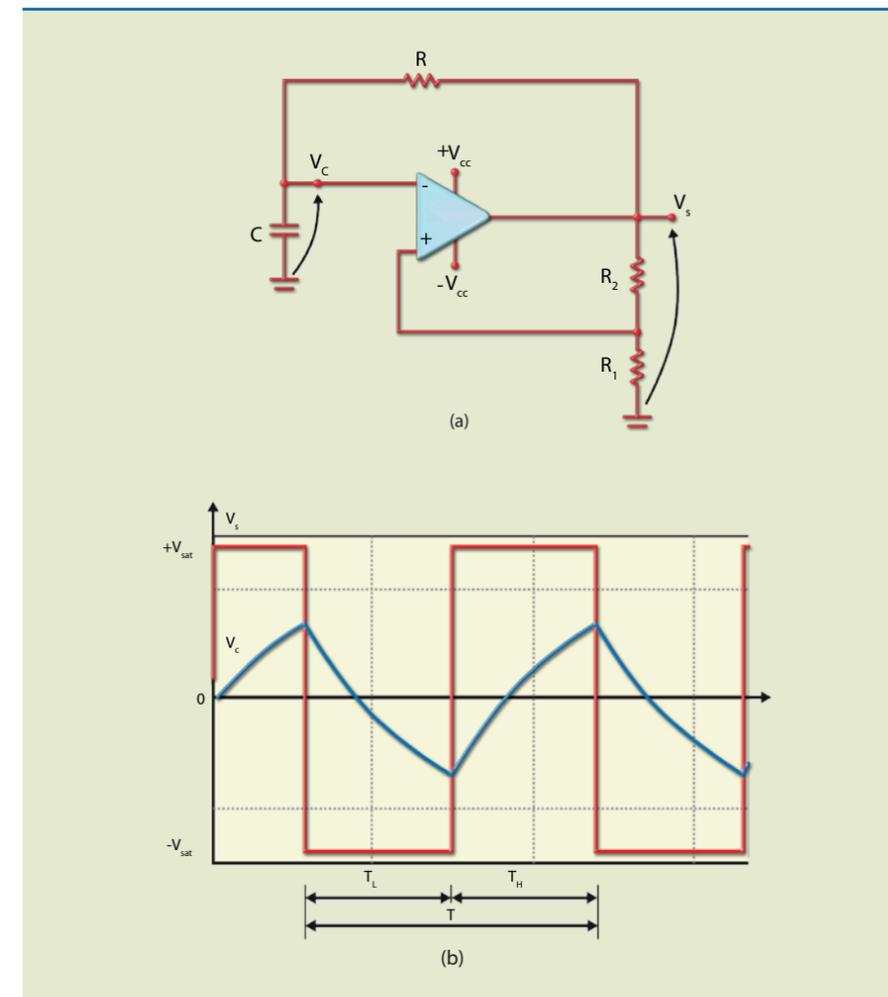
Se  $V_c = V_- > V_+$ , a saída será  $-V_{sat}$ ; do contrário,  $+V_{sat}$ .

Considerando, por conveniência, que a saturação positiva é igual à negativa, então:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sat} = \beta \cdot V_{sat}$$

O período das oscilações é calculado por:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}, \text{ em que } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$



**Figura 7.86**  
Astável simétrico:  
a) circuito e  
b) formas de onda.



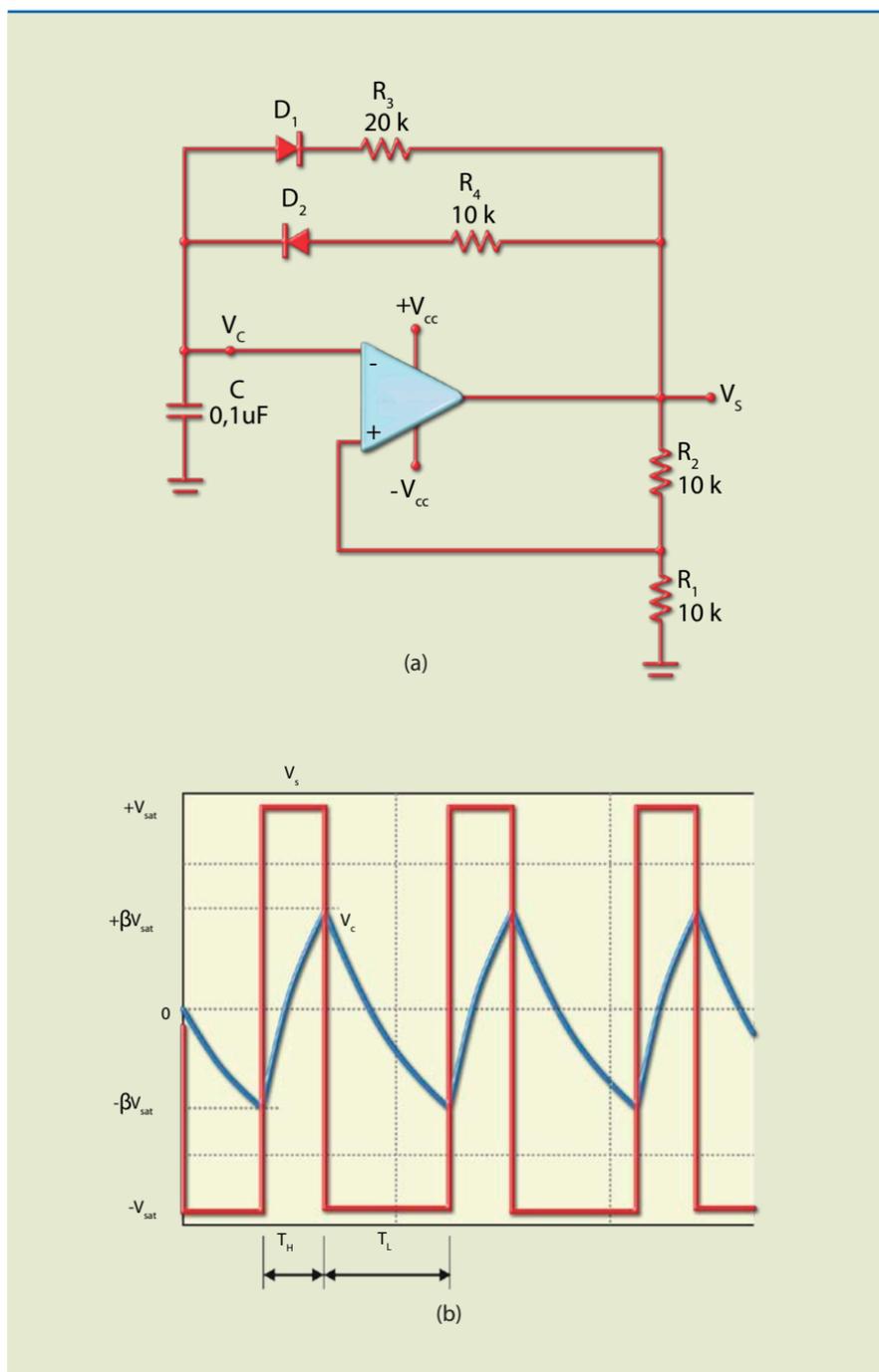
Como o circuito é simétrico, os tempos alto ( $T_H$ ) e baixo ( $T_L$ ) são iguais, ou seja:

$$T_H = T_L = R \cdot C \cdot \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

Quando é necessário que o tempo alto seja diferente do baixo, pode-se usar o circuito da figura 7.87.

**Figura 7.87**

Astável assimétrico:  
a) circuito e  
b) formas de onda.



Nesse circuito, quando a saída é alta, o diodo  $D_1$  conduz e o capacitor passa a se carregar por  $R_4$  ( $10\text{ k}\Omega$ ), determinando o tempo alto. Quando a saída é baixa, o diodo  $D_2$  conduz e o capacitor passa a se carregar por  $R_3$ , determinando o tempo baixo. Os tempos alto e baixo são calculados, respectivamente, por:

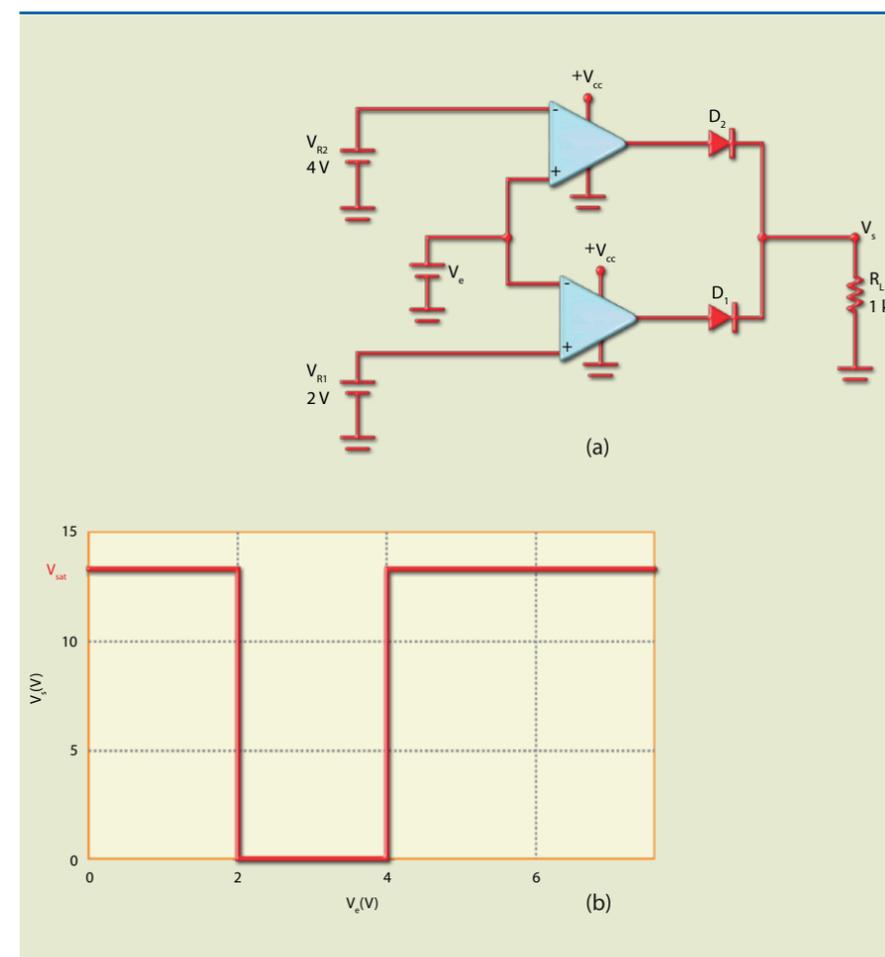
$$T_H = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \text{ e } T_L = R_3 \cdot C \cdot \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

**Comparador de janela**

Esse circuito detecta quando o valor de uma tensão está compreendido entre dois limites (figura 7.88). Na prática, como a cada valor de tensão está associado o valor de uma variável física, o circuito pode ser usado para detectar um intervalo de temperatura, de intensidade luminosa ou sonora etc.

**Figura 7.88**

Comparador de janela:  
a) circuito e  
b) curva de transferência.



As tensões de referência  $V_{R1}$  e  $V_{R2}$  são obtidas de divisores de tensão, e a tensão de entrada  $V_e$ , de um divisor de tensão em que uma das resistências é um sensor que converte a variação de uma grandeza física em variação de resistência.



### Retificador de meia onda

No circuito da figura 7.88, para  $V_e < 0$ , a saída do AO é positiva, polarizando o diodo  $D_2$  de maneira direta e o diodo  $D_1$  reversamente. O fluxo da corrente é por  $R_3$  e o circuito opera como um amplificador inversor de ganho

$$\frac{R_3}{R_1}$$

A tensão na saída desse circuito pode ser determinada por:

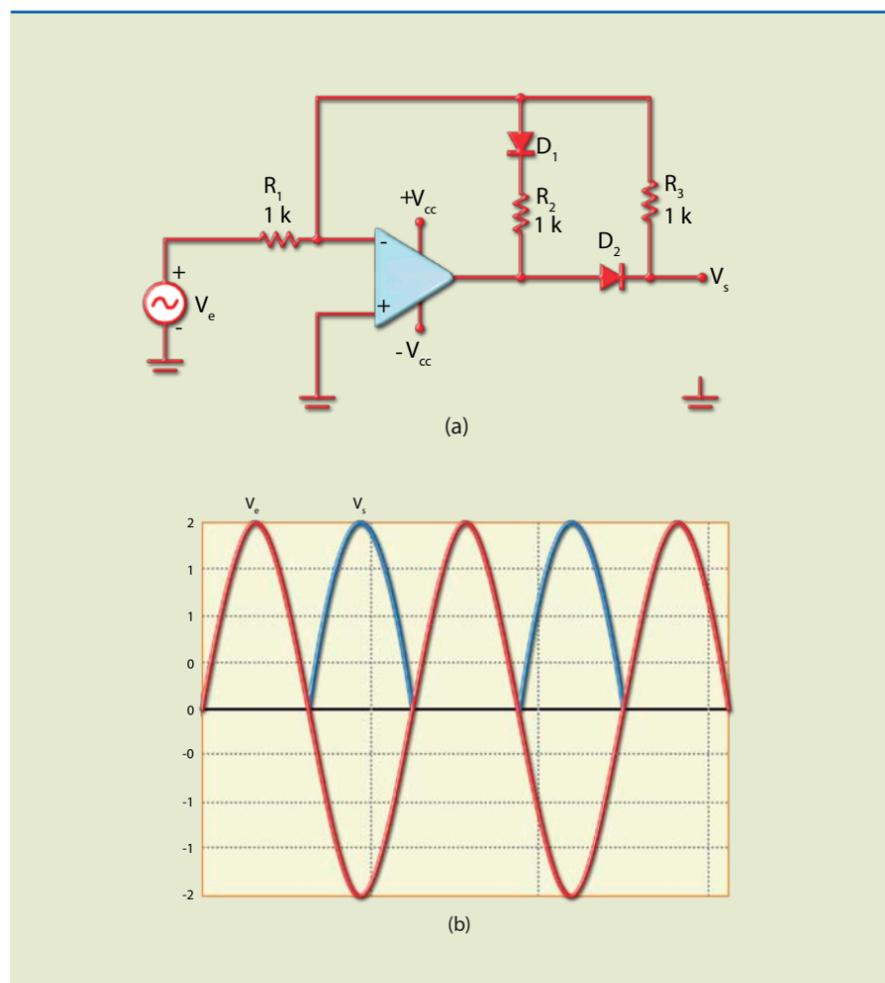
$$V_s = -\frac{R_3}{R_2} \cdot V_e$$

Analisando o circuito da figura 7.89a, é possível notar que, mantendo a entrada positiva, o diodo  $D_2$  corta e o diodo  $D_1$  conduz, e a corrente circula por  $R_2$ . A tensão de saída é obtida de  $R_3$  e do anodo de  $D_1$ , que está ligado à entrada inversora, e, por estar ligada virtualmente ao terra, a saída  $V_s$  é nula.

Como  $R_3 = R_1$ , a amplitude da tensão de saída é a mesma da de entrada.

**Figura 7.89**

Retificador de meia onda:  
a) circuito e  
b) formas de onda de entrada e saída.



Uma característica interessante desse circuito é que ele consegue retificar sinais com amplitude bem menores que 0,6 V. Isso porque a tensão de condução do diodo é reduzida a

$$\frac{0,7 \text{ V}}{A_v}$$

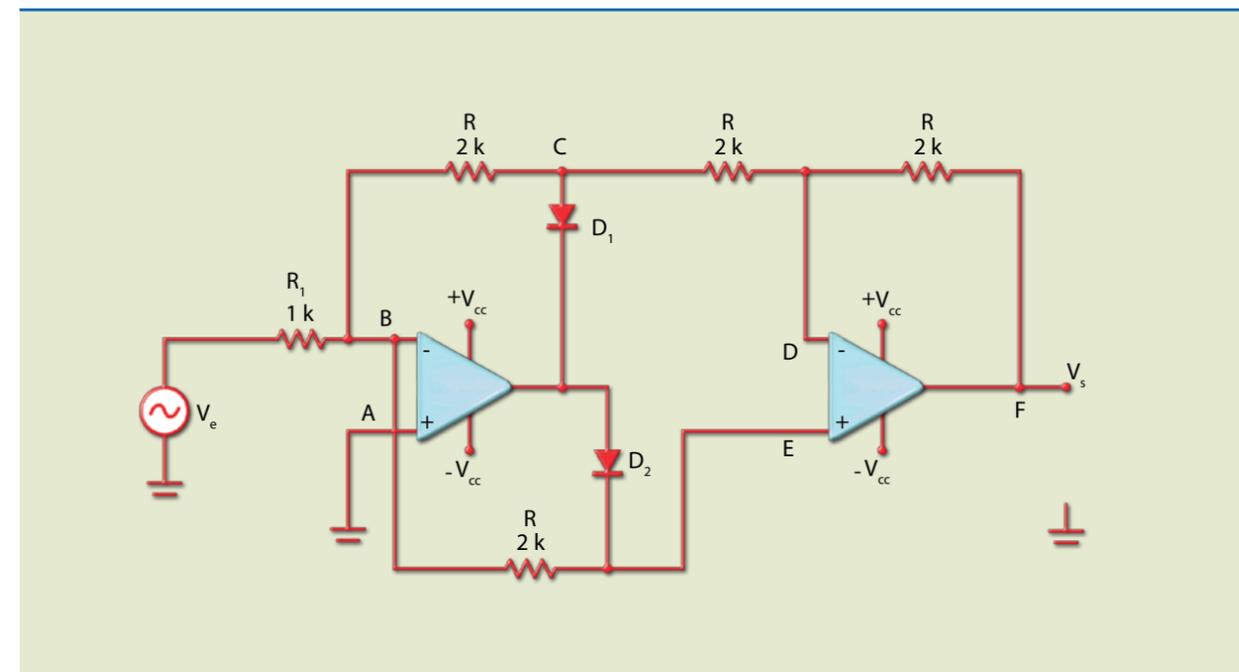
em que  $A_v$  é o ganho em malha aberta.

### Retificador de onda completa

Existem vários circuitos que executam essa função, mas vamos considerar o da figura 7.90, pois ele permite variar o ganho por  $R_1$ .

**Figura 7.90**

Circuito retificador de onda completa.



A figura 7.91a mostra o circuito no semiciclo positivo. Nessas condições,  $D_1$  conduz e  $D_2$  corta. A corrente, ao entrar em  $R_1$ , é calculada por:

$$\frac{V_e}{R_1}$$

e a tensão no primeiro resistor  $R$ , por:  $U_1 = \left(\frac{V_e}{R_1}\right) \cdot R$

O ponto D tem mesmo potencial que o E, e, como não entra corrente por E, os pontos E e B tem mesmo potencial. Além disso, por causa do curto-circuito virtual, o ponto B tem mesmo potencial que o A (terra). Assim,  $U_1 = U_2$ . A corrente no ponto F é determinada por

$$\frac{V_e}{R_1}$$

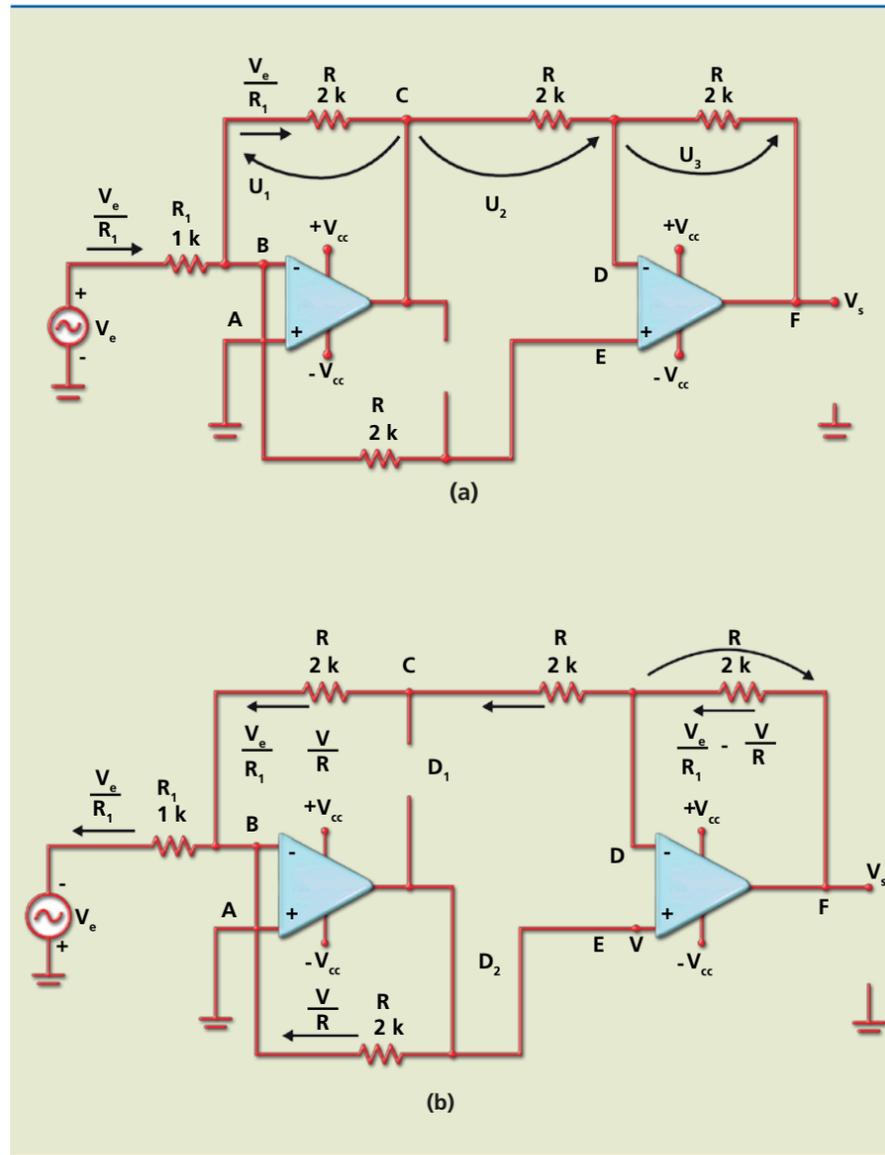
e a tensão, por  $U_3 = V_s = \frac{R}{R_1} \cdot V_e$ .



**Figura 7.91**

Retificador de onda completa:

- a) semiciclo positivo e
- b) semiciclo negativo.



Assim, a tensão de saída é:

$$V_s = V + \left(\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}\right) \cdot R = \frac{R}{R_1} \cdot V_e$$

Podemos, então, concluir que o módulo do ganho é o mesmo para entrada positiva ou negativa.

No semiciclo negativo (figura 7.91b), a corrente segue por  $R_1$ . Nessas condições,  $D_2$  conduz e  $D_1$  corta. Assim, passa a existir uma corrente circulando por  $D_2$ . Considerando que a tensão no ponto E é  $V$ , a corrente em  $D_2$  é determinada por  $V/R$ . Portanto, a corrente no ponto C é a diferença entre a corrente de entrada e a corrente em  $D_2$ :

$$\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}$$

Esse valor é o mesmo encontrado no ponto F; logo, a tensão na resistência de realimentação vale:

$$\left(\frac{V_e}{R_1} - \frac{V}{R}\right) \cdot R$$

