

# Amplificadores de Potência

# 16

 $P_L$ 

## 16.1 INTRODUÇÃO — DEFINIÇÕES E TIPOS DE AMPLIFICADORES

Um amplificador recebe um sinal de um determinado transdutor ou outra fonte de entrada, e fornece uma versão amplificada desse sinal para um dispositivo de saída ou outro estágio amplificador. Um sinal de um transdutor na entrada é geralmente pequeno (alguns milivolts de um tape-deck ou CD, ou alguns microvolts de uma antena) e precisa ser amplificado o suficiente para acionar um dispositivo de saída (alto-falante ou outro dispositivo de potência). Em amplificadores de pequenos sinais, os fatores principais são, via de regra, linearidade na amplificação e amplitude de ganho. Como os sinais de tensão e corrente são pequenos em amplificadores de pequenos sinais, a quantidade de potência que ele é capaz de fornecer e sua eficiência são fatores de pouco interesse. Um amplificador de tensão fornece amplificação de tensão, principalmente para aumentar a tensão de um sinal de entrada. Por sua vez, amplificadores de grandes sinais ou de potência fornecem, sobretudo, potência suficiente a uma carga de saída a fim de acionar um alto-falante ou outro dispositivo de potência, tipicamente na faixa de alguns watts a dezenas de watts. Neste capítulo, nos concentramos nos circuitos amplificadores usados para operar com grandes sinais de tensão e níveis de correntes moderadas ou altas. As características principais de um amplificador de grandes sinais são a eficiência de potência do circuito, a máxima quantidade de potên-

cia que o circuito é capaz de fornecer, e o casamento de impedância com o dispositivo de saída.

Um método usado para classificar amplificadores é por classe. Basicamente, classes de amplificadores indicam a quantidade que o sinal de saída varia, sobre um ciclo de operação, para um ciclo completo do sinal de entrada. Uma breve descrição das classes de amplificadores é fornecida a seguir.

**Classe A:** O sinal de saída varia por um ciclo completo de  $360^\circ$ . A Fig. 16.1a mostra que isto requer que o ponto-Q seja polarizado em um nível tal que o sinal possa variar para cima e para baixo sem atingir uma tensão suficientemente alta capaz de ser restringida pelo nível da fonte de tensão, ou descer a um ponto que possa atingir o nível inferior da fonte, ou 0 V, para o exemplo mostrado na figura.

**Classe B:** Um circuito classe B fornece um sinal de saída que varia sobre metade do ciclo da entrada, ou por  $180^\circ$  de sinal, como mostrado na Fig. 16.1b. O ponto de polarização dc está, portanto, em 0 V, com a saída variando, então, a partir deste ponto de polarização, durante meio ciclo. Obviamente, a saída não é uma reprodução fiel da entrada, se apenas meio ciclo está presente. Dois amplificadores classe B — um para fornecer saída durante o meio ciclo positivo da saída e o outro para operar durante o meio ciclo negativo — são necessários. A combinação dos meios ciclos fornecem, então, uma saída para os  $360^\circ$  completos de operação. Este tipo de conexão realiza a operação denominada push-pull, a qual é discutida adiante neste capítulo.

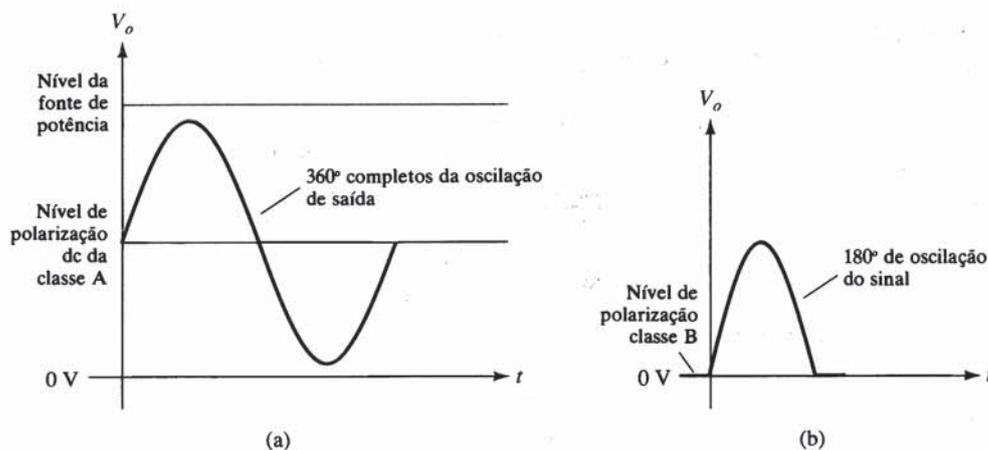


Fig. 16.1 Classes de operação de amplificadores.

QUADRO 16.1 Comparação de Classes de Amplificadores

	Classe				
	A	AB	B	C*	D
Ciclo de operação	360°	180° a 360°	180°	Menor que 180°	Operação por pulsos
Eficiência de potência	25% a 50%	Entre 25% (50%) e 78,5%	78,5%		Tipicamente acima de 90%

\*Classe C geralmente não é usada para transferir grandes quantidades de potência; portanto, a eficiência não é dada aqui.

lo. Note que a operação classe B, por si, gera um sinal de saída muito distorcido, uma vez que o sinal de entrada é reproduzido na saída somente durante a metade do seu ciclo.

**Classe AB:** Um amplificador pode ser polarizado em um nível dc acima do nível correspondente à corrente zero de base da classe B e acima da metade do nível da fonte de tensão da classe A; esta condição de polarização é empregada em amplificadores classe AB. A operação classe AB ainda requer uma conexão push-pull para atingir um ciclo de saída completo, mas o nível de polarização dc é, geralmente, muito próximo do nível zero de corrente de base para uma melhor eficiência de potência, como descrito brevemente. Para operação classe AB, a oscilação do sinal de saída ocorre entre 180 e 360°, e não constitui uma operação classe A, nem mesmo classe B.

**Classe C:** A saída de um amplificador classe C é polarizada para uma operação em menos de 180° do ciclo e só opera com circuitos sintonizados (ressonantes), os quais fornecem um ciclo completo de operação para a frequência sintonizada ou ressonante. Esta classe de operação é usada, portanto, em aplicações especiais de circuitos sintonizados, tais como rádio ou comunicações.

**Classe D:** Esta classe de operação é uma forma de amplificação para sinais pulsados (digitais), em que o circuito fica “ligado” por um curto intervalo de tempo e desligado por um longo intervalo. Usando técnicas digitais, torna-se possível obter um sinal que varia sobre um ciclo completo (usando circuitos de amostragem-e-retenção) para recriar a saída a partir de muitos trechos do sinal de entrada. A maior vantagem da operação classe D é que o amplificador está ligado (usando potência) durante curtos intervalos, e a eficiência global pode, na prática, ser muito alta, como descrito em seguida.

### Eficiência do Amplificador

A eficiência de potência de um amplificador, definida como a razão entre a potência de saída e a potência de entrada, melhora da classe A para a classe D. Em termos gerais, vemos que o amplificador classe A, com polarização dc na metade do nível da fonte de tensão, usa uma boa quantidade de potência para manter a polarização, mesmo que nenhum sinal de entrada seja aplicado. Isto resulta em uma eficiência muito pobre, sobretudo com sinais pequenos de entrada, quando muito pouca potência ac é liberada para a carga. Realmente, a eficiência máxima de um circuito classe A, que ocorre para a maior oscilação de tensão e corrente de saída, é apenas 25% para uma conexão de carga direta ou realimentada em série, e 50% com uma conexão usando transformador para ligar-se a carga. Pode-se mostrar que a operação classe B, sem nenhuma potência de polarização dc para o caso de ausência de sinal de entrada, fornece uma eficiência máxima que atinge 78,5%. A operação classe D pode obter uma eficiência de potência maior do que 90%, fornecendo a ope-

ração mais eficiente de todas as classes de operação. Como a classe AB situa-se entre classe A e classe B, em termos de polarização, ela mantém sua eficiência entre 25% (ou 50%) e 78,5%. O Quadro 16.1 resume a operação das várias classes de amplificadores. Este quadro fornece uma comparação relativa da operação do ciclo de saída e eficiência de potência para os vários tipos de classes. Na operação classe B, obtém-se uma conexão push-pull usando-se um acoplamento a transformador ou usando-se uma operação complementar (ou quase-complementar) com transistores *nnp* e *pnnp* para proporcionar uma operação em ciclos de polaridades opostas. Embora a operação com transformador possa fornecer sinais em ciclos opostos, o transformador em si ocupa um espaço demasiadamente grande para muitas aplicações. Um circuito sem transformador, usando transistores complementares, fornece a mesma operação numa pastilha muito menor. Circuitos e exemplos são fornecidos adiante neste capítulo.

## 16.2 AMPLIFICADOR CLASSE A COM REALIMENTAÇÃO-SÉRIE

O circuito simples de polarização fixa mostrado na Fig. 16.2 pode servir como base para a discussão das características principais de um amplificador classe A com realimentação-série. A única diferença entre este circuito e a versão para pequenos sinais considerada anteriormente é que os sinais tratados pelo circuito para grandes sinais estão na faixa de volts, e o transistor usado é um transistor de potência capaz de operar na faixa de algumas dezenas de watts. Como será mostrado nesta seção, este circuito não é o melhor para ser usado como amplificador de grandes sinais devido à sua baixa eficiência de potência. O beta de um transistor de potência é, geralmente, menor que 100, e o circuito amplificador total, usando transistores de potência, é capaz de suportar grandes potências ou correntes, ao mesmo tempo em que não fornece um ganho de tensão muito elevado.

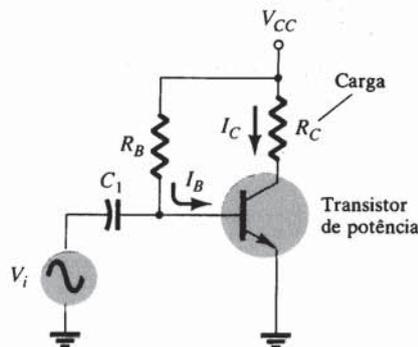


Fig. 16.2 Amplificador para grandes sinais classe A com realimentação-série.

### Operação de Polarização DC

A polarização dc fixada por  $V_{CC}$  e  $R_B$  mantém a corrente de polarização da base em

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0,7 \text{ V}}{R_B} \quad (16.1)$$

com a corrente de coletor sendo, então,

$$I_C = \beta I_B \quad (16.2)$$

com a tensão coletor-emissor de

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (16.3)$$

Para apreciar a importância da polarização dc na operação do amplificador de potência, considere as características de coletor mostradas na Fig. 16.3. Uma reta de carga ac é desenhada usando os valores de  $V_{CC}$  e  $R_C$ . A interseção do valor de polarização de  $I_B$  com a reta de carga dc determina, então, o ponto de operação (ponto-Q) para o circuito. Se a corrente quiescente de coletor for fixada na metade da oscilação possível do sinal (entre 0 e  $V_{CC}/R_C$ ), a corrente de coletor poderá oscilar com uma amplitude maior. Adicionalmente, se a tensão quiescente de coletor-emissor for fixada em um nível correspondente da fonte de tensão, será possível obter a mais alta oscilação de tensão. Com o ponto-Q fixado neste ponto ótimo de polarização, as considerações de potência para o circuito da Fig. 16.2 são determinadas como descrito abaixo.

### Operação AC

Quando um sinal de entrada ac é aplicado ao amplificador da Fig. 16.2, a saída varia em relação a tensão e corrente de seu ponto de operação de polarização dc. Um pequeno sinal de entrada, como o mostrado na Fig. 16.4, fará a corrente de base variar acima e

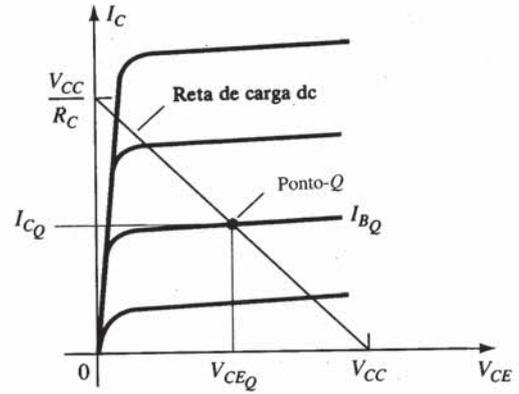


Fig. 16.3 Características do transistor mostrando a reta de carga e o ponto-Q.

abaixo do ponto de polarização dc, o qual, então, fará a corrente de coletor (saída) variar em relação a seu ponto de polarização dc, bem como a tensão coletor-emissor. Quando o sinal de entrada possui uma amplitude maior, a saída aumenta sua amplitude de oscilação em torno do ponto de polarização dc estabelecido até que a tensão ou corrente de coletor atinjam seus limites. Para a corrente, esta condição é representada pela corrente zero no limite inferior e  $V_{CC}/R_C$  no limite superior de sua oscilação. Para a tensão coletor-emissor, os limites são 0 V e  $V_{CC}$ .

### Considerações de Potência

A potência de um amplificador é fornecida pela fonte. Sem nenhum sinal de entrada, a corrente dc drenada é a corrente de polarização do coletor,  $I_{CQ}$ . A potência drenada da fonte é então

$$P_i(\text{dc}) = V_{CC} I_{CQ} \quad (16.4)$$

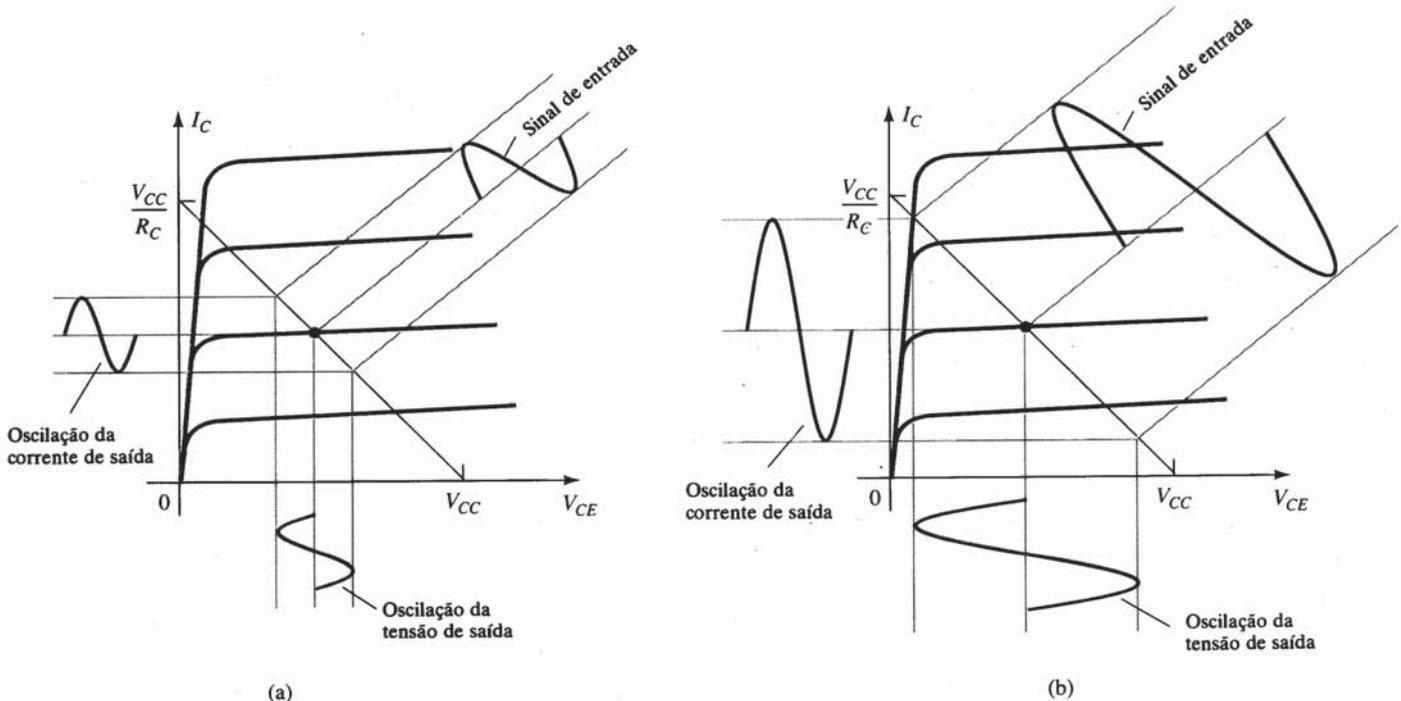


Fig. 16.4 Variação do sinal de entrada e saída do amplificador.

Mesmo com um sinal ac aplicado, a corrente média drenada da fonte permanece a mesma, de forma que a Eq. (16.4) representa a potência de entrada fornecida ao amplificador classe A com realimentação-série.

### POTÊNCIA DE SAÍDA

A tensão e corrente de saída variando em torno do ponto de polarização fornece potência ac para a carga. Esta potência ac é liberada para a carga,  $R_C$ , no circuito da Fig. 16.2. O sinal ac,  $V_i$ , faz a corrente de base variar em torno da corrente de polarização dc e a corrente de coletor em torno de seu nível quiescente,  $I_{CQ}$ . Como mostrado na Fig. 16.4, o sinal de entrada ac resulta em sinais ac de corrente e tensão. Quanto maior o sinal de entrada, maior a oscilação de saída, até o máximo fixado pelo circuito. A potência ac liberada para a carga ( $R_C$ ) pode ser expressa de várias maneiras.

**Usando sinais rms:** A potência ac liberada para a carga ( $R_C$ ) pode ser expressa usando-se

$$P_o(\text{ac}) = V_{CE}(\text{rms})I_C(\text{rms}) \quad (16.5a)$$

$$P_o(\text{ac}) = I_C^2(\text{rms})R_C \quad (16.5b)$$

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CE}^2(\text{rms})}{R_C} \quad (16.5c)$$

**Usando-se valores de pico para os sinais:** A potência ac liberada para a carga pode ser expressa usando-se

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CE(p)}I_C(p)}{2} \quad (16.6a)$$

$$P_o(\text{ac}) = \frac{I_C^2(p)}{2}R_C \quad (16.6b)$$

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CE(p)}^2}{2R_C} \quad (16.6c)$$

**Usando-se sinais pico-a-pico:** a potência ac liberada para a carga pode ser expressa usando-se:

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CE(p-p)}I_C(p-p)}{8} \quad (16.7a)$$

$$P_o(\text{ac}) = \frac{I_C^2(p-p)}{8}R_C \quad (16.7b)$$

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CE(p-p)}^2}{8R_C} \quad (16.7c)$$

### Eficiência

A eficiência de um amplificador representa a quantidade de potência ac liberada (transferida) de sua fonte dc. A eficiência do amplificador é calculada usando-se

$$\% \eta = \frac{P_o(\text{ac})}{P_i(\text{dc})} \times 100\% \quad (16.8)$$

### EFICIÊNCIA MÁXIMA

Para o amplificador classe A com realimentação-série a eficiência máxima pode ser determinada usando-se as oscilações máximas de tensões e correntes. Para a oscilação de tensão

$$\text{máxima } V_{CE}(\text{p-p}) = V_{CC}$$

Para a oscilação de corrente

$$\text{máxima } I_C(\text{p-p}) = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Usando-se a oscilação máxima de tensão na Eq. (16.7a), tem-se

$$\begin{aligned} \text{máxima } P_o(\text{ac}) &= \frac{V_{CC}(V_{CC}/R_C)}{8} \\ &= \frac{V_{CC}^2}{8R_C} \end{aligned}$$

A máxima potência de entrada pode ser calculada usando-se a corrente de polarização dc fixada na metade do valor máximo

$$\begin{aligned} \text{máxima } P_i(\text{dc}) &= V_{CC}(\text{máxima } I_C) = V_{CC} \frac{V_{CC}/R_C}{2} \\ &= \frac{V_{CC}^2}{2R_C} \end{aligned}$$

Podemos, então, usar a Eq. (16.8) para calcular a eficiência máxima:

$$\begin{aligned} \text{máxima } \% \eta &= \frac{\text{máxima } P_o(\text{ac})}{\text{máxima } P_i(\text{dc})} \times 100\% \\ &= \frac{V_{CC}^2/8R_C}{V_{CC}^2/2R_C} \times 100\% \\ &= 25\% \end{aligned}$$

A eficiência máxima de um amplificador classe A com realimentação-série é, portanto, 25%. Como a eficiência máxima só ocorre para condições ideais de oscilações de tensão e corrente, muitos circuitos com realimentação-série fornecem eficiências muito menores que 25%.

### EXEMPLO 16.1

Calcule a potência de entrada, potência de saída e eficiência do circuito amplificador na Fig. 16.5, para uma tensão de entrada que resulta em uma corrente de base de 10 mA de pico.

### Solução

Usando as Eqs. (16.1) até (16.3), o ponto-Q pode ser determinado por

$$I_{B_Q} = \frac{V_{CC} - 0,7 \text{ V}}{R_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 19,3 \text{ mA}$$

$$I_{C_Q} = \beta I_{B_Q} = 25(19,3 \text{ mA}) = 482,5 \text{ mA} \cong 0,48 \text{ A}$$

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_{C_Q}R_C = 20 \text{ V} - (0,48 \text{ A})(20 \Omega) = 10,4 \text{ V}$$

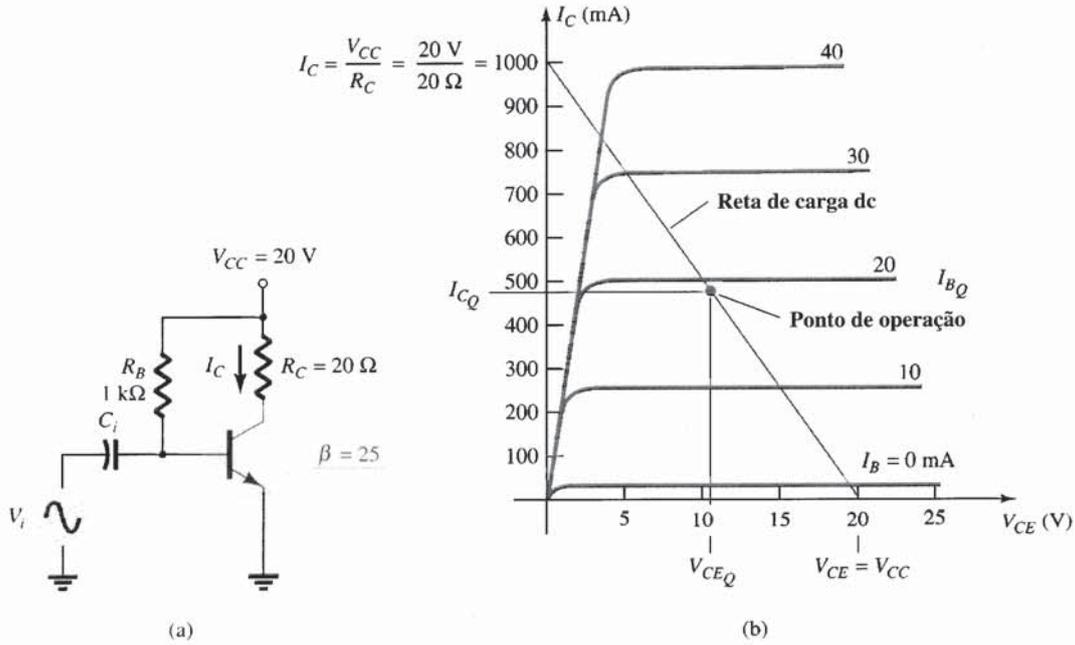


Fig. 16.5 Operação de um circuito com realimentação-série para o Exemplo 16.1.

Este ponto de polarização é marcado sobre a curva característica de coletor do transistor da Fig. 16.5b. A variação ac do sinal de saída pode ser obtida graficamente usando-se a reta de carga dc desenhada na Fig. 16.5b, conectando  $V_{CE} = V_{CC} = 20 \text{ V}$  com  $I_C = V_{CC}/R_C = 1000 \text{ mA} = 1 \text{ A}$ , como mostrado. Quando a corrente ac de entrada da base aumenta a partir do seu nível de polarização dc, a corrente de coletor se eleva por

$$I_C(p) = \beta I_B(p) = 25(10 \text{ mA pico}) = 250 \text{ mA de pico}$$

Usando-se a Eq. (16.6b), temos

$$P_o(ac) = \frac{I_C^2(p)}{2} R_C = \frac{(250 \times 10^{-3} \text{ A})^2}{2} (20 \Omega) = 0,625 \text{ W}$$

Usando-se a Eq. (16.4b), resulta em

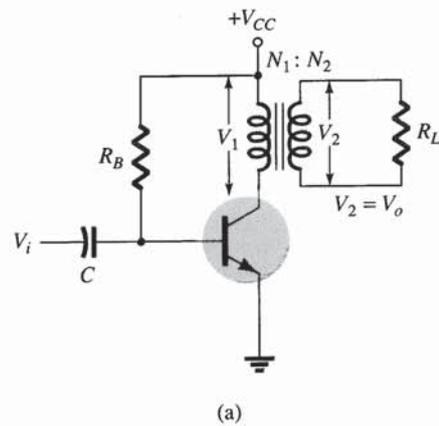
$$P_i(dc) = V_{CC} I_{CQ} = (20 \text{ V})(0,48 \text{ A}) = 9,6 \text{ W}$$

A eficiência de potência do amplificador pode, então, ser calculada usando-se Eq. (16.8):

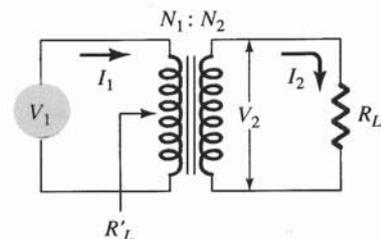
$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{0,625 \text{ W}}{9,6 \text{ W}} \times 100\% = 6,5\%$$

### Ação do Transformador

Um transformador pode aumentar ou diminuir os níveis de tensão ou corrente de acordo com sua razão de espiras, como explicado abaixo. Por sua vez, a impedância conectada de um lado de um transformador pode ser interpretada para o outro lado do transformador, aparecendo com um valor maior ou menor, que depende do quadrado da razão de espiras do transformador. A discussão a seguir



(a)

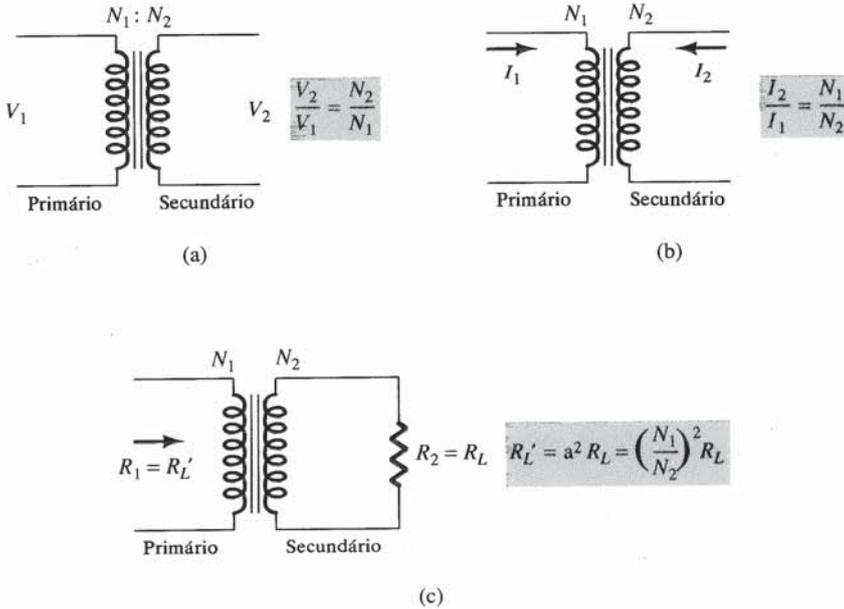


(b)

Fig. 16.6 Amplificador de potência de áudio acoplado a transformador.

## 16.3 AMPLIFICADOR CLASSE A COM ACOPLAMENTO A TRANSFORMADOR

O tipo de amplificador classe A com eficiência máxima de 50% usa um transformador para acoplar o sinal de saída à carga, como mostrado na Fig. 16.6. Este é um circuito simples para a discussão de alguns conceitos básicos. Algumas versões mais utilizadas na prática são abordadas adiante neste capítulo. Uma vez que o circuito usa um transformador para acoplar tensão ou corrente, se mostra oportuno apresentar as relações de tensão e corrente de um transformador.



**Fig. 16.7** Operação do transformador: (a) transformação de tensão; (b) transformação de corrente; (c) transformação de impedância.

assume transferência de potência ideal (100%) do primário para o secundário; ou seja, nenhuma perda de potência é considerada.

**TRANSFORMAÇÃO DE TENSÃO**

Como mostrado na Fig. 16.7a, o transformador pode aumentar ou reduzir uma tensão aplicada de um lado diretamente de acordo com a razão entre espiras (ou número de voltas) em cada lado. A transformação de tensão é dada por

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} \tag{16.9}$$

A equação (16.9) mostra que se o número de voltas no lado do secundário é maior do que no primário, a tensão no lado do secundário é maior do que a tensão no lado do primário.

**TRANSFORMAÇÃO DE CORRENTE**

A corrente no enrolamento secundário é inversamente proporcional ao número de espiras nos enrolamentos. A transformação de corrente é dada por

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \tag{16.10}$$

Esta relação é mostrada na Fig. 16.7b. Se o número de espiras no lado secundário é maior do que no primário, a corrente no secundário será menor do que a corrente no primário.

**TRANSFORMAÇÃO DE IMPEDÂNCIA**

Como a tensão e a corrente podem ser modificadas por um transformador, a impedância “vista” do outro lado (primário ou secundário) também pode ser modificada. Como mostrado na Fig. 16.7c, uma impedância  $R_L$  é conectada através do secundário do transformador. Esta impedância é modificada pelo transformador, quando vista pelo lado do primário ( $R_L'$ ). Isto pode ser mostrado como se segue:

$$\frac{R_L}{R_L'} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_2/I_2}{V_1/I_1} = \frac{V_2}{I_2} \frac{I_1}{V_1} = \frac{V_2}{V_1} \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \frac{N_2}{N_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2$$

Se definimos  $a = N_1/N_2$ , onde  $a$  é razão de espiras do transformador, a equação acima torna-se

$$\frac{R_L'}{R_L} = \frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = a^2 \tag{16.11}$$

Podemos expressar a resistência da carga refletida para o primário por:

$$R_1 = a^2 R_2 \quad \text{ou} \quad R_L' = a^2 R_L \tag{16.12}$$

onde  $R_L'$  é a impedância refletida. Como mostrado na Eq. (16.12), a impedância refletida está relacionada diretamente ao quadrado da razão entre espiras. Se o número de espiras do secundário é menor do que o do primário, a impedância vista pelo primário é maior do que a verificada no secundário.

**EXEMPLO 16.2**

Calcule a resistência efetiva vista, olhando-se para o primário de um transformador 15:1 conectado a uma carga de 8 Ω.

**Solução**

Eq. (16.12):  $R_L' = a^2 R_L = (15)^2(8 \Omega) = 1800 \Omega = 1,8 \text{ k}\Omega$

**EXEMPLO 16.3**

Que razão entre espiras de um transformador é necessária para casar uma carga de alto-falante de 16 Ω, tal que a resistência de carga efetiva vista pelo primário seja de 10 kΩ?

**Solução**

Eq. (16.11):  $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{R_L'}{R_L} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{16 \Omega} = 625$

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{625} = 25:1$$

## OPERAÇÃO DO ESTÁGIO AMPLIFICADOR

### RETA DE CARGA DC

A resistência (dc) de enrolamento de um transformador determina a reta de carga para o circuito da Fig. 16.6. Tipicamente, esta resistência dc é pequena (idealmente  $0 \Omega$ ) e, como mostrado na Fig. 16.8, uma reta de carga dc de  $0 \Omega$  é representada por uma linha vertical. Na prática, a resistência do enrolamento de um transformador é de alguns ohms, mas somente o caso ideal será considerado nesta discussão. Não há queda de tensão dc através da resistência de carga de  $0 \Omega$ , e a reta de carga é desenhada verticalmente do ponto de tensão,  $V_{CEQ} = V_{CC}$ .

### PONTO QUIESCENTE DE OPERAÇÃO

O ponto de operação na curva característica da Fig. 16.8 pode ser obtido graficamente pelo ponto de interseção da reta de carga dc e a corrente de base indicada pelo circuito. A corrente quiescente de coletor pode, então, ser obtida do ponto de operação. No caso da operação classe A, não esqueça de que o ponto de polarização dc determina as condições para a máxima oscilação do sinal não distorcido para ambos, corrente e tensão coletor-emissor. Se o sinal de entrada produz uma oscilação de tensão menor do que a máxima possível, a eficiência do circuito naquele instante será menor do que 25%. O ponto de polarização dc é, portanto, importante na determinação da operação de um amplificador classe A com realimentação-série.

### RETA DE CARGA AC

Para prosseguir com a análise ac, é necessário calcular a resistência de carga ac "vista", olhando-se para o primário do trans-

formador, e então desenhando-se a reta de carga ac sobre a curva característica do coletor. A resistência de carga refletida ( $R'_L$ ) é calculada usando-se a Eq. (16.12), para o valor da carga conectada através do secundário ( $R_L$ ) e a relação de espiras do transformador. A técnica de análise gráfica prossegue, então, como se segue. Desenhe a reta de carga ac tal que passe através do ponto de operação e tenha um coeficiente angular de  $-1/R'_L$  (a resistência de carga refletida), o coeficiente angular da reta de carga sendo o negativo recíproco da resistência de carga ac. Note que a reta de carga ac mostra que a oscilação do sinal de saída pode exceder o valor de  $V_{CC}$ . Realmente, a tensão desenvolvida através do primário do transformador pode ser bastante grande. É, portanto, necessário após a obtenção da reta de carga ac verificar se a oscilação de tensão não excede os valores nominais máximos do transistor.

### OSCILAÇÃO DO SINAL E POTÊNCIA DE SAÍDA AC

A Fig. 16.9 mostra as oscilações dos sinais de tensão e corrente no circuito da Fig. 16.6. Das variações do sinal mostradas, os valores pico-a-pico das oscilações do sinal são

$$V_{CE(p-p)} = V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}}$$

$$I_C(p-p) = I_{C_{max}} - I_{C_{min}}$$

A potência ac desenvolvida através do primário do transformador pode então ser calculada, usando-se

$$P_o(ac) = \frac{(V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}})(I_{C_{max}} - I_{C_{min}})}{8} \quad (16.13)$$

A potência ac calculada representa a potência desenvolvida através do primário do transformador (um transformador muito efi-

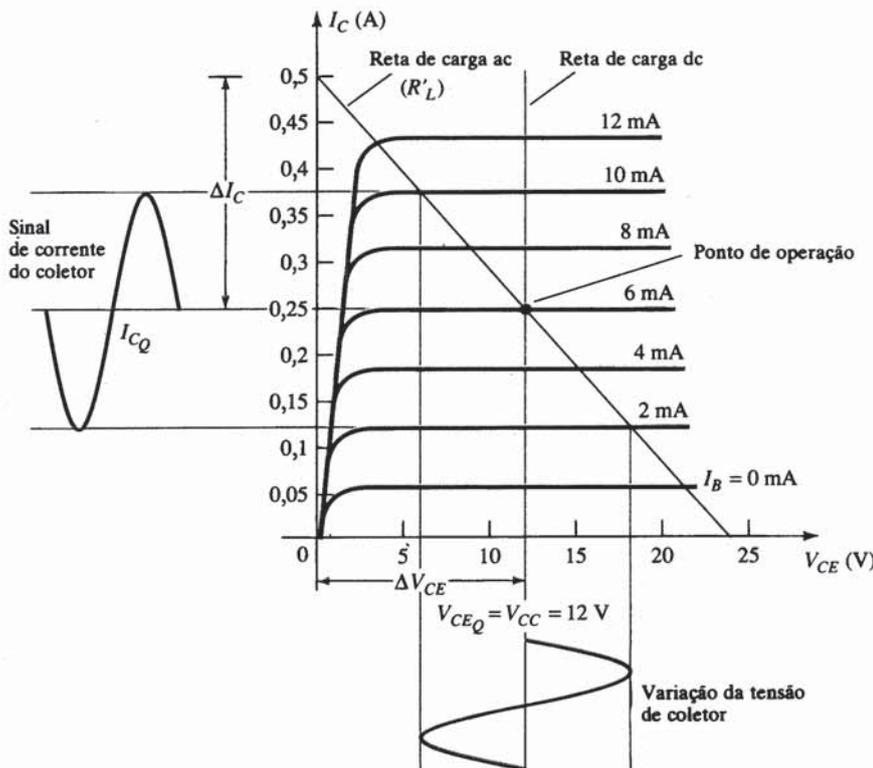


Fig. 16.8 Retas de carga para um amplificador classe A acoplado a transformador.

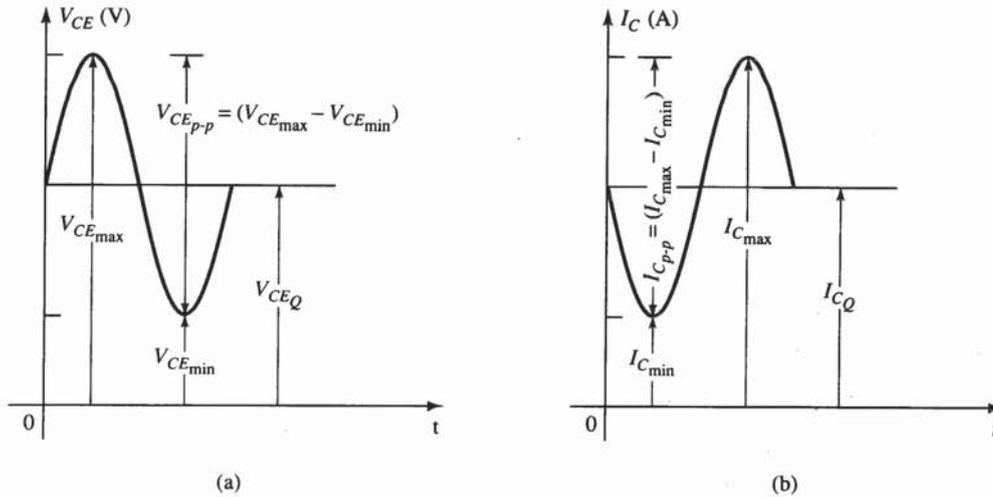


Fig. 16.9 Operação gráfica de um amplificador classe A acoplado a transformador.

ciente tem eficiência de pelo menos 90%). A potência liberada pelo secundário para a carga é, aproximadamente, a calculada usando a Eq. (16.13). A potência de saída ac também pode ser determinada usando-se a tensão liberada para a carga.

Para o transformador ideal, a tensão liberada para a carga pode ser calculada usando-se a Eq. (16.9):

$$V_L = V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1$$

A potência através da carga pode ser expressa por

$$P_L = \frac{V_L^2(\text{rms})}{R_L}$$

e é igual à potência calculada usando-se a Eq. (16.5c).

Usando-se a Eq. (16.10) para calcular a corrente de carga, temos

$$I_L = I_2 = \frac{N_1}{N_2} I_C$$

e a potência de saída ac é calculada usando-se

$$P_L = I_L^2(\text{rms}) R_L$$

**EXEMPLO 16.4**

Calcule a potência ac liberada para um alto-falante de  $8 \Omega$  do circuito da Fig. 16.10. Os valores dos componentes do circuito resultam numa corrente de base dc de 6 mA, e o sinal de entrada ( $v_i$ ) resulta numa oscilação de corrente de base de 4 mA de pico.

**Solução**

A reta de carga dc é desenhada verticalmente (veja Fig. 16.11) do ponto de tensão:

$$V_{CE_Q} = V_{CC} = 10 \text{ V}$$

Para  $I_B = 6 \text{ mA}$ , o ponto de operação na Fig. 16.11 é

$$V_{CE_Q} = 10 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_{C_Q} = 140 \text{ mA}$$

A resistência ac efetiva vista pelo primário é

$$R'_L = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L = (3)^2 (8) = 72 \Omega$$

A reta de carga ac pode ser então desenhada com um coeficiente angular de  $-1/72$  passando através do ponto de operação indicado. Para ajudar no desenho da reta de carga, considere o seguinte procedimento. Para uma oscilação de corrente de

$$I_C = \frac{V_{CE}}{R'_L} = \frac{10 \text{ V}}{72 \Omega} = 139 \text{ mA}$$

marque um ponto (A):

$$I_{CE_Q} + I_C = 140 \text{ mA} + 139 \text{ mA} = 279 \text{ mA} \text{ ao longo do eixo-}y$$

Conecte o ponto A através do ponto-Q para obter a reta de carga ac. Para uma dada oscilação de corrente de base de 4 mA de pico, a máxima e a mínima correntes de coletor e a tensão coletor-emissor obtida da Fig. 16.11 são

$$V_{CE_{\min}} = 1,7 \text{ V} \quad I_{C_{\min}} = 25 \text{ mA}$$

$$V_{CE_{\max}} = 18,3 \text{ V} \quad I_{C_{\max}} = 255 \text{ mA}$$

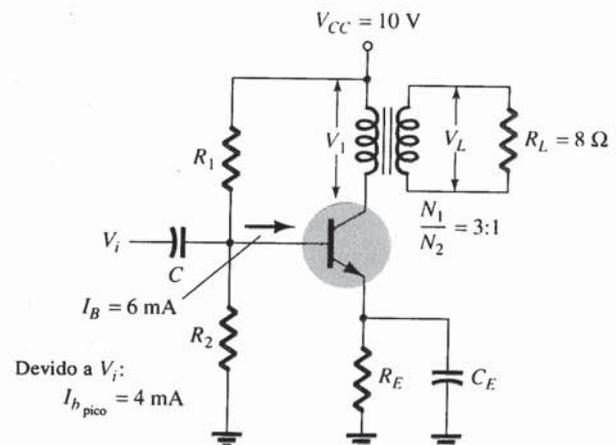


Fig. 16.10 Amplificador classe A acoplado a transformador para o Exemplo 16.4.

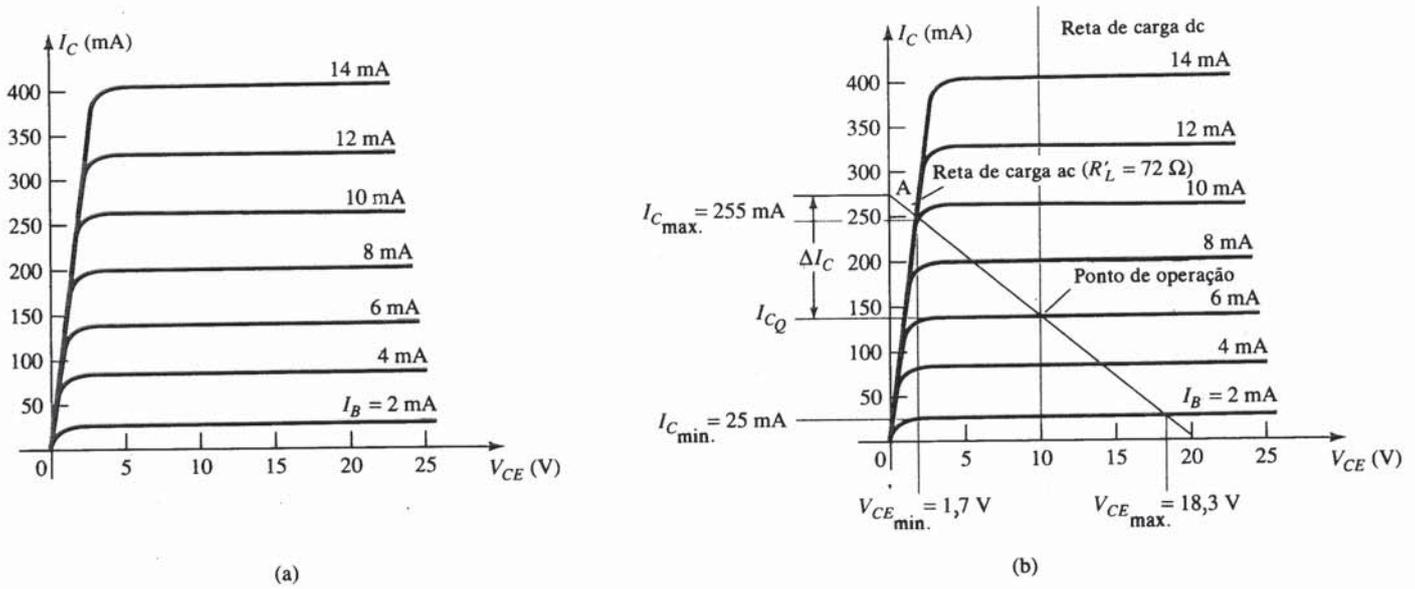


Fig. 16.11 Curvas características do transistor classe A acoplado a transformador para os Exemplos 16.4 e 16.5: (a) características do dispositivo; (b) retas de carga dc e ac.

A potência ac liberada para a carga pode, então, ser calculada usando-se a Eq. (16.13):

$$P_o(ac) = \frac{(V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}})(I_{C_{max}} - I_{C_{min}})}{8}$$

$$= \frac{(18,3 \text{ V} - 1,7 \text{ V})(255 \text{ mA} - 25 \text{ mA})}{8} = \mathbf{0,477 \text{ W}}$$

### Eficiência

Até agora consideramos o cálculo da potência ac liberada para a carga. Consideramos, em seguida, a potência de entrada da fonte, perdas de potência no amplificador, e a eficiência global de potência do amplificador classe A acoplado a transformador.

A potência de entrada (dc) obtida da fonte é calculada a partir do valor da fonte de tensão dc e da potência média drenada da fonte:

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{C_Q} \tag{16.14}$$

Para o amplificador acoplado a transformador, a potência dissipada pelo transformador é pequena (devido à pequena resistência dc de uma bobina) e será ignorada nestes cálculos. Logo, a única perda de potência considerada aqui é aquela dissipada pelo transistor de potência e calculada, usando-se

$$P_Q = P_i(dc) - P_o(ac) \tag{16.15}$$

onde  $P_Q$  é a potência dissipada por calor. Embora a equação seja simples, é, contudo, de pouco significado quando utilizamos um amplificador classe A. A quantidade de potência dissipada pelo transistor é a diferença entre a drenada da fonte dc (determinada pelo ponto de polarização) e a quantidade liberada para a carga ac. Quando o sinal de entrada é muito pequeno, com uma potência ac muito pequena liberada para a carga, a potência máxima é dissipada pelo transistor. Quando o sinal de entrada é grande, e a potência liberada para a carga é também grande, menos potência

é dissipada pelo transistor. Ou seja, a dissipação de potência em um amplificador classe A atinge seu máximo quando a carga é desconectada do amplificador; por outro lado, quando a carga está drenando a máxima potência possível do circuito, o transistor dissipa a mínima quantidade de potência possível.

### EXEMPLO 16.5

Para o circuito da Fig. 16.10 e os resultados do Exemplo 16.4, calcule a potência de entrada dc, potência dissipada pelo transistor, e eficiência do circuito para o sinal de entrada do Exemplo 16.4.

### Solução

Eq. (16.14):  $P_i(dc) = V_{CC} I_{C_Q} = (10 \text{ V})(140 \text{ mA}) = \mathbf{1,4 \text{ W}}$

Eq. (16.15):  $P_Q = P_i(dc) - P_o(ac) = 1,4 \text{ W} - 0,477 \text{ W} = \mathbf{0,92 \text{ W}}$

A eficiência do amplificador é, então,

$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{0,477 \text{ W}}{1,4 \text{ W}} \times 100\% = \mathbf{34,1\%}$$

### MÁXIMA EFICIÊNCIA TEÓRICA

Para um amplificador classe A acoplado a transformador, a máxima eficiência teórica atinge 50%. Baseado nos sinais obtidos usando-se o amplificador, a eficiência pode ser expressa por

$$\% \eta = 50 \left( \frac{V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}}}{V_{CE_{max}} + V_{CE_{min}}} \right)^2 \tag{16.16}$$

Quanto maior o valor de  $V_{CE_{max}}$  e menor o valor de  $V_{CE_{min}}$ , mais próxima fica a eficiência do limite teórico de 50%.

**EXEMPLO 16.6**

Calcule a eficiência do amplificador classe A acoplado a transformador para uma fonte de 12 V e saídas de:

- (a)  $V(p) = 12\text{ V}$ .
- (b)  $V(p) = 6\text{ V}$ .
- (c)  $V(p) = 2\text{ V}$ .

**Solução**

Como  $V_{CEQ} = V_{CC} = 12\text{ V}$ , os pontos máximo e mínimo da oscilação de tensão são

- (a)  $V_{CE_{\max}} = V_{CEQ} + V(p) = 12\text{ V} + 12\text{ V} = 24\text{ V}$   
 $V_{CE_{\min}} = V_{CEQ} - V(p) = 12\text{ V} - 12\text{ V} = 0\text{ V}$

resultando em

$$\% \eta = 50 \left( \frac{24\text{ V} - 0\text{ V}}{24\text{ V} + 0\text{ V}} \right)^2 \quad \% = 50\%$$

- (b)  $V_{CE_{\max}} = V_{CEQ} + V(p) = 12\text{ V} + 6\text{ V} = 18\text{ V}$   
 $V_{CE_{\min}} = V_{CEQ} - V(p) = 12\text{ V} - 6\text{ V} = 6\text{ V}$

resultando em

$$\% \eta = 50 \left( \frac{18\text{ V} - 6\text{ V}}{18\text{ V} + 6\text{ V}} \right)^2 \quad \% = 12,5\%$$

- (c)  $V_{CE_{\max}} = V_{CEQ} + V(p) = 12\text{ V} + 2\text{ V} = 14\text{ V}$   
 $V_{CE_{\min}} = V_{CEQ} - V(p) = 12\text{ V} - 2\text{ V} = 10\text{ V}$

resultando em

$$\% \eta = 50 \left( \frac{14\text{ V} - 10\text{ V}}{14\text{ V} + 10\text{ V}} \right)^2 \quad \% = 1,39\%$$

Note quão dramaticamente a eficiência do amplificador cai de um máximo de 50% em  $V(p) = V_{CC}$  para pouco mais de 1% em  $V(p) = 2\text{ V}$ .

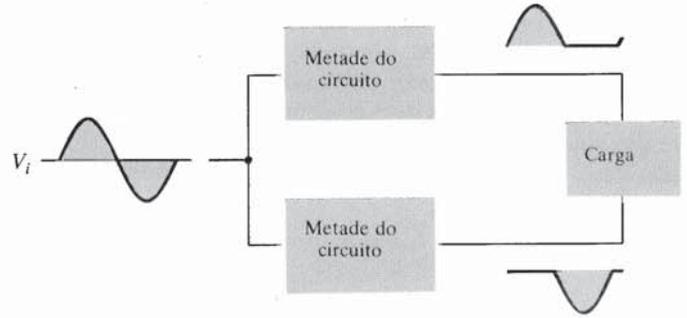


Fig. 16.12 Representação em bloco da operação push-pull.

**Potência de Entrada (DC)**

A potência fornecida a uma carga por um amplificador é drenada da fonte de potência (ou fontes de potências; veja Fig. 16.13), as quais fornecem a potência de entrada ou dc. A quantidade desta potência de entrada pode ser calculada usando-se

$$P_i(\text{dc}) = V_{CC}I_{\text{dc}} \quad (16.17)$$

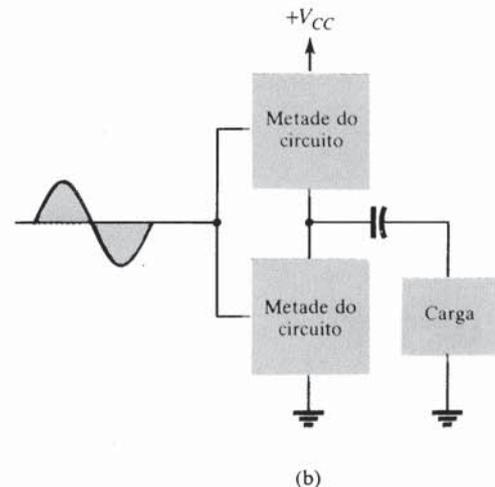
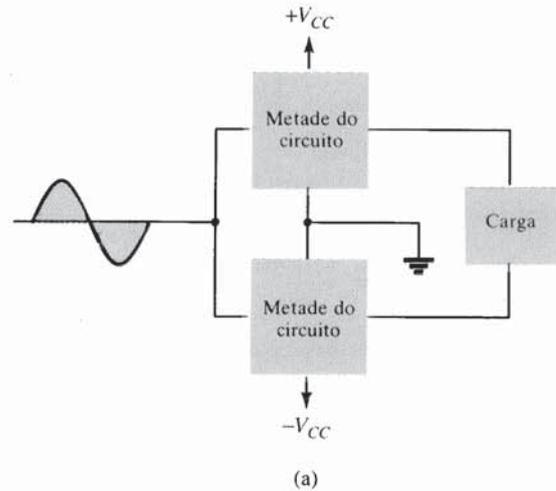


Fig. 16.13 Conexão de um amplificador push-pull a carga: (a) usando-se duas fontes de tensão; (b) usando-se uma fonte de tensão.

**16.4 OPERAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE B**

Na operação classe B, o transistor fica polarizado em um nível que o mantém cortado, sendo ligado somente quando o sinal é aplicado. Ou seja, praticamente não há polarização, e o transistor conduz corrente por apenas meio ciclo do sinal. Para se obter saída para um ciclo completo de sinal, é necessário usar dois transistores e ter cada um conduzindo em meios ciclos opostos. A operação combinada fornece um ciclo completo de sinal de saída. Como uma parte do circuito empurra o sinal alto durante um meio ciclo e a outra parte puxa o sinal baixo durante o outro meio ciclo, o circuito é referenciado como um *circuito push-pull*. A Fig. 16.12 mostra um diagrama para a operação push-pull. Um sinal de entrada ac é aplicado ao circuito push-pull, sendo a operação dividida em meios ciclos alternados; a carga, então, recebe um sinal por um ciclo completo de operação. Os transistores de potência usados num circuito push-pull são capazes de liberar a potência desejada pela carga, e a operação classe B desses transistores apresentam uma eficiência maior do que a possível usando um simples transistor em operação classe A.

onde  $I_{dc}$  é a corrente média ou dc drenada das fontes de potência. Na operação classe B, a corrente drenada de uma única fonte de potência tem a forma de um sinal de onda completa retificado, enquanto a drenada de duas fontes de potência tem a forma de um sinal de meia onda retificado de cada fonte. Em qualquer caso, o valor da corrente média drenada pode ser expresso como

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} I(p) \quad (16.18)$$

onde  $I(p)$  é o valor de pico da forma de onda da corrente de saída. Usando a Eq. (16.18) na equação da potência de entrada (16.17) resulta em

$$P_i(dc) = V_{CC} \left( \frac{2}{\pi} I(p) \right) \quad (16.19)$$

### Potência de Saída (AC)

A potência liberada para a carga (geralmente referida como resistência,  $R_L$ ) pode ser calculada em qualquer uma das várias equações. Se alguém estiver usando um medidor rms para medir a tensão na carga, a potência de saída pode ser calculada por

$$P_o(ac) = \frac{V_L^2(rms)}{R_L} \quad (16.20)$$

Se alguém estiver usando um osciloscópio, a tensão de saída medida de pico, ou pico a pico, pode ser usada:

$$P_o(ac) = \frac{V_L^2(p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} \quad (16.21)$$

Quanto maior a tensão rms ou de pico de saída, maior a potência liberada para a carga.

### Eficiência

A eficiência de um amplificador classe B pode ser calculada usando-se a equação básica:

$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\%$$

Usando-se as Eqs. (16.19) e (16.21) na equação da eficiência acima resulta em

$$\begin{aligned} \% \eta &= \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{V_L^2(p)/2R_L}{V_{CC}[(2/\pi)I(p)]} \times 100\% \\ &= \frac{\pi}{4} \frac{V_L(p)}{V_{CC}} \times 100\% \end{aligned} \quad (16.22)$$

(usando-se  $I(p) = V_L(p)/R_L$ ). A equação (16.22) mostra que, quanto maior a tensão de pico, mais alta a eficiência do circuito, até um valor máximo de  $V_L(p) = V_{CC}$ . A eficiência máxima correspondente é de:

$$\text{eficiência máxima} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78,5\%$$

### Potência Dissipada pelos Transistores de Saída

A potência dissipada (por aquecimento) pelos transistores de potência de saída é a diferença entre a potência de entrada liberada pelas fontes e a potência de saída liberada para a carga.

$$P_{2Q} = P_i(dc) - P_o(ac) \quad (16.23)$$

onde  $P_{2Q}$  é a potência dissipada pelos dois transistores de potência de saída. A potência dissipada por cada transistor é, então,

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} \quad (16.24)$$

#### EXEMPLO 16.7

Para um amplificador classe B fornecendo sinal de 20 V de pico para uma carga de 16  $\Omega$  (alto-falante) e uma fonte de potência de  $V_{CC} = 30$  V, determine a potência de entrada, potência de saída, e a eficiência do circuito.

#### Solução

Um sinal de 20 V de pico através de uma carga de 16  $\Omega$  fornece uma corrente de pico na carga de

$$I_L(p) = \frac{V_L(p)}{R_L} = \frac{20 \text{ V}}{16 \Omega} = 1,25 \text{ A}$$

O valor dc da corrente drenada da fonte de potência é, então,

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} I_L(p) = \frac{2}{\pi} (1,25 \text{ A}) = 0,796 \text{ A}$$

e a potência de entrada liberada pela fonte de tensão é

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{dc} = (30 \text{ V})(0,796 \text{ A}) = 23,9 \text{ W}$$

A potência de saída liberada para a carga é

$$P_o(ac) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{2(16 \Omega)} = 12,5 \text{ W}$$

para uma eficiência resultante de

$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{12,5 \text{ W}}{23,9 \text{ W}} \times 100\% = 52,3\%$$

### Considerações de Máxima Potência

Para operação classe B, a potência máxima de saída é liberada para a carga quando  $V_L(p) = V_{CC}$ .

$$\text{máxima } P_o(ac) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (16.25)$$

A corrente de pico ac correspondente  $I(p)$  é, então,

$$I(p) = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

tal que o valor máximo da corrente média da fonte de potência é

$$\text{máxima } I_{dc} = \frac{2}{\pi} I(p) = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L}$$

Usando esta corrente para calcular o valor máximo de potência de entrada, resulta em

$$\text{máxima } P_i(dc) = V_{CC}(\text{máximo } I_{dc}) = V_{CC} \left( \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} \right) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \quad (16.26)$$

A eficiência máxima do circuito para operação classe B é, então,

$$\begin{aligned} \text{máximo } \% \eta &= \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% \\ &= \frac{V_{CC}^2/2R_L}{V_{CC}[(2/\pi)(V_{CC}/R_L)]} \times 100\% \\ &= \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78,54\% \quad (16.27) \end{aligned}$$

Quando o sinal de entrada produz uma oscilação menor do que a máxima oscilação possível do sinal de saída, a eficiência do circuito é menor do que 78,5%.

Para operação classe B, a máxima potência dissipada pelos transistores de saída não ocorre na condição de máxima potência de entrada ou saída. A máxima potência dissipada pelos dois transistores de saída ocorre quando a tensão de saída através da carga é

$$V_L(p) = 0,636V_{CC} \quad \left( = \frac{2}{\pi} V_{CC} \right)$$

para uma dissipação máxima de potência do transistor de

$$\text{máxima } P_{2Q} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (16.28)$$

**EXEMPLO 16.8**

Para um amplificador classe B usando uma fonte de  $V_{CC} = 30 \text{ V}$  e acionando uma carga de  $16 \Omega$ , determine a máxima potência de entrada, potência de saída, e dissipação do transistor.

**Solução**

A máxima potência de saída é

$$\text{máxima } P_o(ac) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{(30 \text{ V})^2}{2(16 \Omega)} = 28,125 \text{ W}$$

A máxima potência de entrada drenada da fonte de tensão é

$$\text{máxima } P_i(dc) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} = \frac{2(30 \text{ V})^2}{\pi(16 \Omega)} = 35,81 \text{ W}$$

A eficiência do circuito é, então,

$$\begin{aligned} \text{máxima } \% \eta &= \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{28,125 \text{ W}}{35,81 \text{ W}} \times 100\% \\ &= 78,54\% \end{aligned}$$

como esperado. A máxima potência dissipada por cada transistor é

$$\begin{aligned} \text{máxima } P_Q &= \frac{\text{máxima } P_{2Q}}{2} = 0,5 \left( \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \right) \\ &= 0,5 \left[ \frac{2(30 \text{ V})^2}{\pi^2 16 \Omega} \right] = 5,7 \text{ W} \end{aligned}$$

Sob condições extremas, um par de transistores, cada um dissipando no máximo 5,7 W pode liberar 28,125 W para uma carga de  $16 \Omega$ , enquanto drena 35,81 W da fonte.

A eficiência de um amplificador classe B também pode ser expressa como se segue:

$$P_o(ac) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L}$$

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{dc} = V_{CC} \left[ \frac{2V_L(p)}{\pi R_L} \right]$$

$$\begin{aligned} \text{tal que } \% \eta &= \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% \\ &= \frac{V_L^2(p)/2R_L}{V_{CC}[(2/\pi)(V_L(p)/R_L)]} \times 100\% = 78,54 \frac{V_L(p)}{V_{CC}} \% \quad (16.29) \end{aligned}$$

**EXEMPLO 16.9**

Calcule a eficiência de um amplificador classe B para uma fonte de tensão de  $V_{CC} = 24 \text{ V}$  com tensões de pico de saída de:

- (a)  $V_L(p) = 22 \text{ V}$ .
- (b)  $V_L(p) = 6 \text{ V}$ .

**Solução**

Usando-se a Eq. (16.29), temos

$$(a) \% \eta = 78,54 \frac{V_L(p)}{V_{CC}} \% = 78,54 \left( \frac{22 \text{ V}}{24 \text{ V}} \right) = 72\%$$

$$(b) \% \eta = 78,54 \left( \frac{6 \text{ V}}{24 \text{ V}} \right) \% = 19,6\%$$

Note que a tensão próxima da máxima [22 V na letra (a)] resulta numa eficiência próxima da máxima, enquanto uma oscilação pequena de tensão [6 V na letra (b)] ainda fornece uma eficiência próxima de 20%. Fontes de potência e oscilações de sinais semelhantes resultariam numa eficiência muito pobre em amplificadores classe A.

**16.5 CIRCUITOS AMPLIFICADORES CLASSE B**

Existem várias configurações que atuam como amplificador classe B. Consideraremos, nesta seção, algumas vantagens e desvan-

tagens dos circuitos mais utilizados. O sinal de entrada pode ser único. Neste caso, cada estágio de saída opera em metade do ciclo. Se a entrada for representada por dois sinais de polaridades opostas, dois estágios semelhantes poderiam ser usados, cada um operando um ciclo alternado por causa do sinal de entrada. Um meio de obter inversão de polaridade ou fase é usar um transformador (o amplificador acoplado a transformador é muito utilizado há algum tempo). Entradas de polaridades opostas podem ser facilmente obtidas usando-se amp-ops com duas saídas opostas, ou usando-se alguns estágios de amp-ops para obter dois sinais de polaridade opostas. Uma operação de polaridade oposta também pode ser conseguida usando-se uma única entrada e transistores complementares (*nnp* e *pnp*, ou  $\eta$ MOS e *p*MOS).

A Fig. 16.14 mostra diferentes formas de obter sinais invertidos em fase a partir de um único sinal. Na Fig. 16.14a, vemos um transformador com derivação central para fornecer sinais de fases opostas. Se o transformador tem a derivação central bem no centro, os dois sinais são exatamente opostos em fase e de mesma amplitude. O circuito da Fig. 16.14b usa um estágio TBJ com saída em fase no emissor, e saída de fase oposta no coletor. Se o ganho é próximo de 1 para cada saída, obtém-se a mesma amplitude. Normalmente utilizam-se dois estágios amp-op, um para fornecer um ganho inversor unitário, e o outro para um ganho não-inversor também unitário, a fim de proporcionar duas saídas de mesma amplitude, mas de fases opostas.

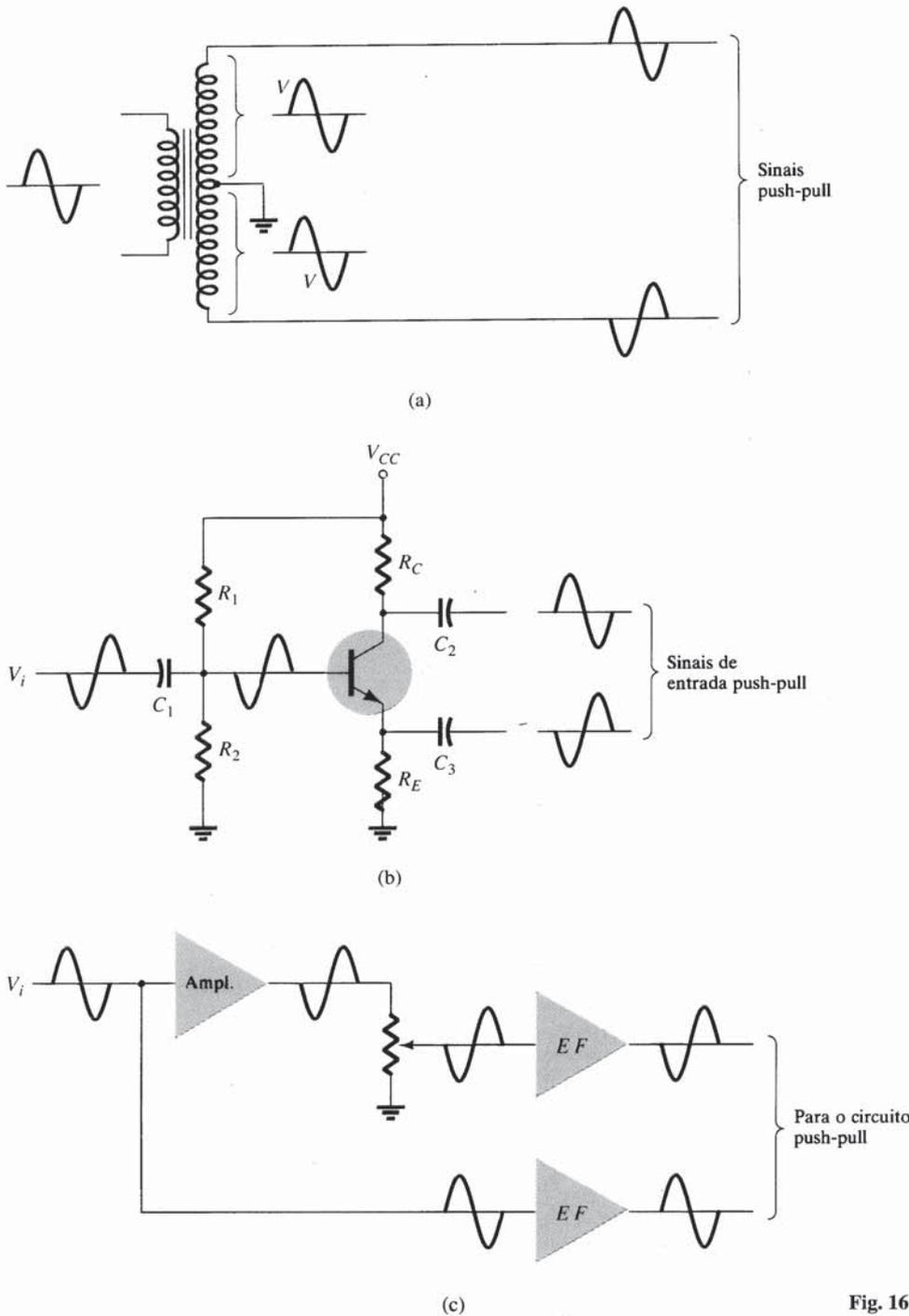


Fig. 16.14 Circuitos separadores de fase.

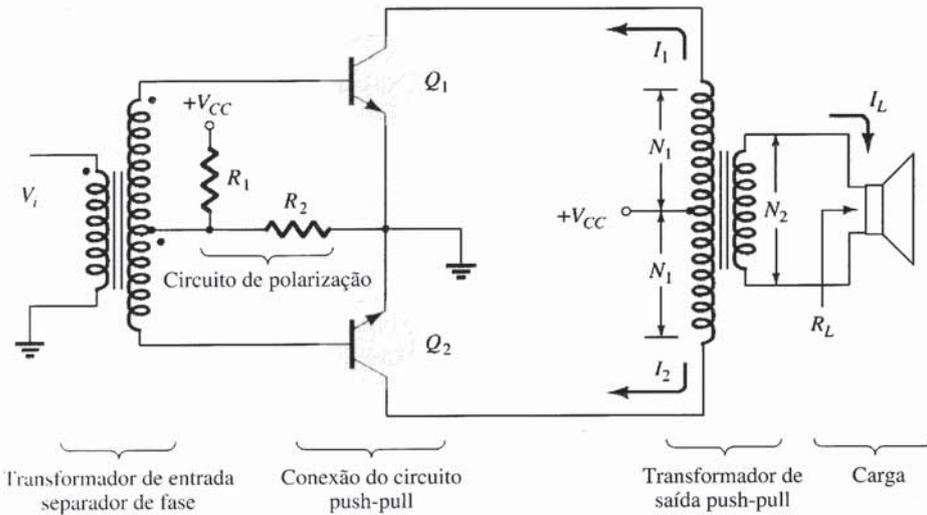


Fig. 16.15 Circuito push-pull.

**Circuitos Push-Pull Acoplados a Transformador**

O circuito da Fig. 16.15 usa um transformador com derivação central para produzir sinais de polaridades opostas para os dois transistores de entrada e um transformador na saída para acionar a carga num modo de operação push-pull descrito em seguida.

Durante o primeiro meio ciclo de operação, o transistor  $Q_1$  é levado para a condução, enquanto o transistor  $Q_2$  está cortado. A corrente  $i_1$  através do transformador produz o primeiro meio ciclo de sinal para a carga. Durante o segundo meio ciclo do sinal de entrada,  $Q_2$  conduz, portanto  $Q_1$  fica cortado, e a corrente  $i_2$  através do transformador proporciona o segundo meio ciclo para a carga. O sinal global desenvolvido através da carga varia, então, sobre o ciclo completo de operação do sinal.

**Circuitos de Simetria Complementar**

Usando transistores complementares (*nnp* e *pnnp*), é possível obter um ciclo completo de saída através da carga, usando meios-ciclos de operação de cada transistor, como consta na Fig. 16.16a. Embora um único sinal de entrada seja aplicado na base de ambos os transistores, os transistores, sendo de tipos opostos, conduzirão em meios ciclos opostos da entrada. O transistor *nnp* será polarizado para a condução pelo meio ciclo positivo do sinal, proporcionando um meio ciclo de sinal através da carga, como mostrado na Fig. 16.16b. Durante o meio ciclo negativo de sinal, o transistor *pnnp* é polarizado para a condução, conforme mostra a Fig. 16.16c.

Durante um ciclo completo da entrada, um ciclo completo de sinal de saída é desenvolvido através da carga. Uma desvantagem

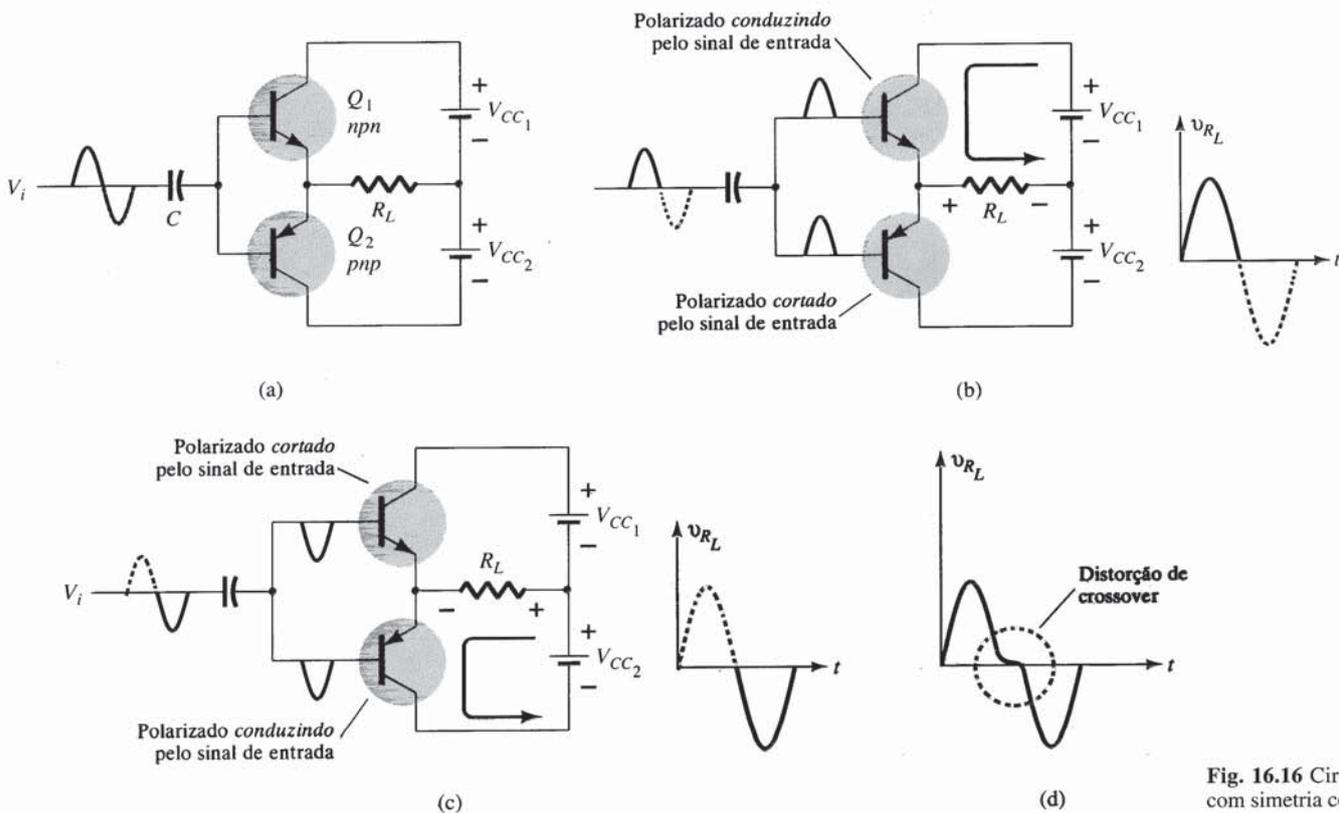


Fig. 16.16 Circuito push-pull com simetria complementar.

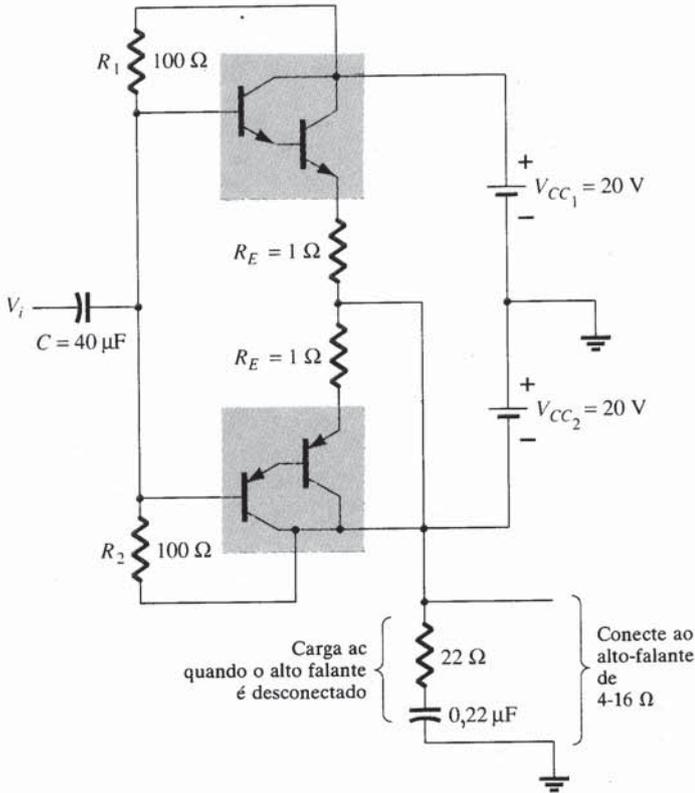


Fig. 16.17 Circuito push-pull com simetria complementar, usando-se transistores Darlington.

gem do circuito é a necessidade de duas fontes de tensão separadas. Uma outra desvantagem, menos óbvia, é a distorção de *crossover* resultante no sinal de saída (veja Fig. 16.16d). *Distorção de crossover* refere-se ao fato de, durante a passagem do sinal de positivo para negativo (ou vice-versa), haver uma não-linearidade no sinal de saída. Isso resulta do fato de o circuito não apresentar

um chaveamento perfeito de um transistor conduzindo para o outro cortado, na condição de tensão zero. Ambos os transistores podem estar parcialmente cortados, de modo que a tensão de saída não segue a entrada em torno da condição de tensão zero. Polarizando-se os transistores na classe AB, obtém-se uma melhoria para esta operação, pois nesta situação eles ficam conduzindo por mais da metade de um ciclo.

Uma versão mais utilizada na prática de um circuito push-pull usando transistores complementares é mostrada na Fig. 16.17. A resistência da carga está casada ao circuito devido à baixa resistência de saída do seguidor de emissor. O circuito usa transistores complementares em conexão Darlington para fornecer alta corrente e baixa resistência de saída.

### Amplificador Push-Pull Quase-Complementar

Em circuitos amplificadores de potência práticos, é preferível usar transistores *nnp* para ambos os dispositivos de saída de alta corrente. Como a conexão push-pull é composta por dispositivos complementares, deve-se usar também um transistor *pnp* de alta potência. Um procedimento comumente utilizado para atender a estas necessidades é o emprego de um circuito quase-complementar, como mostra a Fig. 16.18. A operação push-pull é conseguida pelo uso de transistores complementares ( $Q_1$  e  $Q_2$ ) antes dos transistores de saída *nnp*, casados ( $Q_3$  e  $Q_4$ ). Note que os transistores  $Q_1$  e  $Q_3$  formam uma conexão Darlington que apresenta uma baixa impedância de saída, típica de um seguidor de emissor. A conexão de transistores  $Q_2$  e  $Q_4$  forma um par realimentado, o qual, semelhantemente, fornece uma baixa impedância para a carga. O resistor  $R_2$  pode ser ajustado para minimizar a distorção de *crossover* pela alteração do nível de polarização dc. O único sinal de entrada para o estágio push-pull resulta, então, num ciclo de saída completo para a carga. O amplificador push-pull quase-complementar é, atualmente, o circuito mais utilizado para amplificação de potência.

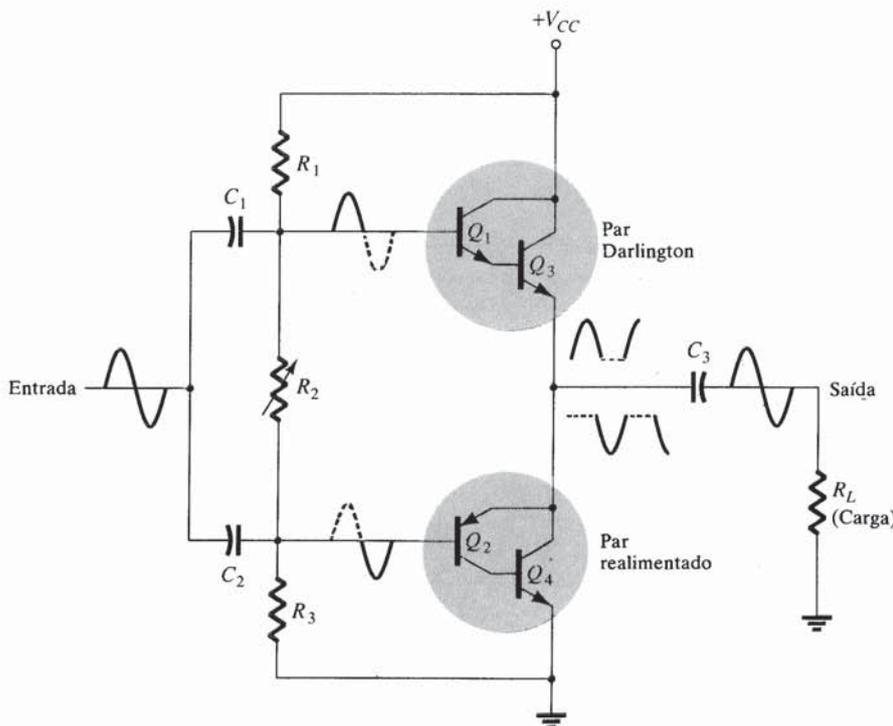


Fig. 16.18 Amplificador de potência push-pull quase-complementar sem transformador.

**EXEMPLO 16.10**

Para o circuito da Fig. 16.19, calcule a potência de entrada, potência de saída, a potência manipulada por cada transistor de saída e a eficiência do circuito para uma entrada de 12 V rms.

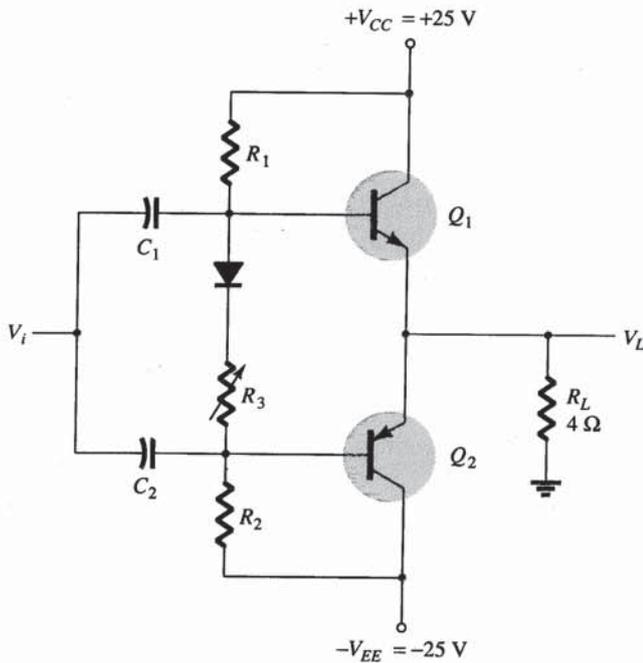


Fig. 16.19 Amplificador de potência classe B para os Exemplos 16.10 a 16.12.

**Solução**

A tensão de pico de entrada é

$$V_i(p) = \sqrt{2} V_i(\text{rms}) = \sqrt{2} (12 \text{ V}) = 16,97 \text{ V} \approx 17 \text{ V}$$

Uma vez que a tensão resultante através da carga é idealmente a mesma do sinal de entrada (o amplificador tem, idealmente, um ganho de tensão unitário),

$$V_L(p) = 17 \text{ V}$$

e a potência de saída desenvolvida na carga é

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{(17 \text{ V})^2}{2(4 \ \Omega)} = 36,125 \text{ W}$$

A corrente de pico na carga é

$$I_L(p) = \frac{V_L(p)}{R_L} = \frac{17 \text{ V}}{4 \ \Omega} = 4,25 \text{ A}$$

da qual a corrente dc das fontes é calculada como

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} I_L(p) = \frac{2(4,25 \text{ A})}{\pi} = 2,71 \text{ A}$$

de modo que a potência fornecida ao circuito é

$$P_i(\text{dc}) = V_{CC} I_{dc} = (25 \text{ V})(2,71 \text{ A}) = 67,75 \text{ W}$$

A potência dissipada por cada transistor de saída é

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} = \frac{P_i - P_o}{2} = \frac{67,75 \text{ W} - 36,125 \text{ W}}{2} = 15,8 \text{ W}$$

A eficiência do circuito (para a entrada de 12 V, rms) é, então,

$$\% \eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% = \frac{36,125 \text{ W}}{67,75 \text{ W}} \times 100\% = 53,3\%$$

**EXEMPLO 16.11**

Para o circuito da Fig. 16.19, calcule a máxima potência de entrada, máxima potência de saída, tensão de entrada para máxima potência de operação, e a potência dissipada pelos transistores de saída nesta tensão.

**Solução**

A máxima potência de entrada é

$$\text{máxima } P_i(\text{dc}) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} = \frac{2(25 \text{ V})^2}{\pi 4 \ \Omega} = 99,47 \text{ W}$$

A máxima potência de saída é

$$\text{máxima } P_o(\text{ac}) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{(25 \text{ V})^2}{2(4 \ \Omega)} = 78,125 \text{ W}$$

[Note que a eficiência máxima é conseguida:]

$$\% \eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% = \frac{78,125 \text{ W}}{99,47 \text{ W}} 100\% = 78,54\%$$

Para conseguir potência máxima de operação, a tensão de saída deve ser

$$V_L(p) = V_{CC} = 25 \text{ V}$$

e a potência dissipada pelos transistores de saída é, então,

$$P_{2Q} = P_i - P_o = 99,47 \text{ W} - 78,125 \text{ W} = 21,3 \text{ W}$$

**EXEMPLO 16.12**

Para o circuito da Fig. 16.19, determine a máxima potência dissipada pelos transistores de saída e a tensão de entrada em que isto ocorre.

**Solução**

A máxima potência dissipada por ambos os transistores de saída é

$$\text{máxima } P_{2Q} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = \frac{2(25 \text{ V})^2}{\pi^2 4 \ \Omega} = 31,66 \text{ W}$$

A dissipação máxima ocorre em

$$V_L = 0,636 V_L(p) = 0,636 (25 \text{ V}) = 15,9 \text{ V}$$

(Note que em  $V_L = 15,9 \text{ V}$ , o circuito solicitou que os transistores dissipassem 31,66 W, enquanto em  $V_L = 25 \text{ V}$  eles tiveram de dissipar somente 21,3 W.)

**16.6 DISTORÇÃO DO AMPLIFICADOR**

Um sinal senoidal puro tem uma única frequência na qual a tensão varia positiva e negativamente. Um sinal que varia menos

do que um ciclo completo de  $360^\circ$  é considerado como tendo distorção. Um amplificador ideal é capaz de amplificar um sinal senoidal puro, produzindo uma forma de onda também senoidal. Quando ocorre distorção, a saída não representa uma duplicata exata (a não ser em amplitude) do sinal de entrada.

A distorção pode ocorrer porque as características do dispositivo são não-lineares. Neste caso ocorre distorção não-linear ou de amplitude. Isto pode ser observado com todas as classes de operação de amplificadores. Distorção pode ocorrer também porque os elementos do circuito e dispositivos respondem a um sinal de entrada de forma diferente nas várias frequências, sendo este caso chamado de distorção em frequência.

Uma das técnicas usadas para descrever a distorção utiliza a análise de Fourier. Este método descreve qualquer forma de onda periódica em termos das componentes de frequência (fundamental e múltiplos inteiros dela). Estas componentes são chamadas de *componentes harmônicas*, ou *harmônicos*. Por exemplo, um sinal originalmente de 1.000 Hz poderia resultar, após distorcido, em um sinal com componentes de frequência de 1.000 Hz (1 kHz) e componentes harmônicos de 2 kHz ( $2 \times 1$  kHz), 3 kHz ( $3 \times 1$  kHz), 4 kHz ( $4 \times 1$  kHz), e assim por diante. A frequência original de 1 kHz é chamada *frequência fundamental*, cujos múltiplos inteiros são as harmônicas. A componente de 2 kHz é, portanto, chamada de *segundo harmônico*, a de 3 kHz é o *terceiro harmônico*, e assim por diante. A frequência fundamental não é considerada um harmônico. A análise de Fourier não considera frequências harmônicas fracionárias — somente múltiplos inteiros da fundamental.

## Distorção Harmônica

Quando o sinal de entrada é composto apenas pela componente de frequência fundamental, considera-se que há distorção deste sinal quando aparecem novas componentes de frequência harmônicas. Se a frequência fundamental tem uma amplitude,  $A_1$ , e a  $\eta$ -ésima componente de frequência tem uma amplitude,  $A_\eta$ , a distorção harmônica pode ser definida como

$$\% \eta\text{-ésima distorção harmônica} = \% D_\eta = \frac{|A_\eta|}{|A_1|} \times 100\% \quad (16.30)$$

A componente fundamental é tipicamente maior do que qualquer componente harmônica.

### EXEMPLO 16.13

Calcule a distorção harmônica para um sinal de saída com amplitude fundamental de 2,5 V, amplitude do segundo harmônico de 0,25 V, amplitude do terceiro harmônico de 0,1 V, e amplitude do quarto harmônico de 0,05 V.

#### Solução

Usando-se a Eq. (16.30), temos

$$\% D_2 = \frac{|A_2|}{|A_1|} \times 100\% = \frac{0,25 \text{ V}}{2,5 \text{ V}} \times 100\% = 10\%$$

$$\% D_3 = \frac{|A_3|}{|A_1|} \times 100\% = \frac{0,1 \text{ V}}{2,5 \text{ V}} \times 100\% = 4\%$$

$$\% D_4 = \frac{|A_4|}{|A_1|} \times 100\% = \frac{0,05 \text{ V}}{2,5 \text{ V}} \times 100\% = 2\%$$

## DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

Quando um sinal de saída tem várias harmônicas, define-se a distorção harmônica total pela seguinte equação:

$$\% \text{DHT} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \times 100\% \quad (16.31)$$

onde DHT é a distorção harmônica total.

### EXEMPLO 16.14

Calcule a distorção harmônica total para as componentes de amplitude dadas no Exemplo 16.13.

#### Solução

Usando os valores calculados de  $D_2 = 0,10$ ,  $D_3 = 0,04$ , e  $D_4 = 0,02$  na Eq. (16.31),

$$\begin{aligned} \% \text{DHT} &= \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} \times 100\% \\ &= \sqrt{(0,10)^2 + (0,04)^2 + (0,02)^2} \times 100\% \\ &= 0,1095 \times 100\% \\ &= 10,95\% \end{aligned}$$

Um instrumento tal como o analisador de espectro permitiria medir os harmônicos presentes no sinal, fornecendo uma amostra das componentes individuais de um sinal e vários de seus harmônicos numa tela. Semelhantemente, um instrumento analisador de onda permite medidas mais exatas dos componentes harmônicos de um sinal distorcido, filtrando cada um deles e fornecendo uma leitura de tais componentes. Em qualquer caso, a técnica de considerar qualquer sinal distorcido como contendo uma componente fundamental e suas componentes harmônicas é prática e útil. Para um sinal amplificado em classe AB ou classe B, a distorção deve ocorrer principalmente nos harmônicos pares, dos quais a componente do segundo harmônico é a maior. Portanto, embora o sinal distorcido, teoricamente, contenha todos os componentes harmônicos do segundo harmônico em diante, o mais crítico nas classes apresentadas acima é o segundo harmônico.

## DISTORÇÃO DO SEGUNDO HARMÔNICO

A Fig. 16.20 mostra uma forma de onda para uso na obtenção da distorção do segundo harmônico. São mostrados o ponto quiescente, níveis de sinal máximo e mínimo, e o tempo no qual eles ocorrem. O sinal mostrado indica que alguma distorção está presente. Uma equação que aproximadamente descreve a forma de onda do sinal distorcido é

$$i_C \approx I_{C_Q} + I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos \omega t \quad (16.32)$$

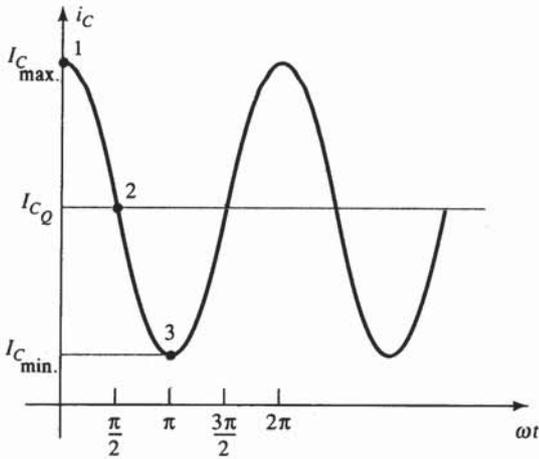


Fig. 16.20 Forma de onda para obter distorção do segundo harmônico.

A forma de onda contém a corrente quiescente original  $I_{CQ}$ , a qual ocorre com sinal zero de entrada; uma corrente dc adicional  $I_0$ , devido à média do sinal distorcido ser diferente de zero; a componente fundamental do sinal ac distorcido,  $I_1$ ; e uma componente de segundo harmônico  $I_2$ , em duas vezes a frequência fundamental. Embora outros harmônicos estejam também presentes, somente o segundo é considerado aqui. Equacionando a corrente resultante da Eq. (16.32) em alguns pontos do ciclo para aquela mostrada na forma de onda de corrente, obtemos as três relações seguintes:

No ponto 1 ( $\omega t = 0$ ):

$$i_c = I_{C_{max}} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos 0 + I_2 \cos 0$$

$$I_{C_{max}} = I_{CQ} + I_0 + I_1 + I_2$$

No ponto 2 ( $\omega t = \pi/2$ ):

$$i_c = I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \frac{\pi}{2} + I_2 \cos \frac{2\pi}{2}$$

$$I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 - I_2$$

No ponto 3 ( $\omega t = \pi$ ):

$$i_c = I_{C_{min}} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \pi + I_2 \cos 2\pi$$

$$I_{C_{min}} = I_{CQ} + I_0 - I_1 + I_2$$

Resolvendo as três equações precedentes simultaneamente, obtemos os seguintes resultados:

$$I_0 = I_2 = \frac{I_{C_{max}} + I_{C_{min}} - 2I_{CQ}}{4}, \quad I_1 = \frac{I_{C_{max}} - I_{C_{min}}}{2}$$

Referindo-se à Eq. (16.30), a definição de distorção de segundo harmônico pode ser expressa em termos de tensões medidas de coletor-emissor:

$$D_2 = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| \times 100\%$$

Inserindo os valores de  $I_1$  e  $I_2$  determinados acima, temos

$$D_2 = \left| \frac{\frac{1}{2}(I_{C_{max}} + I_{C_{min}}) - I_{CQ}}{I_{C_{max}} - I_{C_{min}}} \right| \times 100\% \quad (16.33)$$

De forma semelhante, a distorção de segundo harmônico pode ser expressa em termos das tensões medidas entre coletor-emissor:

$$D_2 = \left| \frac{\frac{1}{2}(V_{CE_{max}} + V_{CE_{min}}) - V_{CEQ}}{V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}}} \right| \times 100\% \quad (16.34)$$

### EXEMPLO 16.15

Uma forma de onda de saída mostrada num osciloscópio fornece as seguintes medidas:

(a)  $V_{CE_{min}} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{CE_{max}} = 22 \text{ V}$ ,  $V_{CEQ} = 12 \text{ V}$ .

(b)  $V_{CE_{min}} = 4 \text{ V}$ ,  $V_{CE_{max}} = 20 \text{ V}$ ,  $V_{CEQ} = 12 \text{ V}$ .

Determine a distorção de segundo harmônico.

### Solução

Usando a Eq. (16.34), temos

(a)  $D_2 = \left| \frac{\frac{1}{2}(22 \text{ V} + 1 \text{ V}) - 12 \text{ V}}{22 \text{ V} - 1 \text{ V}} \right| \times 100\% = 2,38\%$

(b)  $D_2 = \left| \frac{\frac{1}{2}(20 \text{ V} + 4 \text{ V}) - 12 \text{ V}}{20 \text{ V} - 4 \text{ V}} \right| \times 100\% = 0\%$  (sem distorção)

### Potência de Sinal com Distorção

Quando ocorre distorção, a potência de saída calculada para o sinal não-distorcido deve ser recalculada. Quando há distorção, a potência de saída liberada para o resistor de carga  $R_C$  devido a componente fundamental do sinal distorcido é

$$P_1 = \frac{I_1^2 R_C}{2} \quad (16.35)$$

A potência total devida a todos os componentes harmônicos do sinal distorcido pode ser calculada usando-se

$$P = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \frac{R_C}{2} \quad (16.36)$$

A potência total pode também ser expressa em termos de distorção harmônica total,

$$P = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) I_1^2 \frac{R_C}{2} = (1 + \text{DHT}^2) P_1 \quad (16.37)$$

### EXEMPLO 16.16

Para uma leitura de distorção harmônica de  $D_2 = 0,1$ ,  $D_3 = 0,02$ , e  $D_4 = 0,01$  com  $I_1 = 4 \text{ A}$  e  $R_C = 8 \Omega$ , calcule a distorção harmônica total, potência da componente fundamental, e potência total.

### Solução

A distorção harmônica total é

$$\begin{aligned} \text{DHT} &= \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} \\ &= \sqrt{(0,1)^2 + (0,02)^2 + (0,01)^2} \approx 0,1 \end{aligned}$$

A potência fundamental, usando a Eq. (16.35), é

$$P_1 = \frac{I_1^2 R_C}{2} = \frac{(4 \text{ A})^2 (8 \ \Omega)}{2} = 64 \text{ W}$$

A potência total calculada usando a Eq. (16.37) é então

$$P = (1 + \text{THD}^2)P_1 = [1 + (0,1)^2]64 = (1,01)64 = 64,64 \text{ W}$$

(Note que a potência total é devida, principalmente, à componente fundamental, mesmo com 10% de distorção de segundo harmônico.)

### Descrição Gráfica de Componentes Harmônicos de Sinal Distorcido

Uma forma de onda distorcida tal como a que ocorre na operação classe B pode ser representada, usando análise de Fourier, por uma fundamental com componentes harmônicas. A Fig. 16.21a mostra meio ciclo positivo resultante da operação de um amplificador classe B. Usando técnicas de análise de Fourier, a componente fundamental do sinal distorcido pode ser obtida, como mostrado na Fig. 16.21b. Semelhantemente, as componentes de segundo e terceiro harmônico podem ser obtidas, e são

mostradas na Fig. 16.21c e d, respectivamente. Usando a técnica de Fourier, a forma de onda distorcida pode ser construída pela adição das componentes fundamental e harmônicas, conforme Fig. 16.21e. Em geral, qualquer forma de onda periódica distorcida pode ser representada pela adição de uma componente fundamental e todas as componentes harmônicas, cada qual com amplitude e ângulo de fase diferentes.

## 16.7 DISSIPADOR DE TRANSISTOR DE POTÊNCIA

Enquanto circuitos integrados são usados para aplicações de pequenos sinais e baixa potência, muitas aplicações de alta potência ainda requerem transistores individuais. As melhorias introduzidas nas técnicas de produção têm fornecido relações de potências mais altas em pastilhas de tamanho reduzido, aumentando a tensão máxima de avaria do transistor, e fornecendo transistores de potência de chaveamento rápido.

A máxima potência suportada por um dispositivo particular e a temperatura das junções do transistor estão relacionadas, uma vez que a potência dissipada pelo dispositivo provoca um aumento de temperatura na sua junção. Obviamente, um transistor de 100 W apresenta uma maior capacidade de potência do que um transistor de 10 W. Por outro lado, técnicas apropriadas para dis-

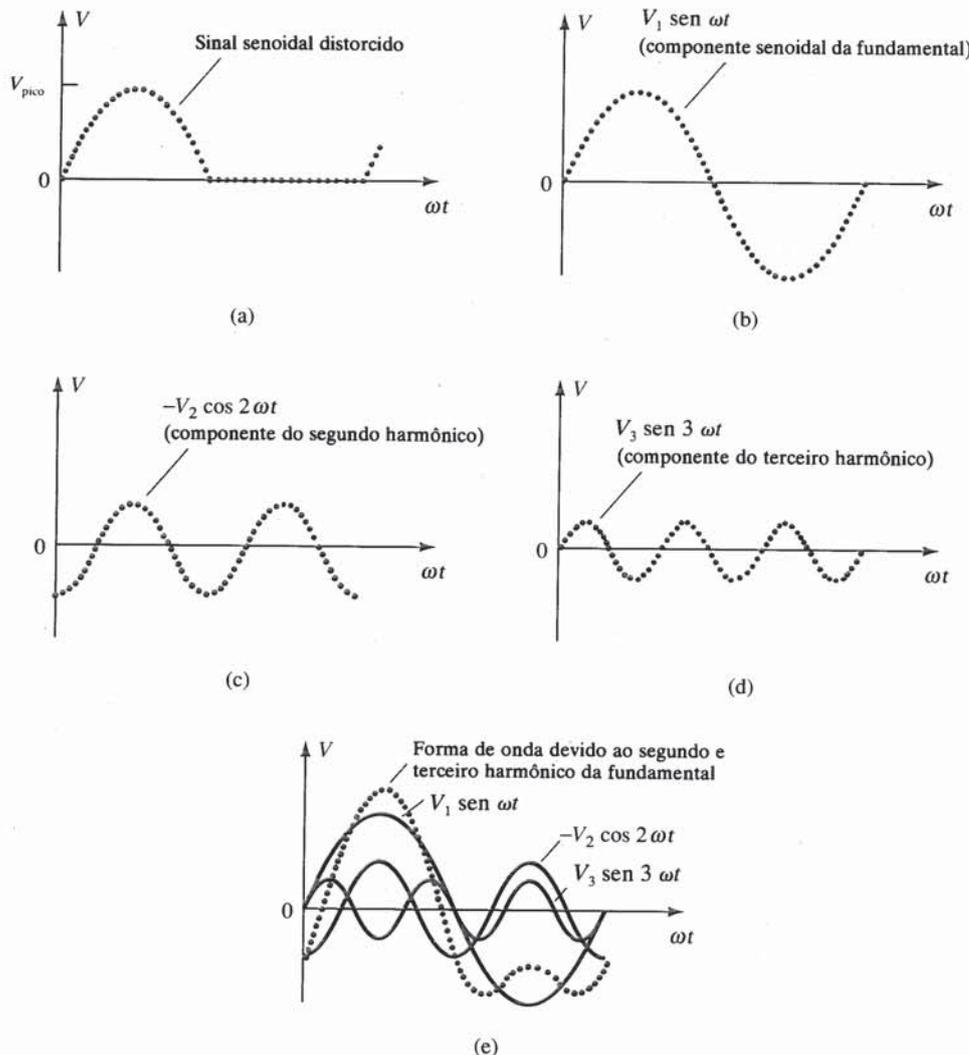


Fig. 16.21 Representação gráfica de um sinal distorcido através do uso de componentes harmônicas.

sipação de potência permitem uma operação em torno de metade da potência nominal máxima.

Notamos que dos dois tipos de transistores bipolares — germânio e silício —, os transistores de silício apresentam maior resistência à temperatura. Tipicamente, a temperatura de junção máxima desses tipos de transistores de potência são

- Silício: 150-200°C
- Germânio: 100-110°C

Para muitas aplicações a potência média dissipada pode ser aproximada por

$$P_D = V_{CE} I_C \quad (16.38)$$

Esta dissipação de potência, entretanto, só é permitida até uma temperatura máxima. Acima desta temperatura, a capacidade de dissipação de potência do dispositivo deve ser reduzida tal que, em temperaturas mais altas do invólucro, a capacidade de potência suportada seja reduzida abaixo de 0 W na máxima temperatura do invólucro do dispositivo.

Quanto maior a potência suportada pelo transistor, mais alta a temperatura de seu invólucro. Na verdade, o fator limitante na potência suportada é a temperatura da junção do coletor do dispositivo. Transistores de potência são montados em grandes cápsulas de metal para fornecerem uma grande área da qual o calor gerado pelo dispositivo pode irradiar (ser transferido). Ainda assim, operando o transistor diretamente em contato com o ar (montando-o numa placa, por exemplo), restringe severamente a relação nominal de potência do dispositivo. Se, em vez disso (como é prática usual), o transistor é montado sobre alguma forma de dissipador, a sua capacidade de dissipar potência pode chegar mais perto do valor nominal máximo. Alguns dissipadores são mostrados na Fig. 16.22. Quando o dissipador é usado, o calor produzido pelo transistor dissipando potência tem uma grande área para irradiar (transferir) para o ar, portanto, mantendo a temperatura do invólucro em um valor mais baixo do que resultaria sem o uso de dissipador. Mesmo com um dissipador infinito (o qual, certamente, não é disponível), com que a temperatura do invólucro é mantida na temperatura ambiente (ar), a junção será aquecida acima da temperatura do invólucro e a potência nominal máxima deve ser considerada.

Uma vez que mesmo um bom dissipador de temperatura não mantém a temperatura do invólucro do transistor na temperatura ambiente (a qual, a propósito, pode ser mais de 25°C, se o circuito do transistor estiver numa área confinada onde outros dispositivos estão também irradiando uma boa quantidade de calor), é necessário diminuir a quantidade de potência máxima permitida para um transistor particular, em função do aumento da temperatura do invólucro.

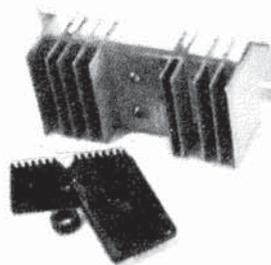


Fig. 16.22 Dissipadores de potência típicos.

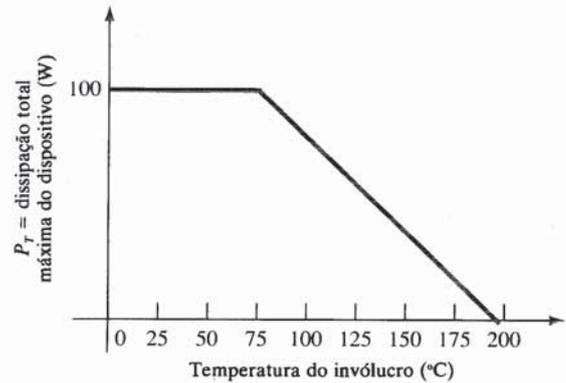


Fig. 16.23 Curva típica de delimitação de potência para transistores de silício.

A Fig. 16.23 mostra uma curva de delimitação de potência típica para um transistor de silício. A curva mostra que o fabricante especifica um ponto superior de temperatura (não necessariamente 25°C), após o qual ocorre uma relação linear. Para o silício, a potência máxima que será suportada pelo dispositivo não se reduz a 0 W, até que a temperatura do invólucro seja 200°C.

Não é necessário fornecer uma curva de delimitação, uma vez que a mesma informação pode ser dada como um fator de delimitação apresentado na folha de especificações do dispositivo. Formulando matematicamente, temos

$$P_D(\text{temp}_1) = P_D(\text{temp}_0) - (\text{Temp}_1 - \text{Temp}_0) \text{ (fator de delimitação)} \quad (16.39)$$

onde o valor de  $\text{Temp}_0$  é a temperatura na qual a redução deveria começar, o valor de  $\text{Temp}_1$  é a temperatura particular de interesse (acima do valor de  $\text{Temp}_0$ ),  $P_D(\text{temp}_0)$  e  $P_D(\text{temp}_1)$  são as máximas dissipações de potência nas temperaturas especificadas, e o fator de delimitação é o valor dado pelo fabricante em unidades de watts (ou miliwatts) por grau de temperatura.

### EXEMPLO 16.17

Determine qual a máxima dissipação de potência permitida para um transistor de silício de 80 W (avaliado em 25°C), se é requerida redução acima de 25°C por um fator de delimitação de 0,5 W/°C na temperatura do invólucro de 125°C.

### Solução

$$P_D(125^\circ\text{C}) = P_D(25^\circ\text{C}) - (125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})(0,5 \text{ W}/^\circ\text{C}) = 80 \text{ W} - 100^\circ\text{C}(0,5 \text{ W}/^\circ\text{C}) = 30 \text{ W}$$

É interessante notar que os valores nominais de potência são obtidos quando utiliza-se um transistor de potência sem dissipador. Por exemplo, um transistor de silício dissipando em 100 W em (ou abaixo de) 100°C dissipa apenas 4 W em (ou abaixo de) 25°C. Portanto, operando sem um dissipador, o dispositivo pode suportar um máximo de apenas 4 W na temperatura ambiente de 25°C. Usando-se um dissipador grande o suficiente para manter a temperatura do invólucro em 100°C para 100 W, permite operar no valor nominal máximo de potência.

### Analogia Térmica de Transistores de Potência

A seleção de um dissipador adequado exige o conhecimento de uma grande quantidade de detalhes, os quais estão além do escopo deste capítulo. No entanto, algumas informações a mais sobre a relação entre dissipação de potência e características térmicas do transistor podem ajudar a compreender de forma clara como a potência dissipada fica em função da temperatura.

Uma idéia de como a temperatura da junção ( $T_J$ ), temperatura do invólucro ( $T_C$ ), e temperatura do ambiente (ar) ( $T_A$ ) estão relacionadas pela capacidade do dispositivo de suportar calor — o coeficiente de temperatura, geralmente chamado resistência térmica — é apresentada na analogia termoelétrica mostrada na Fig. 16.24.

Na apresentação da analogia termoelétrica, o termo *resistência térmica* é usado para descrever os efeitos de aquecimento através de um termoelétrico. Os termos na Fig. 16.24 são definidos como segue:

- $\theta_{JA}$  = resistência térmica total (junção para o ambiente)
- $\theta_{JC}$  = resistência térmica do transistor (junção para o invólucro)
- $\theta_{CS}$  = resistência térmica de isolamento (invólucro para o dissipador)
- $\theta_{SA}$  = resistência térmica do dissipador (dissipador para o ambiente)

Usando a analogia elétrica para resistências térmicas, podemos escrever

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (16.40)$$

A analogia também pode ser usada na aplicação da lei de Kirchhoff para obter

$$T_J = P_D \theta_{JA} + T_A \quad (16.41)$$

A última relação mostra que a temperatura da junção “flutua” sobre a temperatura ambiente e que, quanto mais alta a temperatura ambiente, menor o valor permitido para a dissipação de potência do dispositivo.

O fator térmico  $\theta$  fornece informação sobre que queda de temperatura (ou subida) resulta para uma certa quantidade de potência dissipada. Por exemplo, o valor de  $\theta_{JC}$  é, geralmente, cerca de  $0,5^\circ\text{C/W}$ . Isto significa que, para uma potência dissipada de 50 W, a diferença de temperatura entre o invólucro (medida por um termoacoplador) e a temperatura interna de junção é apenas

$$T_J - T_C = \theta_{JC} P_D = (0,5^\circ\text{C/W})(50 \text{ W}) = 25^\circ\text{C}$$

Logo, se o dissipador pode manter o invólucro em, digamos,  $50^\circ\text{C}$ , a junção está apenas em  $75^\circ\text{C}$ . Esta é uma diferença de temperatura relativamente pequena, sobretudo em níveis de dissipação de potência mais baixos.

O valor da resistência térmica da junção ao ar livre (usando dissipador) é, tipicamente,

$$\theta_{JA} = 40^\circ\text{C/W} \text{ (ao ar livre)}$$

Para esta resistência térmica, apenas 1 W de potência dissipada resulta numa temperatura de junção de  $40^\circ\text{C}$  maior do que a ambiente.

Um dissipador pode, agora, ser considerado um meio através do qual se estabelece uma baixa resistência térmica entre o invólucro e o ar — muito menor do que o valor de  $40^\circ\text{C/W}$  associado ao invólucro do transistor. Usando-se um dissipador com

$$\theta_{SA} = 2^\circ\text{C/W}$$

e com uma resistência térmica de isolamento (do invólucro para o dissipador) de

$$\theta_{CS} = 0,8^\circ\text{C/W}$$

e, finalmente, para o transistor,

$$\theta_{JC} = 0,5^\circ\text{C/W}$$

nós podemos obter

$$\begin{aligned} \theta_{JA} &= \theta_{SA} + \theta_{CS} + \theta_{JC} \\ &= 2,0^\circ\text{C/W} + 0,8^\circ\text{C/W} + 0,5^\circ\text{C/W} = 3,3^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

Então, com um dissipador, a resistência térmica entre o ar e a junção é de apenas  $3,3^\circ\text{C/W}$ , muito menor do que  $40^\circ\text{C/W}$  para o transistor operando diretamente ao ar livre. Usando-se o valor de  $\theta_{JA}$  acima para um transistor operando em, digamos, 2 W, calculamos

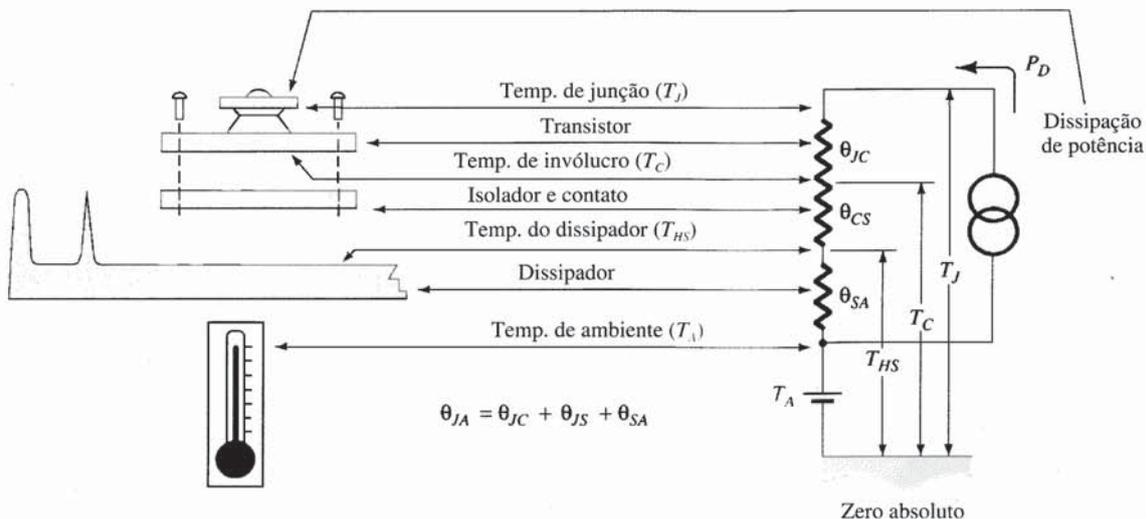


Fig. 16.24 Analogia térmica elétrica.

$$T_J - T_A = \theta_{JA} P_D = (3,3^\circ\text{C/W})(2 \text{ W}) = 6,6^\circ\text{C}$$

Em outras palavras, o emprego de um dissipador de calor produz um aumento de apenas  $6,6^\circ\text{C}$  na temperatura da junção. Este valor é muito menor do que  $80^\circ\text{C}$ , que seria o aumento correspondente à utilização do transistor sem dissipador de calor.

**EXEMPLO 16.18**

Um transistor de potência de silício está operando com um dissipador ( $\theta_{SA} = 1,5^\circ\text{C/W}$ ). O transistor, operando em  $150 \text{ W}$  ( $25^\circ\text{C}$ ), tem  $\theta_{JC} = 0,5^\circ\text{C/W}$  e a isolamento de montagem tem  $\theta_{CS} = 0,6^\circ\text{C/W}$ . Qual a potência máxima que pode ser dissipada, se a temperatura ambiente é  $40^\circ\text{C}$  e  $T_{J_{\text{máx}}} = 200^\circ\text{C}$ ?

**Solução**

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}}$$

$$= \frac{200^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{0,5^\circ\text{C/W} + 0,6^\circ\text{C/W} + 1,5^\circ\text{C/W}} \approx 61,5 \text{ W}$$

**16.8 AMPLIFICADORES CLASSE C E CLASSE D**

Embora os amplificadores classe A, classe AB e classe B sejam os mais usados como amplificadores de potência, amplificadores classe D são também populares por causa de sua eficiência muito alta. Amplificadores classe C, embora não sejam usados

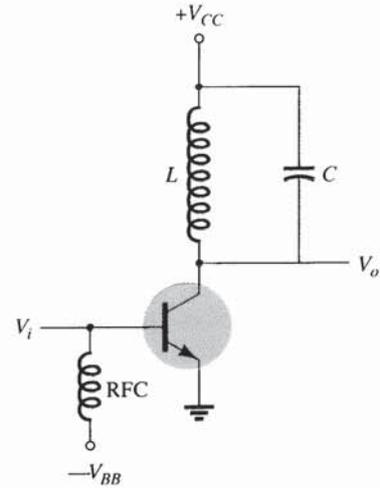


Fig. 16.25 Circuito amplificador classe C.

em amplificadores de áudio, encontram uso em circuitos sintonizados utilizados em comunicações.

**Amplificador Classe C**

Um amplificador classe C, como mostrado na Fig. 16.25, é polarizado para operar em menos de  $180^\circ$  do ciclo do sinal de entrada. O circuito sintonizado na saída, entretanto, fornecerá um ciclo completo do sinal de saída para a frequência fundamental ou ressonante do circuito sintonizado (circuito tanque  $L$  e  $C$ ) da saída. Este tipo de operação é, contudo, limitado para uso em uma frequência fixa, como ocorre em circuitos de comunicações, por exemplo. A operação de um circuito classe C não é voltada, em princípio, para amplificadores de grandes sinais ou de potência.

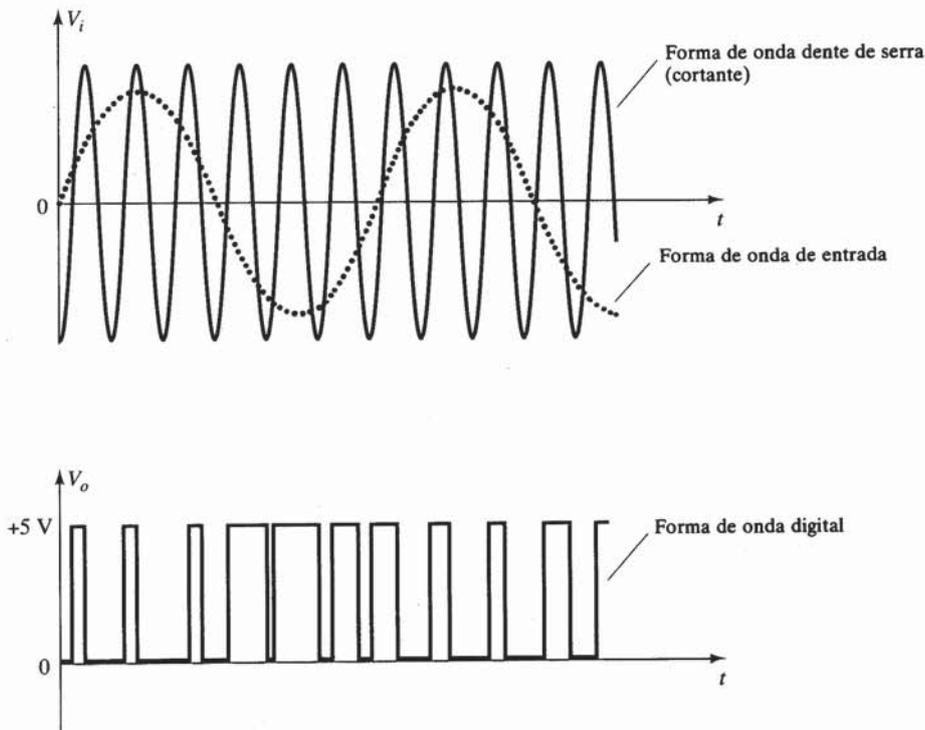


Fig. 16.26 Corte de uma forma de onda senoidal para produzir forma de onda digital.

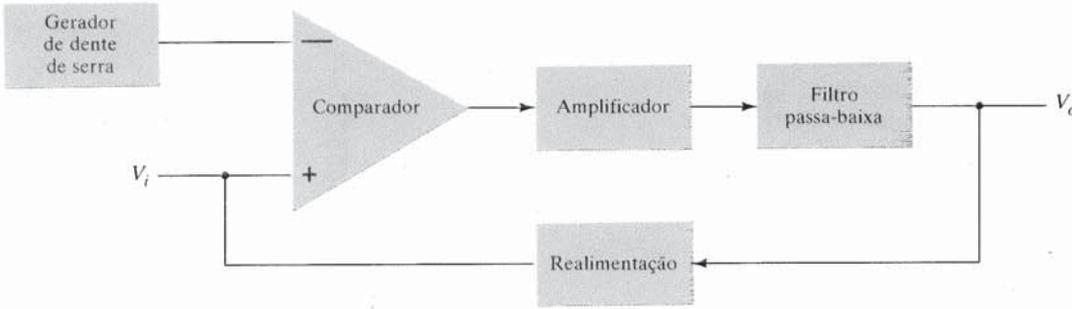


Fig. 16.27 Diagrama em bloco do amplificador classe D.

### Amplificador Classe D

Um amplificador classe D é projetado para operar com sinais digitais ou pulsados. Uma eficiência além de 90% é conseguida usando-se este tipo de circuito, fazendo-o bastante atraente para a amplificação de potência. É necessário, entretanto, converter qualquer sinal de entrada em uma forma de onda pulsada antes de usá-lo para fornecer uma grande potência à carga. O sinal, após amplificado, deve ser convertido para o sinal original. A Fig. 16.26 mostra como um sinal senoidal pode ser convertido em um sinal pulsado, usando-se uma forma de onda de dente de serra (ou cortante). Os dois sinais são aplicados a um comparador (amp-op), produzindo na saída o sinal pulsado desejado. Embora a letra “D” tenha sido escolhida por descrever a operação seguinte à classe C, ela poderia também ser associada à palavra “Digital”, que é a natureza dos sinais envolvidos na operação deste tipo de amplificador.

A Fig. 16.27 mostra um diagrama em bloco da unidade necessária para amplificar o sinal classe D e então convertê-lo de volta a um sinal senoidal usando um filtro passa-baixa. Os transistores amplificadores só fornecem corrente quando estão ligados, com uma pequena perda de potência devido à baixa tensão utilizada. Como a maior parte da potência aplicada ao amplificador é transferida para a carga, a eficiência do circuito é, tipicamente, muito alta. Dispositivos de potência MOSFET tornaram-se bastante populares como dispositivos acionadores para amplificadores classe D.

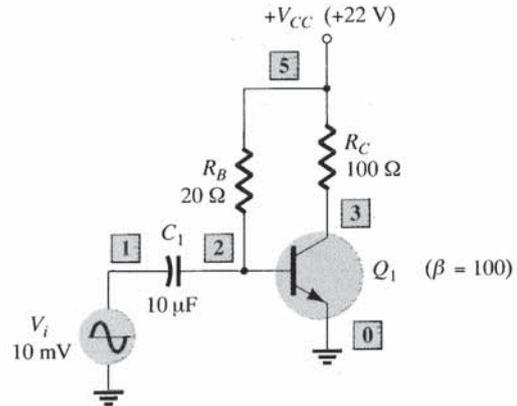


Fig. 16.28 Amplificador classe A com realimentação-série.

## 16.9 ANÁLISE POR COMPUTADOR

### Programa 16.1: Amplificador Classe A com Realimentação-Série

A polarização dc e operação ac de um amplificador classe A com realimentação-série é fornecida pelo circuito da Fig. 16.28 e o programa e resultados de saída na Fig. 16.29. Dados dc fornecem que

```

Series-fed Class-A Amplifier
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 5 0 22V
RB 5 2 20K
RC 5 3 100
C1 1 2 10UF
VI 1 0 AC 10MV
Q1 3 2 0 QN
.MODEL QN NPN(BF=100)
.AC LIN 1 2KH 2KH
.PRINT AC VM(1) VM(3,5) IM(RC)
.DC VCC 22 22 1
.PRINT DC I(RC)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****   DC TRANSFER CURVES           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
VCC      I(RC)
2.200E+01 1.055E-01

****   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE     VOLTAGE   NODE     VOLTAGE   NODE     VOLTAGE   NODE     VOLTAGE
( 1)     0.0000   ( 2)     .8947   ( 3)     11.4470   ( 5)     22.0000

TOTAL POWER DISSIPATION 2.34E+00 WATTS

****   AC ANALYSIS                 TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ     VM(1)     VM(3,5)   IM(RC)
2.000E+03 1.000E-02 3.880E+00 3.880E-02
    
```

Fig. 16.29 Saída PSpice para o circuito da Fig. 16.28.

$$P_i(\text{dc}) = V_{cc}I_c = (22 \text{ V})(105,5 \text{ mA}) = 2,3 \text{ W}$$

Dados ac fornecem

$$P_o(\text{ac}) = V_o I_o = (3,88 \text{ V})(3,88 \times 10^{-2}) = 150,5 \text{ mW}$$

A eficiência do amplificador para o sinal de entrada dado é, então,

$$\% \eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% = \frac{150,5 \text{ mW}}{2,3 \text{ W}} \times 100\% = 6,5\%$$

Um grande sinal de entrada aumentará a potência ac liberada para a carga e aumentará a eficiência (o máximo sendo 25%).

### Programa 16.2: Amplificador Push-Pull Quase-Complementar

A Fig. 16.30 mostra um amplificador quase-complementar. O circuito é descrito na listagem PSpice da Fig. 16.31, junto com os resultados de polarização dc e tensões ac. Os valores dos resistores empregados permitem concluir que a classe de operação é AB. A tensão dc no resistor de carga é cerca de 3,6 V. A potência de entrada das fontes é de aproximadamente 31 W. A potência ac liberada para a carga de 8 Ω é

$$P_o(\text{ac}) = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{(11,89)^2}{8} = 17,7 \text{ W}$$

tal que o circuito opera com uma eficiência de

$$\% \eta = \frac{P_o(\text{ac})}{P_i(\text{dc})} \times 100\% = \frac{17,7 \text{ W}}{31 \text{ W}} \times 100\% = 57,1\%$$

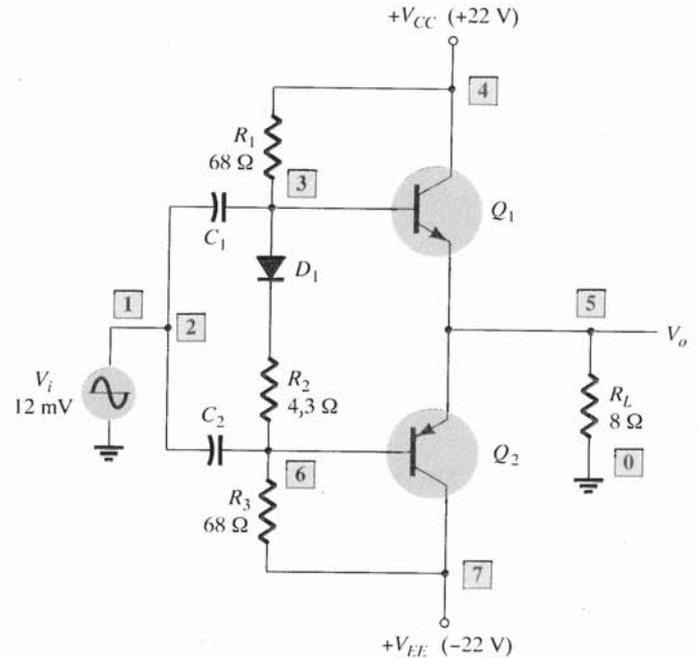


Fig. 16.30 Amplificador de potência classe B quase-complementar.

Variando os valores dos resistores de  $R_1$  a  $R_3$  pode alterar a polarização dc e, portanto, a potência dc fornecida para o circuito. O sinal ac de entrada pode ser ajustado para variar a quantidade de potência ac liberada para a carga. A eficiência máxima será de 78,5%.

```

Quasi-complementary Class-B power amplifier
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 4 0 22V
VEE 0 7 22V
R1 4 3 68
D1 3 2 DA
C1 1 2 50UF
R2 2 6 4.3
R3 6 7 68
RL 5 0 8
Q1 4 3 5 QN
Q2 5 6 7 QP
.MODEL DA D
.MODEL QN NPN(BF=50)
.MODEL QP PNP(BF=50)
VI 1 0 AC 12MV
.AC LIN 1 1KH 1KH
.PRINT AC VM(1) VM(RL)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
( 1)    0.0000   ( 2)    3.7677   ( 3)    4.5648   ( 4)    22.0000
( 5)    3.6219   ( 6)    2.7237   ( 7)   -22.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VCC       -9.371E-01
VEE       -4.844E-01

TOTAL POWER DISSIPATION  3.13E+01  WATTS

****   AC ANALYSIS   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      VM(1)      VM(RL)
1.000E+03  1.200E-02  1.189E-02
    
```

Fig. 16.31 Saída PSpice para o circuito da Fig. 16.30.

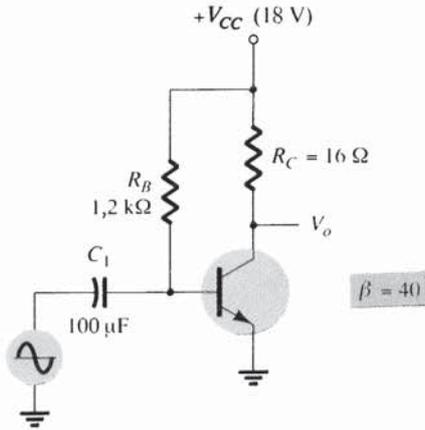


Fig. 16.32 Problemas 1-4.

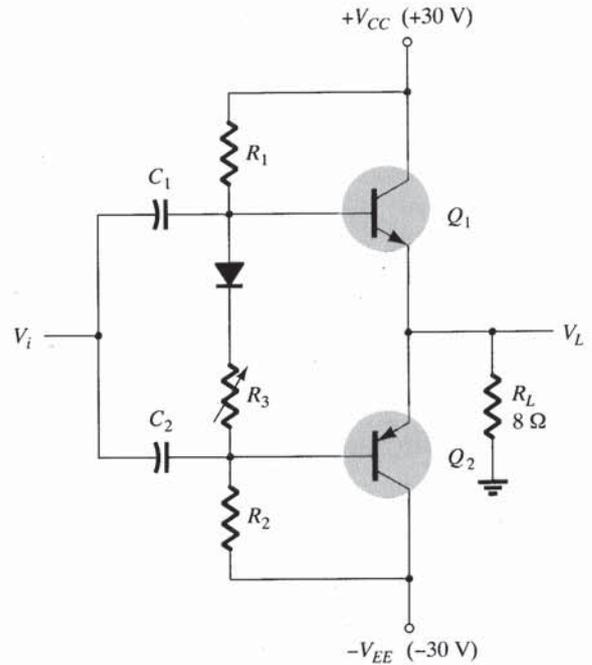


Fig. 16.33 Problemas 16, 17.

PROBLEMAS

§ 16.2 Amplificador Classe A com Realimentação-Série

1. Calcule a potência de entrada e saída para o circuito da Fig. 16.32. O sinal de entrada resulta em uma corrente de base de 5 mA rms.
2. Calcule a potência de entrada dissipada pelo circuito da Fig. 16.32 se  $R_B$  é mudado para 1,5 kΩ.
3. Que potência máxima de saída pode ser liberada pelo circuito da Fig. 16.32 se  $R_B$  é mudado para 1,5 kΩ?
4. Se o circuito da Fig. 16.32 é polarizado em sua tensão central e ponto de operação do coletor também no centro, qual é a potência de entrada para uma potência máxima de saída de 1,5 W?

§ 16.3 Amplificador Classe A com Acoplamento a Transformador

5. Um amplificador classe A acoplado a transformador usa um transformador 25:1 para acionar uma carga de 4 Ω. Calcule a carga efetiva (vista pelo transistor conectado ao lado do transformador com um número maior de espiras).
6. Que relação de espiras do transformador é necessária para acoplar uma carga de 8 Ω tal que ela apareça como uma carga efetiva de 8 kΩ?
7. Calcule a relação de espiras do transformador requerida para conectar quatro alto-falantes de 16 Ω em paralelo, tal que eles apareçam como uma carga efetiva de 8 kΩ.
- \*8. Um amplificador classe A acoplado a transformador aciona um alto-falante de 16 Ω através de um transformador 3,87:1. Usando uma fonte de tensão de  $V_{CC} = 36$  V, o circuito libera 2 W para a carga. Calcule:
  - (a)  $P(ac)$  através do primário do transformador.
  - (b)  $V_L(ac)$ .
  - (c)  $V(ac)$  no primário do transformador.
  - (d) Os valores rms da corrente de carga e do primário.
9. Calcule a eficiência do circuito do Problema 8, se a corrente de polarização é  $I_{CQ} = 150$  mA.
10. Desenhe o diagrama do circuito de um amplificador classe A acoplado a transformador usando um transistor *npn*.

§ 16.4 Operação do Amplificador Classe B

11. Desenhe o diagrama do circuito de um amplificador de potência push-pull *npn* classe B, usando entrada acoplada a transformador.
12. Para um amplificador classe B fornecendo um sinal de pico 22 V para uma carga de 8 Ω e uma fonte de potência de  $V_{CC} = 25$  V, determine:

- (a) Potência de entrada.
  - (b) Potência de saída.
  - (c) Eficiência do circuito.
13. Para um amplificador classe B com  $V_{CC} = 25$  V acionando uma carga de 8 Ω, determine:
    - (a) Potência máxima de entrada.
    - (b) Potência máxima de saída.
    - (c) Eficiência máxima do circuito.
  - \*14. Calcule a eficiência de um amplificador classe B para uma fonte de tensão de  $V_{CC} = 22$  V, acionando uma carga de 4 Ω com tensões de pico de saída de:
    - (a)  $V_L(p) = 20$  V.
    - (b)  $V_L(p) = 4$  V.

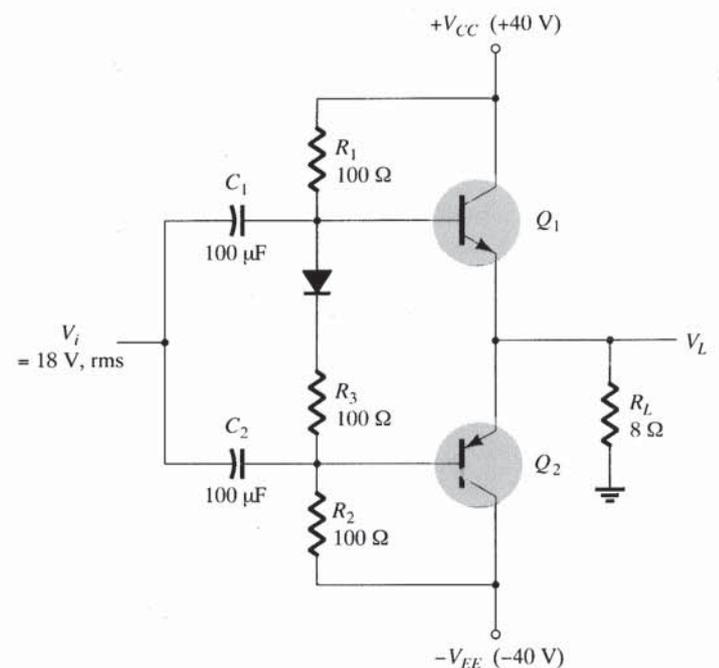


Fig. 16.34 Problema 18.

### § 16.5 Circuitos Amplificadores Classe B

15. Esboce o diagrama de circuito de um amplificador quase-complementar, mostrando as formas de onda de tensão no circuito.
16. Para o amplificador classe B da Fig. 16.33, calcule:
  - (a) Máxima  $P_o(ac)$ .
  - (b) Máxima  $P_i(dc)$ .
  - (c) Máximo  $\% \eta$ .
  - (d) Máxima potência dissipada por ambos os transistores.
- \*17. Se a tensão de entrada para o amplificador de potência da Fig. 16.33 é 8 V rms, calcule:
  - (a)  $P_i(dc)$ .
  - (b)  $P_o(ac)$ .
  - (c)  $\% \eta$ .
  - (d) Potência dissipada por ambos os transistores.
- \*18. Para o amplificador de potência da Fig. 16.34, calcule:
  - (a)  $P_o(ac)$ .
  - (b)  $P_i(dc)$ .
  - (c)  $\% \eta$ .
  - (d) Potência dissipada por ambos os transistores.

### § 16.6 Distorção do Amplificador

19. Calcule as componentes de distorção harmônica para um sinal de saída com amplitude da fundamental de 2,1 V, amplitude do segundo harmônico de 0,3 V, amplitude do terceiro harmônico de 0,1 V, e amplitude do quarto harmônico de 0,05 V.
20. Calcule a distorção harmônica total para as amplitudes das componentes do Problema 19.

21. Calcule a distorção de segundo harmônico para uma forma de onda de saída com valores medidos de  $V_{CE_{min}} = 2,4$  V,  $V_{CE_Q} = 10$  V, e  $V_{CE_{max}} = 20$  V.
22. Para as leituras de distorção de  $D_2 = 0,15$ ,  $D_3 = 0,01$ , e  $D_4 = 0,05$ , com  $I_1 = 3,3$  A e  $R_C = 4 \Omega$ , calcule a distorção harmônica total da componente fundamental de potência e a potência total.

### § 16.7 Dissipador de Transistor de Potência

23. Determine a dissipação máxima permitida para um transistor de silício de 100 W (operando em 25°C) para um fator de delimitação de 0,6 W/°C em uma temperatura do invólucro de 150°C.
- \*24. Um transistor de potência de silício de 160 W está operando com um dissipador ( $\theta_{SA} = 1,5^\circ\text{C/W}$ ) tem um  $\theta_{JC} = 0,5^\circ\text{C/W}$  e uma isolamento de montagem de  $\theta_{CS} = 0,8^\circ\text{C/W}$ . Qual a máxima potência que pode ser suportada pelo transistor numa temperatura ambiente de 80°C? (A temperatura da junção não deverá exceder 200°C.)
25. Que potência máxima um transistor de silício pode dissipar ( $T_{j_{min}} = 200^\circ\text{C}$ ) ao ar livre numa temperatura ambiente de 80°C?

### § 16.9 Análise por Computador

- \*26. Escreva um programa PSpice para calcular  $V_o$  para  $V_i = 9,1$  mV no circuito da Fig. 16.32.
- \*27. Escreva um programa PSpice para calcular a tensão através de  $R_L$  no circuito da Fig. 16.33.