



FEUP

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

ELECTRÓNICA I

3º ano - Ramo APEL

Capítulo 4

TRANSÍSTORES BIPOLARES DE JUNÇÃO

Este texto é oferecido aos alunos para o policopiarem livremente e destina-se a complementar o livro de texto recomendado, "Microelectronic Circuits", de Sedra and Smith. Consiste, essencialmente, numa tradução do capítulo homónimo desse livro, com algumas alterações da responsabilidade do autor visando uma melhor adequação ao programa da disciplina. Beneficiou também de sugestões do Prof. Pedro Guedes de Oliveira.

Capítulo 4

TRANSÍSTORES BIPOLARES DE JUNÇÃO

1. Introdução

Tendo estudado o díodo de junção, que é o dispositivo de semicondutor de dois terminais mais básico, vamos agora dedicar a nossa atenção aos dispositivos de semicondutor de três terminais, que são bastante mais úteis, uma vez que podem ser usados em múltiplas aplicações, desde a amplificação de sinal ao projecto de circuitos lógicos digitais e de memória.

O princípio básico subjacente é a utilização da tensão entre dois terminais para controlar a corrente que flui no terceiro terminal. Desta forma, um dispositivo de três terminais pode ser usado para realizar uma fonte controlada que, como vimos no 1º Capítulo, é a base do projecto de um amplificador.

Além disso, o sinal de controlo pode ser usado para fazer variar a corrente do terceiro terminal entre zero e um valor elevado, permitindo assim que o dispositivo funcione como um interruptor. O interruptor é o elemento básico dos circuitos digitais.

Há dois tipos principais de dispositivos de semicondutor de três terminais: os transístores bipolares de junção (BJT), que estudaremos neste capítulo, e os transístores de efeito de campo (FET), que estudaremos a seguir. Os dois tipos de transístores são igualmente importantes, cada um possuindo vantagens distintas e tendo áreas de aplicação específicas.

O transístor bipolar consiste de duas junções pn , construídas de uma maneira especial e ligadas em anti-série. A corrente é conduzida, quer por electrões, quer por lacunas, e daí a designação *bipolar*.

O BJT, frequentemente referido simplesmente como “o transístor”, é largamente utilizado tanto em circuitos discretos como integrados, analógicos ou digitais. Compreendendo bem as características do dispositivo, podem projectar-se circuitos com transístores cujo desempenho é notavelmente predizível e bastante insensível às variações dos parâmetros dos transístores.

Começaremos por apresentar uma descrição qualitativa simples do funcionamento do transístor. Apesar de simples esta descrição física permite uma compreensão considerável do desempenho do transístor como elemento de circuito. Faremos, seguidamente, um estudo das características terminais do transístor. Com base nelas, desenvolveremos modelos do transístor em diferentes modos de funcionamento que utilizaremos na análise dos circuitos com transístores.

Assim, no fim deste capítulo, o grau de familiaridade com o transístor permitir-nos-á realizar a análise rápida aproximada dos circuitos com transístores e projectar amplificadores de andar único com transístores.

2. Estrutura física e modos de funcionamento

A fig. 1 mostra uma estrutura simplificada de um transístor bipolar. Veremos mais tarde uma estrutura mais prática.

(fig. 1)

Como se vê na figura, o transístor é constituído por três regiões de semiconductor: a região do emissor (do tipo n), a região da base (do tipo p) e a região do colector (do tipo n). Um transístor assim formado é chamado npn . Um outro tipo, dual do primeiro e chamado pnp , está representado na fig. 2 e tem emissor do tipo p , base do tipo n e colector do tipo p .

(fig. 2)

A cada uma das regiões ligou-se um terminal com a designação **E** (emissor), **B** (base) e **C** (colector).

O transístor consiste de duas junções pn , a junção emissor-base e a junção colector-base, habitualmente designadas simplesmente junção de emissor e junção de colector. Dependendo das condições de polarização (directa ou inversa), obtêm-se diferentes modos de funcionamento do transístor, como se mostra na tabela 1.

Tabela 1 - Modos de funcionamento do BJT

Modo	junção EB	junção CB
Corte	Inversa	Inversa
Activo	Directa	Inversa
Saturação	Directa	Directa

O modo activo é o único usado se se pretender que o transístor funcione como amplificador. Em aplicações de comutação (por exemplo, circuitos lógicos) utilizam-se os modos de corte e de saturação.

3. Funcionamento do transístor npn no modo activo

Começamos por considerar o funcionamento do transístor no modo activo. Esta situação está ilustrada na fig. 3 para o transístor npn .

(fig. 3)

Usaram-se duas fontes externas (representadas como baterias) para estabelecer as condições de polarização requeridas pelo funcionamento no modo activo. A tensão V_{BE} impõe à base do tipo p um potencial mais elevado do que o do emissor do tipo n , polarizando assim directamente a junção emissor-base. Analogamente, a tensão V_{CB} , positiva, contrapolariza a junção colector-base.

3.1. Fluxo de correntes

Na descrição que se segue do fluxo de correntes, consideraremos apenas correntes de difusão. As correntes de deriva, devidas aos portadores minoritários gerados termicamente são usualmente muito pequenas e podem ser desprezadas. Voltaremos a este assunto mais tarde.

A polarização directa da junção de emissor determina uma corrente através da junção. Esta corrente consiste de duas componentes: electrões injectados pelo emissor na base, e lacunas injectadas pela base no emissor. Como em breve se tornará evidente, é altamente desejável que a primeira componente (electrões do emissor para a base) seja muito maior do que a segunda. Isto consegue-se fabricando o transístor com o emissor muito mais dopado do que a base.

A corrente que flui através da junção emissor-base constitui a corrente de emissor i_E , como se indica na fig. 3. O sentido de i_E é “para fora” do terminal do emissor, que é o sentido do movimento das lacunas e o oposto do movimento dos electrões, sendo a corrente i_E a soma destas duas componentes. Contudo, como a componente de electrões é muito maior do que a componente de lacunas, a corrente de emissor é dominada pela componente de electrões.

Os electrões injectados pelo emissor na base do tipo p tornam-se aqui **portadores minoritários**. Uma vez que, usualmente, a base é muito estreita, a concentração de portadores minoritários (electrões) em excesso, em regime permanente, terá um perfil praticamente rectilíneo, como se indica na fig. 4 a traço cheio.

(fig. 4)

A concentração será máxima [$n_p(0)$] do lado do emissor e mínima (zero) do lado do colector. Esta distribuição resulta das condições fronteira impostas pelas duas junções; não é uma distribuição “natural” baseada na difusão como ocorreria se a base fosse infinitamente larga. Como em qualquer junção pn polarizada directamente, a concentração $n_p(0)$ será proporcional a e^{v_{BE}/V_T} , onde v_{BE} é a tensão de polarização directa e V_T é a tensão térmica, que é aproximadamente igual a 25 mV à temperatura ambiente. A razão pela qual a concentração é zero do lado do colector é que a tensão v_{CB} positiva faz com que os electrões sejam varridos através da região de depleção da junção colector-base.

O perfil inclinado da concentração de portadores minoritários (fig. 4) faz com que os electrões injectados na base se difundam através da base em direcção ao colector. Esta corrente de difusão é directamente proporcional à inclinação da recta de concentração. Assim, a corrente de difusão será proporcional à concentração $n_p(0)$ e inversamente proporcional à largura da base W .

Alguns dos electrões que se difundem através da base combinam-se com lacunas, que são maioritárias na base. Contudo, uma vez que a base é usualmente muito estreita, a percentagem de electrões “perdidos” através deste processo de recombinação será muito pequena. Em todo o caso, a recombinação na região da base origina que o perfil da concentração de portadores minoritários em excesso se desvie da linha recta e tome a forma ligeiramente côncava indicada a traço interrompido na fig. 4.

A inclinação do perfil da concentração do lado da junção de emissor é ligeiramente maior do que do lado da junção de colector, sendo a diferença devida ao pequeno número de electrões perdidos por recombinação na base.

Do exposto decorre que a maior parte dos electrões que se difundem na base atingem a fronteira da região de depleção colector-base. Uma vez que o colector é mais positivo do que a base (de v_{CB} volt), estes electrões são varridos através da região de depleção para o colector. São, assim, “colectados” para constituir a corrente de colector i_C . Por convenção, o sentido da corrente i_C é o oposto do fluxo de electrões; assim, i_C fluirá para dentro do colector.

Outra observação importante a fazer diz respeito à independência do valor de i_C relativamente a v_{CB} . Isto é, desde que o colector seja positivo relativamente à base, os electrões que atingem a junção base-colector são varridos para dentro do colector e contribuem para a corrente do colector.

3.2. A corrente de colector

Da análise que fizemos atrás decorre que a corrente de colector i_C pode ser expressa como

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (1)$$

em que I_S é uma constante chamada corrente de saturação e V_T é a tensão térmica. A razão por que a dependência é exponencial é que a corrente de difusão de electrões é proporcional à concentração de portadores minoritários $n_p(0)$, que por sua vez é proporcional a e^{v_{BE}/V_T} . A corrente de saturação I_S é inversamente proporcional à largura da base W e directamente proporcional à área da junção de emissor. Tipicamente, I_S varia entre 10^{-12} e 10^{-15} A (dependendo do tamanho do transístor) e é função da temperatura, duplicando aproximadamente por cada 5°C de aumento da temperatura.

Uma vez que I_S é directamente proporcional à área da junção (i.e., ao tamanho do transístor) é também referida como corrente factor de escala. Dois transístores idênticos excepto pelo facto de um ter uma área da junção de emissor, por exemplo, dupla, terá uma corrente de saturação igualmente dupla. Assim, para o mesmo valor de v_{BE} , o transístor maior conduzirá uma corrente de colector duas vezes maior. Este conceito é frequentemente utilizado no projecto de circuitos integrados.

3.3. A corrente de base

A corrente de base i_B consiste de duas componentes. A componente dominante i_{B1} é devida às lacunas injectadas pela base na região do emissor. Esta corrente é proporcional a e^{v_{BE}/V_T} e à concentração da base.

A segunda componente, i_{B2} , é devida às lacunas que são fornecidas pelo circuito exterior para substituir as lacunas perdidas pela base por recombinação. O número de pares electrão-lacuna que tomam parte na recombinação é proporcional à concentração $n_p(0)$ e à largura da base W . Assim, i_{B2} será proporcional a e^{v_{BE}/V_T} e a W .

Desta análise concluímos que a corrente de base total i_B ($= i_{B1} + i_{B2}$) será proporcional a e^{v_{BE}/V_T} . Podemos portanto exprimir i_B como uma fracção de i_C , como segue:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (2)$$

Assim

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} \quad (3)$$

em que β é uma constante para o transístor considerado. Para os modernos transístores *npn*, o valor de β situa-se na gama de 100 a 200, mas pode atingir valores tão elevados como 1000 para dispositivos especiais. Por razões que se tornarão claras mais adiante, a constante β chama-se **ganho de corrente em emissor comum**.

Como decorre do exposto, o valor de β é fortemente influenciado por dois factores: a largura da região da base e a relação entre as concentrações das regiões do emissor e da base. Para se obter um elevado β (o que é altamente desejável, uma vez que β é um parâmetro de ganho), a base deve ser estreita e pouco dopada e o emissor muito dopado. A análise que fizemos pressupôs uma situação ideal, em que β é uma constante para um dado transístor.

3.4. A corrente de emissor

Uma vez que a soma das correntes do transístor tem de ser nula (lei dos nós de Kirchhoff), como se vê na fig. 3, a corrente de emissor i_E é igual à soma da corrente de colector i_C com a corrente de base i_B ,

$$i_E = i_C + i_B \quad (4)$$

Das Eqs. (2) e (4) obtemos

$$i_E = \frac{\beta+1}{\beta} i_C \quad (5)$$

isto é,

$$i_E = \frac{\beta+1}{\beta} I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (6)$$

Alternativamente, podemos exprimir a Eq. (5) com a forma

$$i_C = \alpha i_E \quad (7)$$

em que a constante α se relaciona com β por

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (8)$$

Assim, a Eq. (6) pode ser reescrita como

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T} \quad (9)$$

Finalmente, podemos usar a Eq. (8) para exprimir β em função de α , i.e.,

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (10)$$

Como se vê pela Eq. (8), α é uma constante (para o transístor em questão) menor do que, mas muito próxima da unidade. Por exemplo, se $\beta = 100$, então $\alpha \cong 0,99$. A Eq. (10) revela um facto importante: pequenas variações em α correspondem a grandes variações em β . Esta observação puramente matemática tem uma consequência física extraordinariamente relevante: transístores do mesmo tipo podem ter valores muito diferentes de β . Por razões que adiante serão evidentes, α chama-se **ganho de corrente em base comum**.

3.5. Recapitulação

Apresentámos um modelo elementar para o funcionamento do transístor *npn* em modo activo. Basicamente, a tensão de polarização directa v_{BE} causa uma corrente de colector i_C exponencialmente dependente. Esta corrente é independente do valor da tensão de colector desde que a junção colector-base esteja contrapolarizada, i.e., $v_{CB} \geq 0$. Assim, em modo activo, o terminal do colector comporta-se como uma fonte de corrente controlada ideal em que o valor da corrente é determinado por v_{BE} .

A corrente de base i_B é um factor $1/\beta$ da corrente de colector e a corrente de emissor é igual à soma das correntes de colector e de base. Uma vez que i_B é muito menor do que i_C (i.e., $\beta \gg 1$), $i_E \cong i_C$. Mais precisamente, a corrente de colector é uma fracção α da corrente de emissor, com α menor, mas aproximadamente igual à unidade.

3.6. Modelos equivalentes de circuito

O modelo elementar de funcionamento do transístor descrito atrás pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na fig. 5(a).

(fig. 5)

Como se vê, o díodo D_E tem uma corrente inversa de saturação igual a I_S / α , fornecendo assim uma corrente i_E relacionada com v_{BE} de acordo com a Eq. (9). A corrente da fonte controlada, que é igual à corrente de colector, é controlada por v_{BE} segundo a relação exponencial indicada (atrás estabelecida pela Eq. (1)). Este modelo é, essencialmente, uma fonte de corrente controlada por tensão, não linear. Pode ser convertido no modelo com fonte de corrente controlada por corrente mostrado na fig. 5(b), exprimindo a corrente da fonte controlada como αi_E . Note-se que este modelo é também não linear em virtude da relação exponencial da corrente i_E do díodo D_E e a tensão v_{BE} .

Neste modelo vemos que se o transístor for encarado como um diporto, com o porto de entrada entre E e B , e o porto de saída entre C e B (i.e., com B como terminal comum), então o ganho de corrente é α . É por esta razão que α se chama ganho de corrente em base comum.

As figs. 5(c) e (d) representam outros dois modelos equivalentes que podem ser usados para representar o funcionamento para grandes sinais do BJT. O modelo da fig. 5(c) é essencialmente uma fonte de corrente controlada por tensão. Contudo, o díodo D_B conduz a corrente de base e, assim, a sua corrente de saturação é I_S / β , resultando a relação $i_B - v_{BE}$ dada pela Eq. (3).

Exprimindo a corrente de colector como βi_B obtemos o modelo com fonte de corrente controlada por corrente da fig. 5(d). Neste modelo, observamos que considerando o transístor como um diporto, com o porto de entrada entre B e E , e o porto de saída entre C e E (i.e., com E como terminal comum), então o ganho de corrente é β . Assim, compreende-se por que chamámos a β ganho de corrente em emissor comum.

3.7. A constante η

Na equação do díodo (Capítulo 3), usámos uma constante η na exponencial e mencionámos que o seu valor estava compreendido entre 1 e 2. Para os transístores bipolares modernos, a constante η é muito aproximadamente igual à unidade excepto em casos particulares: (1) para correntes elevadas (i.e., muito maiores do que a gama normal de correntes de um dado transístor), a relação $i_C - v_{BE}$ exhibe um valor de η próximo de 2, e (2) para baixas correntes, a relação $i_C - v_{BE}$ apresenta um valor de η aproximadamente igual a 2. Admitiremos nas aplicações de transístores bipolares que é sempre $\eta = 1$.

3.8. A corrente inversa colector-base (I_{CBO})

Na análise anterior do fluxo de corrente no transístor, ignorámos as pequenas correntes inversas devidas aos portadores minoritários gerados termicamente. Apesar de nos transístores modernos, estas correntes poderem ser desprezadas sem significativa perda de rigor, a corrente inversa da junção colector-base merece alguma referência.

Esta corrente, designada por I_{CBO} , é a corrente inversa que flui do colector para a base com o emissor em circuito aberto (daí o índice "O" de *open*-aberto). Esta corrente é usualmente da ordem do nanoampère, um valor que é muitas vezes maior do que o seu valor teoricamente previsto. À semelhança da corrente inversa do díodo, I_{CBO} contém uma componente de fugas apreciável e o seu valor é dependente de v_{CB} . I_{CBO} depende fortemente da temperatura, duplicando aproximadamente por cada 10°C de aumento.

3.9. A estrutura dos transístores reais

A fig. 6 mostra a secção transversal simplificada, mas mais realista de um transístor *npn*.

(fig. 6)

Note-se que o colector praticamente envolve a região do emissor, tornando assim mais difícil que os electrões injectados na estreita base escapem de ser colectados. Desta forma, o α resultante é próximo da unidade e β é grande. Observe-se também que o dispositivo não é simétrico. Analisaremos com um pouco mais de pormenor a estrutura física dos dispositivos mais adiante.

4. O transístor *pnp*

O transístor *pnp* funciona de uma forma semelhante à do transístor *npn*. A fig. 7 mostra um transístor *pnp* polarizado para funcionar em modo activo.

(fig. 7)

Como se vê, a tensão V_{EB} polariza directamente a junção base-emissor, enquanto a junção colector-base é polarizada inversamente pela tensão V_{BC} .

Ao contrário do transístor *npn*, a corrente no transístor *pnp* é principalmente devida a lacunas injectadas pelo emissor na base em resultado da tensão de polarização directa V_{EB} . Uma vez que a componente da corrente do emissor correspondente aos electrões injectados pela base no emissor é muito pequena, em virtude de a base ser muito pouco dopada, a corrente de emissor é essencialmente uma corrente de lacunas.

Os electrões injectados pela base no emissor constituem a componente dominante, i_{B1} , da corrente de base. Algumas das lacunas injectadas na base recombinaem-se com os portadores maioritários da base (electrões), perdendo-se assim. Estes electrões têm de ser substituídos pelo circuito exterior, originando a segunda componente da corrente de base, i_{B2} .

As lacunas que conseguem atingir a fronteira da região de depleção da junção colector-base são aceleradas pelo campo eléctrico aí existente e penetram no colector, constituindo a corrente de colector.

Conclui-se facilmente desta descrição que as relações corrente-tensão do transístor *pnp* são idênticas às do transístor *npn*, substituindo v_{BE} por v_{EB} ; e ainda que o funcionamento para grandes sinais do transístor *pnp* pode ser modelizado por qualquer um de quatro modelos equivalentes análogos aos representados na fig. 5 para o transístor *npn*. Dois desses modelos estão ilustrados na fig. 8, a título de exemplo.

(fig. 8)

5. Símbolos de circuito e convenções

A fig. 9 mostra os símbolos usados para representar nos esquemas de circuitos os transístores *npn* (a) e *pnp* (b).

(fig. 9)

Em ambos os símbolos o emissor distingue-se por uma seta. Esta distinção é importante, uma vez que os transístores práticos não são simétricos; i.e., se trocarmos o emissor com o colector, obtemos um valor de α diferente, e muito menor, a que chamamos α **inverso**.

A polaridade do transístor - *nnp* ou *pnp* - é indicada pelo sentido da ponta da seta do emissor. O sentido deste seta indica o sentido da corrente normal do emissor e também o sentido da polarização directa da junção emissor-base. Uma vez que, normalmente se desenham os circuitos por forma que as correntes fluam de cima para baixo, desenharemos os transístores, em geral, da forma indicada na fig.9, i.e., os *nnp* com o emissor em baixo e os *pnp* com o emissor em cima.

A fig. 10 mostra transístores *nnp* e *pnp* polarizados para funcionarem no modo activo.

(fig. 10)

Note-se, entretanto, que o método de polarização indicado, com duas fontes de alimentação, é meramente simbólico. Veremos adiante esquemas práticos de polarização. A fig. 10 indica também os sentidos verdadeiros das correntes do transístor. Adoptaremos por convenção como sentidos de referência os verdadeiros, pelo que, normalmente, não encontraremos valores negativos para i_E , i_B ou i_C .

A conveniência das convenções adoptadas revela-se óbvia pela simples observação da fig. 10. Note-se que as correntes fluem de cima para baixo e que as tensões são mais altas em cima do que em baixo. Como a seta do emissor também indica a polaridade que deve ter a tensão emissor-base para polarizar directamente essa junção, um simples relance ao símbolo do transístor *pnp*, por exemplo, mostra que a tensão do emissor deve ser maior do que a da base (de v_{EB}) para que a corrente flua no sentido indicado (para baixo). Note-se que a notação v_{EB} significa a tensão entre *E* (tensão mais alta) e *B* (tensão mais baixa). Assim, para um transístor *pnp*, funcionando no modo activo, v_{EB} é positiva, enquanto para um *nnp*, é v_{BE} que é positiva.

Da análise que fizemos na secção anterior decorre que um transístor *nnp*, cuja junção de emissor está polarizada directamente, funcionará em modo activo desde que o potencial do colector seja mais alto do que o da base. De facto, o funcionamento ainda será em modo activo mesmo que a tensão do colector iguale a da base, uma vez que uma junção *pn* de silício está praticamente em corte quando a tensão é nula. Todavia, a tensão do colector não poderá tornar-se inferior à da base se se pretender que o transístor funcione em modo activo. Caso contrário, a junção do colector ficará polarizada directamente e o transístor entra noutro modo de funcionamento, a saturação, que estudaremos adiante.

De forma análoga, o transístor *pnp* funcionará em modo activo se a tensão do colector for menor, ou quando muito igual, à da base. Se a tensão do colector se tornar superior à da base, o transístor entra em saturação.

Vejamos um exemplo a fim de consolidar as noções adquiridas.

Seja o circuito da fig. 11(a), em que o transístor tem $\beta = 100$ e exhibe uma tensão v_{BE} de 0,7 V para $i_C = 1$ mA. Pretende-se projectar o circuito (calcular R_C e R_E) por forma que a corrente de colector seja de 2 mA e a tensão do colector seja +5 V.

(fig. 11)

Como se indica na fig. 11(b), para obter uma tensão $V_C = +5$ V, a queda de tensão em R_C deve ser $15 - 5 = 10$ V. Assim, uma vez que se pretende $I_C = 2$ mA, o valor de R_C deve ser escolhido igual a

$$R_C = \frac{10V}{2mA} = 5k\Omega$$

Uma vez que $v_{BE} = 0,7$ V para $i_C = 1$ mA, o valor de v_{BE} para $i_C = 2$ mA é

$$V_{BE} = 0,7 + V_T \ln\left(\frac{2}{1}\right) = 0,717V$$

Uma vez que a tensão da base é 0 V, a tensão do emissor deve ser

$$V_E = -0,717V$$

Com $\beta = 100$, $\alpha = 100/101 = 0,99$. Assim, a corrente de emissor deve ser

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} = \frac{2}{0,99} = 2,02mA$$

Podemos agora determinar o valor de R_E pela lei de Ohm:

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{V_E - (-15)}{I_E} \\ &= \frac{-0,717 + 15}{2,02} = 7,07k\Omega \end{aligned}$$

o que completa o projecto. Deve notar-se, contudo, que os cálculos efectuados foram feitos com um grau de aproximação que não é normalmente nem necessário, nem justificado na prática, tendo em conta, por exemplo, as habituais tolerâncias dos valores dos componentes. Apesar disso, fizemos deliberadamente os cálculos com precisão, a fim de ilustrar os vários passos envolvidos.

6. Representação gráfica das características dos transístores

É útil, por vezes, descrever graficamente as características $i-v$ do transístor. A fig. 12 mostra a característica $i_C - v_{BE}$ que é a relação exponencial

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

idêntica (à excepção da constante η) à relação $i-v$ do díodo.

(fig. 12)

As características $i_E - v_{BE}$ e $i_B - v_{BE}$ são também exponenciais mas com diferentes correntes inversas de saturação: I_S / α para i_E e I_S / β para i_B . Uma vez que a constante do expoente, $1/V_T$ é bastante elevada ($\cong 40$), a curva sobe abruptamente.

Para v_{BE} menor do que cerca de 0,5 V, a corrente é desprezável, e para a gama habitual de correntes a tensão v_{BE} situa-se entre 0,6 e 0,8 V. Ao realizar análises rápidas, admitimos, habitualmente, que $V_{BE} \cong 0,7$ V que é uma aproximação semelhante à que usamos na análise dos circuitos com díodos. Para um transístor *pnp*, a característica $i_C - v_{EB}$ tem um aspecto idêntico à da fig. 12.

Como nos díodos de silício, a tensão da junção emissor-base diminui cerca de 2 mV por cada aumento de 1°C da temperatura, em condições de corrente constante. A fig. 13 ilustra esta dependência com a temperatura com a representação de curvas $i_C - v_{BE}$ de um transístor *npn* para três temperaturas diferentes.

(fig. 13)

A fig. 14(b) mostra as características de i_C versus v_{CB} de um transístor *npn* para vários valores da corrente de emissor i_E . Estas características podem ser medidas usando o circuito da fig. 14(a).

(fig. 14)

Apenas se representa o modo activo, uma vez que só está representada a porção das características para $v_{CB} \geq 0$. Como se pode ver, as curvas consistem de rectas horizontais corroborando o facto de que o colector se comporta como uma fonte de corrente constante. Neste caso, o valor da corrente de colector é controlada pela corrente de emissor ($i_C = \alpha i_E$), pelo que o transístor pode ser encarado como uma fonte de corrente controlada por corrente.

Na região activa, os transístores bipolares reais mostram alguma dependência da corrente de colector relativamente à tensão do colector, resultando que as características $i_C - v_{CB}$ não são rectas perfeitamente horizontais.

Para analisar mais claramente esta dependência, consideremos o circuito conceptual da fig. 15(a).

(fig. 15)

O transístor está ligado em configuração de emissor comum e a sua V_{BE} pode ser ajustada através da fonte de tensão variável ligada entre a base e o emissor. Para cada valor de V_{BE} , a correspondente curva característica $i_C - v_{CE}$ pode ser medida ponto a ponto, variando o valor da fonte de tensão de c.c. ligada entre o colector e o emissor e medindo a correspondente corrente de colector. O resultado é a família de curvas $i_C - v_{CE}$ mostradas na fig. 15(b).

Para baixos valores de v_{CE} , como a tensão de colector se torna inferior à da base, a junção de colector fica polarizada directamente, pelo que o transístor deixa o modo activo e entra no modo de saturação.

Deixando para mais tarde o estudo da saturação, examinemos mais em pormenor as características na região activa. Observamos que, apesar de serem linhas rectas, não são horizontais, i.e., têm inclinação não nula. De facto, prolongando essas rectas para a parte negativa do eixo de v_{CE} , verificamos que se intersectam num único ponto desse eixo, para $v_{CE} = -V_A$. A tensão V_A , um número positivo, é um parâmetro para cada transístor, com valores típicos na gama de 50 a 100 V, e chama-se tensão de Early, em homenagem ao cientista que primeiro estudou este fenómeno.

Para um dado valor de v_{BE} , aumentando v_{CE} aumenta a tensão inversa da junção de colector e, assim, aumenta a largura da região de depleção desta junção. Isto, por sua vez, provoca uma diminuição da **largura efectiva da base** W . Recordando que I_S é inversamente proporcional a W , vemos que I_S aumentará e i_C aumenta proporcionalmente. É este o efeito de Early, também conhecido como efeito da **modulação da largura da base**.

A dependência linear de i_C com v_{CE} pode ser tida em conta admitindo que I_S permanece constante e incluindo o factor $(1 + v_{CE} / V_A)$ na equação de i_C como segue:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \quad (11)$$

A inclinação não nula das rectas $i_C - v_{CE}$ indica que a **resistência de saída** tomada no colector não é infinita. Pelo contrário, é finita e definida por

$$r_o \equiv \left[\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \Big|_{v_{BE}=\text{constante}} \right]^{-1} \quad (12)$$

Usando a Eq. (11) obtém-se

$$r_o \cong \frac{V_A}{I_C} \quad (13)$$

em que I_C é o nível de corrente correspondente ao valor constante de v_{BE} , junto da fronteira da região activa.

Raramente é necessário incluir a dependência de i_C com v_{CE} no projecto e análise de corrente contínua. Todavia, a resistência de saída finita r_o pode ter um efeito significativo no ganho de amplificadores com transístores, como se verá adiante.

7. Análise de circuitos com transístores em c.c.

Estamos agora em condições de considerar a análise de alguns circuitos simples com transístores aos quais apenas tensões contínuas são aplicadas. Nos exemplos seguintes, usaremos o modelo de V_{BE} constante, que é semelhante ao utilizado para o díodo de junção.

Especificamente, admitiremos que $V_{BE} = 0,7$ V independentemente do valor exacto da corrente. Quando necessário, esta aproximação pode ser refinada usando técnicas análogas às utilizadas para o caso do díodo. A ênfase aqui, contudo, será na essência da análise de circuitos com transístores.

7.1. Exemplo 1

Consideremos o circuito representado na fig. 16(a), que está redesenhado na fig. 16(b) para recordar a convenção adoptada para indicar as ligações das fontes de alimentação. O nosso objectivo é determinar todas as tensões nodais e correntes de ramos. Admitiremos que o transístor tem $\beta = 100$.

(fig. 16)

Inicialmente, não sabemos se o transístor está no modo activo ou não. Uma aproximação simples consiste em admitir que o transístor está em modo activo, determinar a solução e, finalmente, verificar se o transístor está realmente no modo activo. Se concluirmos que as condições para o transístor estar em modo activo são verificadas, o nosso trabalho está terminado. Em caso contrário, o transístor está noutro modo de funcionamento e temos que recomeçar a análise. Obviamente, como até agora ainda não estudamos os outros modos de funcionamento, ainda não estamos em condições de analisar circuitos que concluamos não estarem em modo activo.

Olhando para o circuito da fig. 16(a), notamos que a base está ligada a +4 V e que o emissor está ligado à massa através de uma resistência R_E . Podemos, assim, concluir com segurança que a junção de emissor está polarizada directamente. Nestas condições, admitindo que V_{BE} é aproximadamente 0,7 V, resulta que a tensão de emissor será

$$V_E = 4 - V_{BE} \cong 4 - 0,7 = 3,3 \text{ V}$$

Uma vez que conhecemos as tensões nos dois extremos de R_E , podemos determinar a corrente I_E que a percorre,

$$I_E = \frac{V_E - 0}{R_E} = \frac{3,3}{3,3k} = 1 \text{ mA}$$

Uma vez que o colector está ligado à fonte de alimentação de +10 V através de R_C , parece possível que a tensão do colector seja mais elevada do que a da base, o que é essencial para que o transístor esteja no modo activo. Admitindo que assim é, podemos calcular a corrente de colector a partir de

$$I_C = \alpha I_E$$

O valor de α obtém-se de

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{100}{101} \cong 0,99$$

Assim, I_C será dada por

$$I_C = 0,99 \times 1 = 0,99 \text{ mA}$$

Podemos agora calcular a tensão de colector V_C usando a lei de Ohm,

$$V_C = 10 - I_C R_C = 10 - 0,99 \text{ mA} \times 4,7k \cong +5,3 \text{ V}$$

Uma vez que a base está a +4 V, a junção de colector está contrapolarizada com 1,3 V, pelo que o transístor está realmente no modo activo.

Falta apenas determinar a corrente de base I_B , que se obtém como segue:

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{1}{101} \cong 0,01 \text{ mA}$$

Antes de terminarmos, devemos sublinhar a importância de realizar a análise directamente no esquema do circuito. Só desta forma se poderá analisar circuitos complexos em tempo relativamente curto. A fig. 16(c) ilustra a análise anterior realizada sobre o esquema, indicando a ordem dos passos da análise.

7.2. Exemplo 2

Seja agora o circuito da fig. 17(a) e determinemos as tensões nodais e as correntes nos ramos.

(fig. 17)

Admitindo que o transístor está em modo activo, temos

$$V_E = 6 - V_{BE} \cong 6 - 0,7 = 5,3 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{5,3}{3,3k} = 1,6 \text{ mA}$$

$$V_C = 10 - 4,7k \times I_C \cong 10 - 7,52 = 2,48 \text{ V}$$

Uma vez que o valor calculado da tensão do colector é inferior (de 3,52 V) à tensão da base, a hipótese original de que o transístor estava em modo activo não é correcta. De facto, o transístor está em saturação. Como ainda não estudamos este modo de funcionamento, voltaremos mais tarde a este problema.

7.3. Exemplo 3

Consideremos o circuito da fig. 18(a) e calculemos as suas tensões e correntes. Note-se que o circuito é idêntico aos dos exemplos anteriores, excepto que a tensão da base é zero.

(fig. 18)

Uma vez que a base está a zero volt, a junção de emissor não pode conduzir, pelo que a corrente de emissor é zero. Também a junção de colector não pode conduzir pois o colector, do tipo *n*, está ligado à tensão de alimentação positiva através de R_C , enquanto a base, do tipo *p*, está à massa. Assim, a corrente do colector é também zero. A corrente de base também terá de ser zero, pelo que o transístor está em corte.

A tensão de emissor é obviamente zero, enquanto a tensão de colector será igual a +10 V, uma vez que a queda de tensão em R_C é zero. A fig. 18(b) mostra os pormenores da análise.

7.4. Exemplo 4

Seja agora o circuito da fig. 19(a) e calculemos todas as tensões e correntes.

(fig. 19)

A base deste transístor *pn*p está à massa, enquanto o emissor está ligado à alimentação positiva ($V^+ = +10$ V) através de R_E . Assim, a junção de emissor está polarizada directamente com

$$V_E = V_{EB} \cong 0,7 \text{ V}$$

A corrente de emissor vem então

$$I_E = \frac{V^+ - V_E}{R_E} = \frac{10 - 0,7}{2k} = 4,65 \text{ mA}$$

Uma vez que o colector está ligado, através de R_C , à alimentação negativa (mais negativa do que a base), é *possível* este transístor estar em modo activo. Admitindo que assim é, obtemos

$$I_C = \alpha I_E$$

Como não foi dado o valor de β , admitamos $\beta = 100$, pelo que $\alpha = 0,99$. Note-se que, como grandes variações de β resultam em pequenas variações de α , o valor exacto de β não é crítico para o cálculo de I_C . Assim

$$I_C = 0,99 \times 4,65 \text{ m} = 4,6 \text{ mA}$$

A tensão de colector será

$$\begin{aligned} V_C &= V^- + I_C R_C \\ &= -10 + 4,6 \text{ m} \times 1k = -5,4 \text{ V} \end{aligned}$$

Então a junção de colector está contrapolarizada com 5,4 V e o transístor está, de facto, em modo activo.

Falta apenas calcular a corrente de base,

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{4,65 \text{ m}}{101} \cong 0,05 \text{ mA}$$

Obviamente, o valor de β afecta criticamente a corrente de base. Note-se, contudo, que neste circuito o valor de β não tem qualquer efeito no modo de funcionamento do transístor. Uma vez que β é geralmente um parâmetro mal especificado, este circuito representa um bom projecto. Como regra, deve-se procurar *projectar o circuito por forma que o seu desempenho seja tão insensível quanto possível ao valor de β* . A análise está ilustrada na fig. 19(b).

7.5. Exemplo 5

Consideremos o circuito da fig. 20(a) e calculemos as suas tensões e correntes. Admitamos $\beta = 100$.

(fig. 20)

A junção de emissor está directamente polarizada sem margem para dúvidas. Assim,

$$I_B = \frac{5 - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{5 - 0,7}{100k} = 0,043 \text{ mA}$$

Admitamos que o transístor está a funcionar em modo activo. Podemos assim escrever

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0,043 \text{ mA} = 4,3 \text{ mA}$$

A tensão de colector pode agora ser determinada como

$$V_C = 10 - I_C R_C = 10 - 4,3 \text{ mA} \times 2k = 1,4 \text{ V}$$

Uma vez que a tensão da base V_B é

$$V_B = V_{BE} \cong 0,7 \text{ V}$$

resulta que a junção de colector está contrapolarizada com 0,7 V, pelo que o transístor está, de facto, em modo activo. A corrente de emissor será dada por

$$I_E = (\beta + 1) I_B = 101 \times 0,043 \text{ mA} \cong 4,3 \text{ mA}$$

Neste exemplo é notório que as correntes de colector e de emissor dependem criticamente do valor de β . De facto, se β for 10% maior, o transístor deixará o modo activo e entrará em saturação. Portanto, este é claramente um mau projecto. Os pormenores da análise estão ilustrados na fig. 20(b).

7.6. Exemplo 6

Analisemos agora o circuito da fig. 21(a) para determinar as suas tensões e correntes e admitamos $\beta = 100$.

(fig. 21)

O primeiro passo da análise consiste em simplificar o circuito da base usando o Teorema de Thévenin. O resultado pode ver-se na fig. 21(b), onde

$$V_{BB} = 15 \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \times \frac{50k}{100k + 50k} = 5 \text{ V}$$

$$R_{BB} = (R_{B1} // R_{B2}) = (100k // 50k) = 33,3 \text{ k}\Omega$$

Para calcular a corrente de base ou a de emissor temos de escrever a equação da malha marcada com L na fig. 21(b). Note-se, contudo, que a corrente em R_{BB} é diferente da corrente em R_E . A equação de malha será

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

Substituindo I_B por

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

e rearranjando a equação vem

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \left[R_{BB} / (\beta + 1) \right]}$$

Com os valores numéricos dados resulta

$$I_E = \frac{5 - 0,7}{3k + (33,3k / 101)} = 1,29 \text{ mA}$$

A tensão da base será

$$\begin{aligned} V_B &= V_{BE} + I_E R_E \\ &= 0,7 + 1,29m \times 3k = 4,57 \text{ V} \end{aligned}$$

Admitamos que o transístor está em modo activo. Podemos calcular a corrente de colector pela equação

$$I_C = \alpha I_E = 0,99 \times 1,29m = 1,28 \text{ mA}$$

resultando para a tensão de colector

$$V_C = 15 - I_C R_C = 15 - 1,28m \times 5k = 8,6 \text{ V}$$

Concluimos que o colector está mais alto do que a base de 4,03 V, o que significa que o transístor está em modo activo, como tínhamos admitido. Os resultados da análise estão ilustrados na fig. 21(c).

7.7. Exemplo 7

Finalmente, consideremos o circuito da fig. 22(a) e calculemos as suas tensões e correntes.

(fig. 22)

Comecemos por notar que, em parte, o circuito é idêntico ao que analisámos no exemplo anterior (fig. 21(a)). A diferença é que temos agora um segundo transístor Q_2 , além das resistências associadas R_{E2} e R_{C2} . Admitamos que Q_1 continua no modo activo, pelo que os seguintes valores serão idênticos aos obtidos no exemplo anterior:

$$\begin{aligned} V_{B1} &= 4,57 \text{ V} & I_{E1} &= 1,29 \text{ mA} \\ I_{B1} &= 0,0128 \text{ mA} & I_{C1} &= 1,28 \text{ mA} \end{aligned}$$

Todavia, a tensão de colector será diferente da calculada anteriormente, uma vez que parte da corrente de colector I_{C1} flui na base de Q_2 (I_{B2}).

Como primeira aproximação, podemos admitir que I_{B2} é muito menor do que I_{C1} ; i.e., podemos admitir que a corrente em R_{C1} é praticamente igual a I_{C1} . Isso permite-nos calcular V_{C1} :

$$\begin{aligned} V_{C1} &\cong 15 - I_{C1} R_{C1} \\ &= 15 - 1,28m \times 5k = 8,6 \text{ V} \end{aligned}$$

Assim, Q_1 está em modo activo, como admitíramos.

No que respeita a Q_2 , notemos que o seu emissor está ligado aos +15 V através de R_{E2} . É, portanto, seguro admitir que a junção de emissor de Q_2 está polarizada directamente. Assim, o emissor de Q_2 terá uma tensão V_{E2} dada por

$$V_{E2} = V_{C1} + V_{EB}|_{Q_2} \cong 8,6 + 0,7 = 9,3 \text{ V}$$

Podemos agora calcular a corrente de emissor:

$$I_{E2} = \frac{15 - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{15 - 9,3}{2k} = 2,85 \text{ mA}$$

Uma vez que o colector está ligado à massa através de R_{C2} , é possível que Q_2 esteja em modo activo. Admitindo que assim é, determinamos I_{C2} :

$$\begin{aligned} I_{C2} &= \alpha_2 I_{E2} \\ &= 0,99 \times 2,85 \text{ mA} = 2,82 \text{ mA} \quad (\text{admitindo } \beta_2 = 100) \end{aligned}$$

A tensão de colector de Q_2 será então

$$V_{C2} = I_{C2} R_{C2} = 2,82 \text{ mA} \times 2,7 \text{ k} = 7,62 \text{ V}$$

que é menor do que V_{B2} de 0,98 V. Assim, Q_2 está em modo activo, como admitíramos.

É importante nesta altura determinarmos a grandeza do erro cometido ao desprezarmos I_{B2} . O valor de I_{B2} é dado por

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{2,85 \text{ mA}}{101} = 0,028 \text{ mA}$$

que é, na verdade, muito menor do que I_{C1} (1,28 mA). Podemos, no entanto, se desejarmos, obtermos uma solução mais aproximada, repetindo os cálculos com $I_{B2} = 0,028 \text{ mA}$. Os resultados obtidos com essa nova iteração estão indicados na fig. 22(b). Note-se, contudo, que podemos fazer o cálculo rigoroso atendendo a que

$$\begin{aligned} V_{C1} &= 15 - R_{C1}(I_{C1} - I_{B2}) \\ &= 15 - R_{C1} \left(I_{C1} - \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} \right) \\ &= 15 - R_{C1} \left[I_{C1} - \frac{1}{\beta_2 + 1} \times \left(\frac{15 - 0,7 - V_{C1}}{R_{E2}} \right) \right] \\ &= 15 - 5 \text{ k} \times \left(1,28 \text{ mA} - \frac{1}{101} \times \frac{13,3 - V_{C1}}{2 \text{ k}} \right) = 8,93 - 0,025 V_{C1} \end{aligned}$$

donde obtemos

$$V_{C1} = \frac{8,93}{1 + 0,025} = 8,71 \text{ V}$$

$$V_{E2} = 8,71 + 0,7 = 9,41 \text{ V}$$

$$I_{E2} = \frac{15 - 9,41}{2 \text{ k}} = 2,79 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = 0,99 \times 2,79 = 2,77 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = 2,77 \text{ mA} \times 2,7 \text{ k} = 7,47 \text{ V}$$

$$I_{B2} = \frac{2,79 \text{ mA}}{101} = 0,0277 \text{ mA}$$

Duas conclusões importantes podem tirar-se dos resultados obtidos. A primeira é que os valores obtidos através de uma análise aproximada são muito próximos dos valores exactos. A segunda é que a análise rigorosa, embora um pouco mais trabalhosa, não é especialmente difícil; trata-se, na verdade, de um simples sistema de equações lineares.

Não nos devemos iludir, contudo, com esta segunda conclusão. Realmente, com circuitos mais complexos, o volume de cálculo pode tornar-se considerável. Além disso, pode questionar-se o significado da maior precisão dos resultados quando usamos um modelo de primeira ordem ($V_{BE} = 0,7$ V) e os parâmetros dos componentes do circuito apresentam uma grande variabilidade.

Assim, em geral, é preferível usarmos um método aproximado que nos permita obter rapidamente uma boa estimativa do desempenho do circuito. Uma análise rigorosa pode sempre fazer-se recorrendo a um programa de análise como o SPICE.

Nota importante:

Nos exemplos anteriores, usámos frequentemente um valor rigoroso de α para calcular a corrente de colector. Uma vez que $\alpha \cong 1$, o erro cometido ao tomar $\alpha = 1$ e, conseqüentemente, $i_C = i_E$, será muito pequeno. Portanto, excepto nos cálculos que dependam criticamente do valor de α (como o cálculo da corrente de base), usaremos $\alpha \cong 1$.

8. O transístor como amplificador

Para que um transístor funcione como amplificador, tem de ser polarizado na região activa. O problema da polarização é o de estabelecer um valor contínuo constante da corrente de emissor, ou de colector. Esta corrente deve ser predizível e insensível às variações com a temperatura, valor de β , etc. Apesar de só mais adiante nos ocuparmos das técnicas de polarização, vamos desde já demonstrar a necessidade de uma corrente de colector constante.

Este requisito resulta do facto de que o funcionamento do transístor como amplificador ser altamente influenciado pelo valor da corrente de repouso (ou de polarização), como se verá a seguir.

Para compreender como o transístor funciona como amplificador, consideremos o circuito conceptual mostrado na fig. 23(a).

(fig. 23)

Como se vê, a junção de emissor está polarizada directamente por uma tensão contínua V_{BE} (bateria). A polarização inversa da junção de colector é estabelecida ligando o colector a outra fonte de alimentação V_{CC} através da resistência R_C . O sinal de entrada a ser amplificado é representado por uma fonte de tensão de sinal v_{be} que se sobrepõe a V_{BE} .

8.1. Condições de corrente contínua

Consideraremos em primeiro lugar as condições de repouso fazendo o sinal v_{be} igual a zero. O circuito reduz-se então ao da fig. 23(b), e podemos escrever as seguintes relações para as correntes e tensões de repouso:

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (14)$$

$$I_E = I_C / \alpha \quad (15)$$

$$I_B = I_C / \beta \quad (16)$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (17)$$

Obviamente, no modo activo, V_C deve ser maior do que V_B de um valor que permita uma excursão razoável do sinal no colector com o transístor sempre em modo activo. Voltaremos a este assunto mais tarde.

8.2. A corrente de colector e a transcondutância

Se aplicarmos um sinal v_{be} como se mostra na fig. 23(a), a tensão instantânea total base-emissor v_{BE} será

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} \quad (18)$$

e a corrente de colector:

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T} \\ &= I_S e^{V_{BE}/V_T} e^{v_{be}/V_T} \end{aligned} \quad (19)$$

Usando a Eq. (14) vem

$$i_C = I_C e^{v_{be}/V_T} \quad (20)$$

Mas, se $v_{be} \ll V_T$, podemos aproximar a Eq. (20) por

$$i_C \cong I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right) \quad (21)$$

Esta aproximação, que corresponde a tomar os dois primeiros termos do desenvolvimento em série de Mac Laurin, é válida para v_{be} menor do que cerca de 10 mV e é referida como **aproximação para pequenos sinais**.

Com esta aproximação, a corrente total de colector dada pela Eq. (21) pode reescrever-se como

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \quad (22)$$

Assim, a corrente de colector é composta pela componente contínua I_C e pela componente de sinal i_c ,

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} \quad (23)$$

Esta equação relaciona o sinal de corrente do colector e o correspondente sinal de tensão base-emissor. Pode reescrever-se como

$$i_c = g_m v_{be} \quad (24)$$

em que g_m é a **transcondutância do transístor**, e é dada por (ver Eq. (23)):

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (25)$$

Vemos que a transcondutância do transístor bipolar é directamente proporcional à corrente de repouso do colector I_C . Assim, para obtermos um valor constante e predizível para g_m é necessário um valor constante e predizível de I_C . Finalmente, refira-se que os BJTs têm uma transcondutância relativamente alta (quando comparada com a dos FETs, que estudaremos a seguir); por exemplo, para $I_C = 1$ mA, $g_m \cong 40$ mA/V.

A fig. 24 mostra uma interpretação gráfica de g_m , onde se vê que g_m é igual à inclinação da característica i_c - v_{BE} para $i_c = I_C$ (i.e., no ponto de funcionamento estático Q). Assim

$$g_m = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \right|_{i_c=I_C} \quad (26)$$

(fig. 24)

A aproximação para pequenos sinais implica manter a amplitude do sinal suficientemente pequena para que o funcionamento se restrinja ao segmento quase linear da curva exponencial i_c - v_{BE} . Aumentando a amplitude de sinal, leva a corrente de colector a ter componentes relacionadas não linearmente com v_{be} . Recorde-se que já usámos um tipo semelhante de aproximação para os díodos.

A análise anterior sugere que, para pequenos sinais ($v_{be} \ll V_T$), o transístor se comporta como uma fonte de corrente controlada por tensão. O porto de entrada desta fonte controlada é tomado entre a base e o emissor, e o porto de saída é tomado entre o colector e o emissor. A transcondutância desta fonte controlada é g_m , e a resistência de saída é infinita. Esta última propriedade ideal é um resultado do nosso modelo de primeira ordem do funcionamento do transístor em que se admite que a corrente de colector não depende da tensão de colector, no modo activo.

Como vimos atrás, os BJTs reais têm resistência de saída finita. O efeito da resistência de saída no desempenho do transístor será considerado mais tarde.

8.3. A corrente de base e a resistência de entrada na base

Para determinar a resistência vista por v_{be} , vamos primeiro calcular a corrente de base total i_B usando a Eq. (22), como segue:

$$i_B = \frac{i_c}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

Assim

$$i_B = I_B + i_b \quad (27)$$

em que I_B é igual a I_C / β e a componente de sinal i_b é dada por

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} \quad (28)$$

Substituindo I_C / V_T por g_m vem

$$i_b = \frac{g_m}{\beta} v_{be} \quad (29)$$

A resistência de entrada para pequenos sinais entre a base e o emissor, *olhando para a base*, é designada por r_π e é definida por

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b} \quad (30)$$

Usando a Eq. (29) vem

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \quad (31)$$

Assim, r_π é directamente dependente de β e é inversamente proporcional à corrente de repouso I_C . Substituindo g_m pelo valor dado pela Eq. (25) e I_C / β por I_B obtemos uma expressão alternativa para r_π ,

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B} \quad (32)$$

8.4. A corrente de emissor e a resistência de entrada no emissor

A corrente total de emissor i_E pode ser determinada usando a Eq. (22) e

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{i_c}{\alpha}$$

Assim

$$i_E = I_E + i_e \quad (33)$$

em que I_E é igual a I_C / α e a corrente de sinal i_e é dada por

$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be} \quad (34)$$

Se designarmos por r_e a resistência para pequenos sinais entre a base e o emissor, *olhando para o emissor*, podemos defini-la como

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} \quad (35)$$

Usando a Eq. (34), podemos determinar r_e , a que chamamos **resistência de emissor**, vindo

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \quad (36)$$

A comparação com a Eq. (25) mostra que

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \cong \frac{1}{g_m} \quad (37)$$

A relação entre r_π e r_e pode ser encontrada combinando as suas definições dadas pelas Eqs. (30) e (35), como sendo

$$v_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e$$

Assim

$$r_\pi = (i_e / i_b) r_e$$

que conduz a

$$r_\pi = (\beta + 1) r_e \quad (38)$$

8.5. Ganho de tensão

Até agora, apenas estabelecemos que o transístor mede o sinal base-emissor v_{be} e faz fluir uma corrente proporcional $g_m v_{be}$ no colector, com alta impedância (idealmente infinita). Desta forma, o transístor actua como uma fonte de corrente controlada por tensão. Para obter a tensão de sinal de saída, podemos fazer com que esta corrente percorra uma resistência, como se mostra na fig. 23(a). Então, a tensão total de colector será

$$\begin{aligned} v_c &= V_{CC} - i_c R_C \\ &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ &= (V_{CC} - I_C R_C) - i_c R_C \\ &= V_C - i_c R_C \end{aligned} \quad (39)$$

onde V_C representa a tensão de polarização do colector, e a tensão de sinal é dada por

$$\begin{aligned} v_c &= -i_c R_C = -g_m v_{be} R_C \\ &= (-g_m R_C) v_{be} \end{aligned} \quad (40)$$

Assim, o ganho de tensão deste amplificador é

$$\text{Ganho de tensão} \equiv \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C \quad (41)$$

Notemos, uma vez mais, a importância da estabilidade da corrente de polarização do colector: já que g_m é proporcional a essa corrente, o ganho será tão estável quanto a corrente de polarização do colector o for.

9. Modelos equivalentes para pequenos sinais

A análise anterior indica que cada corrente e tensão do circuito amplificador da fig. 23(a) é composta de duas componentes: uma componente contínua e uma componente de sinal. Por exemplo, $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$, $i_C = I_C + i_c$, etc. As componentes contínuas são determinadas pelo circuito de c.c. representado na fig. 23(b) e pelas relações impostas pelo transístor (Eqs. (14) a (16)). Por outro lado, pode obter-se uma representação do funcionamento para sinais do transístor, eliminando as fontes de c.c., como se mostra na fig. 25.

(fig. 25)

Note-se que, uma vez que a tensão de uma fonte de alimentação de c.c. ideal é constante, a sua tensão de sinal é zero. Por esta razão, substituímos V_{CC} e V_{BE} por curto-circuitos. Se o circuito contivesse fontes de corrente contínua ideais, seriam substituídas por circuitos abertos. Assim, o circuito da fig. 25 é um circuito equivalente para sinais, mas apenas para estes; não é um verdadeiro circuito amplificador, pois não contém o circuito de polarização.

A fig. 25 mostra também as expressões das correntes incrementais i_c , i_b e i_e obtidas quando se aplica um pequeno sinal v_{be} . Estas relações podem ser representadas por um circuito. Esse circuito deverá ter três terminais, C, B e E e conduzir às mesmas correntes terminais indicadas na fig. 25. O circuito resultante será então equivalente ao transístor para o funcionamento com pequenos sinais, podendo, assim, ser considerado um modelo equivalente para pequenos sinais.

9.1. O modelo em π -híbrido

A fig. 26(a) mostra um modelo do BJT para pequenos sinais. Este modelo representa o transístor como uma fonte de corrente controlada por tensão e inclui explicitamente a resistência de entrada olhando para a base, r_π .

(fig. 26)

O modelo conduz obviamente a

$$i_c = g_m v_{be}$$

e a

$$i_b = v_{be} / r_\pi$$

Não é, contudo, tão óbvio que o modelo conduza à expressão correcta de i_e . Isso pode demonstrar-se como segue: no nó do emissor, temos

$$\begin{aligned} i_e &= \frac{v_{be}}{r_\pi} + g_m v_{be} = \frac{v_{be}}{r_\pi} (1 + g_m r_\pi) \\ &= \frac{v_{be}}{r_\pi} (1 + \beta) = v_{be} / \left(\frac{r_\pi}{1 + \beta} \right) \\ &= v_{be} / r_e \end{aligned}$$

Pode obter-se um modelo equivalente ligeiramente diferente, exprimindo a corrente da fonte controlada ($g_m v_{be}$) em função da corrente de base i_b como segue

$$\begin{aligned} g_m v_{be} &= g_m (i_b r_\pi) \\ &= (g_m r_\pi) i_b = \beta i_b \end{aligned}$$

Isto conduz ao modelo equivalente alternativo da fig.26(b), onde o transístor é representado por uma fonte de corrente controlada por corrente, sendo i_b a corrente controlante.

Os dois modelos da fig. 26 são versões simplificadas do que é conhecido como **modelo em π -híbrido**. O modelo completo, que veremos mais tarde, inclui componentes adicionais que modelizam efeitos de segunda ordem do transístor bipolar.

É importante notar que os circuitos equivalentes para pequenos sinais da fig. 26 modelizam o funcionamento do BJT num dado ponto de funcionamento. Isto deve ser evidente, tendo em conta que os parâmetros g_m e r_π dependem do valor da corrente de polarização I_C , como se indica na fig. 26. Finalmente, acrescentemos que, apesar de os modelos terem sido desenvolvidos para um transístor *nnp*, eles aplicam-se integralmente a um transístor *pnp*, *sem qualquer mudança de polaridades*.

9.2. O modelo em T

Apesar de usarmos quase sempre o modelo em π -híbrido (numa das suas variantes mostradas na fig. 26) na análise para pequenos sinais de circuitos com transístores, há situações em que um modelo alternativo, representado na fig. 27, é um pouco mais conveniente. Este modelo, chamado **modelo em T**, é mostrado nessa figura em duas versões.

(fig. 27)

O modelo da fig. 27(a) representa o BJT como uma fonte de corrente controlada por tensão, sendo v_{be} a tensão de controlo. Neste modelo, contudo, a resistência entre a base e o emissor, olhando para o emissor, está indicada explicitamente. É evidente no modelo que este conduz a expressões correctas para i_c e i_e . Para i_b , notemos que no nó da base temos

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} = \frac{v_{be}}{r_e} (1 - g_m r_e) \\ &= \frac{v_{be}}{r_e} (1 - \alpha) = \frac{v_{be}}{r_e} \left(1 - \frac{\beta}{\beta + 1} \right) \\ &= \frac{v_{be}}{(\beta + 1)r_e} = \frac{v_{be}}{r_\pi} \end{aligned}$$

como deveria ser.

Se, no modelo da fig. 27(a), exprimirmos a corrente da fonte controlada em função da corrente de emissor como segue:

$$\begin{aligned} g_m v_{be} &= g_m (i_e r_e) \\ &= (g_m r_e) i_e = \alpha i_e \end{aligned}$$

obtemos o modelo alternativo em T mostrado na fig. 27(b), onde o transístor é representado como uma fonte de corrente controlada por corrente em que i_e é a corrente de controlo.

9.3. Aplicação dos modelos para pequenos sinais

O uso dos modelos do BJT para pequenos sinais permite efectuar a análise dos circuitos amplificadores com transístores como um processo sistemático. Primeiro, determina-se o ponto de funcionamento estático e calculam-se os parâmetros do modelo. Então, eliminam-se as fontes de c.c., substitui-se o transístor pelo seu modelo (geralmente, o π -híbrido) e analisa-se o circuito resultante para determinar as características desejadas, por exemplo, o ganho de tensão, resistência de entrada, etc. O processo é ilustrado pelos exemplos seguintes.

9.3.1. Exemplo 1

Consideremos o amplificador da fig. 28(a) e determinemos o seu ganho de tensão. admitiremos $\beta = 100$.

(fig. 28)

O primeiro passo da análise consiste em determinar o ponto de funcionamento estático. Assim admitindo que $v_i = 0$, a corrente de base será

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} = \frac{3 - 0,7}{100k} = 0,023mA$$

A corrente de colector será

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0,023m = 2,3mA$$

A tensão de repouso do colector é

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 2,3m \times 3k = 3,1V$$

Uma vez que $V_B = 0,7V$, a junção de colector está contrapolarizada, pelo que o transístor está em modo activo. A análise de c.c. está ilustrada na fig. 28(b).

Determinado o ponto de funcionamento, podemos agora calcular os valores dos parâmetros do modelo:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25m}{(2,3/0,99)m} = 10,8\Omega$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2,3m}{25m} = 92mA/V$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92m} = 1,09k\Omega$$

Para realizar a análise para pequenos sinais, é indiferente utilizar um ou outro dos modelos em π -híbrido da fig. 26. Usando o primeiro, resulta o circuito equivalente da fig. 28(c). Note-se que não se incluem quaisquer grandezas contínuas. É importante notar que a fonte de alimentação V_{CC} foi substituída por um *curto-circuito* pois o terminal do circuito ligado a V_{CC} terá sempre uma tensão constante, i.e., o sinal de tensão neste terminal será zero. Por outras palavras, *um terminal do circuito ligado a uma fonte de tensão constante, pode ser sempre considerado como uma massa para sinais.*

Analisando então o circuito equivalente da fig. 28(c), resulta:

$$v_{be} = v_i \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} = v_i \frac{1,09k}{101,09k} = 0,011 v_i \quad (42)$$

A tensão de saída v_o é dada por

$$v_o = -g_m v_{be} R_C = -92m \times 0,011 v_i \times 3k = -3,04 v_i$$

Assim, o ganho de tensão será

$$\frac{v_o}{v_i} = -3,04 \quad (43)$$

em que o sinal “menos” indica oposição de fase.

9.3.2. Exemplo 2

A fim de aprofundar a compreensão do funcionamento dos amplificadores com transístores, vamos considerar as formas de onda em vários pontos do circuito analisado no exemplo anterior, para o que vamos admitir que v_i é uma onda triangular. Primeiro, vamos determinar a máxima amplitude permitida a v_i ; depois, com esse valor atribuído a v_i , determinaremos as formas de onda de $i_B(t)$, $v_{BE}(t)$ e de $v_C(t)$.

Uma das limitações à amplitude do sinal é a aproximação para pequenos sinais, que estipula que v_{be} não deve exceder cerca de 10 mV. Se impusermos que a onda triangular v_{be} tenha 20 mV pico-a-pico, podemos usar a Eq. (42) para calcular o valor máximo de pico de v_i ,

$$\hat{V}_i = \frac{\hat{V}_{be}}{0,011} = 0,91V$$

Para verificar se o transístor se mantém em modo activo quando v_i tem um valor de pico de 0,91 V, temos de calcular a tensão de colector. Esta consiste de uma onda triangular v_c sobreposta ao valor de repouso $V_C = 3,1$ V. O valor de pico da onda triangular será

$$\hat{V}_c = \hat{V}_i \times \text{ganho} = 0,91 \times 3,04 = 2,77V$$

Resulta daqui que na excursão negativa da saída, a tensão do colector atinge um mínimo de $3,1 - 2,77 = 0,33$ V, que é menor do que a tensão da base $\cong 0,7$ V, pelo que o transístor não se mantém no modo activo.

Podemos facilmente determinar o máximo valor de pico do sinal de entrada por forma a o transístor se manter no modo activo. Basta calcular o valor da tensão de entrada correspondente ao valor mínimo da tensão de colectador, que é o valor da tensão de base, i.e., aproximadamente 0,7 V. Assim

$$\hat{V}_i = \frac{3,1 - 0,7}{3,04} = 0,79V$$

Arredondemos este valor para 0,8 V, como se mostra na fig. 29(a), e completemos a análise do problema.

(fig. 29)

A corrente de sinal da base será triangular, com um valor de pico dado por

$$\hat{I}_b = \frac{\hat{V}_i}{R_{BB} + r_\pi} = \frac{0,8}{100k + 1,09k} = 0,008mA$$

Esta forma de onda triangular sobrepõe-se ao valor de repouso I_B , como se mostra na fig. 29(b). A tensão base-emissor, analogamente, consiste de uma onda triangular sobreposta ao valor contínuo V_{BE} , que é aproximadamente 0,7 V. O valor de pico da onda triangular v_{be} será

$$\hat{V}_{be} = \hat{V}_i \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} = 0,8 \times \frac{1,09k}{100k + 1,09k} = 8,6mV$$

A forma de onda total v_{BE} está esboçada na fig. 29(c).

A corrente de sinal no colectador será uma onda triangular com um valor de pico dado por

$$\hat{I}_c = \beta \hat{I}_b = 100 \times 0,008mA = 0,8mA$$

Esta corrente está sobreposta ao valor de repouso da corrente de colectador I_C (=2,3 mA), como se mostra na fig. 29(d).

Finalmente, a tensão de sinal no colectador pode determinar-se multiplicando v_i pelo ganho de tensão, i.e.,

$$\hat{V}_c = 3,04 \times 0,8 = 2,43V$$

A fig. 29(e) mostra o esboço da tensão total do colectador v_C em função do tempo. Note-se a inversão de fase entre o sinal de entrada v_i e o sinal de saída v_o . Note-se também que apesar de a tensão mínima do colectador ser ligeiramente inferior à tensão da base, o transístor mantém-se no modo activo. De facto, os BJTs mantêm-se em modo activo mesmo que as suas junções de colectador sejam polarizadas directamente por não mais de 0,3 ou 0,4 V.

9.3.3. Exemplo 3

Consideremos agora o circuito da fig. 30(a) e determinemos o ganho de tensão e as formas de onda nos pontos relevantes.

(fig. 30)

O condensador C é um condensador de acoplamento cujo propósito é acoplar o sinal v_i ao emissor bloqueando a componente contínua. Desta forma, a polarização estabelecida por V^+ e V^- , juntamente com R_E e R_C , não será perturbada quando o sinal v_i é aplicado.

Para os objectivos deste exemplo, admitiremos que C é infinito, i.e., um curto-circuito perfeito para todas as frequências de interesse. Analogamente, outro condensador muito grande é usado para acoplar o sinal de saída v_o ao circuito de jusante.

Começemos por determinar o ponto de funcionamento (ver fig. 30(b)):

$$I_E = \frac{10 - V_E}{R_E} \cong \frac{10 - 0,7}{10k} = 0,93 \text{ mA}$$

Admitindo $\beta = 100$, então $\alpha = 0,99$, vindo

$$I_C = 0,99 I_E = 0,92 \text{ mA}$$

$$V_C = -10 + I_C R_C = -10 + 0,92 \text{ mA} \times 5k = -5,4 \text{ V}$$

pelo que o transístor está em modo activo. Além disso, o sinal de colector pode variar entre -5,4 V e zero (que é a tensão da base) sem que o transístor entre em saturação. Contudo, uma excursão negativa (hipotética) de 5,4 V da tensão do colector causaria uma tensão de colector mínima de -10,8 V, que é mais negativa do que a tensão da fonte de alimentação. Daqui resulta que se tentarmos aplicar um sinal de entrada que determine um tal sinal de saída, nos extremos da sua excursão negativa, o transístor entrará em corte, e os picos negativos da saída serão cortados, como se mostra na fig. 31.

(fig. 31)

Esta representação, de facto, não é correcta. Na verdade, a forma de onda da fig. 31 pressupõe funcionamento linear, excepto no que respeita ao corte dos picos. Por outras palavras, não foi tido em conta o efeito da característica não linear $i_C - v_{BE}$, o que não é aceitável pois se o transístor é levado ao corte, é certamente excedido o limite para pequenos sinais, como mostraremos mais tarde.

Determinemos agora o ganho de tensão para pequenos sinais. Com esse objectivo, eliminámos as fontes de c.c. e substituímos o transístor pelo seu modelo em T da fig. 27(b). Note-se que, em virtude de a base estar à massa, o modelo em T é um pouco mais conveniente do que o π -híbrido. Em todo o caso, o uso deste conduziria aos mesmos resultados.

A fig. 30(c) mostra o circuito equivalente resultante. Os parâmetros do modelo são

$$\alpha = 0,99$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{0,93 \text{ mA}} = 27 \Omega$$

A análise do circuito para determinar a tensão de saída v_o e, conseqüentemente, o ganho de tensão v_o / v_i não oferece dificuldades e está indicada na figura. O resultado é

$$\frac{v_o}{v_i} = 183,3V/V$$

Note-se que o ganho é positivo indicando que a saída está em fase com a entrada. Esta propriedade é devida ao facto de o sinal de entrada ser aplicado ao emissor em vez de à base, como no Exemplo 1 (secção 9.3.1.). Deve-se realçar que a polaridade positiva do ganho não tem nada a ver com o facto de se usar um transístor *pnp*, neste exemplo.

Regressando ao problema da máxima amplitude permitida do sinal, vemos na fig. 30(c) que $v_{eb} = v_i$. Assim, se por questões de linearidade, impusermos funcionamento de pequenos sinais, o pico de v_i deve ser limitado a cerca de 10 mV. Com este valor para \hat{V}_i , como se mostra para uma entrada sinusoidal na fig. 32, o valor de pico da tensão do colector será

$$\hat{V}_c = 183,3 \times 0,01 = 1,833V$$

(fig. 32)

e a tensão instantânea total do colector $v_c(t)$ será como se mostra na fig. 32.

9.4. Análise para pequenos sinais directamente no circuito

Na maior parte dos casos deve-se substituir explicitamente cada BJT pelo seu modelo para pequenos sinais, e analisar o circuito resultante, como fizemos nos exemplos anteriores. Este procedimento sistemático é particularmente recomendável numa fase inicial da aprendizagem da análise dos circuitos electrónicos.

Todavia, adquirida experiência, é possível realizar uma análise de primeira ordem directamente sobre o circuito. A fig. 30(d) ilustra o processo para o circuito do exemplo anterior, com os vários passos numerados. Note-se que o modelo é utilizado implicitamente; de facto, apenas poupamos o trabalho de redesenhar o circuito com o transístor substituído pelo modelo.

A análise directa tem, contudo, um benefício adicional muito importante: permite aprofundar a compreensão da transmissão do sinal ao longo do circuito. Este aprofundamento é de grande valor no projecto de circuitos, particularmente, na fase de escolha de uma configuração adequada a uma dada aplicação.

9.5. Extensão do modelo em π -híbrido (efeito de Early)

O efeito de Early ou de modulação da largura da base, atrás estudado, explica por que a corrente de colector depende também de v_{CE} e não apenas de v_{BE} . A dependência de v_{CE} pode ser modelizada atribuindo uma resistência de saída finita à fonte de corrente controlada no modelo em π -híbrido, como se mostra na fig. 33.

(fig. 33)

A resistência de saída r_o foi definida na Eq. (12); o seu valor é dado por $r_o \cong V_A / I_C$, em que V_A é a tensão de Early e I_C a corrente de colectador no ponto de funcionamento. Note-se que nos modelos da fig. 33 v_{be} é designada por v_{π} , como é mais habitual. Na verdade, a verdadeira tensão base-emissor difere da tensão aos terminais de r_{π} , pois esta não tem em conta os percursos ao longo do semiconductor, desde a junção física até aos terminais do transístor. Na versão completa do modelo em π -híbrido, esses efeitos são considerados e, por essa razão, a tensão aos terminais de r_{π} é designada por v_{π} , para distinguir da verdadeira tensão v_{be} .

Interessa agora avaliar o efeito de r_o no funcionamento do transístor como amplificador. Nos circuitos amplificadores em que o emissor está à massa (como o circuito da fig. 28), r_o simplesmente aparece em paralelo com R_C . Assim, se incluirmos r_o no circuito equivalente da fig. 28(c), por exemplo, a tensão de saída v_o vem

$$v_o = -g_m v_{be} (R_C // r_o)$$

Em consequência, o ganho vem reduzido. Obviamente, se $r_o \gg R_C$ a redução no ganho será desprezável e podemos ignorar o efeito de r_o . Em geral, podemos desprezar r_o se for maior do que $10 R_C$.

Quando o emissor não está à massa, a inclusão de r_o no modelo complica a análise. Faremos comentários a propósito da inclusão ou não de r_o em vários circuitos ao longo do nosso estudo.

10. Análise gráfica

Apesar do seu pouco valor prático para a análise e projecto de circuitos com transístores, a análise gráfica constitui, todavia, um excelente auxiliar para bem compreender o funcionamento de um circuito amplificador. Consideremos, assim, o circuito da fig. 34, que, aliás já analisamos no Exemplo 1 (secção 9.3.1.).

(fig. 34)

Podemos realizar uma análise gráfica do funcionamento deste circuito, procedendo do seguinte modo:

Primeiro, determinamos a corrente de repouso da base I_B fazendo $v_i = 0$ e usando a técnica ilustrada na fig. 35 (recorde-se que já empregámos esta técnica na análise de circuitos com díodos).

(fig. 35)

Seguidamente, passamos para as características i_C - v_{CE} mostradas na fig. 36. Note-se que cada uma destas características é obtida fixando um valor constante da corrente de base i_B , variando v_{CE} e medindo a correspondente i_C . Esta família de curvas características i_C - v_{CE} deve ser comparada com a representada na fig. 15, que foi obtida para v_{BE} constante.

(fig. 36)

Tendo já determinado a corrente I_B , sabemos que o ponto de funcionamento estará sobre a curva i_C-v_{CE} correspondente a esse valor da corrente de base (a curva $i_B = I_B$). Por outro lado, o circuito de colector impõe a condição:

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

que pode reescrever-se como

$$i_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} v_{CE}$$

que representa uma relação linear entre v_{CE} e i_C . Esta relação pode ser representada por uma recta, como se mostra na fig. 36. Uma vez que R_C pode ser considerada a carga do amplificador, a recta de inclinação $-1/R_C$ é conhecida como **recta de carga**.

O ponto de funcionamento Q será a intersecção da recta de carga com a curva i_C-v_{CE} correspondente à corrente I_B . As coordenadas do ponto Q dão as componentes contínuas da corrente de colector I_C e da tensão colector-emissor V_{CE} . Note-se que o funcionamento como amplificador requer não só que o ponto Q esteja na região activa como, além disso, esteja no meio dessa região a fim de permitir uma excursão razoável do sinal, quando se aplica um sinal de entrada v_i .

A fig. 37 mostra a situação quando se aplica um sinal à entrada. Consideremos primeiro a fig. 37(a), que mostra um sinal v_i com uma forma de onda triangular sobreposto a uma tensão contínua V_{BB} . Em correspondência a cada valor instantâneo de $V_{BB} + v_i(t)$ pode desenhar-se uma recta de inclinação $-1/R_B$. Esta “recta de carga instantânea” intersecta a curva i_B-v_{BE} num ponto cujas coordenadas dão os valores instantâneos totais de i_B e de v_{BE} correspondentes ao valor particular de $V_{BB} + v_i(t)$.

(fig. 37)

Por exemplo, a fig. 37(a) mostra as rectas correspondentes a $v_i = 0$, v_i no seu pico positivo e v_i no seu pico negativo.

Então, se a amplitude de v_i for suficientemente pequena para que o ponto de funcionamento instantâneo esteja confinado a um segmento quase linear da curva i_B-v_{BE} , então os sinais resultantes i_b e v_{be} serão sinais triangulares, como se indica na figura. Isto, claro, é a aproximação para pequenos sinais. Em suma, a construção gráfica da fig. 37(a) pode ser usada para determinar o valor instantâneo total de i_B correspondente a cada valor de v_i .

Passemos agora para as curvas i_C-v_{CE} da fig. 37(b). O ponto de funcionamento mover-se-á ao longo da recta de carga de inclinação $-1/R_C$ à medida que i_B for assumindo os valores instantâneos determinados na fig. 37(a). Por exemplo, quando v_i está no seu pico positivo, $i_B = i_{B2}$ (da fig. 37(a)), e o ponto de funcionamento instantâneo no plano i_C-v_{CE} será a intersecção da recta de carga com a curva correspondente a $i_B = i_{B2}$. Desta forma, podem determinar-se as formas de onda de i_C e de v_{CE} e daí as componentes de sinal i_c e v_{ce} , como se indica na fig. 37(b).

11. Polarização de transístores em circuitos discretos

Como já referimos atrás, o objectivo da polarização é o de estabelecer uma corrente constante no emissor do BJT. Esta corrente deve ser calculável, predizível e insensível às variações da temperatura e à grande dispersão dos valores de β que se verifica para transístores do mesmo tipo.

Nesta secção, vamos analisar os métodos clássicos de resolver o problema da polarização em circuitos com transístores discretos. Mais tarde, veremos os métodos usados nos circuitos integrados.

11.1. Polarização com uma fonte de alimentação única

A fig. 38(a) mostra a montagem mais usada para polarizar um transístor amplificador quando se dispõe apenas de uma fonte de alimentação.

(fig. 38)

A técnica usada consiste em alimentar a base com uma fracção da tensão de alimentação V_{CC} através do divisor de tensão R_1, R_2 . Usa-se, ainda, uma resistência R_E no emissor.

A fig. 38(b) mostra o mesmo circuito com o divisor de tensão da base substituído pelo seu equivalente Thévenin.

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (44)$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (45)$$

A corrente I_E pode ser determinada escrevendo a equação de Kirchhoff para a malha base-emissor-massa (L) e substituindo I_B por $I_E / (\beta + 1)$:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)} \quad (46)$$

Para tornar I_E insensível à temperatura e à variação de β , projectamos o circuito em obediência aos dois seguintes requisitos:

$$V_{BB} \gg V_{BE} \quad (47)$$

$$R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1} \quad (48)$$

A condição (47) assegura que pequenas variações de V_{BE} (à volta de 0,7 V) serão diluídas face ao valor muito maior de V_{BB} . Há um limite, contudo, quanto ao valor de V_{BB} : Para um dado valor da tensão de alimentação V_{CC} , quanto maior for V_{BB} , menor será a soma das tensões em R_C e na junção de colector (V_{CB}). Ora nós pretendemos que a tensão em R_C seja grande para termos ganho de tensão elevado e grande excursão de sinal (sem que o transístor corte). Também queremos que V_{CB} (ou V_{CE}) seja grande para permitir grande excursão de sinal (sem que o transístor sature).

Assim, como sempre acontece em qualquer problema de projecto, temos um conjunto de requisitos contraditórios, pelo que a solução terá de ser um compromisso. Como regra prática, escolhe-se V_B igual a cerca de $V_{CC} / 3$, V_{CB} (ou V_{CE}) também igual a cerca de $V_{CC} / 3$, e $I_C R_C$ ainda igual a cerca de $V_{CC} / 3$.

A condição (48) torna I_E insensível às variações de β e pode ser satisfeita escolhendo R_B pequena, o que se consegue escolhendo valores pequenos para R_1 e R_2 . Todavia, baixos valores destas resistências originam um maior consumo de corrente da fonte de alimentação e redução da resistência de entrada (se o sinal de entrada for aplicado à base), pelo que estamos perante outro compromisso. Deve notar-se que a condição (48) é equivalente a querermos que a tensão da base seja independente do valor de β e determinada apenas pelo divisor de tensão. Ora, isto é obviamente satisfeito se a corrente no divisor for muito maior do que a corrente da base. Tipicamente, escolhe-se R_1 e R_2 de maneira que a sua corrente se situe entre I_E e $0,1I_E$.

Pode aprofundar-se a compreensão de como a montagem da fig. 38(a) estabiliza a corrente de emissor e, portanto, a de colector, considerando o efeito de realimentação de R_E . Admitamos que, por qualquer razão, a corrente de emissor aumenta. Como consequência, aumenta a queda em R_E e, portanto, aumenta também V_E . Se a tensão da base for essencialmente determinada pelo divisor R_1, R_2 , o que é o caso se R_B for pequena, o aumento de V_E resultará num conseqüente decréscimo de V_{BE} . Este, por sua vez, reduz a corrente de colector (e de emissor), i.e., uma variação oposta à inicialmente admitida. Assim, R_E realiza realimentação negativa que estabiliza a corrente de polarização. Estudaremos formalmente a realimentação negativa mais tarde.

Vejamos um exemplo. Seja o amplificador da fig. 38 com $V_{CC} = 12\text{ V}$ e pretendemos $I_E = 1\text{ mA}$.

Sigamos a regra prática, referida atrás, de dividir igualmente o valor de V_{CC} por R_C , V_{CB} e V_B (i.e., R_2). Assim

$$V_B = 4\text{ V}$$

$$V_E = 4 - V_{BE} \cong 3,3\text{ V}$$

e R_E é determinada por

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = 3,3\text{ k}\Omega$$

Vamos escolher para a corrente do divisor de tensão o valor $0,1 I_E$. Desprezando a corrente de base, encontramos

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{0,1I_E} = 120\text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 4\text{ V}$$

Assim, $R_2 = 40\text{ k}\Omega$ e $R_1 = 80\text{ k}\Omega$.

Nesta altura é desejável verificar o valor de I_E , tendo em conta que a corrente de base não é nula. Usando a Eq. (46) e admitindo $\beta = 100$, obtemos

$$I_E = \frac{3,3}{3,3k + 267} = 0,93mA$$

Podíamos, obviamente, obter um valor mais próximo de 1 mA, se usássemos as equações exactas. Contudo, uma vez que os nossos cálculos são baseados em modelos de primeira ordem, não faz sentido procurar uma precisão superior a 5 ou 10%.

Deve notar-se que se estivermos dispostos a aceitar uma maior corrente no divisor de tensão e uma resistência de entrada menor, então podemos, por exemplo, tomar a corrente do divisor igual a I_E , resultando $R_1 = 8 k\Omega$ e $R_2 = 4 k\Omega$. Chamando a esta opção, projecto 2, o verdadeiro valor de I_E , será

$$I_E = \frac{3,3}{3,3k + 26} \cong 1mA$$

O valor de R_C pode ser determinado através de

$$R_C = \frac{12 - V_C}{I_C}$$

Assim, para o projecto 1, temos

$$R_C = \frac{12 - 8}{0,99 \times 0,93} = 4,34 k\Omega$$

enquanto para o projecto 2, vem

$$R_C = \frac{12 - 8}{0,99 \times 1} = 4,04 k\Omega$$

Por simplicidade, escolheremos $R_C = 4 k\Omega$ para ambos os projectos.

11.2. Polarização com duas fontes de alimentação

Quando se dispõe de duas fontes de alimentação, pode usar-se uma configuração um pouco mais simples, como se mostra na fig. 39.

(fig. 39)

Escrevendo a equação de Kirchhoff para a malha L , vem

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)} \quad (49)$$

Esta equação é idêntica à Eq. (46) excepto que V_{BB} foi substituída por V_{EE} . Assim, as duas condições (47) e (48) continuam aplicáveis.

Chama-se a atenção para o facto de que se pode dispensar a resistência R_B , se o transístor for usado com a base à massa (i.e., na configuração em base comum, que estudaremos adiante). Por outro lado, se o sinal for aplicado à base, a resistência R_B é necessária.

11.3. Polarização com resistência base-colector

A fig. 40(a) mostra uma montagem alternativa, simples mas eficaz, adequada aos amplificadores de emissor comum.

(fig. 40)

A análise do circuito está indicada na fig. 40(b), donde resulta

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} \\ &= I_E R_C + \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} \end{aligned}$$

Assim, a corrente de polarização do emissor é dada por

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / (\beta + 1)} \quad (50)$$

Para obter um valor de I_E que seja insensível à variação de β , escolhemos

$$R_B / (\beta + 1) \ll R_C$$

Note-se, contudo, que o valor de R_B determina a excursão de sinal permitida no colector, uma vez que

$$V_{CB} = I_B R_B = I_E \frac{R_B}{\beta + 1} \quad (51)$$

A estabilidade da polarização neste circuito é conseguida devido ao efeito de realimentação negativa da resistência R_B .

11.4. Polarização com fonte de corrente

O BJT pode ser polarizado usando uma fonte de corrente constante I , como se indica no circuito da fig. 41.

(fig. 41)

Este circuito tem a vantagem de a corrente de emissor ser independente dos valores de β e de R_B . Assim, podemos escolher R_B com um valor elevado, permitindo aumentar a resistência de entrada na base, sem afectar a estabilidade da polarização. A fonte constante de corrente I pode ser facilmente implementada usando outro transístor, como veremos mais tarde.

12. Configurações amplificadoras básicas de andar único

Nesta secção, vamos estudar as três configurações básicas de amplificadores com BJTs: os circuitos de emissor comum, de base comum e de colector comum. Para facilitar a comparação das características das três configurações, vamos usar o circuito da fig. 42, do qual podemos derivar cada uma das montagens, pelo que lhe chamaremos **amplificador universal**.

(fig. 42)

Como se indica, são usadas duas fontes de alimentação para a polarização e, assim, apenas uma resistência, R_B , é necessária para estabelecer a polarização da base. O projecto da polarização não tem dificuldade e pode ser feito segundo o método estudado atrás.

São usados três condensadores de valor elevado, C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente ligados à base, ao emissor e ao colector. Estes condensadores são usados para ligar os terminais do transístor à fonte de sinal, a uma resistência de carga ou à massa. Uma vez que os condensadores bloqueiam a c.c., estas ligações não afectam a polarização do transístor, o que é a maior vantagem do acoplamento capacitivo.

O maior inconveniente é a necessidade de usar grandes condensadores, o que limita o circuito ao uso de componentes discretos. Deve notar-se, contudo, que apesar de as configurações básicas estudadas nesta secção serem de acoplamento capacitivo, a sua caracterização mantém-se quando se usa acoplamento directo. Este é usado no projecto de circuitos integrados, como veremos mais tarde.

12.1. A banda de médias frequências

Na análise que se segue, admitiremos que os condensadores C_1 , C_2 e C_3 são muito grandes (idealmente infinitos), adiando, assim, o estudo do efeito das suas capacidades sobre o ganho do amplificador para mais tarde. Nessa altura, veremos que o efeito do valor finito dessas capacidades é o de reduzir o ganho às baixas frequências.

Concluiremos também que o ganho do amplificador vai diminuindo quando a frequência se torna progressivamente mais elevada. Este efeito, contudo, é devido às capacidades intrínsecas do transístor (ou, mais propriamente, aos fenómenos físicos que são modelizados por capacidades. Para já, ignoraremos o efeito destas capacidades internas.

Por outras palavras, a análise que se segue pressupõe que a frequência do sinal é suficientemente alta para que os condensadores C_1 , C_2 e C_3 possam ser considerados curto-circuitos, mas suficientemente baixa para que as capacidades internas possam ser ignoradas. A esta gama de frequências chamamos **médias frequências**.

12.2. O amplificador de emissor comum

A configuração amplificadora de emissor comum pode obter-se a partir do circuito da fig. 42, ligando o terminal X à fonte de sinal, o terminal Y à massa e o terminal Z à resistência de carga. O circuito resultante está ilustrado na fig. 43(a).

(fig. 43)

O condensador C_2 liga o emissor à massa. Assim, o circuito pode ver-se como um diporto, com o porto de entrada entre a base e o emissor e o porto de saída entre o colector e o emissor. Como o emissor é comum aos dois portos, daí a designação de configuração de emissor comum.

Note-se que enquanto os condensadores C_1 e C_3 servem para acoplar a fonte de sinal e a carga ao BJT, o condensador C_2 serve para curto-circuitar o emissor à massa para as frequências do sinal. Assim, a corrente de sinal do emissor flui directamente através de C_2 para a massa, não passando pela resistência R_E . O condensador C_2 é habitualmente designado por **condensador de bypass**.

Antes de começarmos a análise do circuito de emissor comum, é útil fazermos um comentário relativo à fonte de sinal e à carga. Num amplificador de vários andares, a fonte de sinal pode representar o equivalente Thévenin da saída do andar anterior, i.e., v_s é a tensão em circuito aberto e R_s é a resistência de saída do andar anterior. Analogamente, R_L pode representar a resistência de entrada do andar seguinte.

Substituindo o BJT pelo seu modelo em π -híbrido resulta o esquema equivalente do amplificador de emissor comum da fig. 43(b). Podemos modelizar o amplificador com qualquer um dos quatro modelos estudados no 1º Capítulo, mas o mais conveniente para o caso presente é o de transcondutância, caracterizado pela resistência de entrada R_i , resistência de saída R_o e transcondutância em curto-circuito G_m . A fig. 43(c) mostra o circuito com o amplificador substituído pelo seu modelo de transcondutância.

A resistência de entrada R_i é determinada por inspeção do circuito da fig. 43(b) como sendo

$$R_i = R_B // r_\pi \quad (52)$$

a partir da qual se conclui facilmente a necessidade de escolher R_B tão grande quanto possível, um requisito que está em conflito com a estabilidade da polarização.

Para $R_B \gg r_\pi$, a resistência de entrada do amplificador de emissor comum vem

$$R_i \cong r_\pi \quad (53)$$

A transcondutância em curto-circuito G_m pode determinar-se no circuito da fig. 43(b) como segue

$$G_m \equiv \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L=0} = \frac{-g_m v_\pi}{v_\pi}$$

Assim,

$$G_m = -g_m \quad (54)$$

Para determinar a resistência de saída, fazemos $v_s = 0$. Então, vem $v_\pi = 0$ e a fonte controlada $g_m v_\pi = 0$. Assim

$$R_o = R_C // r_o \quad (55)$$

Para circuitos com componentes discretos, $R_C \ll r_o$ e portanto

$$R_o \cong R_C \quad (56)$$

Deve notar-se, contudo, que em amplificadores com circuitos integrados pode obter-se um valor muito elevado de R_C (com arranjos especiais), e nesse caso R_o aproxima-se do valor da resistência de saída do BJT, r_o .

Os parâmetros do amplificador podem ser usados para determinar os seus vários parâmetros de ganho, utilizando o circuito equivalente da fig. 43(c). Assim, o ganho de tensão em circuito aberto A_{vo} pode ser calculado como segue:

$$A_{vo} \equiv \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L=\infty} = G_m R_o = -g_m (R_C // r_o) \quad (57)$$

Para $r_o \gg R_C$ vemos que r_o reduz o ganho apenas ligeiramente. Também se vê que no caso de amplificadores de circuitos integrados, nos quais R_C é muito grande, o ganho de tensão em circuito aberto vem

$$A_{vo}|_{\max} = -g_m r_o = -\frac{I_C}{V_T} \frac{V_A}{I_C} = -\frac{V_A}{V_T} \quad (58)$$

que é o máximo ganho de tensão possível com um amplificador de emissor comum.

O ganho de corrente em curto-circuito obtém-se de

$$A_{is} \equiv \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L=0} = \frac{G_m v_i}{v_i / R_i} = G_m R_i$$

Assim

$$\begin{aligned} A_{is} &= -g_m (R_B // r_\pi) = -\frac{g_m r_\pi R_B}{R_B + r_\pi} \\ &= -\beta \frac{1}{1 + r_\pi / R_B} \end{aligned} \quad (59)$$

Note-se que A_{is} tende para β quando $R_B \gg r_\pi$, que não é um resultado surpreendente uma vez que β é o ganho de corrente em curto-circuito do próprio BJT.

Finalmente, podemos usar o modelo da fig. 43(c) para determinar o ganho de tensão global, $A_v \equiv v_o / v_s$, como segue

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_i}{v_s} \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_i}{R_i + R_s} G_m (R_o // R_L) \\ &= -\frac{(R_B // r_\pi)}{(R_B // r_\pi) + R_s} g_m (R_C // r_o // R_L) \end{aligned} \quad (60)$$

Para $R_B \gg r_\pi$ esta expressão simplifica-se, vindo

$$A_v \cong -\frac{r_\pi}{r_\pi + R_s} g_m (R_C // R_L // r_o)$$

Substituindo $g_m r_\pi = \beta$ resulta

$$A_v = -\frac{\beta (R_C // R_L // r_o)}{r_\pi + R_s} \quad (61)$$

Esta expressão mostra claramente o grau de dependência do ganho de tensão relativamente a β . Para grande R_s , o ganho é fortemente dependente de β ; esta dependência diminui quando R_s é reduzida e, no limite, para $R_s = 0$, o ganho é independente de β , uma vez que $r_\pi = \beta / g_m$.

Em resumo, o amplificador de emissor comum apresenta uma resistência de entrada de valor moderado ($\cong r_\pi$), uma transcondutância elevada (igual ao g_m do BJT), uma resistência de saída elevada ($R_C // r_o$) e ganhos de tensão e de corrente elevados.

Ao projectar um amplificador encadeando vários andares, a configuração de emissor comum é geralmente utilizada para garantir o grosso do ganho de tensão requerido. Esta montagem tem, contudo, um sério inconveniente: o seu desempenho a altas frequências é severamente limitado pela capacidade colector-base do transístor, como se verá adiante.

12.3. O amplificador de emissor comum com resistência de emissor

A inclusão de uma resistência, no percurso do sinal, entre o emissor e a massa, como se mostra na fig. 44(a), pode conduzir a modificações significativas nas características do amplificador. Assim, uma tal resistência pode ser usada pelo projectista como uma ferramenta eficaz para adequar as características do amplificador aos requisitos do projecto.

(fig. 44)

Note-se que, na fig. 44(a), a resistência entre o emissor e a massa é R_e , a parte não derivada da resistência de polarização R_E .

Para analisar o amplificador da fig. 44(a), substituímos o BJT pelo seu modelo em π -híbrido, como se vê na fig. 44(b). Vemos que a resistência de saída do transístor r_o liga a saída do amplificador à entrada. Isto destrói a natureza unilateral do amplificador e complica a análise consideravelmente. Felizmente, contudo, em virtude de r_o ser muito grande, o seu efeito sobre a resistência de entrada R_i e a transcondutância G_m do amplificador pode ser desprezado. Deve, porém, notar-se que o seu efeito sobre a resistência de saída tomada no colector (R_{oc} na fig. 44(b)) é importante, como veremos adiante, pelo que não pode ser ignorado.

Desprezando r_o resulta o esquema equivalente da fig. 44(c). Para determinar a resistência de entrada R_i , notemos em primeiro lugar que

$$R_i \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_B // R_{ib} \quad (62)$$

em que R_{ib} é a resistência de entrada olhando para a base,

$$R_{ib} \equiv \frac{v_b}{i_b} \quad (63)$$

onde $v_b = v_i$. Atendendo agora à análise indicada na fig. 44(c), podemos escrever

$$\begin{aligned} i_b &= v_\pi / r_\pi \\ v_b &= v_\pi + \left(g_m + \frac{1}{r_\pi} \right) v_\pi R_e \end{aligned} \quad (64)$$

e substituindo $g_m + (1/r_\pi)$ por $1/r_e$ vem

$$v_b = v_\pi \left(1 + \frac{R_e}{r_e} \right) \quad (65)$$

Combinando as Eqs. (64) e (65) e tendo em conta a definição de R_{ib} segundo a Eq. (63), temos

$$R_{ib} = \frac{v_\pi (1 + R_e / r_e)}{v_\pi / r_\pi}$$

donde

$$R_{ib} = r_\pi \left(1 + \frac{R_e}{r_e} \right) \quad (66)$$

que indica que a inclusão da resistência R_e se traduz num aumento da resistência de entrada na base dado pelo factor

$$[1 + (R_e / r_e)] \cong 1 + g_m R_e$$

isto é,

$$R_{ib} \cong r_\pi (1 + g_m R_e) \quad (67)$$

pelo que a resistência de entrada do amplificador R_i vem

$$R_i \cong R_B // r_\pi (1 + g_m R_e)$$

Obviamente, a fim de tirar partido do aumento de R_{ib} , a resistência de polarização R_B deve ser grande.

Pode obter-se um resultado muito útil, substituindo na Eq. (66), r_π por $(\beta + 1) r_e$,

$$\begin{aligned} R_{ib} &= (\beta + 1) r_e \left(1 + \frac{R_e}{r_e} \right) \\ &= (\beta + 1) (r_e + R_e) \end{aligned} \quad (68)$$

que nos diz que a *resistência total olhando para a base é $(\beta + 1)$ vezes a resistência total do circuito do emissor*. Esta última é igual à soma da resistência intrínseca r_e e da resistência exterior R_e do emissor. O factor $(\beta + 1)$ resulta, obviamente, do facto de a corrente da base ser $(\beta + 1)$ vezes menor do que a do emissor. Habitualmente, enunciamos este resultado dizendo que para reflectir uma resistência do circuito do emissor ao circuito da base, multiplicámo-la por $(\beta + 1)$. Esta **regra de reflexão de resistências** é frequentemente utilizada no projecto de circuitos com BJTs.

Para determinarmos a transcondutância em curto-circuito G_m , atendendo à fig. 44(c) temos

$$G_m \equiv \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L=0} = \frac{-g_m v_\pi}{v_i}$$

Substituindo o valor de $v_i = v_b$ dado pela Eq. (65) vem

$$G_m = -\frac{g_m}{1+(R_e/r_e)} \quad (69)$$

que pode ser aproximada por

$$G_m \cong -\frac{g_m}{1+g_m R_e} \quad (70)$$

Assim, a transcondutância é reduzida pelo factor $(1 + g_m R_e)$, o mesmo factor pelo qual R_{ib} é aumentada. Este factor é a quantidade de realimentação introduzida por R_e .

Para calcular a resistência de saída R_o , voltemos à fig. 44(b) e notemos que

$$R_o = R_C // R_{oc} \quad (71)$$

em que R_{oc} é a resistência olhando para o colector do BJT. A fig. 44(d) mostra um circuito para determinar R_{oc} , onde v_s foi desactivada e uma fonte de corrente de teste i_x foi ligada ao colector. Se designarmos por v_x a tensão que se estabelece no colector, então

$$R_{oc} \equiv \frac{v_x}{i_x} \quad (72)$$

A fig. 44(d) mostra alguns dos pormenores da análise. Concretamente, a equação nodal do colector mostra que a corrente através de r_o é $i_x - g_m v_\pi$ e a corrente que entra no nó do emissor é i_x . Entre o emissor e a massa há dois percursos em paralelo: através de R_e e de $r_\pi + (R_s // R_B)$. Uma vez que habitualmente $R_e \ll r_\pi + (R_s // R_B)$, a maior parte da corrente i_x flui através de R_e , resultando

$$v_e \cong i_x R_e \quad (73)$$

A corrente através do ramo $r_\pi + (R_s // R_B)$ será aproximadamente $i_x R_e / [r_\pi + (R_s // R_B)]$. Assim, v_π será

$$v_\pi = -\frac{i_x R_e r_\pi}{r_\pi + (R_s // R_B)} \quad (74)$$

Finalmente, a tensão entre o colector e a massa, v_x , pode ser obtida a partir de

$$v_x = (i_x - g_m v_\pi) r_o + v_e \quad (75)$$

Substituindo o valor de v_π dado pela Eq. (74) e o valor de v_e dado pela Eq. (73) e usando a definição da Eq. (72), resulta

$$R_{oc} = r_o \left[1 + \frac{g_m R_e r_\pi}{r_\pi + (R_s // R_B)} \right] + R_e$$

Usualmente $R_e \ll r_o$, o que nos permite desprezar a segunda parcela do segundo membro e exprimir R_{oc} como

$$R_{oc} \cong r_o \left[1 + \frac{g_m R_e}{1 + (R_s // R_B) / r_\pi} \right] \quad (76)$$

Notemos que R_{oc} vem aumentada pelo factor que aparece entre parêntesis rectos. Para $r_\pi \gg (R_s // R_B)$ (o que *nem sempre* é o caso), este factor tende para $1 + g_m R_e$. Substituindo o valor de R_{oc} dado pela Eq. (76) na Eq. (71) vem

$$R_o = R_C // r_o \left[1 + \frac{g_m R_e}{1 + (R_s // R_B) / r_\pi} \right] \quad (77)$$

$$\cong R_C$$

Até agora, determinamos os parâmetros do modelo de transcondutância do amplificador, mostrado na fig. 44(e). Este modelo pode ser usado para determinar outros parâmetros de ganho de interesse - por exemplo, A_{vo} e A_{is} - exactamente da mesma maneira que fizemos para o circuito de emissor comum sem resistência de emissor. O ganho de tensão global é obtido como segue:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_i}{v_s} \frac{v_o}{v_i}$$

$$= \frac{R_i}{R_i + R_s} \times [-G_m (R_o // R_L)] \quad (78)$$

$$= - \frac{\left[R_B // r_\pi (1 + g_m R_e) \right]}{\left[R_B // r_\pi (1 + g_m R_e) \right] + R_s} \frac{g_m}{1 + g_m R_e} (R_C // R_L)$$

Observemos que, apesar de o primeiro factor da expressão do ganho aumentar (devido ao aumento em R_i), o segundo factor diminui, sendo o efeito global uma diminuição do ganho. Este é o preço pago pelo aumento da resistência de entrada e pelas três seguintes vantagens adicionais que resultam quando se inclui uma resistência R_e no emissor:

1. O ganho A_v torna-se menos dependente do valor de β . Para comprovarmos esta afirmação, admitamos que R_B é suficientemente grande para podermos ignorar o seu efeito e escrevamos a Eq. (78) como

$$A_v \cong - \frac{\beta (R_C // R_L)}{r_\pi (1 + g_m R_e) + R_s} \quad (79)$$

e se $r_\pi (1 + g_m R_e) \gg R_s$, então A_v será

$$A_v \cong - \frac{g_m (R_C // R_L)}{1 + g_m R_e} \quad (80)$$

que é totalmente independente do valor de β . Esta expressão pode ser escrita sob a forma alternativa

$$A_v \cong - \frac{R_C // R_L}{r_e + R_e} \quad (81)$$

que traduz o seguinte resultado: Para R_s pequena, o ganho de tensão é aproximadamente igual ao quociente entre a resistência total do circuito de colector e a resistência total do circuito de emissor. Mesmo se a condição de R_s ser pequena não for satisfeita, o valor de A_v na Eq. (79) é menos dependente de β do que no caso do amplificador de emissor comum na Eq. (61).

2. Pode aplicar-se um sinal de maior amplitude à entrada sem risco de distorção não linear. Concretamente, uma vez que v_π é a fracção $r_e / (r_e + R_e)$ de v_i (ver Eq. (65)), o sinal de entrada pode ser aumentado do factor $1 + R_e / r_e \cong 1 + g_m R_e$ para o mesmo valor de v_π .
3. A resposta de alta frequência é significativamente melhorada, como veremos mais tarde.

Finalmente, notemos que a resistência R_e introduz realimentação negativa no circuito amplificador. De facto, é esta realimentação negativa que justifica todas as características observadas atrás. Estudaremos formalmente a realimentação negativa mais adiante no curso.

12.4. O amplificador de base comum

O amplificador de base comum pode ser derivado do circuito universal da fig. 42 como se indica na fig. 45(a).

(fig. 45)

Note-se que a base está à massa (do ponto de vista do sinal), a fonte de sinal de entrada está acoplada ao emissor e a carga ao colector. Assim, o amplificador de base comum pode ser visto como um diporto em que o porto de entrada é tomado entre o emissor e a base e o porto de saída entre o colector e a base. O facto de a base, que é a massa para sinais, ser o terminal *comum* entre os portos de entrada e de saída, justifica o nome atribuído a esta configuração.

É evidente no circuito da fig. 45(a) que R_B não serve qualquer objectivo útil; pode, assim, ser eliminada, ligando a massa directamente à massa e dispensando o condensador C_1 . Apesar disto, optámos por representar o circuito sob a forma da fig. 45(a) para mostrar que ele pode ser derivado da configuração universal e, principalmente, para melhor permitir a comparação com os resultados das outras configurações amplificadoras.

Pode mostrar-se que a resistência de saída r_o do BJT tem um efeito desprezável no funcionamento do amplificador de base comum. Ignoraremos, assim, r_o na análise que se segue. Esta análise é mais simples recorrendo ao modelo equivalente em T do transístor. A fig. 45(b) mostra o circuito com o BJT substituído por esse modelo. Vamos agora deduzir expressões para R_i , G_m e R_o do amplificador.

A resistência de entrada R_i pode obter-se por inspecção do circuito da fig. 45(b). Concretamente, entre o terminal de entrada e a massa há duas resistências em paralelo: R_E e r_e . Assim, $R_i = R_E // r_e$. Uma vez que quase sempre $R_E \gg r_e$,

$$R_i \cong r_e \quad (82)$$

donde concluímos que a R_i do circuito de base comum é muito baixa.

A transcondutância em curto-circuito G_m determina-se como segue:

$$G_m \equiv \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L=0} = \frac{-\alpha i_e}{v_i}$$

mas, no circuito, vemos que $i_e = -(v_i / r_e)$, pelo que

$$G_m = \frac{\alpha}{r_e} = g_m \quad (83)$$

que é igual em grandeza ao valor obtido para o circuito de emissor comum.

Finalmente, para determinar a resistência de saída, fazemos $v_s = 0$, o que origina que $i_e = 0$ e, assim, a fonte controlada αi_e é reduzida a zero. Olhando do terminal Z para o colector vemos a resistência R_C ; assim

$$R_o = R_C \quad (84)$$

que é apenas ligeiramente maior do que o valor obtido para o circuito de emissor comum.

A fig. 45(c) mostra o circuito de base comum modelizado utilizando o modelo de amplificador de transcondutância cujos parâmetros acabamos de determinar. Este circuito pode ser usado como segue para determinar os outros parâmetros de interesse. O ganho de tensão em circuito aberto A_{vo} é

$$A_{vo} \equiv \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = G_m R_o$$

Assim,

$$A_{vo} = g_m R_C \quad (85)$$

que é aproximadamente igual em grandeza (mas com sinal contrário) ao valor correspondente do amplificador de emissor comum.

O ganho de corrente em curto-circuito obtém-se como segue

$$A_{is} \equiv \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L = 0} = \frac{G_m v_i}{v_i / R_i} = G_m R_i$$

Assim,

$$A_{is} = g_m r_e = \alpha$$

Este resultado nada tem de surpreendente, uma vez que, por definição, α é o ganho de corrente em curto-circuito do transístor em montagem de base comum. Contudo, como $\alpha < 1$, vemos que esta configuração, de facto, não permite obter ganho de corrente. Este facto, juntamente com a sua resistência de entrada muito baixa ($\cong r_e$), limita severamente a gama de aplicações do amplificador de base comum.

O ganho de tensão global é

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{R_i}{R_i + R_s} G_m (R_C // R_L) \\ &= \frac{r_e}{r_e + R_s} g_m (R_C // R_L) \end{aligned}$$

que será baixo se R_s for grande.

A montagem de base comum tem aplicação como isolador de corrente, aceitando um sinal de corrente à entrada a um nível de impedância baixo ($\cong r_e$) e fornecendo uma corrente aproximadamente igual (embora ligeiramente inferior) no colector com um nível de impedância muito elevado (infinito, se excluirmos R_C). Mais adiante no curso, mostraremos que esta configuração tem uma largura de banda muito maior do que a do amplificador de emissor comum.

12.5. O amplificador de colector comum ou seguidor de emissor

A configuração de colector comum pode ser derivada do amplificador universal da fig. 42, como se mostra na fig. 46(a).

(fig. 46)

O condensador C_3 estabelece o colector como uma massa para sinais. A fonte de sinal de entrada v_s é acoplada à base através do condensador C_1 , e a resistência de carga R_L é acoplada ao emissor através do condensador C_2 .

O amplificador pode ser visto como um diporto com o porto de entrada entre a base e o colector (massa) e o porto de saída entre o emissor e o colector (massa). Assim, o colector, à massa para sinais, é o terminal comum entre os portos de entrada e de saída, o que justifica o nome dado a esta configuração.

Apesar de termos decidido derivar o circuito de colector comum, por razões de unidade de apresentação, da configuração universal, a resistência de colector R_C não tem utilidade e pode ser dispensada, ligando o colector directamente a V_{CC} , o que, obviamente, dispensa também o condensador C_3 . Usar ou não R_C é irrelevante para a análise que se segue.

Substituindo o BJT pelo seu modelo em π -híbrido resulta o circuito equivalente da fig. 46(b). Note-se que foi usada a forma com fonte controlada por corrente, uma vez que é mais conveniente, neste caso.

Analisemos agora o circuito para determinar a resistência de entrada R_i , o ganho de tensão v_o / v_s e a resistência de saída R_o . Como se verá, a resistência de entrada é fortemente dependente do valor de R_L e a resistência de saída é fortemente dependente do valor de R_s . Assim, o amplificador de colector comum *não* é unilateral, pelo que os modelos de amplificador estudados no 1º Capítulo *não* se aplicam. Portanto, em vez de derivar um modelo para esta configuração, determinaremos as suas características por análise directa do circuito da fig. 46(b).

A resistência de entrada é, como facilmente se vê, o paralelo da resistência de polarização R_B com a resistência de entrada olhando para a base, R_{ib} ,

$$R_i = R_B // R_{ib} \quad (86)$$

Para determinar R_{ib} podemos usar a regra de reflexão das resistências, notando que r_o aparece, de facto, em paralelo com R_E e R_L . Assim, a resistência efectiva do circuito de emissor é

$$R_e = R_E // r_o // R_L$$

resultando uma resistência total do emissor de $r_e + R_e$ e, portanto, uma resistência de entrada na base de

$$\begin{aligned} R_{ib} &= (\beta + 1)(r_e + R_e) \\ &= (\beta + 1)\left[r_e + (R_E // r_o // R_L)\right] \end{aligned} \quad (87)$$

Substituindo na Eq. (86) vem

$$R_i = R_B // (\beta + 1)\left[r_e + (R_E // r_o // R_L)\right] \quad (88)$$

Note-se que, normalmente, R_i será muito grande devido ao factor $(\beta + 1)$. Esta é uma importante característica do amplificador de colector comum. Na verdade, a aplicação mais importante desta configuração é ligar uma fonte de resistência elevada a uma carga de baixa resistência sem atenuação significativa do sinal. Note-se, contudo, que para obter uma elevada resistência de entrada é essencial usar um valor elevado para R_B . Apesar de uma elevada R_B aumentar a dependência da corrente de polarização relativamente a β , isso não é preocupante no projecto deste circuito, uma vez que o seu ganho de tensão não é fortemente afectado pelo valor de I_E , como veremos adiante.

Se R_B for suficientemente elevada para poder ser ignorada (ou se R_B for omitida, como é o caso de um circuito de acoplamento directo), a expressão da resistência de entrada simplifica-se para

$$R_i \cong R_{ib} = (\beta + 1)\left[r_e + (R_E // r_o // R_L)\right] \quad (89)$$

Um caso prático de interesse ocorre quando $R_L \ll (R_E // r_o)$, para o qual

$$\begin{aligned} R_i &\cong (\beta + 1)(r_e + R_L) \\ &= r_\pi + (\beta + 1)R_L \end{aligned} \quad (90)$$

Determinada a resistência de entrada R_i , podemos agora calcular a transmissão de tensão a partir da fonte de sinal empregando a regra do divisor de tensão,

$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (91)$$

que, claramente, será próximo da unidade para R_i grande.

Da análise do emissor comum com resistência de emissor concluímos que

$$\frac{v_e}{v_b} = \frac{R_e}{R_e + r_e}$$

Podemos aplicar este resultado ao colector comum, notando que $v_b = v_i$, $v_e = v_o$ e $R_e = R_E // r_o // R_L$; assim

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(R_E // r_o // R_L)}{(R_E // r_o // R_L) + r_e} \quad (92)$$

Uma vez que, usualmente, r_e é pequena, $v_o / v_i \cong 1$. Assim, a tensão de saída no emissor segue a tensão de entrada na base, o que está na origem do nome de **seguidor de emissor** que se costuma usar para este circuito.

Esta é uma altura oportuna para notar que, com um pouco de experiência, pode realizar-se a análise directamente sobre o circuito. Por exemplo, pode escrever-se a expressão do ganho da Eq. (92) por inspecção directa do circuito da fig. 46(a). A fig. 46(c) sugere como proceder.

O ganho de tensão global do seguidor de emissor pode obter-se combinando as Eqs. (91) e (92):

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{(R_E // r_o // R_L)}{(R_E // r_o // R_L) + r_e} \quad (93)$$

Note-se que o ganho de tensão é inferior à unidade. O valor do ganho, contudo, é normalmente muito próximo da unidade devido à grande R_i e ao valor usualmente pequeno de r_e . Uma expressão aproximada, mas de grande interesse, pode obter-se para o caso em que $R_L \ll (R_E // r_o)$ e R_B grande,

$$\frac{v_o}{v_s} \cong \frac{(\beta + 1)R_L}{(\beta + 1)R_L + r_e + R_s} \quad (94)$$

O facto de o ganho de tensão do seguidor de emissor ser menor do que a unidade não invalida a utilidade do circuito. A sua função principal é, como já atrás referimos, ligar uma fonte de alta resistência a uma carga de baixa resistência sem atenuação significativa do sinal, i.e., a função de um **amplificador isolador (buffer)**. O seguidor de emissor tem um ganho de corrente elevado, cujo valor pode ser calculado como segue:

$$\begin{aligned} A_i \equiv \frac{i_o}{i_i} &= \frac{v_o / R_L}{v_s / (R_s + R_i)} \\ &= \frac{R_i}{R_L} \frac{R_E // r_o // R_L}{(R_E // r_o // R_L) + r_e} \cong \frac{R_i}{R_L} \end{aligned} \quad (95)$$

Para o caso em que $R_L \ll (R_E // r_o)$, $R_B \gg R_{ib}$, R_i é dada aproximadamente pela Eq. (90) e o ganho de corrente torna-se aproximadamente igual a $(\beta + 1)$.

Para determinar a resistência de saída do seguidor de emissor, fazemos $v_s = 0$ e aplicamos uma fonte de tensão de teste v_x no terminal de saída (emissor), como se mostra na fig. 47.

(fig. 47)

Vemos que $R_o \equiv v_x / i_x$ é o equivalente paralelo de $(R_E // r_o)$ e da resistência olhando para o emissor, R_{ie} ,

$$R_{ie} \equiv \frac{v_x}{i}$$

Uma vez que

$$i = -i_b - \beta i_b = -(\beta + 1)i_b$$

e

$$i_b = -\frac{v_x}{r_\pi + (R_s // R_B)}$$

obtemos

$$R_{ie} = \frac{r_\pi + (R_s // R_B)}{\beta + 1} \quad (96)$$

que nos diz que *olhando para o emissor, vemos a resistência total do circuito da base dividida por $(\beta + 1)$* . Este é um resultado importante e é o inverso da regra de reflexão das resistências; i.e., as resistências são reflectidas do circuito do emissor para o da base multiplicando-as por $(\beta + 1)$ e do circuito da base para o do emissor dividindo-as por $(\beta + 1)$.

Concluimos que a resistência de saída é dada por

$$R_o = R_E // r_o // \left(\frac{r_\pi + (R_s // R_B)}{\beta + 1} \right) \quad (97)$$

Normalmente, a componente reflectida de R_o é muito menor do que R_E e r_o , permitindo assim a aproximação

$$R_o \cong \frac{r_\pi + (R_s // R_B)}{\beta + 1} \quad (98)$$

que pode também ser escrita na forma

$$R_o = r_e + \frac{(R_s // R_B)}{\beta + 1} \quad (99)$$

Se R_B for grande (ou ausente), temos ainda

$$R_o = r_e + \frac{R_s}{\beta + 1} \quad (100)$$

Assim, concluimos que o seguidor de emissor exhibe uma resistência de saída baixa, característica desejável num amplificador isolador.

De acordo com o Teorema de Thévenin, sabemos que a resistência de saída R_o pode ser usada com o ganho de tensão global em circuito aberto,

$$A_v \Big|_{R_L = \infty} \equiv \frac{v_o}{v_s} \Big|_{R_L = \infty} \quad (101)$$

para determinar o ganho de tensão global para qualquer resistência de carga R_L ,

$$A_v = A_v \Big|_{R_L = \infty} \times \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (102)$$

Naturalmente, este processo conduzirá a resultados idênticos aos obtidos por análise directa.

Para terminar, vamos considerar o problema da excursão máxima permitida do sinal de entrada no seguidor de emissor. Uma vez que só uma pequena fracção do sinal de entrada aparece na junção base-emissor, o seguidor de emissor apresenta um comportamento linear para uma grande gama de valores da amplitude do sinal de entrada.

Na verdade, o limite superior do valor da amplitude do sinal de entrada é, usualmente, imposto pelo corte do transístor. Para ver que assim é, consideremos o circuito da fig. 46(a) submetido a uma entrada sinusoidal. Quando a entrada se torna negativa, a saída v_o torna-se igualmente negativa e a corrente em R_L flui da massa para o emissor. O transístor entrará em corte quando esta corrente se tornar igual à corrente que passa em R_E . Designando por \hat{V}_e o valor de pico da tensão de sinal do emissor para o qual ocorre o corte, podemos escrever

$$\frac{V_E - \hat{V}_e + V_{EE}}{R_E} = \frac{\hat{V}_e}{R_L} \quad (103)$$

em que V_E é a tensão contínua do emissor. O valor de \hat{V}_e pode obter-se a partir da Eq. (103) como sendo

$$\hat{V}_e = \frac{V_E + V_{EE}}{1 + R_E / R_L} \quad (104)$$

O valor correspondente da amplitude de v_s pode obter-se de

$$\hat{V}_s = \frac{\hat{V}_e}{A_v} \quad (105)$$

Aumentar a amplitude de v_s acima deste valor origina que o transístor entre em corte, pelo que os picos negativos da saída sinusoidal serão cortados.

Em resumo, podemos concluir que o seguidor de emissor é habitualmente utilizado como último andar de um amplificador de vários andares. O seu propósito é conferir ao amplificador uma baixa resistência de saída, o que por sua vez, permite que o amplificador possa ser ligado a resistências de carga de valor baixo sem diminuição significativa do ganho. Estudaremos o projecto dos andares de saída dos amplificadores mais adiante no curso.

12.6. Comparação das várias configurações

A análise que fizemos ao longo desta secção (12) pôs já em evidência as características particulares das várias configurações e a suas áreas de aplicação. A tabela seguinte permite quantificar essas características e, embora os valores indicados digam respeito a um caso particular, sugerem a ordem de grandeza típica.

Valores numéricos típicos¹

	Emissor comum	Emissor comum com $R_e = 170 \Omega$	Base comum ²	Colector comum ³
R_i (k Ω)	2,9	16,7	0,03	83

R_o (k Ω)	9,2	9,7	10	0.118
G_m (mA/V)	-33,6	-5	33,6	sem interesse
A_v (V/V)	-36,2	-15,6	0,5	0,89
A_i (A/A)	-46,7	-41,7	0,5	8,3

¹ Para todos os casos, o BJT foi polarizado com $I_C = 0,84$ mA e $R_s = R_L = 10$ k Ω .

² Quer o ganho de tensão, quer o de corrente são menores do que a unidade. Normalmente, o base comum é usado ou como isolador de corrente ou como amplificador de tensão com R_s pequena.

³ As características deste seguidor de emissor estão afectadas pela existência de R_B .

13. O transístor como interruptor - corte e saturação

Tendo estudado em pormenor o funcionamento em modo activo, vamos agora para completar o estudo do funcionamento dos BJTs ver o que acontece quando o transístor sai da região activa. Num dos extremos, o transístor entra na região de corte, enquanto no outro entra na região de saturação.

Estes dois modos extremos de funcionamento são muito úteis se o transístor for usado como interruptor, como é o caso dos circuitos lógicos digitais.

13.1. A região de corte

Para nos ajudar a estudar o corte e a saturação vamos considerar o circuito simples da fig. 48, alimentado por uma fonte de tensão v_I e analisemo-lo para diferentes valores de v_I .

(fig. 48)

Se v_I for menor do que cerca de 0,5 V, o transístor conduzirá uma corrente desprezável. De facto, a junção de emissor pode ser considerada contrapolarizada e o transístor estará em corte. Decorre daqui que

$$i_B = 0 \quad i_E = 0 \quad i_C = 0 \quad v_C = V_{CC}$$

Note-se que a junção de colector também está contrapolarizada.

13.2. A região activa

Para que o transístor conduza, temos de aumentar v_I acima de cerca de 0,5 V. Na verdade, para que fluam correntes de valor significativo, é necessário que v_{BE} seja cerca de 0,7 V e, portanto, v_I deve ser maior. Para $v_I > 0,7$ V, temos

$$i_B = \frac{v_I - V_{BE}}{R_B} \quad (106)$$

que pode ser aproximada por

$$i_B \cong \frac{v_I - 0,7}{R_B} \quad (107)$$

desde que $v_I \gg 0,7$ V (por exemplo, ≥ 2 V) e a corrente de colector resultante estará na gama normal para este tipo particular de transístor. A corrente de colector é dada por

$$i_C = \beta i_B \quad (108)$$

expressão que só se aplica se o transístor estiver em modo activo. Como sabemos se o transístor está em modo activo? Não sabemos; portanto admitiremos que está, calculamos i_C usando a Eq. (108) e v_C a partir de

$$v_C = V_{CC} - R_C i_C \quad (109)$$

e então verificamos se $v_{CB} \geq 0$ ou não. No nosso caso, simplesmente verificamos se $v_C \geq 0,7$ V ou não. Se $v_C \geq 0,7$ V, então a nossa suposição inicial estava correcta e podemos dar por concluída a análise para esse valor particular de v_I . Por outro lado, se encontrarmos um valor de v_C inferior a 0,7 V, então o transístor deixou a região activa e entrou na região de saturação.

Obviamente, à medida que v_I aumenta, i_B também aumenta (Eq. (107)), i_C consequentemente também aumenta (Eq. 108)) e v_C diminuirá (Eq. (109)). A certa altura, v_C tornar-se-á menor do que v_B (0,7 V) e o transístor entrará na região de saturação.

13.3. A região de saturação

Podemos dizer que a saturação ocorre quando tentamos forçar uma corrente no colector superior àquela que o circuito de colector pode suportar mantendo-se em modo activo.

Para o circuito da fig. 48, a corrente máxima que o colector pode conduzir sem que o transístor deixe a região activa, pode ser calculada fazendo $v_{CB} = 0$, donde resulta

$$\hat{I}_C = \frac{V_{CC} - V_B}{R_C} \cong \frac{V_{CC} - 0,7}{R_C} \quad (110)$$

Esta corrente de colector é obtida impondo uma corrente de base \hat{I}_B , dada por

$$\hat{I}_B = \frac{\hat{I}_C}{\beta} \quad (111)$$

podendo o correspondente valor de v_I ser obtido a partir da Eq. (107). Assim, se aumentarmos i_B acima de \hat{I}_B , a corrente de colector aumentará e a tensão de colector tornar-se-á inferior à da base. Isto continuará até a junção de emissor se tornar directamente polarizada com uma tensão directa de cerca de 0,4 a 0,5 V. Note-se que a queda de tensão directa da junção de colector é pequena uma vez que a junção tem uma área relativamente grande.

Esta situação é designada por saturação, uma vez que qualquer aumento posterior da corrente de base apenas resultará num aumento muito pequeno da corrente de colector e numa correspondente pequena diminuição da tensão do colector. Isto significa que, em saturação, o β incremental ($\Delta i_C / \Delta i_B$) é muito pequeno. Qualquer corrente “extra” que forcemos no terminal da base fluirá predominantemente no terminal do emissor. Assim, a relação entre a corrente de colector e a da base dum transístor saturado não é igual a β e pode ser estabelecida em qualquer valor pretendido - menor do que β - simplesmente forçando mais corrente na base.

Consideremos agora a fig. 49, onde redesenhamos o circuito da fig. 48 na hipótese de o transístor estar em saturação. O valor de V_{BE} dum transístor saturado é usualmente um pouco superior ao dum transístor em modo activo, devido à queda de tensão no semiconductor da região da base que se torna significativa. Todavia, por simplicidade, admitiremos para V_{BE} o valor de cerca de 0,7 V, mesmo com o transístor em saturação.

(fig. 49)

Uma vez que, em saturação, a tensão da base é cerca de 0,4 ou 0,5 V mais alta do que a tensão de colector, então a tensão do colector será cerca de 0,3 ou 0,2 V mais alta do que a tensão do emissor. Este valor é designado por V_{CEsat} e normalmente admitiremos ser aproximadamente igual a 0,3 V. Note-se, contudo, que à medida que forçarmos mais corrente na base, o transístor entrará mais profundamente em saturação, pelo que a tensão de polarização directa da junção de colector aumentará, reduzindo-se o valor de V_{CEsat} .

O valor da corrente de colector, em saturação, será aproximadamente constante e é designado por I_{csat} . Assim, para o circuito da fig. 49 temos

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} \quad (112)$$

Para assegurarmos que o transístor está em saturação, temos de forçar uma corrente de base de pelo menos

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta} \quad (113)$$

Normalmente projecta-se o circuito por forma que I_B seja maior do que I_{Bsat} de um factor entre 2 e 10. O quociente entre I_{Csat} e I_B é chamado β forçado ($\beta_{forçado}$), uma vez que o seu valor pode ser estabelecido à nossa vontade:

$$\beta_{forçado} = \frac{I_{Csat}}{I_B} \quad (114)$$

13.4. O transístor inversor

A fig. 50 mostra a característica de transferência do circuito da fig. 48.

(fig. 50)

A forma desta curva resulta evidente da análise anterior. Estão indicadas as três regiões de funcionamento: corte, activa e saturação. Para que o transístor funcione como amplificador, é necessário polarizá-lo algures na região activa, como, por exemplo, o ponto X. O ganho de tensão do amplificador será igual à inclinação da característica de transferência nesse ponto.

Para aplicações de comutação, o transístor é geralmente operado no corte e na saturação (veremos, mais tarde, uma excepção). Isto é, um estado do interruptor corresponde a termos o transístor em corte e o outro estado a termos o transístor em saturação.

Há várias razões para escolhermos estes dois modos extremos de funcionamento. Uma razão é que, quer em corte, quer em saturação, as tensões e correntes do transístor são bem definidas e não dependem de parâmetros altamente variantes como o β .

Outra razão é que, em ambos esses modos, a potência dissipada no transístor é mínima. De facto, em corte, a corrente é nominalmente nula e, em saturação, a tensão V_{CE} é muito pequena.

Finalmente, note-se que o circuito que temos vindo a considerar como exemplo, é afinal o inversor lógico básico com transístor.

13.5. Modelo para o transístor saturado

Da análise anterior podemos deduzir um modelo simples para o funcionamento do transístor no modo de saturação, como se mostra na fig. 51. Normalmente, usamos este modelo implicitamente na análise de um dado circuito.

(fig. 51)

Para cálculos rápidos aproximados, podemos ainda considerar nulas V_{BE} e V_{CEsat} e tomar o circuito de três terminais em curto-circuito da fig. 52 para modelizar o transístor saturado.

(fig. 52)

13.5.1. Exemplo 1

Consideremos o circuito da fig. 53(a) e determinemos as tensões nodais e as correntes nos ramos. Admitamos que o valor especificado mínimo de β é 50.

(fig. 53)

Trata-se dum circuito que já analisámos anteriormente e concluímos que estava em aturação. Admitindo, então que assim é, temos

$$V_E = 6 - 0,7 = 5,3 \text{ V}$$
$$I_E = \frac{V_E}{3,3k} = \frac{5,3}{3,3k} = 1,6 \text{ mA}$$

$$V_C = V_E + V_{CEsat} \cong 5,3 + 0,3 = 5,6 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{10 - 5,6}{4,7k} = 0,94 \text{ mA}$$

$$I_B = I_E - I_C = 1,6 - 0,94 = 0,66 \text{ mA}$$

Assim, o transístor funciona com um β forçado de

$$\beta_{forçado} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0,94}{0,66} = 1,4$$

Uma vez que o β forçado é menor do que o valor mínimo especificado de β , o transístor está realmente em saturação.

Deve realçar-se que para averiguar se o transístor está em saturação devemos usar o valor mínimo de β . Pela mesma razão, se quisermos projectar um circuito no qual o transístor deva estar saturado, devemos basear o projecto no valor mínimo de β . Obviamente, se um transístor com o seu β mínimo está saturado, então transístores com valores mais elevados de β estarão também saturados. Os pormenores da análise estão indicados na fig. 53(b), com os diversos passos numerados.

13.5.2. Exemplo 2

O transístor da fig. 54 é especificado como tendo β entre 50 e 150. Determinemos o valor de R_B por forma que o transístor esteja saturado com $I_B / I_{bsat} = 10$.

(fig. 54)

Quando o transístor está saturado, a tensão do colector é

$$V_C = V_{CEsat} \cong 0,3 \text{ V}$$

Assim, a corrente de colector é dada por

$$I_{Csat} = \frac{10 - 0,3}{1k} = 9,7 \text{ mA}$$

Para saturar o transístor com o β mais baixo, é necessário fornecer uma corrente de base de pelo menos

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta_{\min}} = \frac{9,7m}{50} = 0,194 \text{ mA}$$

Com o factor $I_B / I_{bsat} = 10$, a corrente de base deverá ser

$$I_B = 10 \times 0,194 \text{ m} = 1,94 \text{ mA}$$

Assim, o valor de R_B deverá ser tal que

$$\frac{5 - 0,7}{R_B} = 1,94m$$

$$R_B = \frac{4,3}{1,94m} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

13.5.3. Exemplo 3

Seja o circuito da fig. 55 e determinemos todas as tensões e correntes. O valor mínimo de β é especificado como sendo 30.

(fig. 55)

Uma análise rápida do circuito revela que o transístor estará em modo activo ou em saturação. Admitindo que está em modo activo, vemos que a tensão da base é aproximadamente zero volt, a tensão do emissor aproximadamente 0,7 V e a corrente de emissor aproximadamente 4,3 mA.

Uma vez que a máxima corrente que o colector pode conduzir com o transístor em modo activo é aproximadamente 0,5 mA, o transístor está indubitavelmente saturado.

Admitindo então que o transístor está saturado (ver fig. 55(b)), resulta

$$V_E = V_B + V_{EB} \cong V_B + 0,7$$

$$V_C = V_E - V_{ECsat} \cong V_B + 0,7 - 0,3 = V_B + 0,4$$

$$I_E = \frac{5 - V_E}{1k} = \frac{5 - V_B - 0,7}{1k} = 4,3 - V_B \quad mA$$

$$I_B = \frac{V_B}{10k} = 0,1V_B \quad mA$$

$$I_C = \frac{V_C - (-5)}{10k} = \frac{V_B + 0,4 + 5}{10k} = 0,1V_B + 0,54 \quad mA$$

Usando a relação $I_E = I_B + I_C$, obtemos

$$4,3 - V_B = 0,1 V_B + 0,1 V_B + 0,54$$

donde resulta

$$V_B = \frac{3,76}{1,2} \cong 3,13V$$

Substituindo nas equações acima escritas obtemos

$$V_E = 3,83 V$$

$$V_C = 3,53 V$$

$$I_E = 1,17 mA$$

$$I_C = 0,853 mA$$

$$I_B = 0,313 mA$$

(note-se que o valor de I_E não é exactamente igual a $I_B + I_C$ em virtude de o valor de V_B ser aproximado). Resulta evidente que o transístor está saturado, uma vez que o valor de β forçado é

$$\beta_{forçado} = \frac{0,853}{0,313} \cong 2,7$$

que é muito menor do que o β mínimo especificado.

13.5.4. Exemplo 4

Consideremos agora o circuito da fig. 56(a) e calculemos as suas tensões e correntes, admitindo $\beta = 100$.

(fig. 56)

Examinando o circuito concluímos que os dois transístores não podem conduzir simultaneamente. Assim, se Q_1 conduzir, Q_2 estará em corte, e vice-versa. Admitamos que Q_2 conduz. Então, na resistência de $1\text{ k}\Omega$ fluirá uma corrente no sentido da massa para o emissor. Nestas condições, a base de Q_2 será negativa, pelo que a corrente de base fluirá através da resistência de $10\text{ k}\Omega$, no sentido da base para a fonte de $+5\text{ V}$. Isto é obviamente impossível, pois se a base é negativa a corrente de base terá de ter o sentido oposto. A hipótese formulada, de que Q_2 estava a conduzir, é pois incorrecta. Assim, Q_2 terá de estar em corte e Q_1 a conduzir.

A questão é agora se Q_1 está activo ou saturado. A resposta, neste caso, é óbvia. Uma vez que a base é alimentada por uma fonte de $+5\text{ V}$ e a sua corrente entra na base, então a tensão da base de Q_1 é inferior a 5 V . desta forma, a junção de colector está contrapolarizada, pelo que Q_1 está em modo activo. Resta apenas calcular as tensões e correntes usando as técnicas já descritas atrás. Os resultados estão indicados na fig. 56(b).

14. Características estáticas completas e efeitos de segunda ordem

Para terminar este capítulo vamos analisar as características estáticas completas do transístor bipolar como elas aparecem nas folhas de dados. Estudaremos também alguns efeitos secundários que limitam o funcionamento do transístor em circuitos mais avançados que estudaremos mais adiante.

14.1. Características de base comum

A fig. 57 mostra o conjunto completo de características i_C-v_{CB} para um transístor *npn*. Como vimos atrás, as características i_C-v_{CB} são medidas para valores constantes da corrente de emissor i_E . Uma vez que nessa configuração, a base é ligada a uma tensão constante, as curvas i_C-v_{CB} são chamadas **características de base comum**.

(fig. 57)

As curvas da fig. 57 diferem das que foram apresentadas na fig. 14(b) em três aspectos. Primeiro, a rotura por avalanche do transístor para grandes tensões está representada e será explicada sucintamente mais adiante.

Em segundo lugar, as características da região de saturação foram incluídas. Como se indica, à medida que v_{CB} se torna negativa, a junção de colector torna-se directamente polarizada e a corrente de colector diminui. Já que, para cada curva, i_E é mantida constante, a diminuição de i_C implica uma igual diminuição de i_B . O grande efeito da tensão v_{CB} sobre a corrente de colector, na saturação, é evidente na fig. 57 e é consistente com a nossa descrição anterior do modo de saturação.

A terceira diferença entre as curvas da fig. 57 e as que apresentámos anteriormente consiste no facto de as características na região activa terem uma ligeira inclinação. Esta inclinação indica que, na configuração de base comum, a corrente de colector depende de alguma forma da tensão colector-base, o que é, afinal, uma manifestação do já estudado efeito de Early.

Deve notar-se, contudo, que a inclinação das curvas i_C-v_{CB} medidas com i_E constante, é muito menor do que a inclinação das curvas i_C-v_{CE} medidas com v_{BE} constante. Por outras palavras, a resistência de saída da configuração de base comum é muito maior do que a do circuito de emissor comum com v_{BE} constante (i.e., r_o).

Outro ponto importante a realçar aqui é que, uma vez que cada curva i_C-v_{CB} é medida com i_E constante, o aumento de i_C com v_{CB} implica a diminuição correspondente de i_B . A dependência de i_B com v_{CB} pode ser modelizada com a adição de uma resistência r_μ entre o colector e a base no modelo em π -híbrido, resultando o modelo mais completo que se mostra na fig. 58. A resistência r_μ é muito grande, maior do que βr_o .

(fig. 58)

O modelo aumentado da fig. 58 pode ser usado para determinar a resistência de saída da configuração de base comum, que é o inverso da inclinação das características i_C-v_{CB} da fig. 57. Para o fazer, devemos ligar a base à massa, deixar o emissor em aberto (uma vez que i_E é constante), aplicar uma tensão de teste entre o colector e a massa e determinar a corrente fornecida por essa fonte. O resultado é que a resistência de saída é aproximadamente ao paralelo de r_μ com βr_o e, portanto, muito grande.

14.2. Características de emissor comum

Uma forma alternativa de mostrar as características do transístor está indicada na fig. 59, onde i_C está representada em função de v_{CE} para vários valores da corrente de base i_B .

(fig. 59)

Estas características são medidas de uma maneira diferente da das características da fig. 15. Enquanto, nessas v_{BE} era mantida constante para cada curva, agora é i_B que é mantida constante. Em consequência, a inclinação na região activa é diferente de $1/r_o$; de facto, a inclinação é maior. Pode mostrar-se, usando o modelo em π -híbrido da fig. 58, que a resistência de saída da configuração de emissor comum, com i_B constante, é aproximadamente igual a $r_o // (r_\mu / \beta)$.

A região de saturação é também evidente nas características i_C-v_{CE} da fig. 59. Note-se que enquanto o transístor na região activa se comporta como uma fonte de corrente com uma resistência de saída elevada (mas finita), na região de saturação comporta-se como um “interruptor fechado” com uma pequena “resistência de fecho” R_{CEsat} . Uma vez que as curvas características estão “agrupadas”, em saturação, representou-se na fig. 60 uma vista expandida dessa região das características.

(fig. 60)

Note-se que as curvas não se prolongam directamente para a origem. De facto, para um dado valor de i_B , a característica i_C-v_{CE} em saturação pode ser aproximada por uma recta que intersecta o eixo v_{CE} num ponto V_{CEoff} , como se mostra na fig. 61.

(fig. 61)

A tensão V_{CEoff} , é chamada **tensão de desvio** do transístor interruptor. Os transístores de efeito de campo não exibem estas tensões de desvio pelo que dão interruptores melhores. Por outro lado, apresentam resistências de fecho maiores.

14.3. O β do transístor

Definimos atrás β como o quociente entre a corrente total do colector e a corrente total da base, quando o transístor está em modo activo. Sejam agora mais específicos. Admitamos que o transístor está a funcionar com uma corrente de base I_{BQ} , uma corrente de colector I_{CQ} e uma tensão colector-emissor V_{CEQ} . Estes valores definem o ponto de funcionamento estático Q da fig. 59.

O quociente entre I_{CQ} e I_{BQ} , é chamado β de c.c. ou h_{FE} (veremos adiante a razão para esta designação),

$$h_{FE} \equiv \beta_{dc} \equiv \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} \quad (115)$$

Quando o transístor é usado como amplificador, tem, primeiro de ser polarizado num ponto tal como Q . Os sinais aplicados causam então variações incrementais em i_B , i_C e v_{CE} em torno do ponto Q . Podemos, portanto definir um β *incremental* ou de c.a. como segue: Mantendo constante a tensão colector-emissor no valor V_{CEQ} a fim de eliminar o efeito de Early), varia-se a corrente de base de um incremento Δi_B . Se a corrente de colector variar de um incremento Δi_C (ver fig. 59), então β_{ac} (ou h_{fe} , como é usualmente designado) no ponto de funcionamento Q , é definido como

$$h_{fe} \equiv \beta_{ac} \equiv \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=\text{constante}} \quad (116)$$

O facto de v_{CE} ser mantido constante implica que a tensão incremental v_{ce} seja zero; por essa razão h_{fe} designa-se **ganho de corrente em curto-circuito**.

Quando realizamos uma análise para pequenos sinais, o β utilizado deve ser o β para c.a. (h_{fe}). Por outro lado, quando analisamos ou projectamos um circuito de comutação, devemos usar o β_{dc} (h_{FE}).

A diferença entre os valores de β_{dc} e β_{ac} é usualmente pequena, pelo que, normalmente não os distinguiremos. Deve, contudo, notar-se que o valor de β depende do nível de corrente do transístor, como se mostra na fig. 62, que também indica a sua dependência com a temperatura.

(fig. 62)

Estudámos atrás a análise gráfica de circuitos com transístores, onde vimos que, para aplicações de amplificação, o transístor deve ser polarizado num ponto a meio da região activa. Vejamos agora, graficamente, um transístor a funcionar na região de saturação.

A fig. 63 mostra uma recta de carga que intersecta a característica i_C - v_{CE} num ponto da região de saturação.

(fig. 63)

Note-se que, neste caso, variações da corrente de base causam variações muito pequenas de i_C e de v_{CE} e que, em saturação, o β incremental (β_{ac}) é muito pequeno.

14.4. Rotura do transístor

As tensões máximas que se podem aplicar a um transístor são limitadas pelos efeitos de rotura das junções de emissor e de colector, que seguem o mecanismo de avalanche que descrevemos atrás.

Consideremos primeiro a configuração de base comum. As características i_C - v_{CB} da fig. 57 indicam que para $i_E = 0$ (i.e., com o emissor em aberto), a junção de colector rompe para uma tensão designada por BV_{CBO} . Para $i_E > 0$, a rotura ocorre para tensões inferiores a BV_{CBO} . Tipicamente, BV_{CBO} é maior do que 50 V.

Consideremos agora as características de emissor comum da fig. 59, que mostram que ocorre rotura para uma tensão BV_{CEO} . Aqui, apesar de a rotura continuar a ser do tipo de avalanche, os efeitos na característica são mais complexos do que na configuração de base comum. Não explicaremos esses pormenores; é suficiente chamar a atenção para que, tipicamente, BV_{CEO} é cerca de metade de BV_{CBO} . Nas folhas de dados dos transístores, BV_{CEO} é por vezes referida como a tensão de sustentação LV_{CEO} .

A rotura da junção de colector, quer na configuração de base comum, quer na de emissor comum, não é destrutiva desde que a dissipação de potência seja mantida dentro dos limites de segurança. Não é o caso, contudo, da junção de emissor. Esta rompe por avalanche para uma tensão BV_{EBO} muito menor do que BV_{CBO} . Tipicamente, BV_{EBO} é da ordem de 6 a 8 V e a rotura é destrutiva, no sentido de que o β do transístor resulta permanentemente reduzido. Isto não impede o uso da junção de emissor como diodo de Zener para gerar referências de tensão no projecto de circuitos integrados. Em tais aplicações, contudo, não estamos preocupados com o efeito de degradação do β .

Veremos mais tarde um circuito para prevenir a rotura da junção de colector em amplificadores integrados. A rotura do transístor e a potência dissipada máxima permitida são parâmetros importantes no projecto de amplificadores de potência, pelo que voltaremos a este assunto mais adiante.