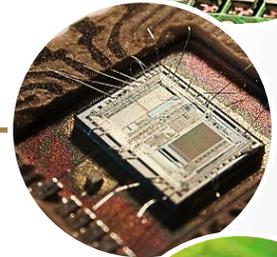
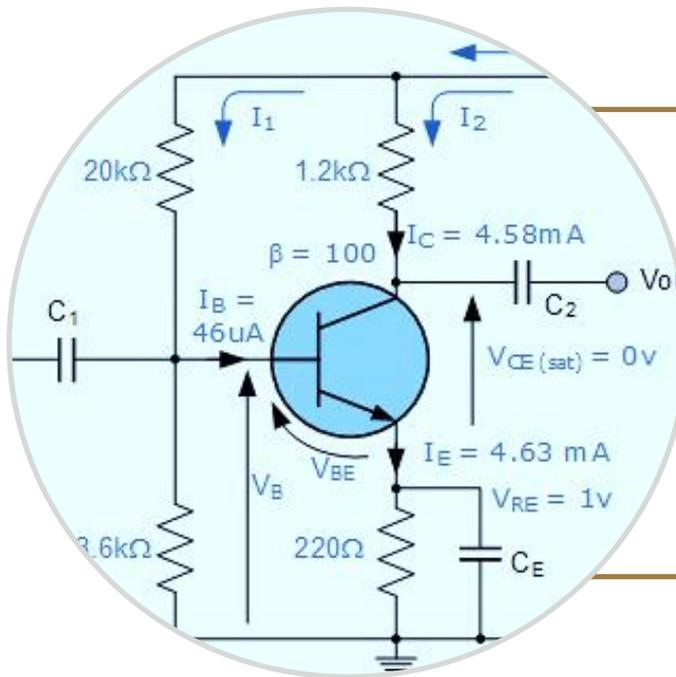


ELETRÔNICA ANALÓGICA

CEL099

Prof. Pedro S. Almeida
pedro.almeida@ufjf.edu.br



Capítulo 6

Transistores Bipolares de Junção (TBJ ou BJT)

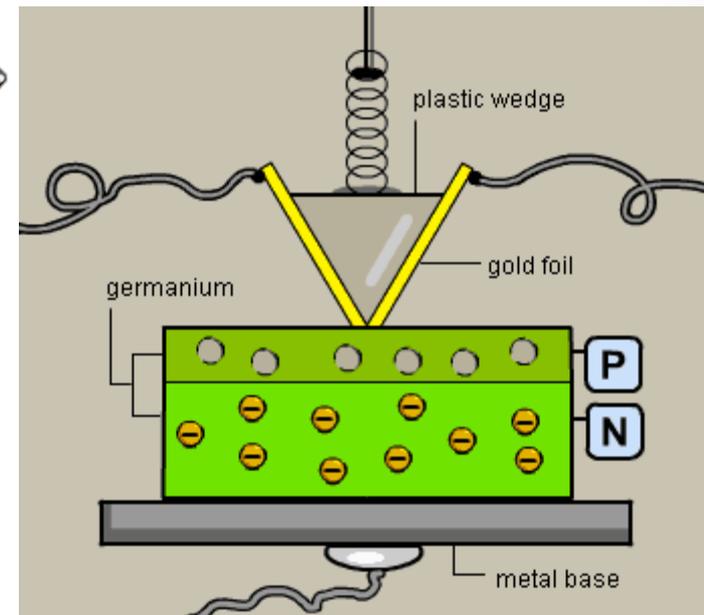
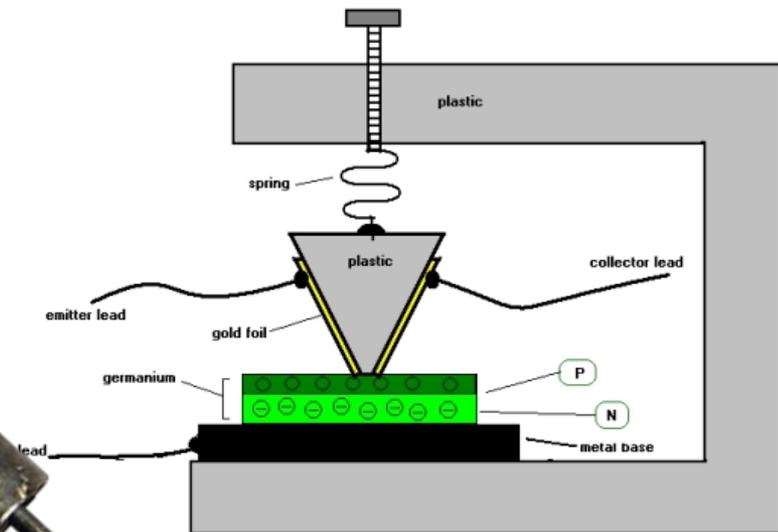
Conteúdo

- O TBJ
- Esquema de construção simplificado
- Analogia com diodos
- Modos de Operação
- Fluxos de Corrente no Modo Ativo Direto
- Parâmetros Construtivos
- Concentração de Portadores
- Dedução da Relação $v-i$
- As correntes terminais
- O Ganho de Corrente, β
- Modelos de Grandes Sinais
- Modo Ativo Reverso
- Modelo de Ebers-Moll (EM)
- Aplicação EM: A Saturação do Transistor
- Não idealidades
- Características Gráficas $v-i$
- Característica Base Comum
- Característica Emissor Comum
- Efeito *Early* e Resistência de Saída Finita
- Rupturas no Transistor
- Operação na Saturação, Modelos e β Forçado
- Operação como Interruptor Estático
- O Amplificador TBJ em Grandes Sinais
- Máxima Excursão de Sinal e Ponto Q

O TBJ ou BJT

- Transistor Bipolar de Junção (TBJ ou BJT, do inglês: *bipolar junction transistor*).
- Formado por duas junções *pn*.
- Duas possibilidades básica: NPN e PNP.
- O terminal central, denominado base, “controla” a corrente que circula pelos dois terminais principais, emissor e coletor.
- O transistor de ponto de contato (primeiro transistor, precursor do BJT) foi desenvolvido no final da II Guerra Mundial (1947/1948) por duas equipes da Bell Labs: 1) Walter Brattain e John Bardeen e 2) William Shockley. Os três foram premiados com o Nobel da Física pela invenção do transistor.
- O transistor foi considerada uma das mais importantes invenções do século XX.

Transistor de ponto de contato



Coletor injeta lacunas na base
Corrente – de coletor para base
Emissor – controla corrente
Ganho base comum: $\alpha = 2$ a 3

TBJ NPN e PNP (Estrutura Simplificada)

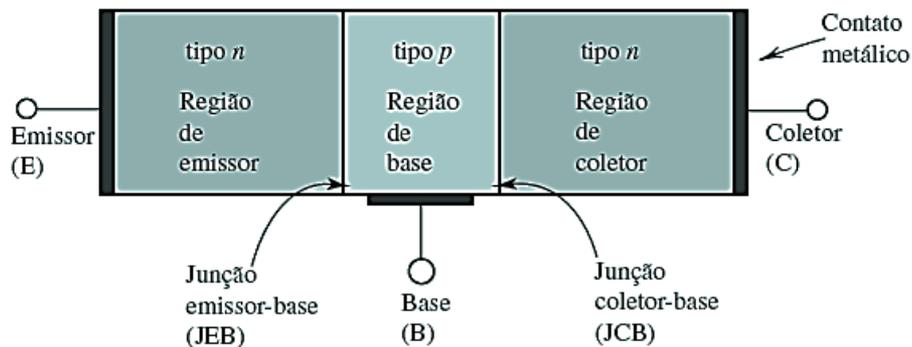


Figura 5.1 Uma estrutura simplificada do transistor *npn*.

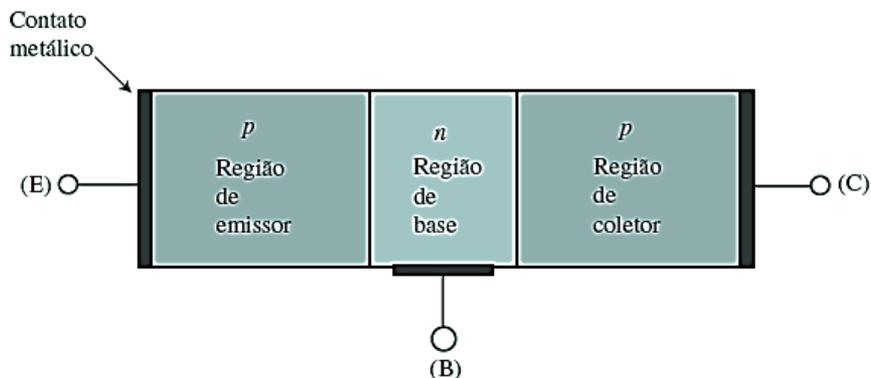


Figura 5.2 Uma estrutura simplificada do transistor *pnp*.

Simbologias:

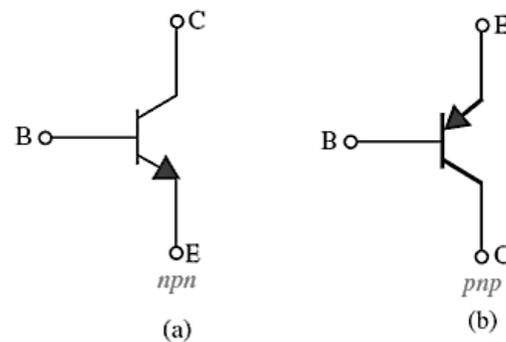
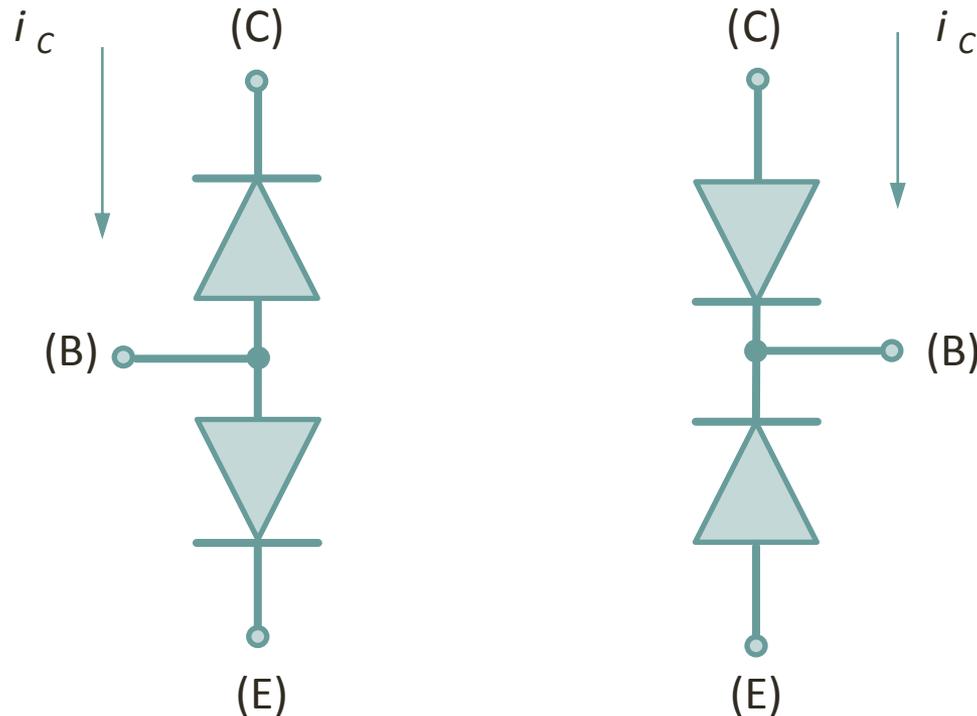


Figura 5.13 Símbolos de circuito para TBJs.

Analogia com diodos



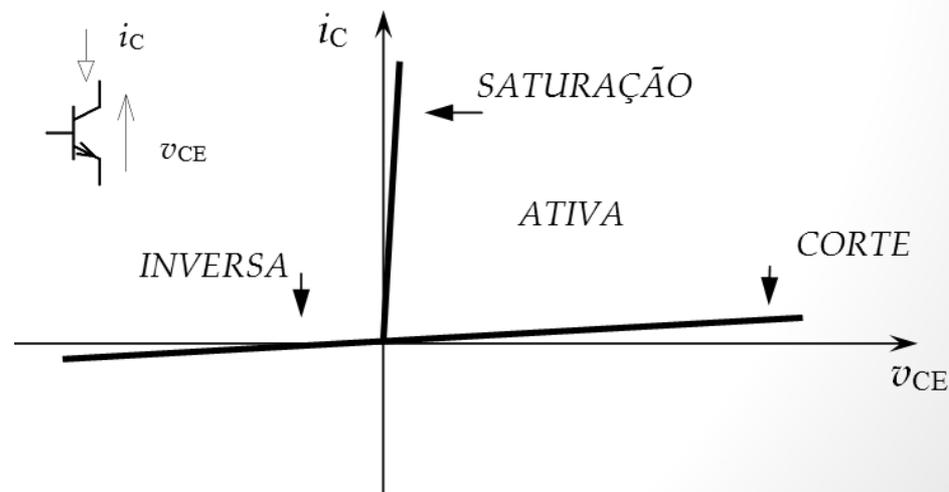
Conclusão: O modelo com diodos é um tanto impreciso e não permite compreender como é possível haver corrente circulando de coletor para emissor. Serve para lembrar das duas junções semicondutoras que compõem o BJT

Modos de Operação

Tabela 5.1 Modos de operação do TBJ

Modo	JEB	JCB	Características:
Corte	Reversa	Reversa	Corrente ≈ 0 .
Ativo	Direta	Reversa	Amplificação.
Ativo reverso	Reversa	Direta	Sem fins práticos
Saturação	Direta	Direta	Tensão ≈ 0 .

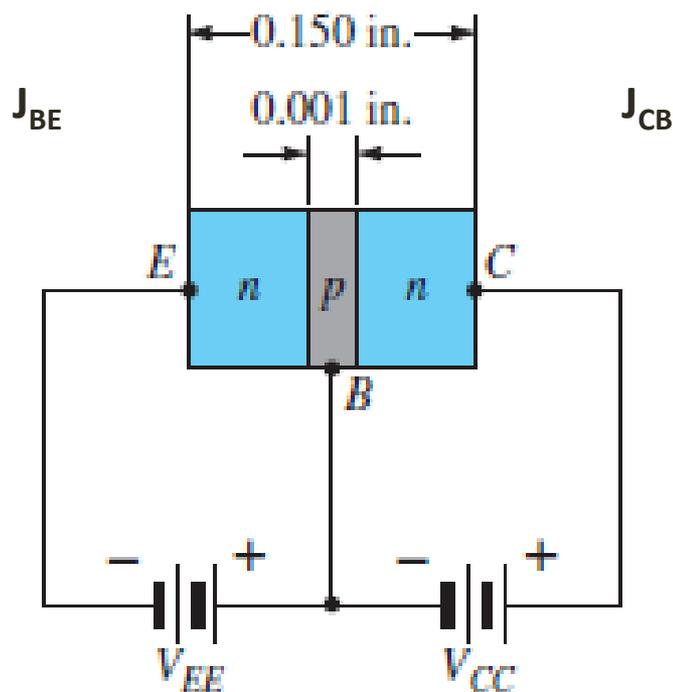
Característica $v-i$:



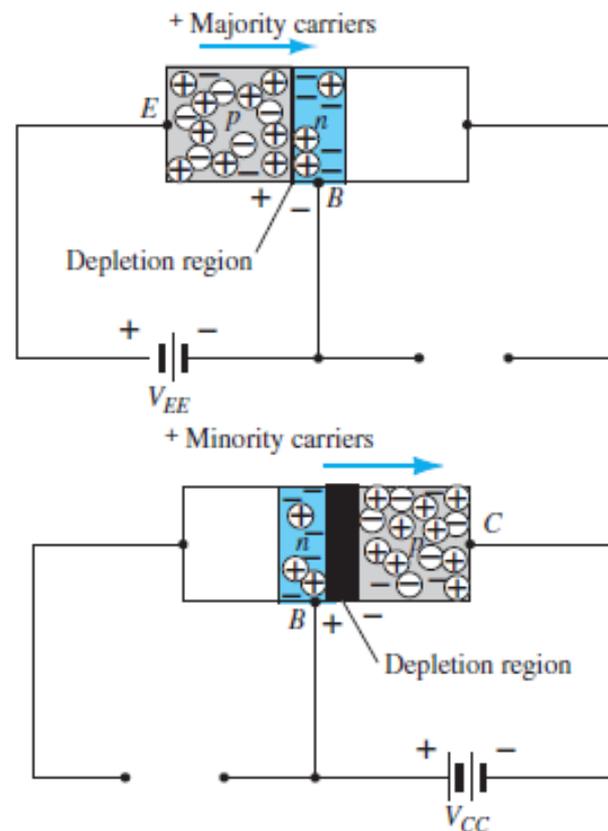
Obs.: inversa = ativa reversa

Polarização das junções

No BJT NPN:



No BJT PNP:



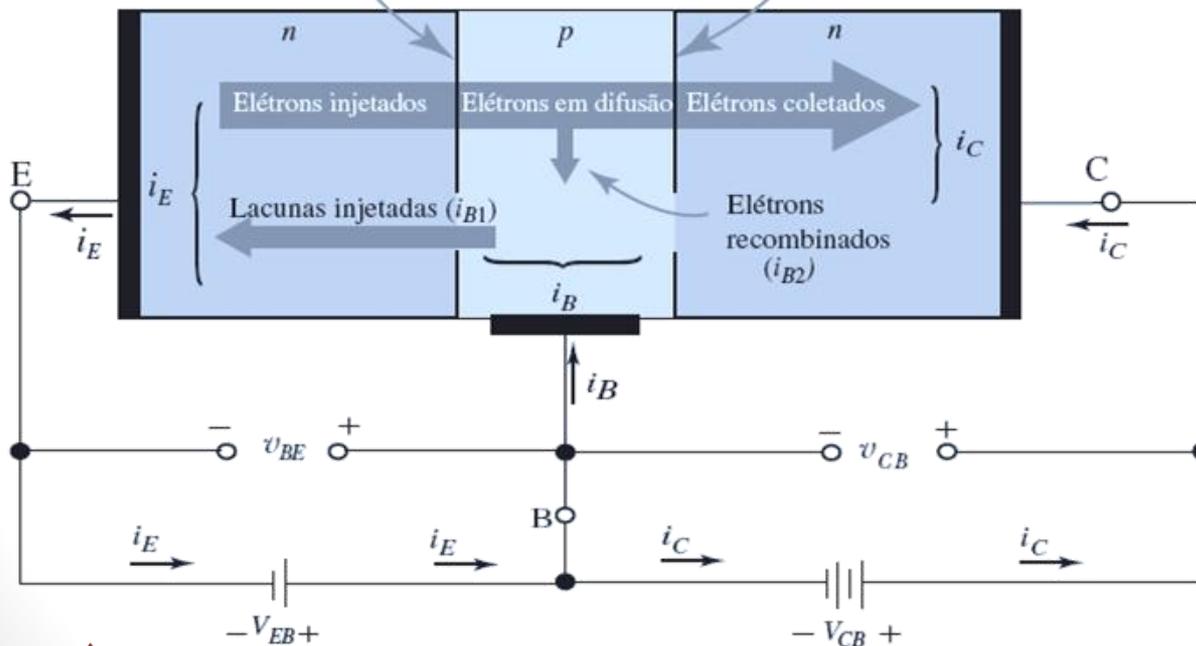
One p-n junction of a transistor is reverse-biased, whereas the other is forward-biased.

Fluxo de Corrente NPN no Modo Ativo Direto

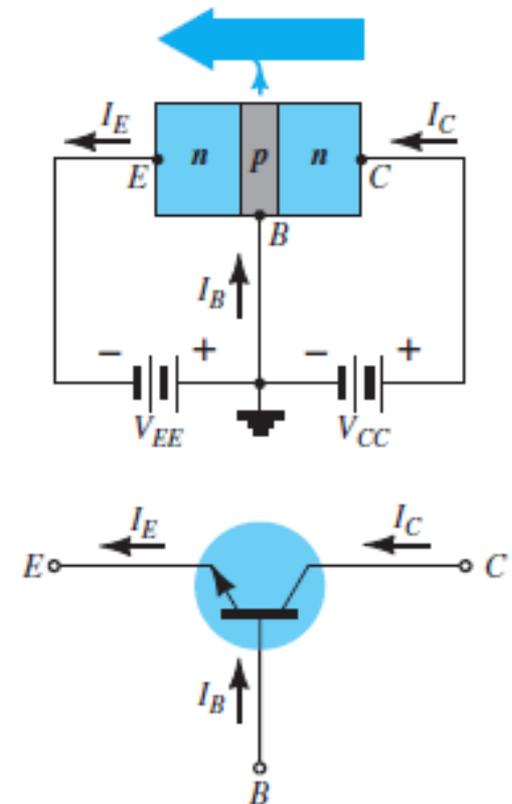
Fluxo de elétrons
(portadores minoritários da base)

Diretamente polarizada

Reversamente polarizada

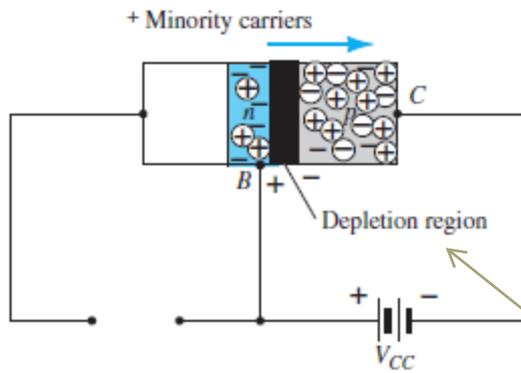
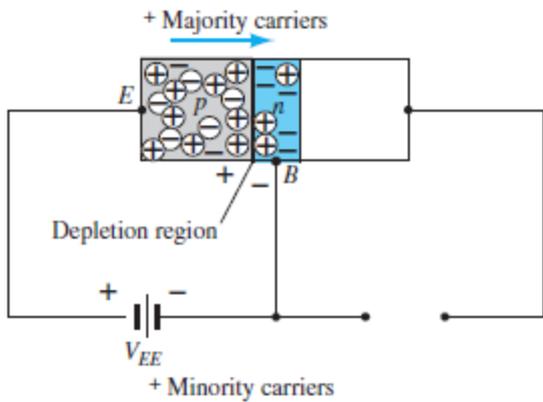


Corrente
(sentido convencional)



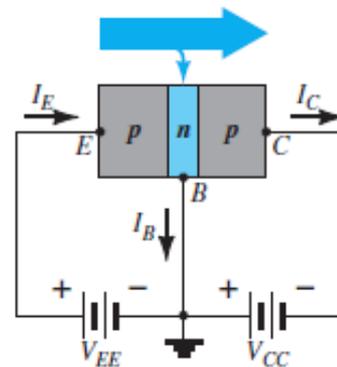
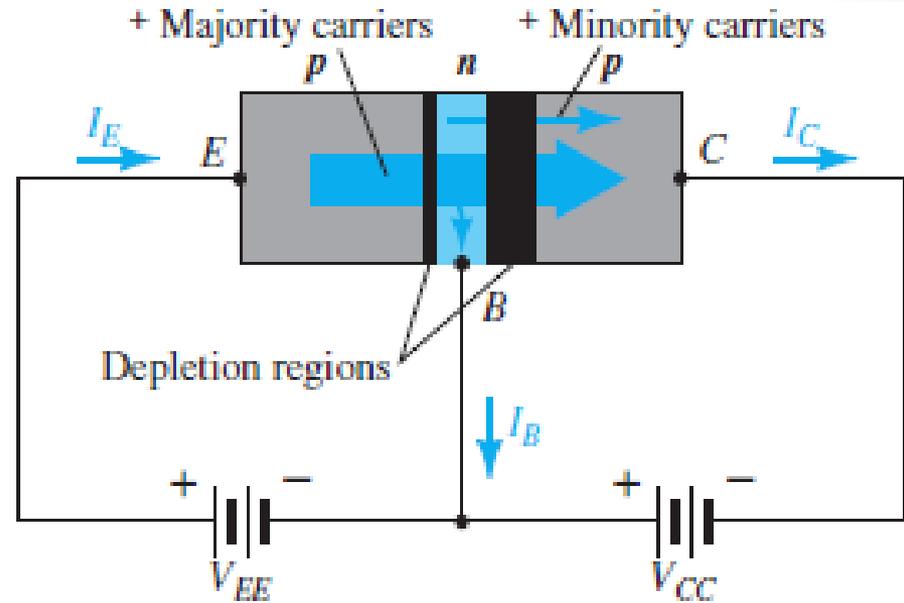
Fluxo de Corrente PNP no Modo Ativo Direto

Polarização reversa de junção PN:
fluxo de portadores majoritários é nulo – só há fluxo de minoritários

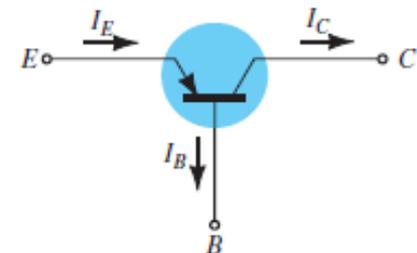


alargamento da depleção

Fluxo de elétrons
(portadores majoritários da base)

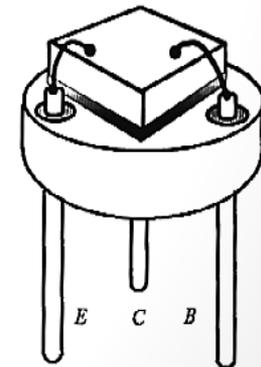
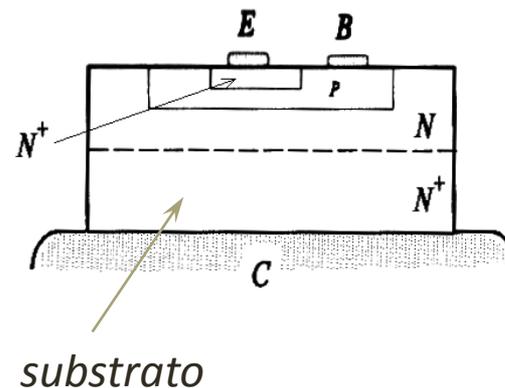
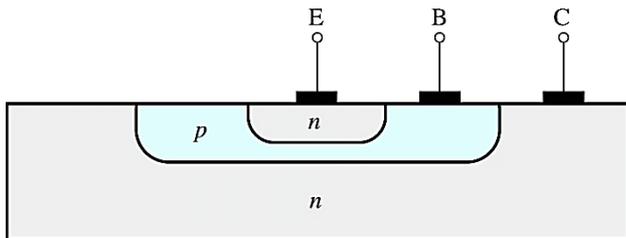


Corrente
(sentido convencional)



Parâmetros Construtivos

- O emissor é a região mais fortemente dopada (n^+).
- O coletor é a região que possui a maior área, sendo menos dopado que o emissor (n).
- A base é muito estreita e fracamente dopada (p^-).



NPN general purpose transistors

BC546; BC547; BC548

FEATURES

- Low current (max. 100 mA)
- Low voltage (max. 65 V).

APPLICATIONS

- General purpose switching and amplification.

DESCRIPTION

NPN transistor in a TO-92; SOT54 plastic package.
PNP complements: BC556, BC557 and BC558.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector

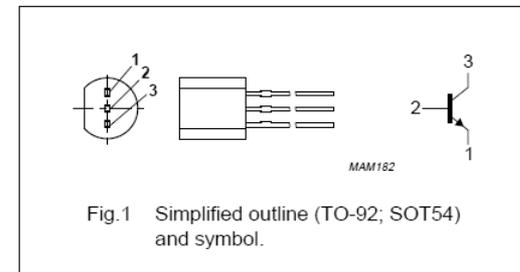
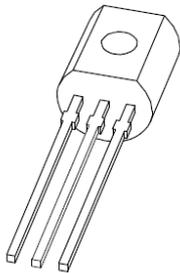


Fig.1 Simplified outline (TO-92; SOT54) and symbol.

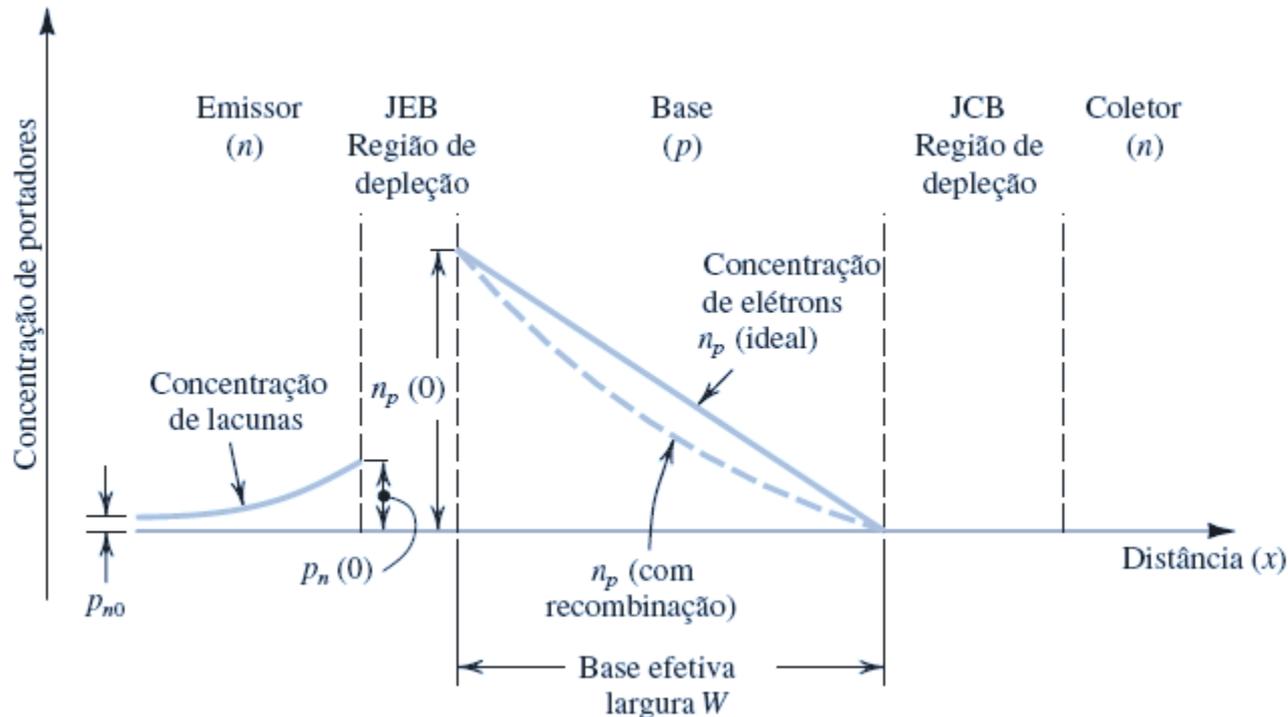
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BC546		–	80	V
	BC547		–	50	V
	BC548		–	30	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BC546		–	65	V
	BC547		–	45	V
	BC548		–	30	V
I_{CM}	peak collector current		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ °C}$	–	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$			
	BC546		110	450	
	BC547		110	800	
	BC548		110	800	
f_T	transition frequency	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	100	–	MHz

Um Transistor Bipolar Típico de
Baixa Potência



Concentração de Portadores (*)



(*) portadores minoritários em excesso.

Dedução da Relação $v - i$

Como no caso de qualquer junção pn polarizada diretamente (Subseção 3.7.5), a concentração $n_p(0)$ será proporcional a e^{v_{BE}/V_T} ,

$$n_p(0) = n_{p0}e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.1)$$

em que n_{p0} é o valor em equilíbrio térmico da concentração de portadores minoritários (elétrons) na região da base, v_{BE} é a tensão emissor–base de polarização direta e V_T é a tensão térmica, aproximadamente igual a 25 mV na temperatura ambiente.

A corrente de difusão, I_n

Essa corrente de difusão I_n é diretamente proporcional à inclinação da reta que representa o perfil de concentração,

$$\begin{aligned} I_n &= A_E q D_n \frac{dn_p(x)}{dx} \\ &= A_E q D_n \left(-\frac{n_p(0)}{W} \right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

em que A_E é a área da seção de corte da junção emissor–base (na direção perpendicular à página), q é o valor da carga do elétron, D_n é a constante de difusão dos elétrons na base e W é a largura efetiva da base.

As correntes de Coletor e Base

A corrente de coletor pode ser aproximada por I_n :

$$|i_C| \approx |I_n|$$

Logo:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (*) \quad (5.3)$$

em que a corrente de saturação I_S é dada por

$$I_S = A_E q D_n n_{p0} / W$$

Substituindo $n_{p0} = n_i^2 / N_A$, em que n_i é a concentração intrínseca de portadores e N_A é a concentração de dopantes na base, podemos expressar I_S como

$$I_S = \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W} \quad (5.4)$$

(*) Note a inversão de sinal.

A corrente da base A corrente da base i_B tem dois componentes. O primeiro componente, i_{B1} , é devido às lacunas injetadas da região da base na região do emissor. Esse componente da corrente é proporcional a e^{v_{BE}/V_T} ,

$$i_{B1} = \frac{A_E q D_p n_i^2}{N_D L_p} e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.5)$$

em que D_p é a constante de difusão de lacunas no emissor, L_p é o comprimento de difusão de lacunas no emissor e N_D é a concentração de dopantes no emissor.

O segundo componente da corrente da base, i_{B2} , é devido às lacunas da base que são fornecidas pelo circuito externo para repor as lacunas perdidas na base pelo processo de recombinação.

$$i_{B2} = \frac{Q_n}{\tau_b} \quad (5.6)$$

A carga de portadores minoritários, armazenada na base, Q_n , pode ser obtida a partir da Figura 5.4. Especificamente, Q_n é representada pela área do triângulo sob a distribuição linearmente decrescente da base e, portanto,

$$Q_n = A_E q \times \frac{1}{2} n_p(0) W$$

Dedução do Ganho de Corrente

Substituindo $n_p(0)$ pela Equação 5.1 e n_{p0} por n_i^2/N_A , resulta

$$Q_n = \frac{A_{Eg} W n_i^2}{2 N_A} e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.7)$$

que pode ser substituído na Equação 5.6 para obter

$$i_{B2} = \frac{1}{2} \frac{A_{Eg} W n_i^2}{\tau_b N_A} e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.8)$$

Combinando as equações 5.5 e 5.8 e utilizando a Equação 5.4, obtemos para a corrente total de base i_B

$$i_B = I_S \left(\frac{D_p N_A W}{D_n N_D L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_n \tau_b} \right) e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.9)$$

Combinando as equações 5.3 e 5.9, observamos que i_B pode ser representado como uma parcela de i_C , tal que

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (5.10)$$

Ou seja,

$$i_B = \left(\frac{I_S}{\beta} \right) e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.11)$$

em que β é dado por

$$\beta = 1 / \left(\frac{D_p N_A W}{D_n N_D L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_n \tau_b} \right) \quad (5.12)$$

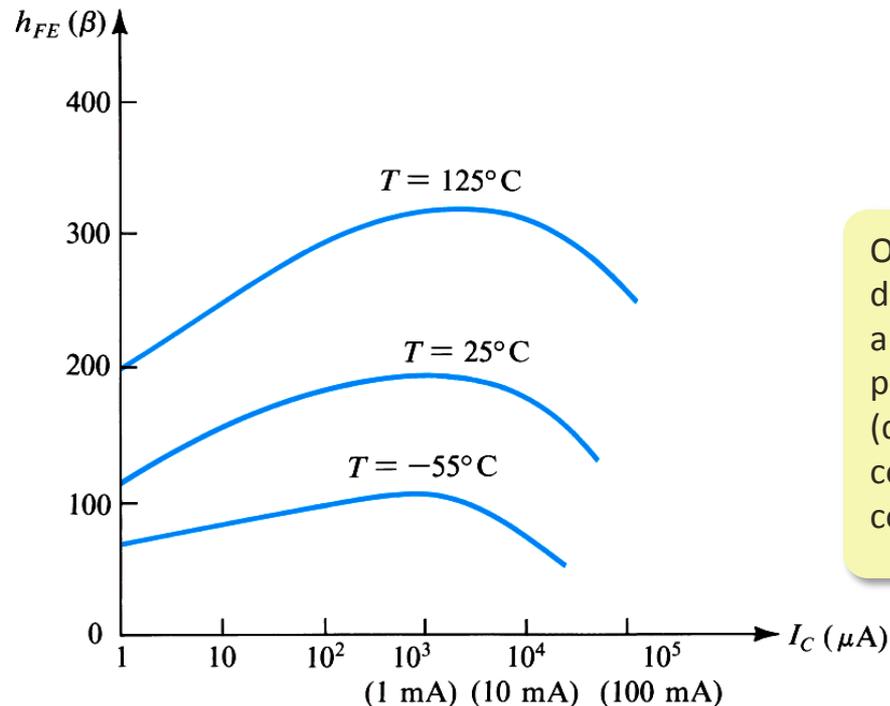
da qual vemos que β é uma constante para dado transistor. Para transistores *npn* modernos, β fica na faixa de 50 a 200, podendo eventualmente ser da ordem de 1.000 para dispositivos especiais. Por razões que ficarão claras logo a seguir, a constante β é chamada **ganho de corrente de emissor comum**.

Obs.: τ_b é o tempo de vida dos portadores minoritários (elétrons para o transistor NPN) na base.

O Ganho de Corrente, β

- É uma constante para um dado transistor.
- Para transistores modernos $50 < \beta < 200$.
- Para transistores especiais, tipo Darlington, $\beta > 1.000$ A/A.
- O ganho β depende inversamente:
 - 1) da largura da base, W .
 - 2) da razão de dopagem das regiões de base e emissor (N_A/N_D).
- Para ganhos elevados, o que é desejável, a base deve ser estreita e fracamente dopada.
- Na prática, β varia com diversos fatores, mesmo considerando um único transistor. As variações principais se devem à temperatura e ao valor da corrente de coletor.

Comportamento de β



Obs.: β costuma ser denominado h_{FE} , devido a uma representação de parâmetros híbridos (quadripolos) na configuração emissor-comum.

escala horizontal logarítmica:

Note que β varia, entre outros fatores, com o valor da corrente de coletor e é muito influenciado pela temperatura. Neste curso, vamos considerar faixas pequenas de variação de I_C , com temperatura fixa, de modo que β será admitido constante para a maioria das análises e projetos.

A Corrente de Emissor

- A corrente de emissor é a soma das correntes de coletor e base. Logo, $i_E = i_C + i_B$.
- Usando as expressões anteriores, é possível encontrar:

$$i_E = i_C + i_C/\beta = i_C (\beta + 1)/\beta.$$

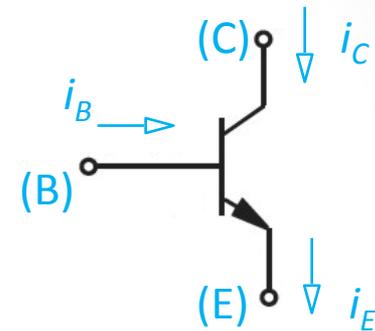
- Ou seja

$$i_E = [(\beta + 1)/\beta] I_S e^{v_{BE}/V_T}.$$

- Que permite escrever:

$$i_C = \alpha i_E.$$

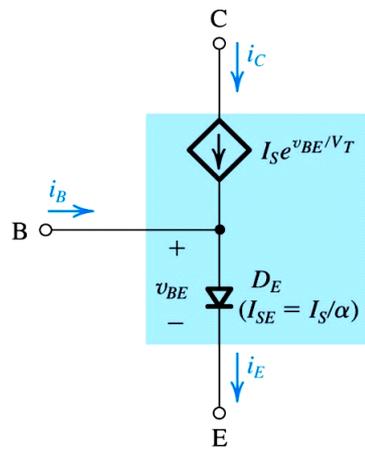
- Onde $\alpha = \beta/(\beta + 1)$.
- De modo que a corrente de emissor também pode ser expressa por:
- Note que β também pode ser expressa em função de alfa:
- O ganho α costuma ser chamado ganho de corrente em base comum sendo aproximadamente igual à unidade.



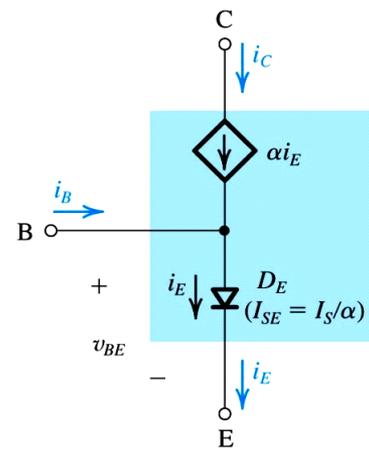
$$i_E = (I_S/\alpha) e^{v_{BE}/V_T}.$$

$$\beta = \alpha/(1 - \alpha).$$

Modelos de Grandes Sinais para o BJT NPN no Modo Ativo Direto

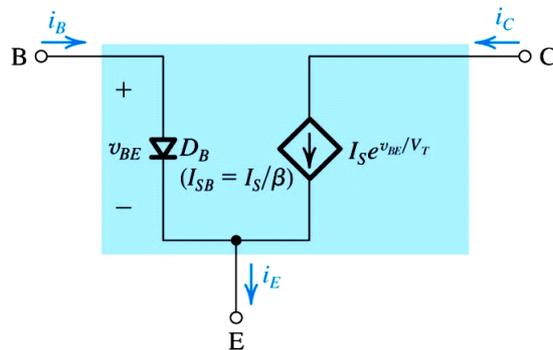


(a)

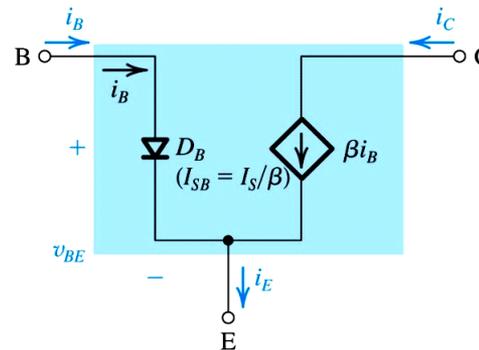


(b)

<= Modelos T



(c)



(d)

<= Modelos \$\pi\$

Resumo

Tabela 5.2 Resumo das relações corrente-tensão para o TBJ no modo ativo

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

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \left(\frac{I_S}{\beta}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \left(\frac{I_S}{\alpha}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

Nota: Para o transistor *pn*p, substitua v_{BE} por v_{EB} .

$$i_C = \alpha i_E \quad i_B = (1 - \alpha)i_E = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

$$i_C = \beta i_B \quad i_E = (\beta + 1)i_B$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_T = \text{tensão térmica} = \frac{kT}{q} \cong 25 \text{ mV à temperatura ambiente}$$

Exemplo h6.1

- O transistor do circuito ao lado possui ganho de corrente $\beta = 100$ e $I_S = 0,1 \text{ pA}$. Calcule os valores das corrente terminais, da tensão de coletor e da constante α .

Solução.

Para se calcular a corrente de coletor, emprega-se a expressão exponencial.

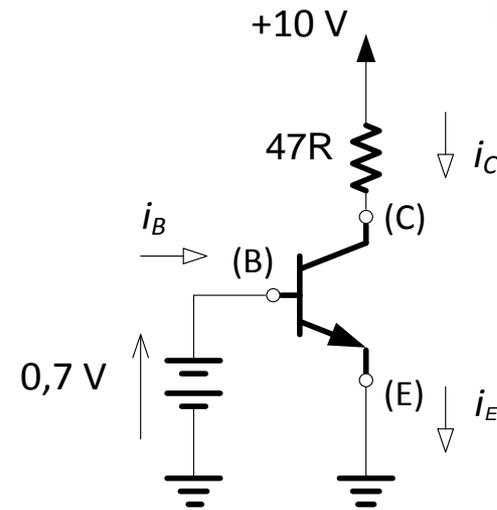
Assim, $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} = 0,1 \text{ p} e^{0,7/25\text{m}} \approx 0,1446 \text{ A}$
 $i_C \approx 144,6 \text{ mA}$.

Para se encontrar o valor da tensão no coletor, basta aplicar a LKT:

$$v_C = 10 - 0,047 \times 144,6 = 3,2 \text{ V}.$$

O valor da corrente de base pode ser encontrado pela relação de ganho entre i_C e i_B .

Assim, $i_B = i_C / \beta = 144,6 / 100 = 1,45 \text{ mA}$.



Por fim, a corrente de emissor pode ser encontrada pela LKC aplicada ao nó formado pelo próprio transistor. Neste caso, $i_E = i_C + i_B$, que leva a:

$$i_E = 144,6 + 1,45 = 146,05 \text{ mA}$$

Exercícios

- Ex. 5.1 (Sedra): Considere um transistor *npn* com $v_{BE} = 0,7$ V com $i_C = 1$ mA. Calcule v_{BE} para $i_C = 0,1$ mA e 10 mA.

Solução: Usando a equação exponencial, é possível adotar as manipulações que foram usadas para o diodo de junção no capítulo 3:

$V_2 - V_1 = V_T \ln(I_2 / I_1)$. Dessa forma, pode-se escrever $V_2 - 0,7 = 0,025 \ln(0,1 / 1)$, que resulta em $V_2 = 0,64$ V.

De modo similar:

$$V_2 - 0,7 = 0,025 \ln(10 / 1) = 0,76 \text{ V.}$$

- Ex. 5.2 (Sedra): Medições em um TBJ *npn* inserido em um dado circuito mostram que a corrente de base é de $14,46 \mu\text{A}$, a corrente do emissor é de $1,460$ mA e a tensão emissor-base é de $0,7$ V. Para essas condições calcule α , β e I_S .

Solução: Sabe-se que $i_C = \beta i_B$ e $i_E = i_C + i_B$. Logo, $i_B = [1 / (\beta + 1)] i_E$. Com isso, e com os valores do enunciado é possível encontrar $\beta = 100$. Mas $\alpha = \beta / (\beta + 1) = 0,99$. Com estes dados é possível encontrar $i_C = \beta i_B = 1,446$ mA. Finalmente, I_S pode ser encontrado pela equação exponencial: $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$. De modo que $1,446\text{m} = I_S e^{0,7/0,025}$, que leva a $I_S = 10^{-15}$ A.

O Modo Ativo Reverso

- Consiste na polarização direta da junção base-coletor e reversa da junção base-emissor.
- Devidos aos parâmetros físicos e particularidades de fabricação, o ganho de corrente, β_R , é muito inferior ao observado no modo ativo direto ($\beta_F = \beta$), sendo normalmente menor que a unidade, o que caracteriza uma atenuação e não um ganho.
- Como no modo ativo direto, é possível calcular a constante α para o modo reverso: $\alpha_R = \beta_R / (\beta_R + 1)$.
- Assim, numa notação mais rigorosa, tem-se para o modo ativo direto, os parâmetros α_F e β_F , que costumam ser simplificados para α e β . Já no modo ativo reverso, tem-se α_R e β_R .
- Uma boa compreensão do modo reverso encontra interesse na modelagem generalizada do comportamento do transistor, como a empregada em determinados programas de simulação computacional (como o Pspice ou Multisim).

Modelo TBJ *npn* no Modo Ativo Reverso

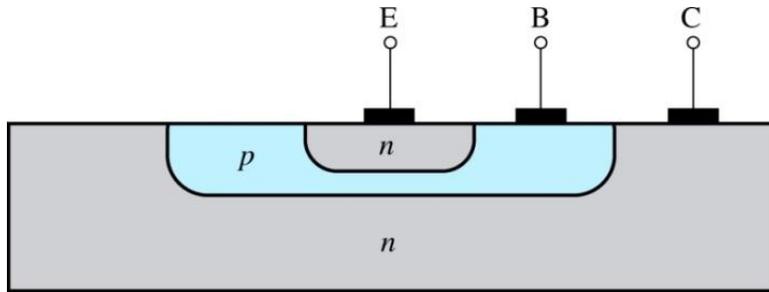


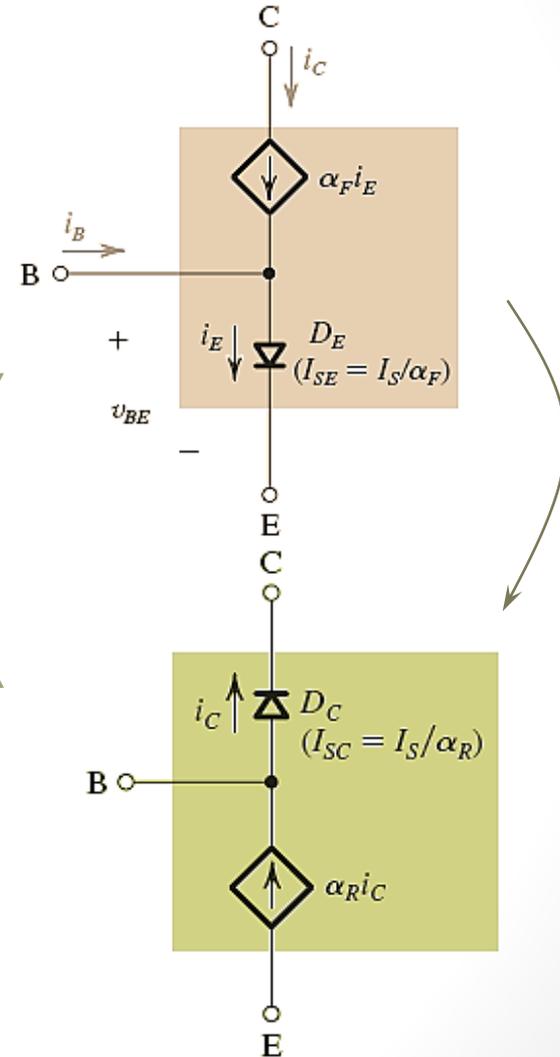
Tabela 5.1 Modos de operação do TBJ

Modo	JEB	JCB
Corte	Reversa	Reversa
Ativo	Direta	Reversa
Ativo reverso	Reversa	Direta
Saturação	Direta	Direta

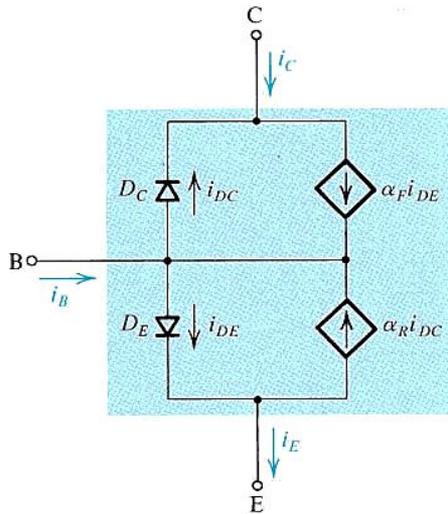
ativo direto

Visto que as áreas das junções são diferentes ($JCB \gg JEB$), pode-se afirmar que $I_{SC} \gg I_{SE}$. Assim, é possível escrever:

$$\alpha_F I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S.$$



Modelo “Completo” Melhorado (Modelo de Ebers-Moll, ou Modelo EM)



$$i_E = i_{DE} - \alpha_R i_{DC} \quad (5.21)$$

$$i_C = -i_{DC} + \alpha_F i_{DE} \quad (5.22)$$

$$i_B = (1 - \alpha_F) i_{DE} + (1 + \alpha_R) i_{DC} \quad (5.23)$$

Então usamos a equação do diodo para expressar i_{DE} e i_{DC} como

$$i_{DE} = I_{SE}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) \quad (5.24)$$

e

$$i_{DC} = I_{SC}(e^{v_{BC}/V_T} - 1) \quad (5.25)$$

Substituindo i_{DE} e i_{DC} nas equações 5.21, 5.22 e 5.23 e usando a relação mostrada na Equação 5.20, temos as expressões procuradas:

$$i_E = \left(\frac{I_S}{\alpha_F}\right)(e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_S(e^{v_{BC}/V_T} - 1) \quad (5.26)$$

$$i_C = I_S(e^{v_{BC}/V_T} - 1) - \left(\frac{I_S}{\alpha_R}\right)(e^{v_{BE}/V_T} - 1) \quad (5.27)$$

$$i_B = \left(\frac{I_S}{\beta_F}\right)(e^{v_{BE}/V_T} - 1) + \left(\frac{I_S}{\beta_R}\right)(e^{v_{BC}/V_T} - 1) \quad (5.28)$$

em que

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (5.29)$$

e

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \quad (5.30)$$

Para o modo ativo direto é possível obter:

$$i_E \cong \left(\frac{I_S}{\alpha_F}\right)e^{v_{BE}/V_T} + I_S\left(1 - \frac{1}{\alpha_F}\right) \quad (5.31)$$

$$i_C \cong I_S e^{v_{BC}/V_T} + I_S\left(\frac{1}{\alpha_R} - 1\right) \quad (5.32)$$

$$i_B \cong \left(\frac{I_S}{\beta_F}\right)e^{v_{BE}/V_T} - I_S\left(\frac{1}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R}\right) \quad (5.33)$$

Aplicação do Modelo EM: Modo Saturação

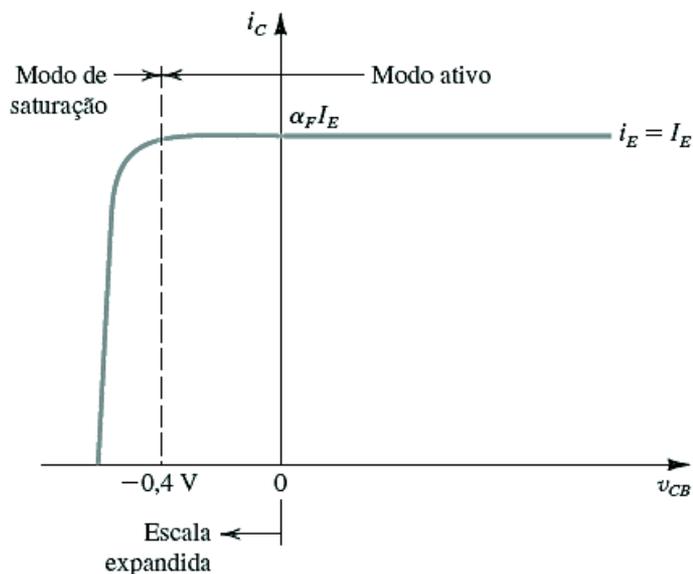


Figura 5.9 A característica $i_C - v_{CB}$ de um transistor npn alimentado com uma corrente de emissor constante I_E . O transistor entra no modo de operação de saturação para $v_{CB} < -0,4\text{ V}$. E a corrente de coletor diminui.

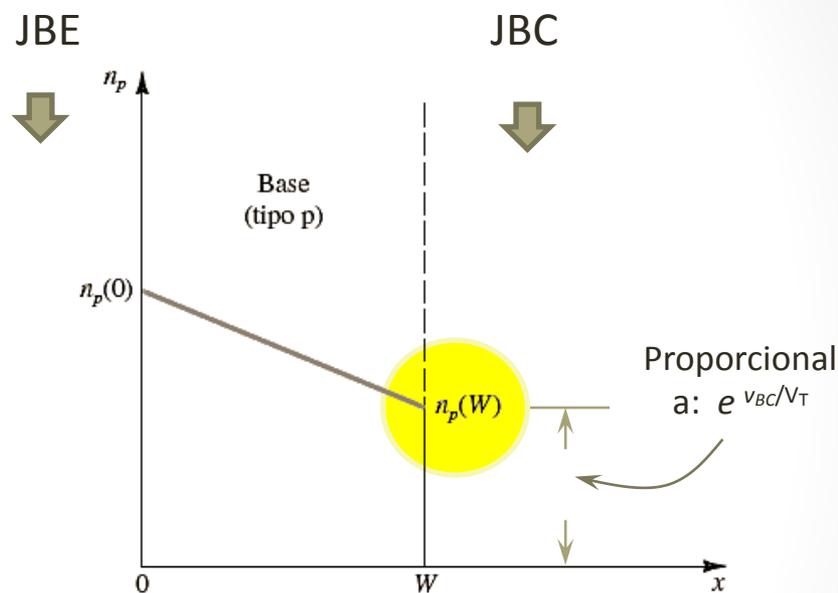
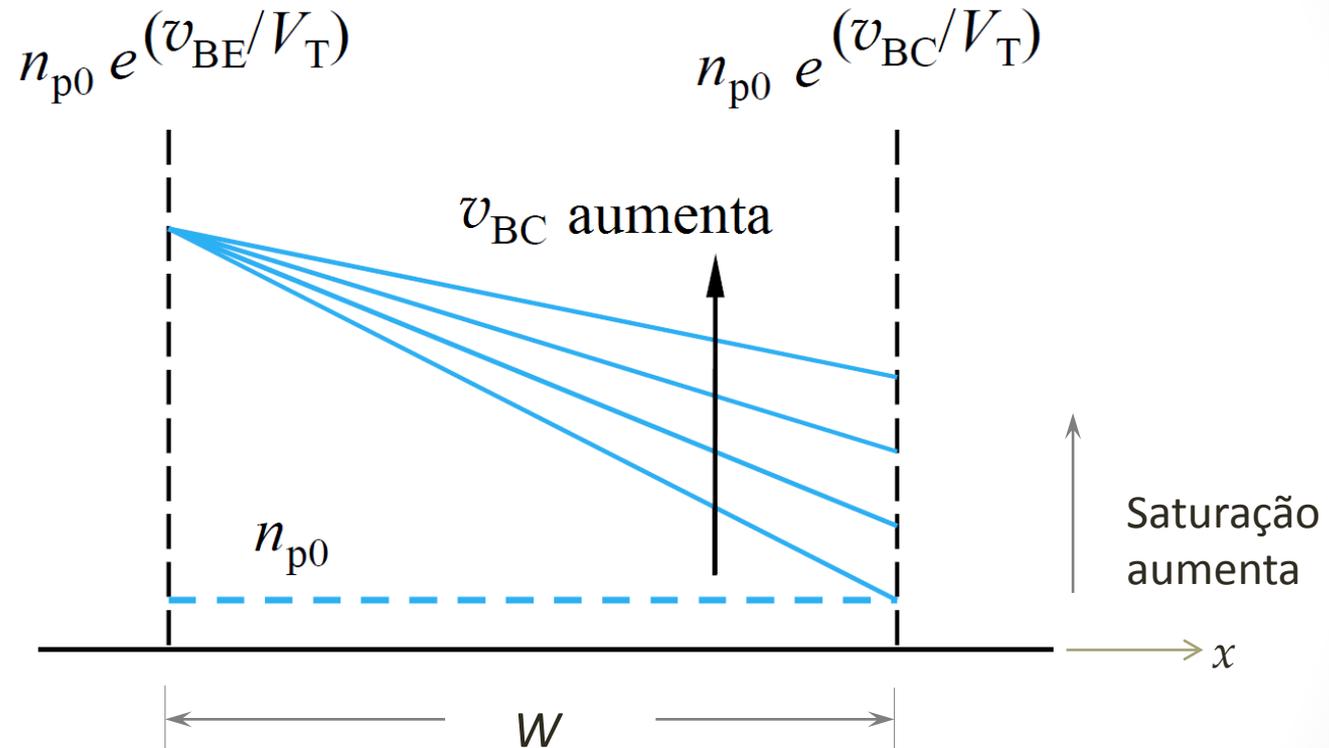


Figura 5.10 Perfil de concentração dos portadores minoritários (elétrons) na base de um transistor npn operando no modo saturação.

Obs.: Diferentemente do modo ativo, na saturação o perfil de concentração de portadores minoritários na base não chega a cair a zero nas proximidades de JBC.

Alterando v_{BC} na Saturação

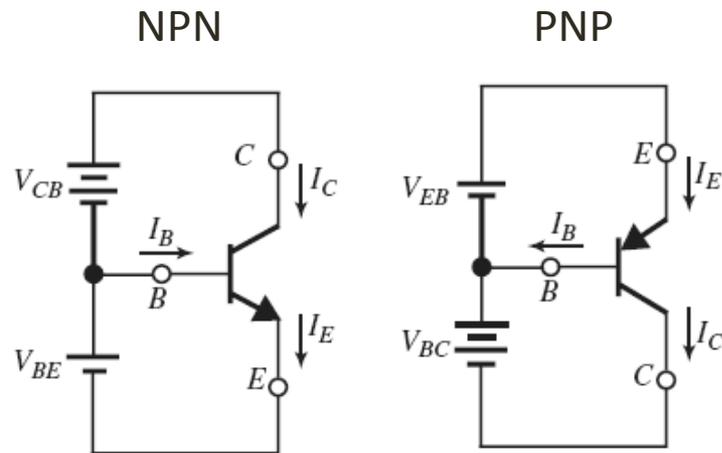


Conclusão: Na saturação, a derivada da concentração de portadores (minoritários em excesso) diminui, provocando a redução de i_C .

Não idealidades

- No estudo de diodos, sempre se empregou a constante n , que definia o tipo de componente (integrado ou discreto), normalmente adotada igual a 1 ou 2.
- Para transistores modernos n é próxima da unidade, com duas exceções típicas: 1) para transistores de potência, que operam correntes elevadas, tem-se n próximo de 2; 2) em baixas correntes, quando se tem n próxima da unidade. Neste curso se emprega $n=1$ invariavelmente, por simplicidade.
- Até aqui, desprezou-se a corrente reversa da junção coletor-base devida a portadores minoritários gerados termicamente, I_{CBO} . Em geral, esta corrente é mesmo muito pequena e pode ser desconsiderada. Contudo, esta corrente possui um componente térmico significativo, dobrando de valor a cada 10°C , o que pode implicar em alguma alteração nos valores ideais previstos para as correntes em um transistor real.

Garantindo o Modo Ativo Direto



Obs.: Polarizar com duas fontes cc não é uma forma usual, dado o exagero de recursos empregados. Outros circuitos possíveis serão apresentados neste capítulo.

Exemplo 5.1

EXEMPLO 5.1

O transistor no circuito da Figura 5.15(a) tem $\beta = 100$ e exibe um v_{BE} de 0,7 V quando $i_C = 1$ mA. Projete o circuito de modo que uma corrente de 2 mA circule pelo coletor e a tensão no coletor seja de +5 V.

Solução

Observe a Figura 5.15(b). Notamos desde o início que, como precisamos projetar para $V_C = +5$ V, a JCB estará polarizada reversamente e o TBJ operará no modo ativo.

Para obter um valor V_C de +5 V, a queda de tensão por R_C deve ser de $15 - 5 = 10$ V. Agora, como $I_C = 2$ mA, o valor de R_C deve ser escolhido tal que

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

Visto que $v_{BE} = 0,7$ V, quando $i_C = 1$ mA, o valor de v_{BE} quando $i_C = 2$ mA deve ser

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

Como a base está em 0 V, a tensão no emissor deve ser

$$V_E = -0,717 \text{ V}$$

Para $\beta = 100$, $\alpha = 100/101 = 0,99$. Logo, a corrente do emissor deve ser

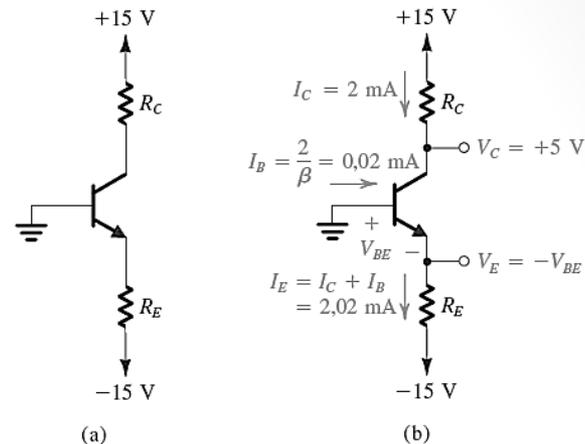


Figura 5.15 Circuito para o Exemplo 5.1.

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

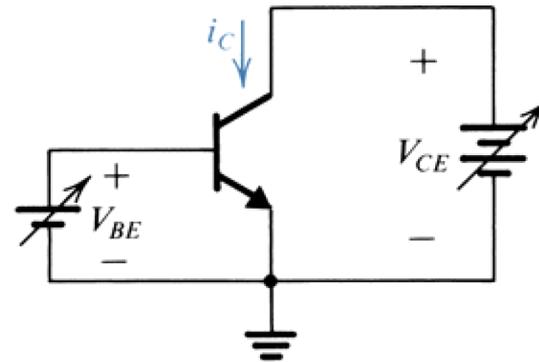
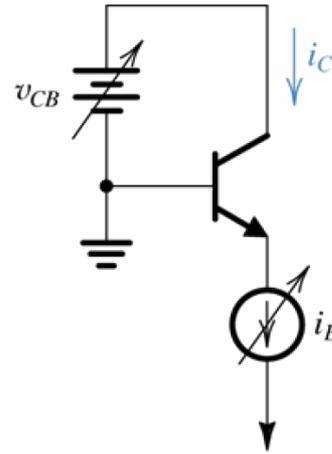
Assim, o valor necessário para R_E pode ser determinado por

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

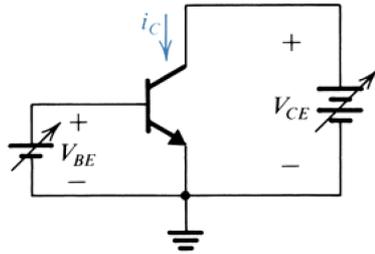
Isso completa o projeto. Contudo, deve ser observado que os cálculos anteriores foram feitos com um grau de precisão que normalmente não é nem necessário nem justificado na prática, tendo em vista, por exemplo, as tolerâncias esperadas nos valores dos componentes. Entretanto, resolvemos fazer o projeto com precisão a fim de ilustrar os passos envolvidos.

Características $v - i$

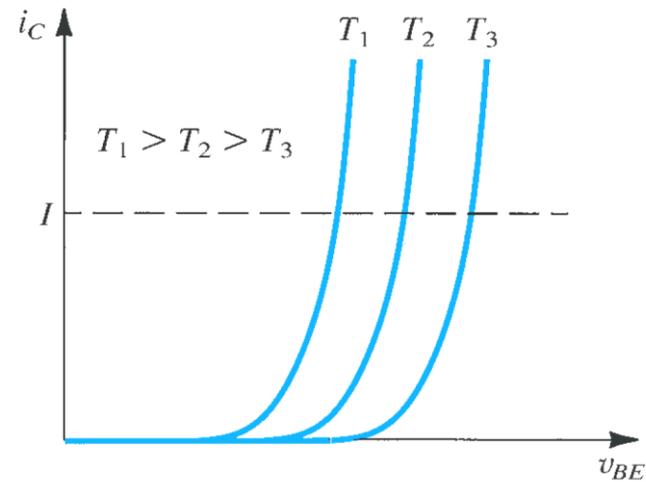
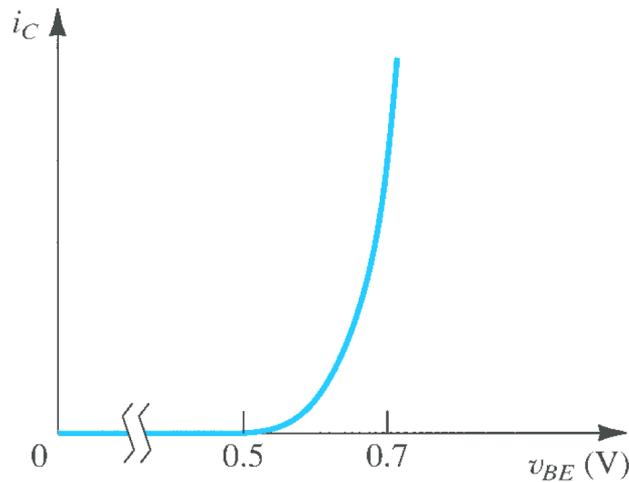
- São obtidas por meio de experimentos em laboratório, empregando os diferentes modos de polarização, circuitos típicos e medições dos parâmetros físicos e variáveis elétricas de interesse.
- Eventualmente se pode fixar alguma (s) das grandezas, que neste caso é tomada “como parâmetro”, enquanto se observam (e se registram) as demais variáveis.



A Característica $i_C - v_{BE}$

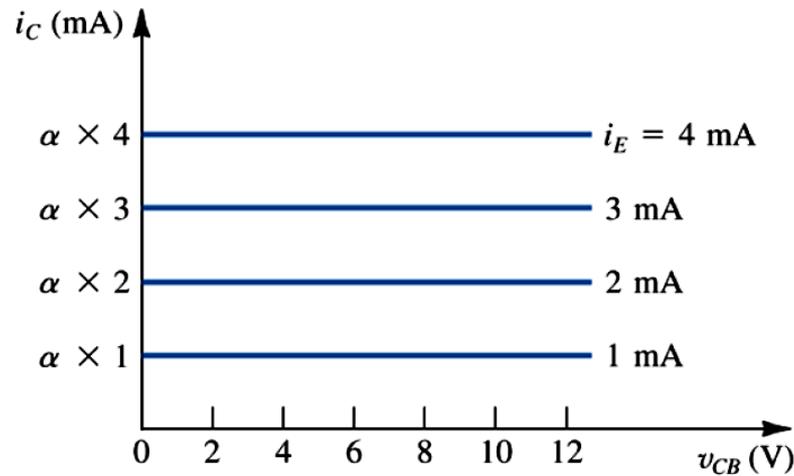
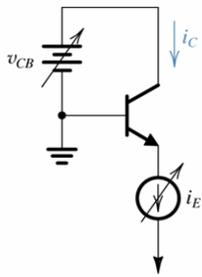


$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

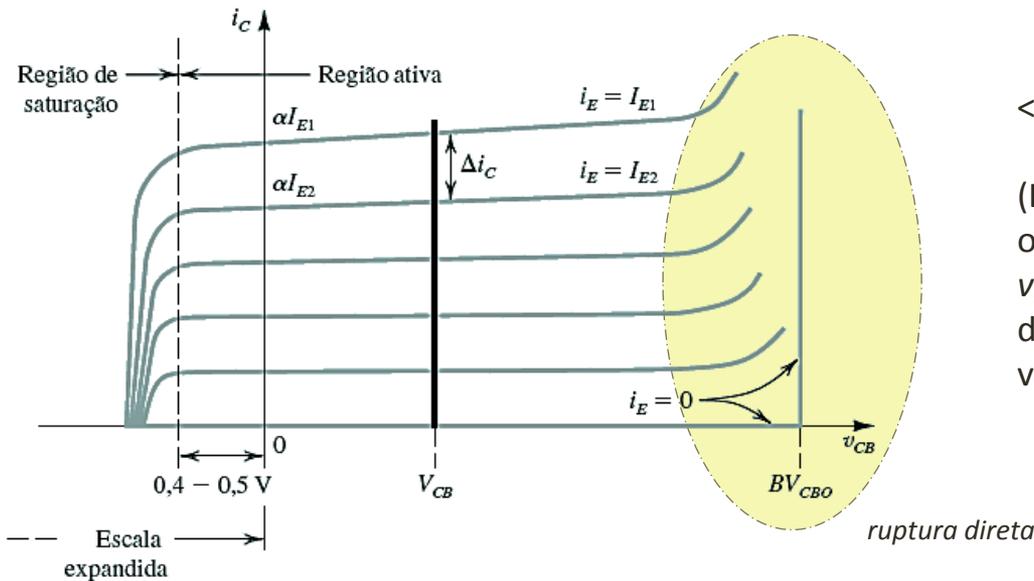


Efeito da Temperatura

Características Base Comum



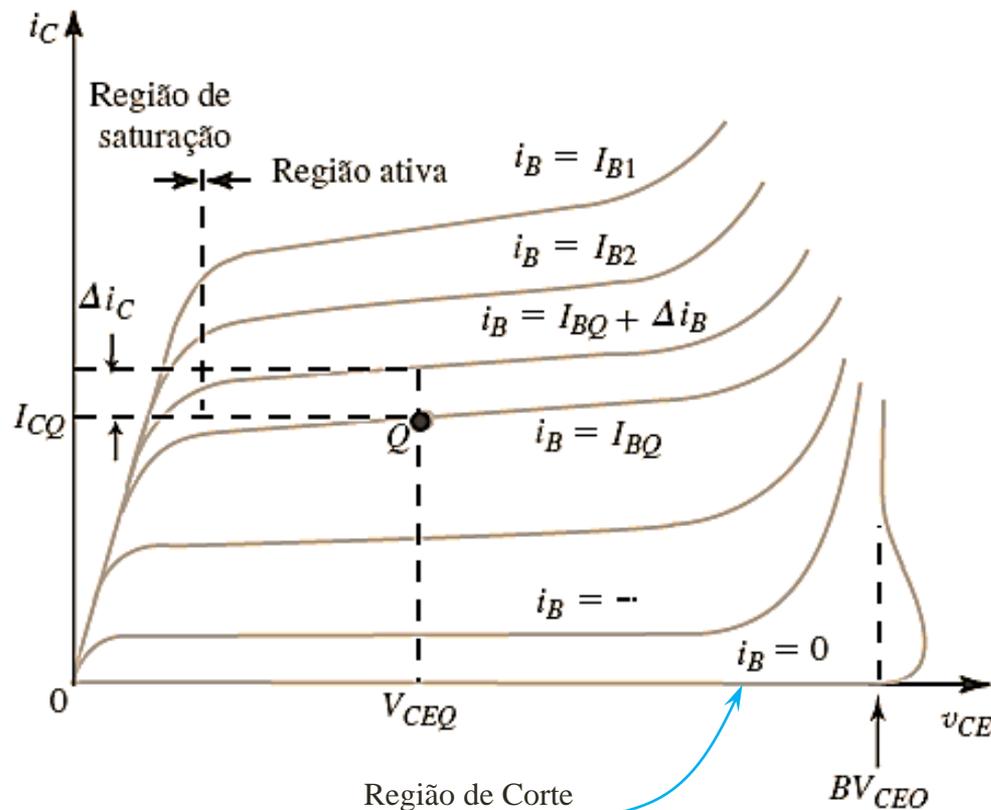
<= Ideal



<= Real

(Leva em conta operação com $v_{CB} < 0$, ruptura direta e efeito *Early* – ver slide 34)

Característica Emissor Comum



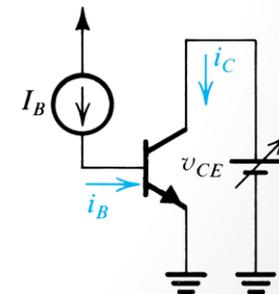
Definem-se:

$$\beta_{cc} \equiv i_C / i_B$$

$$\beta_{ca} \equiv \Delta i_C / \Delta i_B$$

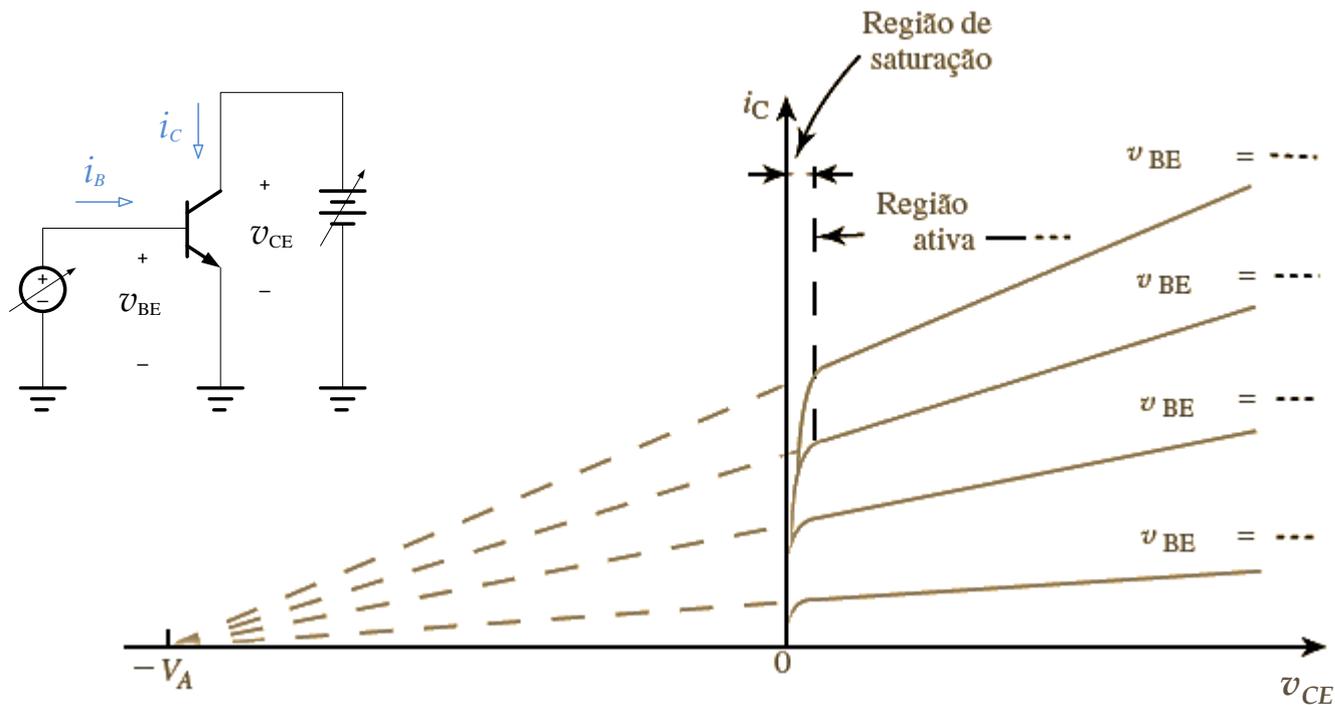
Obs.: Em geral,

$$\beta_{cc} \approx \beta_{ca}.$$



Obs.: As curvas incluem o fenômeno da ruptura direta, fenômeno mais bem detalhado no slide seguinte.

Característica Emissor Comum e Efeito Early



Incorporando o Efeito Early nos Modelos

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \quad (5.36)$$

$$r_o \equiv \left[\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \Big|_{v_{BE}=\text{constante}} \right]^{-1} \quad (5.37)$$

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \quad (5.38)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I'_C} \quad (5.38a)$$

$$I'_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (5.38b)$$

Obs.: O efeito Early representa a modulação (variação) da largura da base, W .

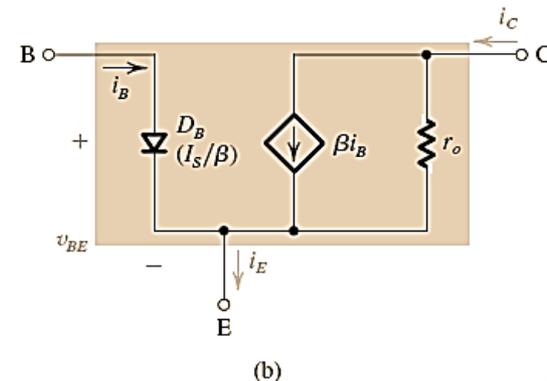
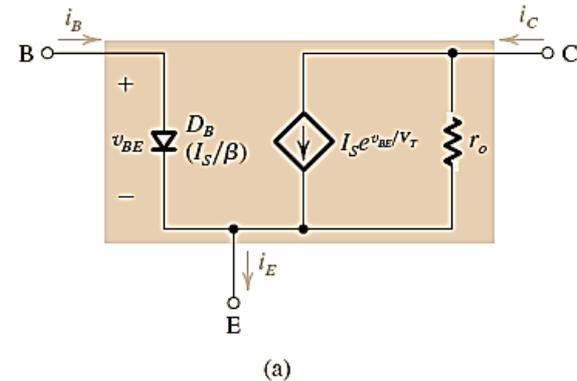
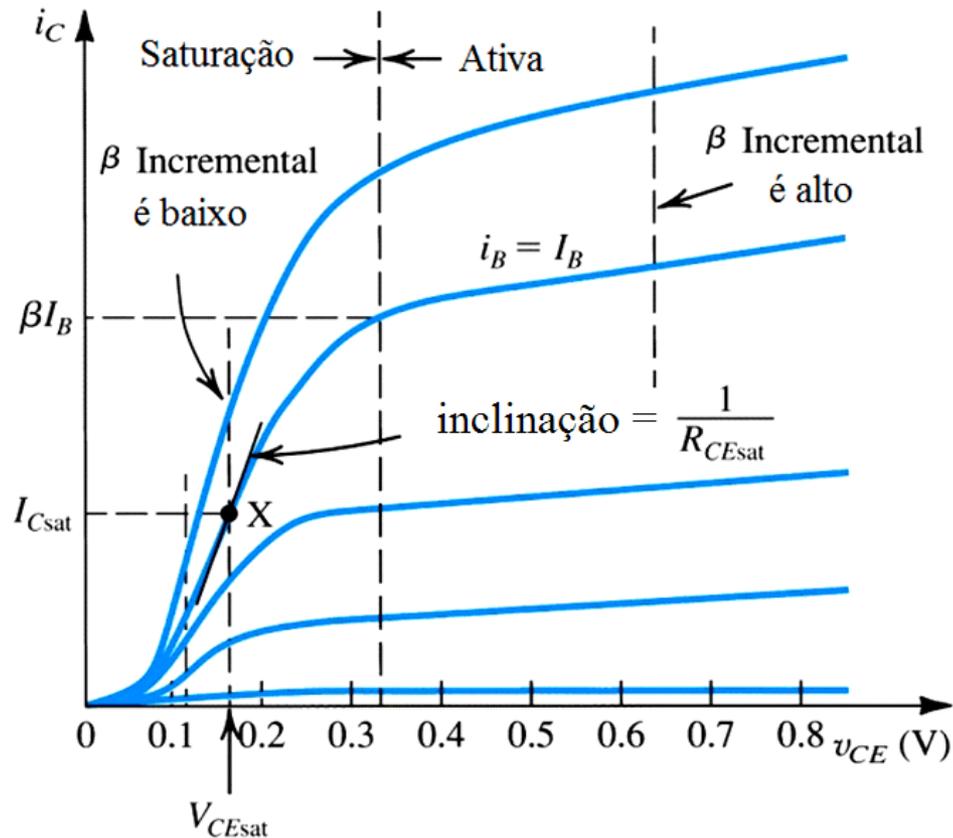


Figura 5.20 Modelos equivalentes de circuito para grandes sinais de um TBJ *npn* operando no modo ativo na configuração emissor comum.

Ruptura no Transistor

- Fenômeno similar ao de avalanche observado em junções $p-n$.
- Na configuração base-comum (característica $i_C - v_{CB}$), com $i_E = 0$ a ruptura ocorre com $v_{CB} = BV_{CB0}$. Para $i_E > 0$ a ruptura ocorre com valores menores que BV_{CB0} .
- BV_{CB0} é tipicamente da ordem de 50 V.
- Na configuração emissor-comum com $i_E = 0$ a ruptura ocorre com $v_{CE} = BV_{CE0}$. Para $i_E > 0$ a ruptura ocorre com valores menores que BV_{CB0} .
- Neste caso (emissor-comum), o fenômeno é um pouco mais complexo que o de avalanche, ainda que continue sendo muito similar.
- A ruptura (base-comum ou emissor-comum) não é destrutiva, desde que sejam respeitados os limites de dissipação de potência do componente.
- A ruptura da junção base-emissor, que também pode ocorrer por avalanche pode, por outro lado, ser destrutiva para o TBJ. A faixa típica de BV_{EB0} é de 6 a 8 V.

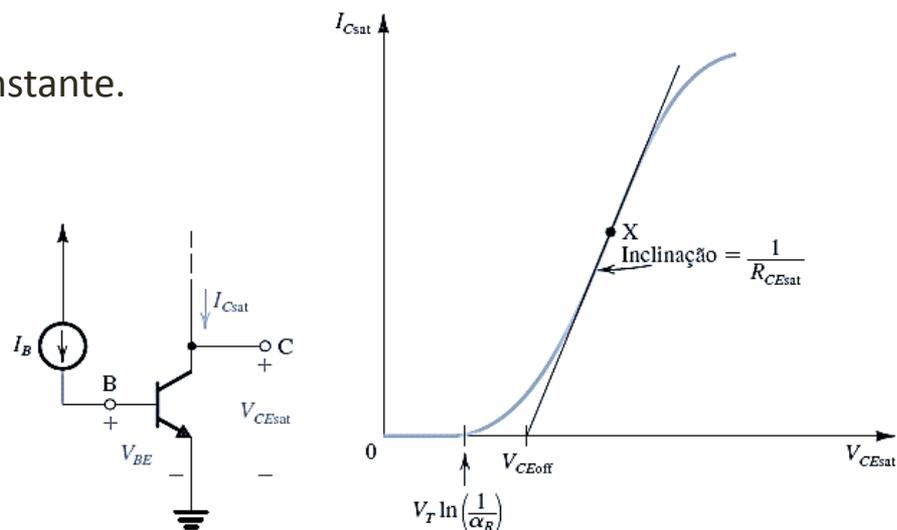
Operação na Saturação



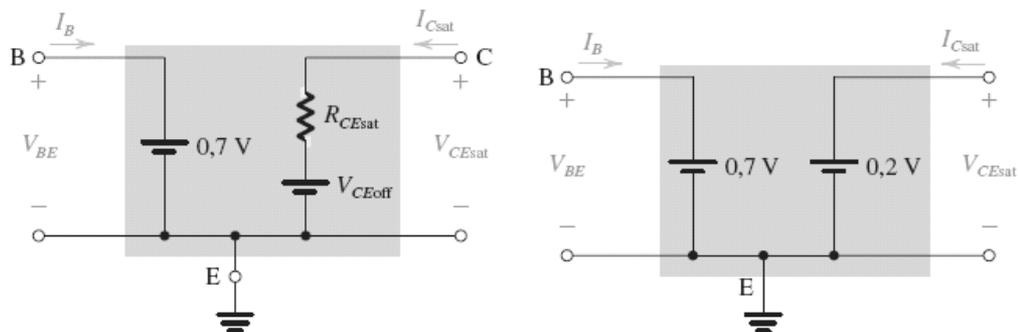
Obs.: A escala horizontal foi expandida em torno da origem para destacar a região de saturação.

Operação na Saturação (cont.)

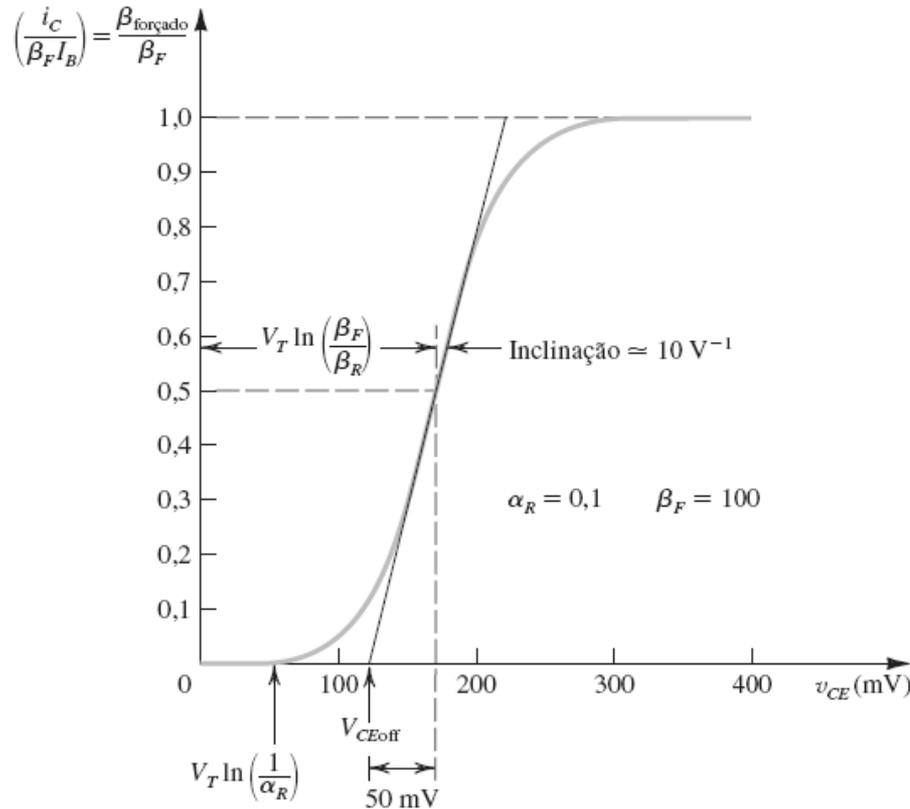
Obs.: Com $i_B = I_B$ constante.



Modelos:



O β Forçado (β de Saturação)



Considerando:

$$i_C = (\beta_F I_B) \left(\frac{e^{v_{CE}/V_T} - \frac{1}{\alpha_R}}{e^{v_{CE}/V_T} + \frac{\beta_F}{\beta_R}} \right) \quad (5.47)$$

$$V_{CE\text{sat}} = V_T \ln \frac{1 + (\beta_{\text{forçado}} + 1)/\beta_R}{1 - (\beta_{\text{forçado}}/\beta_F)} \quad (5.49)$$

Obtidas do modelo de Ebers-Moll.

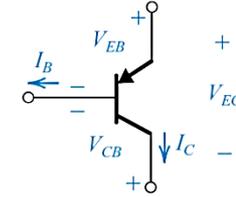
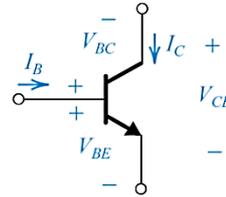
Obs.: Neste caso, $\beta_F = 100$ e $\alpha_R = 0,1$.

O $\beta_{\text{forçado}}$ é, geralmente muito inferior ao β na ativa (β_F).

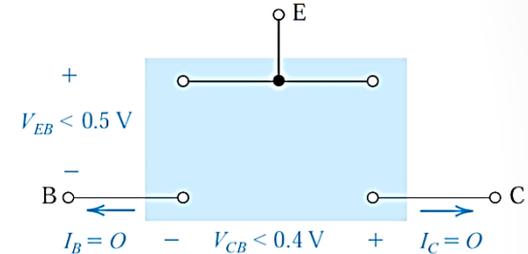
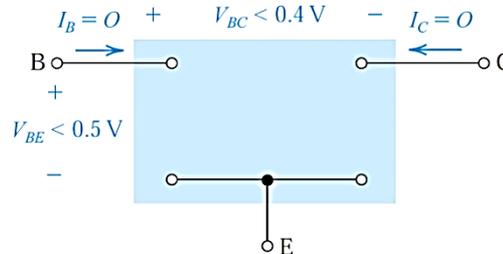
Modelos Grandes Sinais Simplificados

nnp

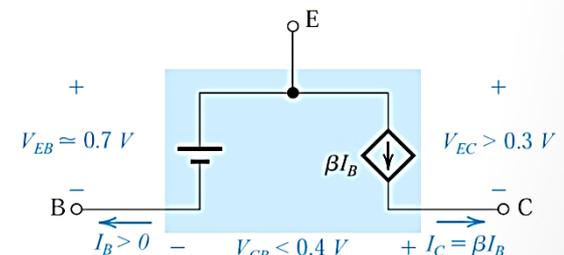
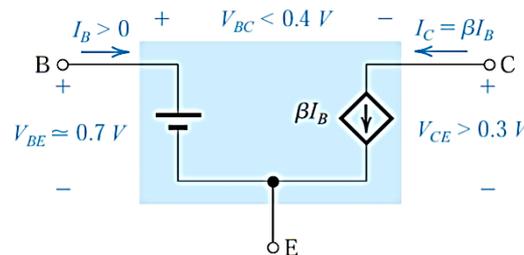
ppp



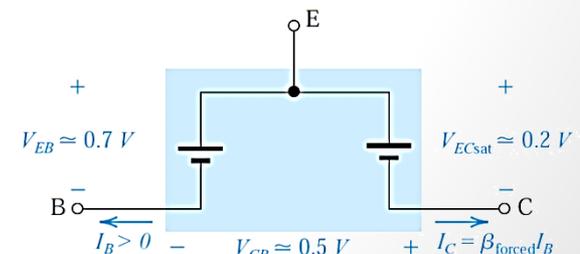
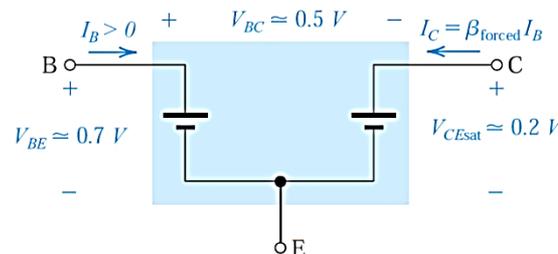
Corte:
(JBE e JBC reversas)



Ativa Direta:
(JBE direta e JBC reversa)

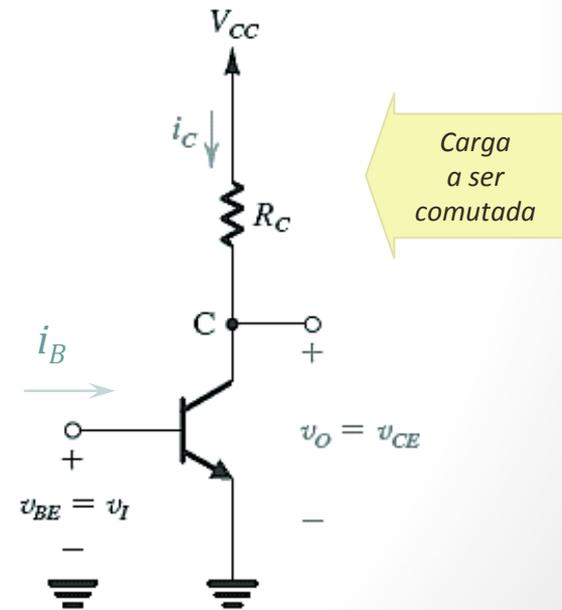


Saturação:
(JBE e JBC diretas)



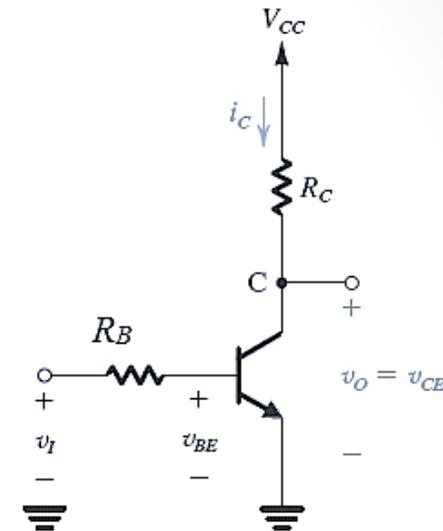
Operação como Interruptor Estático

- O TBJ também pode ser empregado como interruptor estático (chave).
- Neste caso, evita-se a região ativa e alterna-se entre o modo de saturação (v_{CE} pequeno) e corte (i_C praticamente nula).
- O circuito usado emprega tipicamente a topologia emissor-comum.
- Operar o TBJ como interruptor resulta em perdas (em W) muito baixas, o que é uma vantagem desta aplicação.
- Caso a comutação entre os modos de corte e saturação ocorra a uma frequência mais elevada (> algumas dezenas de kHz) poderá haver perda no processo, devido à dificuldade de se excursionar rapidamente entre as regiões extremas (corte e saturação).
- A corrente de base, i_B , e a tensão de base, v_{BE} , são usadas como variáveis de controle neste caso.



Exemplo h.6.2

- Pretende-se empregar o circuito emissor-comum para acionar uma carga que se comporta com uma resistência de $150\ \Omega$ quando conectada a uma tensão de $15\ \text{V}$. Sabe-se que o comando para se levar o transistor à saturação será dado por um circuito lógico TTL ($V_{\text{OH}} = 5\ \text{V}$) cuja máxima corrente de saída é de $10\ \text{mA}$. Projete a resistência de base e encontre o valor mínimo de β para garantir operação na saturação.
- Solução: Neste caso, $v_I = 5\ \text{V}$. Considerando $v_{\text{BE}} = 0,7\ \text{V}$, pode-se encontrar R_B por:
$$R_B = (5\ \text{V} - 0,7\ \text{V}) / 10\ \text{mA} = 430\ \Omega.$$
Pode-se usar um valor comercial igual a $470\ \Omega$, que resultará numa corrente de base um pouco menor ($9,15\ \text{mA}$).
Pelo enunciado, $V_{\text{CC}} = 15\ \text{V}$. Considerando v_{CE} na saturação igual a $0,2\ \text{V}$, pode-se usar a LKT no circuito de saída:



- $i_C = (15 - 0,2) / 150 = 98,7\ \text{mA}$. Com este valor de corrente é possível encontrar o ganho de corrente teórico como sendo $98,7\ \text{mA} / 9,15\ \text{mA} = 10,7\ \text{A/A}$. Desta forma, se um transistor com $\beta > 10,7$ for empregado, tem-se a saturação garantida.

Exemplo 5.3 (Sedra)

EXEMPLO 5.3

O transistor na Figura 5.33 foi especificado para ter β na faixa de 50 a 150. Encontre o valor de R_B que resulta na saturação com um fator forçado de pelo menos 10.

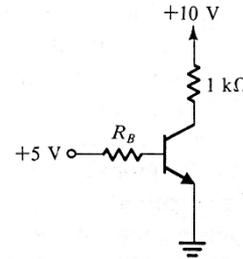


Figura 5.33 Circuito para o Exemplo 5.3.

Solução

Quando o transistor está saturado, a tensão de coletor é

$$V_C = V_{CEsat} \approx 0,2 \text{ V}$$

Portanto, a corrente de coletor é dada por

$$I_{Csat} = \frac{+10 - 0,2}{1} = 9,8 \text{ mA}$$

Para que o transistor sature com o menor valor de β , precisamos fornecer uma corrente de base de pelo menos

$$I_{B(LPS)} = \frac{I_{Csat}}{\beta_{min}} = \frac{9,8}{50} = 0,196 \text{ mA}$$

Para um fator forçado de 10, a corrente de base deve ser

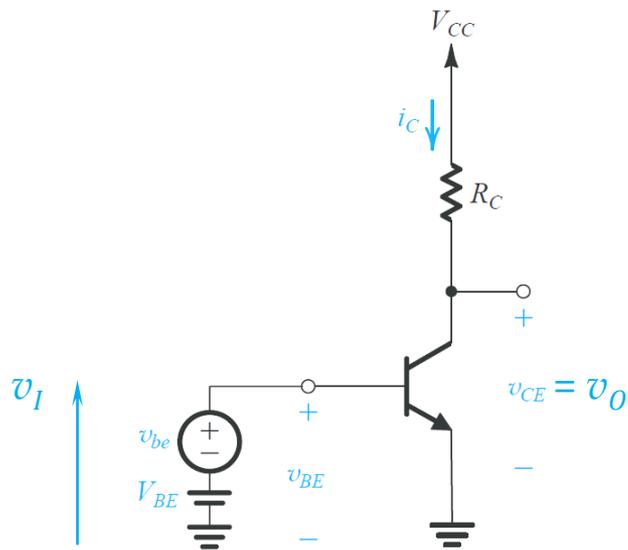
$$I_B = 10 \times 0,196 = 1,96 \text{ mA}$$

Portanto, precisamos de um valor de R_B tal que

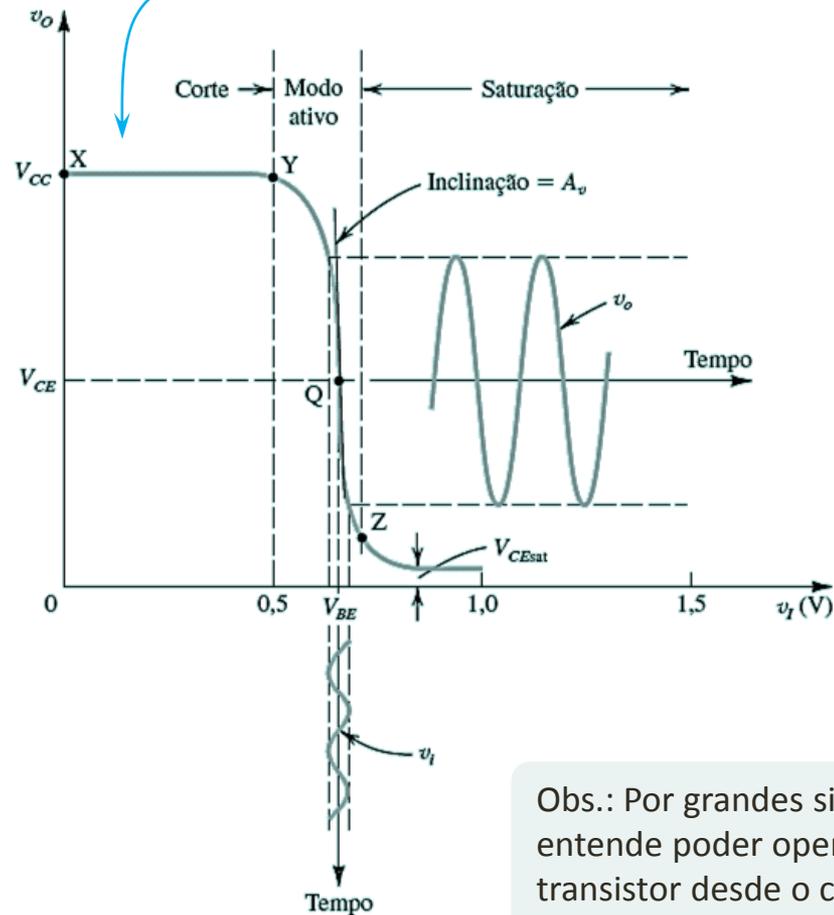
$$\frac{+5 - 0,7}{R_B} = 1,96$$

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

TBJ como Amplificador em Grandes Sinais



Característica de Transferência



Obs.: Por grandes sinais, se entende poder operar o transistor desde o corte (ponto Y) até a saturação (ponto Z).

O Ganho do Amplificador, A_v

- À semelhança com o MOSFET, o ganho pode ser calculado a partir da expressão da corrente de coletor: $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$.

- Aplicando a LKT no circuito do slide anterior obtém-se:

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

- Assim, o ganho pode ser calculado por:

$$A_v = (dv_O/dv_{BE})|_{v_{BE}=v_i} = -(1/V_T) I_S e^{v_i/V_T} R_C.$$

- Ou seja, o ganho pode ser escrito como:

$$A_v = -I_C R_C / V_T.$$

- Por exemplo, com $I_C = 1\text{mA}$, $R_C = 0,1\text{k}\Omega$ e $V_T = 25\text{mV}$, o ganho de tensão será de $|A_v| = 40\text{ V/V}$. Caso haja uma carga diferente, conectada entre o coletor e o terra, o ganho poderá se alterar.

Análise Gráfica

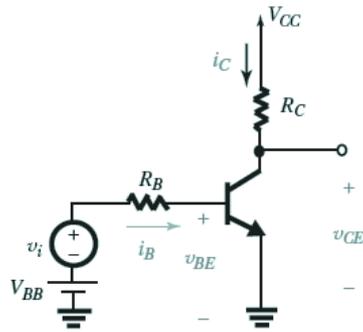


Figura 5.27 Circuito empregado na análise gráfica.

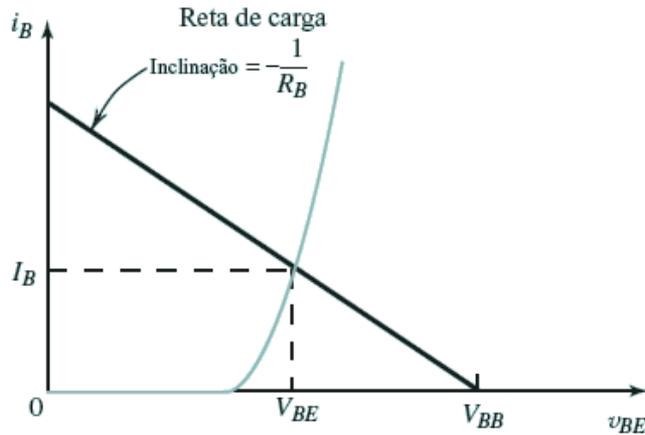


Figura 5.28 Construção gráfica para a obtenção da corrente cc de base no circuito da Figura 5.27.

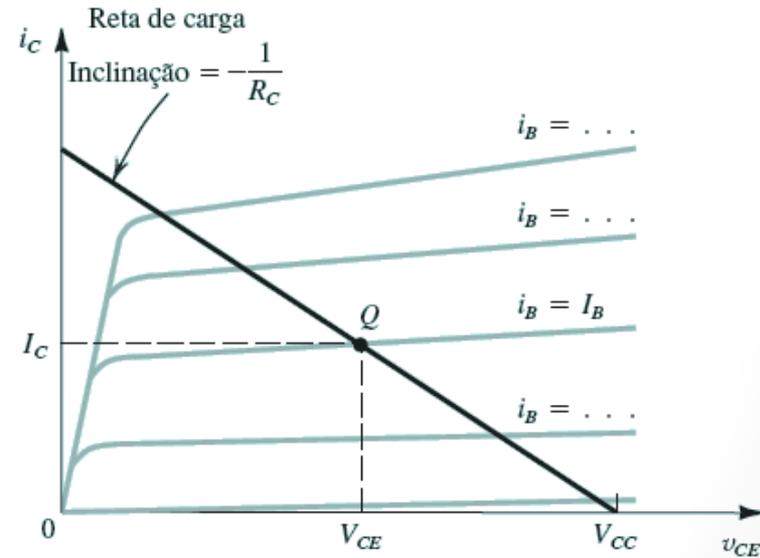


Figura 5.29 Construção gráfica para a obtenção da corrente cc de coletor I_C e da tensão coletor-emissor V_{CE} no circuito da Figura 5.27.

Análise Gráfica (cont.)

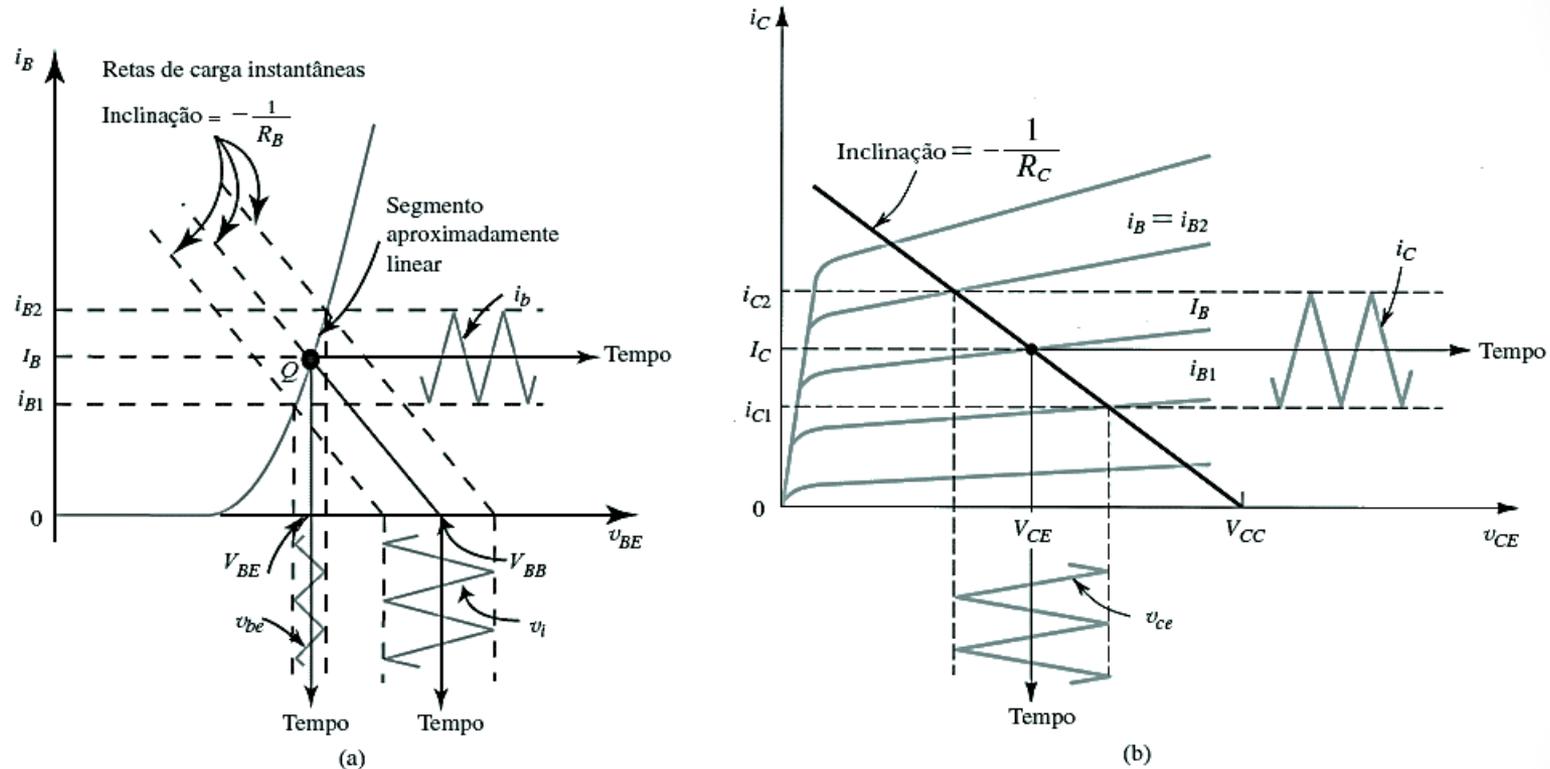


Figura 5.30 Determinação gráfica dos componentes de sinal v_{be} , i_b , i_c e v_{ce} quando um componente de sinal v_i está superposto à tensão cc V_{BB} (veja a Figura 5.27).

Máxima Excursão e Ponto Q

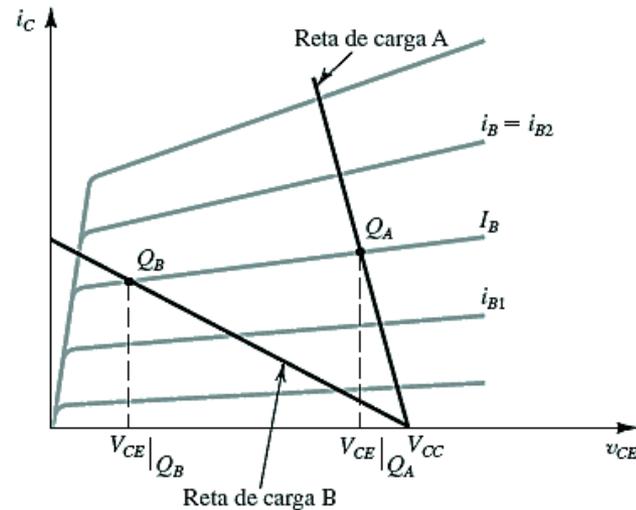


Figura 5.31 Efeito da posição do ponto de polarização na excursão de sinal admissível: a reta de carga A resulta em um ponto de polarização Q_A com um V_{CE} correspondente que está próximo demais de V_{CC} e, portanto, limita a excursão positiva de v_{CE} . No outro extremo, a reta de carga B resulta em um ponto de operação próximo demais da região de saturação, nesse caso limitando a excursão negativa de v_{CE} .

Obs.: Uma aplicação dessa análise gráfica será acrescentada à solução do Exemplo 5.4, nos próximos slides.

Análises de Circuitos CC

EXEMPLO 5.4

Considere o circuito mostrado na Figura 5.34(a), o qual está redesenhado na Figura 5.34(b), para lembrar ao leitor a convenção empregada no decorrer deste livro e indicar as conexões das fontes cc. Desejamos analisar esse circuito para determinar todas as tensões nodais e correntes dos ramos. Vamos supor que β seja especificado com um valor de 100.

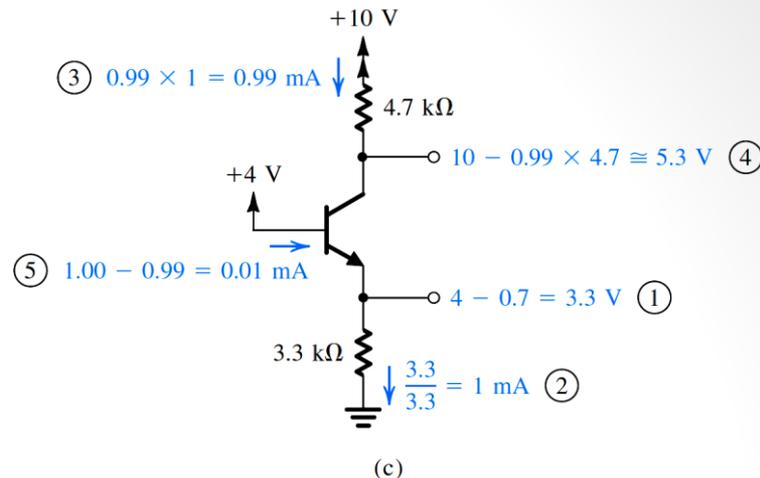
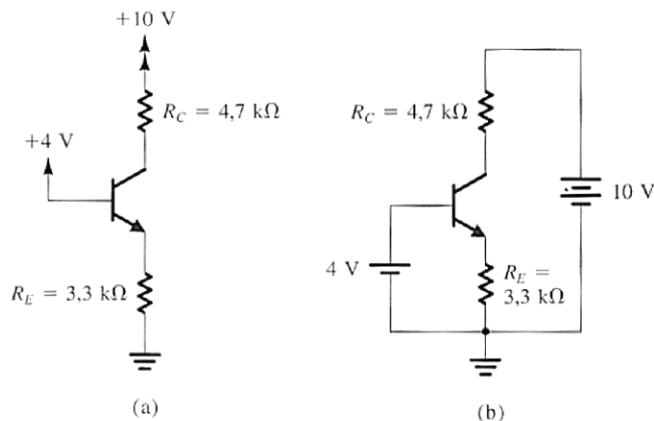


Figura 5.34 Análise do circuito para o Exemplo 5.4: (a) circuito; (b) circuito redesenhado para lembrar ao leitor a convenção usada neste livro e indicar as conexões das fontes de alimentação; (c) análise com os passos numerados.

Solução

Olhando para o circuito da Figura 5.34(a), observamos que a base está conectada ao ponto +4 V e o emissor está ligado ao terra por meio da resistência R_E . Isso, portanto, permite-nos concluir com segurança que a junção emissor-base estará diretamente polarizada. Supondo que seja esse o caso e que V_{BE} seja aproximadamente 0,7 V, concluímos que a tensão no emissor será

$$V_E = 4 - V_{BE} \approx 4 - 0,7 = 3,3$$

Estamos agora em uma posição favorável; conhecemos as tensões nos dois terminais de R_E e, portanto, podemos determinar a corrente I_E por meio de

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

Exemplo 5.4 (cont.)

Como o coletor está conectado por R_C à fonte de alimentação de +10 V, parece possível que a tensão no coletor seja maior que a tensão na base, o que é essencial para a operação no modo ativo. Supondo que seja esse o caso, podemos obter a corrente no coletor de

$$I_C = \alpha I_E$$

O valor de α é obtido de

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

Portanto, I_C será dada por

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

Desta vez, estamos em posição de usar a lei de Ohm para determinar a tensão no coletor V_C ,

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

Como a base está em +4 V, a junção coletor-base está reversamente polarizada por 1,3 V e o transistor está realmente no modo ativo, como havíamos suposto.

Resta apenas determinar a corrente de base I_B , como segue:

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

Antes de encerrar este exemplo, desejamos enfatizar novamente a importância de realizar a análise diretamente sobre o diagrama do circuito. Apenas desse modo seremos capazes de analisar circuitos complexos em um intervalo de tempo razoável. A Figura 5.34(c) ilustra a análise anterior no diagrama do circuito com a seqüência dos passos da análise indicados pelos números nos círculos.

Complemento: Represente a característica $i_C - v_{CE}$, a reta de carga e posicione o ponto Q (I_{CQ} , V_{CEQ}) graficamente.

Análise Gráfica para o Exemplo 5.4

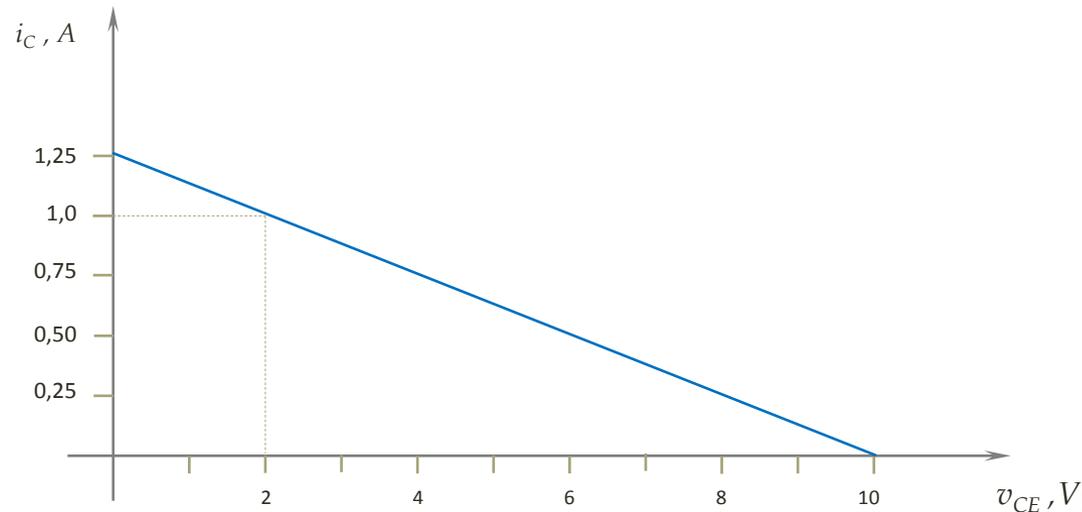
- Equação da reta de carga CC no circuito Emissor-Coletor:

$$v_{CE} = V_{CC} - R_C i_C - R_E i_E = V_{CC} - (R_C + \alpha R_E) i_C$$

- Que pode ser aproximada (para $\beta \gg 1$) para:

$$v_{CE} \approx V_{CC} - (R_C + R_E) i_C$$

- Cuja representação no plano cartesiano $i_C - v_{CE}$ é:



Exemplo 5.5

EXEMPLO 5.5

Desejamos analisar o circuito da Figura 5.35(a) para determinar todas as tensões nodais e todas as correntes nos ramos. Observe que esse circuito é idêntico ao da Figura 5.34, exceto que a tensão na base agora é de +6 V. Suponha que o β do transistor seja especificado como *pelo menos* 50.

Solução

Supondo a operação no modo ativo, temos

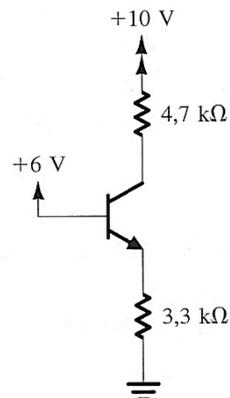
$$V_E = +6 - V_{BE} \approx 6 - 0,7 = 5,3 \text{ V}$$

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

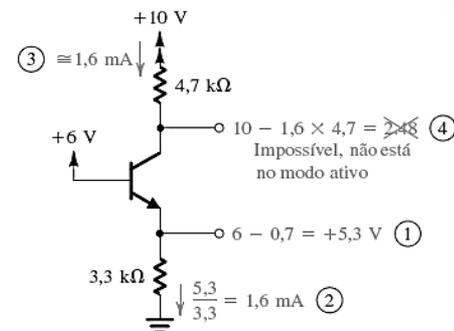
$$V_C = +10 - 4,7 \times I_C \approx 10 - 7,52 = 2,48 \text{ V}$$

Os detalhes da análise feita anteriormente estão ilustrados na Figura 5.35(b).

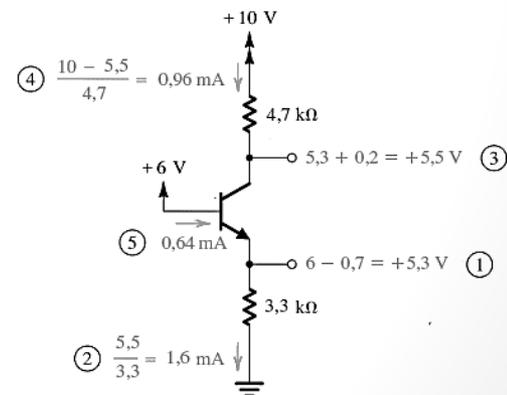
Uma vez que a tensão de coletor calculada parece ser menor que a tensão de base por 3,52 V, concluímos que a suposição original da operação no modo ativo está incorreta. Na realidade, o transistor deve estar no modo de *saturação*. Supondo ser esse o caso, temos



(a)



(b)



(c)

Figura 5.35 Análise do circuito para o Exemplo 5.5. Observe que os números dentro dos círculos indicam a ordem dos passos da análise.

Exemplo 5.5 (cont.)

$$V_E = +6 - 0,7 = +5,3 \text{ V}$$

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

$$V_C = V_E + V_{CEsat} \approx +5,3 + 0,2 = +5,5 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{+10 - 5,5}{4,7} = 0,96 \text{ mA}$$

$$I_B = I_E - I_C = 1,6 - 0,96 = 0,64 \text{ mA}$$

Portanto, o transistor está operando com um β forçado de

$$\beta_{\text{forçado}} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0,96}{0,64} = 1,5$$

Visto que $\beta_{\text{forçado}}$ é menor que o mínimo valor especificado de β , o transistor está de fato saturado. Devemos mais uma vez enfatizar aqui que, no teste da saturação, o valor mínimo de β deve ser utilizado. Por esse mesmo indício, se estivermos projetando um circuito em que o transistor tenha de ficar saturado, o projeto deve ser baseado no β mínimo especificado. Obviamente, se o transistor com esse β mínimo estiver saturado, então transistores com valores de β mais elevados também estarão saturados. Os detalhes da análise são mostrados na Figura 5.35(c), em que a seqüência dos passos empregados está indicada pelos números nos círculos.

Operação em Pequenos Sinais

Neste caso, supõe-se operação restrita à região ativa, com a amplitude do sinal v_{be} muito inferior à amplitude da polarização, V_{BE} (por simplicidade feita igual a V_{BE}), como ilustra a Fig. 5.48.

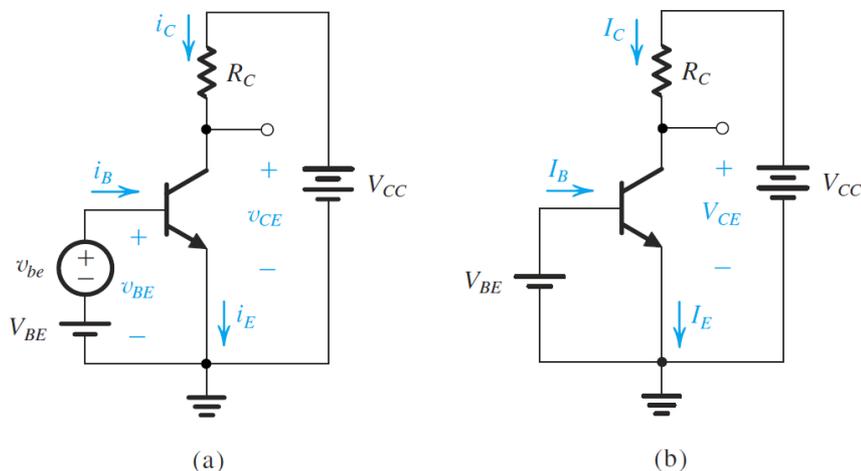


Fig. 5.48 (a) Circuito amplificador básico.
(b) Circuito para análise cc (sinal em repouso).

Considere inicialmente a análise CC, do circuito equivalente da Fig. 5.48 (b). Neste caso, é possível escrever:

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

$$I_E = I_C / \alpha$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Admitindo, agora, a presença do pequeno sinal, conforme ilustra a Fig. 5.48 (b), tem-se:

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

que resulta em:

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

A Transcondutância do TBJ

Indicando a parcela cc da corrente de coletor tem-se:

$$i_C = I_C e^{v_{be}/V_T} .$$

Que pode ser aproximada pela Série de Taylor-Maclaurin truncada:

$$i_C \simeq I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right) .$$

Esta é uma expressão válida apenas se a amplitude de v_{be} for muito inferior a nV_T . Para $V_T = 25$ mV e $n = 1$, pode-se considerar a condição de $|v_{be}| < 5$ mV, que é denominada **condição de pequenos sinais** (ver Cap. 3, Diodos). A equação anterior pode ser reescrita como:

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} .$$

E separando apenas a parcela ca, pequenos sinais, da corrente de coletor vem:

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} .$$

Que pode ser reescrita como:

$$i_c = g_m v_{be} .$$

Levando à definição da transcondutância do TBJ:

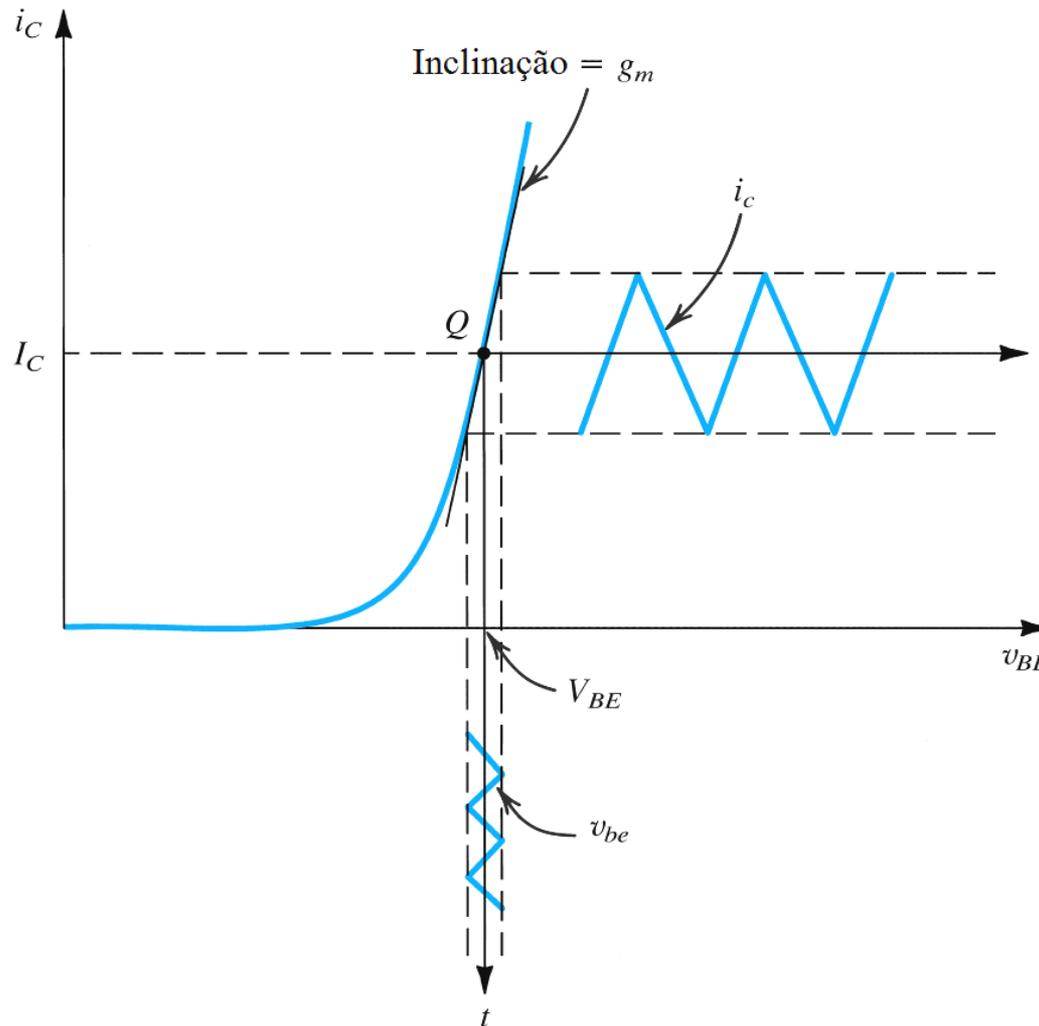
$$g_m = \frac{I_C}{V_T} .$$

Note que a transcondutância é diretamente proporcional ao valor de I_C obtida da análise cc. Desta forma, para garantir um valor previsível e “estável” para g_m , é importante garantir um valor o mais constante possível para g_m , independente de diversas variações e incertezas que possam ocorrer (e. g., temperatura). A transcondutância g_m também pode ser definida como:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C=I_C} ,$$

que leva à interpretação gráfica do próximo slide.

Interpretação Gráfica de g_m



A Corrente de Base e a Resistência de Entrada da Base

Empregando equações e parâmetros anteriormente definidos, e seguindo um procedimento similar ao usado na análise de corrente de coletor, é possível escrever:

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

Associando as parcelas cc e ca (pequenos sinais):

$$i_B = I_B + i_b .$$

Separando a parcela ca:

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} .$$

Assim, é possível representar a corrente de base em pequenos sinais como:

$$i_b = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

Que propicia definir a resistência vista da base:

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b} ,$$

cuja expressão é dada por:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} .$$

Alternativamente, é possível escrever r_π em função da corrente cc na base, I_B :

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B}$$

A Corrente de Emissor e a Resistência de Entrada do Emissor

Seguindo procedimentos similares é possível escrever:

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

Associando as parcelas cc e ca:

$$i_E = I_E + i_e .$$

Separando a parcela ca (pequenos sinais):

$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be} .$$

Assim, considerando a resistência equivalente do diodo base emissor, do ponto de vista da corrente de emissor, é possível definir:

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} .$$

E expressando em função da corrente cc no emissor, vem:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} .$$

Empregando expressões e parâmetros anteriormente definidos, é possível expressar r_e em função de α e g_m :

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} .$$

É possível relacionar os dois parâmetros anteriores (resistências da base e do emissor) por:

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

Que leva a:

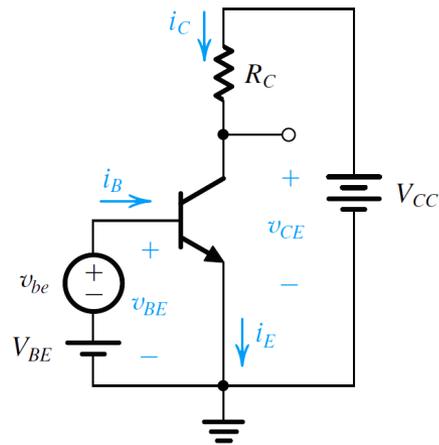
$$r_\pi = (i_e / i_b) r_e .$$

E, finalmente:

$$r_\pi = (\beta + 1) r_e .$$

O Ganho de Tensão de Pequenos Sinais

Para o circuito do amplificador básico:



é possível aplicar a LKT na saída:

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

Considerando apenas a parcela ca:

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

E definindo o ganho ca:

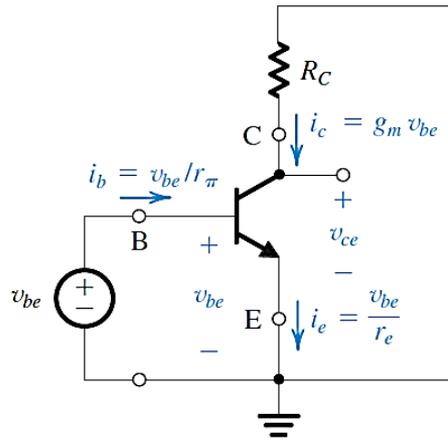
$$A_v \equiv \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C$$

Lembrando que g_m é diretamente proporcional à corrente de coletor, o ganho será tão estável quanto seja I_C . Expressando o ganho por essa corrente vem:

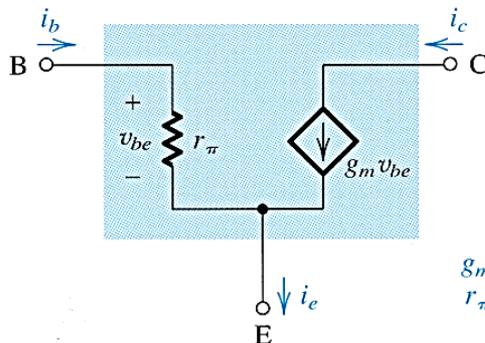
$$A_v = -\frac{I_C R_C}{V_T} ,$$

que é uma expressão idêntica ao que já foi deduzido anteriormente (slide 45).

Modelo π -Híbrido de Pequenos Sinais



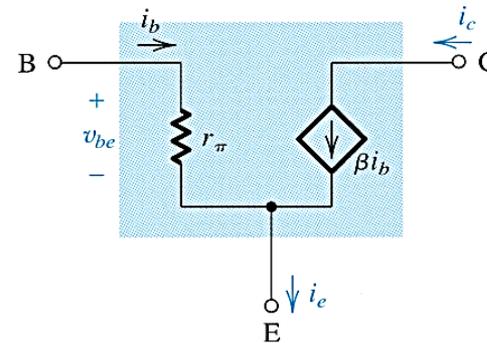
: Circuito Equivalente de Pequenos Sinais
(fonte cc de polarização em repouso)



$$g_m = I_C / V_T$$

$$r_\pi = \beta / g_m$$

(a)

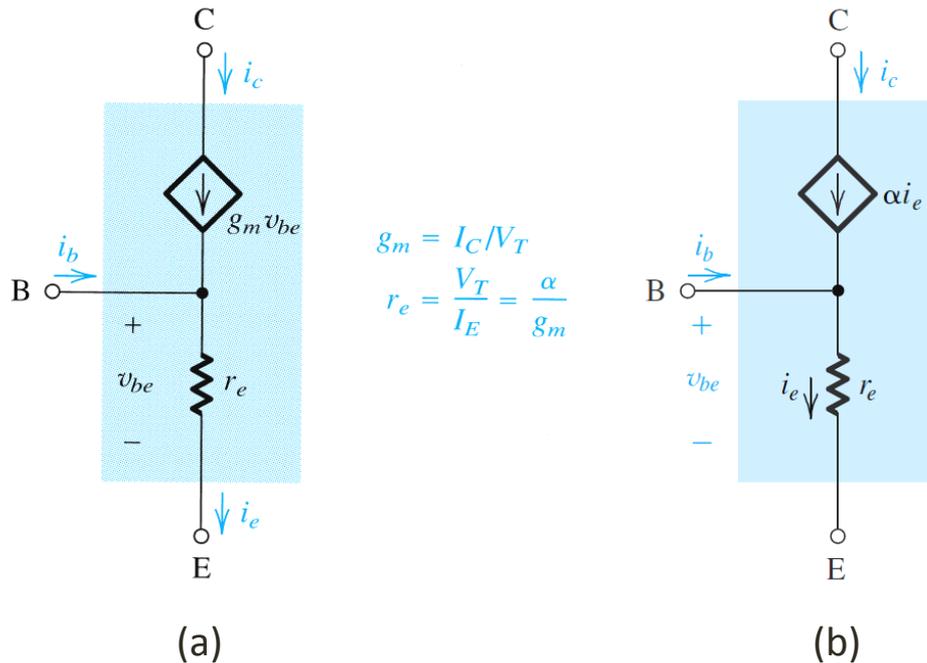


(b)

Duas variações do modelo. (a) Com fonte de corrente controlada por tensão. (b) Com fonte de corrente controlada por corrente.

Modelo T de Pequenos Sinais

As duas versões são:



As quais permitem obter equações que descrevem adequadamente o comportamento do transistor bipolar:

Para o modelo da letra (a):

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

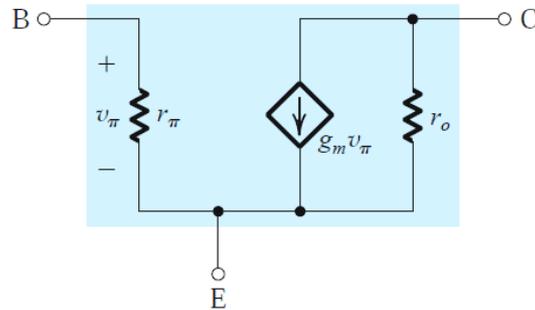
Se nesse modelo a corrente da fonte for expressa em função da corrente do emissor vem:

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

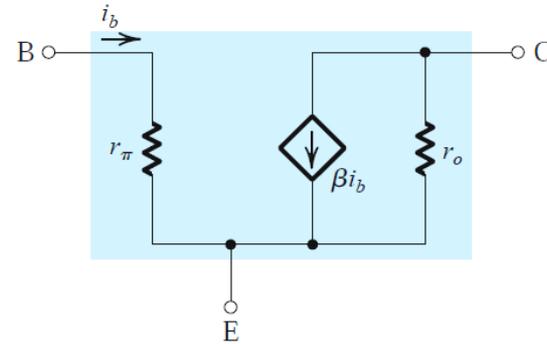
Que leva à fonte controlada do modelo T da letra (b).

Modelos π e T Incluindo Efeito Early

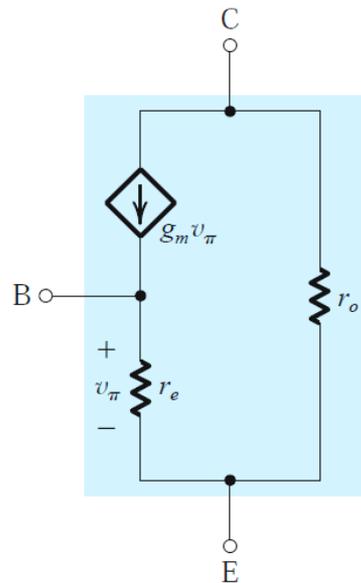
■ $(g_m v_\pi)$



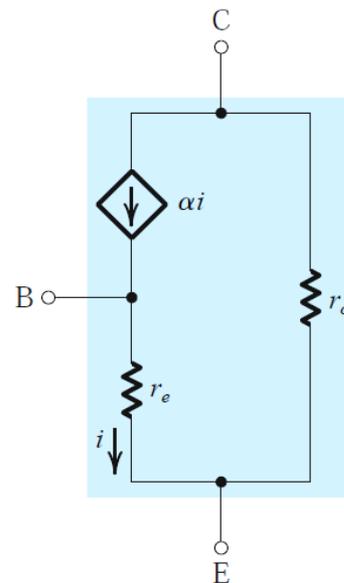
■ (βi_b)



■ $(g_m v_\pi)$



■ (αi)



Exemplo 5.14

EXEMPLO 5.14

Desejamos analisar o amplificador com transistor mostrado na Figura 5.53(a) para determinar seu ganho de tensão. Suponha $\beta = 100$.

Solução

O primeiro passo da análise consiste em determinar o ponto quiescente de operação. Para isso, vamos supor que $v_i = 0$. A corrente cc na base será

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

A corrente cc no coletor será

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0,023 = 2,3 \text{ mA}$$

A tensão cc no coletor será

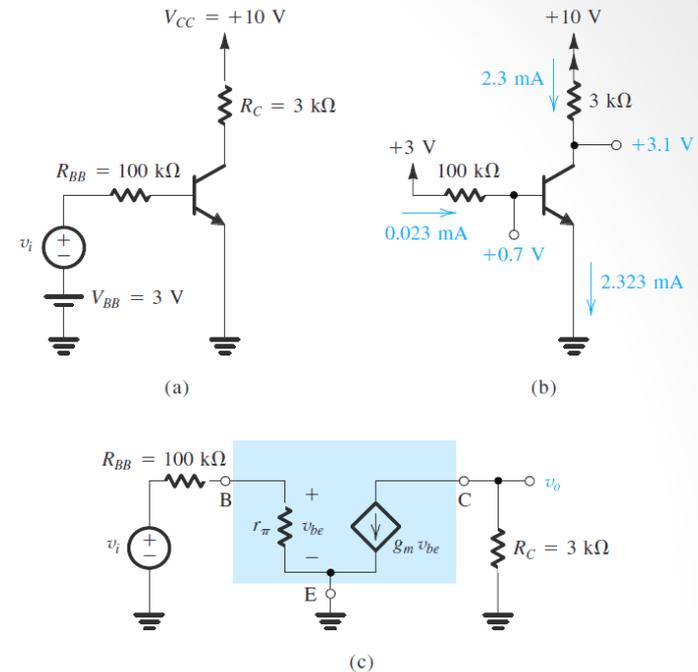
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \\ = +10 - 2,3 \times 3 = +3,1 \text{ V}$$

Como $V_B = +0,7 \text{ V}$ é menor que V_C , concluímos que, na condição quiescente, o transistor estará operando no modo ativo. A análise cc está ilustrada na Figura 5.53(b).

Tendo determinado o ponto de operação, podemos agora continuar, determinando os parâmetros do modelo para pequenos sinais:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{(2,3/0,99) \text{ mA}} = 10,8 \Omega \\ g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2,3 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 92 \text{ mA/V} \\ r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92} = 1,09 \text{ k}\Omega$$

Figura 5.53. (a) Amplificador. (b) Circuito cc . (c) Circuito equivalente π -híbrido.



A análise do circuito equivalente na Figura 5.53(c) continua como segue:

$$v_{be} = v_i \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} \\ = v_i \frac{1,09}{101,09} = 0,011 v_i \quad (5.105)$$

A tensão na saída v_o é dada por

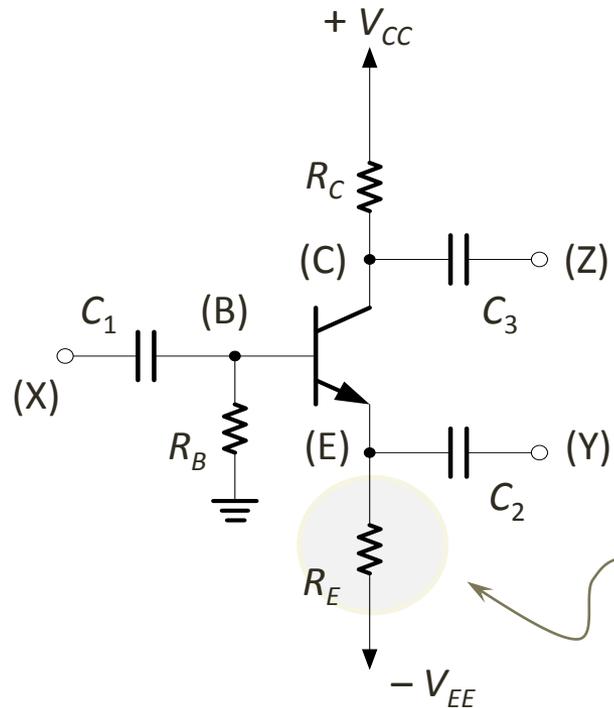
$$v_o = -g_m v_{be} R_C \\ = -92 \times 0,011 v_i \times 3 = -3,04 v_i$$

Logo, o ganho de tensão será

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -3,04 \text{ V/V} \quad (5.106)$$

em que o sinal menos indica uma inversão de fase.

O Amplificador TBJ Universal

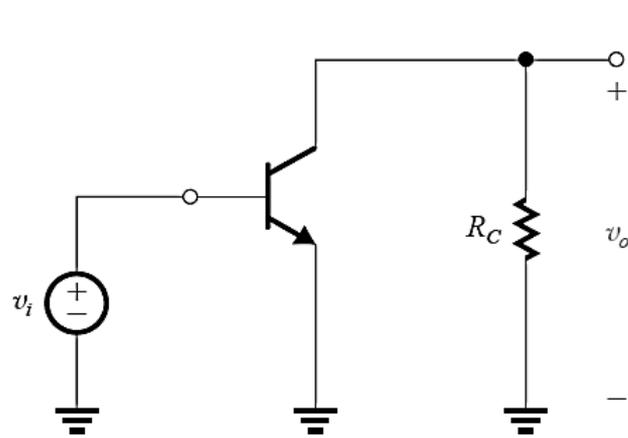


Por simplicidade, C_1 a C_3 podem ser considerados como possuindo reatância nula na frequência do sinal.

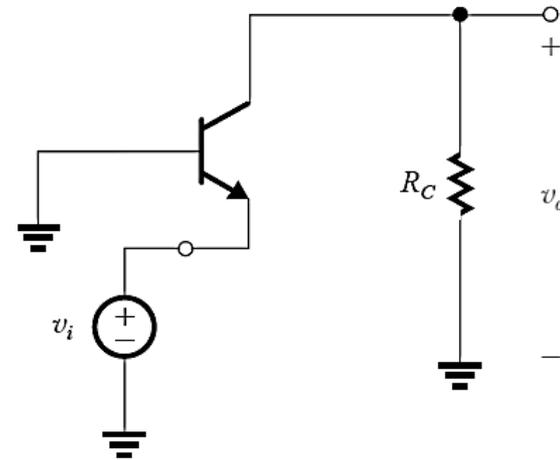
Poderia ser fonte de corrente ou outro tipo de polarização. (Veja slide 59, Cap. 5)

Tipo	X	Y	Z	OBS.
Emissor-Comum (conv.)	INP	GND	OUT	Maior Ganho A_v
Base-Comum	GND	INP	OUT	Altas Frequências
Coletor-Comum	INP	OUT	GND	Menor R_{out} ; Seguidor de Fonte
Emissor-Comum (var.)	INP	GND	OUT	Resistência entre o emissor e o terra; Reduz Ganho A_v ; Melhor estabilidade.

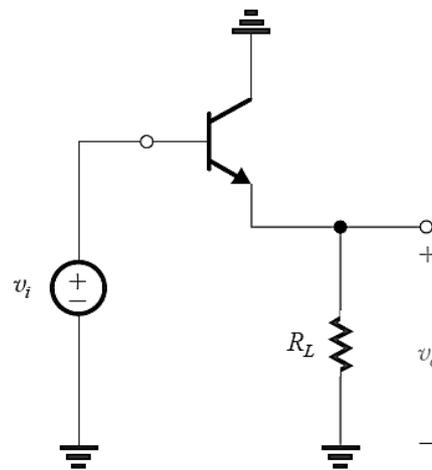
As Três Configurações Básicas (Circuito Equivalente CA)



Emissor-Comum



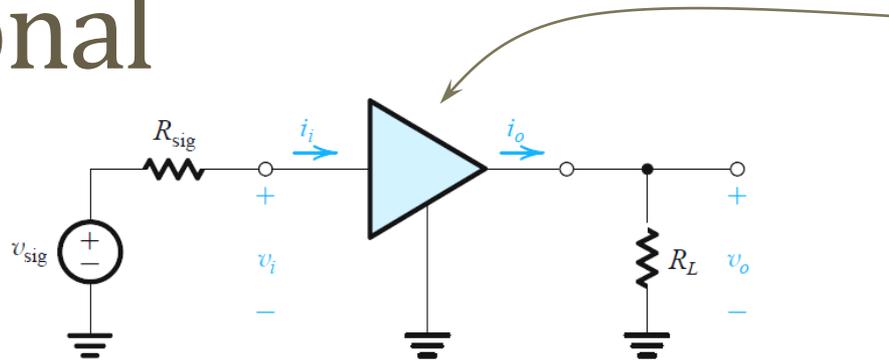
Base-Comum



Coletor-Comum

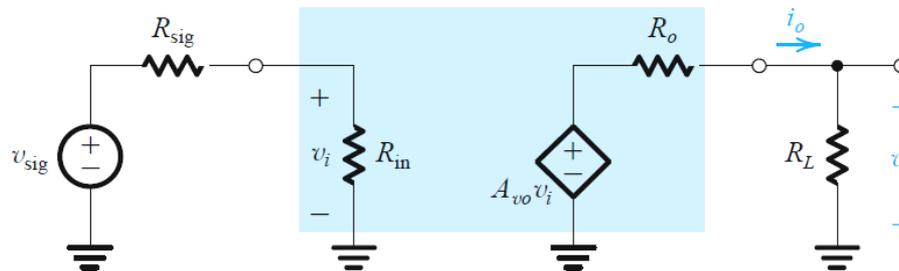
A mais popular!

Caracterização como Bloco Funcional

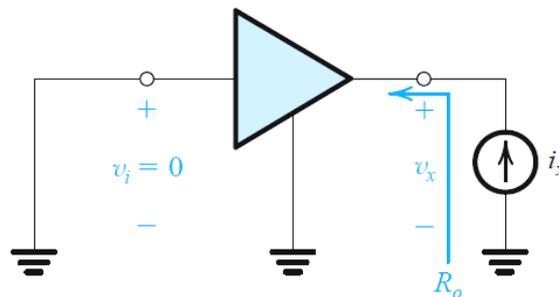


Quaisquer das configurações do slide anterior

: Bloco funcional tendo a fonte de sinal como entrada e a carga como saída.

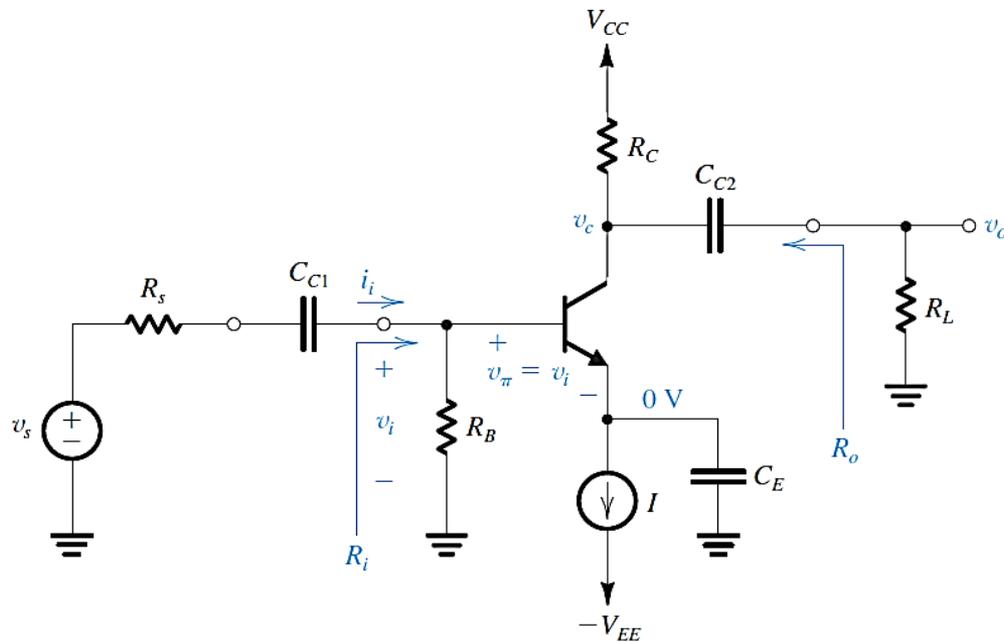


: Modelo Amplificador de Tensão do Cap. 1.

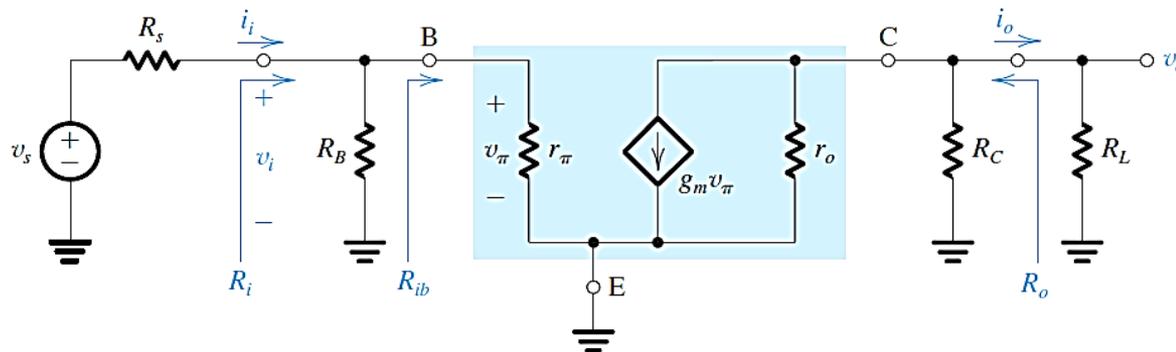


: Circuito para avaliação da resistência de saída vista da carga.

Amplificador Emissor-Comum (EC)



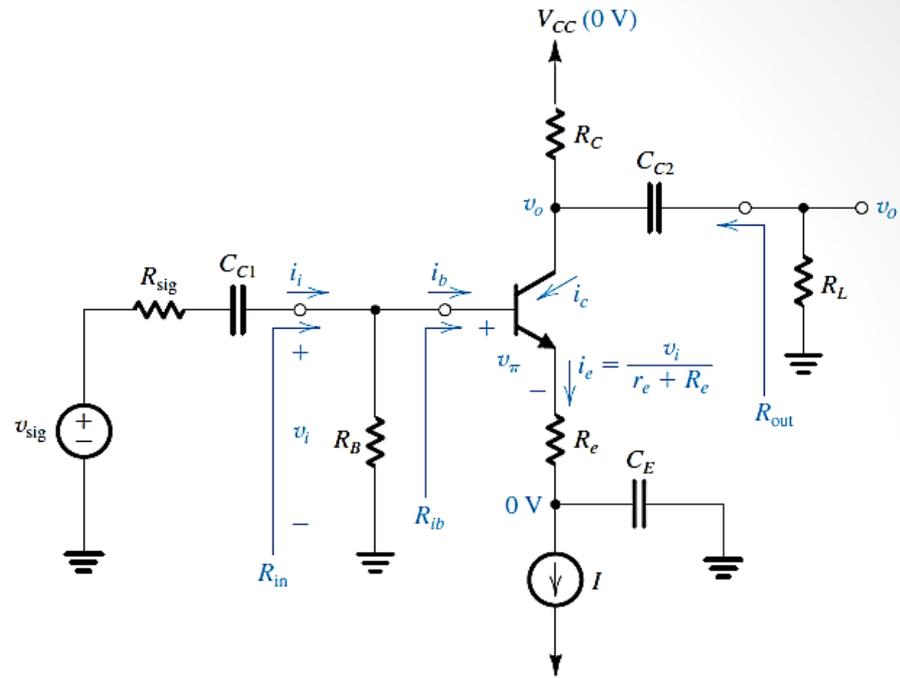
: Circuito Completo.



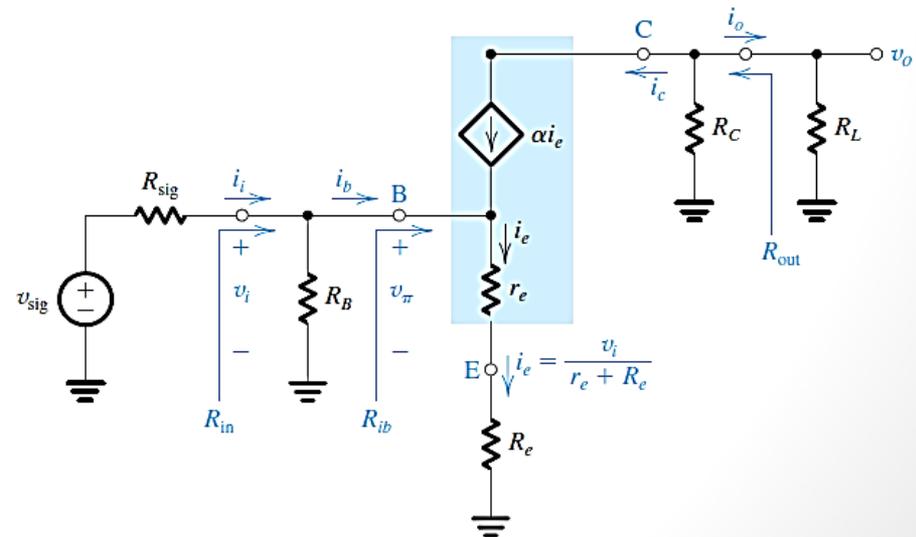
: Circuito equivalente CA com o TBJ substituído por seu modelo π -híbrido.

Variante do Amplificador Emissor-Comum

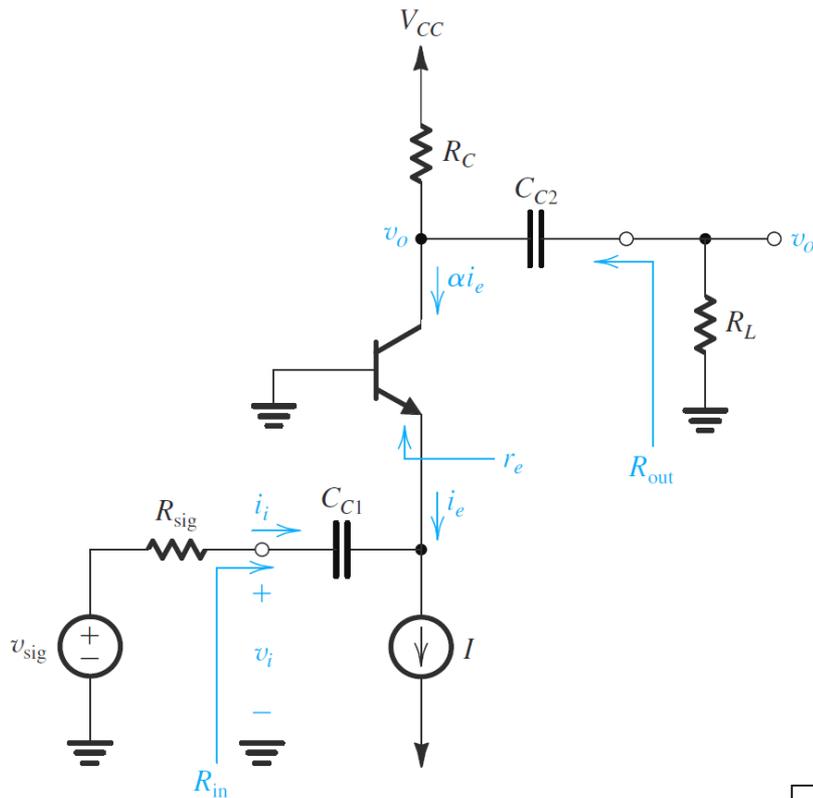
Circuito Completo:



Circuito equivalente CA :
(com o TBJ substituído por seu modelo T)



Os Amplificadores BC e SE



: Amplificador Base-Comum (BC)

Amplificador Coletor-Comum:
(Seguidor de Emissor - SE)

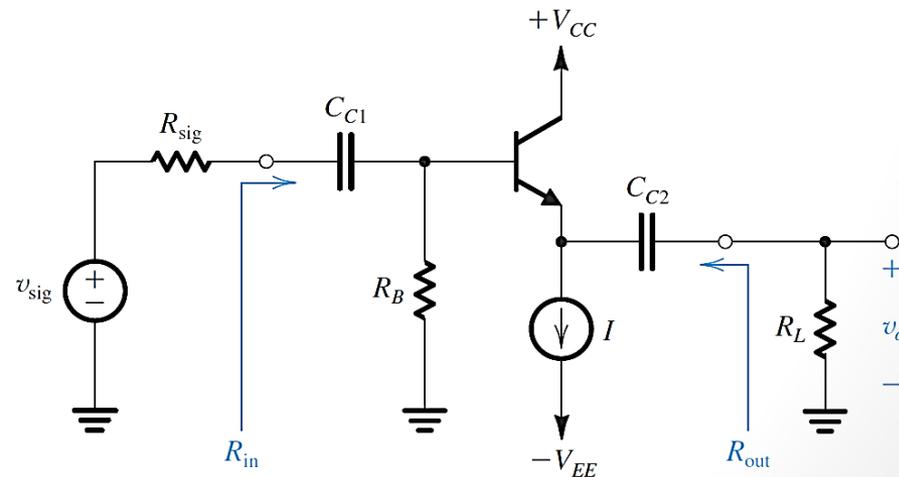


TABELA GERAL: Características dos amplificadores discretos de estágio simples ^{a, b, c}

	R_{in}	A_{vo}	R_o	A_v	G_v
Amplificador EC	$(\beta + 1)r_e$	$-g_m R_C$	R_C	$-g_m(R_C \parallel R_L)$ $-\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$	$-\beta \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + (\beta + 1)r_e}$
Amplificador EC Variante	$(\beta + 1)(r_e + R_e)$	$-\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_e}$	R_C	$\frac{-g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_e}$ $-\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e + R_e}$	$-\beta \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + (\beta + 1)(r_e + R_e)}$
Amplificador BC	r_e	$g_m R_C$	R_C	$g_m(R_C \parallel R_L)$ $\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$	$\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + r_e}$
Amplificador SE	$(\beta + 1)(r_e + R_L)$	1	r_e	$\frac{R_L}{R_L + r_e}$	$\frac{R_L}{R_L + r_e + R_{sig}/(\beta + 1)}$ $G_{vo} = 1$ $R_{out} = r_e + \frac{R_{sig}}{\beta + 1}$

^a Para interpretação de R_{in} , A_{vo} e R_o , refira-se ao slide 65 (bloco funcional).

^b A resistência finita de saída do TBJ (Efeito Early), r_o , foi desconsiderada. Isso pode ser adotado para amplificadores discretos, mas nunca para amplificadores em circuitos integrados.

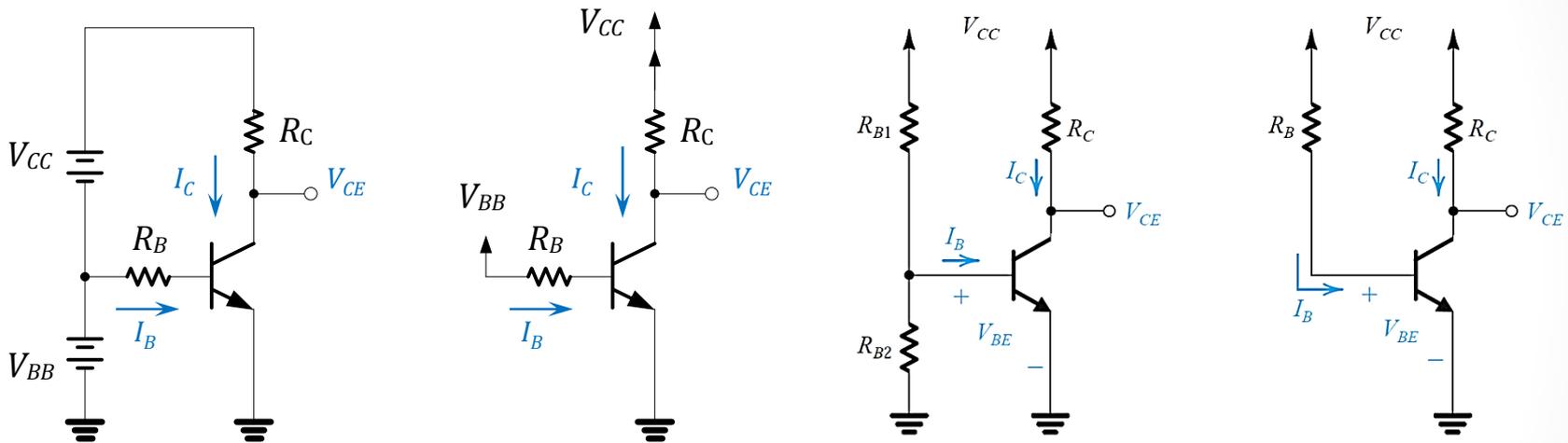
^c Fazendo $\beta \rightarrow \infty$ ($\alpha=1$), trocando r_e por $1/g_m$, R_C por R_D e R_e por R_s , resulta nas fórmulas correspondentes para o MOSFET.

Polarização de Amplificadores

Tal como anunciado no estudo dos MOSFETs (Cap. 5):

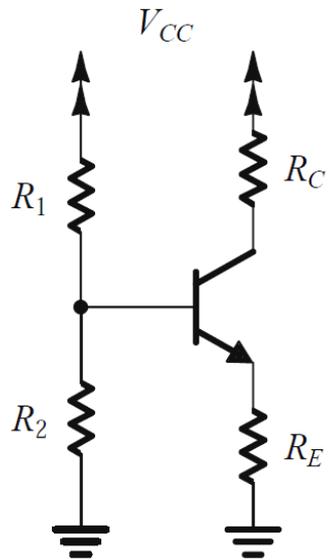
- A polarização ajusta o ponto de operação na região mais linear do TBJ (ativa direta)
- Deve prever a excursão máxima do sinal de modo a evitar as regiões não lineares (triódo e corte)
- O tipo de polarização está relacionado com a “topologia” empregada
- Considerando as variações típicas de parâmetros do componente, determinado tipo de polarização pode resultar em incerteza do ponto de trabalho (ponto Q)
- As incertezas no ponto Q se referem, basicamente, à variação da corrente de coletor e de β , que decorrem da variação da temperatura, troca de componentes, envelhecimento de componentes etc.

Algumas Opções “Óbvias” (e não muito boas)

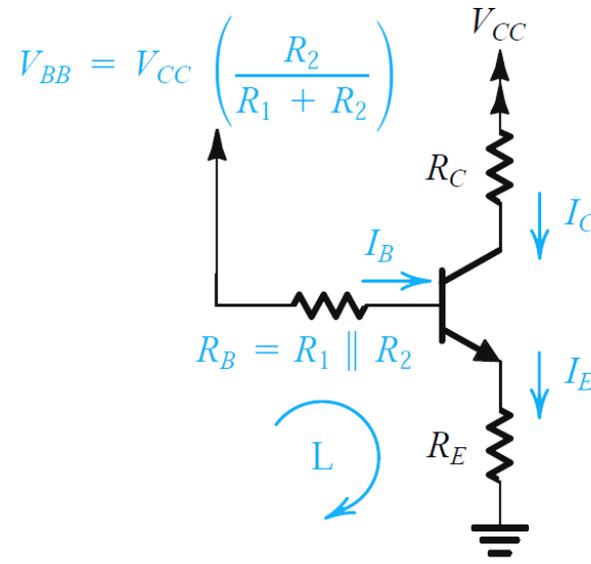


Obs.: Todas estas opções, apesar de estabelecerem as bases para a polarização no modo ativo direto, têm o ponto de trabalho (ponto Q: V_{CEQ} e I_{CQ}) relativamente incerto, com grande dependência de β (que, por sua vez depende da temperatura, troca de componentes etc.).

O Arranjo Clássico (Fonte Única)



Circuito Original



Circ. Equivalente

Neste caso, a corrente de emissor ($= I_C / \alpha$) vale:

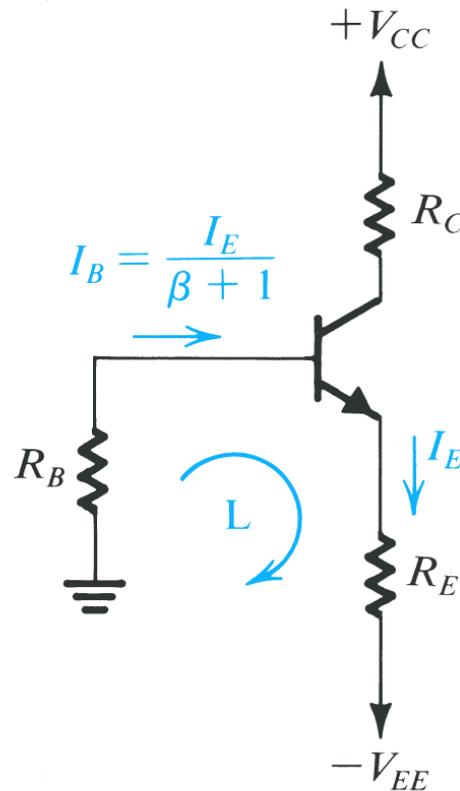
$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)}$$

E para maior independência de β :

$$V_{BB} \gg V_{BE}$$

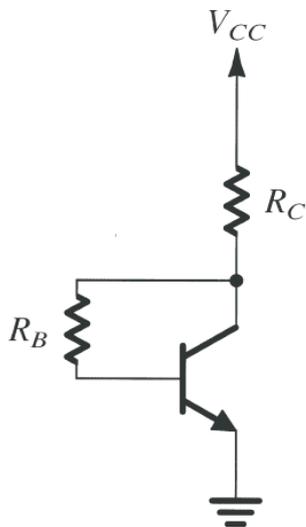
$$R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$$

Polarização com Fonte Simétrica

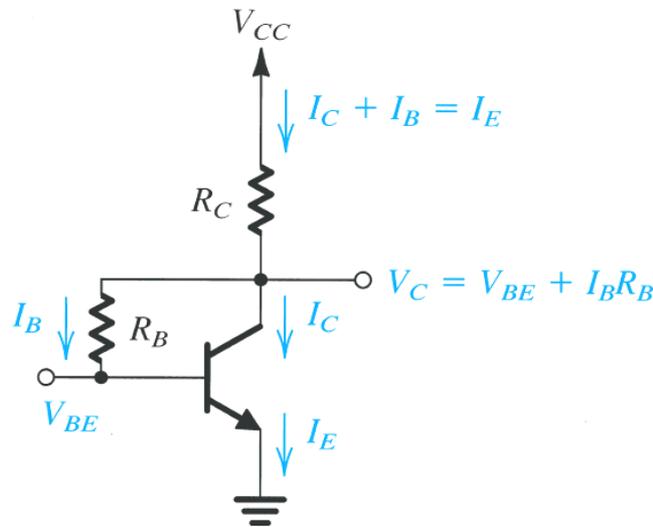


Obs.: Resolvendo a LKT na malha L, resulta na mesma equação de I_E do slide anterior.

Polarização com Realimentação de Coletor



Circuito Original



Indicação das tensões e corrente de interesse

Neste caso, é possível escrever:

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

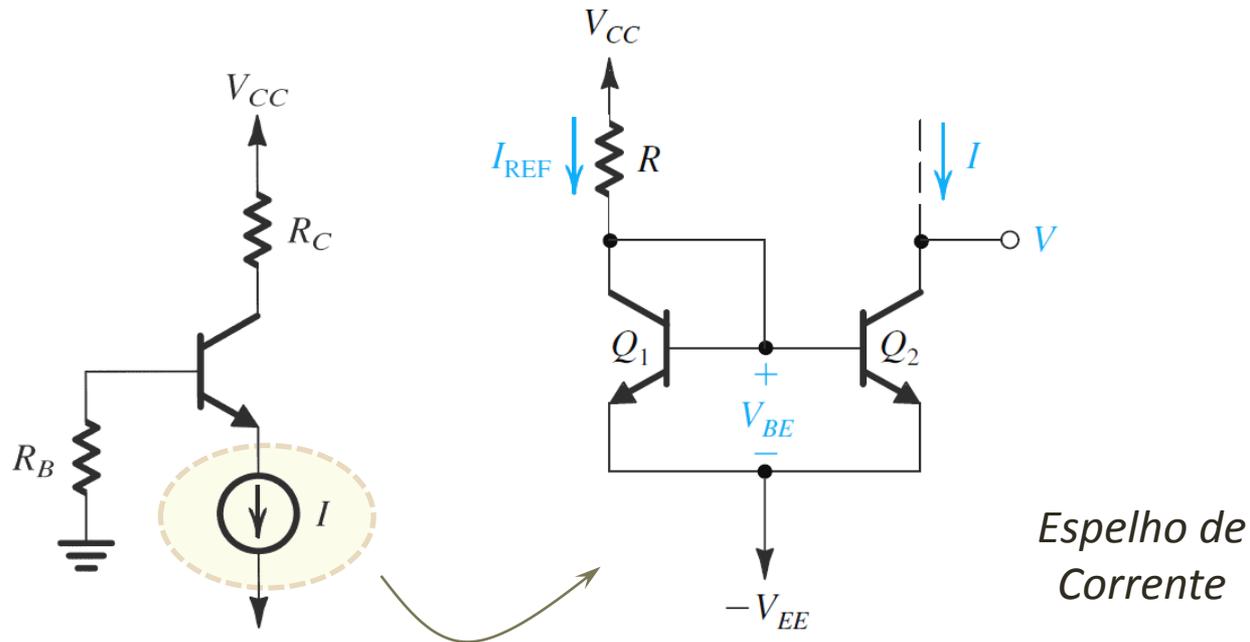
Que leva a:

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

Note que esta equação é essencialmente idêntica às equações de IE para as polarizações anteriores. Observe, contudo, que R_B limita a excursão CA, já que:

$$V_{CB} = I_B R_B = I_E \frac{R_B}{\beta + 1}$$

Polarização com Fonte de Corrente Constante



Obs.: Note que I é uma fonte de corrente CC constante, sendo implementada pelo circuito espelho de corrente, muito similar a um circuito homônimo com MOSFET. Como naquele caso, Q_1 e Q_2 precisam ser “casados” (parâmetros idênticos).