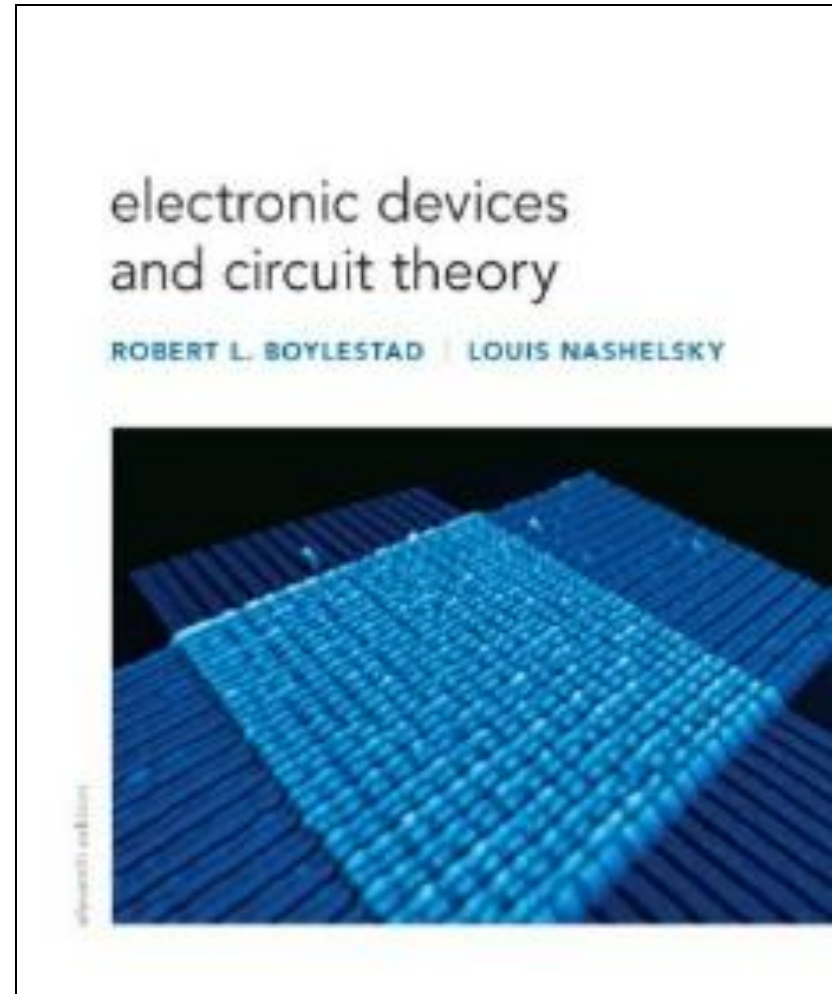


## Referência Bibliográfica

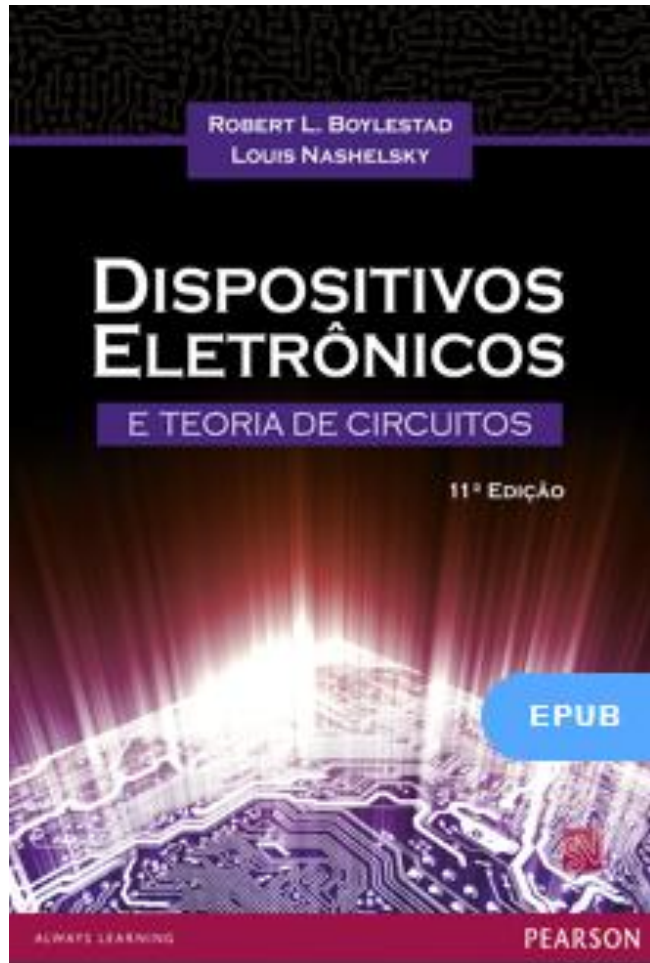


Pearson Education do Brasil  
11ª edição - 2013



Pearson  
11th edition - 2013

## Referência Bibliográfica



Pearson Education do Brasil,  
11ª edição - 2013

# ATENÇÃO



**e-books temporariamente abertos**

30 Março 2020

A pedido do pró-reitor de graduação da USP, professor Edmund Chada Baracat, a Comissão de Graduação da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) da USP informa a liberação temporária do acesso a plataformas e-books da Person e da Elsevier - Science Direct. Seguem os dados para acesso:

**E-books da Person**

Site: [plataforma.bvirtual.com.br](http://plataforma.bvirtual.com.br)

Usuário: [BV\\_USP@pearson.com](mailto:BV_USP@pearson.com)

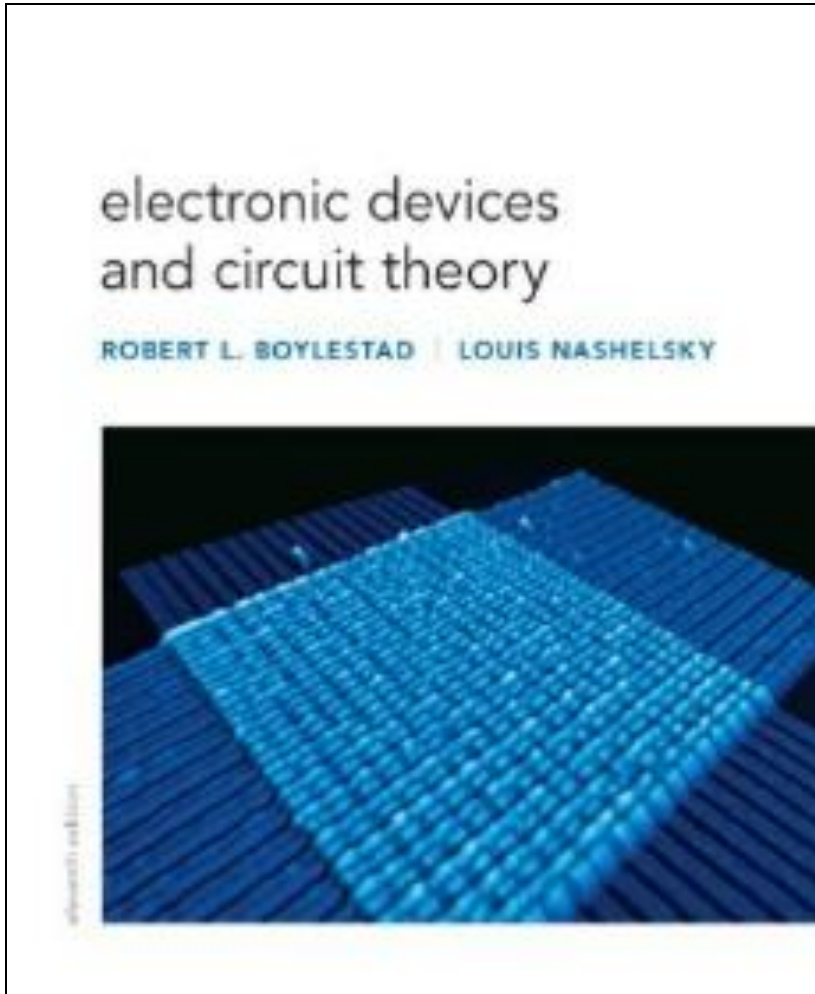
Senha: @Pearson123



## Capítulo 3 – Transistores Bipolares de Junção (pg. 115)

Pearson Education do Brasil,  
11ª edição - 2013

## Referência Bibliográfica



### Chapter 3

- Introduction
- History
- BJT Construction and Operation
  - Common-Base Configuration
  - Common-Emitter Configuration
  - Common-Collector Configuration
- Transistor Datasheet

# Bipolar Junction Transistor (BJT)

## History

**1904**

The vacuum tube was introduced by J A Fleming.

**1904 - 1947**

The vacuum tube was the electronic device of interest and development.

**1906**

Lee De Forest added a third element, the control grid, to the vacuum diode, resulting in the first amplifier, the triode.

**1922 - 1936**

The tube industry production rose from about 1 million in 1922 to 100 million in 1937.

**Early 30's**

The tetrode and pentode gained prominence in the electron-tube industry. In the years to follow, rapid advances were made in design, manufacturing techniques, high-power and high-frequency applications and miniaturization.



1947

**S William Shockley, Walter H Brittain and John Bardeen** devoleped a smaller, lightweight device with no heater requirement or heater loss.

No entanto, em 23 de dezembro de 1947, a indústria eletrônica estava prestes a experimentar um redirecionamento de interesse e desenvolvimento. Na tarde desse dia, William Shockley, Walter H. Brattain e John Bardeen demonstraram a função de amplificação do primeiro transistor na Bell Telephone Laboratories, como ilustra a Figura 3.1. O transistor original (um transistor de contato de ponto) é mostrado na Figura 3.2. As vantagens desse dispositivo de estado sólido e três terminais em relação à válvula eram óbvias: menor e mais leve, não necessitava de aquecimento nem apresentava perda por aquecimento; tinha uma estrutura mais robusta e era mais eficiente porque absorvia menos potência; estava pronto para uso sem necessidade de um período de aquecimento; e funcionava com tensões de operação mais baixas. Note que este capítulo é



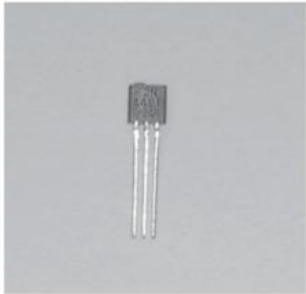
Fig. 3.1



Fig. 3.2

O 1º transistor: cortesia da AT&T Archives and History Center

# Exemplos de Encapsulamento do BJT



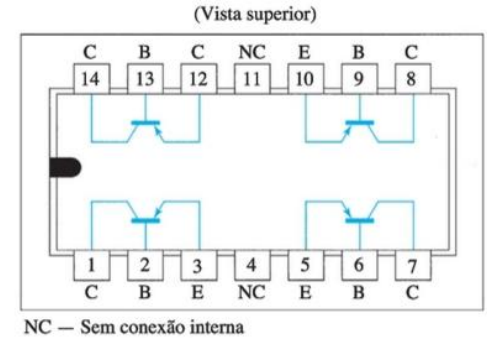
baixa potência



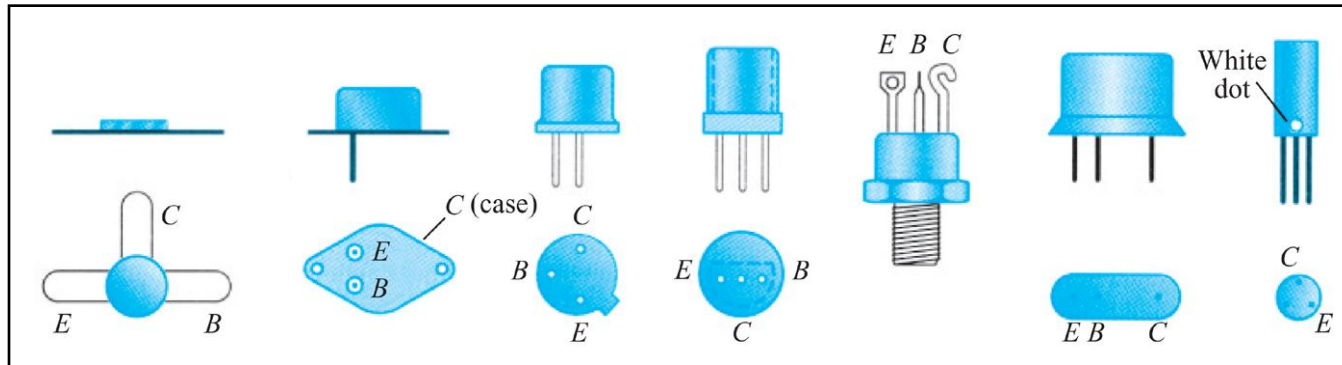
média potência



média / alta potência



Q2T2905, pnp quad  
Texas Instruments



Identificação dos terminais

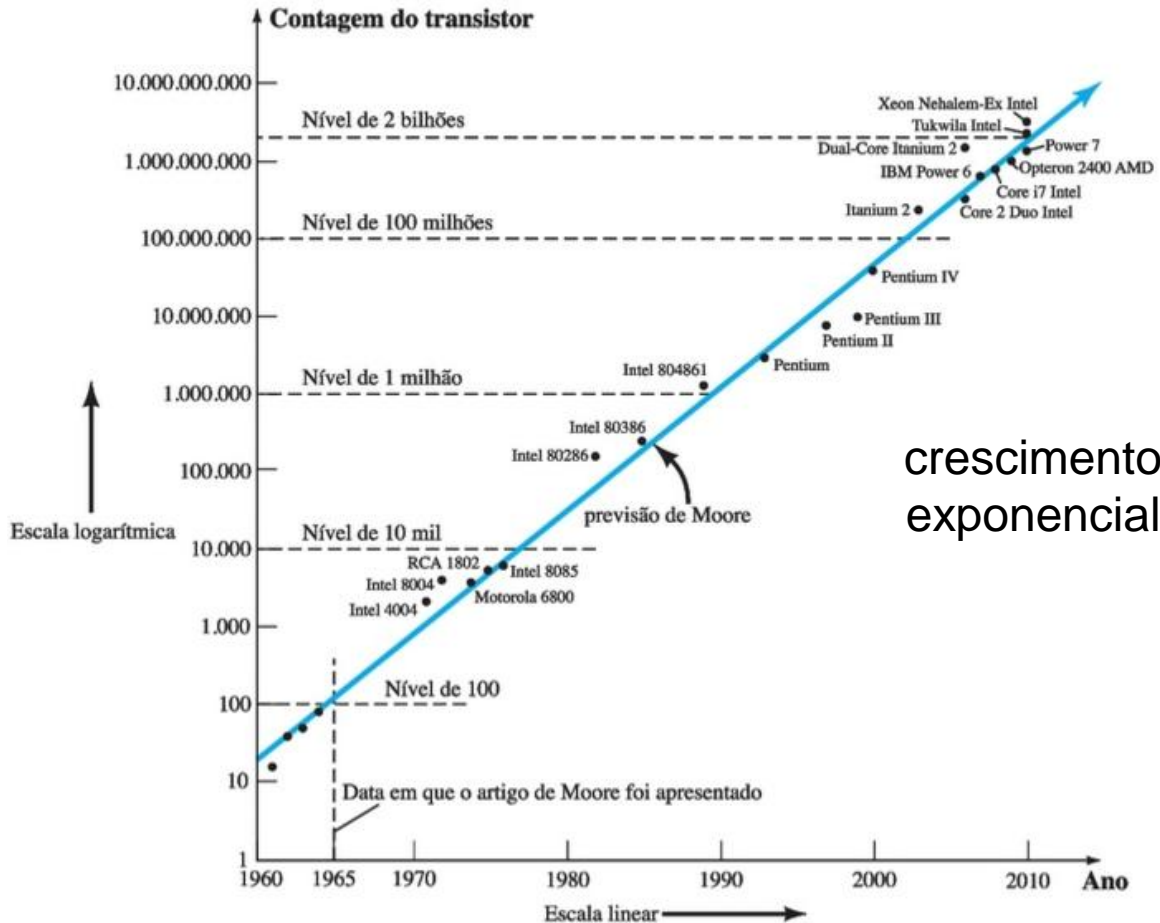


Estrutura Interna Encapsulamento TO-92



## Moore's Law (1965):

The transistor count of an IC will double every 2 years !



**Intel core I7  
Quad Core:**  
over 730  
million  
transistors

**Tukvilla**  
processor:  
over 2 billion  
transistor

**VALOR AGREGADO  
DA TECNOLOGIA**



**US\$ 50.000**

**SATÉLITE**



**US\$ 1.000**

**AVIÃO**



**US\$ 100**

**ELETRÔNICO**



**US\$ 10**

**AUTOMÓVEL**



**US\$ 0,10**

**SOJA**



**US\$ 13.000**



# DURAÇÃO DA TECNOLOGIA

ALGUMAS INOVAÇÕES QUE PULVERIZARAM  
PRODUTOS QUE PARECIAM ETERNOS



**105 anos  
( 1875 – 1980 )**

**100 anos  
( 1890 – 1990 )**

**25 anos  
( 1975 – 2000 )**

**10 anos  
( 1985 – 1995 )**



Tecnologia@smar.com.br

**BJT**

**Construction and Operation**

# Transistor Construction

O transistor é um dispositivo semiconductor que consiste em duas camadas de material do tipo  $n$  e uma camada do tipo  $p$  ou em duas camadas do tipo  $p$  e uma camada do tipo  $n$ . O primeiro é denominado *transistor npn* e o outro, *transistor pnp*. Os dois são mostrados na Figura 3.3 com a polarização apropriada. Veremos no Capítulo 4 que a polarização cc é necessária para estabelecer a região apropriada de operação para a amplificação ca. A camada emissora é fortemente dopada, a base é menos dopada e a coletora possui dopagem bem leve. As camadas externas possuem larguras muito maiores do que a camada interna de material do tipo  $p$  ou  $n$ . Para os transistores mostrados na Figura 3.2, a razão entre a largura total e a largura da camada central é de  $0,150/0,001 = 150 : 1$ . A dopagem da camada interna também é consideravelmente menor do que a das camadas externas (normalmente  $10 : 1$  ou menos). Esse nível de dopagem menor reduz a condutividade (aumenta a resistência) desse material, limitando o número de portadores ‘livres’.

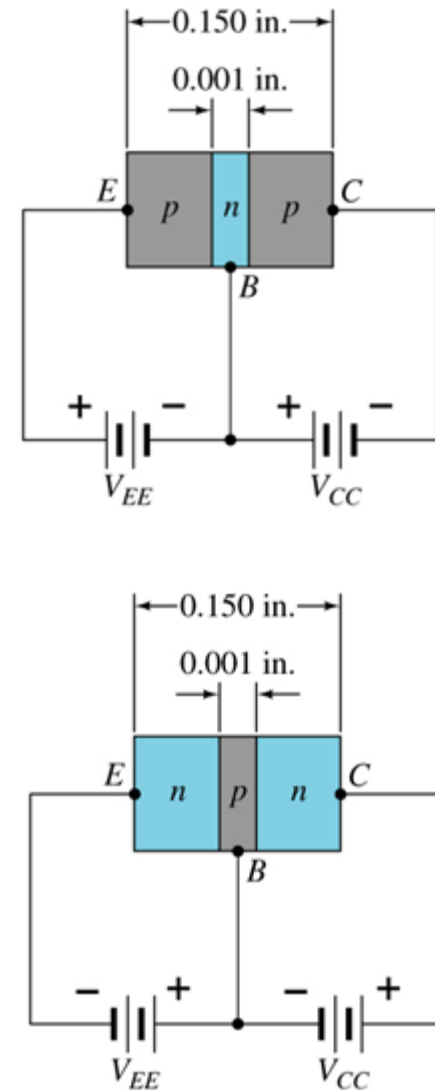


Fig. 3.3

# Transistor Construction

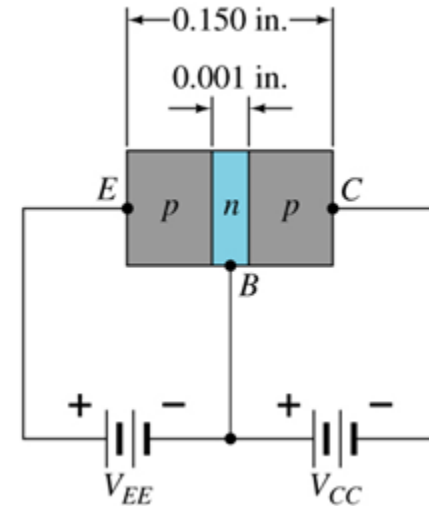
There are two types of transistors: **pnp** and **npn**.  
The terminals are labeled:

**E - Emitter**

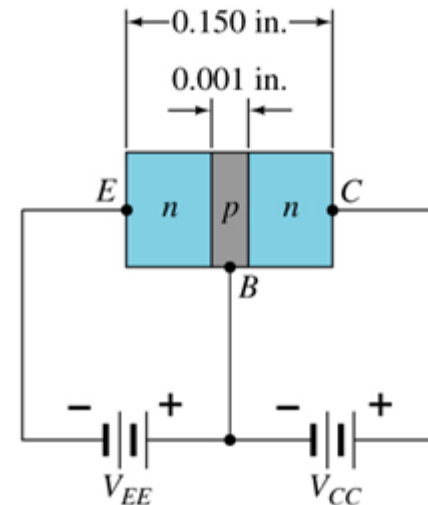
**B - Base**

**C - Collector**

O termo *bipolar* se deve ao fato de que lacunas e elétrons participam do processo de injeção no material com polarização oposta. Se apenas um portador é empregado (elétron ou lacuna), o dispositivo é considerado *unipolar*, como o diodo Schottky



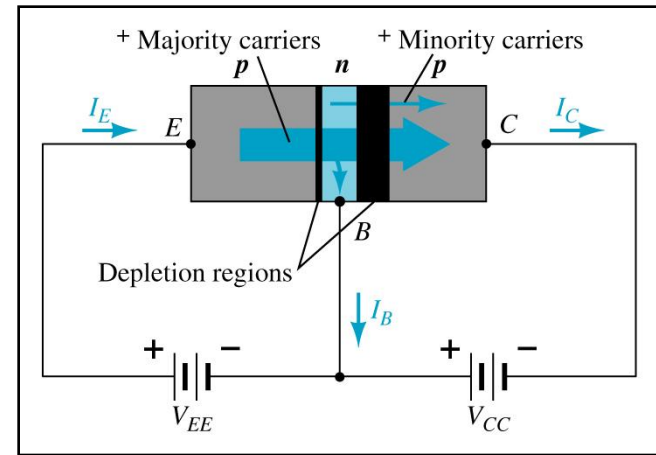
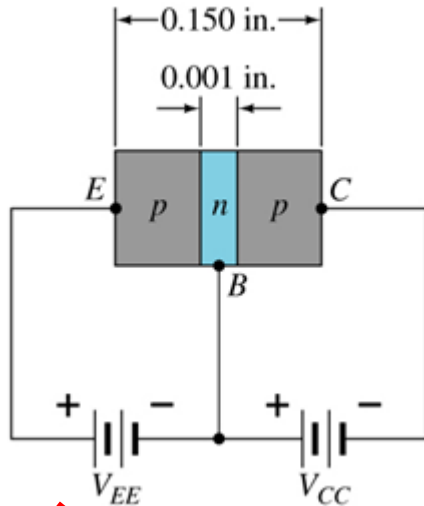
**pnp**



**npn**

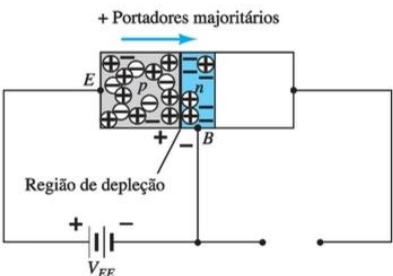


# Transistor Operation

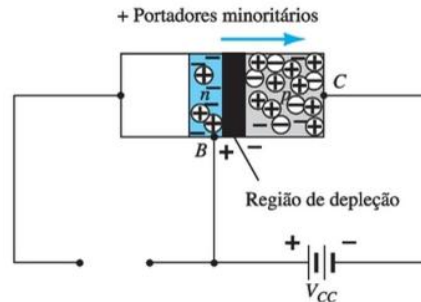


Observe as semelhanças entre essa situação e a do diodo *diretamente polarizado*. A região de depleção teve a largura reduzida devido à tensão aplicada, resultando em um fluxo denso de portadores majoritários do material do tipo *p* para o material do tipo *n*.

Agora, removeremos a polarização base-emissor do transistor *pn<sub>p</sub>*. Note as semelhanças entre essa situação e aquela do diodo *reversamente polarizado*. Lembre-se de que o fluxo de portadores majoritários é igual a zero, o que resulta em apenas um fluxo de portadores minoritários,



**diretamente polarizado**



**reversamente polarizado**

## Transistor Operation

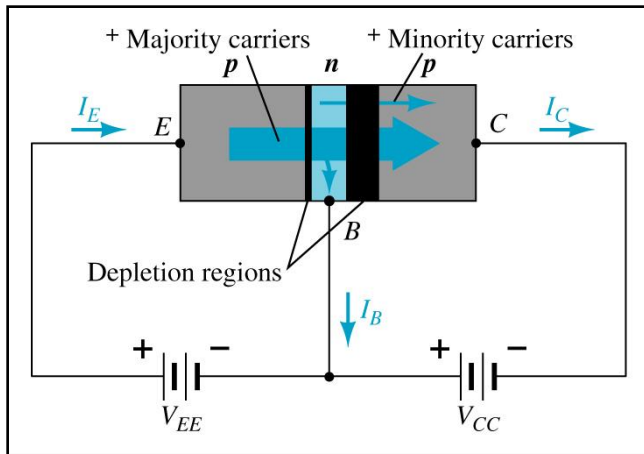


Fig. 3.5

Na Figura 3.5, os dois potenciais de polarização foram aplicados a um transistor *pnp*, com o fluxo resultante de portadores majoritários e minoritários indicado. Observe, na Figura 3.5, a largura das regiões de depleção indicando claramente qual junção está polarizada diretamente e qual está polarizada reversamente. Como indica a figura, muitos portadores majoritários se difundirão no material do tipo *n* através da junção *p-n* polarizada diretamente. A questão é, então, se esses portadores contribuirão diretamente para a corrente de base  $I_B$  ou se passarão diretamente para o material do tipo *p*. Visto que o material do tipo *n* interno é muito fino e tem baixa condutividade, um número muito baixo de tais portadores seguirá esse caminho de alta resistência para o terminal da base. O valor da corrente de base é da ordem de microampères, enquanto a corrente de coletor e emissor é de miliampères. A maior parte desses portadores majoritários entrará através da junção polarizada reversamente no material do tipo *p* conectado ao terminal do coletor, como indica a Figura 3.5.

## Currents in a Transistor

Emitter current is the sum of the collector and base currents:

$$I_E = I_C + I_B$$

The collector current is comprised of two currents:

$$I_C = I_C(\text{majority}) + I_{CO}(\text{minority})$$

mA

nA -  $\mu$ A

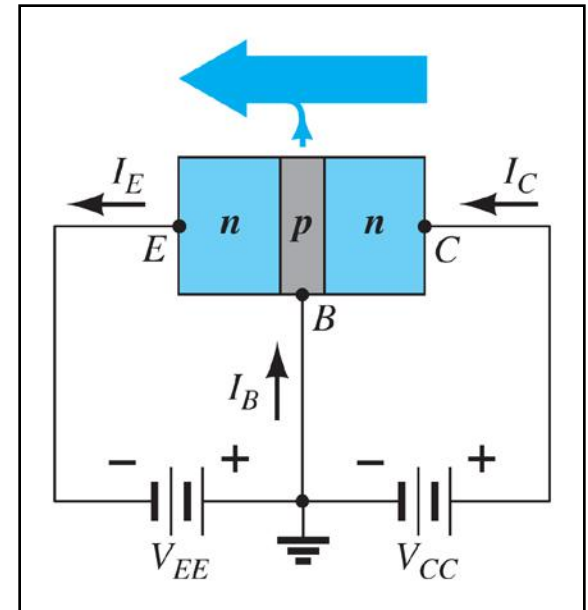
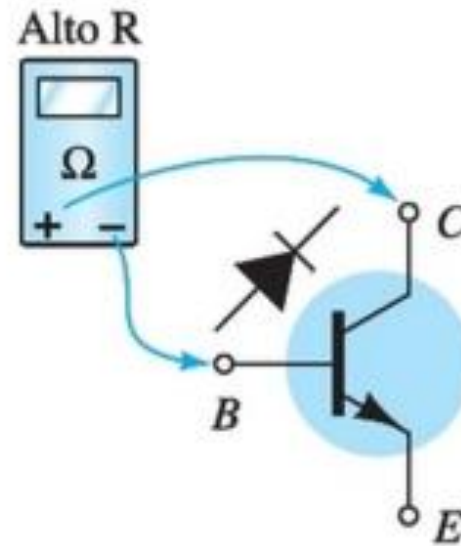
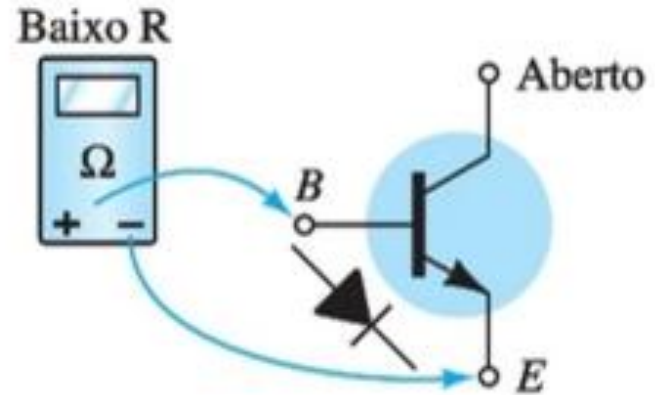


Fig. 3.6b

# Transistor Tester



Teste de transistor

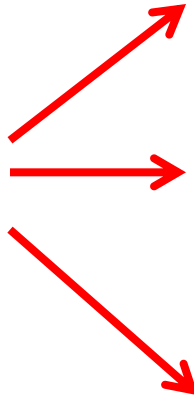


**Configurations:**

**Common Base**

**Common Emitter**

**Common Colector**



# Configuração Base Comum



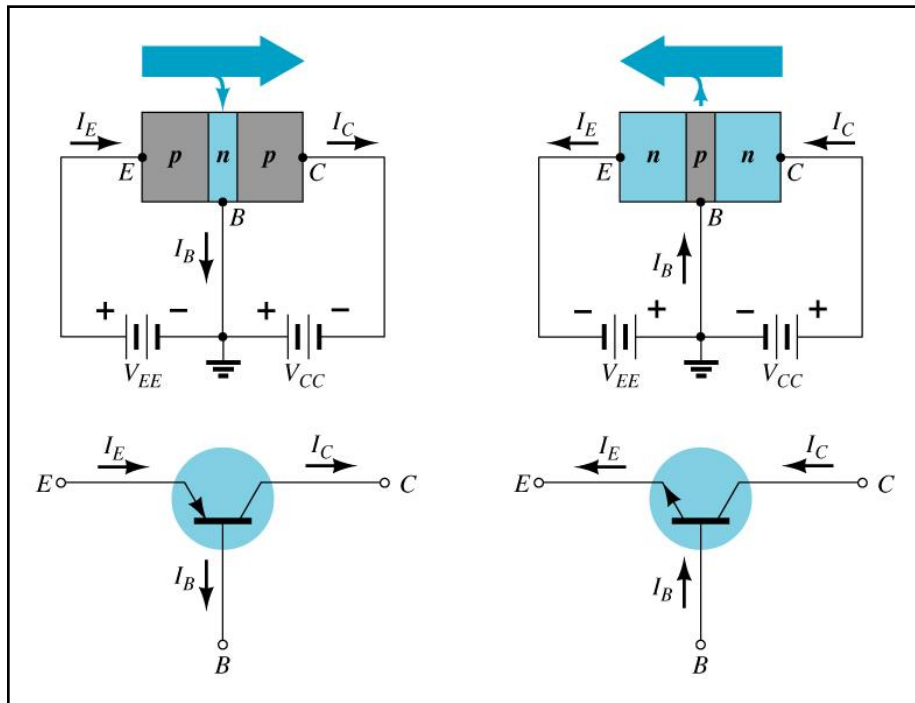


Fig. 3.6

$$I_C \cong I_E$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V (for Silicon)}$$

The base is common to both input (emitter–base) junction and output (collector–base) junction of the transistor.

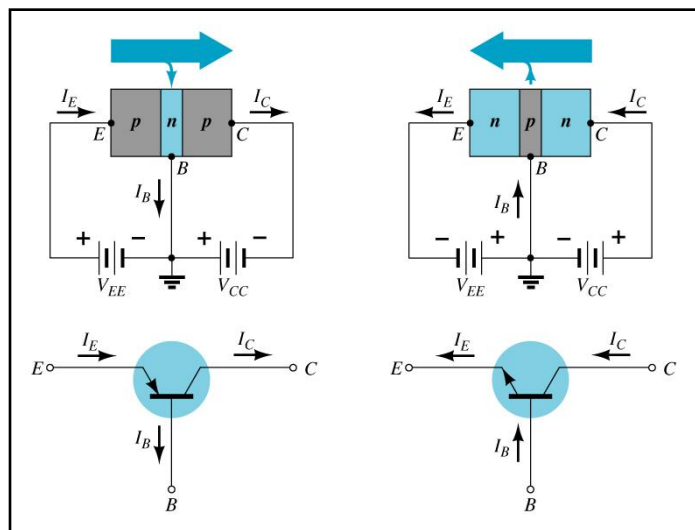


Fig. 3.6

Para descrever totalmente o comportamento de um dispositivo de três terminais como os amplificadores de base-comum da Figura 3.6, são necessários dois conjuntos de curvas características: um para o *ponto de acionamento* ou parâmetros de *entrada* e outro para a *saída*. O conjunto de parâmetros de entrada para o amplificador em base-comum mostrado na Figura 3.7 relaciona uma corrente de entrada ( $I_E$ ) a uma tensão de entrada ( $V_{BE}$ ) para diversos valores de tensão de saída ( $V_{CB}$ ).

## Input Characteristics

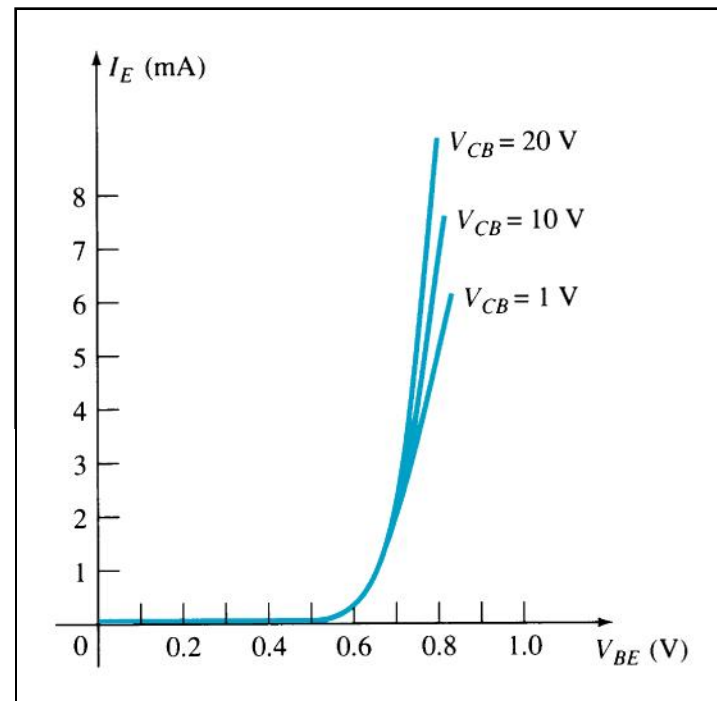


Fig. 3.7

## Output Characteristics

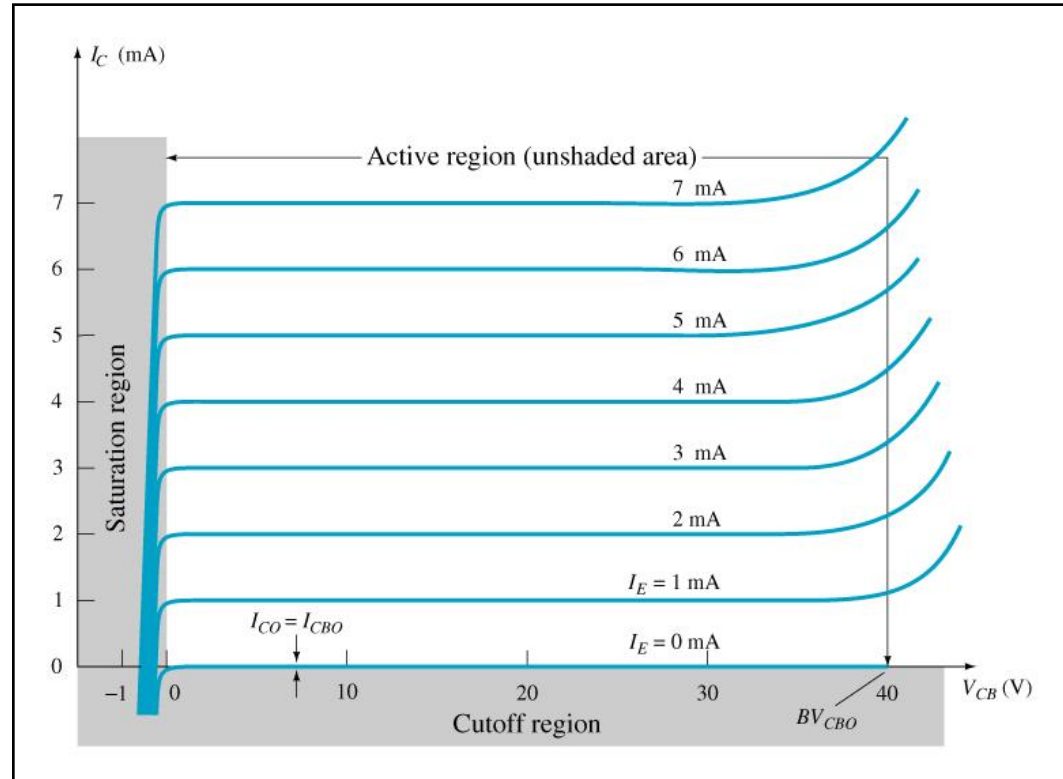


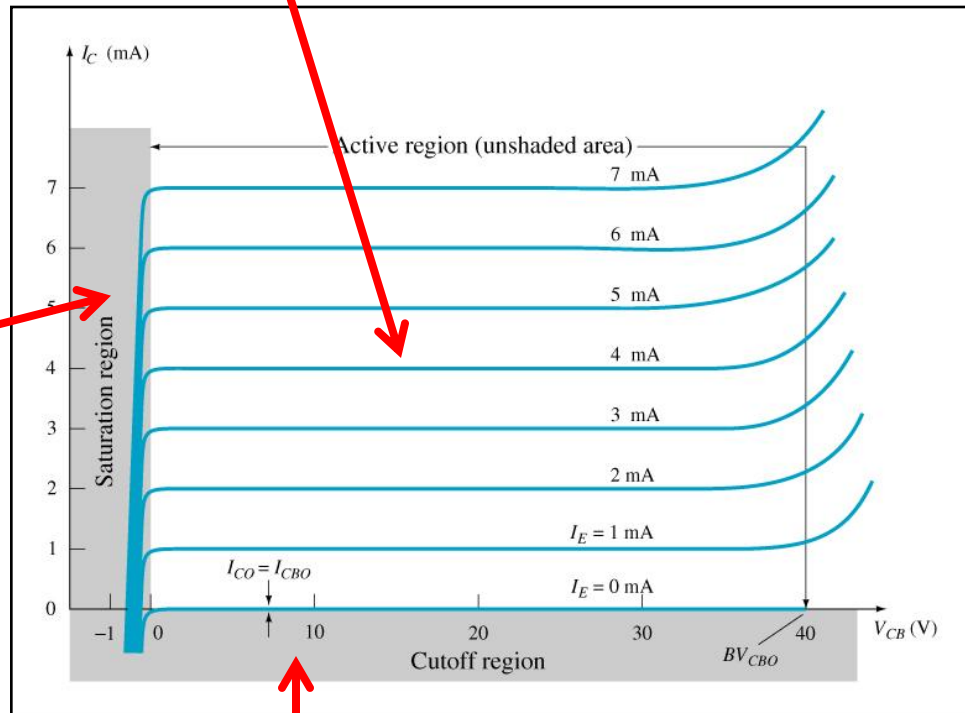
Fig. 3.8

O conjunto de parâmetros de saída relaciona uma corrente de saída ( $I_C$ ) com uma tensão de saída ( $V_{CB}$ ) para diversos valores de corrente de entrada ( $I_E$ ), como é mostrado na Figura 3.8.

Most common region of operation of the amplifier.

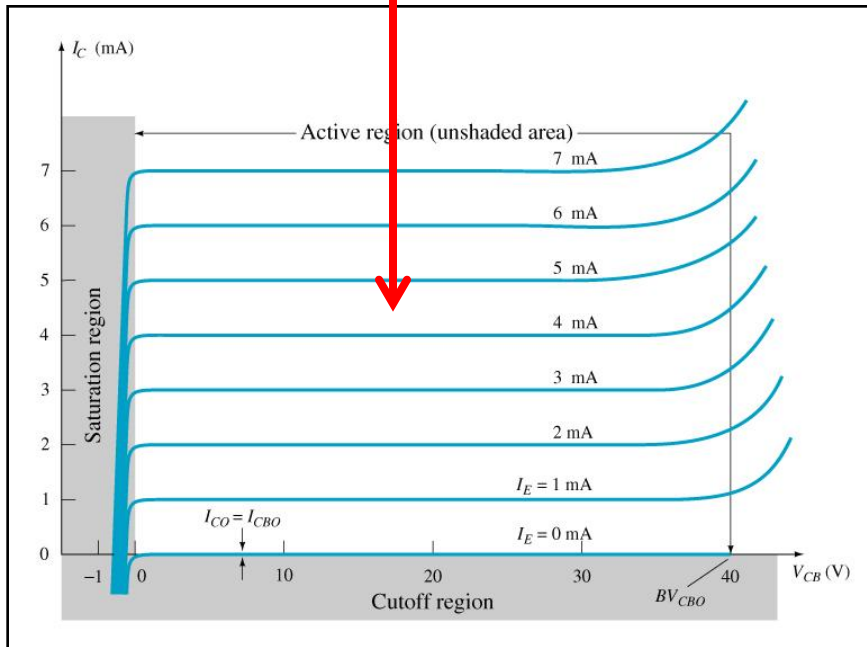
## Output Characteristics

The amplifier is fully on. There is current, but little voltage.

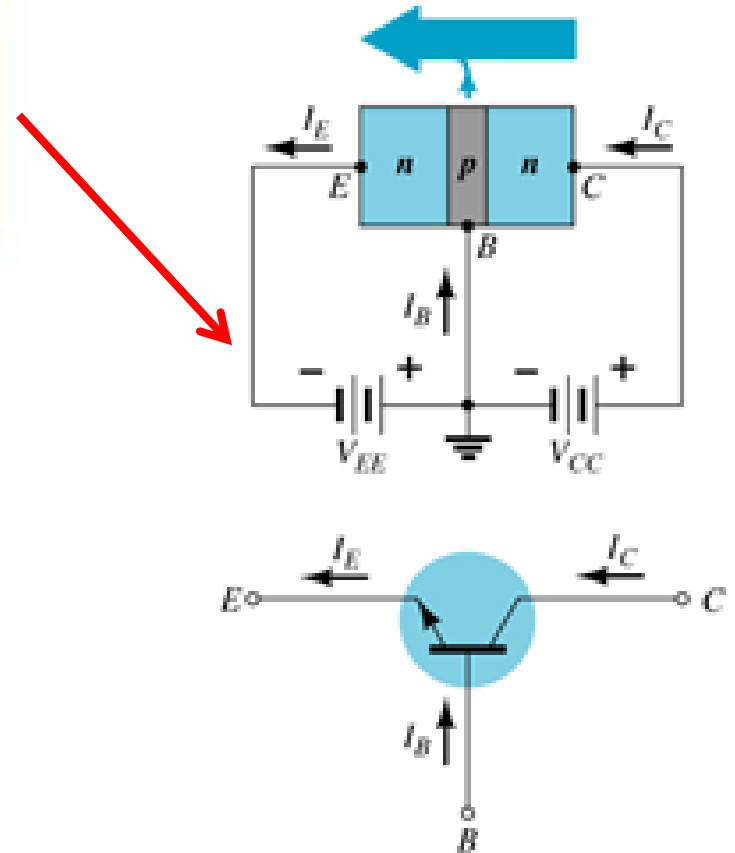


The amplifier is basically off. There is voltage, but little current.

*Na região ativa, a junção base-emissor está polarizada diretamente, enquanto a junção base-coletor está polarizada reversamente.*



**Output Characteristics**



## Output Characteristics

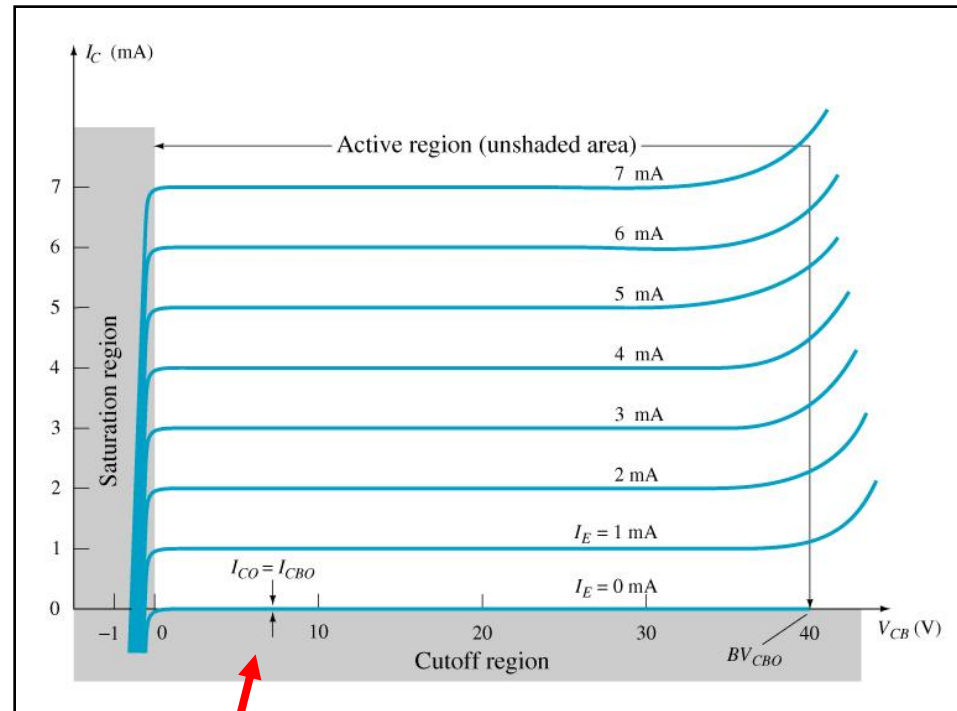


Fig. 3.8

No extremo inferior da região ativa, a corrente de emissor ( $I_E$ ) é igual a zero, e a corrente de coletor deve-se exclusivamente à corrente de saturação reversa  $I_{CO}$ , como indica a Figura 3.8. A corrente  $I_{CO}$  é tão pequena (microampères), se comparada à escala vertical de  $I_C$  (miliampères), que aparece praticamente na mesma linha horizontal de  $I_C = 0$ .



As condições de circuito existentes quando  $I_E = 0$  para a configuração base-comum são mostradas na Figura 3.9. A notação utilizada com mais frequência para  $I_{CO}$  em folhas de especificações e de dados é, como indicado na Figura 3.9,  $I_{CBO}$ . Devido às novas técnicas de construção, o nível de  $I_{CBO}$  para transistores de uso geral (sobretudo o silício) nas faixas de baixa e média potência é normalmente tão pequeno que seu efeito pode ser ignorado. Contudo, para níveis de potência maiores,  $I_{CBO}$  ainda estará na faixa de microampères. Além disso, tenha em mente que  $I_{CBO}$ , assim como  $I_S$ , para o diodo (ambas correntes de fuga reversas) é sensível à temperatura. Em temperaturas mais elevadas, o efeito de  $I_{CBO}$  pode se tornar um importante fator, pois aumenta rapidamente com a temperatura.

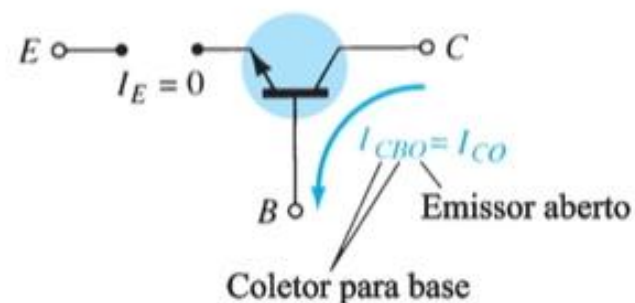


Fig. 3.9

## Output Characteristics

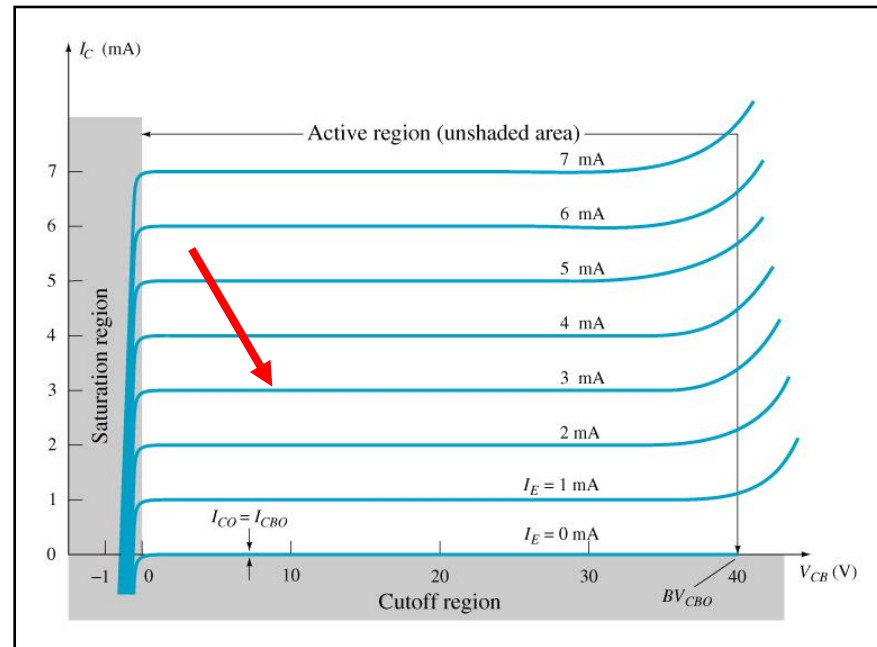


Fig. 3.8

Na Figura 3.8, note que, à medida que a corrente de emissor fica acima de zero, a corrente de coletor aumenta até um valor essencialmente igual àquele da corrente de emissor, determinada pelas relações básicas de corrente no transistor. Observe também o efeito quase desprezível de  $V_{CB}$  sobre a corrente de coletor para a região ativa. As curvas indicam claramente que *uma primeira estimativa para a relação entre  $I_E$  e  $I_C$  na região ativa é dada por*

$$I_C \cong I_E$$

## Output Characteristics

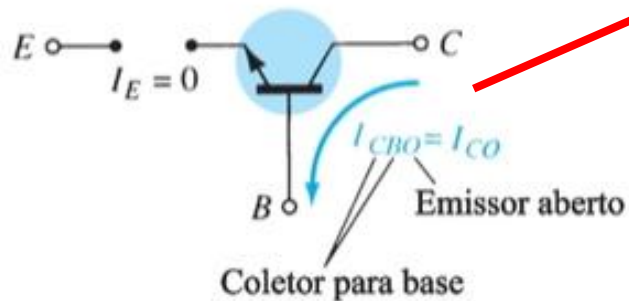
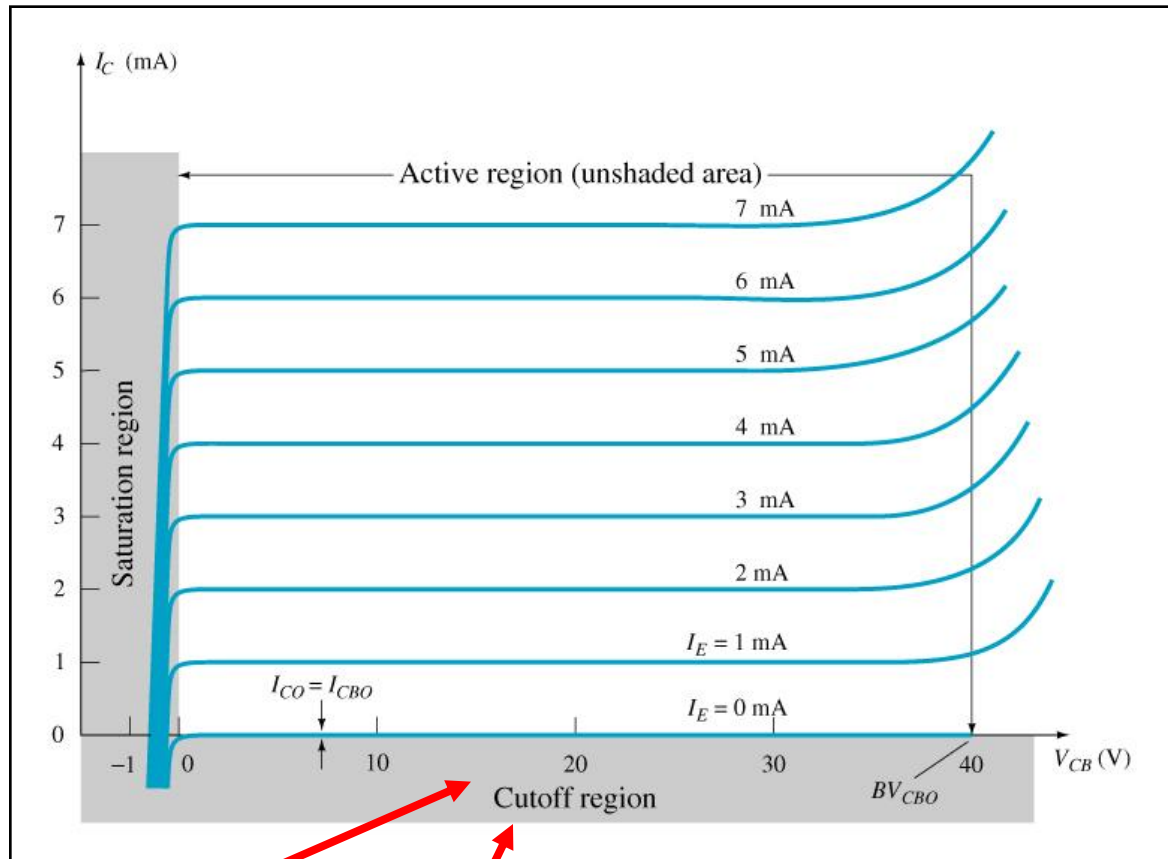


Fig. 3.8

*na região de corte, ambas as junções de um transistor, base-emissor e base-coletor, estão polarizadas reversamente.*

## Output Characteristics

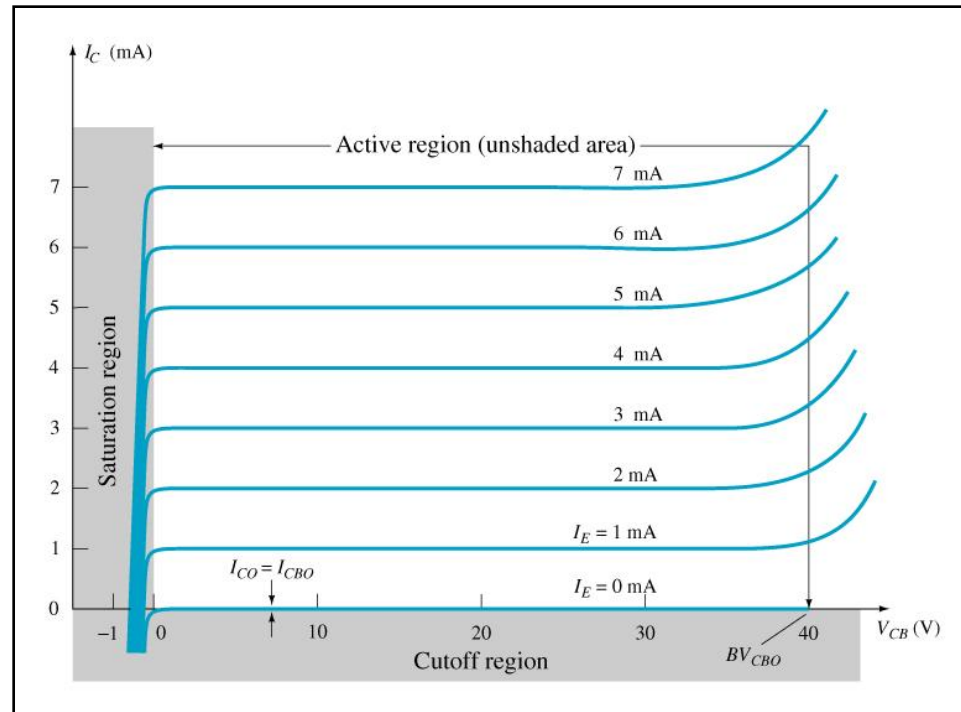


Fig. 3.8

A região de saturação é definida como a região das curvas características à esquerda de  $V_{CB} = 0$  V. A escala horizontal nessa área foi expandida para mostrar claramente a drástica mudança nas curvas características nessa região. Observe o aumento exponencial da corrente de coletor à medida que a tensão  $V_{CB}$  aumenta em direção à 0 V.

## Output Characteristics

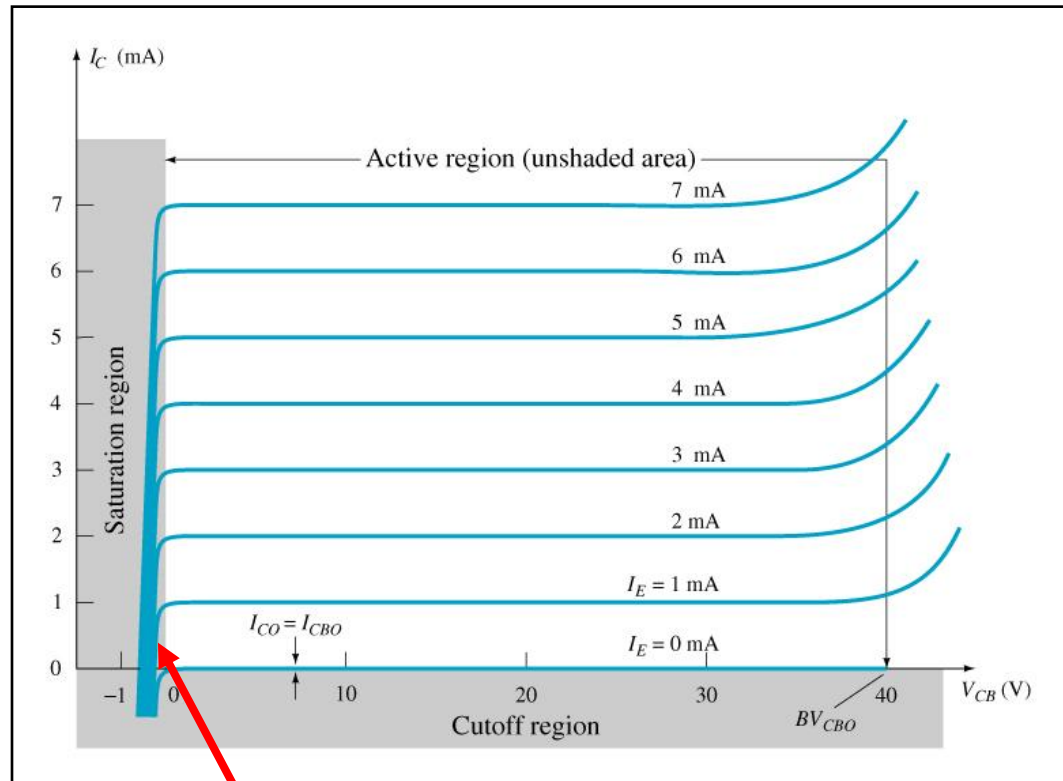


Fig. 3.8

*Na região de saturação, as junções base-emissor e base-coletor estão polarizadas diretamente.*



## Input Characteristics

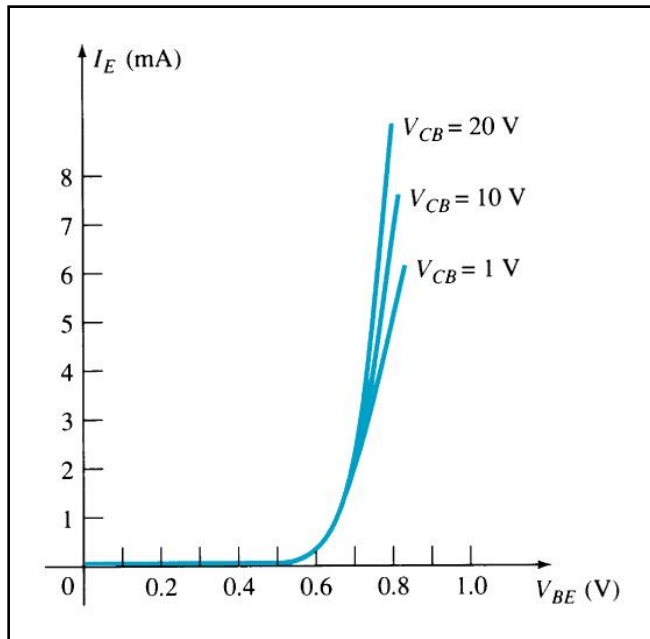


Fig. 3.7

As curvas características de entrada da Figura 3.7 revelam que, para valores fixos de tensão ( $V_{CB}$ ), à medida que a tensão base-emissor aumenta, a corrente de emissor também aumenta, lembrando a curva característica do diodo. Na verdade, valores crescentes de  $V_{CB}$  têm um efeito tão pequeno sobre as curvas características que, como uma primeira aproximação, as modificações devido à variação de  $V_{CB}$  podem ser desprezadas e as curvas características desenhadas, como mostra a Figura 3.10(a). Se for aplicado o método de linearização da curva, o resultado será a curva característica mostrada na Figura 3.10(b). Avançar um passo e ignorar a inclinação da curva e, portanto, a resistência associada à junção polarizada diretamente resultará na curva característica da Figura 3.10(c).

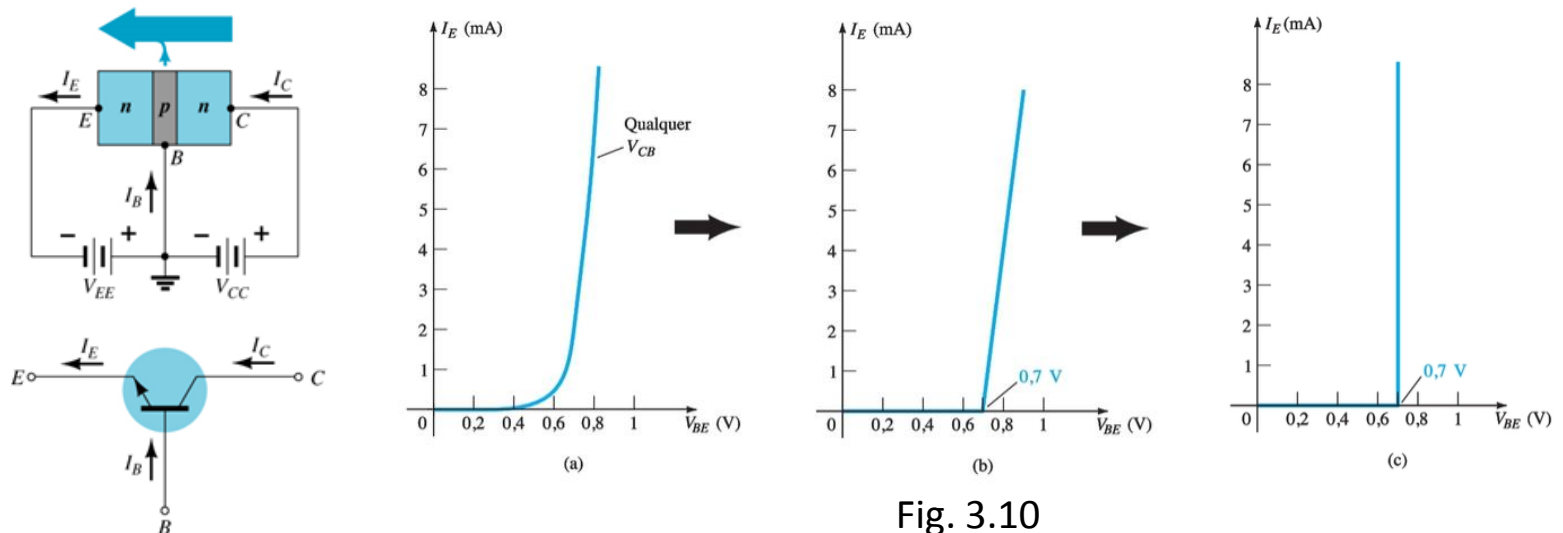


Fig. 3.10



## Output Characteristics

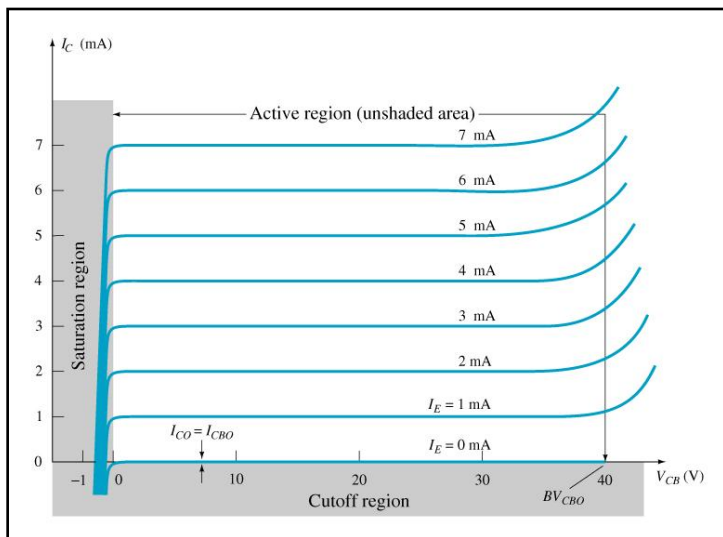


Fig. 3.8

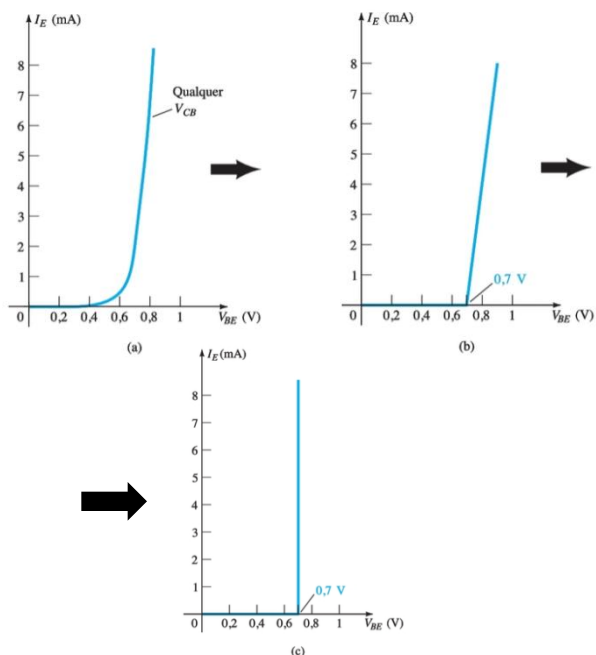


Fig. 3.10

## Exercício:

- (a) Utilizando as curvas características da Figura 3.8, determine a corrente de coletor resultante para  $I_E = 3 \text{ mA}$  e  $V_{CB} = 10 \text{ V}$ .

As curvas características indicam, de maneira bastante clara, que  $I_C \cong I_E = 3 \text{ mA}$ .

- (b) Utilizando as curvas características da Figura 3.8, determine a corrente de coletor resultante se  $I_E$  permanecer em  $3 \text{ mA}$ , mas se  $V_{CB}$  for reduzida para  $2 \text{ V}$ . O efeito da variação de  $V_{CB}$  é desprezível, e  $I_C$  continua a ser  $3 \text{ mA}$ .

- (c) Utilizando as curvas características das figuras 3.7 e 3.8, determine  $V_{BE}$  se  $I_C = 4 \text{ mA}$  e  $V_{CB} = 20 \text{ V}$ . Da Figura 3.8,  $I_E \cong I_C = 4 \text{ mA}$ . Na Figura 3.7, o valor resultante de  $V_{BE}$  é aproximadamente **0,74 V**.

- (d) Repita o item (c) utilizando as curvas características das figuras 3.8 e 3.10c.

Novamente da Figura 3.8,  $I_E \cong I_C = 4 \text{ mA}$ . No entanto, na Figura 3.10c,  $V_{BE}$  é **0,7 V** para qualquer valor de corrente de emissor.

# Alpha DC ( $\alpha_{CC}$ )

## Output Characteristics

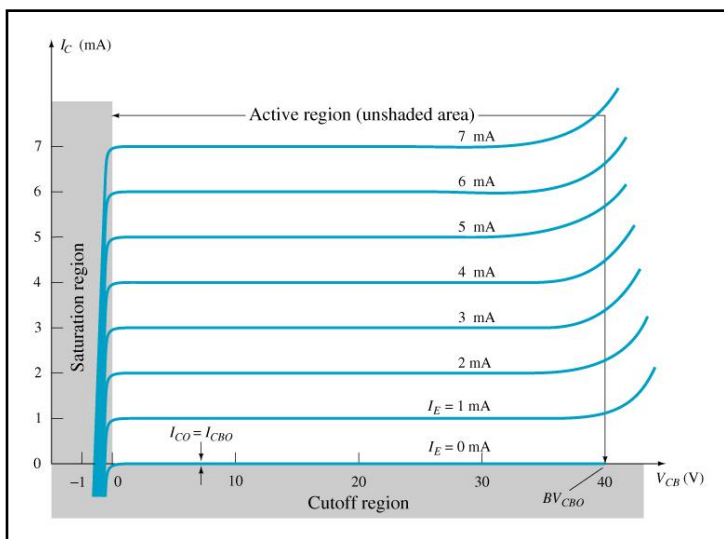
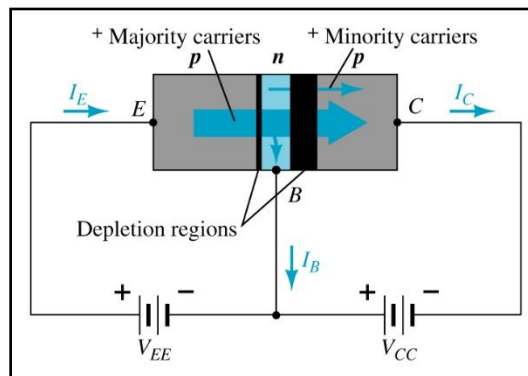


Fig. 3.8

No modo cc, os valores de  $I_C$  e  $I_E$  devidos aos portadores majoritários são relacionados por uma quantidade chamada de *alfa* e definidos pela seguinte equação:

$$\alpha_{cc} = \frac{I_C}{I_E} \quad (3.5)$$

onde  $I_C$  e  $I_E$  são os valores de corrente no ponto de operação. Apesar de a curva característica da Figura 3.8 sugerir que  $\alpha = 1$ , os dispositivos na prática apresentam valores de alfa entre 0,90 e 0,998, sendo que a maioria deles possui um valor alfa próximo ao extremo superior



$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

## Alpha AC ( $\alpha_{CA}$ )

Em situações com sinal ca, em que o ponto de operações se move sobre a curva característica, um alfa ca é definido por:

$$\alpha_{ca} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{V_{CB} = \text{constante}} \quad (3.7)$$

O alfa ca é formalmente chamado de *base-comum*, *curto-circuito* e *fator de amplificação* por motivos que ficarão mais claros quando analisarmos os circuitos equivalentes do transistor no Capítulo 7. Por enquanto, considere que a Equação (3.7) especifica que uma pequena variação na corrente de coletor é dividida pela variação correspondente de  $I_E$  com a tensão base-coletor permanecendo constante. Na maioria dos casos, os valores de  $\alpha_{ca}$  e  $\alpha_{cc}$  são bem próximos, permitindo a substituição de um pelo outro.

# Polarização

A polarização adequada da configuração base-comum na região ativa pode ser rapidamente determinada, utilizando a aproximação  $I_C \cong I_E$  e presumindo, por enquanto, que  $I_B \cong 0 \mu A$ . O resultado é a configuração da Figura 3.11 para o transistor *pnp*. A seta do símbolo define o sentido do fluxo convencional para  $I_E \cong I_C$ . As fontes CC são então inseridas com uma polaridade semelhante ao sentido da corrente resultante. Para o transistor *npn*, as polaridades serão invertidas.

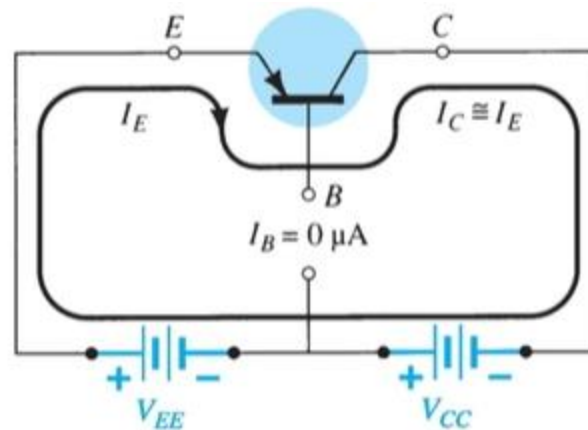


Fig. 3.11

# Região de Ruptura

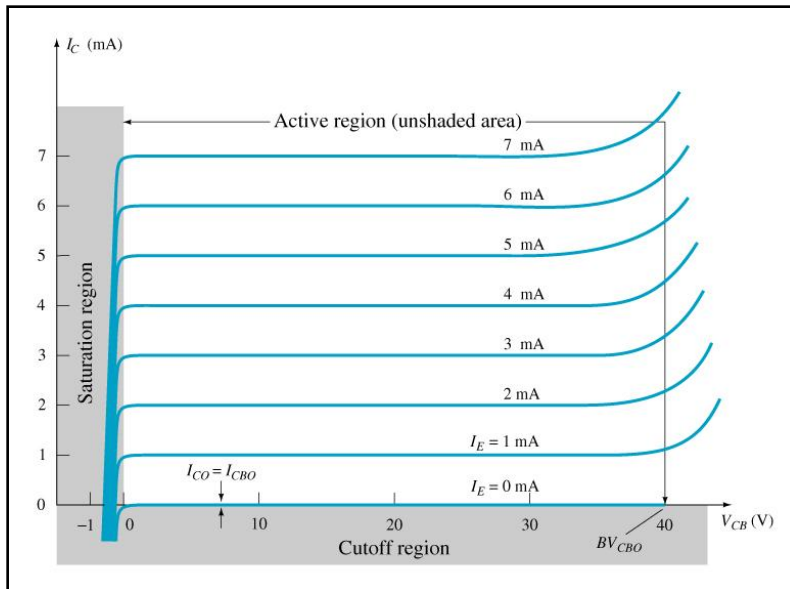


Fig. 3.8

A medida que a tensão aplicada  $V_{CB}$  aumenta, há um ponto em que as curvas assumem uma ascensão drástica na Figura 3.8. Isso se deve, principalmente, a um efeito de avalanche semelhante ao descrito para o diodo no Capítulo 1, quando a tensão de polarização reversa atinge a região de ruptura. Como afirmado anteriormente, a junção base-coletor é polarizada reversamente na região ativa, mas existe um ponto onde uma tensão de polarização reversa demasiado grande conduzirá ao efeito de avalanche. O resultado é um elevado aumento na corrente para pequenos aumentos na tensão base-coletor. A maior tensão de base para coletor admissível é denominada  $BV_{CBO}$ .

# **Ação Amplificadora da Configuração Base Comum**



Uma vez que a relação entre  $I_C$  e  $I_E$  foi estabelecida na Seção 3.4, a operação básica de amplificação do transistor pode ser introduzida em um nível superficial utilizando-se a estrutura da Figura 3.12. A polarização cc não aparece na figura, pois nosso interesse limita-se à resposta ca. Para a configuração base-comum, a resistência de entrada ca determinada pela curva característica da Figura 3.7 é bastante pequena e varia de 10 a 100  $\Omega$ . A resistência de saída determinada pelas curvas da Figura 3.8 é bastante alta (quanto mais horizontal a curva, mais alta a resistência) e varia geralmente de 50 k $\Omega$  a 1 M $\Omega$  (100 k $\Omega$  para o transistor da Figura 3.12). A diferença das resistências deve-se à junção polarizada diretamente na entrada (base para emissor) e à junção polarizada reversamente na saída (base para coletor). Utilizando um valor comum de 20  $\Omega$  para a resistência de entrada, determinamos que:

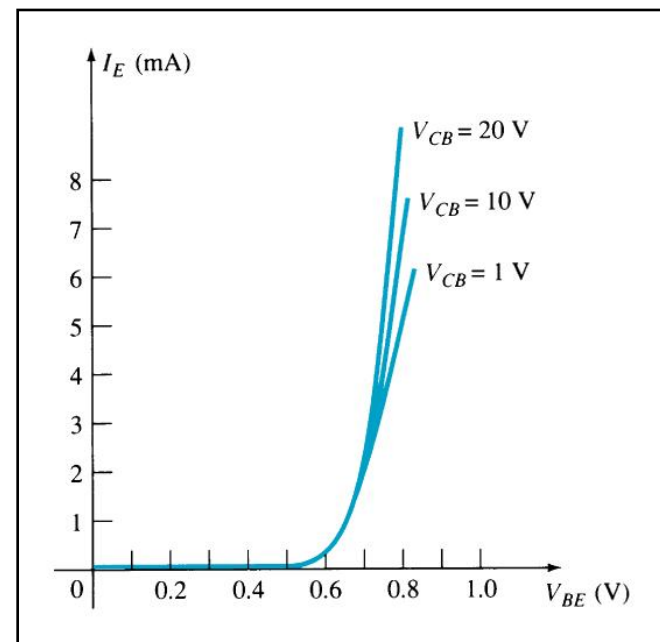
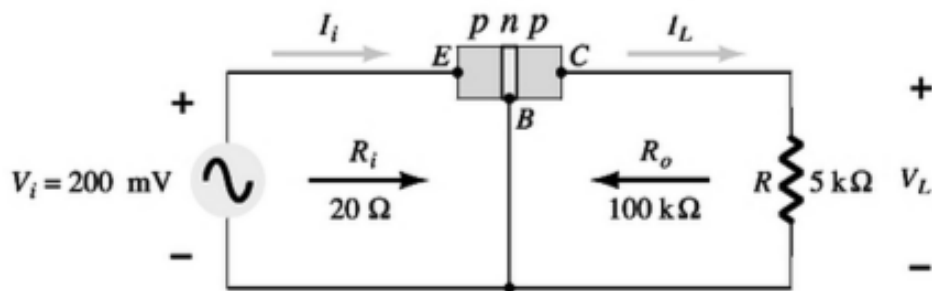


Fig. 3.7

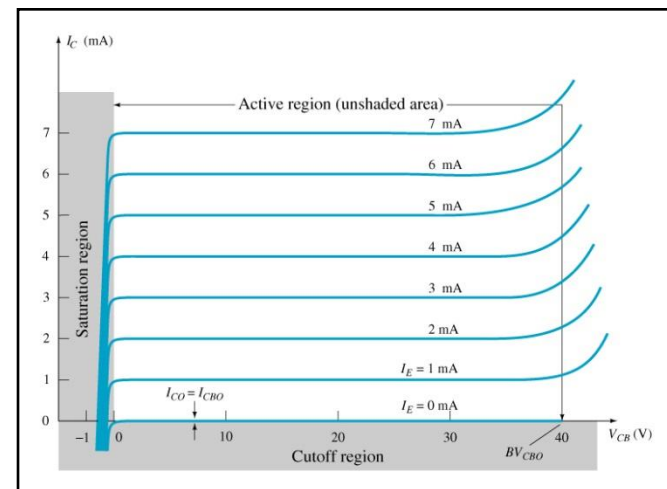


Fig. 3.8



$$I_i = \frac{V_i}{R_i} = \frac{200 \text{ mV}}{20 \Omega} = 10 \text{ mA}$$

Se considerarmos por enquanto que  $\alpha_{ca} = 1 (I_c = I_e)$ :

$$I_L = I_i = 10 \text{ mA}$$

e

$$\begin{aligned} V_L &= I_L R \\ &= (10 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) \\ &= 50 \text{ V} \end{aligned}$$

A amplificação de tensão é:

$$A_v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{50 \text{ V}}{200 \text{ mV}} = 250$$

Valores típicos de amplificação de tensão para a configuração base-comum variam de 50 a 300. A amplificação de corrente ( $I_C/I_E$ ) é sempre menor do que 1 para a configuração base-comum. Esta última característica é óbvia, pois  $I_C = \alpha I_E$  é sempre menor do que 1.

A operação básica de amplificação foi produzida *transferindo-se* uma corrente  $I$  de um circuito de baixa *resistência* para um circuito de alta resistência. A combinação dos dois termos em itálico resulta no nome *transistor*, isto é:

*transferência* + *resistor*  $\rightarrow$  *transistor*

# **Configuração Emissor Comum**

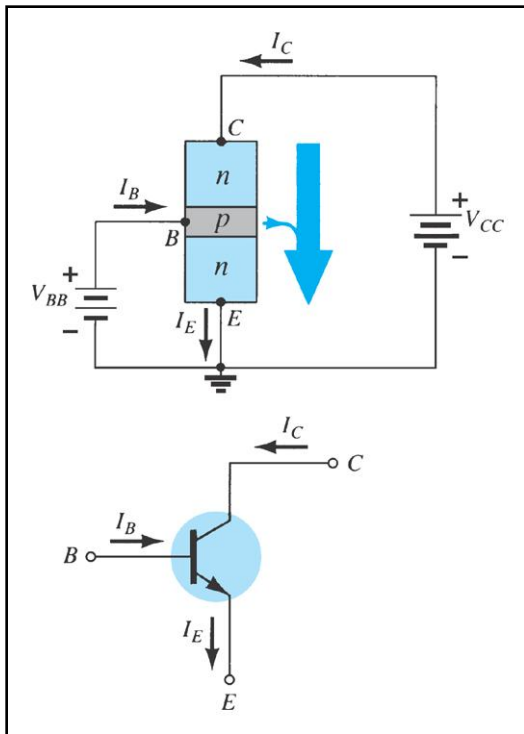
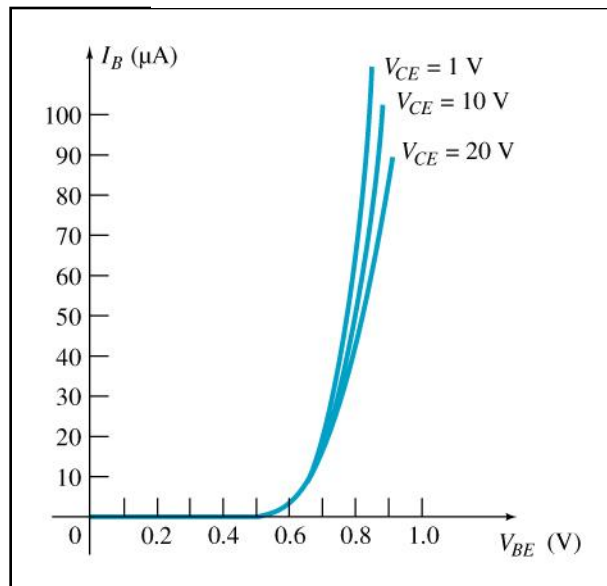


Fig. 3.12

A configuração utilizada com maior frequência para o transistor é mostrada na Figura 3.12 para transistores *pnp* e *npn*. Denomina-se *configuração emissor-comum* porque o emissor é comum em relação aos terminais de entrada e saída (nesse caso, comum aos terminais de coletor e base).

Novamente, dois conjuntos de curvas características são necessários para descrever totalmente o comportamento da configuração emissor-comum: um para o circuito de *entrada*, ou *base-emissor*, e um para o circuito de *saída*, ou *coletor-emissor*. Ambos são mostrados na Figura 3.13.

(a)



(b)

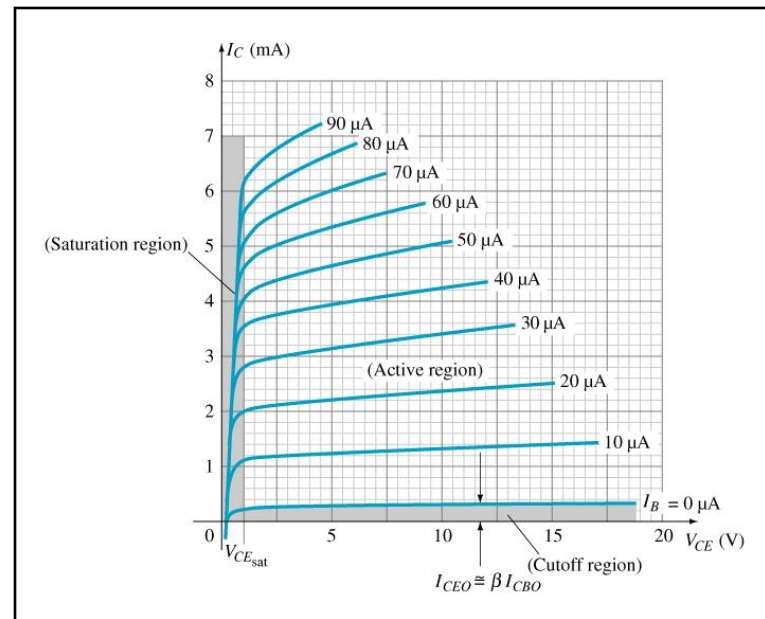


Fig. 3.13 - a) base characteristic; b) collector characteristic

A região ativa para a configuração emissor-comum é a porção do quadrante superior direito que tem maior linearidade, isto é, a região em que as curvas de  $I_B$  são praticamente retas e estão igualmente espaçadas. Na Figura 3.13(a), essa região está à direita da linha vertical tracejada em  $V_{CEsat}$  e acima da curva para  $I_B$  igual a zero. A região à esquerda de  $V_{CEsat}$  é chamada de região de saturação.

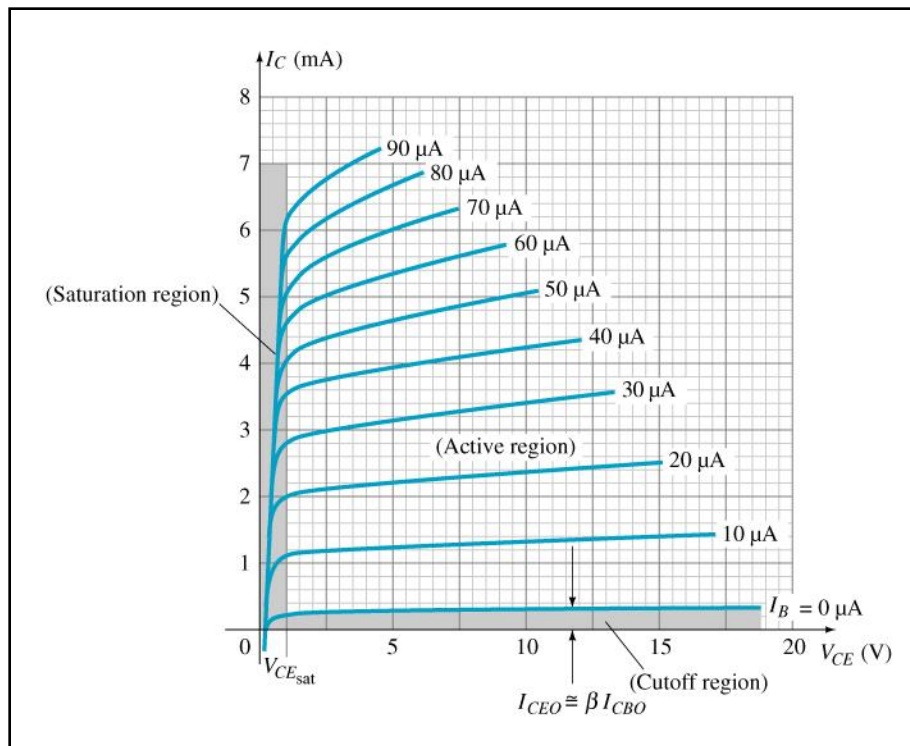


Fig. 3.13a

A região de corte da configuração emissor-comum não é tão bem definida quanto a configuração base-comum. Observe, nas características de coletor da Figura 3.13, que  $I_C$  não é igual a zero quando  $I_B$  equivale a zero. Para a configuração base-comum, quando a corrente de entrada  $I_E$  era igual a zero, a corrente de coletor equivalia apenas à corrente de saturação reversa  $I_{CO}$ , de modo que a curva  $I_E = 0$  e o eixo das tensões eram praticamente os mesmos.

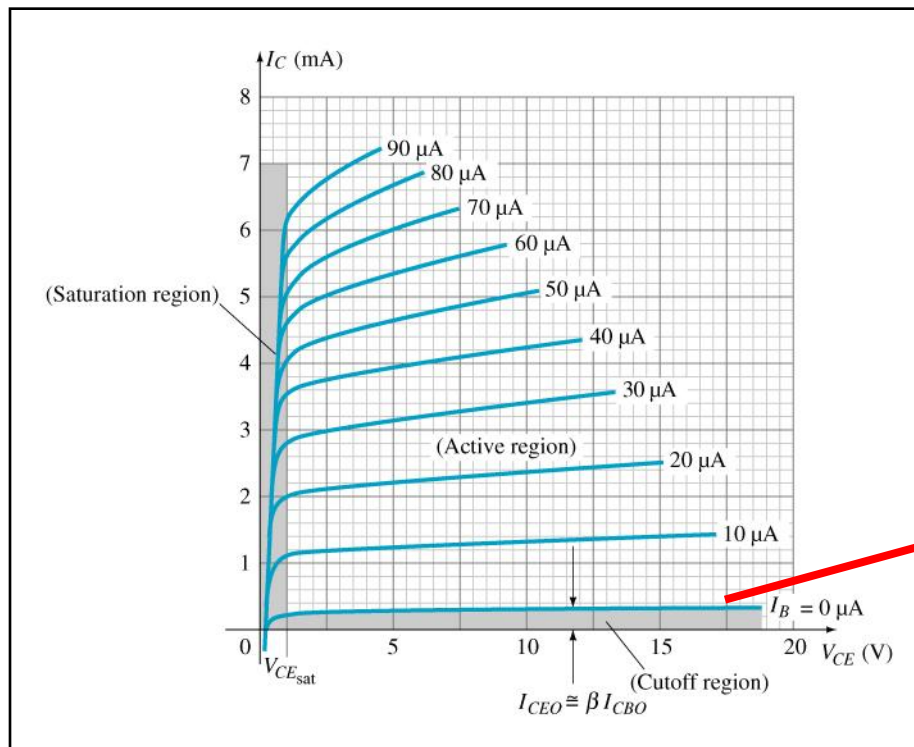
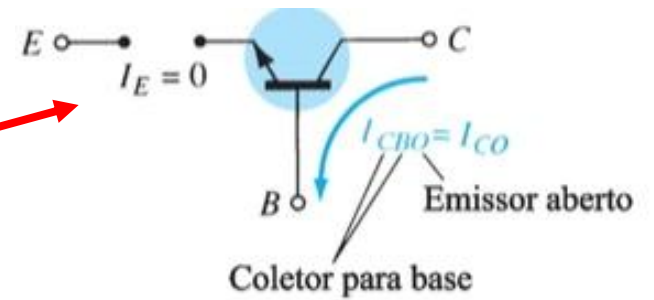


Fig. 3.13a





*Na região ativa de um amplificador emissor-comum, a junção base-coletor é polarizada reversamente, enquanto a junção base-emissor é polarizada diretamente.*

Lembramos que essas são as mesmas condições existentes na região ativa da configuração base-comum. A região ativa da configuração emissor-comum pode ser utilizada para amplificação de tensão, corrente ou potência.

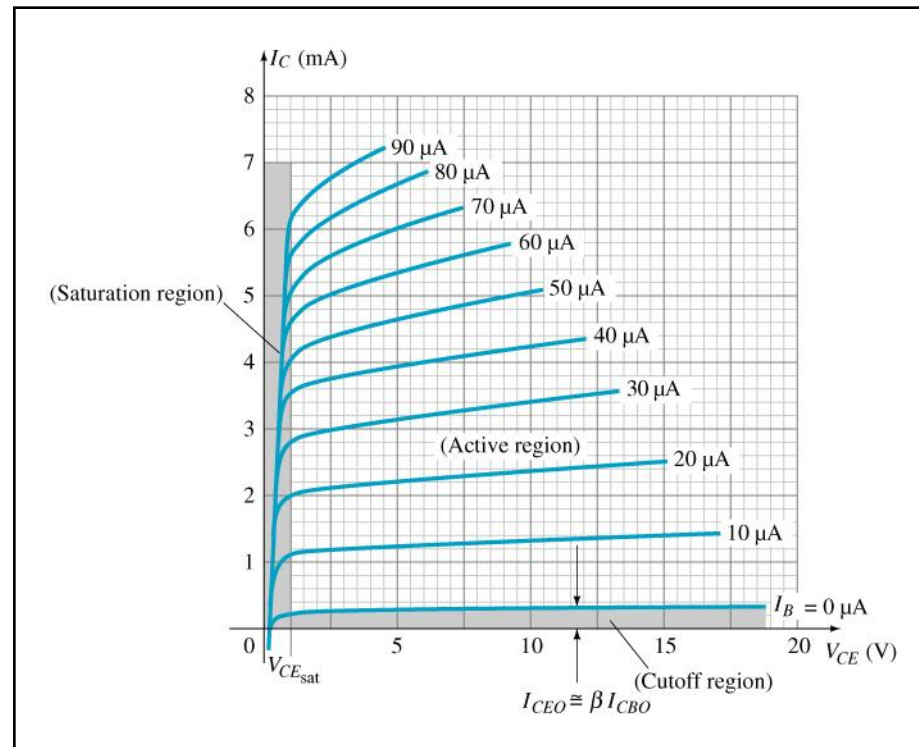


Fig. 3.13a



# Common-Emitter Amplifier Currents

## Ideal Currents

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = \alpha I_E$$

## Actual Currents

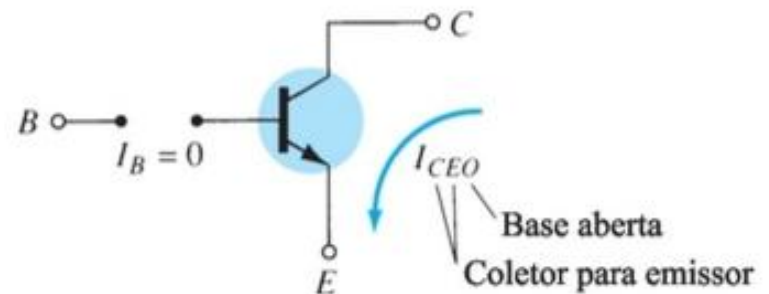
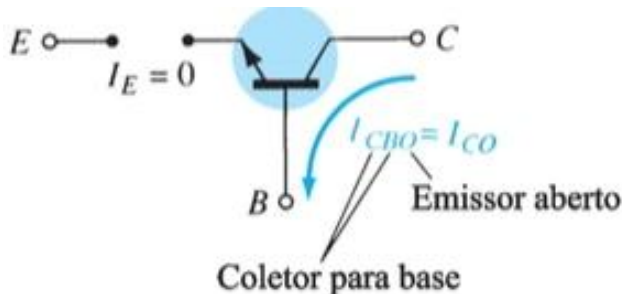
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

where  $I_{CBO}$  = minority collector current

$I_{CBO}$  is usually so small that it can be ignored, except in high power transistors and in high temperature environments.

When  $I_B = 0 \mu\text{A}$  the transistor is in cutoff, but there is some minority current flowing called  $I_{CEO}$ .

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \Big|_{I_B = 0 \mu\text{A}}$$



## Beta ( $\beta$ )

$\beta$  represents the amplification factor of a transistor.

*In DC mode:*

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

*In AC mode:*

$$\beta_{ac} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constant}}$$

$\beta_{ac}$  is sometimes referred to as  $h_{fe}$ , a term used in transistor modeling calculations

## Example 1: Determining $\beta_{AC}$ and $\beta_{DC}$ from a Graph

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta_{DC} = \frac{2.7 \text{ mA}}{25 \mu\text{A}} \Big|_{V_{CE}=7.5 \text{ V}} = 108$$

$$\beta_{AC} = \frac{(3.2 \text{ mA} - 2.2 \text{ mA})}{(30 \mu\text{A} - 20 \mu\text{A})} = \frac{1 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} \Big|_{V_{CE}=7.5 \text{ V}} = 100$$

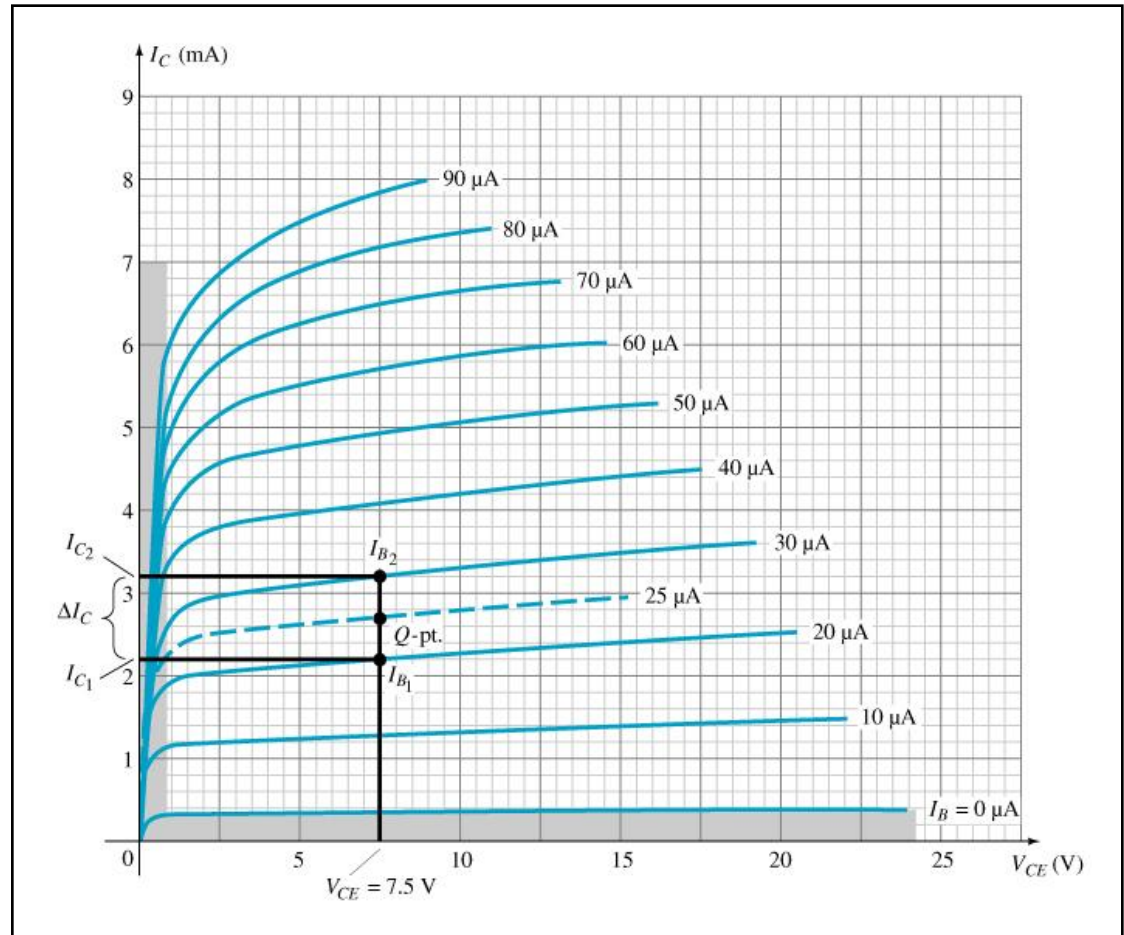


Fig. 3.16

**Example 2: Determining  $\beta_{AC}$  and  $\beta_{DC}$  in ideal conditions from a Graph**

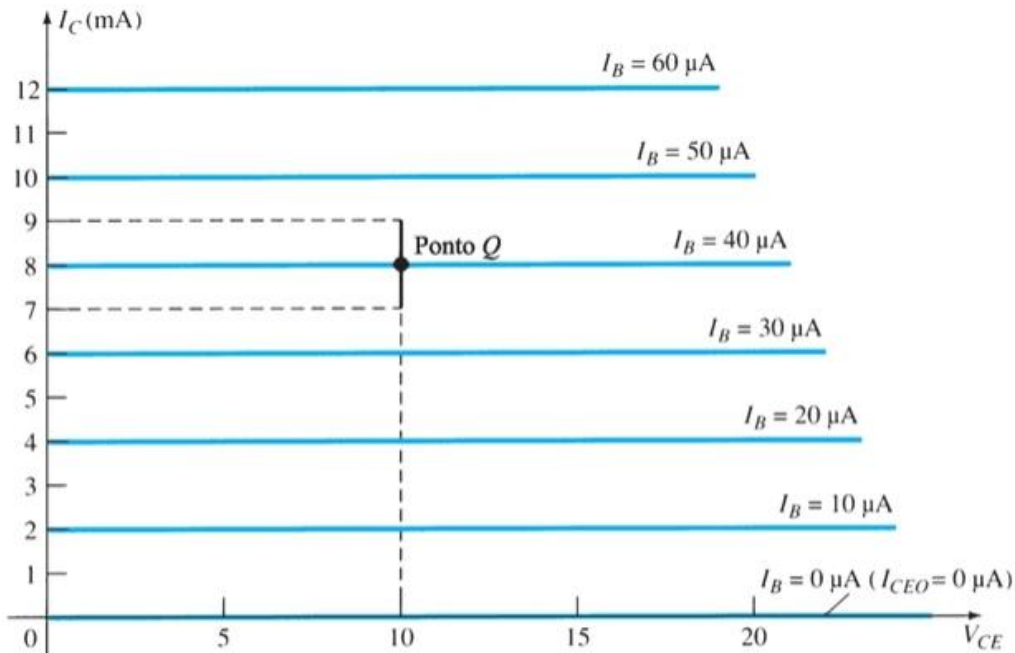


Fig. 3.17

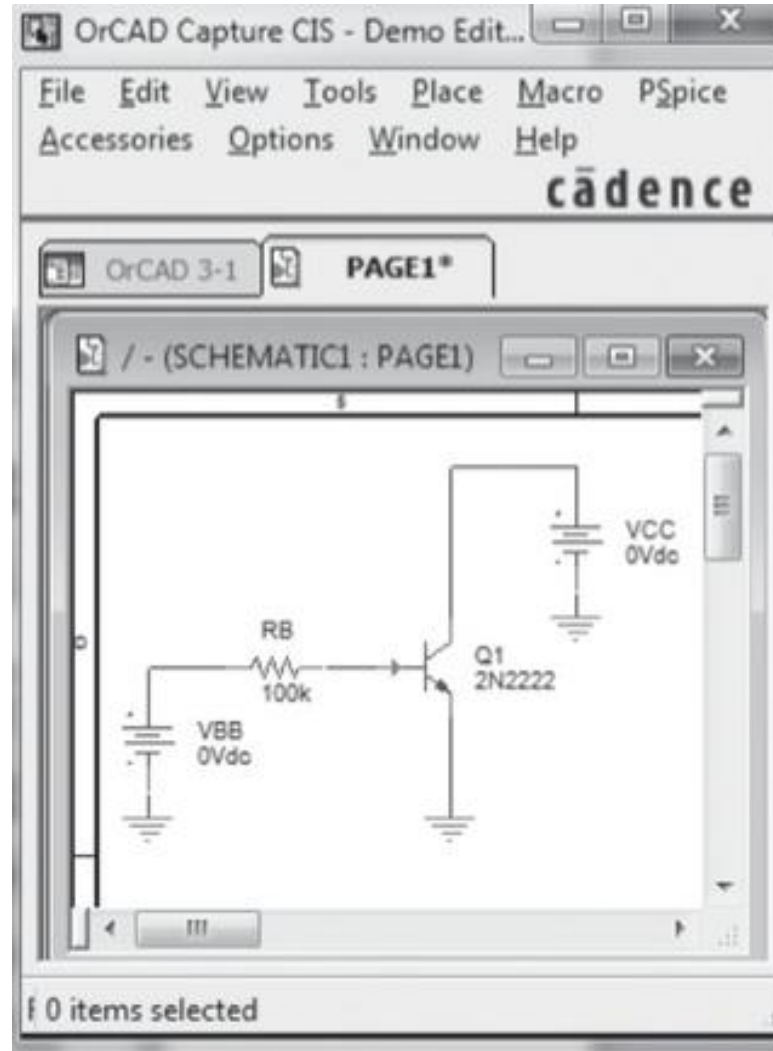
$$\beta_{CA} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = \text{constante}}$$

$$= \frac{9 \text{ mA} - 7 \text{ mA}}{45 \mu\text{A} - 35 \mu\text{A}} = \frac{2 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = \mathbf{200}$$

$$\beta_{CC} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{8 \text{ mA}}{40 \mu\text{A}} = \mathbf{200}$$

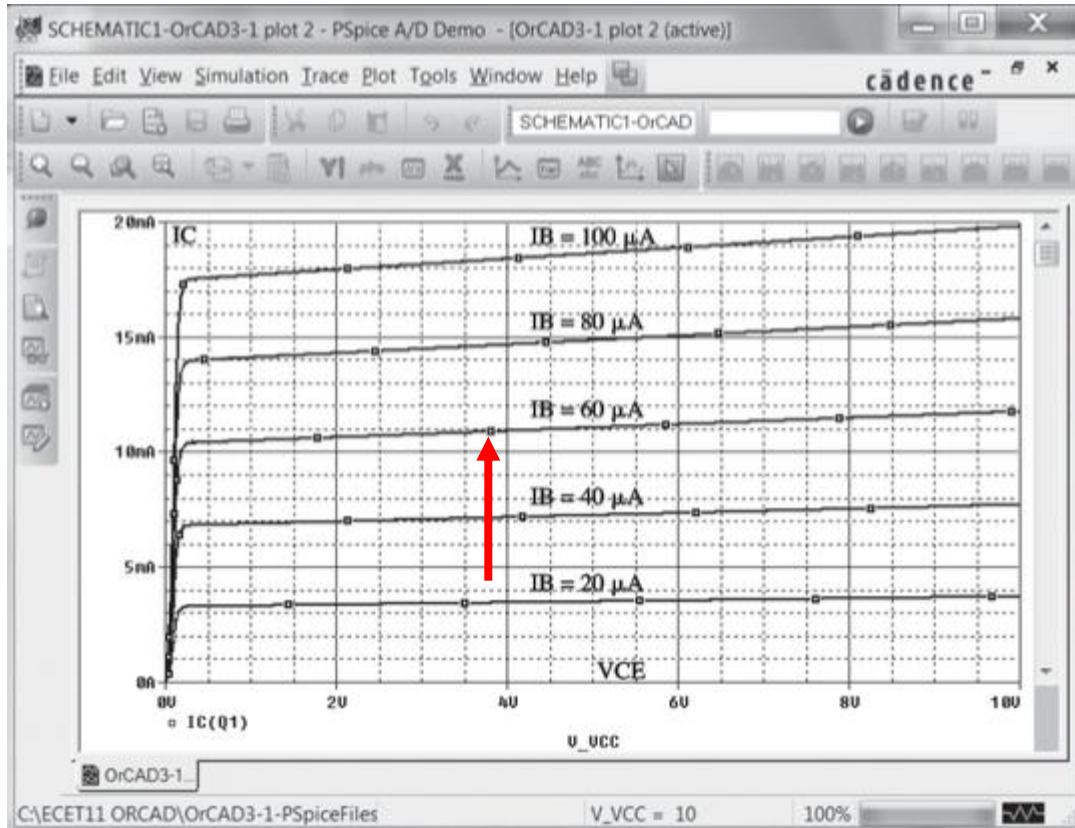
# Determining $\beta$ from a Graph

**Example 3:** Determinação  $\beta_{dc}$  do transistor Q2N2222 no PSpice



# Determining $\beta$ from a Graph

**Example 3:** Determinação  $\beta_{dc}$  do transistor Q2N2222 no PSPice



$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{11 \text{ mA}}{60 \mu A} = 183,3$$

**Características de coletor do transistor Q2N222**

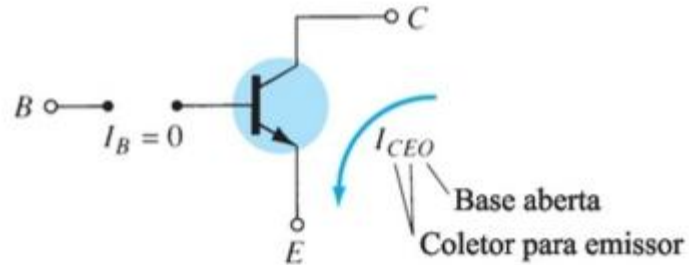
# Relationships

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \longrightarrow I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CBO} \longrightarrow I_C = \frac{\alpha I_B}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}$$

If  $I_B=0$  and  $\alpha = 0.996 \longrightarrow I_C = \frac{\alpha(0 \text{ A})}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - 0,996} = \frac{I_{CBO}}{0,004} = 250I_{CBO}$

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \Big|_{I_B=0 \mu\text{A}}$$

=



If  $I_{CEO} = 1 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 0,25 \text{ mA}$

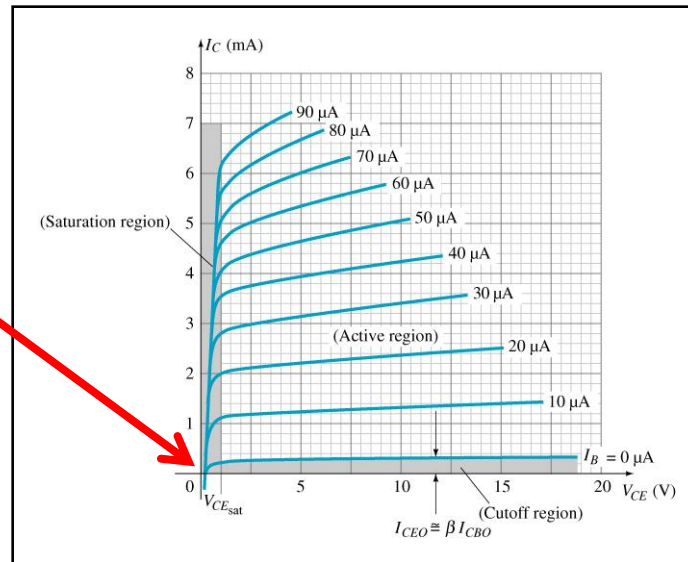


Fig. 3.16



# Relationships

$$I_E = I_C + I_B \rightarrow \frac{I_C}{\alpha} = I_C + \frac{I_C}{\beta} \rightarrow \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta} \rightarrow \beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1}$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B \rightarrow I_E = (\beta + 1)I_B$$

$$I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO} \rightarrow I_{CEO} \cong \beta I_{CBO}$$

# Região de Ruptura

Tal como no caso da configuração base-comum, existe uma tensão emissor-coletor máxima que pode ser aplicada e ainda permanecer na região ativa estável de operação. Na Figura as curvas características

foram estendidas para demonstrar o impacto sobre as características em níveis elevados de  $V_{CE}$ . Em níveis altos de corrente de base, as correntes quase ascendem verticalmente, enquanto em níveis mais baixos desenvolve-se uma região que parece apoiar-se sobre si mesma. Essa região é particularmente digna de nota porque um aumento na corrente está resultando em uma queda na tensão — algo totalmente diferente do que ocorre com qualquer elemento resistivo no qual um aumento na corrente resulta em um aumento na diferença de potencial através do resistor. Considera-se que regiões dessa natureza têm uma característica de **resistência negativa**. Embora o conceito de uma resistência negativa possa parecer estranho, há dispositivos e sistemas que dependem desse tipo de característica para executar a tarefa desejada.

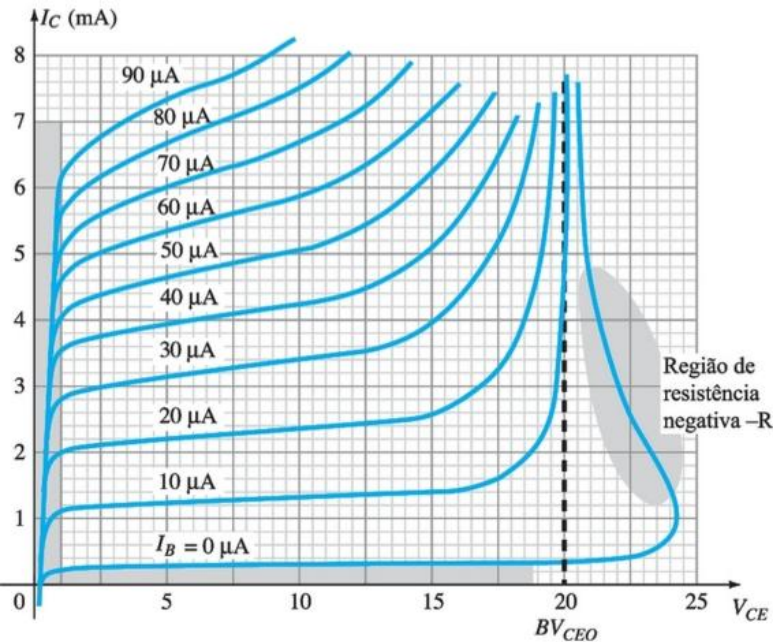
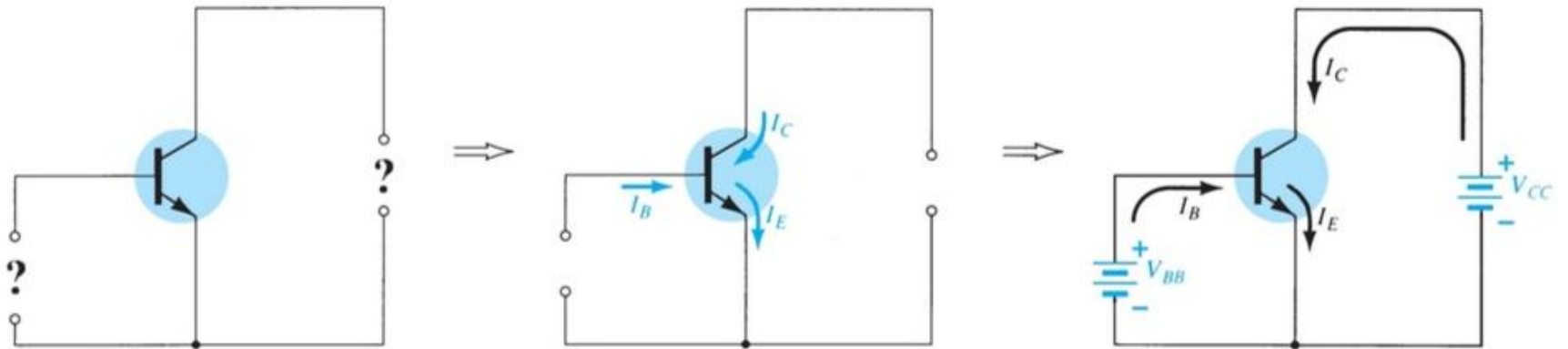


Fig. 3.19

## Proper biasing for an npn transistor



# Exercício no LTSpice

Acessar o Moodle [www.moodle.eesc.usp.br](http://www.moodle.eesc.usp.br)

Resolver “LTSpice - Exercício 1 – BJT”

O circuito da figura 1 é uma montagem simples, em análise .DC, que plota a corrente de coletor em função da tensão na base. A tensão de coletor é fixa em 10V pela fonte V2 e a fonte de base V1 será excursionada pela análise. A varredura em V1 será feita entre 0 e 2V com o passo de 0.01 para uma boa resolução.

A figura 2 mostra a corrente medida no terminal de base.

A figura 3 mostra a corrente de coletor.

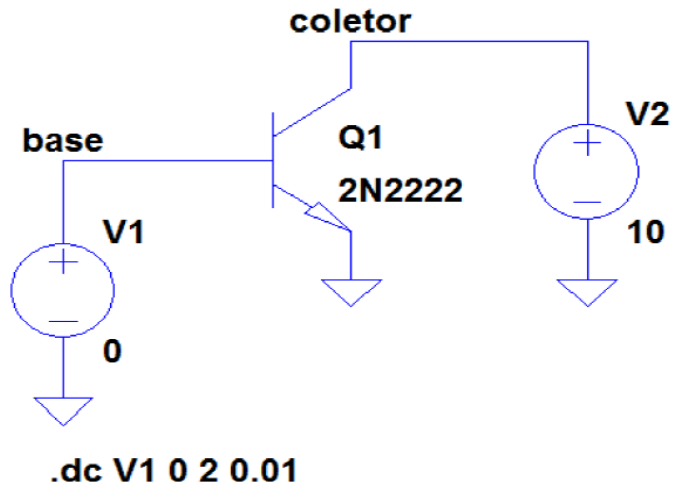


Fig. 1

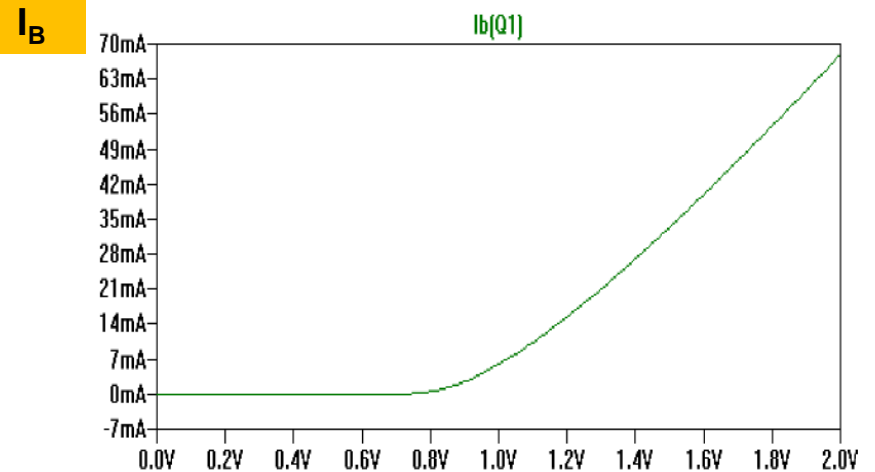


Fig. 2

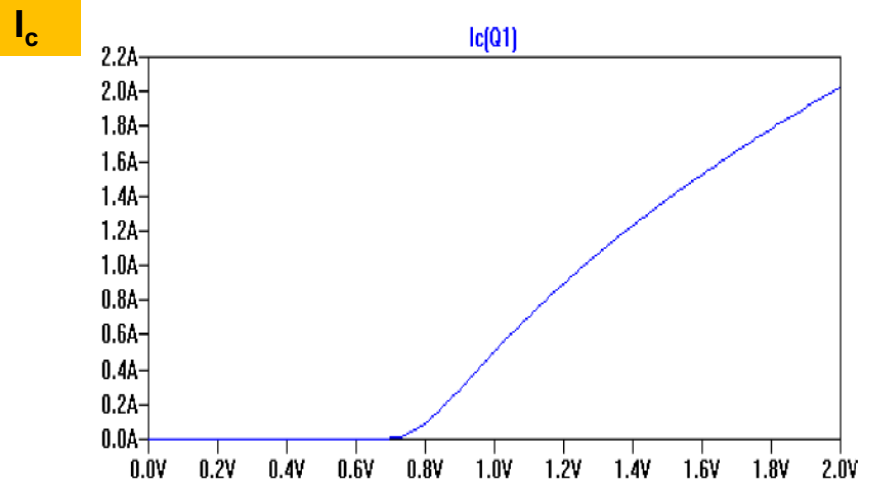


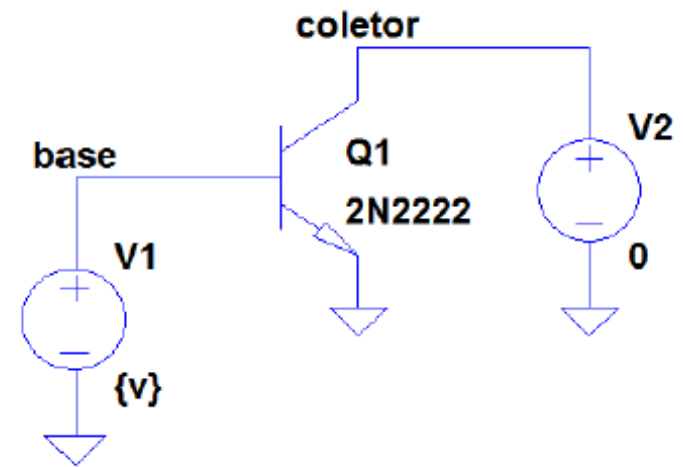
Fig. 3

Uma aplicação muito interessante da análise .DC utilizada em conjunto com o comando **.step param** é a visualização da família de curvas de um transistor.

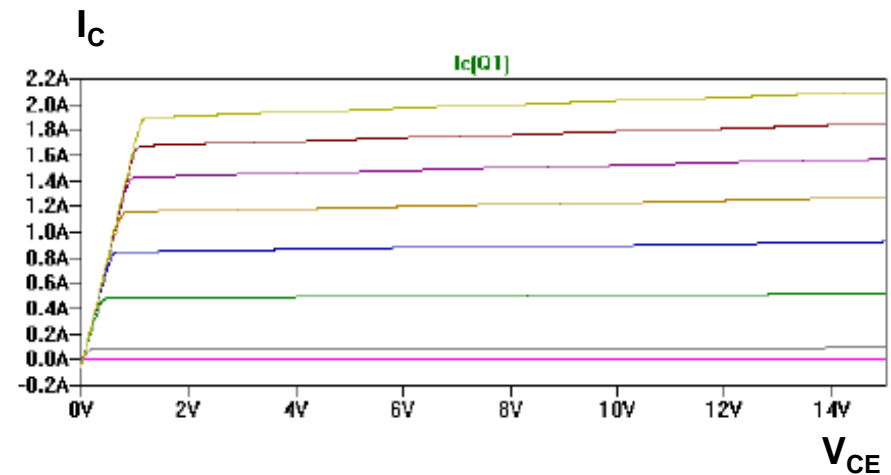
Essas curvas são a relação da corrente de coletor em função da tensão de coletor parametrizada para vários valores de tensão na base. O circuito ao lado é utilizado.

A análise .DC é realizada com a excursão de 0 à 15V da tensão de coletor ( $V_2=V_{CE}$ ).

O valor da fonte V1 será {v} e o comando “.step param v 0 2 0.2” deve ser utilizado na simulação. Este comando irá plotar uma curva em função de V1 para cada valor de v definido pelo .step, criando assim a família de curvas.



```
.dc V2 0 15 0.01  
.step param v 0 2 0.2
```



# **Configuração Coletor Comum**



The input is on the base and the output is on the emitter.

The characteristics are similar to those of the common-emitter amplifier, except the vertical axis is  $I_C$ .

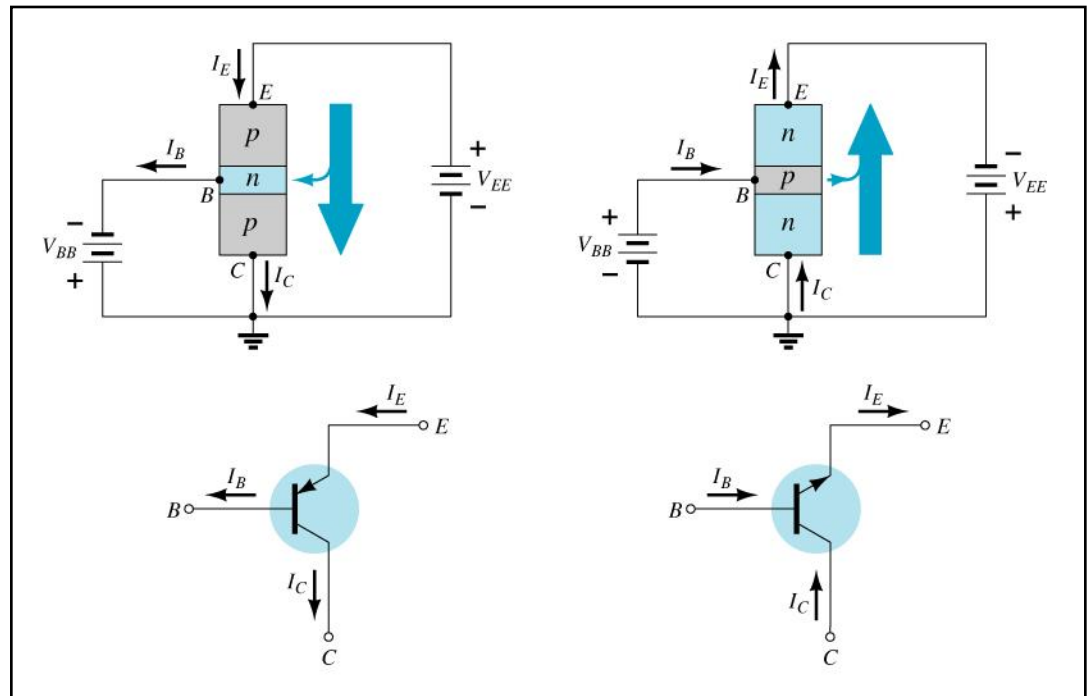


Fig. 3.20

# Operating Limits

$V_{CE}$  is maximum and  $I_C$  is minimum in the cutoff region.

$$I_{C(\max)} = I_{CEO}$$

$I_C$  is maximum and  $V_{CE}$  is minimum in the saturation region.

$$V_{CE(\max)} = V_{CE(sat)} = V_{CEO}$$

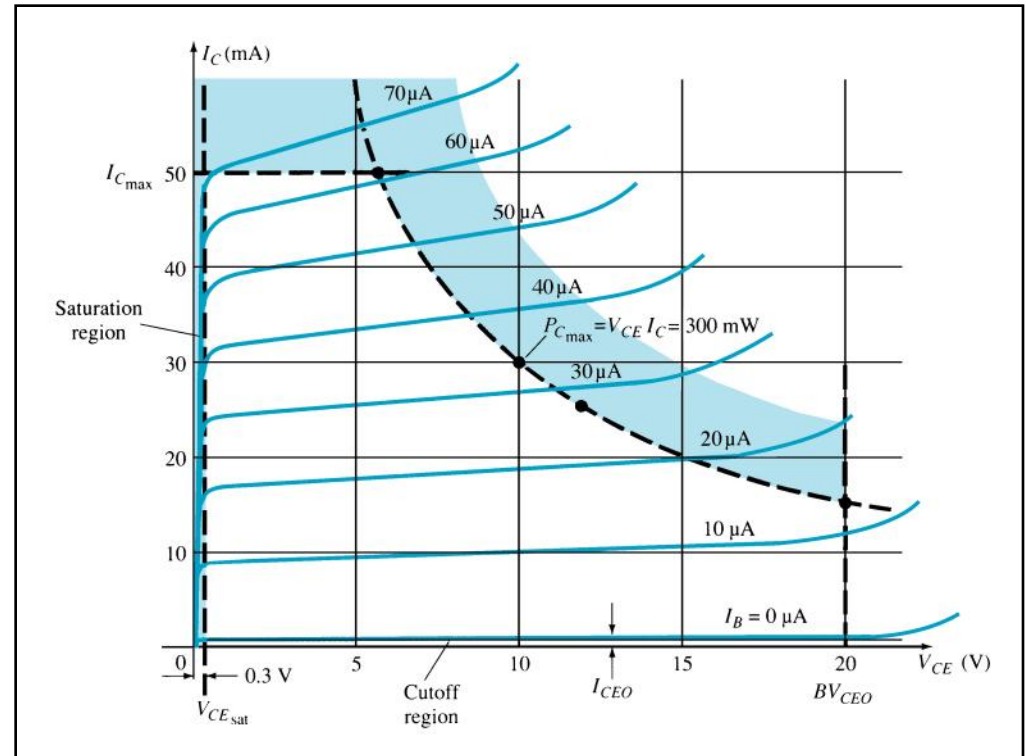


Fig. 3.22

The transistor operates in the active region between saturation and cutoff.

# Limites de Operação

O valor máximo de dissipação de potência é determinado pela equação:

$$P_{C_{\text{máx}}} = V_{CE} I_C$$

Para o dispositivo da Figura 3.22, a dissipação de potência de coletor é de 300 mW. A questão que surge é como traçar a curva de dissipação de potência de coletor especificada pelo fato de que

$$P_{C_{\text{máx}}} = V_{CE} I_C = 300 \text{ mW}$$

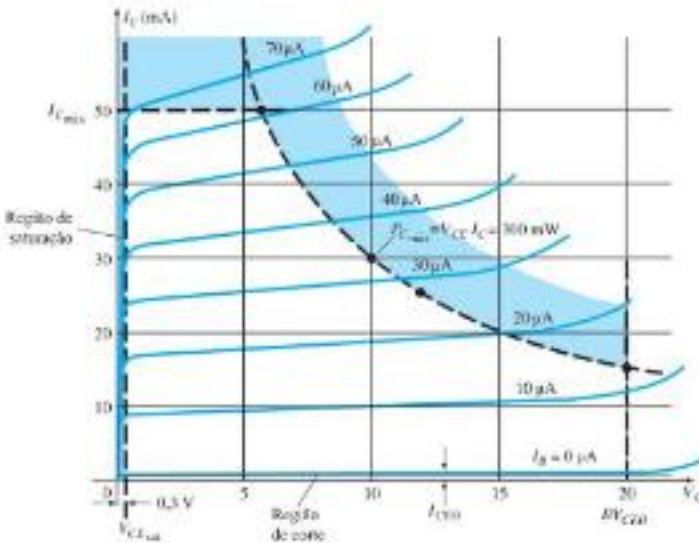


Fig. 3.22

## Limites de Operação

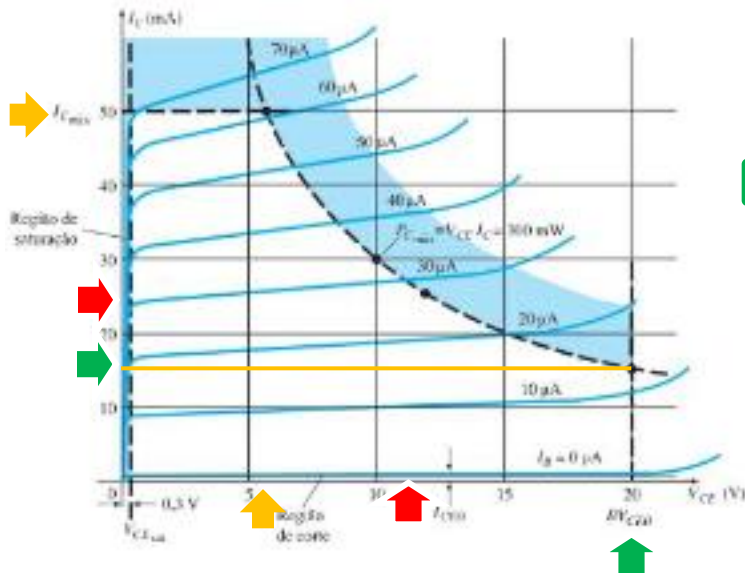


Fig. 3.22

- Em  $I_{C\text{máx}}$  Em qualquer ponto das curvas características, o produto de  $V_{CE}$  por  $I_C$  deve ser igual a 300 mW. Se escolhermos o valor máximo de 50 mA para  $I_C$  e o aplicarmos à relação anterior, obteremos

$$V_{CE}I_C = 300 \text{ mW}$$

$$V_{CE}(50 \text{ mA}) = 300 \text{ mW}$$

$$V_{CE} = \frac{300 \text{ mW}}{50 \text{ mA}} = 6 \text{ V}$$

- Em  $V_{CE\text{máx}}$  Como resultado, descobrimos que, se  $I_C = 50$  mA, então  $V_{CE} = 6$  V na curva de dissipação de potência, como indicado na Figura 3.22. Se agora escolhermos o valor máximo de 20 V para  $V_{CE}$ , o valor de  $I_C$  será

$$(20 \text{ V})I_C = 300 \text{ mW}$$

$$I_C = \frac{300 \text{ mW}}{20 \text{ V}} = 15 \text{ mA}$$

- Em  $I_C = \frac{1}{2}I_{C\text{máx}}$  Se agora escolhermos um valor intermediário de  $I_C$ , como 25 mA, e calcularmos o valor resultante de  $V_{CE}$ , obteremos

$$V_{CE}(25 \text{ mA}) = 300 \text{ mW}$$

e

$$V_{CE} = \frac{300 \text{ mW}}{25 \text{ mA}} = 12 \text{ V}$$

# Operating Limits

Se as características não estiverem disponíveis ou não constarem da folha de dados (o que ocorre muitas vezes), deve-se simplesmente assegurar que  $I_C$ ,  $V_{CE}$  e seu produto  $V_{CE}I_C$  situem-se nos intervalos mostrados na seguinte faixa:

$$\begin{aligned} I_{CEO} &\leq I_C \leq I_{C_{\text{m\acute{a}x}}} \\ V_{CE_{\text{sat}}} &\leq V_{CE} \leq V_{CE_{\text{m\acute{a}x}}} \\ V_{CE}I_C &\leq P_{C_{\text{m\acute{a}x}}} \end{aligned}$$

# Power Dissipation

**Common-base:**

$$P_{Cmax} = V_{CB} I_C$$

**Common-emitter:**

$$P_{Cmax} = V_{CE} I_C$$

**Common-collector:**

$$P_{Cmax} = V_{CE} I_E$$

## Traçador de Curvas

O traçador de curvas da Figura 1.50 produz o gráfico da Figura 3.24 quando todos os controles estão corretamente ajustados. Os displays menores da direita determinam as escalas utilizadas para as curvas características. A sensibilidade vertical é de 2 mA/div, resultando na escala exibida no lado esquerdo da tela do monitor. A sensibilidade horizontal é de 1 V/div, resultando na escala mostrada abaixo das curvas características. A função degrau revela que as curvas são separadas por uma diferença de  $10 \mu\text{A}$ , começando em  $0 \mu\text{A}$  para a curva inferior.

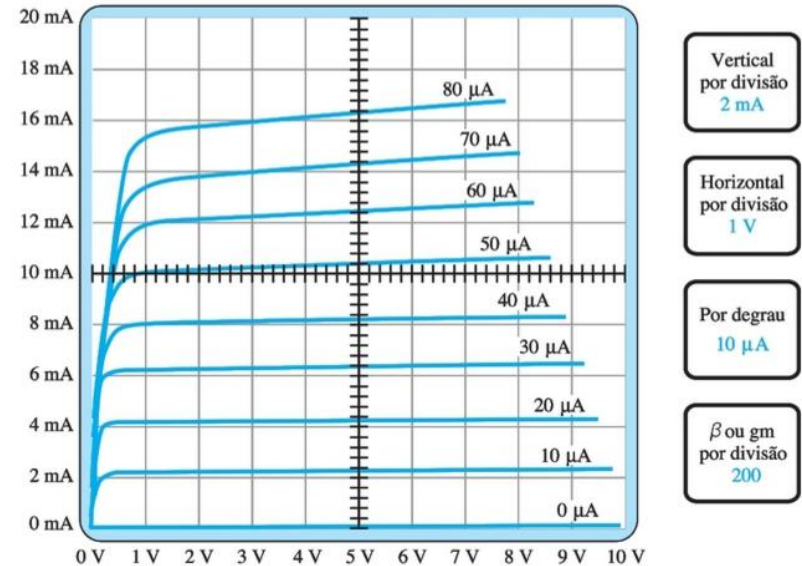


Fig. 3.24



Some DMMs measure  $\beta_{DC}$  or  $h_{FE}$



O último fator de escala fornecido pode ser utilizado para determinar rapidamente o parâmetro  $\beta_{ca}$  em qualquer região das curvas características. Multiplica-se simplesmente o fator mostrado no display pelo número de divisões entre as curvas de  $I_B$  na região de interesse. Por exemplo, determinaremos  $\beta_{ca}$  em um ponto  $Q$  para  $I_C = 7 \text{ mA}$  e  $V_{CE} = 5 \text{ V}$ . Nessa região da tela, a distância entre as curvas de  $I_B$  é  $9/10$  de uma divisão, como indicado na Figura 3.25. Utilizando o fator especificado, concluímos que:

$$\beta_{CA} = \frac{9}{10} \text{ div} \left( \frac{200}{\text{div}} \right) = 180$$

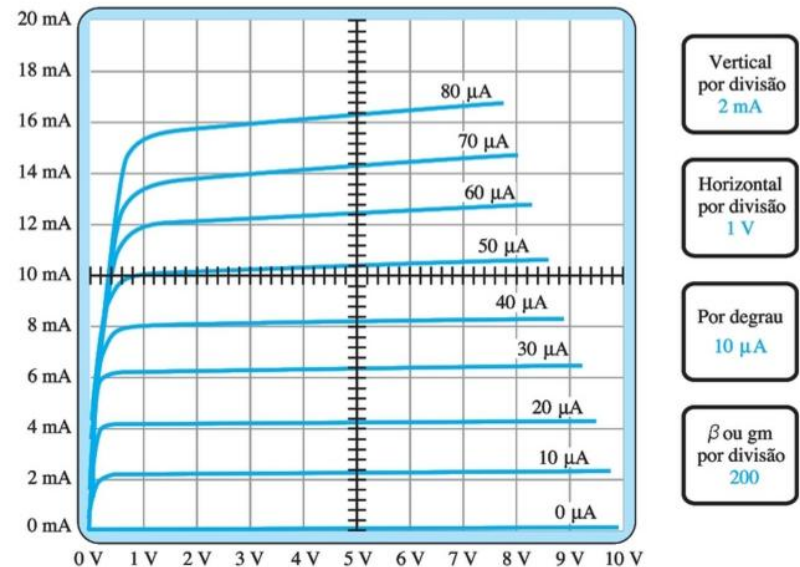
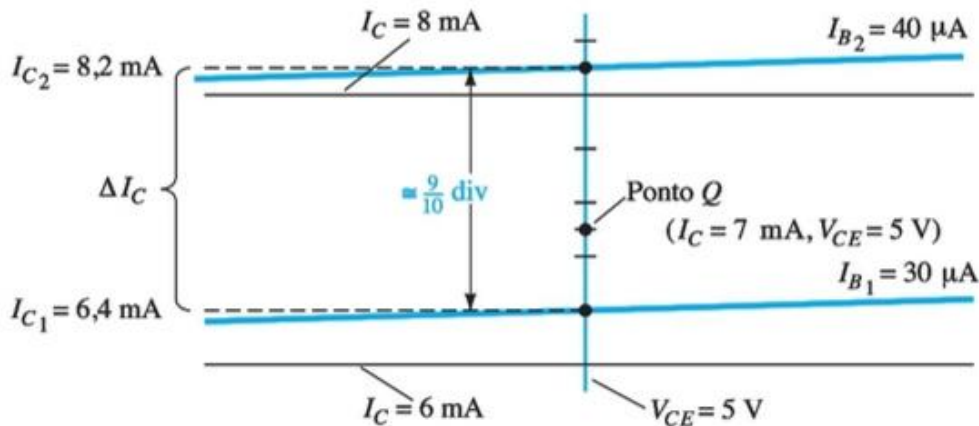


Fig. 3.22



$$\begin{aligned} \beta_{CA} &= \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{I_{C_2} - I_{C_1}}{I_{B_2} - I_{B_1}} = \frac{8,2 \text{ mA} - 6,4 \text{ mA}}{40 \mu\text{A} - 30 \mu\text{A}} \\ &= \frac{1,8 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 180 \end{aligned}$$

# Transistor Datasheet

# Transistor Specification Sheet

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N4123	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	$I_C$	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_j, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C W}$



Fig. 3.23

# Transistor Specification Sheet

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) ( $I_C = 1.0 \text{ mA}_{dc}$ , $I_E = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	30		Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \mu\text{A}_{dc}$ , $I_E = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	40		Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \mu\text{A}_{dc}$ , $I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	5.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 20 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ )	$I_{CBO}$	–	50	nAdc
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 3.0 \text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	–	50	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
DC Current Gain(1) ( $I_C = 2.0 \text{ mA}_{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA}_{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	50 25	150 –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ( $I_C = 50 \text{ mA}_{dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA}_{dc}$ )	$V_{CE(sat)}$	–	0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ( $I_C = 50 \text{ mA}_{dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA}_{dc}$ )	$V_{BE(sat)}$	–	0.95	Vdc

Fig. 3.23

# Transistor Specification Sheet

## SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

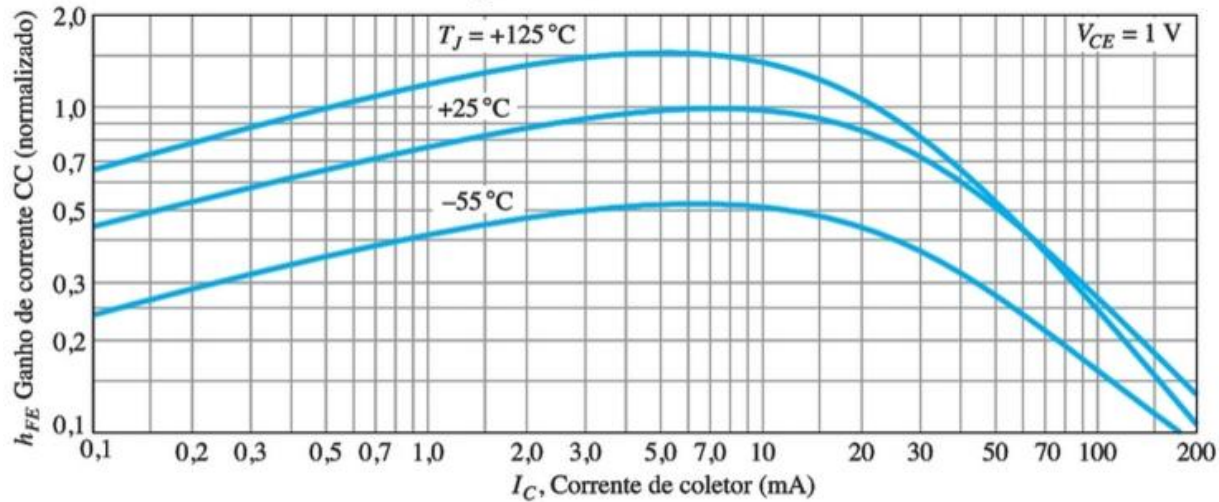
Current-Gain – Bandwidth Product ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $f = 100 \text{ MHz}$ )	$f_T$	250		MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 5.0 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 100 \text{ MHz}$ )	$C_{obo}$	–	4.0	pF
Input Capacitance ( $V_{BE} = 0.5 \text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ , $f = 100 \text{ kHz}$ )	$C_{ibo}$	–	8.0	pF
Collector-Base Capacitance ( $I_E = 0$ , $V_{CB} = 5.0 \text{ V}$ , $f = 100 \text{ kHz}$ )	$C_{cb}$	–	4.0	pF
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	50	200	–
Current Gain – High Frequency ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $f = 100 \text{ MHz}$ ) ( $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	2.5 50	– 200	–
Noise Figure ( $I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}$ , $V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$ , $R_S = 1.0 \text{ k ohm}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	NF	–	6.0	dB

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ . Duty Cycle = 2.0%

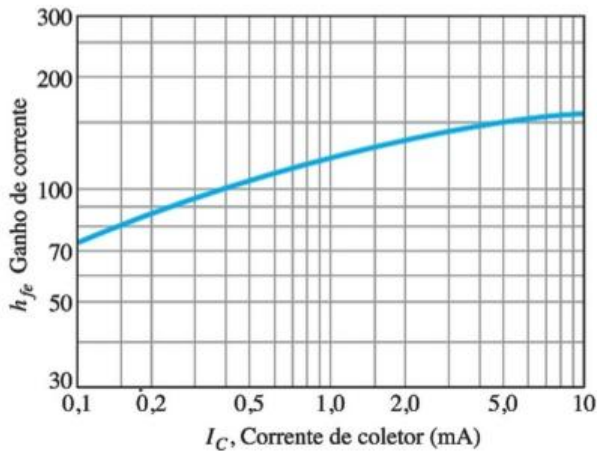
Fig. 3.23

# Transistor Specification Sheet

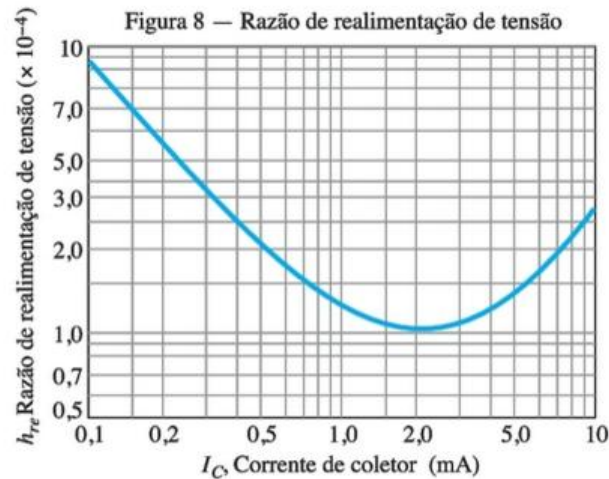
## $h_{FE}$ – DC Current Gain



## $h_{fe}$ – AC Current Gain



## $h_{re}$ – Voltage Feedback Ratio



## $h_{oe}$ - Output Admittance

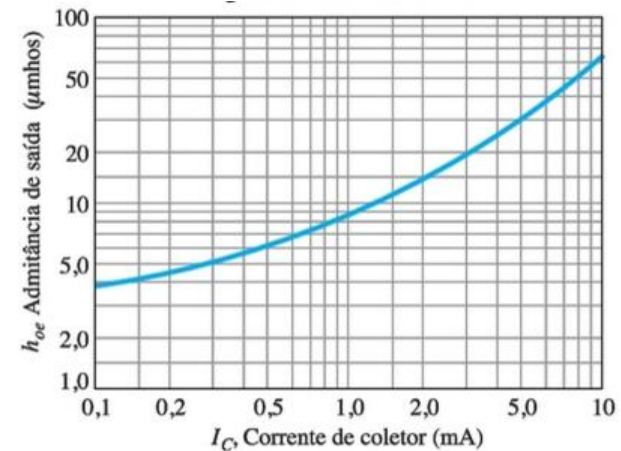


Fig. 3.23