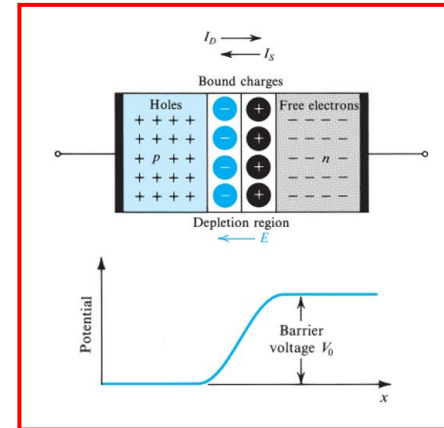


Tensão Interna (V_o)

Sem a aplicação de uma tensão externa, a tensão interna V_o pode ser deduzida por:

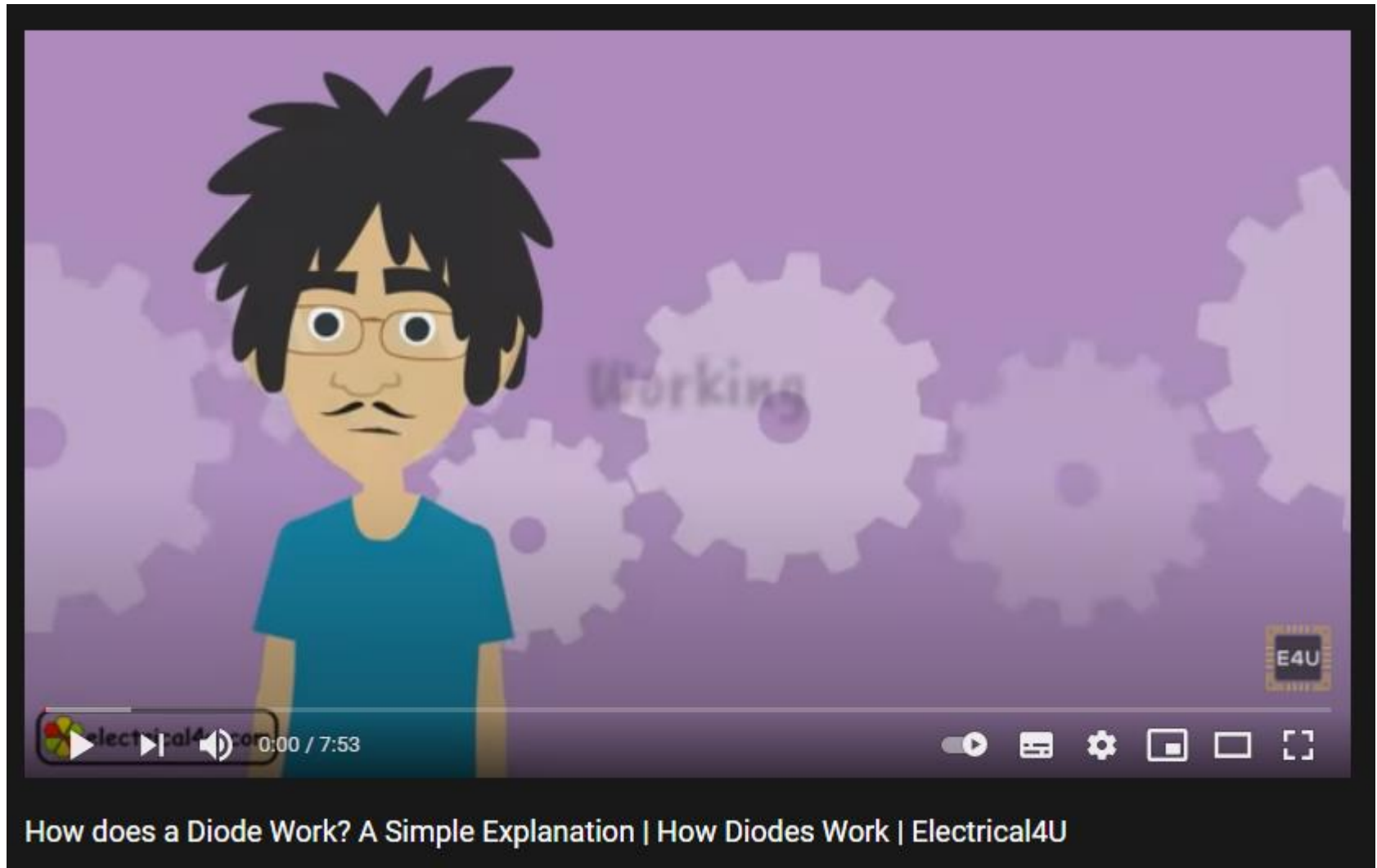
$$V_o = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$



A tensão V_o depende da concentração de dopantes e da temperatura, sendo de 0,6V à 0,8V para o Si.

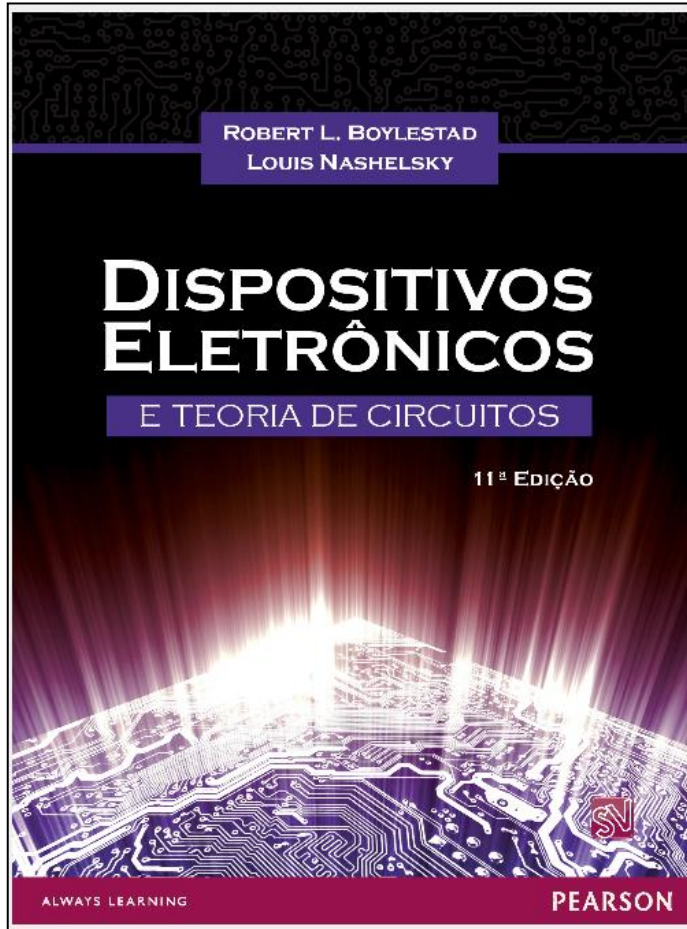
Quando os terminais da junção pn são deixados abertos a tensão medida é nula, isto é, não aparece entre os terminais do diodo. Isso se deve a existência de tensões de contato na junções metal semiconductor nos terminais do diodo as quais são contrárias à V_o e fazem o balanço com a tensão de barreira.

Recordação



Bipolar Junction Transistor (BJT)

Referência Bibliográfica



Pearson Education do Brasil
11ª edição - 2013

ATENÇÃO

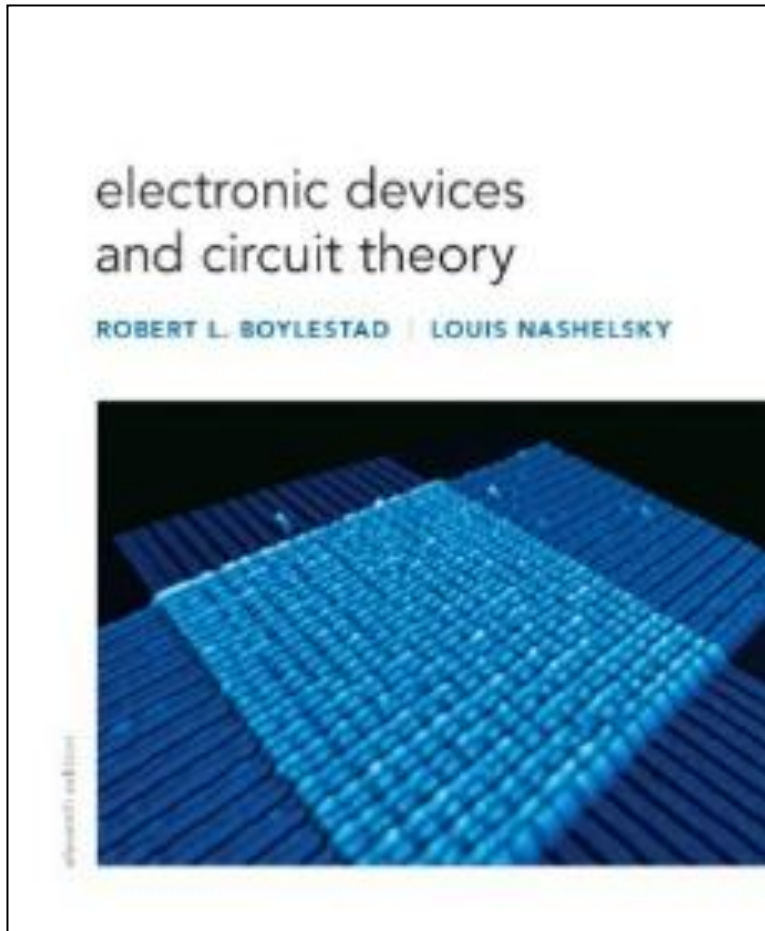


E-book disponível

- 1) plataforma.bvirtual.com.br
(use o seu login e senha)
- 2) Try USP e-book library

Capítulo 3
Transistores Bipolares de Junção
(pg. 115)

Referência Bibliográfica

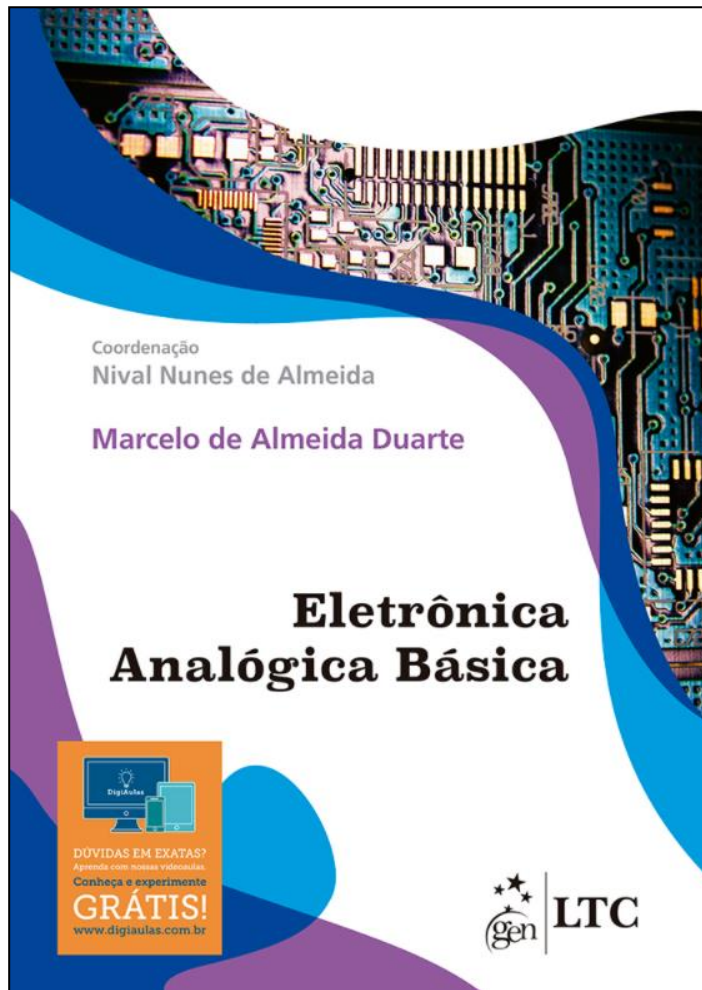


Pearson
11th edition - 2013

Chapter 3

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

Referência Bibliográfica



ATENÇÃO



E-book disponível em
[VitalSource Bookshelf: Sign In](#)
(use o seu login e senha)

Capítulo 11
Transistor Bipolar
(pg. 157)

History

1904

The vacuum tube was introduced by J A Fleming.



**vacuum
tubes**

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

The co-inventor developed 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.



Os co-inventores do primeiro transistor no Bell Laboratories: dr. William Shockley (sentado); dr. John Bardeen (à esquerda); dr. Walter H. Brattain. (Cortesia da AT&T.)

Dr. Shockley	Cidade de origem: Londres, Inglaterra, 1910 PhD por Harvard, 1936
Dr. Bardeen	Cidade de origem: Madison, Wisconsin, 1908 PhD por Princeton, 1936
Dr. Brattain	Cidade de origem: Amoy, China, 1902 PhD pela Universidade de Minnesota, 1928

Ganharam o Prêmio Nobel em 1956 por essa contribuição.

Fig. 3.1

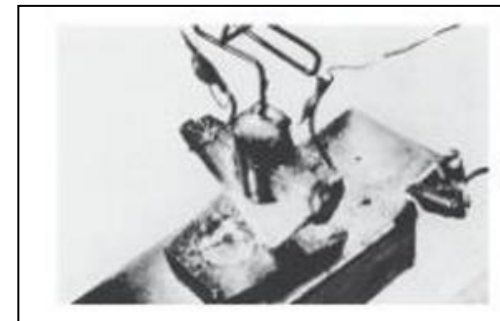


Fig. 3.2

1º transistor

(AT&T Archives and History Center)

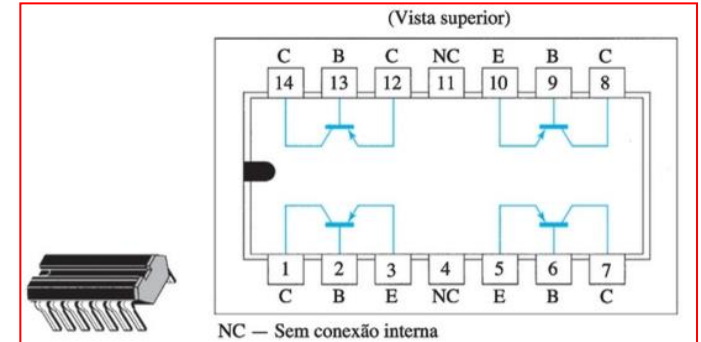
Exemplos de Encapsulamento do BJT



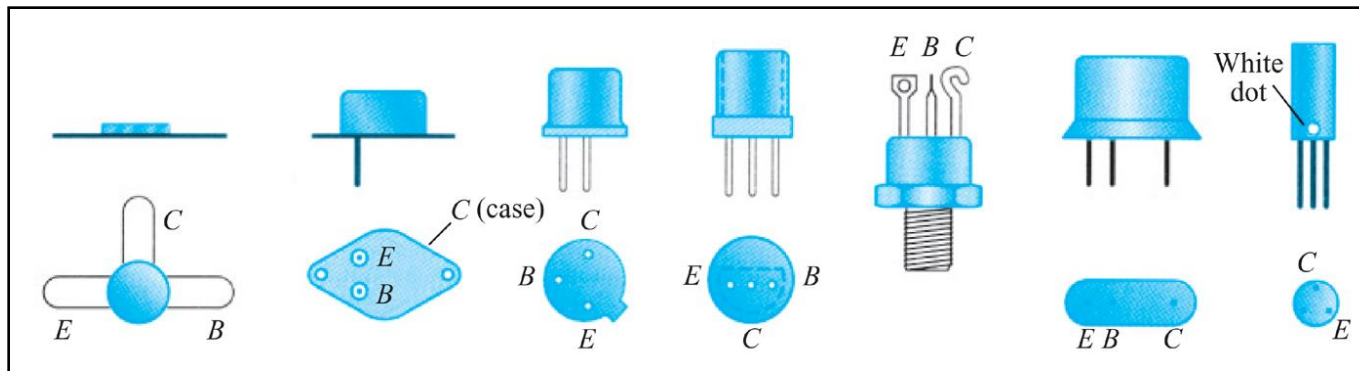
baixa potência

média potência

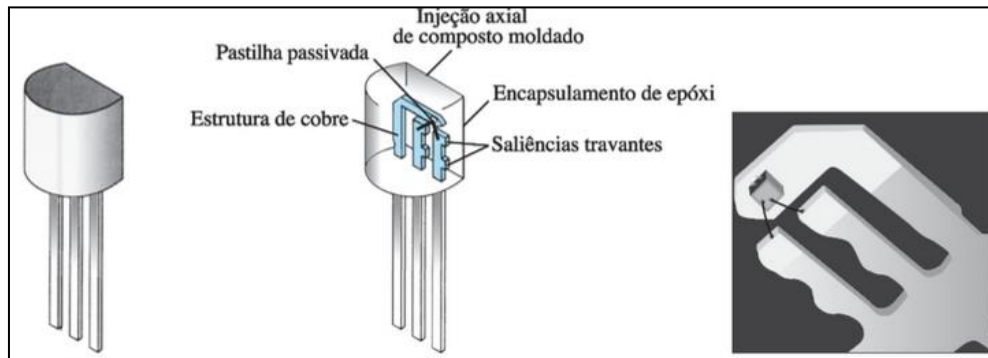
média / alta potência



Q2T2905, pnp quad
Texas Instruments



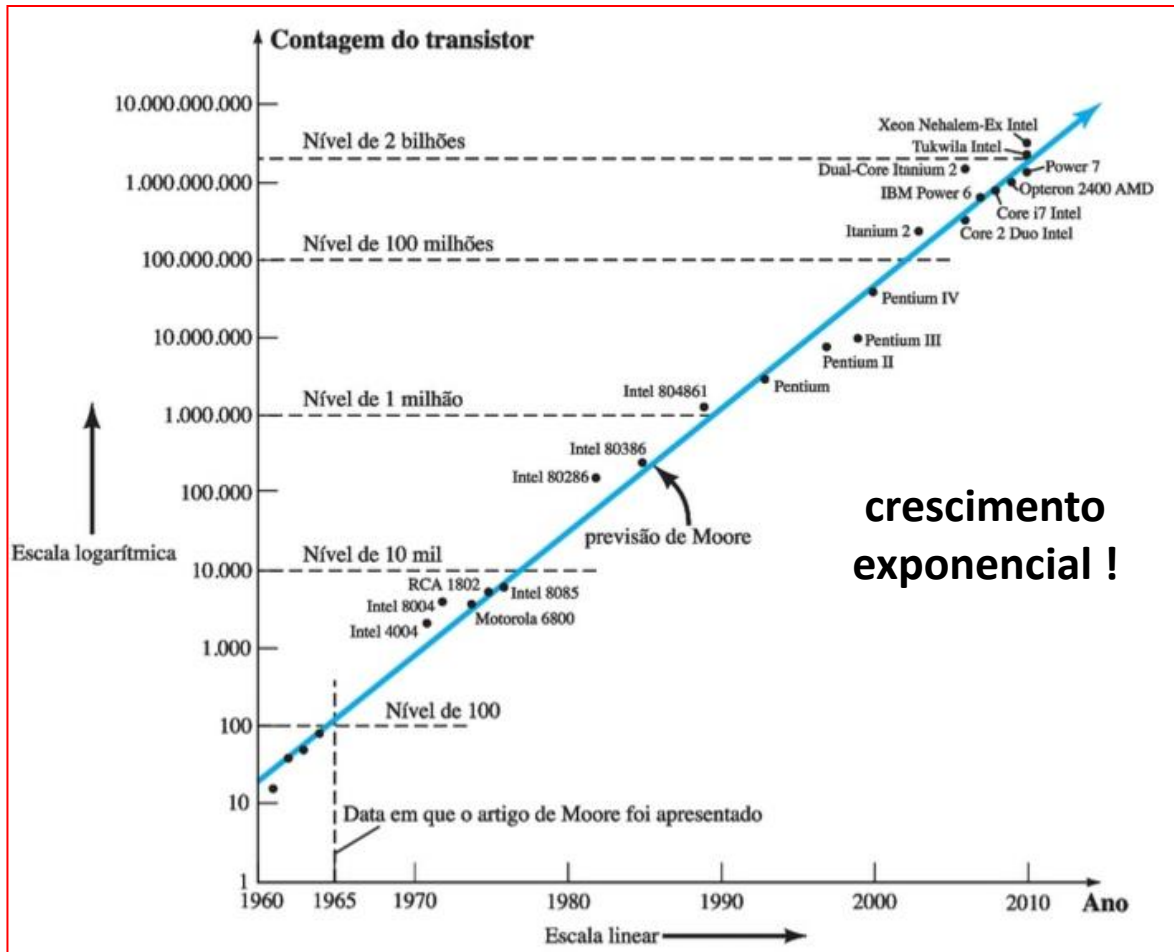
Identificação dos terminais



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

Tukwila
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 3.2, 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'.

bipolar

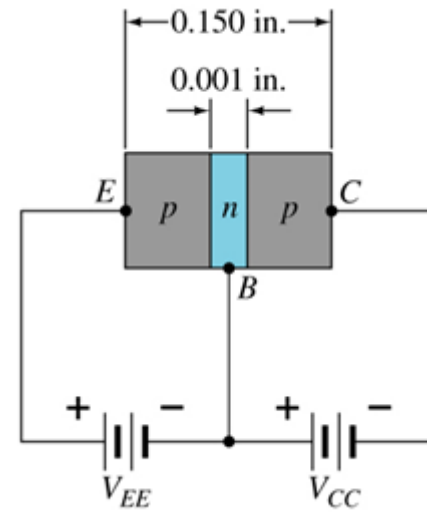


lacunas e elétrons

unipolar

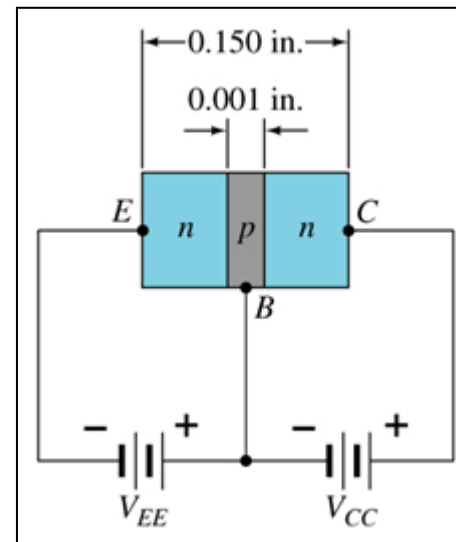


lacunas ou elétrons



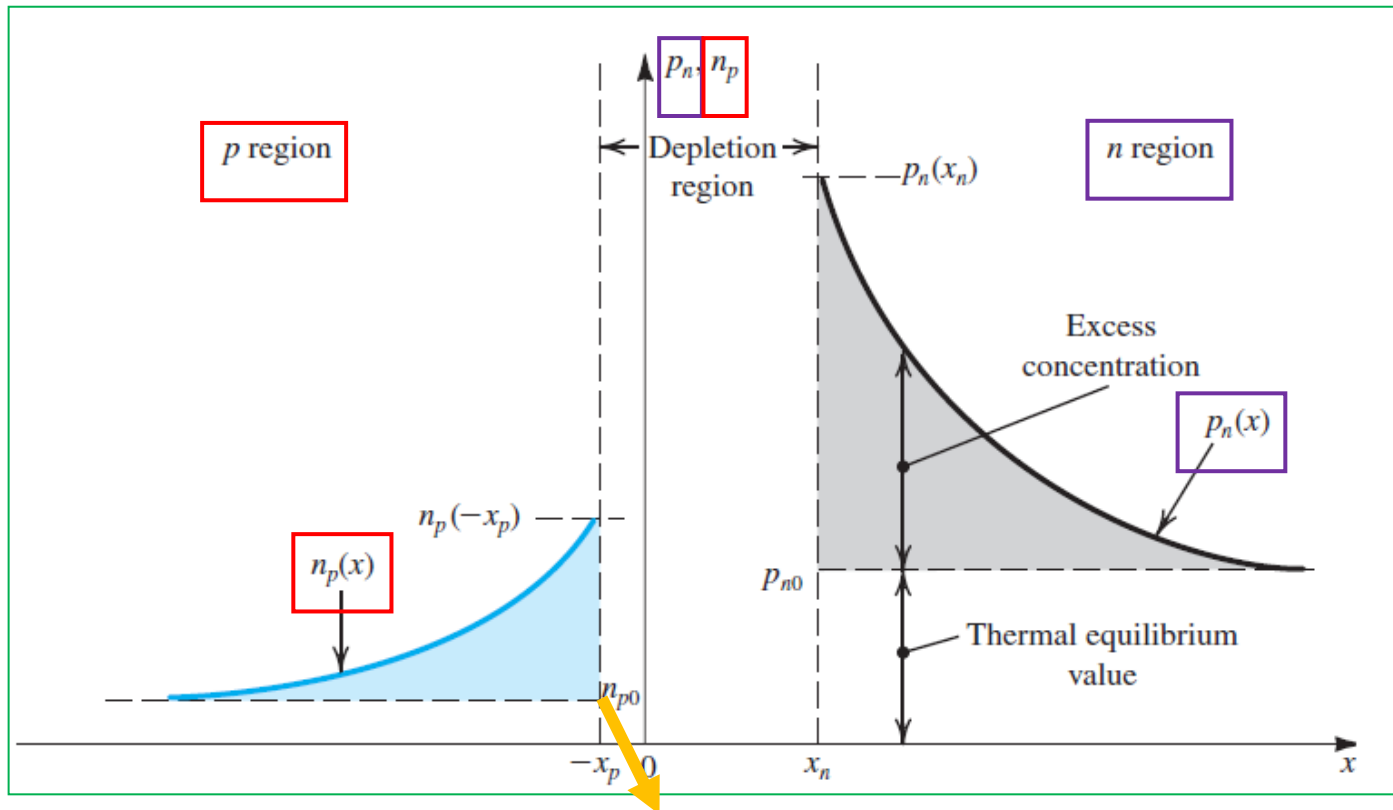
pnp

E - Emitter
B - Base
C - Collector



npn

Minority Carrier Distribution ($p_n(x)$ and $n_p(x)$) in a forward-biased junction ($N_A \gg N_D$)



$$n_{p0} \ll p_{n0} \text{ if } N_A \gg N_D$$

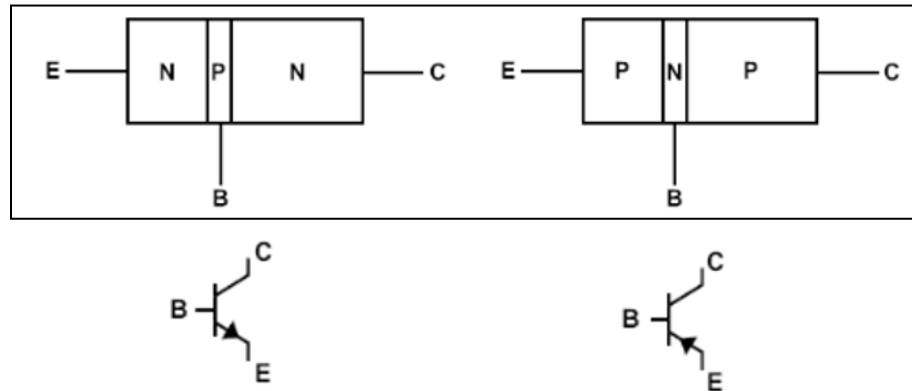
1

O transistor bipolar foi criado no início dos anos 1950 para substituir a válvula, que desenvolvia a mesma função do transistor, porém com um consumo de energia muito maior que o consumo desse novo componente.

O transistor bipolar é um componente eletrônico, de funcionamento não linear, construído a partir de material semicondutor dopado, assim como os diodos.

2

Entretanto, o transistor possui três terminais e, portanto, duas junções. Seus terminais são chamados **coletor**, **base** e **emissor**. As junções são formadas entre os terminais base e emissor (BE), e entre os terminais, base e coletor (BC).



Construção de um Transistor Bipolar

3

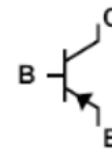
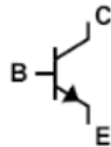
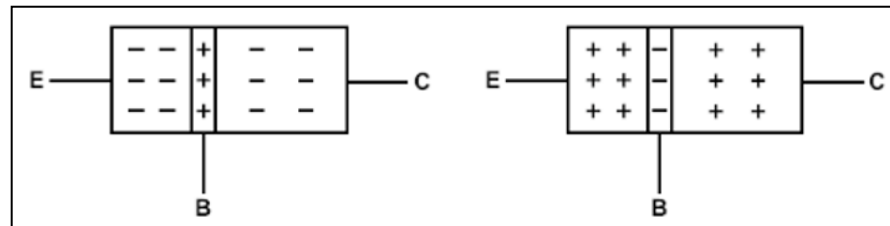
A **base** é o menor terminal (ocupa o menor espaço físico em um transistor) e recebe dopagem com material diferente dos demais terminais. **Esse terminal é o principal responsável pelo controle da corrente que circula no transistor.**

4

O **emissor** é o terminal mais densamente dopado, e pode-se dizer que a movimentação das cargas é mais lenta nesse terminal devido ao pouco espaço entre as cargas nele existente. É o terminal que emite os elétrons que são coletados, posteriormente, no terminal coletor (considerando o sentido real de condução de corrente elétrica).

5

O **coletor** é o maior terminal (ocupa o maior espaço físico em um transistor), pois é neste que ocorre a maior dissipação de potência no transistor (maior calor). Ele é dopado de forma menos intensa que o emissor, e a maior mobilidade das cargas nesse terminal, devido ao maior espaço para a circulação destas, provoca maior aquecimento nesse local.



Representação das cargas, de acordo com a dopagem efetuada em cada terminal:

6

O princípio de funcionamento de um transistor bipolar está relacionado ao controle da corrente que flui por seus terminais, e **uma de suas principais aplicações está na amplificação de sinais.**

Pequenas variações na corrente aplicada à base de um transistor provocam grandes variações em suas correntes de coletor e de emissor.

Por ser bem menor fisicamente que os demais terminais, é de se esperar que a corrente de base seja bem menor que as demais correntes no transistor.

A polarização aplicada ao transistor (fixação dos valores de tensões e correntes em seus terminais) será determinante para que esse componente funcione de forma adequada nos circuitos em que trabalha.

O relato a seguir leva em consideração o transistor NPN, por três razões:

a) Facilidade de compreensão dos circuitos associados a esse tipo de transistor, tendo em vista que, na maioria das vezes, a polarização de circuitos com esse transistor utiliza-se de fontes de alimentação positivas, o que facilita a compreensão.

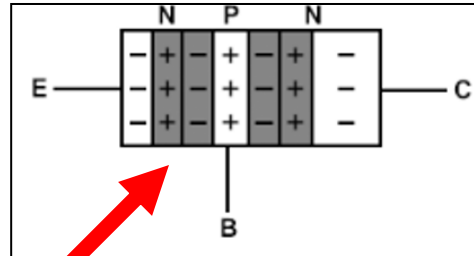
b) O funcionamento do transistor PNP é similar ao do transistor NPN. Apenas os sentidos das correntes e dos potenciais elétricos (quedas de tensão) nesse tipo de transistor são invertidos em relação aos sentidos em um transistor NPN.

Para entender o que se passa em um transistor PNP, basta que se inverta os fluxos de corrente e os potenciais que serão estudados a partir de agora para o transistor NPN.

c) Na prática, o transistor NPN é mais usado que um transistor PNP.

8

Em um transistor NPN não polarizado, após a dopagem, formam-se duas camadas de depleção, uma em cada junção (entre base e emissor e entre base e coletor), devido à interpenetração das cargas, tal qual a barreira da junção PN de um diodo, estudado anteriormente, até que se dê o equilíbrio entre as cargas existentes. Após o equilíbrio, não haverá mais movimento de cargas.

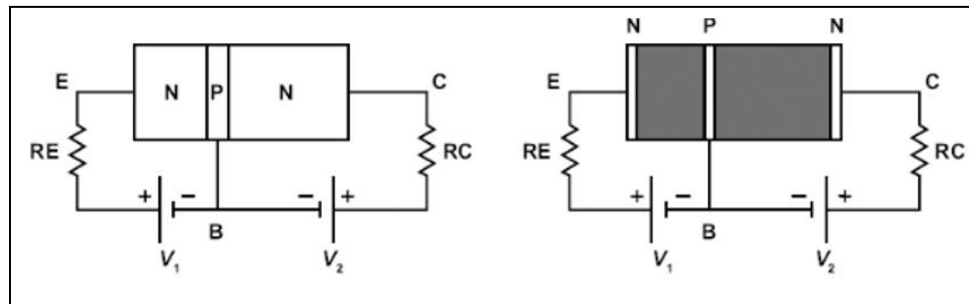


Camadas de depleção (em cinza) e barreiras de potencial (diferença de potencial entre as cargas dentro das camadas de depleção) em um transistor NPN não polarizado

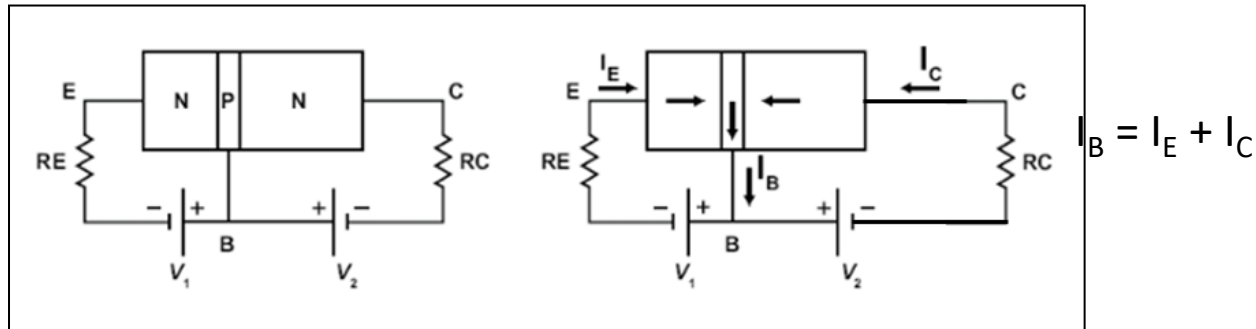
Polarização Reversa nas Duas Junções

Se as duas junções forem polarizadas de forma reversa, as duas camadas de depleção aumentarão de tamanho, elevando suas barreiras de potencial até o valor das fontes que as polarizam, como mostra a Figura. ($V_{BE} = -V_1$ e $V_{BC} = -V_2$).

A movimentação das cargas cessa e não há condução pelo transistor ($I_E = I_B = I_C = 0$).



Na figura observa-se que as duas junções estão polarizadas diretamente, fazendo com que haja condução de cargas pelas duas junções. **Na figura, considerou-se o sentido real da corrente elétrica.**



Pelo que foi visto, **o terminal base é muito menor que os terminais emissor e coletor, sendo capaz de suportar correntes muito menores que as correntes desses dois terminais.**

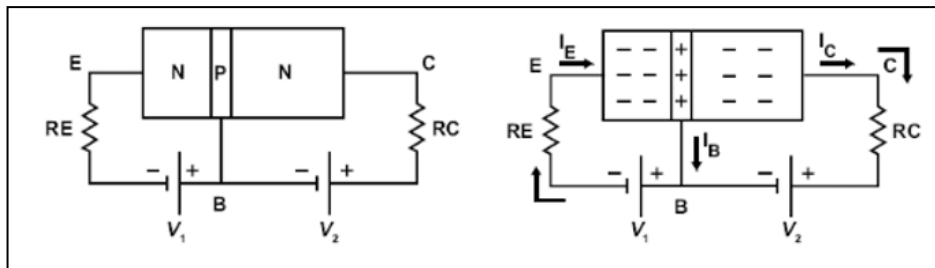
O valor da corrente de base será muito maior que a corrente que esse terminal poderia suportar, pois se trata da soma das correntes dos outros dois terminais maiores.

CONCLUSÃO: na polarização direta nas duas junções, a corrente de base seria muito mais alta que o valor máximo que esse terminal poderia suportar. Esse tipo de polarização danificaria o transistor, devendo, portanto, ser evitada.

Resta apenas uma alternativa para se tentar polarizar o transistor bipolar: proceder com a polarização direta em uma das junções, mantendo-se a outra polarizada reversamente.

Entretanto, se escolhermos corretamente qual junção submeter à polarização direta e qual submeter à polarização reversa, poderemos obter um efeito muito interessante: a condução controlada em um transistor bipolar.

Para obter o efeito desejado (**condução de corrente por todos os terminais do transistor**), deve-se polarizar a **junção base-emissor (BE) diretamente** e a **junção base-coletor (BC) reversamente**. Isso se justifica pelo fato de o terminal emissor possuir maior quantidade de cargas que o terminal coletor.

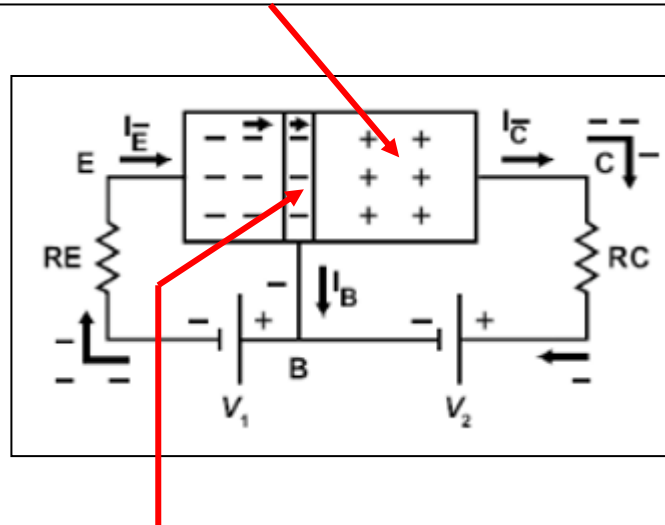


Polarização direta-reversa em um transistor bipolar.

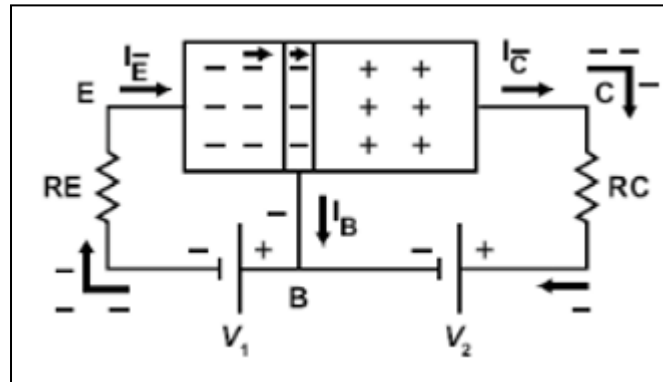
(No fluxo de correntes nos terminais considerou-se o sentido real da corrente elétrica)

12

Em princípio, as cargas negativas do coletor se deslocariam em direção ao terminal positivo da fonte V_2 , deixando lacunas (cargas positivas) em seus lugares.



Ao mesmo tempo, a fonte V_1 forneceria certa quantidade de cargas negativas ao emissor do transistor, repelindo (empurrando) as cargas negativas já existentes nesse terminal em direção à base (conforme figura).



A base tem potencial ligeiramente positivo, resultante da diferença de potencial entre as fontes V_1 e V_2 (V_1 deve ser ligeiramente maior que V_2 para se obter esse resultado).

Assim, parte das cargas que chegam do emissor, repelidas pelas cargas fornecidas pela fonte V_1 , se recombina com as cargas positivas na base.

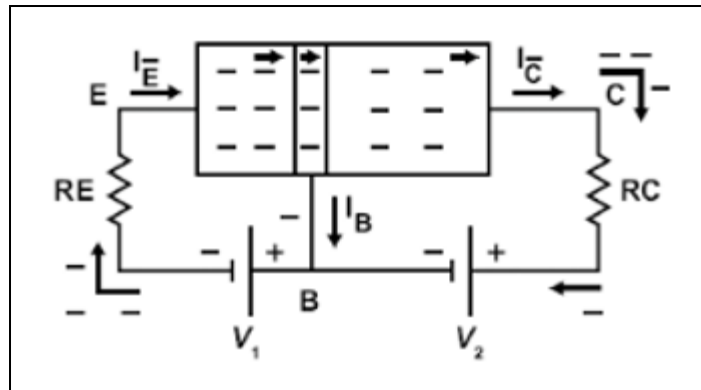
Como a quantidade de cargas positivas é pequena, há um excedente de cargas negativas vindas do emissor (terminal mais densamente dopado do transistor). Uma parte pequena dessas cargas se desloca pela base, formando a corrente I_B (a corrente I_B é pequena, de modo a manter a integridade do terminal).

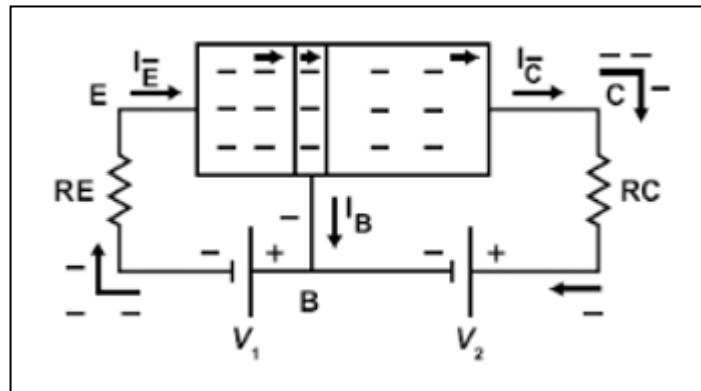
As cargas negativas vindas do emissor, que não se recombinam na base e não compõem a corrente I_B , passarão ao terminal coletor.

14

Existem lacunas no terminal coletor, resultantes do deslocamento de suas cargas negativas até o terminal positivo de V_2 . Logo, o excedente de cargas negativas vindas do emissor passa até o coletor, recombina-se com as lacunas aí existentes.

Como a quantidade de cargas negativas emitidas pelo emissor é muito grande e está sempre sendo repostas pelas cargas negativas provenientes da fonte V_1 , haverá, mais uma vez, um excedente de cargas negativas no coletor, que serão reenviadas ao terminal positivo da fonte V_2 , fechando o ciclo de condução pelo transistor.



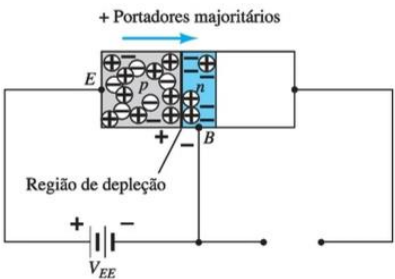
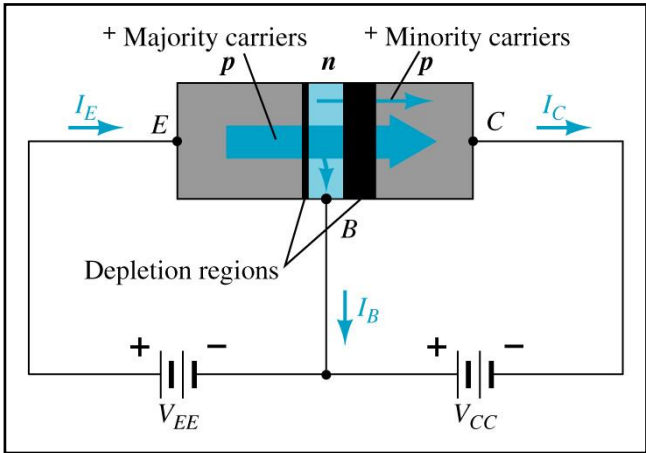
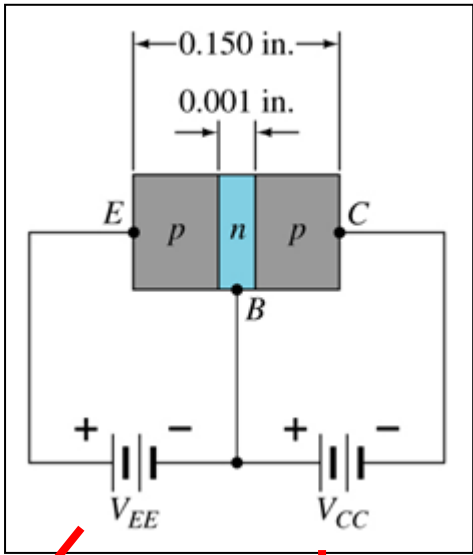


O processo se repete enquanto as fontes estiverem conectadas ao transistor. Pode-se dizer que o transistor conduz corrente por todos os seus terminais, durante todo o tempo em que se mantiver essa polarização aplicada aos seus terminais.

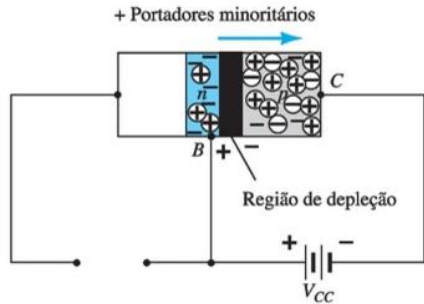
Observa-se que **o controle da corrente em um transistor se faz de acordo com a polarização (corrente) em sua base.**

Pode-se dizer que dependendo do potencial nesse terminal (definido pelas fontes V_1 e V_2), fluirá por esse terminal determinado valor de corrente (I_B), que, por sua vez, permitirá a passagem de maior ou menor corrente vinda do emissor (I_E) até o coletor (I_C), controlando, dessa forma, o fluxo de correntes no transistor.

Operação do Transistor



diretamente polarizado



reversamente polarizado

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:

mA
nA - μA

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

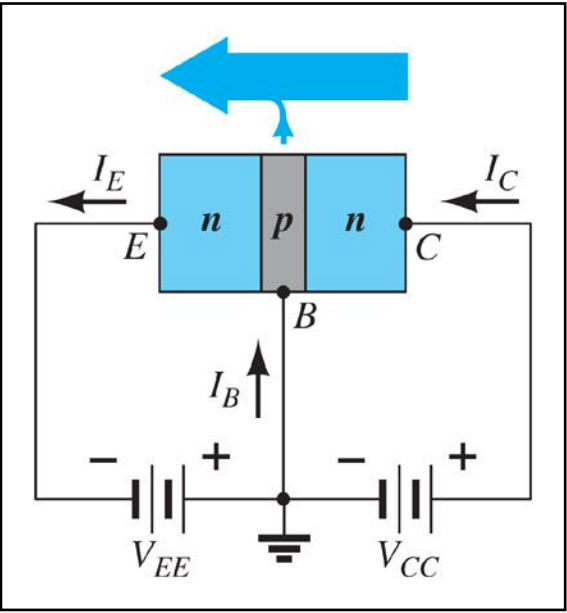
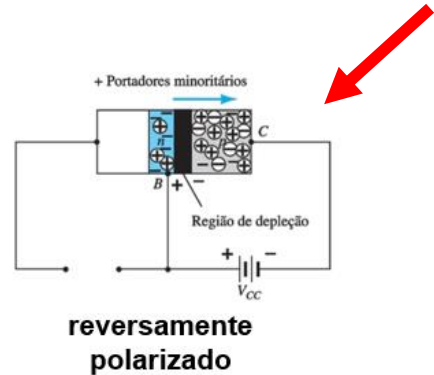
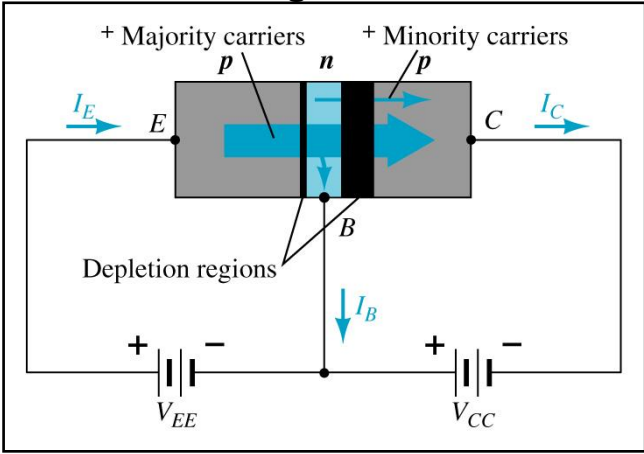
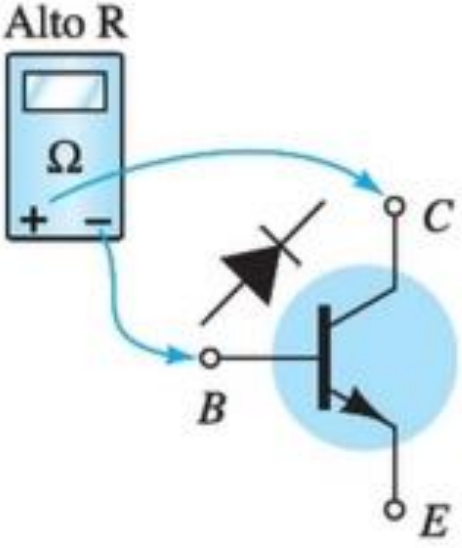
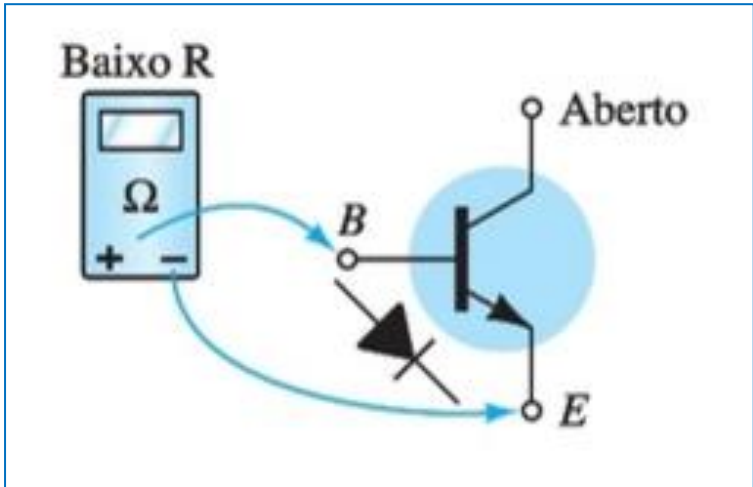


Fig. 3.6b



Transistor Tester

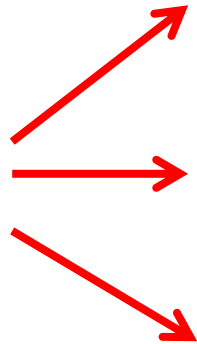


Configurations:

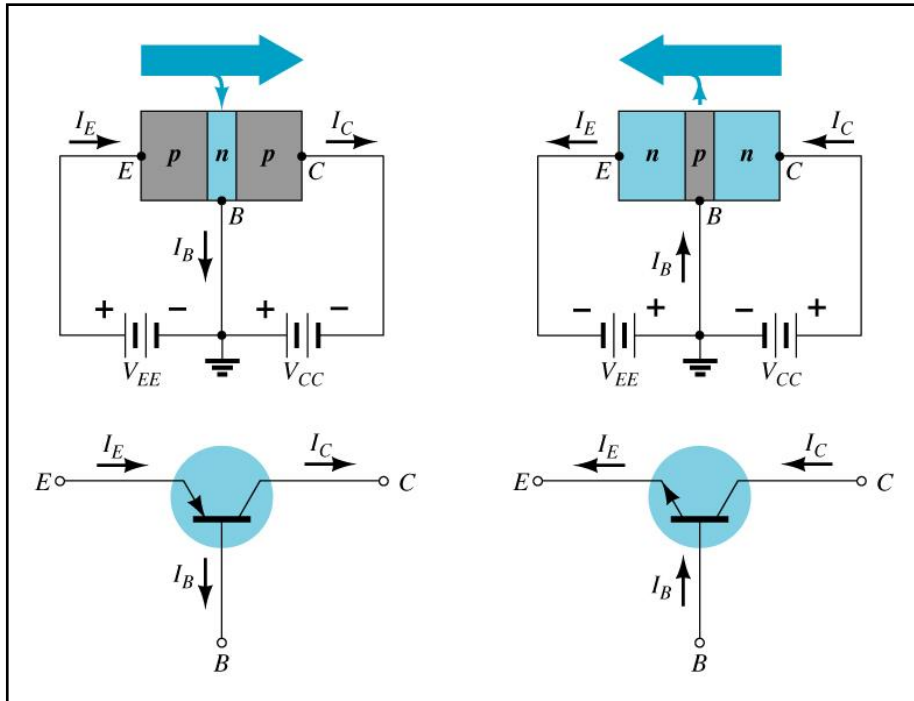
Common Base

Common Emitter

Common Colector



Configuração Base Comum

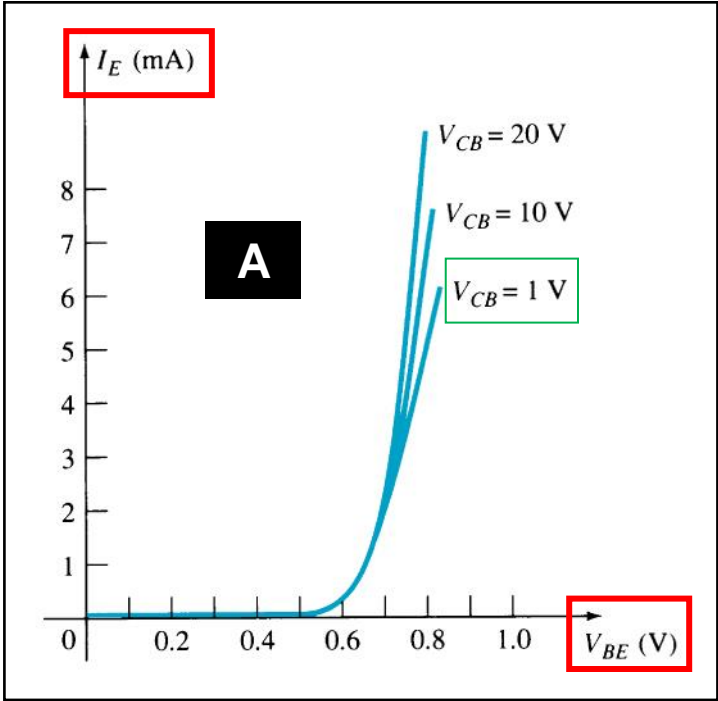
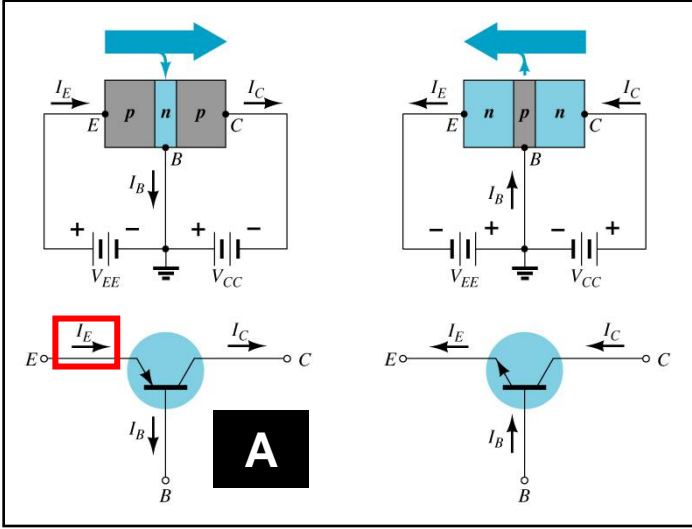


$$I_C \cong I_E$$

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

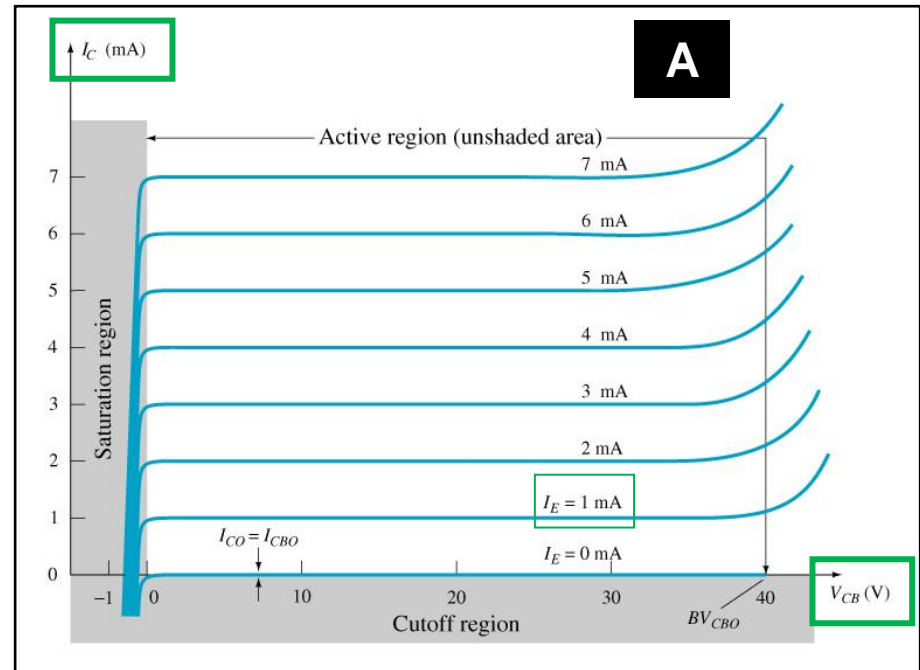
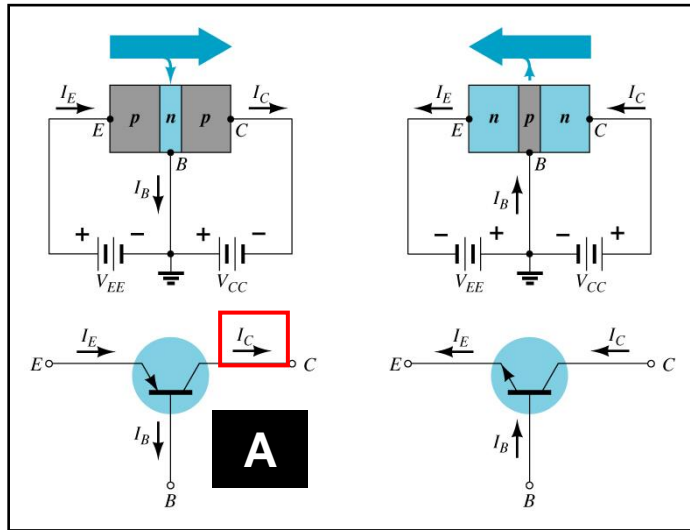
The base is common to both input (emitter–base) junction and output (collector–base) junction of the transistor.

Input Characteristics



O conjunto de parâmetros de entrada relaciona uma corrente de entrada (I_E) a uma tensão de entrada (V_{BE}) para diversos valores de saída (V_{CB})

Output Characteristics

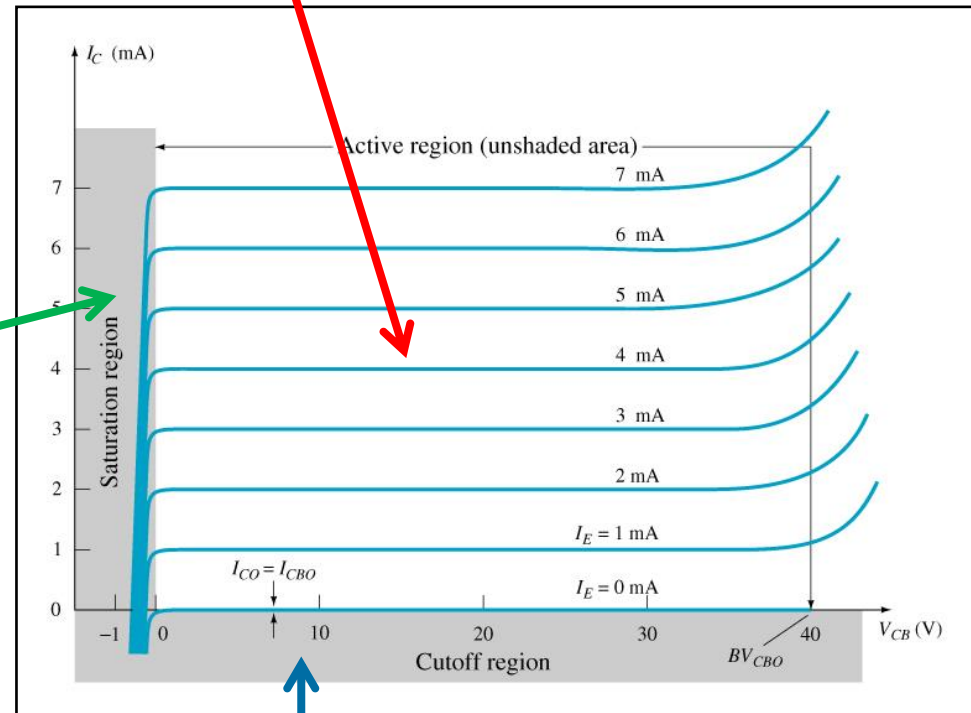


O conjunto de parâmetros de saída relaciona uma corrente de saída (I_C) com uma tensão de saída (V_{CB}) para diversos valores da corrente de entrada (I_E)

Output Characteristics

Most common region of operation of the amplifier.

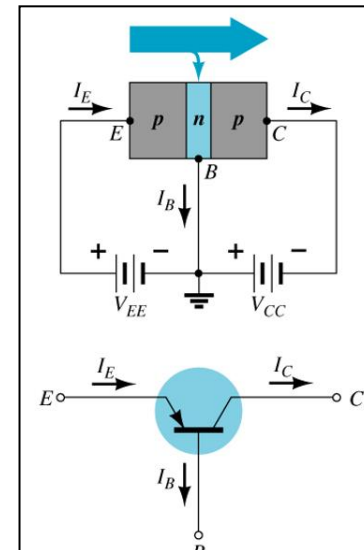
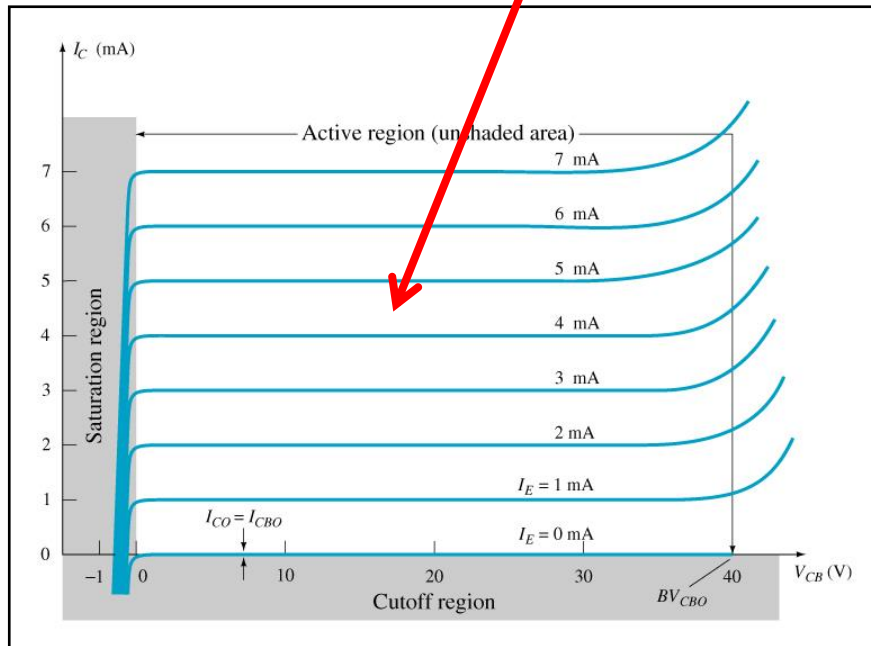
The amplifier is fully on. There is current, but little voltage.



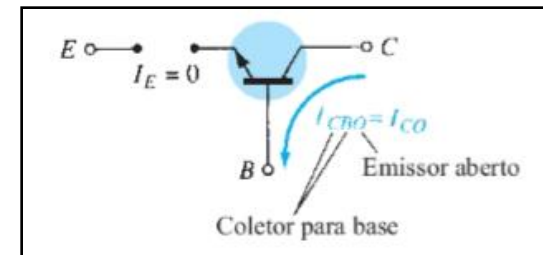
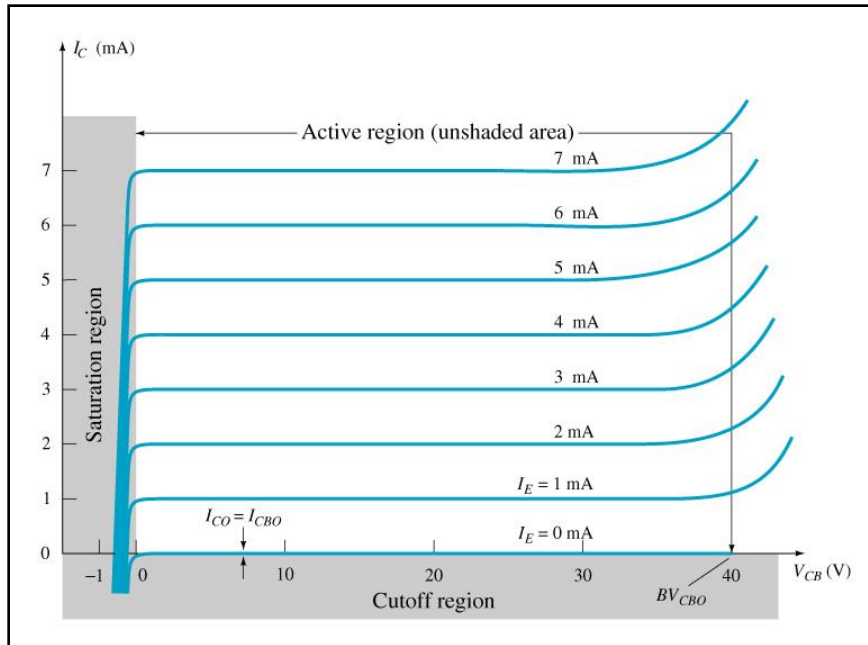
The amplifier is basically off. There is voltage, but little current.

Output Characteristics

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



Output Characteristics



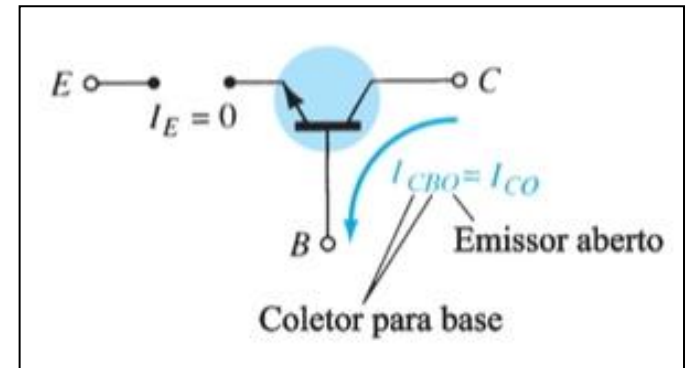
A região ativa é definida pelas configurações de polarização.

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 (I_{CO})**.

Esta corrente é tão pequena se comparada a escala vertical que aparece praticamente na mesma linha horizontal de $I_C = 0$.

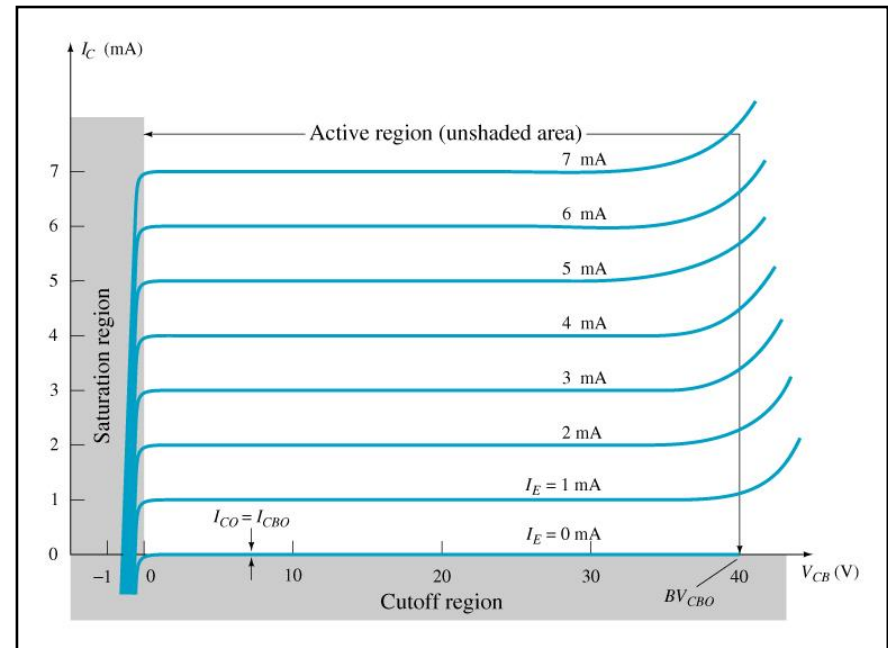
Output Characteristics

As condições de circuito existentes quando $I_E = 0$ para a configuração base-comum são mostradas na Figura . A notação utilizada com mais frequência para I_{CO} em folhas de especificações e de dados é, como indicado na Figura , 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.



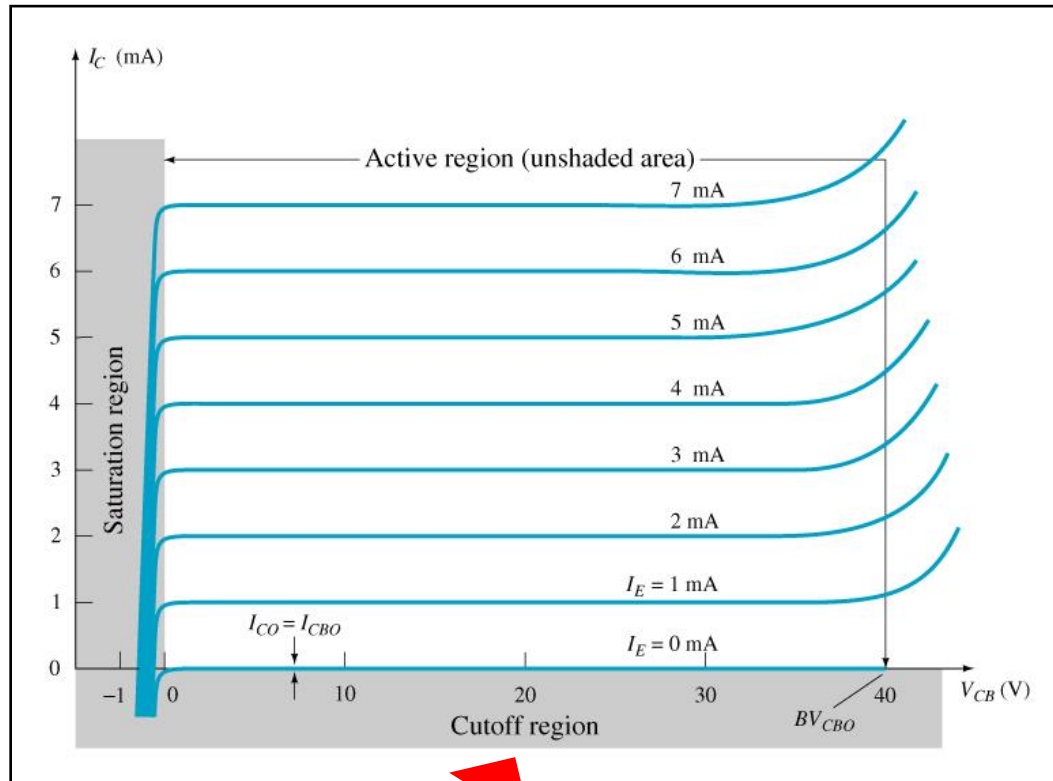
Output Characteristics

Na Figura , 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*



$$I_C \cong I_E$$

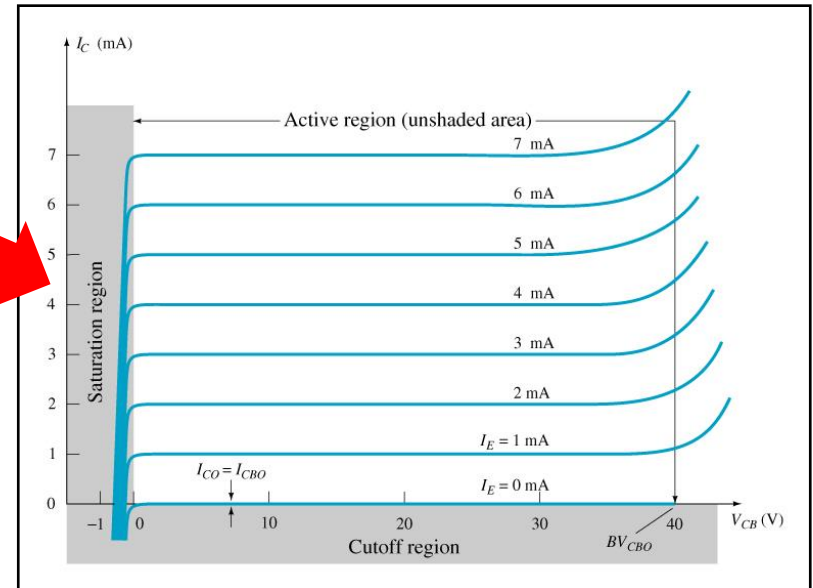
Output Characteristics



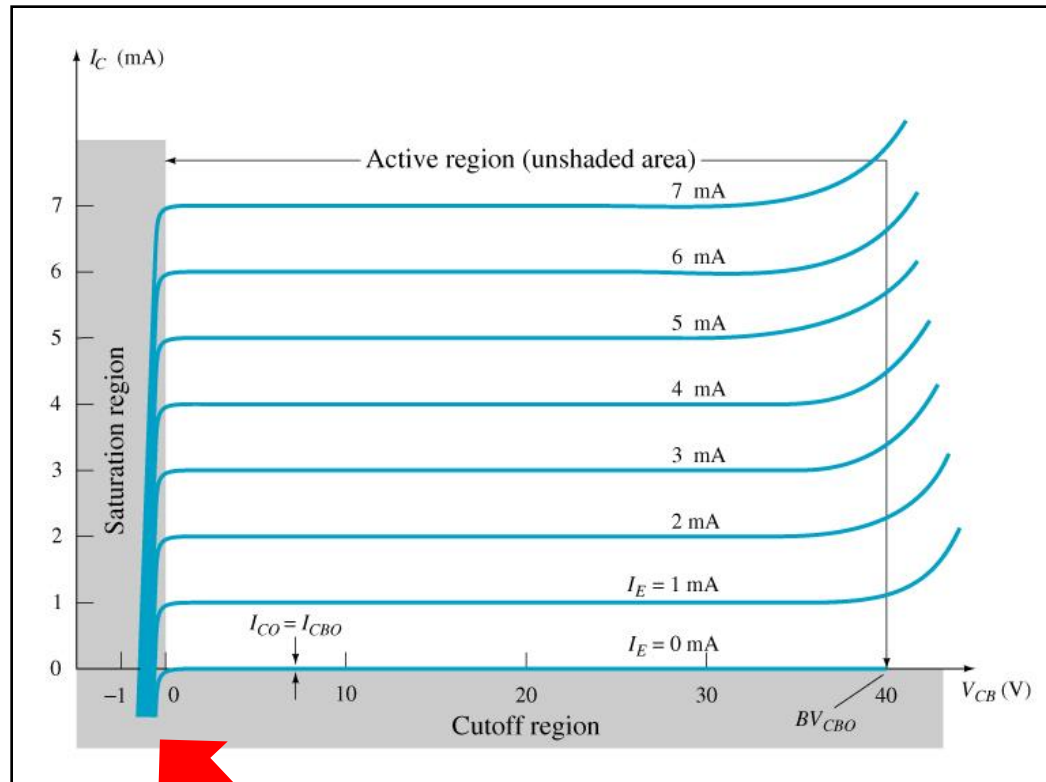
na região de corte, ambas as junções de um transistor, base-emissor e base-coletor, estão polarizadas reversamente.

Output Characteristics

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 a 0 V.



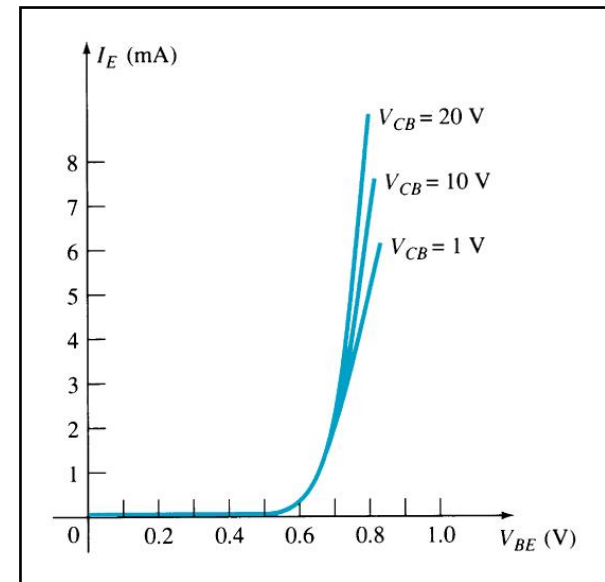
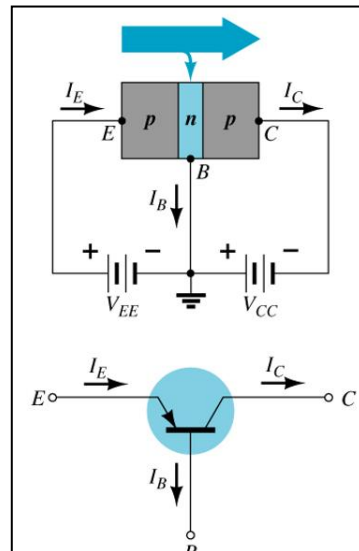
Output Characteristics



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

Input Characteristics

As curvas características de entrada 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



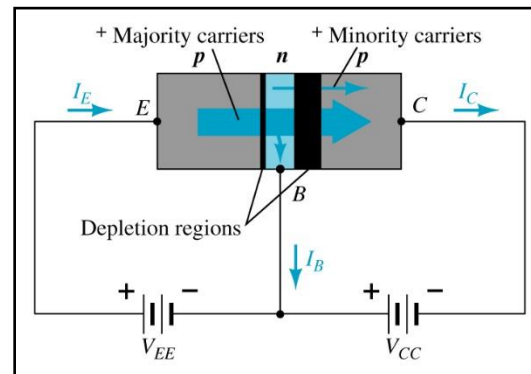
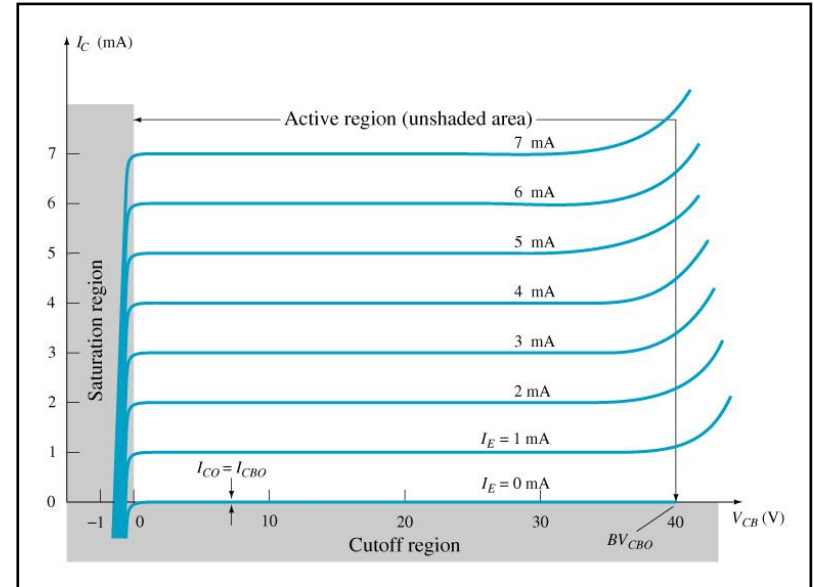
Alpha DC (α_{cc})

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:

$$\alpha_{cc} = \frac{I_C}{I_E}$$

onde I_C e I_E são os valores de corrente no ponto de operação. Apesar de a curva característica da Figura 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

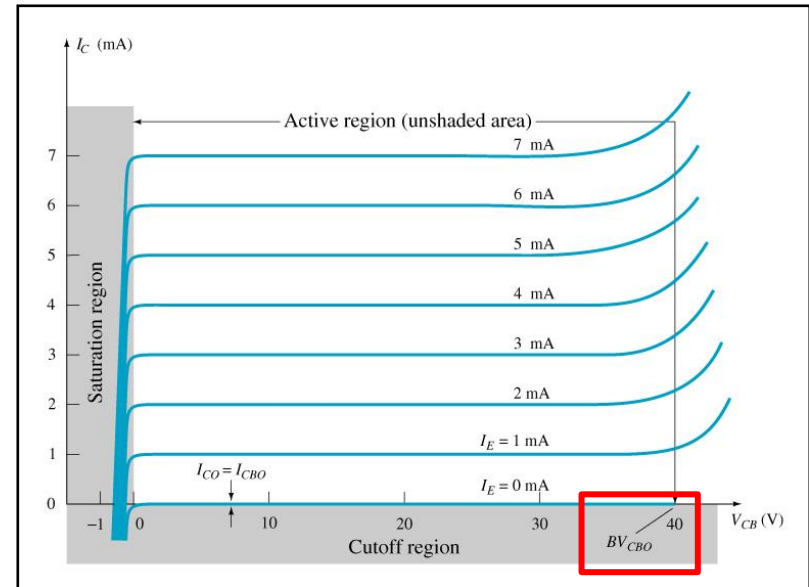
Output Characteristics



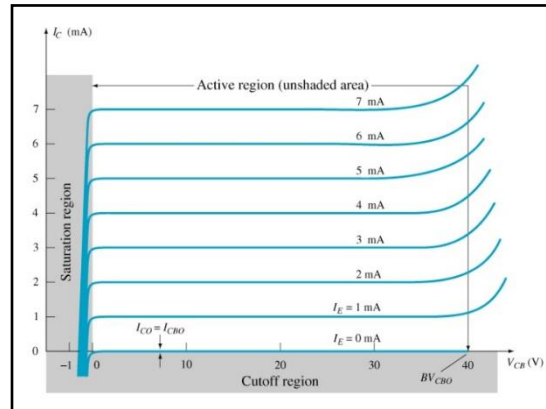
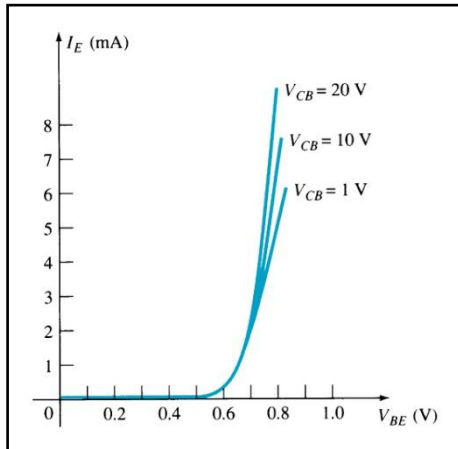
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

Região de Ruptura

A medida que a tensão aplicada V_{CB} aumenta, há um ponto em que as curvas assumem uma ascensão drástica na Figura . 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} .



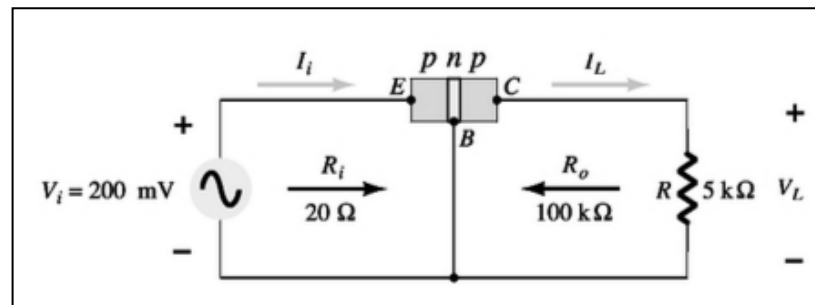
Ação Amplificadora da Configuração Base Comum

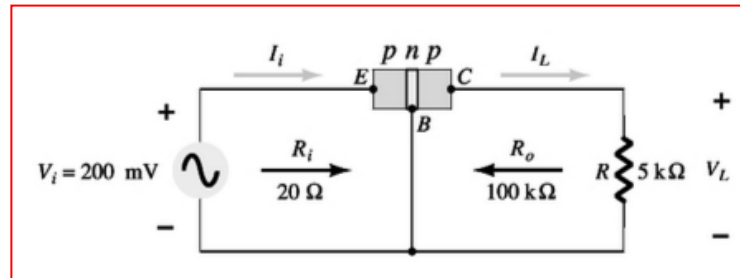


Para sinais AC, o ponto de operação se move na característica da curva e define-se:

$$\alpha_{CA} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Na figura abaixo a polarização CC não aparece na figura pois o interesse é a resposta AC. Na configuração base-comum, as resistências de entrada e de saída, determinadas pelas curvas características, é de 10Ω - 100Ω e de $50k\Omega$ - 100Ω , respectivamente. Na curva de saída quanto mais horizontal é a curva, mais alta é a resistência. **A diferença das resistências deve-se à junção polarizada diretamente na entrada e reversamente polarizada na saída**





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

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:

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

A operação básica de amplificação foi produzida **transferindo uma corrente de um circuito de baixa resistência para um de alta resistência**. A combinação do dois termos resulta:

transferência + resistor



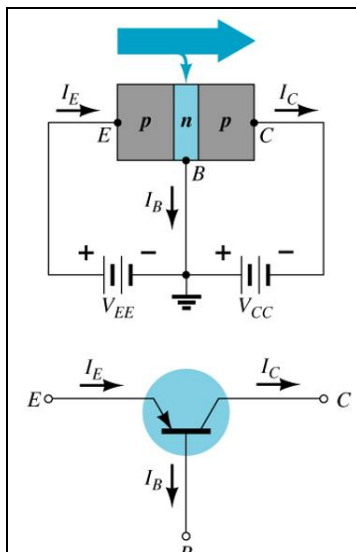
transistor

Configuração Emissor Comum

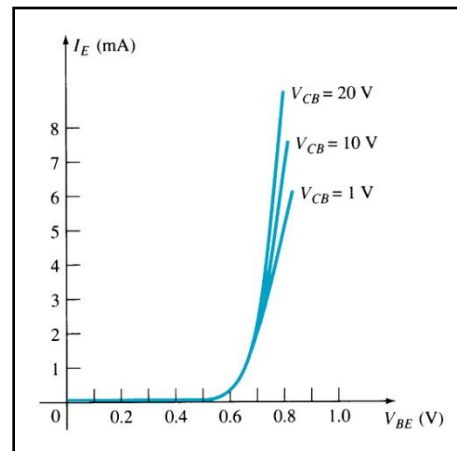
IMPORTANTE

As curvas <Inputs Characteristics> e <Output Characteristics> da configuração base-comum e emissor-comum descrevem, respectivamente, corrente entrada x tensão de entrada e corrente de saída x tensão de saída !

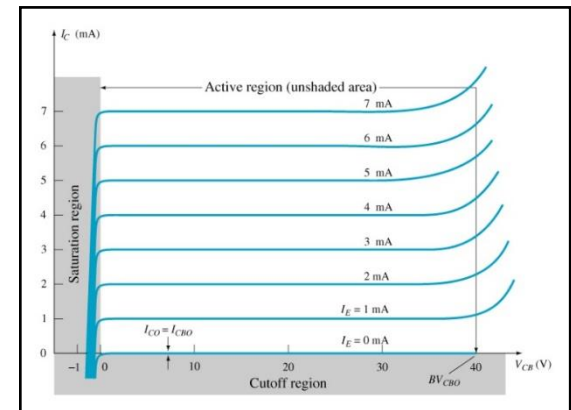
BASE COMUM: $I_E \times V_{BE}$ e $I_C \times V_{CB}$



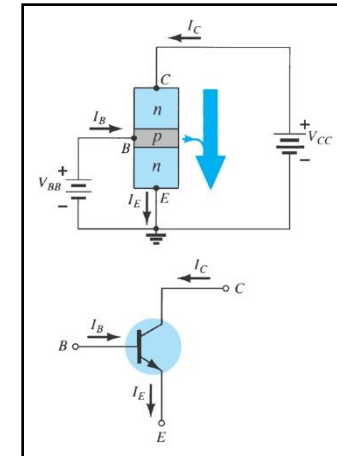
Inputs Characteristics



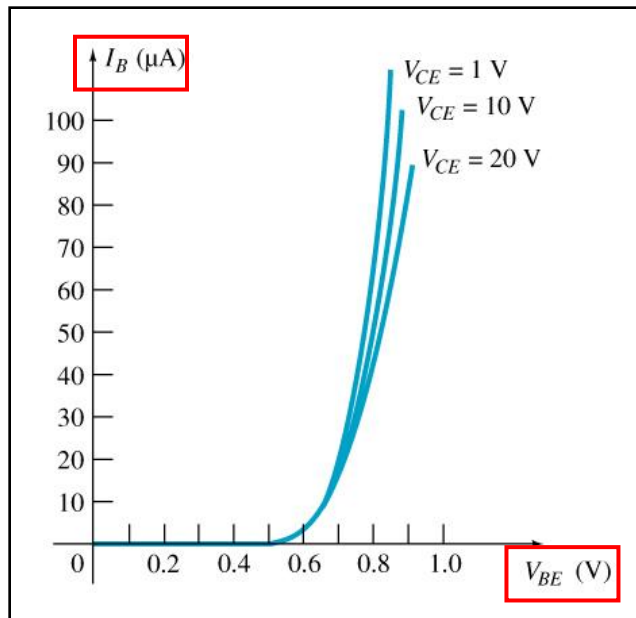
Output Characteristics



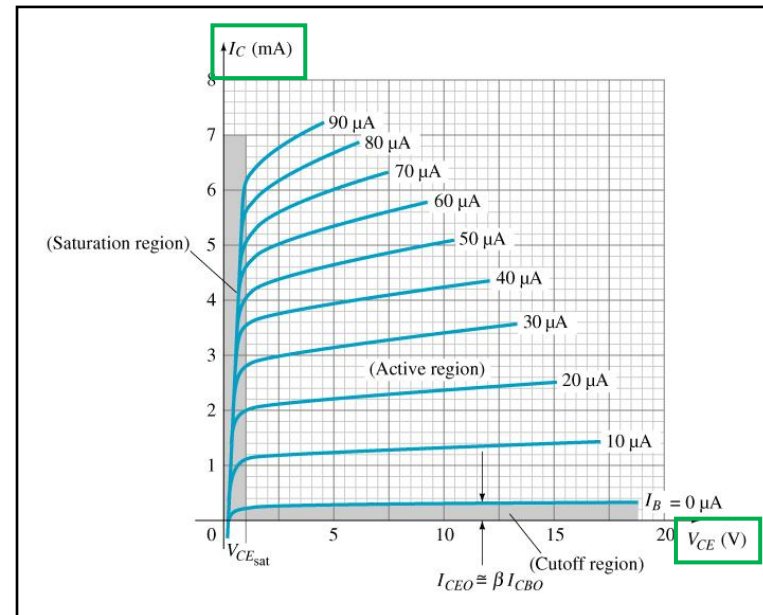
A configuração utilizada com maior frequência para o transistor é mostrada na Figura para transistores *pnp* e *npn*. Denomina-se *configuração emissor-comum* porque o emissor é comum em relação aos terminais de entrada e saída (nesse caso, comum aos terminais de coletor e base). Novamente, dois conjuntos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



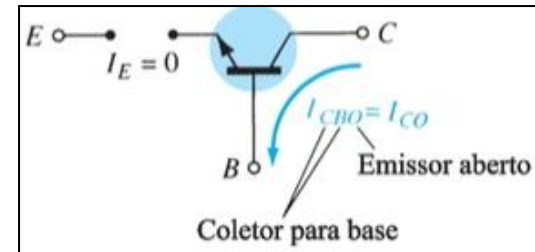
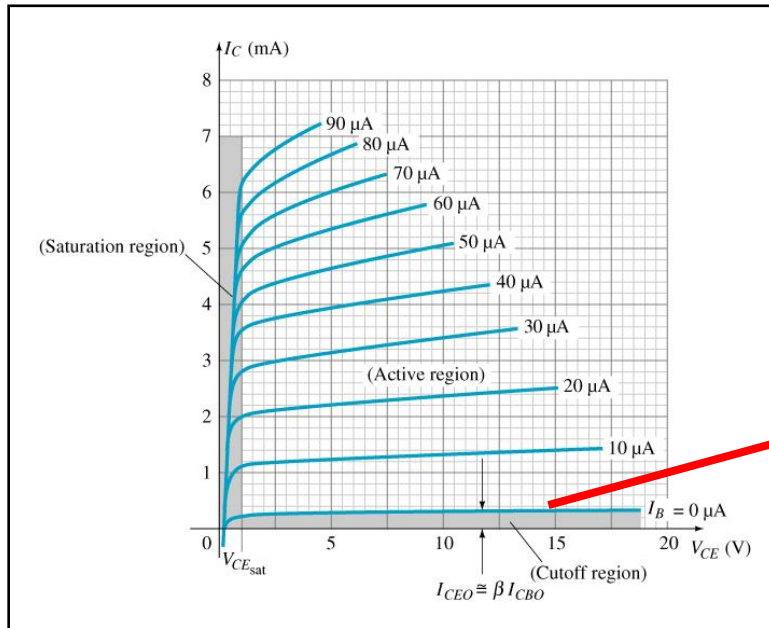
EMISSOR COMUM: $I_B \times V_{BE}$ e $I_C \times V_{CE}$



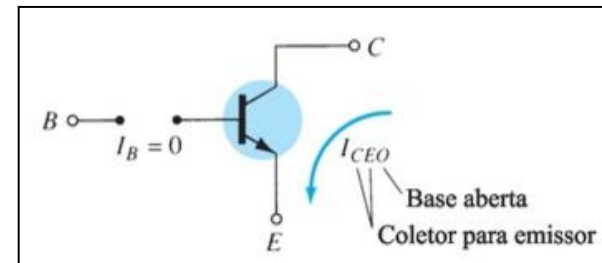
Curva de entrada



Curva de Saída



Base Comum



Emissor Comum

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

(essas condições são as mesmas da configuração base-comum)

Common-Emitter Amplifier Currents

Currents

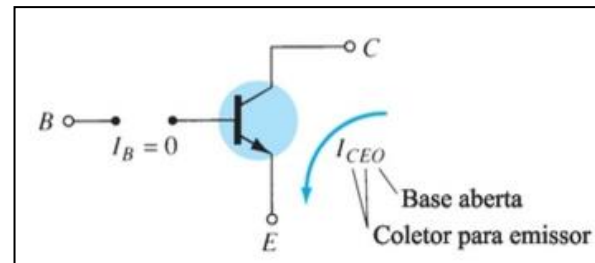
$$I_E = I_C + I_B$$
$$I_C = \alpha I_E$$

Actual Currents

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

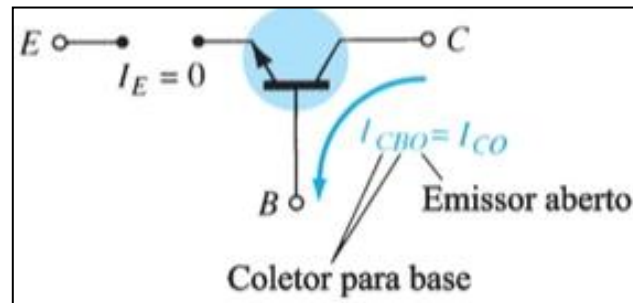
where I_{CBO} is minority collector current

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



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

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



Beta (β)

β represents the amplification factor of a transistor.

In DC mode:

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

Se um sinal AC é aplicado no transistor o ponto de operação (Q) irá variar com os valores de corrente (I_C) e tensão (V_{CE}). O valor de β no modo AC é definido:

In AC mode:

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

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

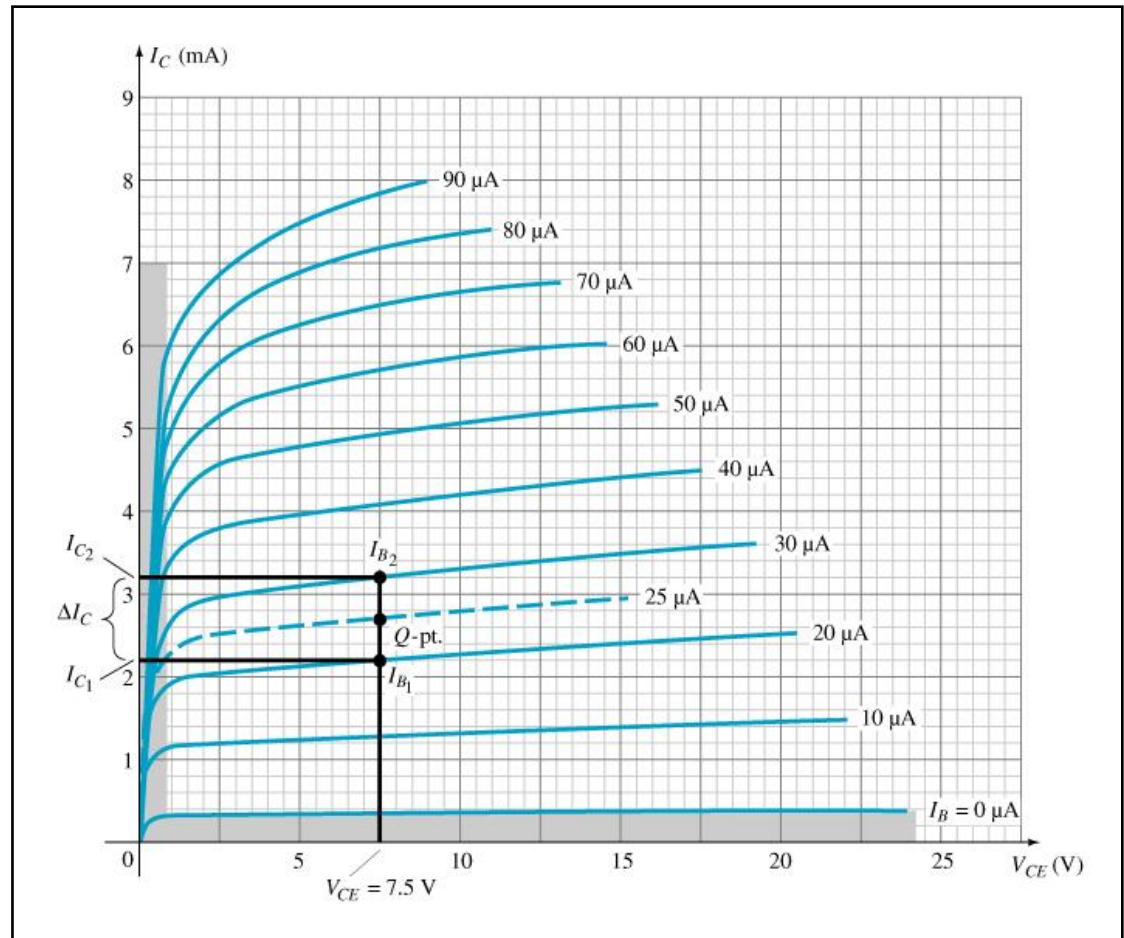
Example 1

Determining β_{AC} and β_{DC} from a graph

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

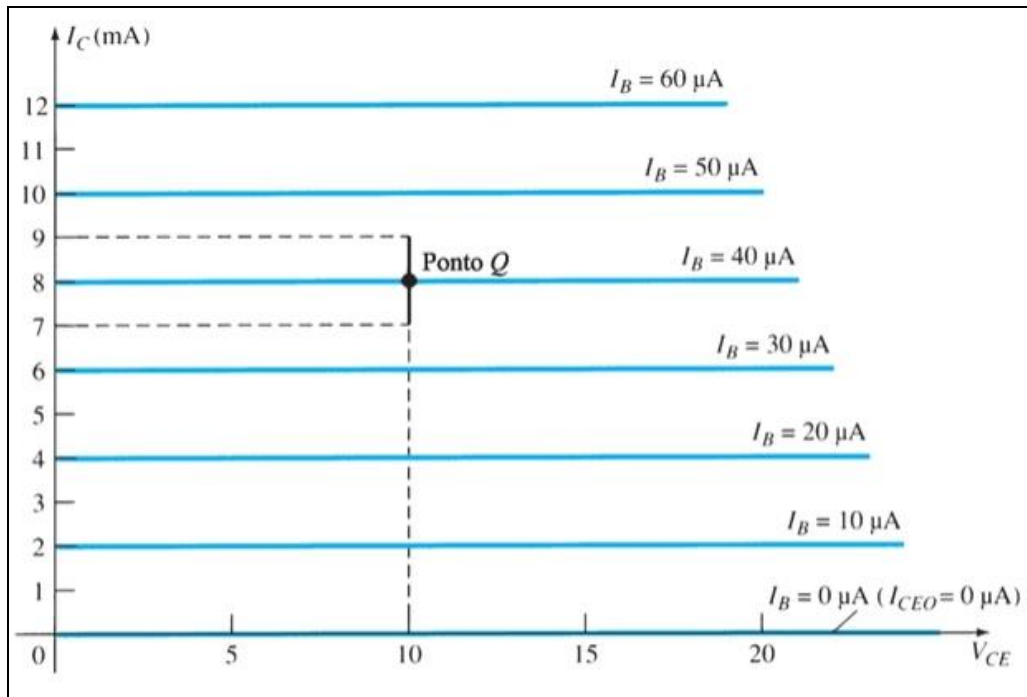
$$\beta_{DC} = \frac{2.7 \text{ mA}}{25 \mu\text{A}} \Big|_{V_{CE}=7.5 \text{ V}} = 108$$

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



Example 2

Determining β_{AC} and β_{DC} in ideal conditions from a Graph



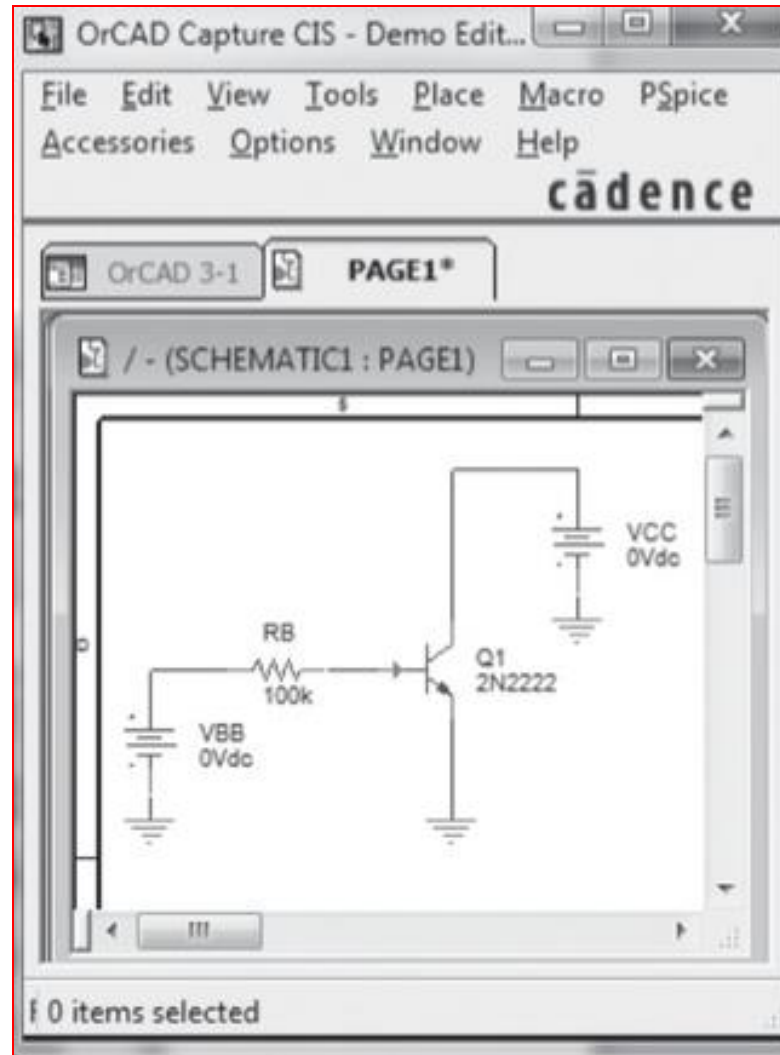
$$\beta_{CA} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = \text{constante}}$$
$$= \frac{9 \text{ mA} - 7 \text{ mA}}{45 \mu\text{A} - 35 \mu\text{A}} = \frac{2 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 200$$

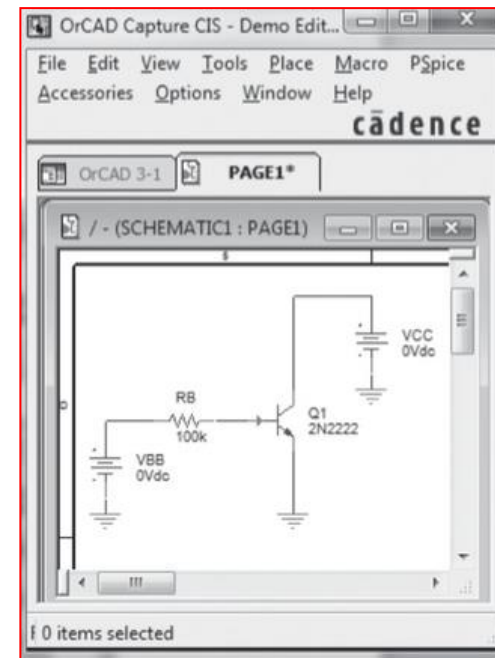
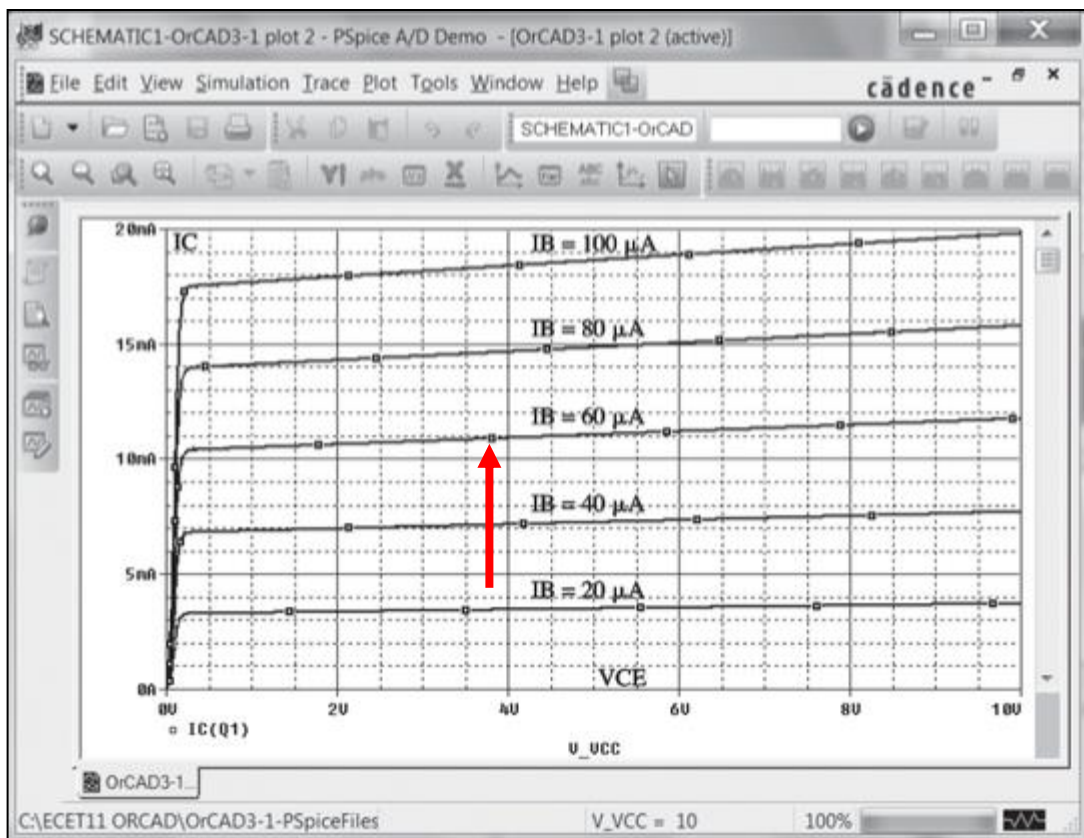
$$\beta_{CC} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{8 \text{ mA}}{40 \mu\text{A}} = 200$$

Example 3

Determining β from Simulation

Determinação β_{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

Simulação no LTSpice

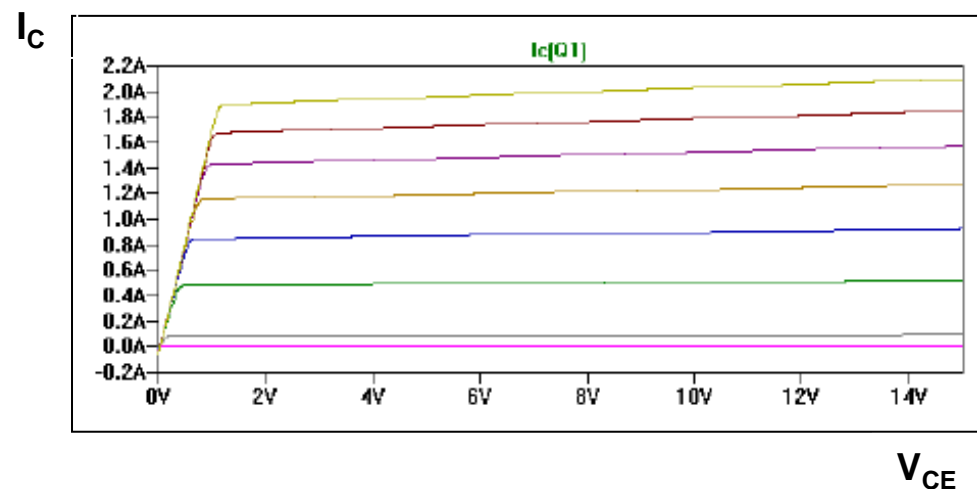
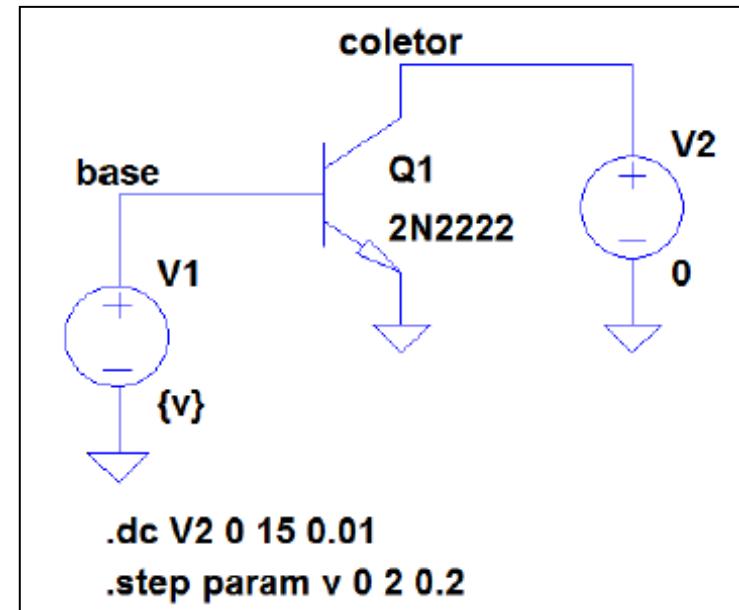
Uma aplicação muito interessante da análise .DC utilizada em conjunto com o comando **.step param** é a visualização da família de curvas de um transistor.

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 ($V_2=V_{CE}$).

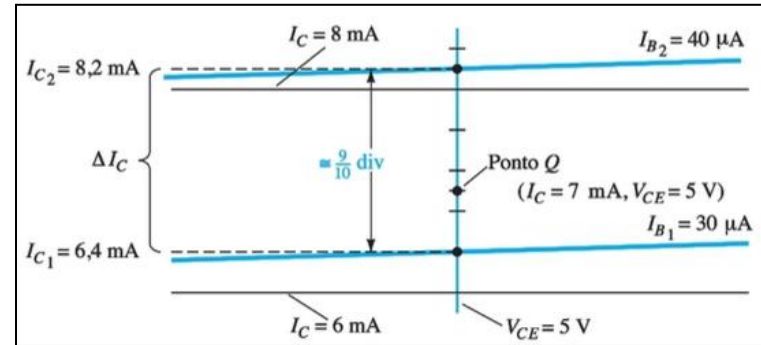
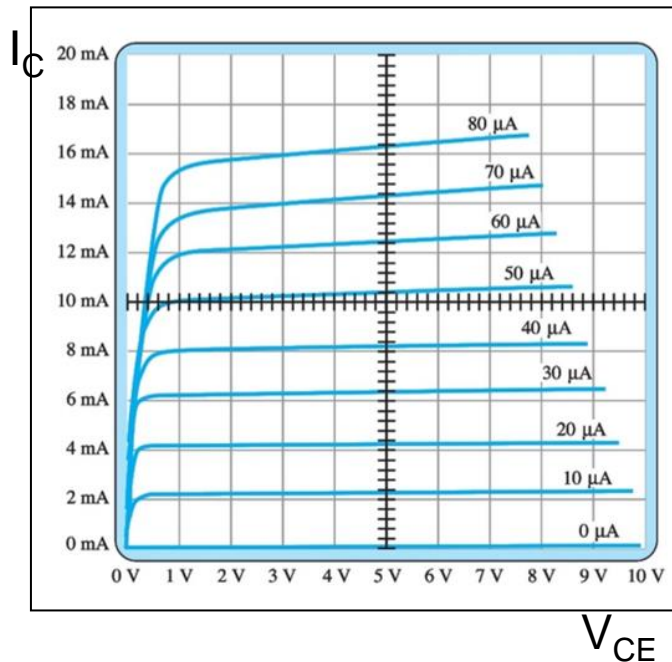
O valor da fonte V_1 será {v} e o comando **.step param v 0 2 0.2** é utilizado para variar o valor de V_1 .

O gráfico plota $I_C \times V_{CE}$ para cada valor de V_1 definido pelo .step, criando assim a família de curvas.



Example 4

Utilizando a curva (I_C) e tensão (V_{CE}) ao lado, determine β_{AC} considerando que devido ao sinal AC a corrente I_B varia entre $30\mu\text{A}$ e $40\mu\text{A}$

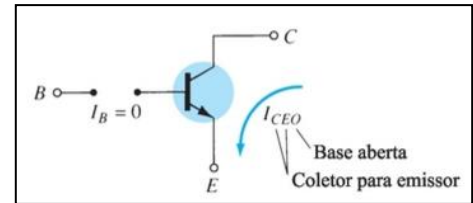


$$\begin{aligned}\beta_{CA} &= \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = \text{constante}} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} = \frac{8,2\text{ mA} - 6,4\text{ mA}}{40\mu\text{A} - 30\mu\text{A}} \\ &= \frac{1,8\text{ mA}}{10\mu\text{A}} = \mathbf{180}\end{aligned}$$

Relationships

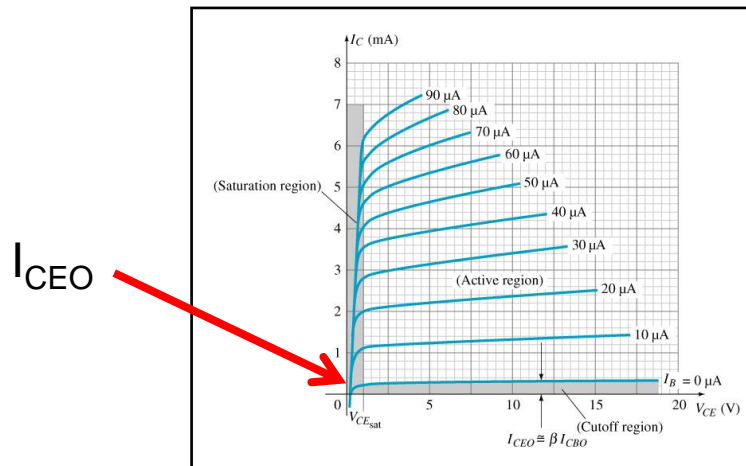
1 $I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \longrightarrow I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CBO} \longrightarrow I_C = \frac{\alpha I_B}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}$

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



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

If $I_{CBO} = 1 \mu A \longrightarrow I_{CEO} = 250 \mu A$



$$\boxed{2} \quad \alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

$$\boxed{3} \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\boxed{4} \quad I_E = I_C + I_B \quad \longrightarrow \quad \frac{I_C}{\alpha} = I_C + \frac{I_C}{\beta} \quad \longrightarrow \quad \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta} \quad \longrightarrow \quad \boxed{\beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1}}$$

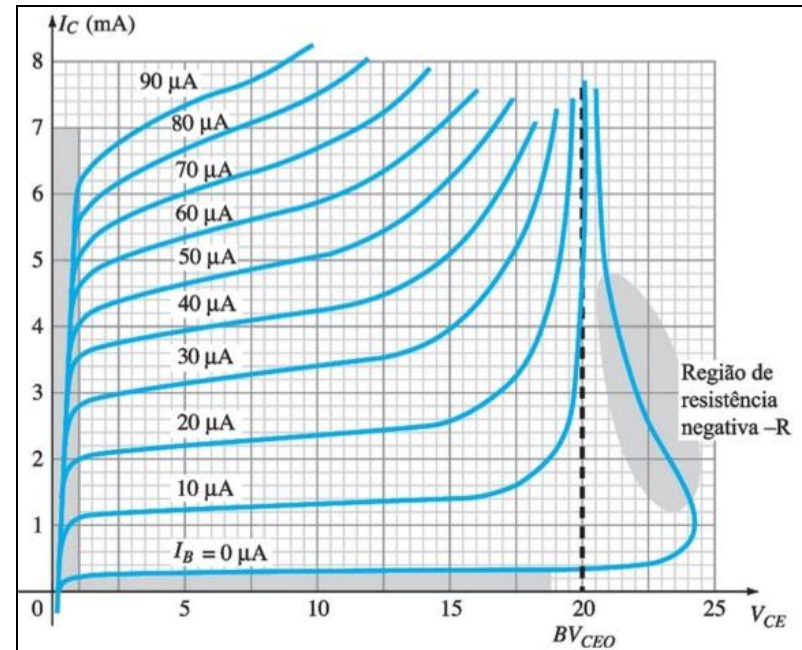
$$\boxed{5} \quad I_C = \beta I_B \quad \longrightarrow \quad \boxed{\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}}$$

$$\boxed{6} \quad \begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \\ &= \beta I_B + I_B \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad \boxed{I_E = (\beta + 1)I_B}$$

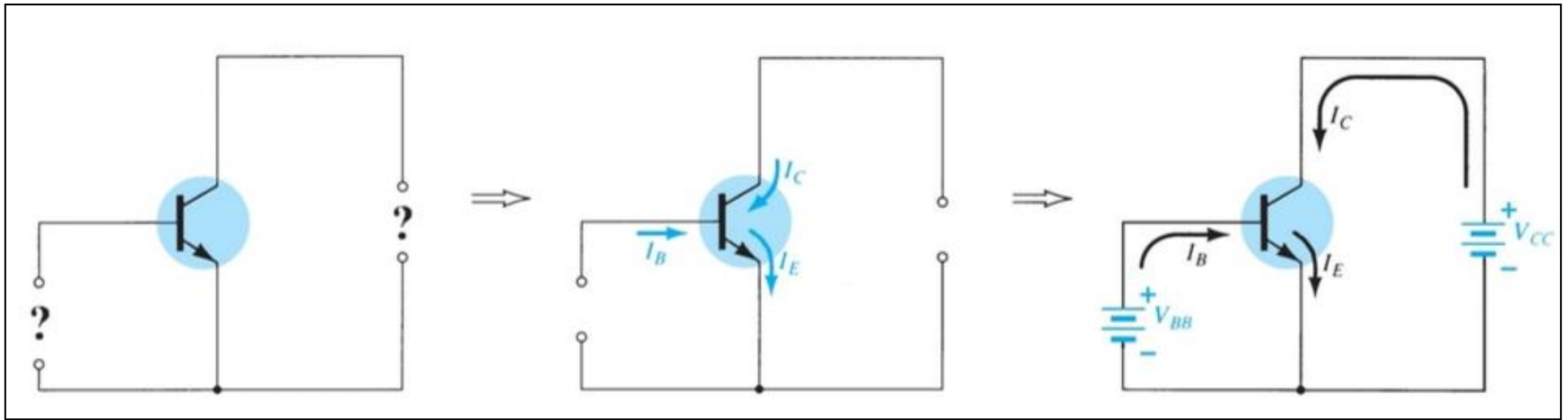
$$\boxed{7} \quad I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO} \quad \longrightarrow \quad \boxed{I_{CEO} \cong \beta I_{CBO}}$$

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.



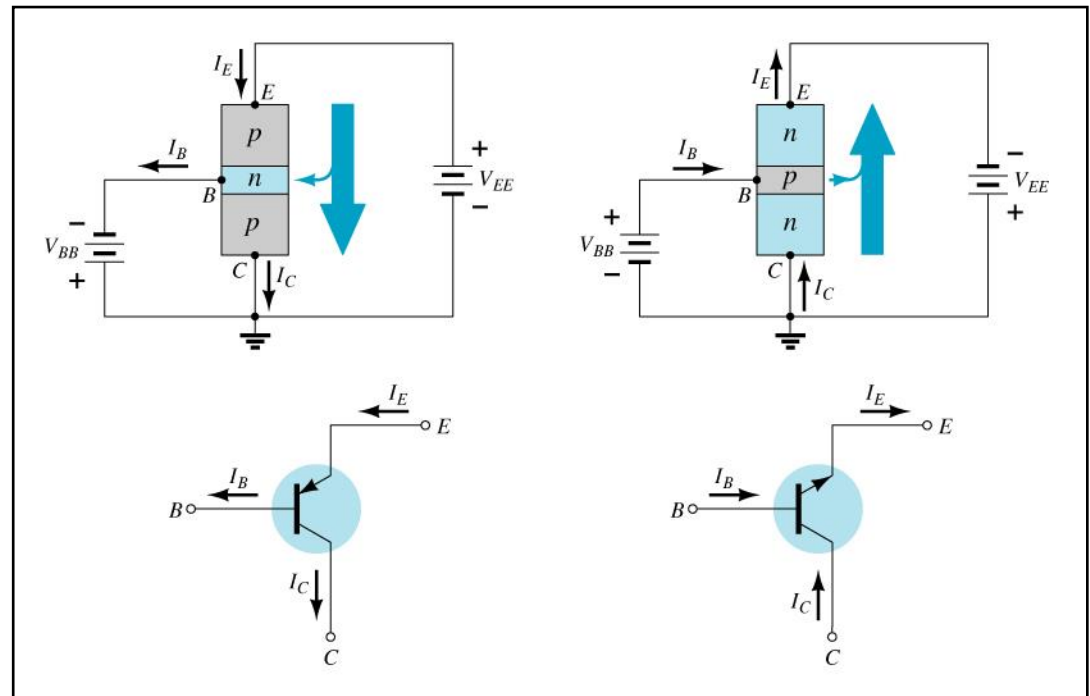
Proper biasing for an npn transistor



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 .



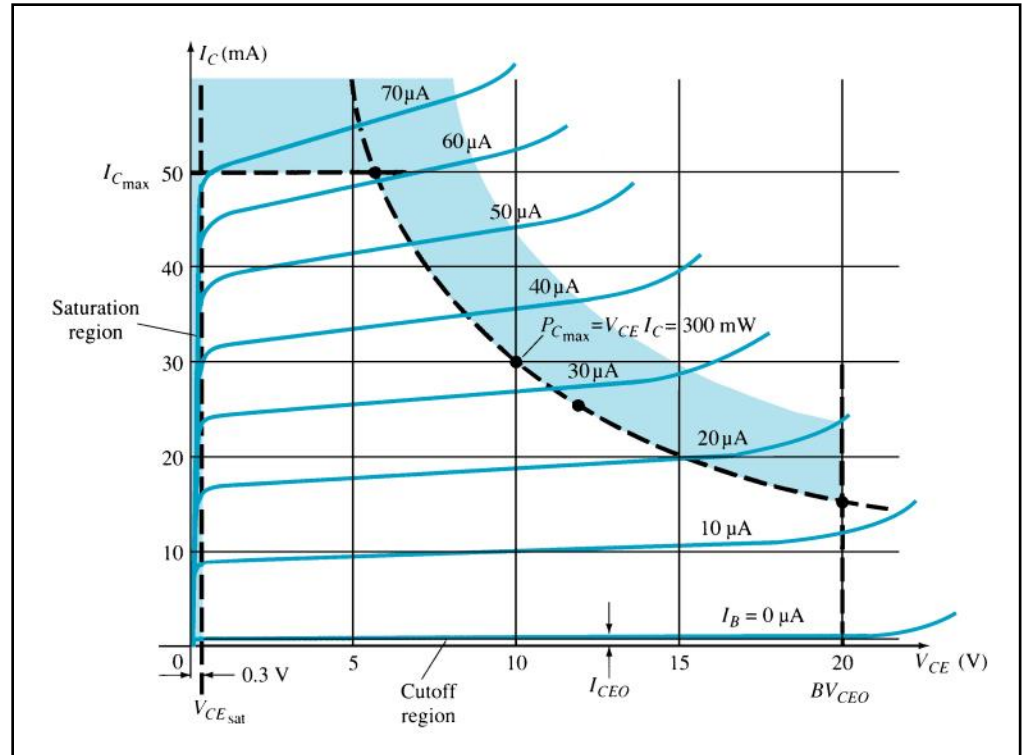
Operating Limits

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.

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

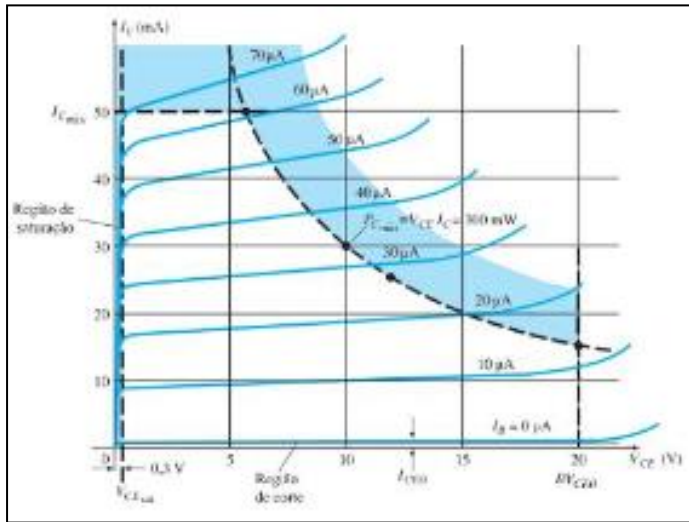


O valor máximo de dissipação de potência é determinado pela equação:

$$P_{C_{\text{máx}}} = V_{CE} I_C$$

Para o dispositivo da Figura . , 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

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



- 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

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

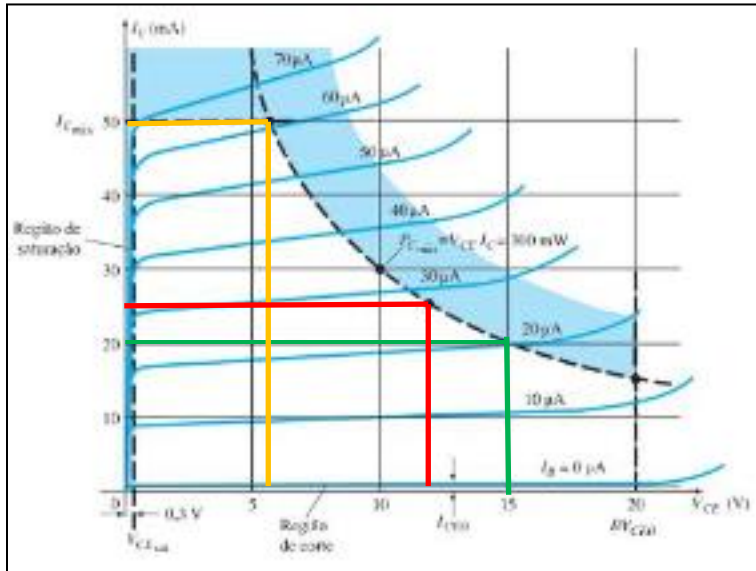
$$I_C = \frac{300 \text{ mW}}{20 \text{ V}} = 15 \text{ mA}$$

- 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

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



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:

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

Transistor Datasheet

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°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	$^\circ\text{C W}$



Conceito de Resistência Térmica

Acesse o link: [Understanding Thermal Resistance - learn.sparkfun.com](https://learn.sparkfun.com/understanding-thermal-resistance)



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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}$, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	30		Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{Adc}$, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	40		Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	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

ON CHARACTERISTICS

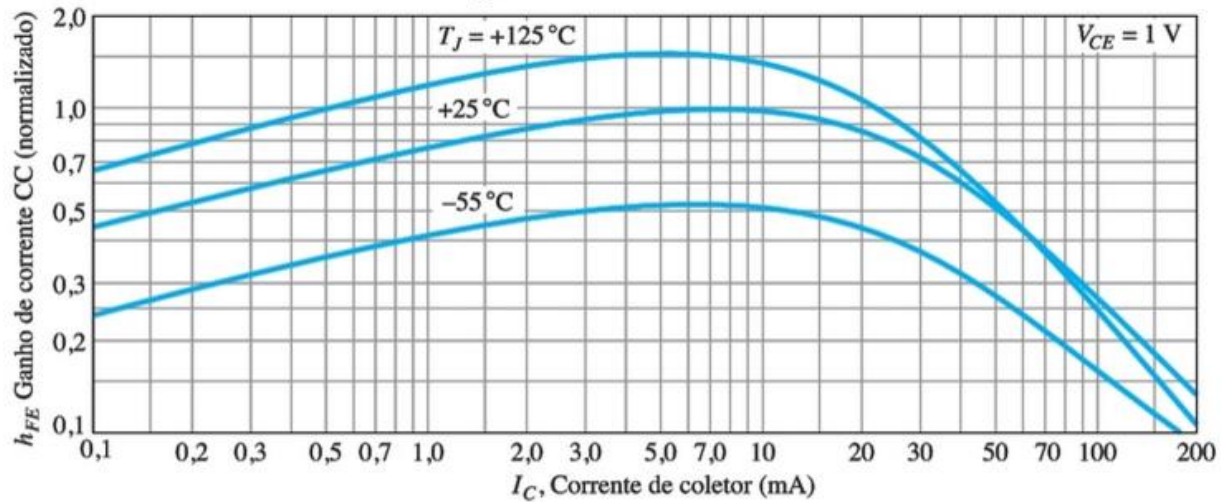
DC Current Gain(1) ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 50 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	50 25	150 –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 50 \text{ mAdc}$, $I_B = 5.0 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	–	0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 50 \text{ mAdc}$, $I_B = 5.0 \text{ mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	–	0.95	Vdc

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

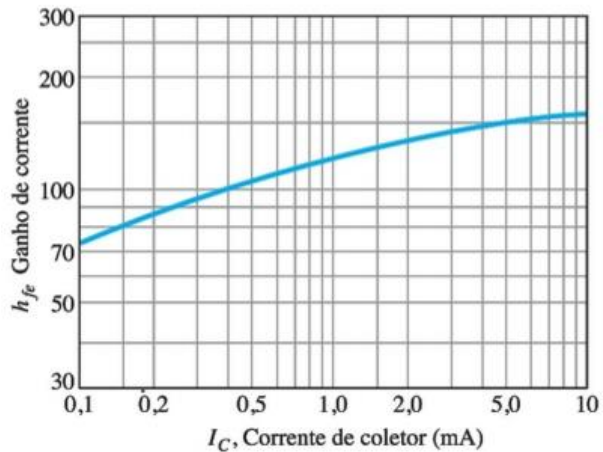
Current-Gain – Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	250		MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 100 \text{ MHz}$)	C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance ($V_{BE} = 0.5 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 100 \text{ kHz}$)	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 ($I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}$ dc, $V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $R_S = 1.0 \text{ k ohm}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	NF	–	6.0	dB

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs . Duty Cycle = 2.0%

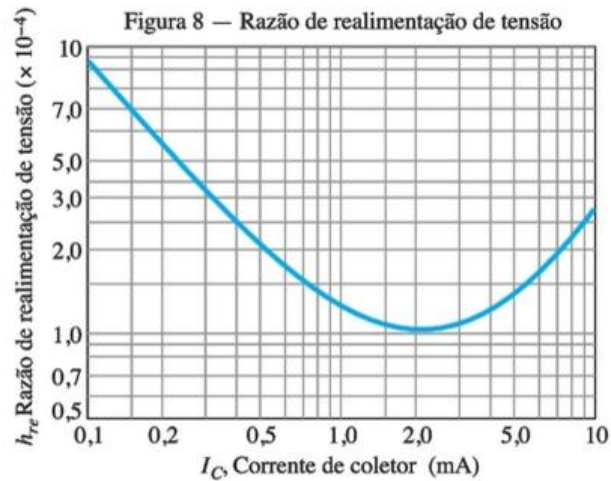
h_{FE} – DC Current Gain



h_{fe} – AC Current Gain



h_{re} – Voltage Feedback Ratio



h_{oe} - Output Admittance

