

Transistor Bipolar de Junção

Prof. Carlos Fernando Teodósio Soares

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

ESCOLA POLITÉCNICA

Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação

Construção Física do Transistor Bipolar

Existem dois tipos de transistores bipolares de junção, formados por duas junções PN:

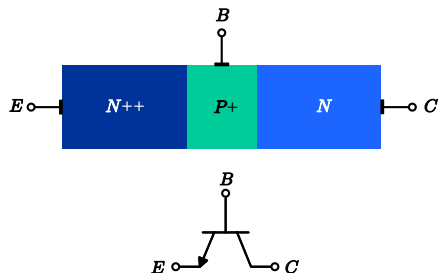


Figura: Transistor NPN

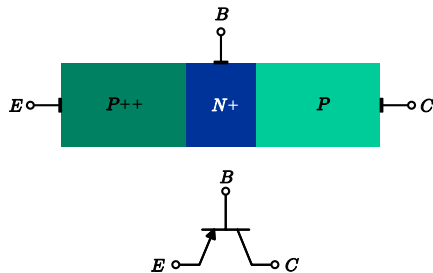


Figura: Transistor PNP

Os terminais do transistor bipolar são denominados:

- Emissor (E)
- Base (B)
- Coletor (C)

Modos de Operação do Transistor Bipolar

Os modos de operação do transistor bipolar dependem da polaridade de cada uma das suas junções PN. Esses modos de operação são denominados:

Modos de Operação do Transistor Bipolar

Os modos de operação do transistor bipolar dependem da polaridade de cada uma das suas junções PN. Esses modos de operação são denominados:

- **Corte**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

Modos de Operação do Transistor Bipolar

Os modos de operação do transistor bipolar dependem da polaridade de cada uma das suas junções PN. Esses modos de operação são denominados:

- **Corte**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

- **Ativo**

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

Modos de Operação do Transistor Bipolar

Os modos de operação do transistor bipolar dependem da polaridade de cada uma das suas junções PN. Esses modos de operação são denominados:

- **Corte**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

- **Ativo**

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

- **Ativo Reverso**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

Modos de Operação do Transistor Bipolar

Os modos de operação do transistor bipolar dependem da polaridade de cada uma das suas junções PN. Esses modos de operação são denominados:

- **Corte**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

- **Ativo**

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

- **Ativo Reverso**

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

- **Saturação**

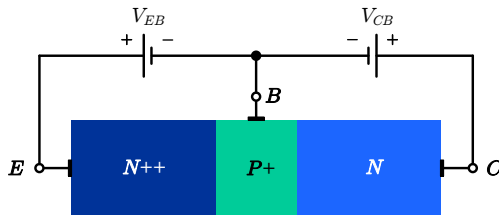
- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

Agenda da Aula - Capítulo 03

- Construção e Operação Física do Transistor NPN
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação
- Curvas Características
- Construção e Operação Física do Transistor PNP
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação

Modo de Corte

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada



Operação no Modo de Corte

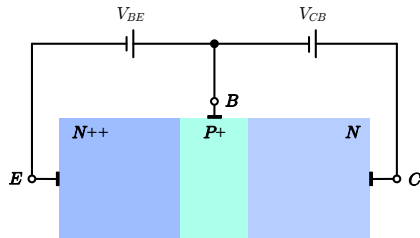
Como todas as junções PN do transistor estão reversamente polarizadas, o transistor bipolar não conduz nenhuma corrente elétrica:

$$I_C \approx I_E \approx I_B \approx 0$$

Portanto, no modo de corte, o transistor opera como uma chave aberta.

Modo Ativo

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

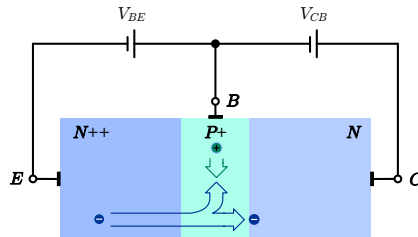


Operação no Modo Ativo

Com a junção base-emissor diretamente polarizada, permite-se o fluxo de difusão de elétrons livres (cargas negativas) do emissor para a base e de buracos (cargas positivas) da base para o emissor. Como o emissor apresenta uma dopagem bem maior que a base, a quantidade de elétrons entregues pelo emissor é muito maior que a de buracos entregues pela base.

Modo Ativo

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

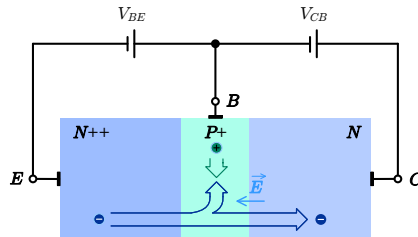


Operação no Modo Ativo

Como a quantidade de elétrons proveniente do emissor é muito grande, a menor concentração de buracos da base não dá conta de recombinar todos os elétrons provenientes do emissor. Além disso, como a base é bem fina (cerca de 100 a 150 vezes mais fina que o coletor e o emissor), a maior parte (99%) dos elétrons provenientes do emissor consegue atravessar a base.

Modo Ativo

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

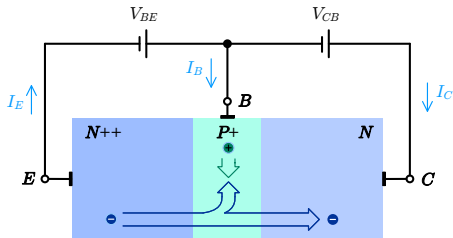


Operação no Modo Ativo

Como a junção base-coletor está reversamente polarizada, existe nessa junção um intenso campo elétrico $\vec{E}$ que acaba impulsionando os elétrons provenientes do emissor diretamente para o coletor. Dessa forma, o terminal de coletor acaba “coletando” os elétrons “emitidos” pelo emissor e que conseguiram atravessar a região da base.

Modo Ativo

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada



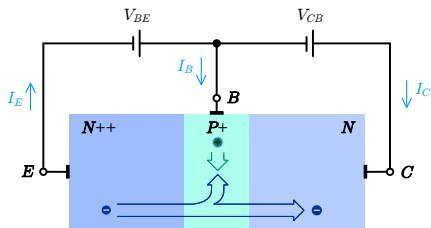
Operação no Modo Ativo

Os sentidos das correntes elétricas nos terminais do transistor bipolar de junção seguem a mesma convenção adotada em todos os circuitos elétricos:

- Mesmo sentido que o movimento de cargas positivas (buracos).
- Sentido contrário ao movimento de cargas negativas (elétrons).

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo

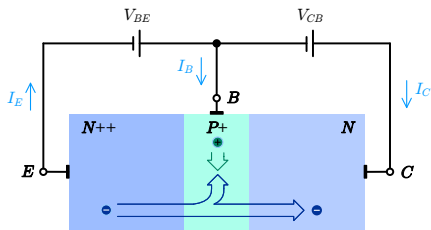


- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Como apenas uma fração dos elétrons provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

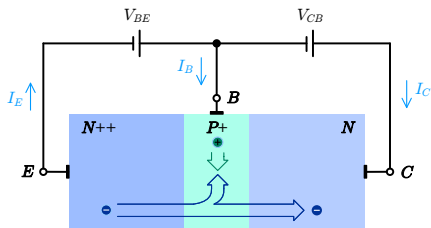
Em transistores comerciais $\alpha \approx 0,99$.

- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

- Como apenas uma fração dos elétrons provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

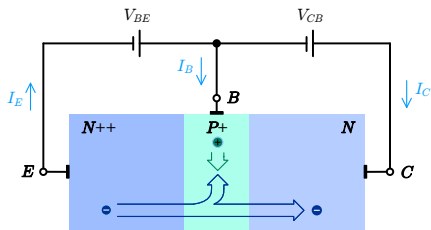
Em transistores comerciais $\alpha \approx 0,99$.

- Substituindo, temos:

$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

- Como apenas uma fração dos elétrons provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

Em transistores comerciais $\alpha \approx 0,99$.

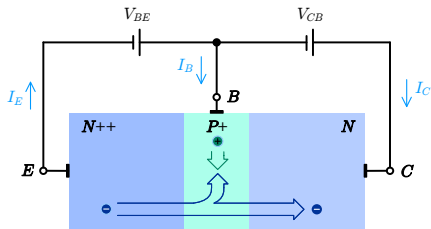
- Substituindo, temos:

$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$I_B = \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) I_C$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

- Como apenas uma fração dos elétrons provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

Em transistores comerciais $\alpha \approx 0,99$.

- Substituindo, temos:

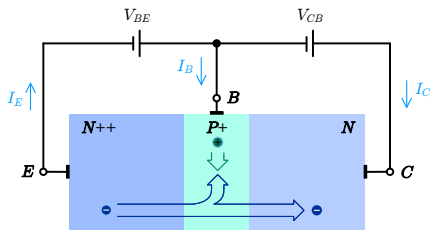
$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$I_B = \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) I_C$$

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot I_C$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C + I_B = I_E$$

- Como apenas uma fração dos elétrons provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

Em transistores comerciais $\alpha \approx 0,99$.

- Substituindo, temos:

$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$I_B = \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) I_C$$

$$I_B = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot I_C$$

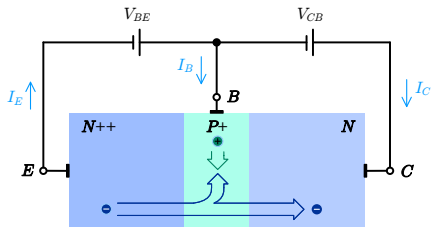
$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo

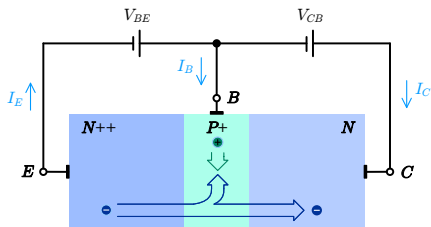
- Escrevendo I_C em função de I_B :

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B$$



Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Escrevendo I_C em função de I_B :

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B$$

- Então, definindo o parâmetro β como:

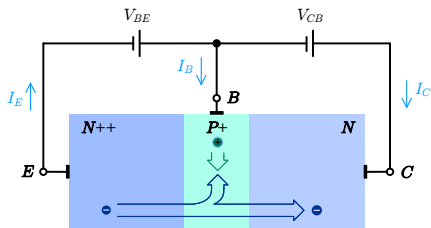
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Pode-se reescrever:

$$I_C = \beta I_B$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Escrevendo I_C em função de I_B :

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B$$

- Então, definindo o parâmetro β como:

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

Pode-se reescrever:

$$I_C = \beta I_B$$

- Em muitos transistores comerciais $\beta \geq 20$. Nos *data sheets* os fabricantes informam a faixa de valores de β que um determinado transistor pode assumir.

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

O valor do parâmetro β é muito sensível à variações no parâmetro α . Por exemplo, considere dois transistores diferentes com $\alpha_1 = 0,991$ e $\alpha_2 = 0,998$ (uma variação de apenas 0,7%). Então, os valores correspondentes de β serão:

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

O valor do parâmetro β é muito sensível à variações no parâmetro α . Por exemplo, considere dois transistores diferentes com $\alpha_1 = 0,991$ e $\alpha_2 = 0,998$ (uma variação de apenas 0,7%). Então, os valores correspondentes de β serão:

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} = \frac{0,991}{1 - 0,991} = 110$$

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

O valor do parâmetro β é muito sensível à variações no parâmetro α . Por exemplo, considere dois transistores diferentes com $\alpha_1 = 0,991$ e $\alpha_2 = 0,998$ (uma variação de apenas 0,7%). Então, os valores correspondentes de β serão:

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} = \frac{0,991}{1 - 0,991} = 110$$

$$\beta_2 = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} = \frac{0,998}{1 - 0,998} = 499$$

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

O valor do parâmetro β é muito sensível à variações no parâmetro α . Por exemplo, considere dois transistores diferentes com $\alpha_1 = 0,991$ e $\alpha_2 = 0,998$ (uma variação de apenas 0,7%). Então, os valores correspondentes de β serão:

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} = \frac{0,991}{1 - 0,991} = 110$$

$$\beta_2 = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} = \frac{0,998}{1 - 0,998} = 499$$

Ou seja, uma variação de 0,7% em α corresponde a uma variação de 354% em β .

Modo Ativo

Observação

Os parâmetros α e β do transistor bipolar dependem da largura da base. Quanto mais estreita for a base maiores serão os valores de α e β . Dessa forma, esses parâmetros podem ser diferentes de um transistor para o outro.

O valor do parâmetro β é muito sensível à variações no parâmetro α . Por exemplo, considere dois transistores diferentes com $\alpha_1 = 0,991$ e $\alpha_2 = 0,998$ (uma variação de apenas 0,7%). Então, os valores correspondentes de β serão:

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} = \frac{0,991}{1 - 0,991} = 110$$

$$\beta_2 = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} = \frac{0,998}{1 - 0,998} = 499$$

Ou seja, uma variação de 0,7% em α corresponde a uma variação de 354% em β .

Por essa razão, o valor do parâmetro β pode variar muito de um transistor para o outro, mesmo ambos sendo do mesmo modelo.

Modo Ativo

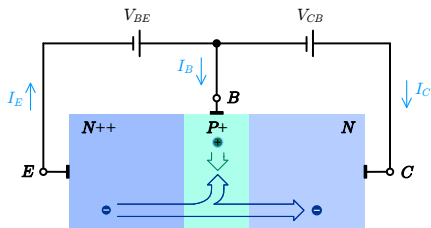
Exemplos

Valores do parâmetro β para diferentes transistores comerciais:

- BC546 — $110 \leq \beta \leq 800$
- BD135 — $25 \leq \beta \leq 250$
- BF494 — $67 \leq \beta \leq 220$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Como a corrente de coletor é proporcional à corrente na JBE, então:

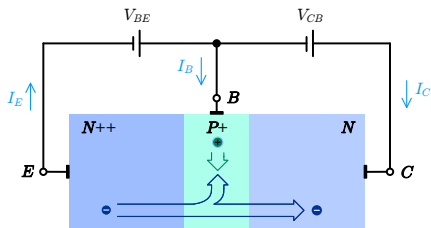
$$I_C = I_S \cdot \left(e^{V_{BE}/v_T} - 1 \right),$$

onde a tensão térmica é dada por:

$$v_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}.$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Como a corrente de coletor é proporcional à corrente na JBE, então:

$$I_C = I_S \cdot \left(e^{V_{BE}/v_T} - 1 \right),$$

onde a tensão térmica é dada por:

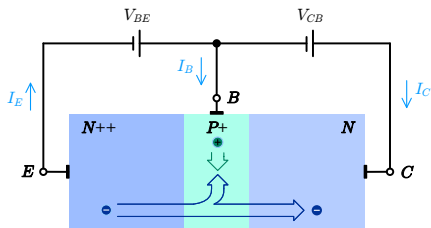
$$v_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}.$$

- Como $V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ em um transistor de silício, então:

$$e^{V_{BE}/v_T} = e^{0,6/0,025} = 2,649 \cdot 10^{10} \gg 1$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo



- Como a corrente de coletor é proporcional à corrente na JBE, então:

$$I_C = I_S \cdot \left(e^{V_{BE}/v_T} - 1 \right),$$

onde a tensão térmica é dada por:

$$v_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}.$$

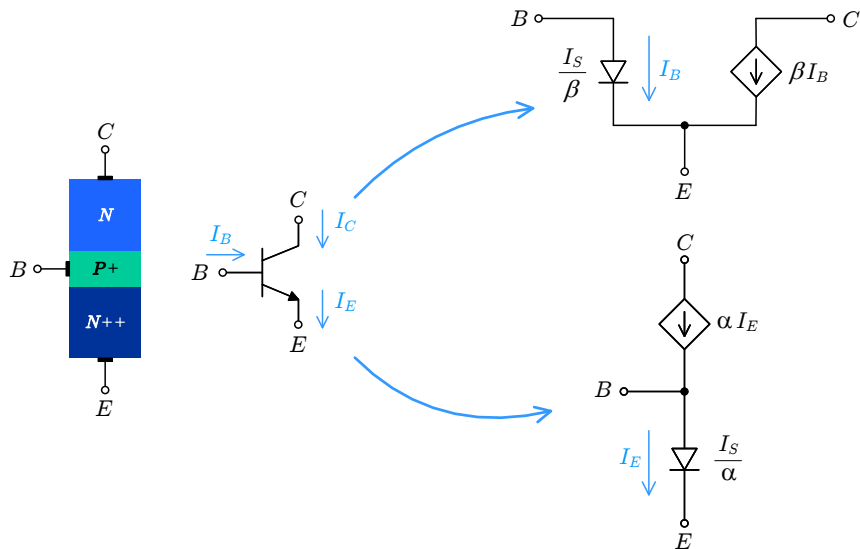
- Como $V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ em um transistor de silício, então:

$$e^{V_{BE}/v_T} = e^{0,6/0,025} = 2,649 \cdot 10^{10} \gg 1$$

- Então, podemos utilizar a seguinte aproximação:

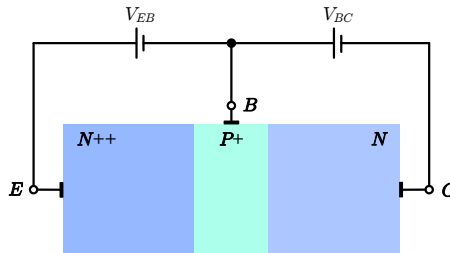
$$I_C \cong I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

Circuitos Equivalentes do Transistor no Modo Ativo



Modo Ativo Reverso

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

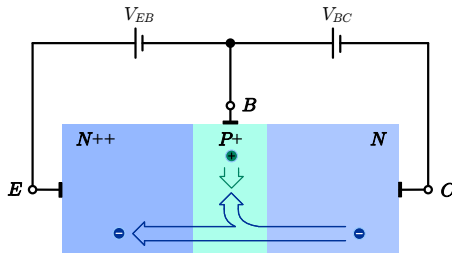


Operação no Modo Ativo Reverso

Com a junção base-coletor diretamente polarizada, permite-se o fluxo de difusão de elétrons livres (cargas negativas) do coletor para a base e de buracos (cargas positivas) da base para o coletor. Como o coletor apresenta uma dopagem bem menor que a base, a quantidade de elétrons entregues pelo coletor é muito menor que a de buracos entregues pela base.

Modo Ativo Reverso

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

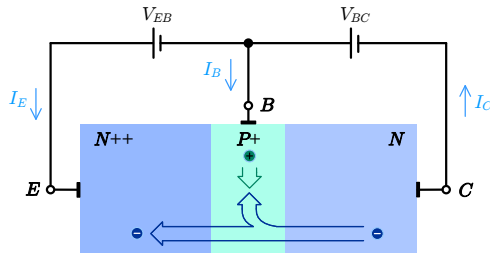


Operação no Modo Ativo Reverso

Como a quantidade de elétrons proveniente do coletor é muito pequena, a maior concentração de buracos da base acaba recombinando com a maioria dos elétrons provenientes do coletor. Assim, mesmo com a base sendo muito fina, somente uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor consegue atravessar a base e alcançar o emissor.

Modo Ativo Reverso

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada



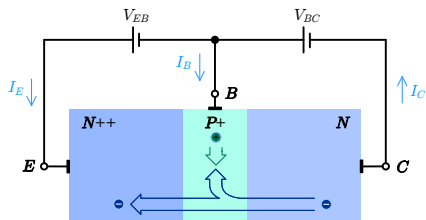
Operação no Modo Ativo Reverso

Os sentidos das correntes elétricas nos terminais do transistor bipolar de junção seguem a mesma convenção adotada em todos os circuitos elétricos:

- Mesmo sentido que o movimento de cargas positivas (buracos).
- Sentido contrário ao movimento de cargas negativas (elétrons).

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso

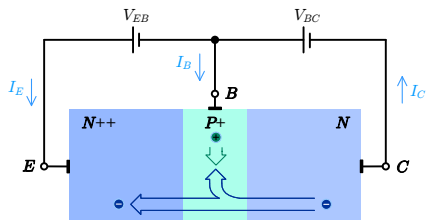


- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso



- Como apenas uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

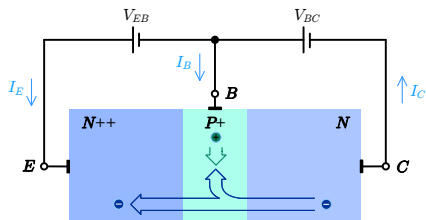
Em transistores comerciais
 $0,02 \leq \alpha_R \leq 0,5$.

- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

- Como apenas uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

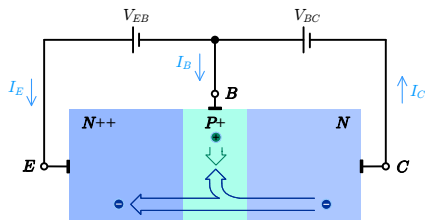
Em transistores comerciais
 $0,02 \leq \alpha_R \leq 0,5$.

- Substituindo, temos:

$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

- Como apenas uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

Em transistores comerciais
 $0,02 \leq \alpha_R \leq 0,5$.

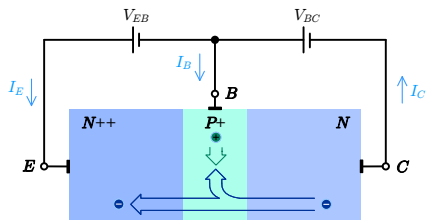
- Substituindo, temos:

$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

$$I_E = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} I_B$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

- Como apenas uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

Em transistores comerciais
 $0,02 \leq \alpha_R \leq 0,5$.

- Substituindo, temos:

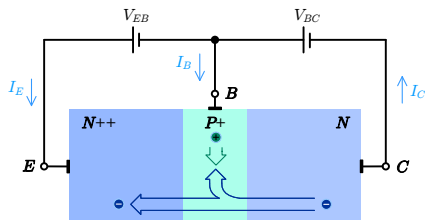
$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

$$I_E = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} I_B$$

$$I_E = \beta_R I_B$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor Bipolar Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E + I_B = I_C$$

- Como apenas uma pequena fração dos elétrons provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

Em transistores comerciais
 $0,02 \leq \alpha_R \leq 0,5$.

- Substituindo, temos:

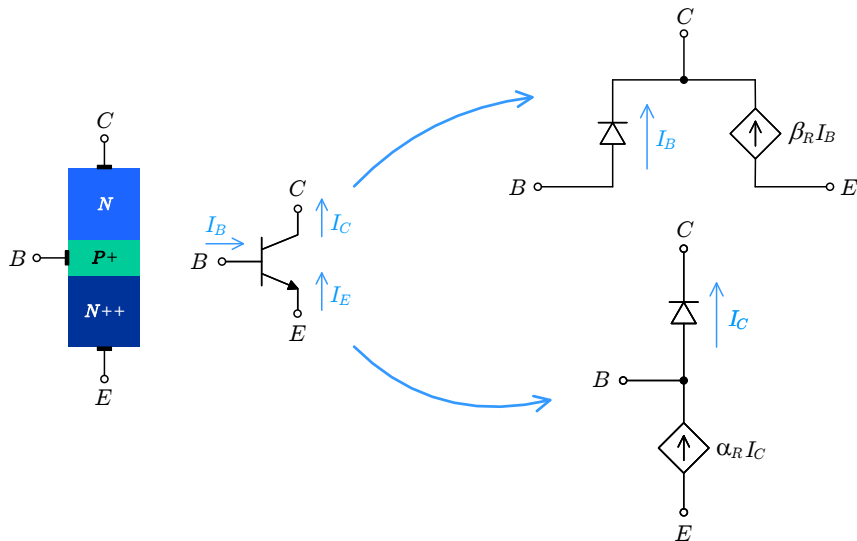
$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

$$I_E = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} I_B$$

$$I_E = \beta_R I_B$$

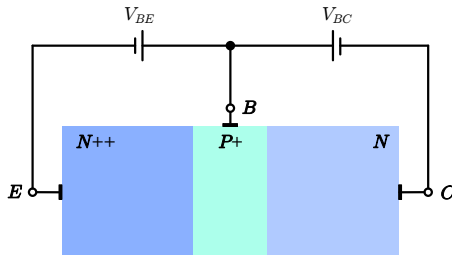
- Assim, tem-se: $0,02 \leq \beta_R \leq 1$.

Circuitos Equivalentes do Transistor no Modo Ativo Reverso



Modo de Saturação

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

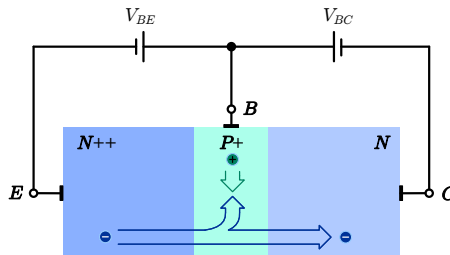


Operação no Modo de Saturação

No modo de saturação, ambas as junções PN do transistor estarão diretamente polarizadas. Com isso, observaremos uma superposição dos efeitos físicos dos modos ativo e ativo reverso ao mesmo tempo.

Modo de Saturação

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

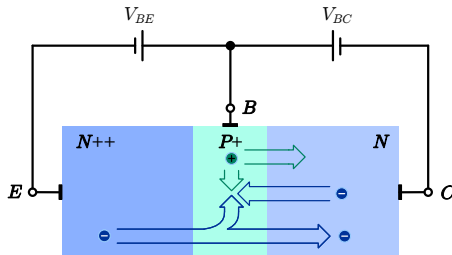


Operação no Modo de Saturação

Com a junção base-emissor diretamente polarizada, permite-se o fluxo de difusão de elétrons livres (cargas negativas) do emissor para a base e de buracos (cargas positivas) da base para o emissor. Como a base é muito fina e bem menos dopada que o emissor, a grande maioria dos elétrons provenientes do emissor consegue atravessar a base e alcançar o coletor.

Modo de Saturação

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

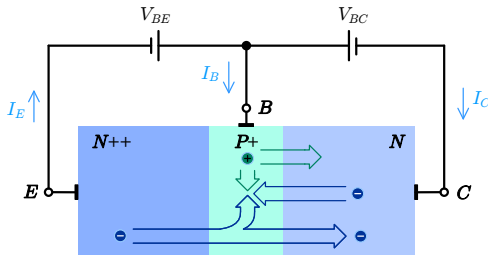


Operação no Modo de Saturação

Com a junção base-coletor diretamente polarizada, também permite-se o fluxo de difusão de elétrons livres (cargas negativas) do coletor para a base e de buracos (cargas positivas) da base para o coletor. Como o coletor apresenta uma dopagem bem menor que a base, a quantidade de elétrons que consegue atravessar base e alcançar o emissor é muito pequena.

Modo de Saturação

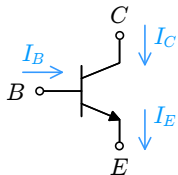
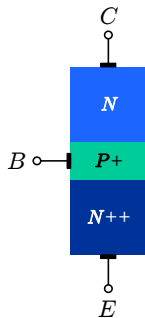
- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada



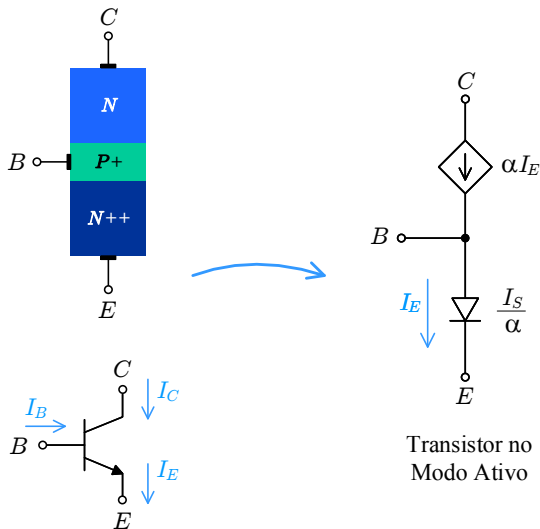
Operação no Modo de Saturação

Como o emissor é muito mais dopado que o coletor, o fluxo de elétrons proveniente do emissor é bem maior. Dessa forma, as correntes elétricas totais que circulam pelos terminais de coletor e emissor possuem os mesmos sentidos observados no modo ativo. Entretanto, por causa da superposição com o efeito do modo ativo reverso, no modo de saturação temos $I_C < \beta I_B$.

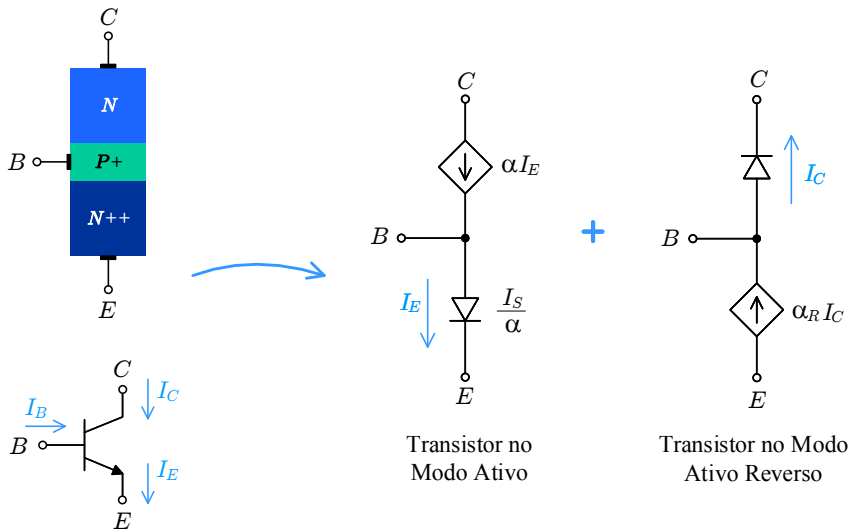
Circuito Equivalente do Transistor na Saturação



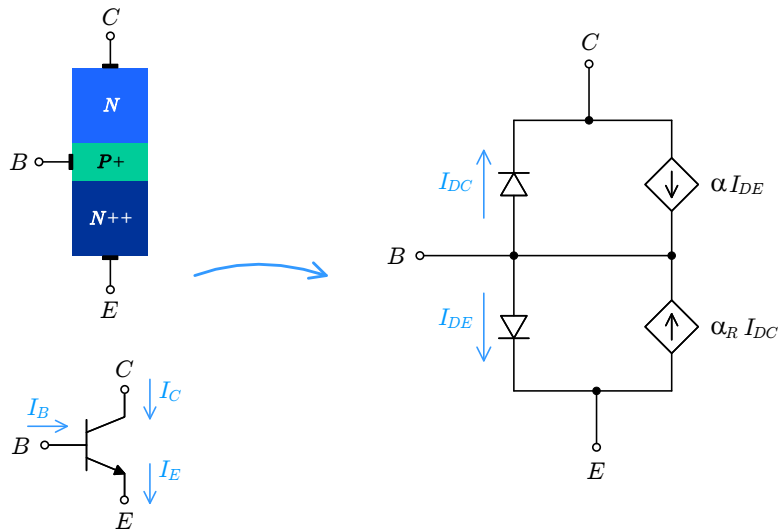
Circuito Equivalente do Transistor na Saturação



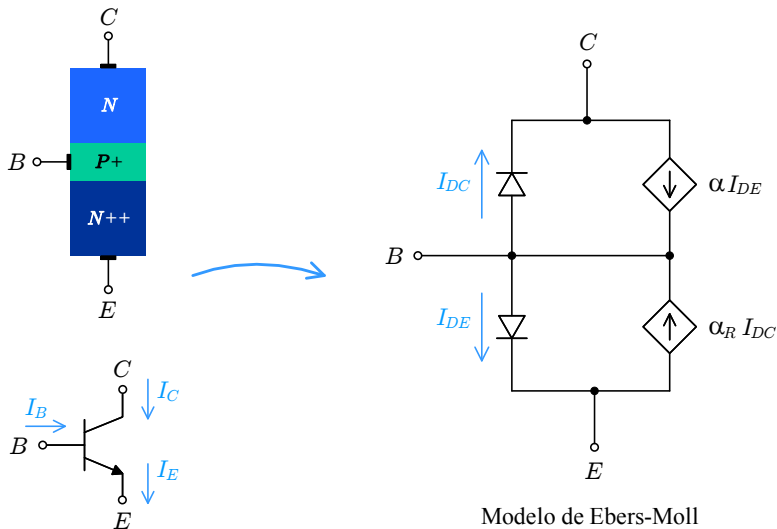
Circuito Equivalente do Transistor na Saturação



Circuito Equivalente do Transistor na Saturação

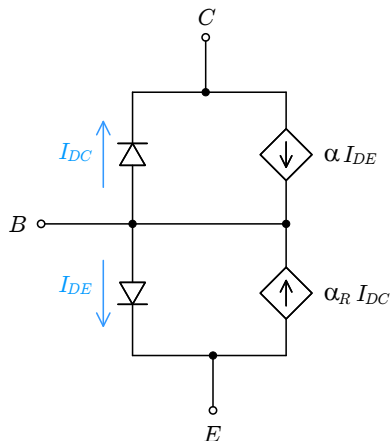


Circuito Equivalente do Transistor na Saturação



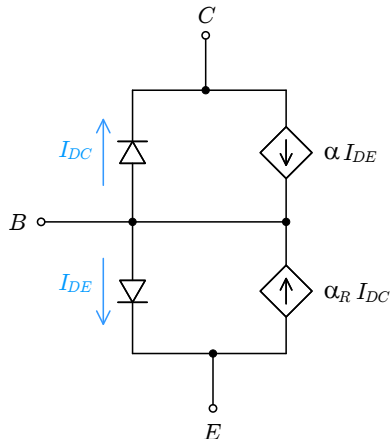
Modelo de Ebers-Moll

O modelo concebido por Jewell James Ebers e John L. Moll em 1954 é capaz de descrever matematicamente o comportamento físico do transistor bipolar em todos os quatro modos de operação.



Modelo de Ebers-Moll

O modelo concebido por Jewell James Ebers e John L. Moll em 1954 é capaz de descrever matematicamente o comportamento físico do transistor bipolar em todos os quatro modos de operação.



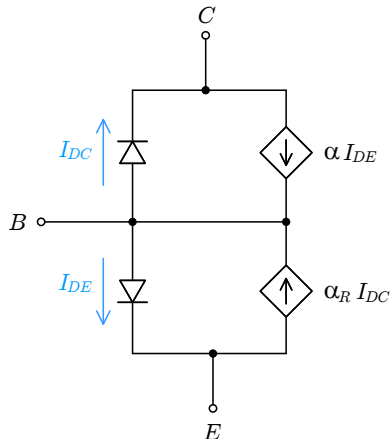
- As correntes nos diodos são dadas por:

$$I_{DC} = I_{SC} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_{DE} = I_{SE} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

Modelo de Ebers-Moll

O modelo concebido por Jewell James Ebers e John L. Moll em 1954 é capaz de descrever matematicamente o comportamento físico do transistor bipolar em todos os quatro modos de operação.



- As correntes nos diodos são dadas por:

$$I_{DC} = I_{SC} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

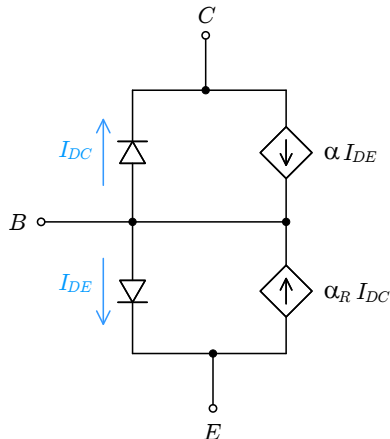
$$I_{DE} = I_{SE} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

- Ebers e Moll provaram que:

$$\alpha I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S$$

Modelo de Ebers-Moll

O modelo concebido por Jewell James Ebers e John L. Moll em 1954 é capaz de descrever matematicamente o comportamento físico do transistor bipolar em todos os quatro modos de operação.



- As correntes nos diodos são dadas por:

$$I_{DC} = I_{SC} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_{DE} = I_{SE} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

- Ebers e Moll provaram que:

$$\alpha I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S$$

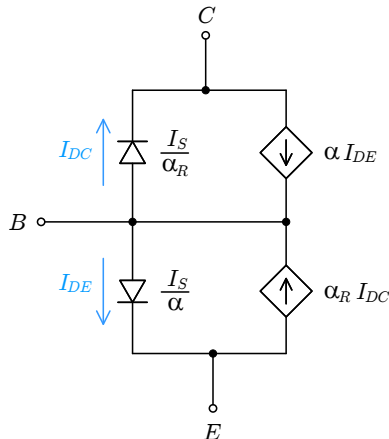
- Assim, podemos reescrever:

$$I_{DC} = \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_{DE} = \frac{I_S}{\alpha} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

Modelo de Ebers-Moll

O modelo concebido por Jewell James Ebers e John L. Moll em 1954 é capaz de descrever matematicamente o comportamento físico do transistor bipolar em todos os quatro modos de operação.



- As correntes nos diodos são dadas por:

$$I_{DC} = I_{SC} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_{DE} = I_{SE} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

- Ebers e Moll provaram que:

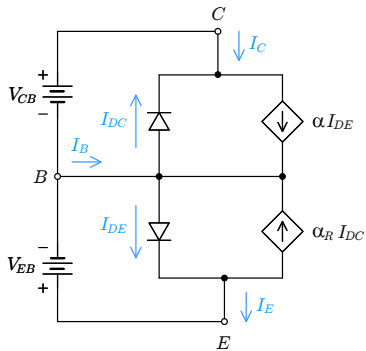
$$\alpha I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S$$

- Assim, podemos reescrever:

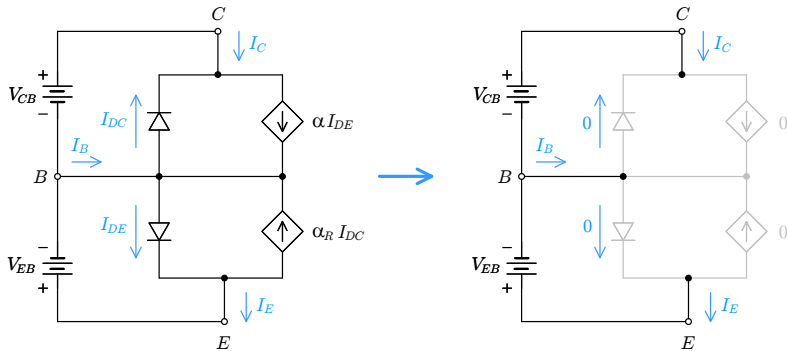
$$I_{DC} = \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_{DE} = \frac{I_S}{\alpha} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

Modelo de Ebers-Moll para o Transistor em Corte



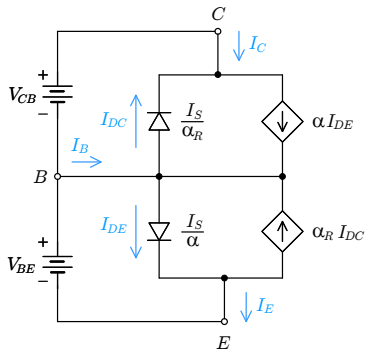
Modelo de Ebers-Moll para o Transistor em Corte



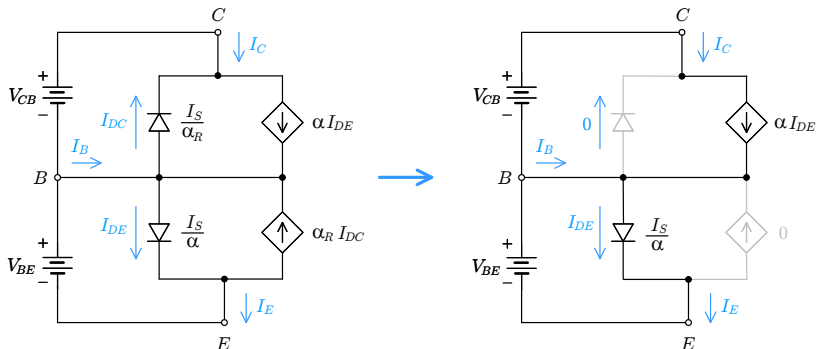
- Portanto:

$$I_C = I_B = I_E = 0$$

Modelo de Ebers-Moll para o Modo Ativo



Modelo de Ebers-Moll para o Modo Ativo



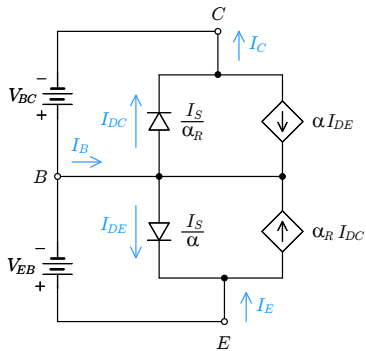
• Portanto:

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha} \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

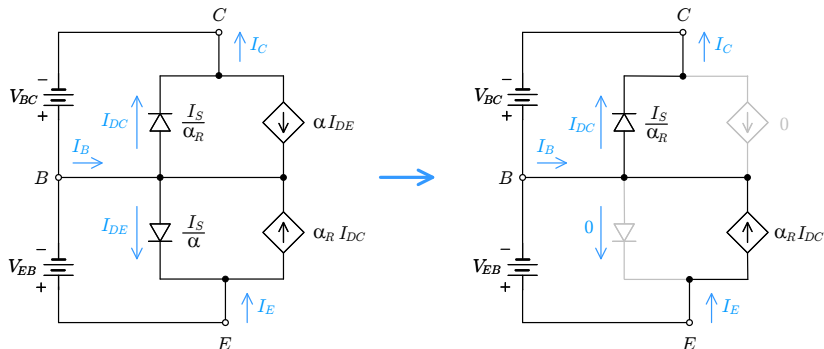
$$I_C = \alpha I_E = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

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

Modelo de Ebers-Moll para o Modo Ativo Reverso



Modelo de Ebers-Moll para o Modo Ativo Reverso



• Portanto:

$$I_C = \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

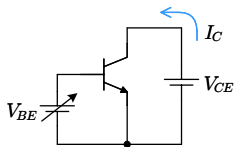
$$I_E = \alpha_R I_C = I_S \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

$$I_B = I_C - I_E = \frac{I_E}{\alpha_R} - I_E = \frac{I_E}{\beta_R}$$

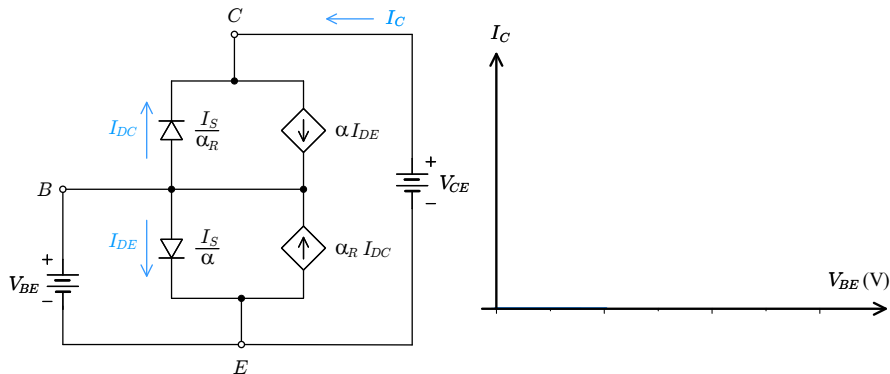
Agenda da Aula - Capítulo 03

- **Construção e Operação Física do Transistor NPN**
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação
- **Curvas Características**
- **Construção e Operação Física do Transistor PNP**
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação

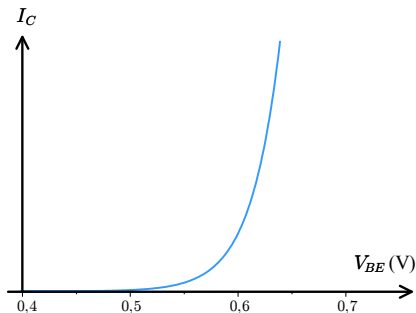
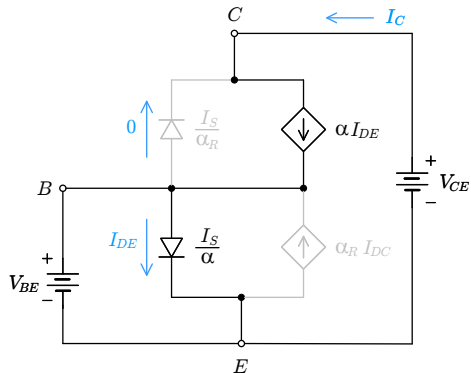
Curvas Características $I_C \times V_{BE}$



Curvas Características $I_C \times V_{BE}$



Curvas Características $I_C \times V_{BE}$

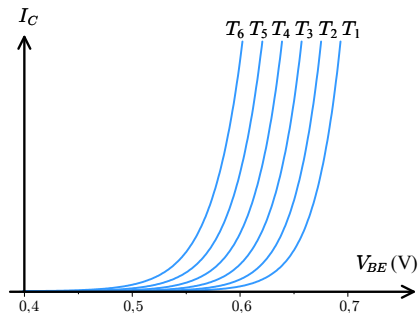
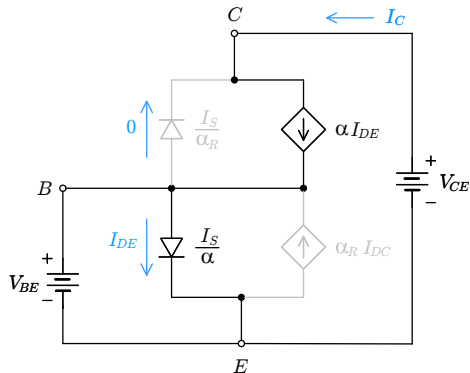


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BE} aplicada ao transistor.

Corrente de Coletor

$$I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

Curvas Características $I_C \times V_{BE}$

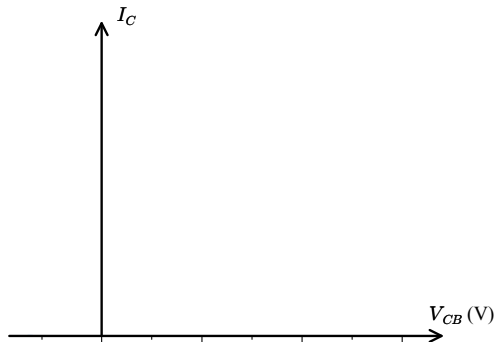
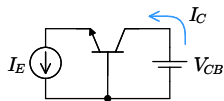


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BE} aplicada ao transistor.
- A corrente de saturação reversa I_S aumenta com a temperatura, alterando a curva $I_C \times V_{BE}$.

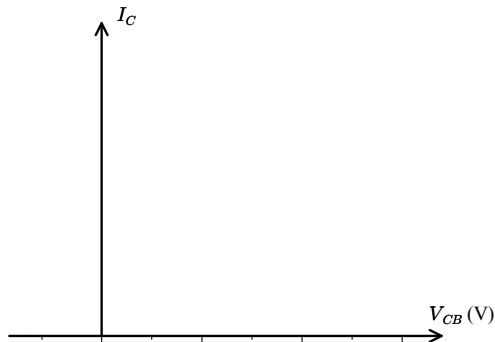
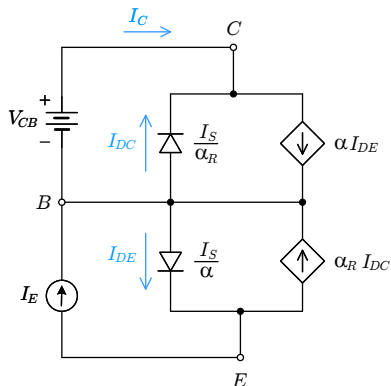
Corrente de Coletor

$$I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$$

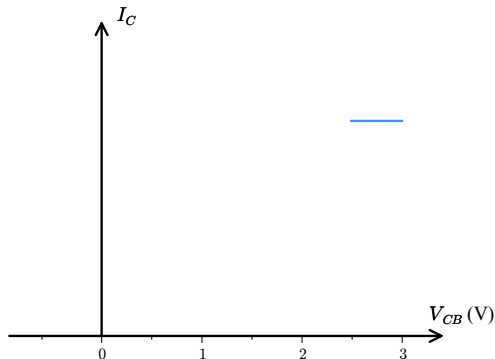
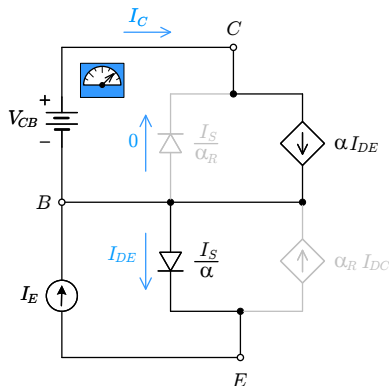
Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$



Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$



Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

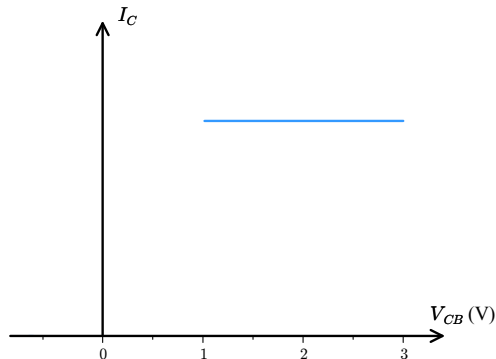
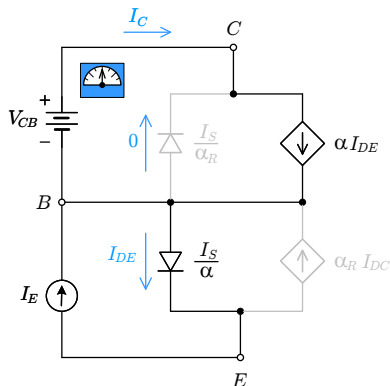


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_E$$

Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

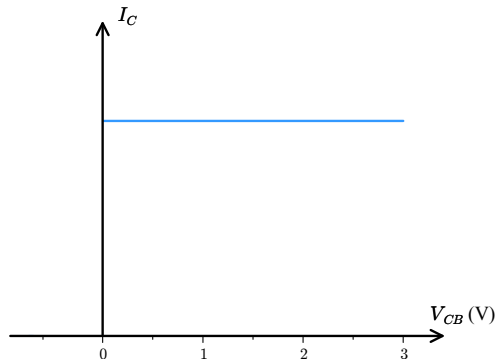
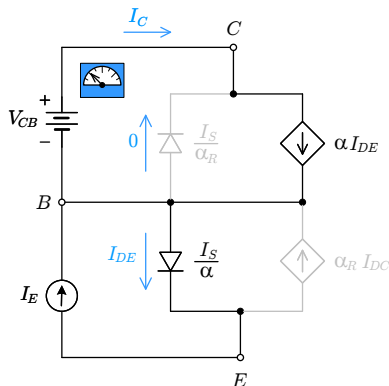


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_E$$

Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

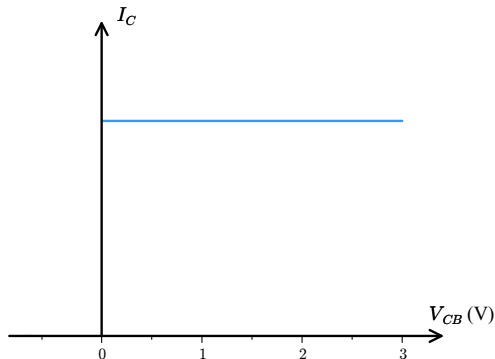
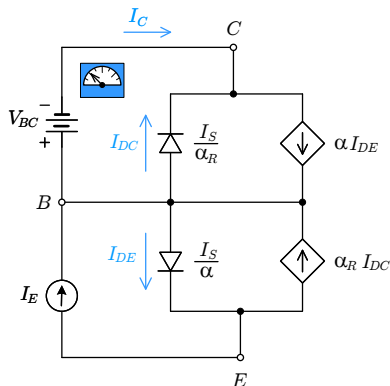


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_E$$

Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

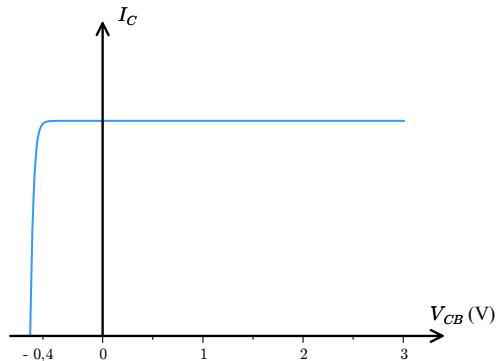
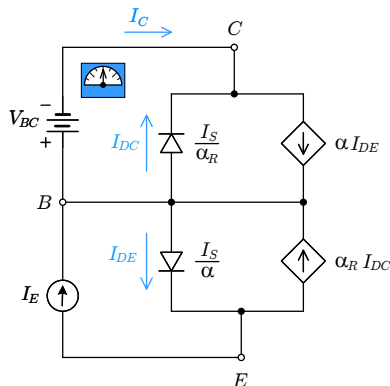


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

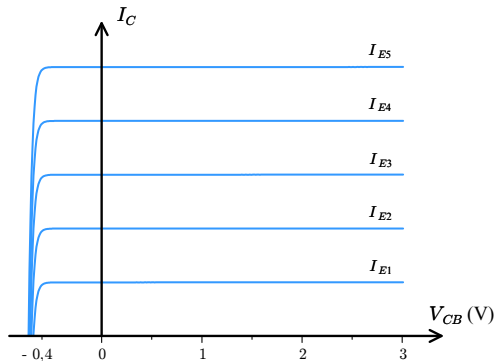
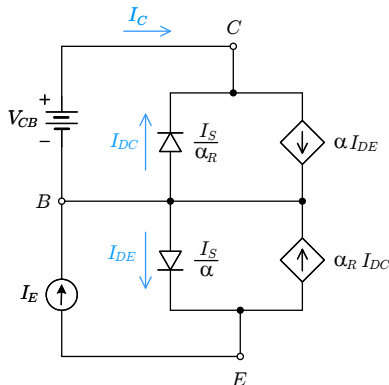


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .
- No modo de saturação, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BC} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

Características de Base Comum $I_C \times V_{CB}$

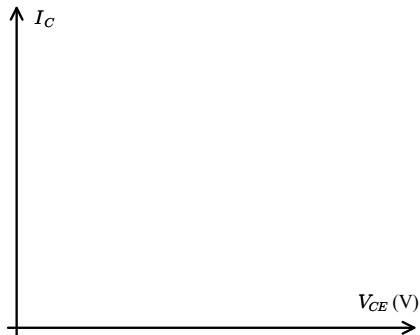
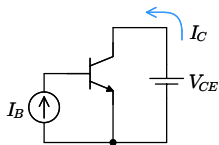


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela fonte de corrente I_E e independe de V_{CB} .
- No modo de saturação, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BC} .

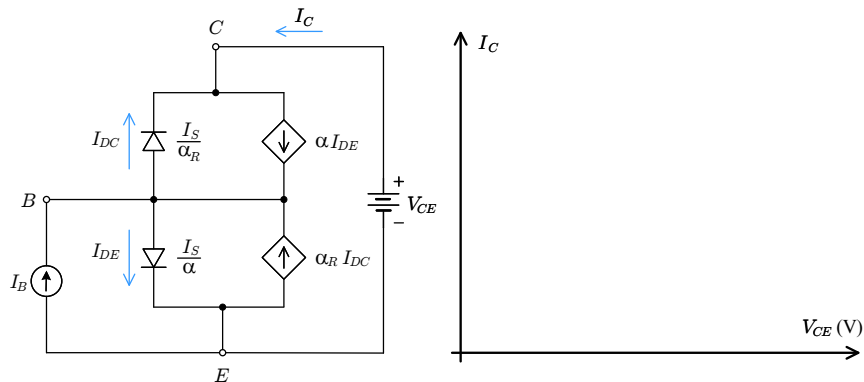
Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

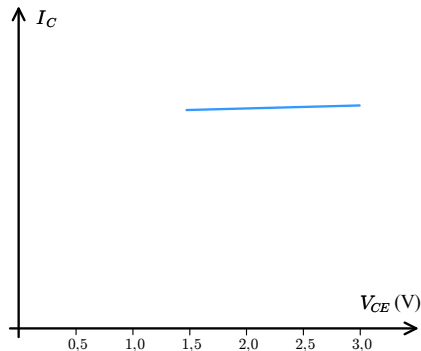
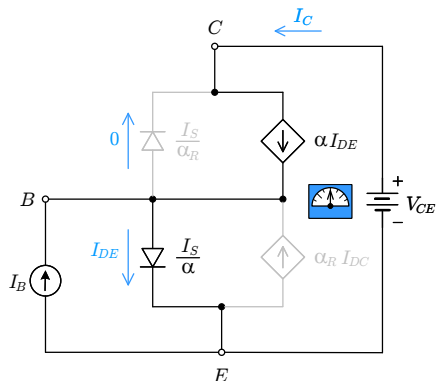
Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$



Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$



Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$

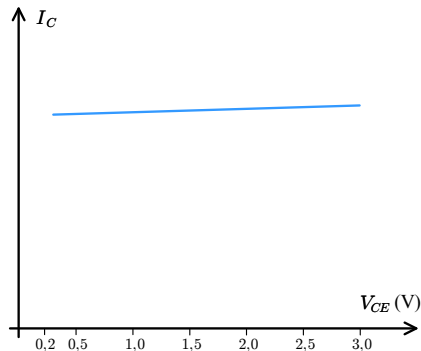
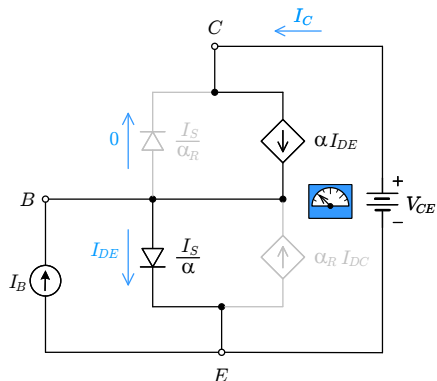


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela corrente I_B e é independente de V_{CE} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \beta I_B$$

Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$

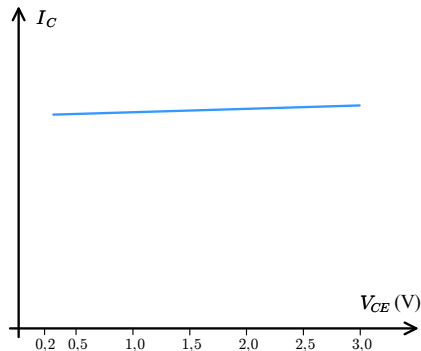
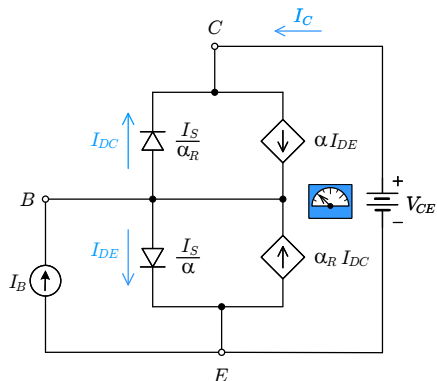


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela corrente I_B e é independente de V_{CE} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \beta I_B$$

Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$

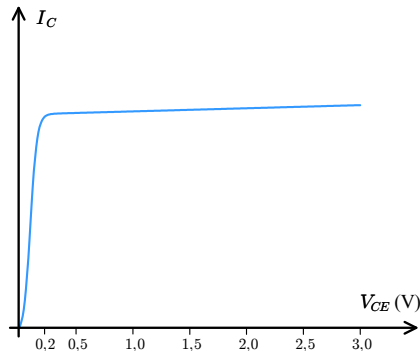
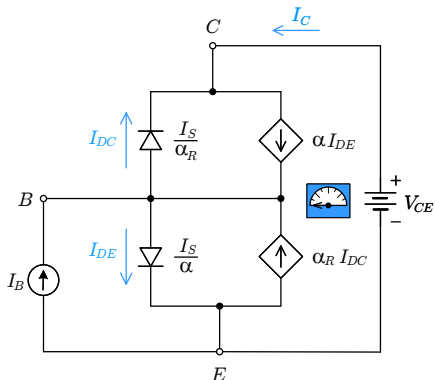


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela corrente I_B e é independente de V_{CE} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$

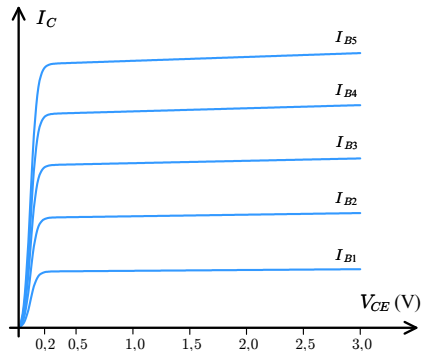
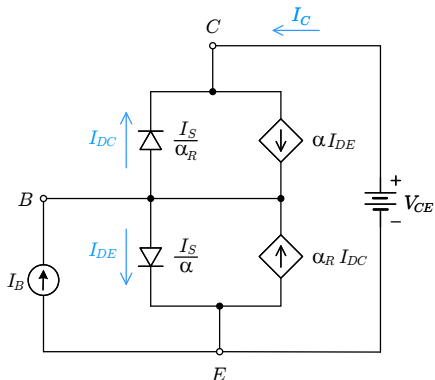


- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela corrente I_B e é independente de V_{CE} .
- No modo de saturação, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BC} que é determinada por V_{CE} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

Características de Emissor Comum $I_C \times V_{CE}$



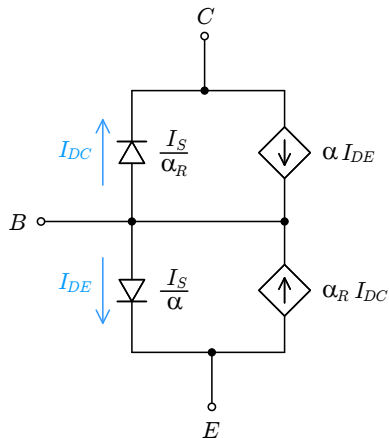
- No modo ativo, a corrente de coletor I_C é determinada exclusivamente pela corrente I_B e é independente de V_{CE} .
- No modo de saturação, a corrente de coletor I_C varia exponencialmente com a tensão V_{BC} que é determinada por V_{CE} .

Corrente de Coletor

$$I_C = \alpha I_{DE} - \frac{I_S}{\alpha_R} \cdot e^{V_{BC}/v_T}$$

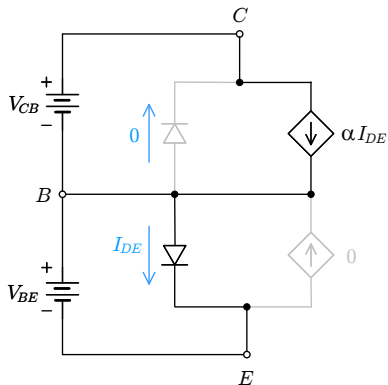
Modelos Simplificados para o Transistor Bipolar NPN

O Modelo de Ebers-Moll consegue descrever adequadamente o comportamento do transistor em todos os modos de operação:

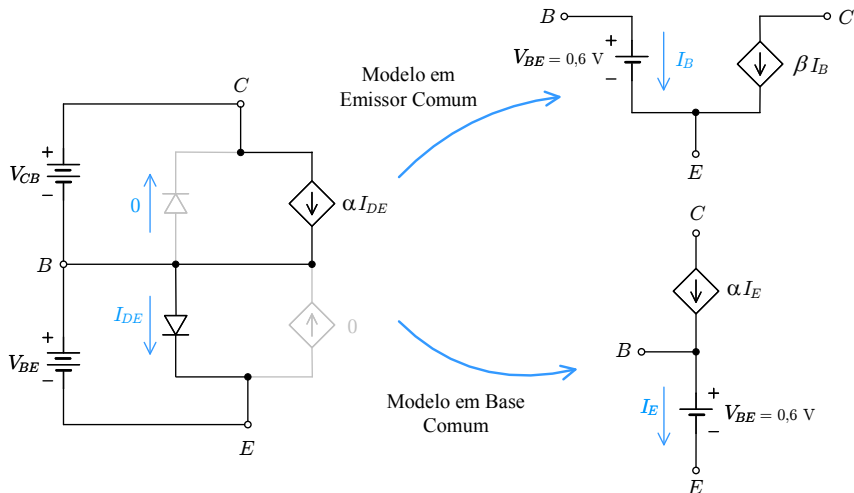


- Entretanto, este modelo é complexo demais para a realização de cálculos manuais e projetos.
- Há a necessidade de se obter modelos simplificados para descrever o comportamento físico do transistor bipolar nos modos de operação de maior interesse prático: *corte*, *ativo* e *saturação*.

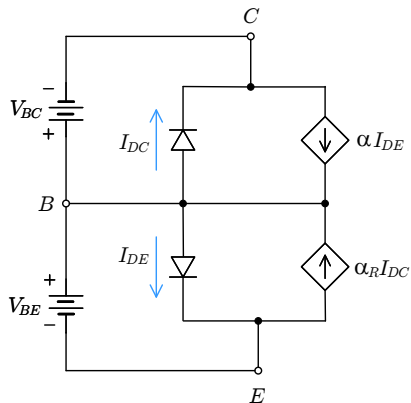
Modelo Simplificado para o Modo Ativo



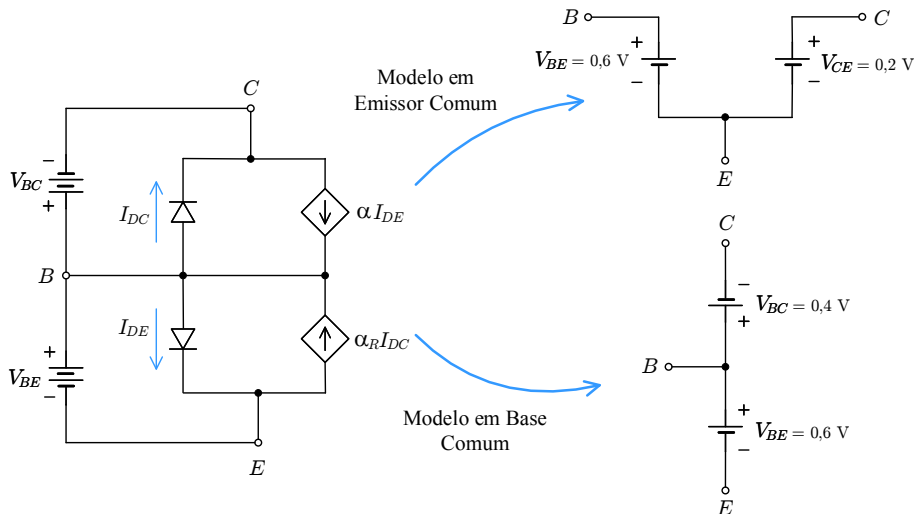
Modelo Simplificado para o Modo Ativo



Modelo Simplificado para o Modo de Saturação



Modelo Simplificado para o Modo de Saturação



Utilidade Prática do Transistor Bipolar

A partir das curvas características do transistor bipolar, observamos que esse dispositivo semiconductor pode ser utilizado para exercer diferentes funções em um circuito eletrônico, dependendo do seu modo de operação:

- **Modo Ativo:** nesse modo de operação, o transistor exibe o seu maior ganho de corrente e também funciona como uma fonte de corrente controlada pela tensão entre os terminais de base e emissor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para a construção de um amplificador.

Utilidade Prática do Transistor Bipolar

A partir das curvas características do transistor bipolar, observamos que esse dispositivo semiconductor pode ser utilizado para exercer diferentes funções em um circuito eletrônico, dependendo do seu modo de operação:

- **Modo Ativo:** nesse modo de operação, o transistor exibe o seu maior ganho de corrente e também funciona como uma fonte de corrente controlada pela tensão entre os terminais de base e emissor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para a construção de um amplificador.
- **Modo de Corte:** nesse modo de operação, não haverá corrente elétrica circulando pelos terminais do transistor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para funcionar como uma chave aberta.

Utilidade Prática do Transistor Bipolar

A partir das curvas características do transistor bipolar, observamos que esse dispositivo semiconductor pode ser utilizado para exercer diferentes funções em um circuito eletrônico, dependendo do seu modo de operação:

- **Modo Ativo:** nesse modo de operação, o transistor exibe o seu maior ganho de corrente e também funciona como uma fonte de corrente controlada pela tensão entre os terminais de base e emissor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para a construção de um amplificador.
- **Modo de Corte:** nesse modo de operação, não haverá corrente elétrica circulando pelos terminais do transistor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para funcionar como uma chave aberta.
- **Modo de Saturação:** nesse modo de operação, o transistor é capaz de conduzir corrente elétrica mantendo uma baixíssima tensão entre os terminais de coletor e emissor ($V_{CE} \approx 0,2 \text{ V}$). Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para funcionar como uma chave fechada.

Utilidade Prática do Transistor Bipolar

A partir das curvas características do transistor bipolar, observamos que esse dispositivo semiconductor pode ser utilizado para exercer diferentes funções em um circuito eletrônico, dependendo do seu modo de operação:

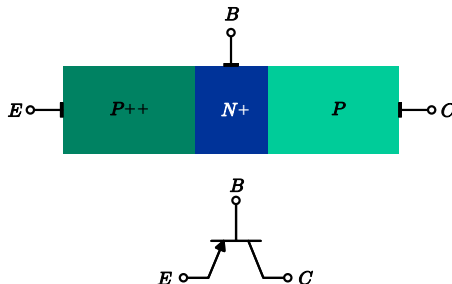
- **Modo Ativo:** nesse modo de operação, o transistor exibe o seu maior ganho de corrente e também funciona como uma fonte de corrente controlada pela tensão entre os terminais de base e emissor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para a construção de um amplificador.
- **Modo de Corte:** nesse modo de operação, não haverá corrente elétrica circulando pelos terminais do transistor. Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para funcionar como uma chave aberta.
- **Modo de Saturação:** nesse modo de operação, o transistor é capaz de conduzir corrente elétrica mantendo uma baixíssima tensão entre os terminais de coletor e emissor ($V_{CE} \approx 0,2 \text{ V}$). Portanto, esse modo de operação é bastante adequado para funcionar como uma chave fechada.
- **Modo Ativo Reverso:** como o ganho de corrente proporcionado por esse modo de operação é muito inferior ao conseguido no modo ativo, o modo ativo reverso não apresenta utilidade prática.

Agenda da Aula - Capítulo 03

- **Construção e Operação Física do Transistor NPN**
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação
- **Curvas Características**
- **Construção e Operação Física do Transistor PNP**
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo Ativo
 - Operação no Modo Ativo Reverso
 - Operação no Modo de Saturação

O Transistor Bipolar PNP

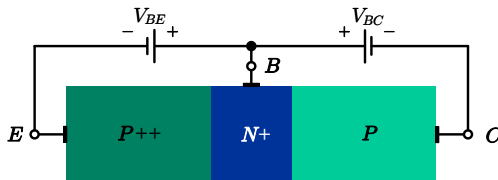
A construção física do transistor bipolar PNP é exatamente oposta à do NPN, visto até aqui:



Os modos de operação deste transistor são definidos exatamente da mesma maneira que foram para o transistor NPN. Como os tipos dos semicondutores no transistor PNP estão invertidos em relação ao NPN, então as polaridades e os sentidos das correntes no transistor PNP serão também invertidas em relação ao NPN.

Modo de Corte

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada



Operação no Modo de Corte

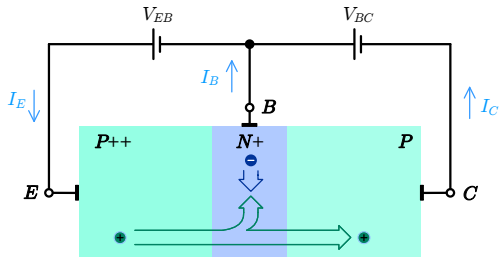
Como todas as junções PN do transistor estão reversamente polarizadas, o transistor bipolar não conduz nenhuma corrente elétrica:

$$I_C \approx I_E \approx I_B \approx 0$$

Portanto, no modo de corte, o transistor opera como uma chave aberta.

Modo Ativo

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Reversamente Polarizada

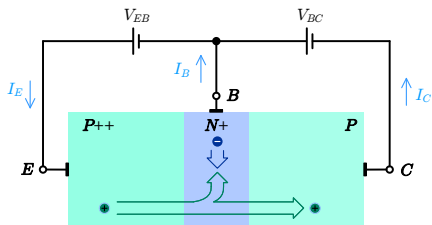


Operação no Modo Ativo

Com a junção base-emissor diretamente polarizada, permite-se o fluxo de difusão de buracos do emissor para a base. Como a quantidade de buracos proveniente do emissor é muito grande em comparação com a quantidade de elétrons na base e a largura da base é bem estreita, a maior parte dos buracos provenientes do emissor consegue atravessar a base e alcançar o coletor.

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo

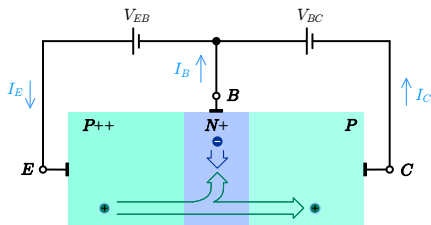


- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E = I_C + I_B$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo



- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

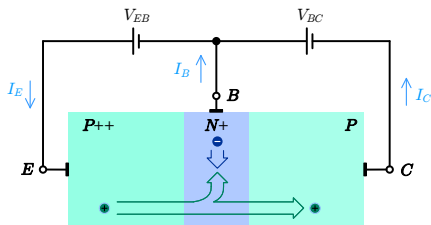
$$I_C = \alpha I_E$$

- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E = I_C + I_B$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E = I_C + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

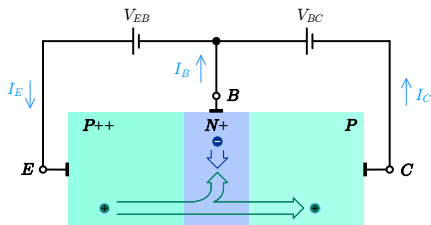
$$I_C = \alpha I_E$$

- Substituindo, temos:

$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E = I_C + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

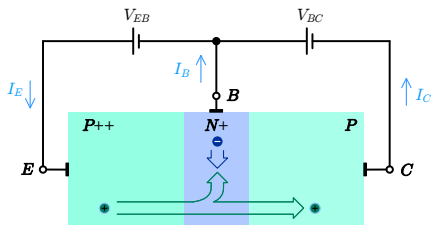
- Substituindo, temos:

$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$I_C = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B$$

Modo Ativo

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_E = I_C + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do emissor chegam ao coletor, então:

$$I_C = \alpha I_E$$

- Substituindo, temos:

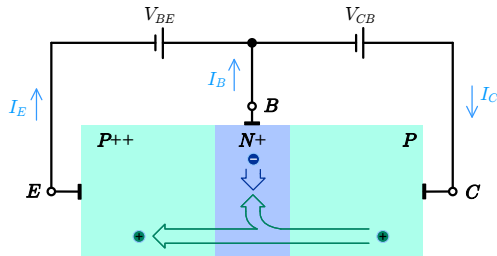
$$I_C + I_B = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$I_C = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B$$

$$I_C = \beta I_B$$

Modo Ativo Reverso

- Junção Base-Emissor Reversamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

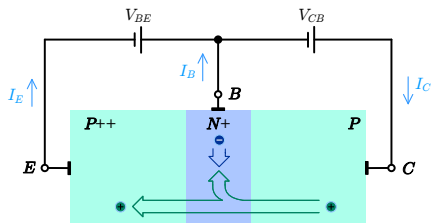


Operação no Modo Ativo Reverso

Com a junção base-coletor diretamente polarizada, permite-se o fluxo de difusão de buracos do coletor para a base. Como a quantidade de buracos proveniente do coletor é muito pequena em comparação com a quantidade de elétrons na base, mesmo que a base seja estreita, a maior parte dos buracos provenientes do coletor não consegue atravessar a base e alcançar o emissor.

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

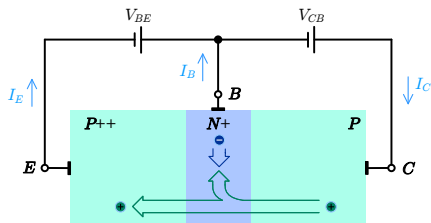
$$I_C = I_E + I_B$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo Reverso

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

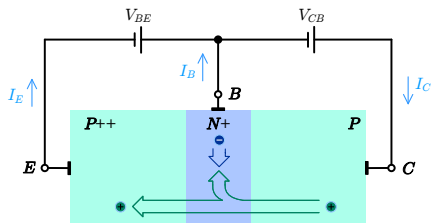


- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C = I_E + I_B$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C = I_E + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

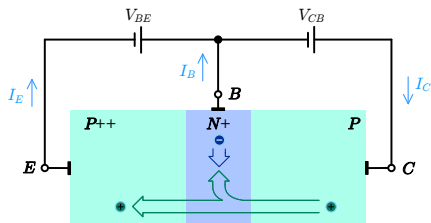
$$I_E = \alpha_R I_C$$

- Substituindo, temos:

$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C = I_E + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

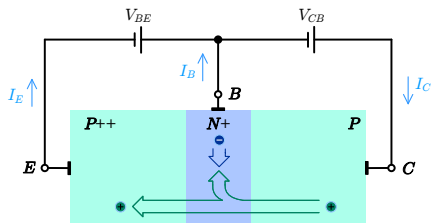
- Substituindo, temos:

$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

$$I_E = \left(\frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \right) I_B$$

Modo Ativo Reverso

Modelagem Matemática do Transistor PNP Operando no Modo Ativo Reverso



- A partir da Lei das Correntes de Kirchhoff:

$$I_C = I_E + I_B$$

- Como apenas uma fração dos buracos provenientes do coletor chegam ao emissor, então:

$$I_E = \alpha_R I_C$$

- Substituindo, temos:

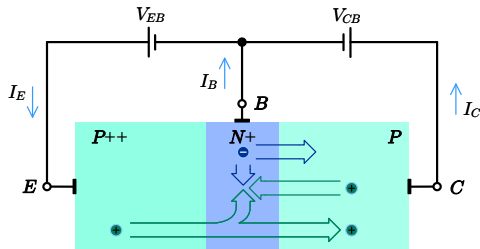
$$I_E + I_B = \frac{I_E}{\alpha_R}$$

$$I_E = \left(\frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \right) I_B$$

$$I_E = \beta_R I_B$$

Modo de Saturação

- Junção Base-Emissor Diretamente Polarizada
- Junção Base-Coletor Diretamente Polarizada

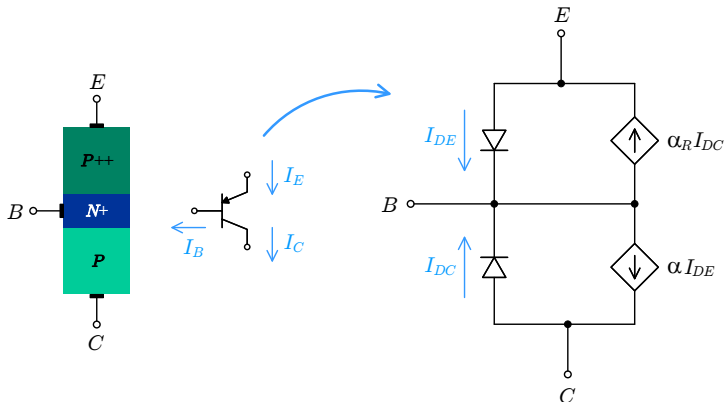


Operação no Modo de Saturação

Com ambas as junções PN do transistor diretamente polarizadas, observaremos uma superposição dos efeitos físicos dos modos ativo e ativo reverso ao mesmo tempo. Como o emissor é muito mais dopado que o coletor, o fluxo de buracos proveniente do emissor é bem maior. Dessa forma, as correntes totais que circulam pelos terminais de coletor e emissor possuem os mesmos sentidos observados no modo ativo.

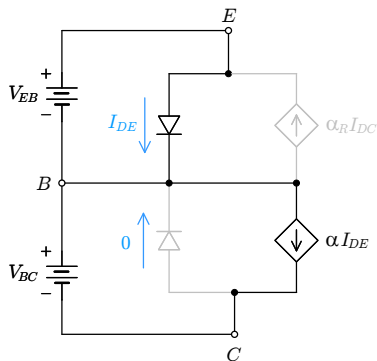
Modelo de Ebers-Moll

O Modelo de Ebers-Moll para o transistor PNP é o inverso do modelo apresentado anteriormente para o transistor NPN:



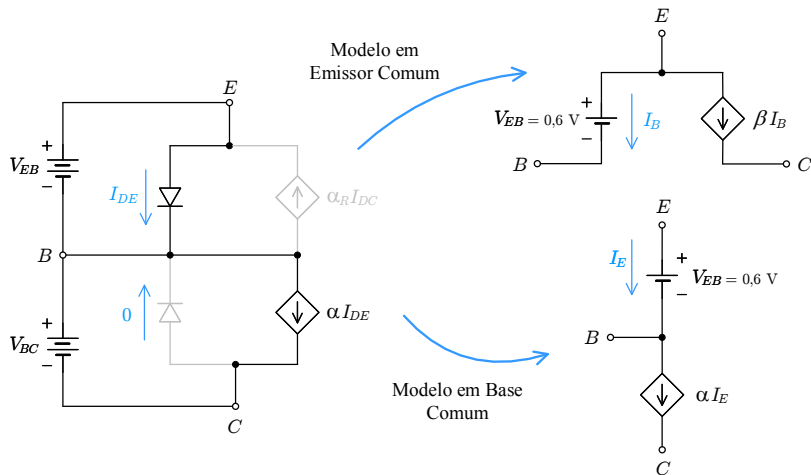
Modelo Simplificado no Modo Ativo

A partir do Modelo de Ebers-Moll para o transistor PNP, podemos obter um modelo simplificado para a operação deste no modo ativo:



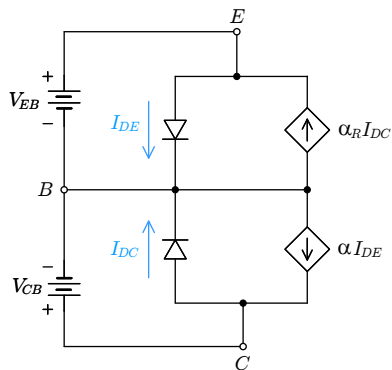
Modelo Simplificado no Modo Ativo

A partir do Modelo de Ebers-Moll para o transistor PNP, podemos obter um modelo simplificado para a operação deste no modo ativo:



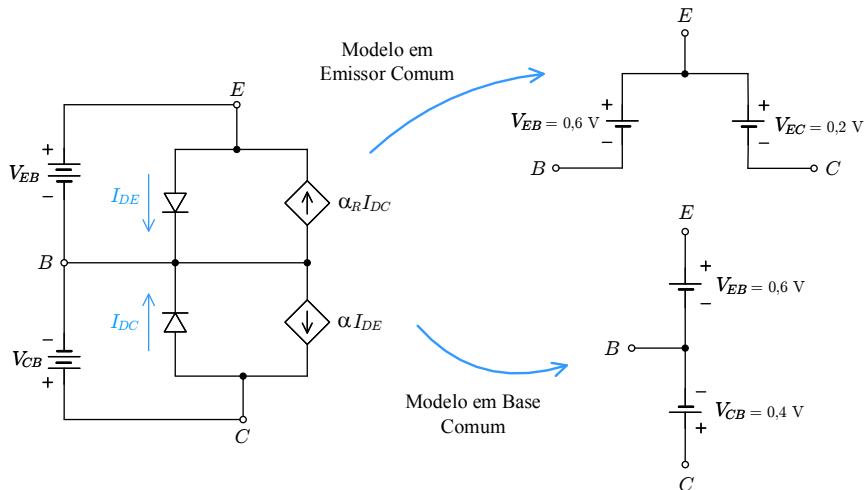
Modelo Simplificado na Saturação

A partir do Modelo de Ebers-Moll para o transistor PNP, podemos obter um modelo simplificado para a operação deste na saturação:



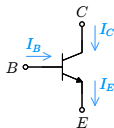
Modelo Simplificado na Saturação

A partir do Modelo de Ebers-Moll para o transistor PNP, podemos obter um modelo simplificado para a operação deste na saturação:



Resumo dos Modelos Simplificados do Transistor Bipolar

Transistor NPN

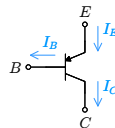


$$\begin{cases} I_C = 0 \\ I_B = 0 \\ I_E = 0 \end{cases}$$

Modo de Corte

- JBE Reversamente Polarizada
- JBC Reversamente Polarizada

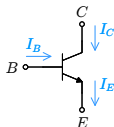
Transistor PNP



$$\begin{cases} I_C = 0 \\ I_B = 0 \\ I_E = 0 \end{cases}$$

Resumo dos Modelos Simplificados do Transistor Bipolar

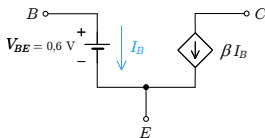
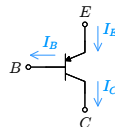
Transistor NPN



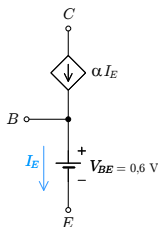
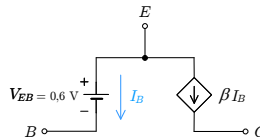
Modo Ativo

- JBE Diretamente Polarizada
- JBC Reversamente Polarizada

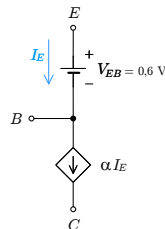
Transistor PNP



Modelo em Emissor Comum

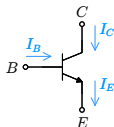


Modelo em Base Comum



Resumo dos Modelos Simplificados do Transistor Bipolar

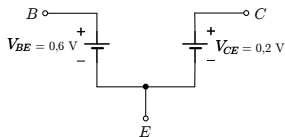
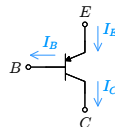
Transistor NPN



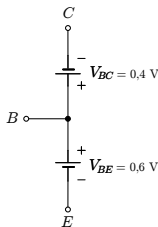
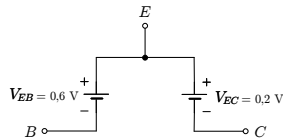
Modo de Saturação

- JBE Diretamente Polarizada
- JBC Diretamente Polarizada

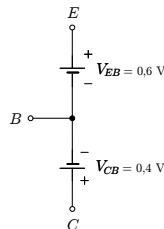
Transistor PNP



Modelo em Emissor Comum



Modelo em Base Comum



Exemplo de Transistor Bipolar Comercial

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

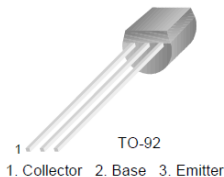
BC546/547/548/549/550

BC546/547/548/549/550

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Switching and Amplifier

- High Voltage: BC546, $V_{CE0}=65V$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560



Exemplo de Transistor Bipolar Comercial

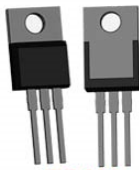
Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=30\text{V}$, $I_E=0$			15	nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=2\text{mA}$	110		800	
$V_{CE}(\text{sat})$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}$, $I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}$, $I_B=5\text{mA}$		90 200	250 600	mV mV
$V_{BE}(\text{sat})$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}$, $I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}$, $I_B=5\text{mA}$		700 900		mV mV
$V_{BE}(\text{on})$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=2\text{mA}$ $V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=10\text{mA}$	580	660	700 720	mV mV
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=10\text{mA}$, $f=100\text{MHz}$		300		MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10\text{V}$, $I_E=0$, $f=1\text{MHz}$		3.5	6	pF
C_{ib}	Input Capacitance	$V_{EB}=0.5\text{V}$, $I_C=0$, $f=1\text{MHz}$		9		pF

Encapsulamentos Típicos de Transistores Bipolares



TO92



TO220



TO18



TO03



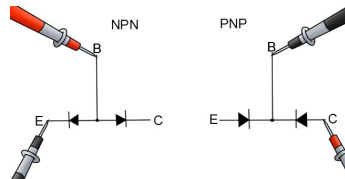
T7-TO220



PENTAWATT

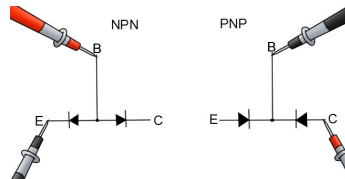
Testando um Transistor Bipolar com o Multímetro

- Ambos os tipos de transistor bipolar são formados por duas junções PN.
- O multímetro também pode ser usado para testar a integridade dessas duas junções.



Testando um Transistor Bipolar com o Multímetro

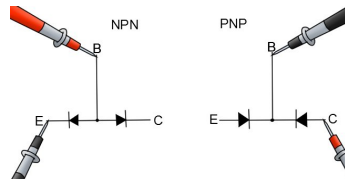
- Ambos os tipos de transistor bipolar são formados por duas junções PN.
- O multímetro também pode ser usado para testar a integridade dessas duas junções.



Teste de polarização direta da junção BE

Testando um Transistor Bipolar com o Multímetro

- Ambos os tipos de transistor bipolar são formados por duas junções PN.
- O multímetro também pode ser usado para testar a integridade dessas duas junções.



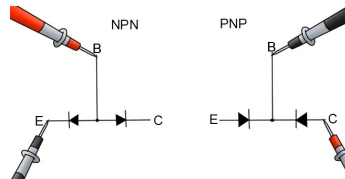
Teste de polarização direta da junção BE



Teste de polarização reversa da junção BE

Testando um Transistor Bipolar com o Multímetro

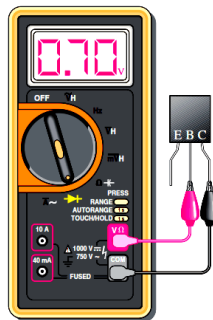
- Ambos os tipos de transistor bipolar são formados por duas junções PN.
- O multímetro também pode ser usado para testar a integridade dessas duas junções.



Teste de polarização direta da junção BE



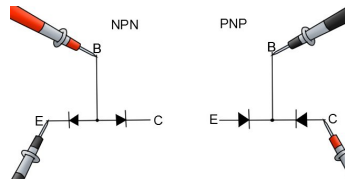
Teste de polarização reversa da junção BE



Teste de polarização direta da junção BC

Testando um Transistor Bipolar com o Multímetro

- Ambos os tipos de transistor bipolar são formados por duas junções PN.
- O multímetro também pode ser usado para testar a integridade dessas duas junções.



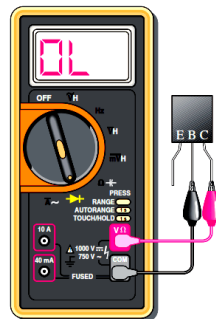
Teste de polarização direta da junção BE



Teste de polarização reversa da junção BE



Teste de polarização direta da junção BC



Teste de polarização reversa da junção BC

Agenda da Aula - Capítulo 04

- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Metodologia de Análise

- Em um circuito com transistores bipolares operando em corrente contínua, cada um desses transistores pode estar operando em um dos seguintes modos de operação:
 - Modo de Corte
 - Modo Ativo
 - Modo de Saturação
- Em cada modo de operação, o comportamento físico do transistor bipolar é descrito matematicamente através de um modelo próprio.

Metodologia de Análise

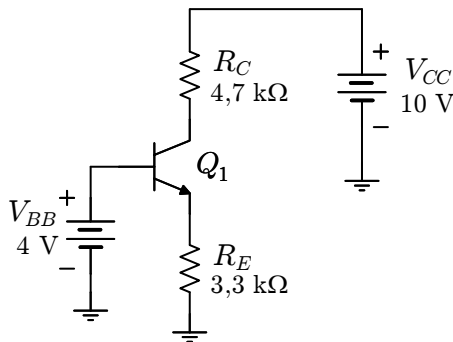
- Em um circuito com transistores bipolares operando em corrente contínua, cada um desses transistores pode estar operando em um dos seguintes modos de operação:
 - Modo de Corte
 - Modo Ativo
 - Modo de Saturação
- Em cada modo de operação, o comportamento físico do transistor bipolar é descrito matematicamente através de um modelo próprio.
- Nas situações onde a aplicação do transistor nos permite conhecer *a priori* o seu modo de operação, selecionamos o modelo matemático correspondente e realizamos a análise do circuito.

Metodologia de Análise

- Em um circuito com transistores bipolares operando em corrente contínua, cada um desses transistores pode estar operando em um dos seguintes modos de operação:
 - Modo de Corte
 - Modo Ativo
 - Modo de Saturação
- Em cada modo de operação, o comportamento físico do transistor bipolar é descrito matematicamente através de um modelo próprio.
- Nas situações onde a aplicação do transistor nos permite conhecer *a priori* o seu modo de operação, selecionamos o modelo matemático correspondente e realizamos a análise do circuito.
- Nas situações em que não temos como saber *a priori* em qual modo o transistor está operando, teremos que supor um modo de operação, usar o modelo matemático correspondente ao modo suposto para realizar a análise do circuito e, finalmente, verificar se o resultado obtido está de acordo com o modo de operação suposto.

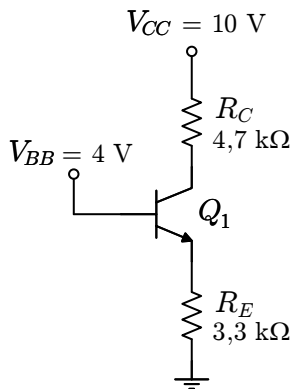
Exemplo 01

Para o circuito apresentado abaixo, decida em qual modo de operação o transistor está polarizado e calcule as tensões de coletor, base e emissor em relação à terra. Assim como as correntes de base, coletor e emissor. Considere um transistor Q_1 com ganho de corrente $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$.

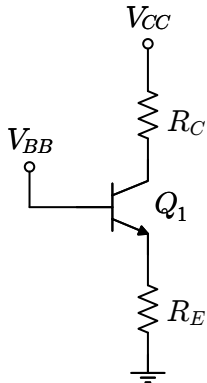


Exemplo 01

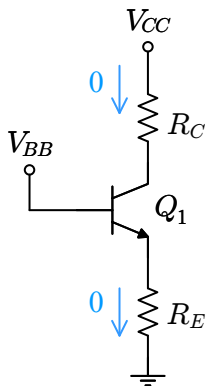
Para o circuito apresentado abaixo, decida em qual modo de operação o transistor está polarizado e calcule as tensões de coletor, base e emissor em relação à terra. Assim como as correntes de base, coletor e emissor. Considere um transistor Q_1 com ganho de corrente $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$.



Exemplo 01 - Solução



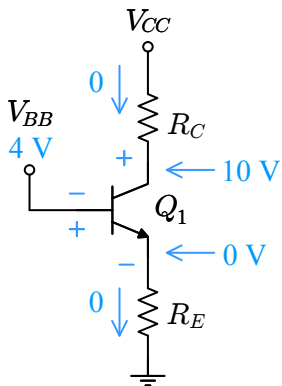
Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo de corte:

$$I_C = I_B = I_E = 0$$

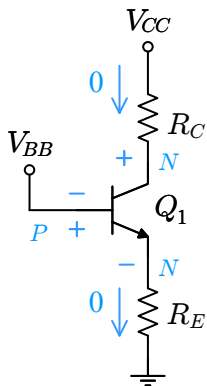
Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo de corte:

$$I_C = I_B = I_E = 0$$

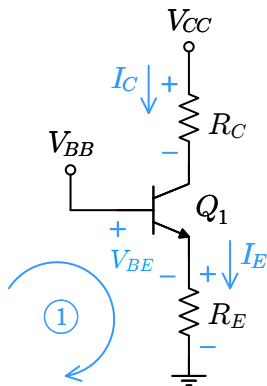
Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo de corte:

$$I_C = I_B = I_E = 0$$

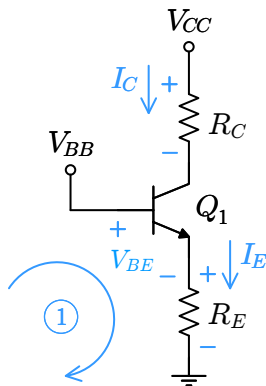
Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo, o modelo do transistor fica:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \beta I_B$$

Exemplo 01 - Solução



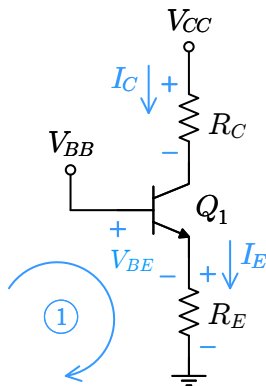
- Supondo a operação no modo ativo, o modelo do transistor fica:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \beta I_B$$

- Equação da malha ①:

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo, o modelo do transistor fica:

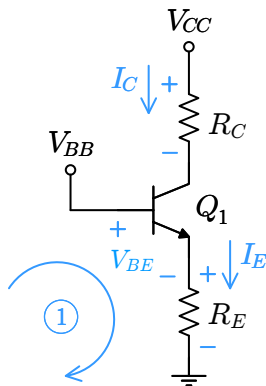
$$V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \beta I_B$$

- Equação da malha ①:

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{4 - 0,6}{3,3} = 1,03 \text{ mA}$$

Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo, o modelo do transistor fica:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \beta I_B$$

- Equação da malha ①:

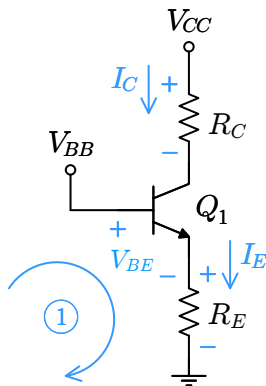
$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{4 - 0,6}{3,3} = 1,03 \text{ mA}$$

- Cálculo da corrente de base:

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B$$

Exemplo 01 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo, o modelo do transistor fica:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V} \quad \text{e} \quad I_C = \beta I_B$$

- Equação da malha ①:

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{4 - 0,6}{3,3} = 1,03 \text{ mA}$$

- Cálculo da corrente de base:

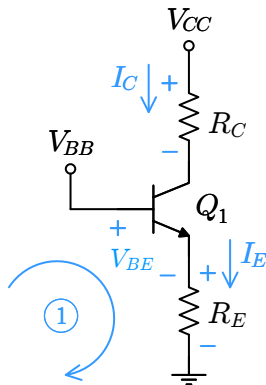
$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{1,03}{100 + 1} = 0,0102 \text{ mA}$$

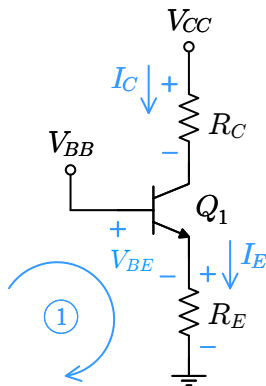
Exemplo 01 - Solução

- Cálculo da corrente de coletor:

$$I_C = \beta I_B = 1,02 \text{ mA}$$



Exemplo 01 - Solução



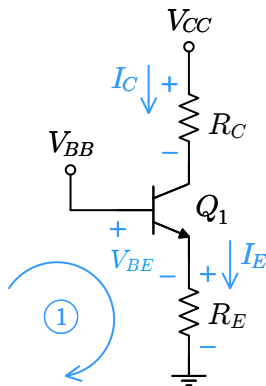
- Cálculo da corrente de coletor:

$$I_C = \beta I_B = 1,02 \text{ mA}$$

- Com as correntes calculadas, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 1,02 = 5,2 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 01 - Solução



- Cálculo da corrente de coletor:

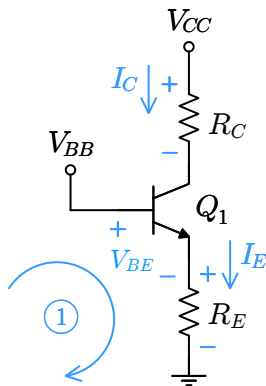
$$I_C = \beta I_B = 1,02 \text{ mA}$$

- Com as correntes calculadas, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 1,02 = 5,2 \text{ V} \end{aligned}$$

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

Exemplo 01 - Solução



- Cálculo da corrente de coletor:

$$I_C = \beta I_B = 1,02 \text{ mA}$$

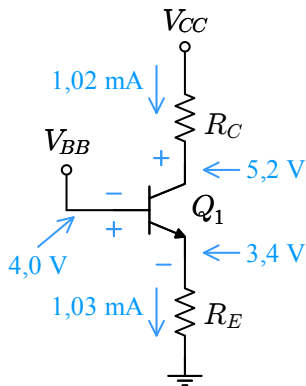
- Com as correntes calculadas, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 1,02 = 5,2 \text{ V} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} V_E &= R_E I_E \\ &= 3,3 \cdot 1,03 = 3,4 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 01 - Solução



- Cálculo da corrente de coletor:

$$I_C = \beta I_B = 1,02 \text{ mA}$$

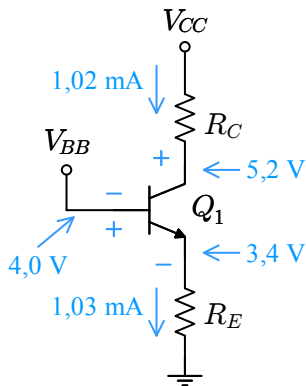
- Com as correntes calculadas, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 1,02 = 5,2 \text{ V} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} V_E &= R_E I_E \\ &= 3,3 \cdot 1,03 = 3,4 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 01 - Solução



- Cálculo da corrente de coletor:

$$I_C = \beta I_B = 1,02\text{ mA}$$

- Com as correntes calculadas, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 1,02 = 5,2\text{ V} \end{aligned}$$

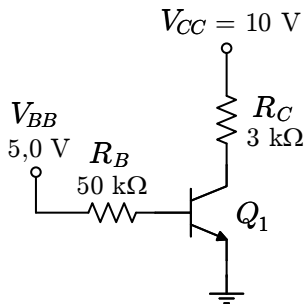
$$V_B = V_{BB} = 4\text{ V}$$

$$\begin{aligned} V_E &= R_E I_E \\ &= 3,3 \cdot 1,03 = 3,4\text{ V} \end{aligned}$$

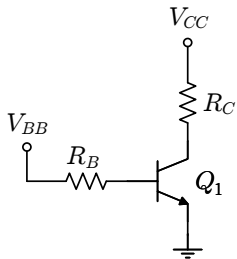
- Modo Ativo confirmado!

Exemplo 02

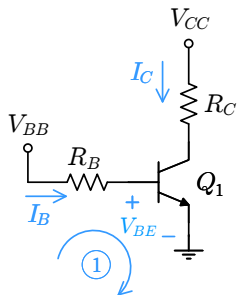
Para o circuito apresentado abaixo, decida em qual modo de operação o transistor está polarizado e calcule as tensões de coletor, base e emissor em relação à terra. Assim como as correntes de base, coletor e emissor. Considere um transistor Q_1 com ganho de corrente $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$.



Exemplo 02 - Solução



Exemplo 02 - Solução

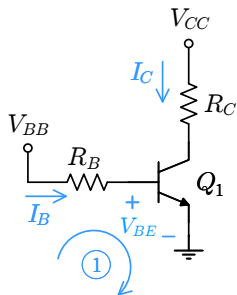


- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

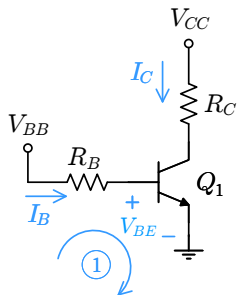
$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

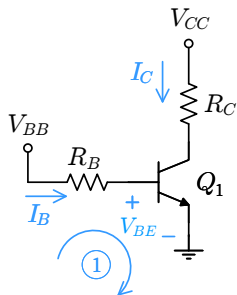
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

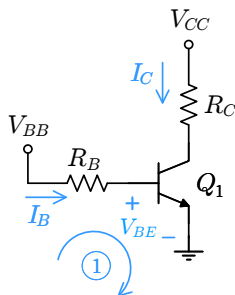
$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

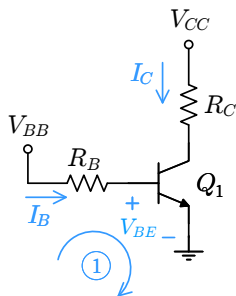
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

- Assim, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 8,8 \text{ mA}$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

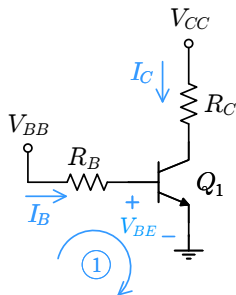
$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

- Assim, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 8,8 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B = \beta I_B + I_B \\ &= (\beta + 1) I_B \cong 8,89 \text{ mA} \end{aligned}$$

Exemplo 02 - Solução



- A partir das correntes, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

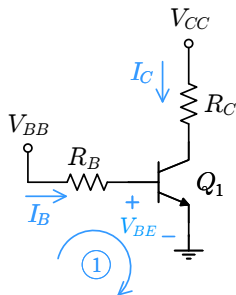
$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 3 \cdot 8,8 = -16,4 \text{ V} \end{aligned}$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- A partir das correntes, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 3 \cdot 8,8 = -16,4 \text{ V} \end{aligned}$$

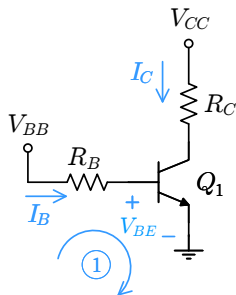
$$\begin{aligned} V_B &= V_{BB} - R_B I_B \\ &= 5 - 50 \cdot 0,088 = 0,6 \text{ V} \end{aligned}$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- A partir das correntes, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 3 \cdot 8,8 = -16,4 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_{BB} - R_B I_B \\ &= 5 - 50 \cdot 0,088 = 0,6 \text{ V} \end{aligned}$$

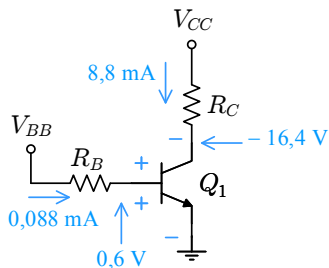
$$V_E = 0$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- A partir das correntes, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 3 \cdot 8,8 = -16,4\text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_{BB} - R_B I_B \\ &= 5 - 50 \cdot 0,088 = 0,6\text{ V} \end{aligned}$$

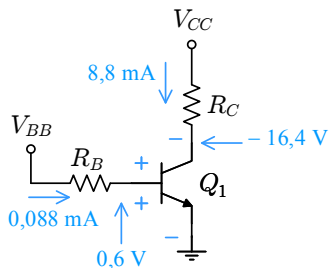
$$V_E = 0$$

- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6\text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 02 - Solução



- A partir das correntes, podemos obter as tensões nos terminais do transistor:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 10 - 3 \cdot 8,8 = -16,4 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_{BB} - R_B I_B \\ &= 5 - 50 \cdot 0,088 = 0,6 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_E = 0$$

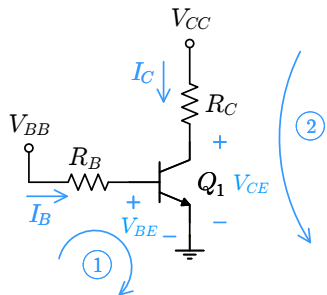
- Supondo a operação do transistor no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Resultado não compatível com o pressuposto de operação no modo ativo!

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

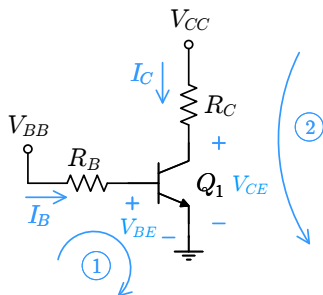
$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

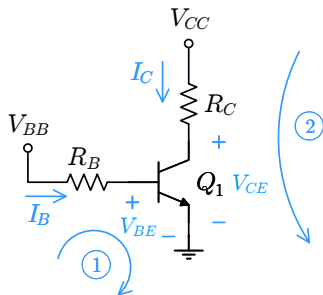
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

Exemplo 02 - Solução



- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

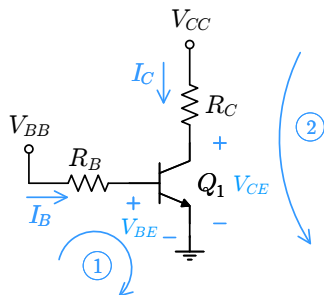
$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

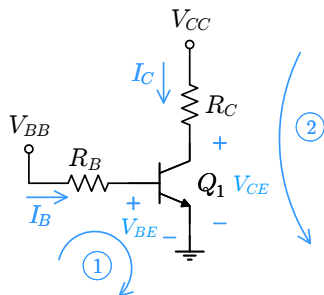
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

- Escrevendo a equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_C I_C - V_{CE} = 0$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

- Escrevendo a equação da malha ①:

$$V_{BB} - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

- Calculamos a corrente de base:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{5 - 0,6}{50} = 0,088 \text{ mA}$$

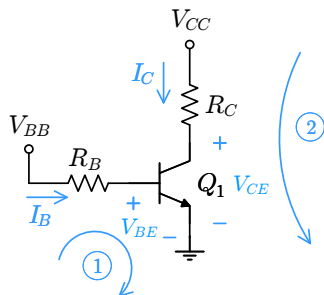
- Escrevendo a equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_C I_C - V_{CE} = 0$$

- Obtemos a corrente de coletor:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{10 - 0,2}{3} = 3,27 \text{ mA}$$

Exemplo 02 - Solução



- Finalmente, podemos obter a corrente de emissor:

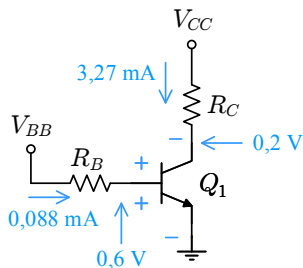
$$\begin{aligned}
 I_E &= I_C + I_B \\
 &= 3,27 + 0,088 \cong 3,36 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

Exemplo 02 - Solução



- Finalmente, podemos obter a corrente de emissor:

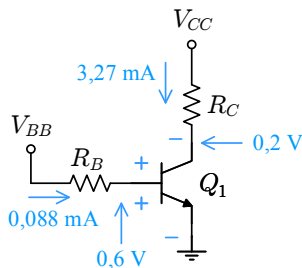
$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \\ &= 3,27 + 0,088 \cong 3,36 \text{ mA} \end{aligned}$$

- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

- Finalmente, podemos obter a corrente de emissor:

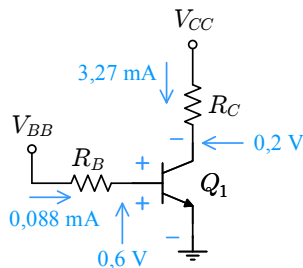
$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \\ &= 3,27 + 0,088 \cong 3,36 \text{ mA} \end{aligned}$$

- Para confirmarmos a operação no modo de saturação, precisamos comparar:

$$\beta I_B = 100 \cdot 0,088 = 8,8 \text{ mA}$$

$$I_C = 3,27 \text{ mA}$$

Exemplo 02 - Solução



- Supondo a operação do transistor no modo de saturação:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

- Finalmente, podemos obter a corrente de emissor:

$$\begin{aligned} I_E &= I_C + I_B \\ &= 3,27 + 0,088 \cong 3,36 \text{ mA} \end{aligned}$$

- Para confirmarmos a operação no modo de saturação, precisamos comparar:

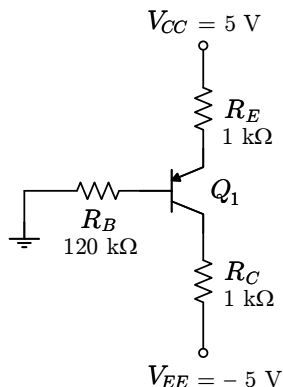
$$\beta I_B = 100 \cdot 0,088 = 8,8 \text{ mA}$$

$$I_C = 3,27 \text{ mA}$$

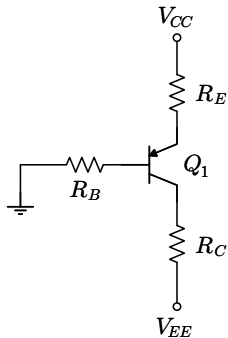
- Como temos $I_C < \beta I_B$, confirmamos a operação do transistor no modo de saturação!

Exemplo 03

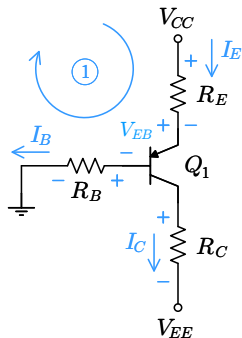
Para o circuito apresentado abaixo, decida em qual modo de operação o transistor está polarizado e calcule as tensões de coletor, base e emissor em relação à terra. Assim como as correntes de base, coletor e emissor. Considere um transistor Q_1 com ganho de corrente $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{EB} = 0,6 \text{ V}$ e tensão $V_{EC(sat)} = 0,2 \text{ V}$.



Exemplo 03 - Solução



Exemplo 03 - Solução

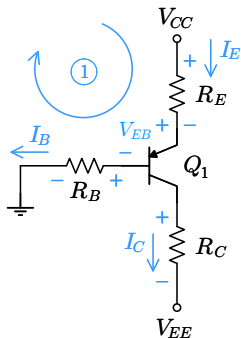


- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Para encontrarmos a solução, basta escrever a equação da malha ①:

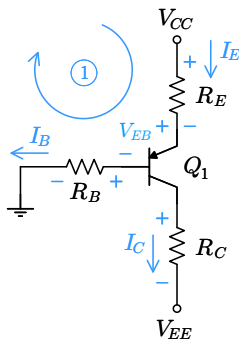
$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Para encontrarmos a solução, basta escrever a equação da malha ①:

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- No modo ativo, temos que:

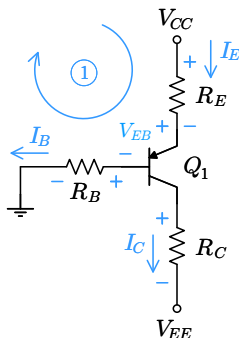
$$I_E = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Para encontrarmos a solução, basta escrever a equação da malha ①:

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- No modo ativo, temos que:

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

- Podemos obter a corrente de base:

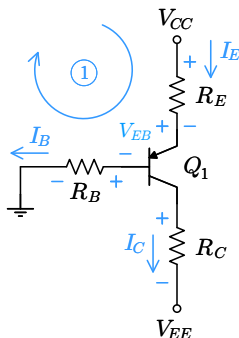
$$V_{CC} - R_E(\beta + 1) I_B - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Para encontrarmos a solução, basta escrever a equação da malha ①:

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- No modo ativo, temos que:

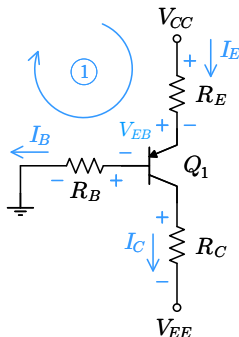
$$I_E = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

- Podemos obter a corrente de base:

$$V_{CC} - R_E(\beta + 1) I_B - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B + R_E(\beta + 1)}$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Para encontrarmos a solução, basta escrever a equação da malha ①:

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

- No modo ativo, temos que:

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

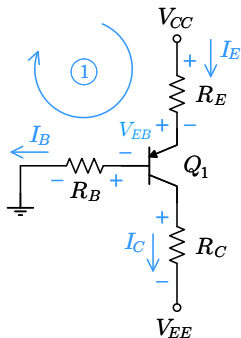
- Podemos obter a corrente de base:

$$V_{CC} - R_E(\beta + 1) I_B - V_{EB} - R_B I_B = 0$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B + R_E(\beta + 1)}$$

$$I_B = \frac{5,0 - 0,6}{120 + 1,0 \cdot 101} = 0,0199 \text{ mA}$$

Exemplo 03 - Solução



- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

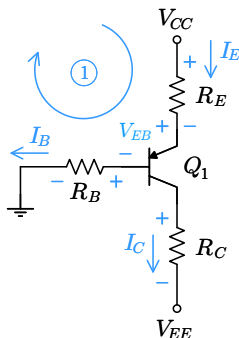
$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

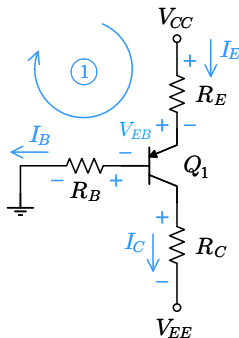
$$I_E = I_C + I_B = 2,01 \text{ mA}$$

- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

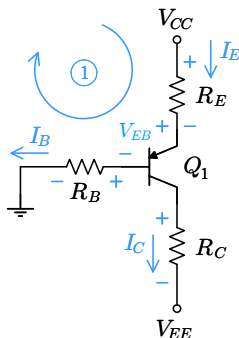
$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 2,01 \text{ mA}$$

- Uma vez obtidas as correntes, podemos obter as tensões:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{EE} + R_C I_C \\ &= -5,0 + 1,0 \cdot 1,99 = -3,01 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

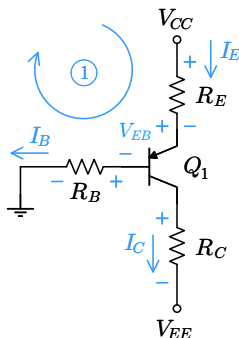
$$I_E = I_C + I_B = 2,01 \text{ mA}$$

- Uma vez obtidas as correntes, podemos obter as tensões:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{EE} + R_C I_C \\ &= -5,0 + 1,0 \cdot 1,99 = -3,01 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_E &= V_{CC} - R_E I_E \\ &= 5,0 - 1,0 \cdot 2,01 = 2,99 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 2,01 \text{ mA}$$

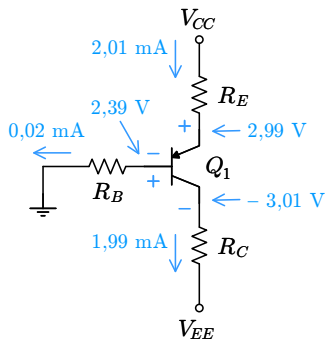
- Uma vez obtidas as correntes, podemos obter as tensões:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{EE} + R_C I_C \\ &= -5,0 + 1,0 \cdot 1,99 = -3,01 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_E &= V_{CC} - R_E I_E \\ &= 5,0 - 1,0 \cdot 2,01 = 2,99 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_E - V_{EB} \\ &= 2,99 - 0,6 = 2,39 \text{ V} \end{aligned}$$

Exemplo 03 - Solução



- Supondo a operação no modo ativo:

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_C = \beta I_B$$

- Uma vez obtida a corrente de base, podemos calcular as demais correntes:

$$I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 2,01 \text{ mA}$$

- Uma vez obtidas as correntes, podemos obter as tensões:

$$\begin{aligned} V_C &= V_{EE} + R_C I_C \\ &= -5,0 + 1,0 \cdot 1,99 = -3,01 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_E &= V_{CC} - R_E I_E \\ &= 5,0 - 1,0 \cdot 2,01 = 2,99 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_E - V_{EB} \\ &= 2,99 - 0,6 = 2,39 \text{ V} \end{aligned}$$

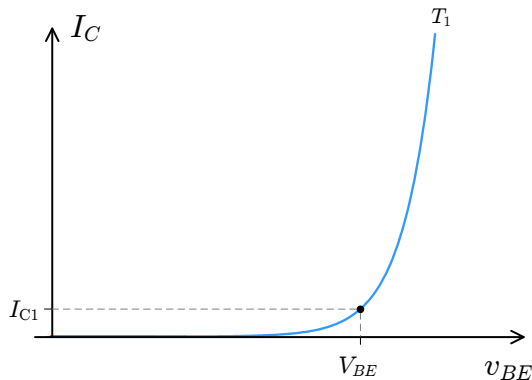
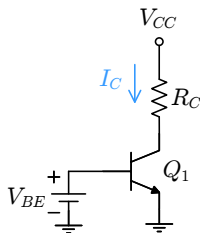
Agenda da Aula - Capítulo 04

- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Polarização do Transistor Bipolar

Como montar um circuito de modo a polarizar um transistor bipolar com uma corrente de coletor I_C específica?

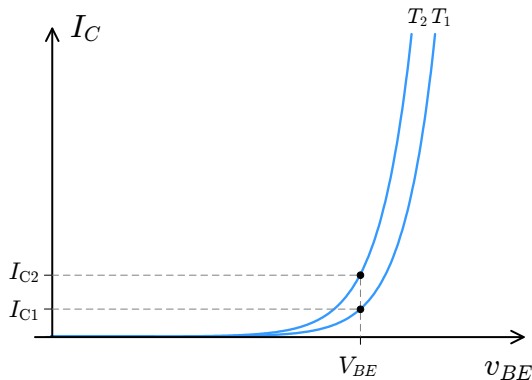
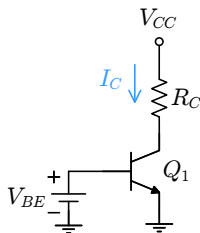
- A forma mais intuitiva é aplicar a tensão V_{BE} que produz exatamente a corrente desejada, de acordo com o modelo do transistor: $I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$.
- O problema desse circuito de polarização é a *Instabilidade Térmica*.



Polarização do Transistor Bipolar

Como montar um circuito de modo a polarizar um transistor bipolar com uma corrente de coletor I_C específica?

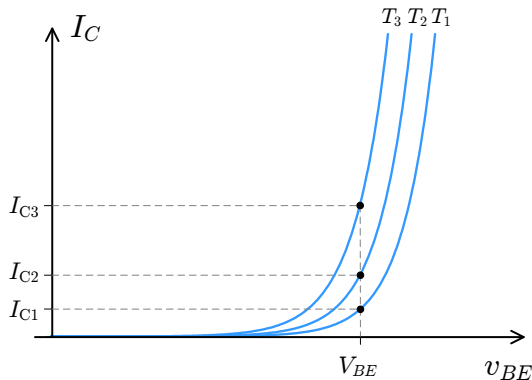
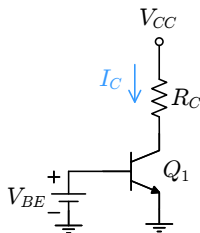
- A forma mais intuitiva é aplicar a tensão V_{BE} que produz exatamente a corrente desejada, de acordo com o modelo do transistor: $I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$.
- O problema desse circuito de polarização é a *Instabilidade Térmica*.



Polarização do Transistor Bipolar

Como montar um circuito de modo a polarizar um transistor bipolar com uma corrente de coletor I_C específica?

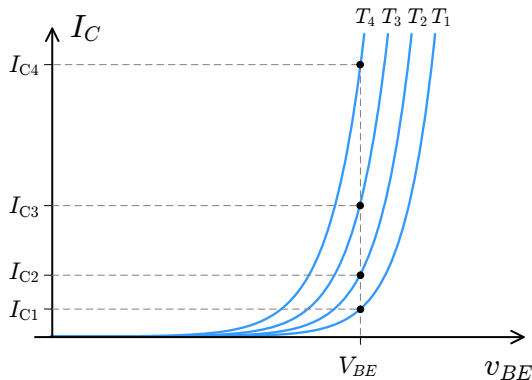
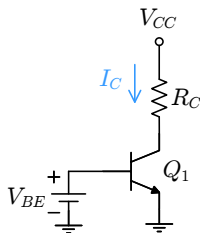
- A forma mais intuitiva é aplicar a tensão V_{BE} que produz exatamente a corrente desejada, de acordo com o modelo do transistor: $I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$.
- O problema desse circuito de polarização é a *Instabilidade Térmica*.



Polarização do Transistor Bipolar

Como montar um circuito de modo a polarizar um transistor bipolar com uma corrente de coletor I_C específica?

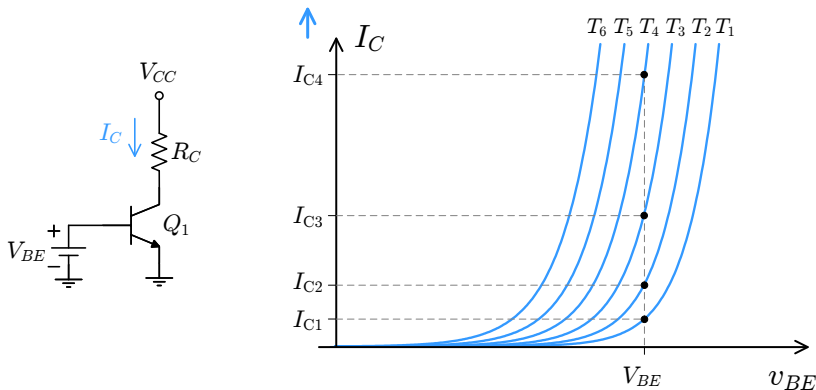
- A forma mais intuitiva é aplicar a tensão V_{BE} que produz exatamente a corrente desejada, de acordo com o modelo do transistor: $I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$.
- O problema desse circuito de polarização é a *Instabilidade Térmica*.



Polarização do Transistor Bipolar

Como montar um circuito de modo a polarizar um transistor bipolar com uma corrente de coletor I_C específica?

- A forma mais intuitiva é aplicar a tensão V_{BE} que produz exatamente a corrente desejada, de acordo com o modelo do transistor: $I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/v_T}$.
- O problema desse circuito de polarização é a *Instabilidade Térmica*.

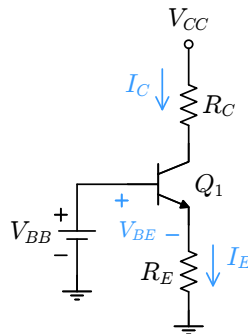


Polarização do Transistor Bipolar

- Para polarizar adequadamente um transistor bipolar de junção no modo ativo com uma corrente de polarização I_C razoavelmente precisa, deve-se satisfazer às seguintes restrições:
 - Estabilidade Térmica
 - Baixíssima sensibilidade ao ganho β

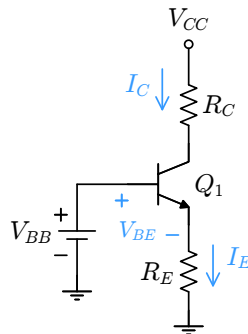
Polarização do Transistor Bipolar

- Para polarizar adequadamente um transistor bipolar de junção no modo ativo com uma corrente de polarização I_C razoavelmente precisa, deve-se satisfazer às seguintes restrições:
 - Estabilidade Térmica
 - Baixíssima sensibilidade ao ganho β
- Uma forma de se satisfazer às condições acima é apresentada no circuito ao lado, onde um resistor R_E é adicionado ao terminal de emissor.



Polarização do Transistor Bipolar

- Para polarizar adequadamente um transistor bipolar de junção no modo ativo com uma corrente de polarização I_C razoavelmente precisa, deve-se satisfazer às seguintes restrições:
 - Estabilidade Térmica
 - Baixíssima sensibilidade ao ganho β
- Uma forma de se satisfazer às condições acima é apresentada no circuito ao lado, onde um resistor R_E é adicionado ao terminal de emissor.

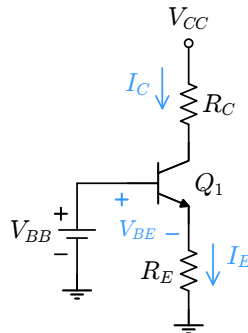


Estabilidade Térmica

A presença do resistor R_E no circuito do terminal de emissor produz um efeito de realimentação negativa que garante a estabilidade térmica do circuito.

Polarização do Transistor Bipolar

- Para polarizar adequadamente um transistor bipolar de junção no modo ativo com uma corrente de polarização I_C razoavelmente precisa, deve-se satisfazer às seguintes restrições:
 - Estabilidade Térmica
 - Baixíssima sensibilidade ao ganho β
- Uma forma de se satisfazer às condições acima é apresentada no circuito ao lado, onde um resistor R_E é adicionado ao terminal de emissor.



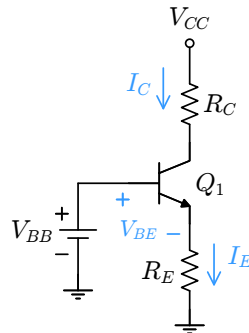
Baixíssima Sensibilidade ao Ganho β

A partir da equação de malha:

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

Polarização do Transistor Bipolar

- Para polarizar adequadamente um transistor bipolar de junção no modo ativo com uma corrente de polarização I_C razoavelmente precisa, deve-se satisfazer às seguintes restrições:
 - Estabilidade Térmica
 - Baixíssima sensibilidade ao ganho β
- Uma forma de se satisfazer às condições acima é apresentada no circuito ao lado, onde um resistor R_E é adicionado ao terminal de emissor.



Baixíssima Sensibilidade ao Ganho β

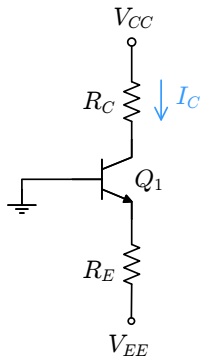
A partir da equação de malha:

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \quad \therefore \quad I_C = \alpha \cdot I_E = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

Polarização do Transistor Bipolar

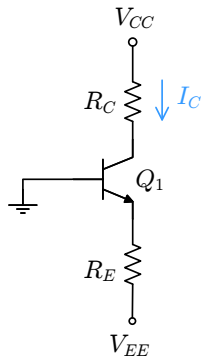
- Circuitos práticos para a polarização do transistor bipolar em circuitos eletrônicos discretos:



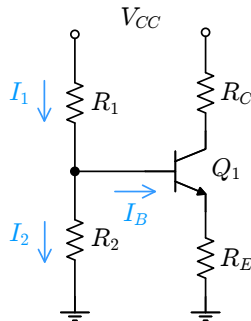
Polarização com
Fontes Simétricas

Polarização do Transistor Bipolar

- Circuitos práticos para a polarização do transistor bipolar em circuitos eletrônicos discretos:



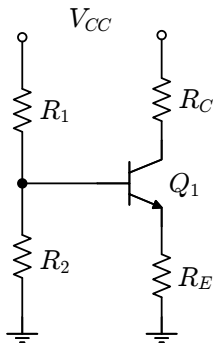
Polarização com
Fontes Simétricas



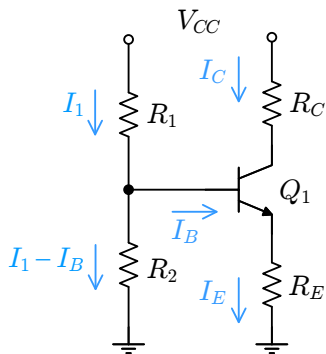
Polarização com Divisor
de Tensão Resistivo

Exemplo de Projeto

Projete o circuito de polarização abaixo, de modo a estabelecer uma corrente $I_C = 2 \text{ mA}$ e tensões de polarização $V_C = 7 \text{ V}$ e $V_E = 3 \text{ V}$. Considere que o circuito está sendo alimentado com $V_{CC} = 10 \text{ V}$ e que o ganho β do transistor pode assumir qualquer valor no intervalo que vai de 100 a 800.



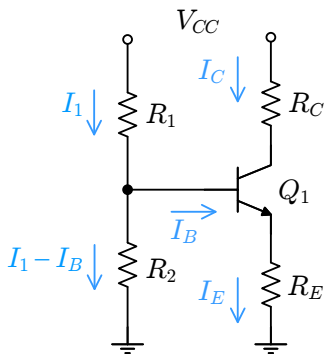
Projeto de Polarização - Solução



Projeto de Polarização - Solução

- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

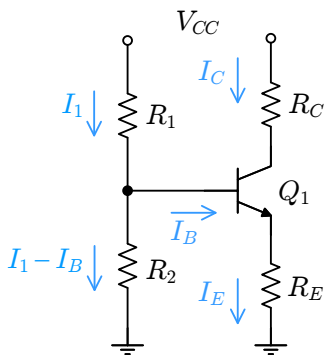
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C}$$



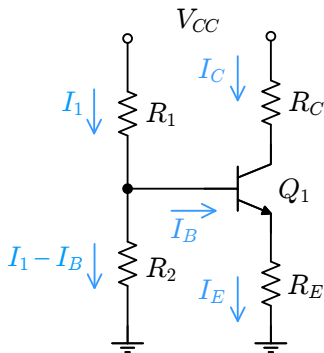
Projeto de Polarização - Solução

- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

$$R_C = \frac{10 - 7,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$



Projeto de Polarização - Solução



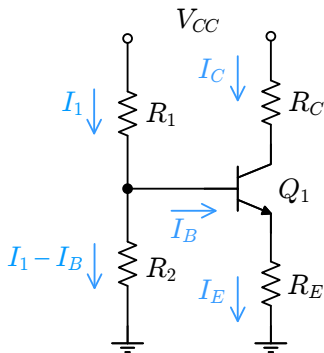
- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

$$R_C = \frac{10 - 7,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

- Para garantir a tensão $V_E = 3,0$ V:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

Projeto de Polarização - Solução



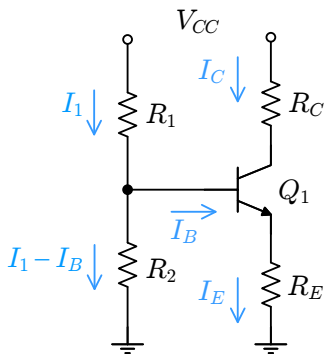
- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

$$R_C = \frac{10 - 7,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

- Para garantir a tensão $V_E = 3,0$ V:

$$R_E \approx \frac{V_E}{I_C}$$

Projeto de Polarização - Solução



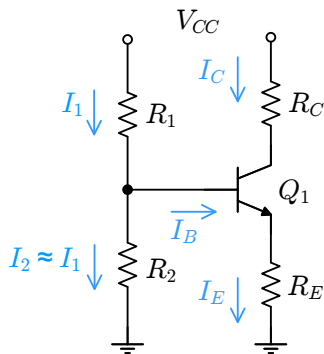
- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

$$R_C = \frac{10 - 7,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

- Para garantir a tensão $V_E = 3,0$ V:

$$R_E \approx \frac{3,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Projeto de Polarização - Solução



- Para garantir a tensão $V_C = 7,0$ V:

$$R_C = \frac{10 - 7,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

- Para garantir a tensão $V_E = 3,0$ V:

$$R_E \approx \frac{3,0}{2,0} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

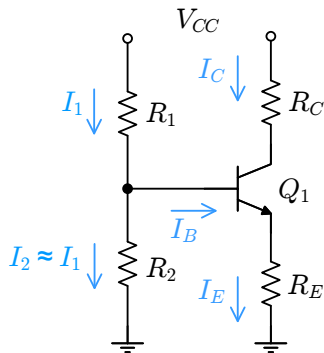
- Para garantir a baixíssima sensibilidade em relação ao ganho β do transistor:

$$I_1 \gg I_B \quad \therefore \quad I_1 - I_B \approx I_1$$

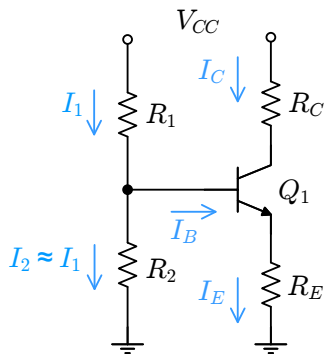
Projeto de Polarização - Solução

- Uma forma de assegurar a condição $I_1 \gg I_B$ é fazer:

$$I_1 = 10 I_{B\text{máx}}$$



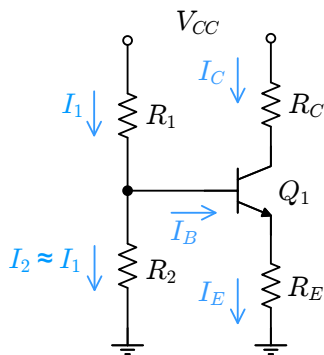
Projeto de Polarização - Solução



- Uma forma de assegurar a condição $I_1 \gg I_B$ é fazer:

$$I_1 = 10 I_{B\text{máx}} \quad \therefore \quad I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{\beta_{\text{mín}}}$$

Projeto de Polarização - Solução



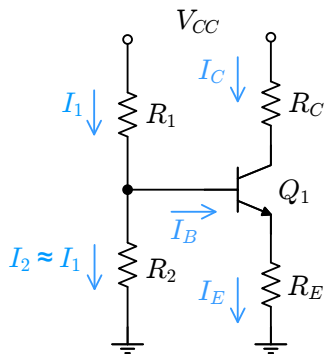
- Uma forma de assegurar a condição $I_1 \gg I_B$ é fazer:

$$I_1 = 10 I_{B\text{máx}} \quad \therefore \quad I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{\beta_{\text{mín}}}$$

- Para o transistor em questão, $\beta_{\text{mín}} = 100$:

$$I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{100} \quad \therefore \quad I_1 = 0,1 I_C = 0,2 \text{ mA}$$

Projeto de Polarização - Solução



- Uma forma de assegurar a condição $I_1 \gg I_B$ é fazer:

$$I_1 = 10 I_{B\text{máx}} \quad \therefore \quad I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{\beta_{\text{mín}}}$$

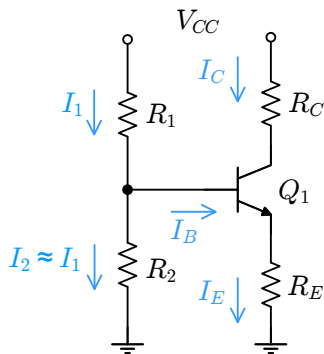
- Para o transistor em questão, $\beta_{\text{mín}} = 100$:

$$I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{100} \quad \therefore \quad I_1 = 0,1 I_C = 0,2 \text{ mA}$$

- Assim, podemos dimensionar os resistores R_1 e R_2 da seguinte forma:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{10 - (3 + 0,6)}{0,2} = 32 \text{ k}\Omega$$

Projeto de Polarização - Solução



- Uma forma de assegurar a condição $I_1 \gg I_B$ é fazer:

$$I_1 = 10 I_{B\text{máx}} \quad \therefore \quad I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{\beta_{\text{mín}}}$$

- Para o transistor em questão, $\beta_{\text{mín}} = 100$:

$$I_1 = 10 \cdot \frac{I_C}{100} \quad \therefore \quad I_1 = 0,1 I_C = 0,2 \text{ mA}$$

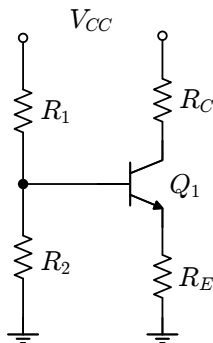
- Assim, podemos dimensionar os resistores R_1 e R_2 da seguinte forma:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{10 - (3 + 0,6)}{0,2} = 32 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_2} \approx \frac{3 + 0,6}{0,2} = 18 \text{ k}\Omega$$

Exemplo de Projeto

Projete o circuito de polarização abaixo, de modo a estabelecer uma corrente $I_C = 2 \text{ mA}$ e tensões de polarização $V_C = 7 \text{ V}$ e $V_E = 3 \text{ V}$. Considere que o circuito está sendo alimentado com $V_{CC} = 10 \text{ V}$ e que o ganho β do transistor pode assumir qualquer valor no intervalo que vai de 100 a 800.

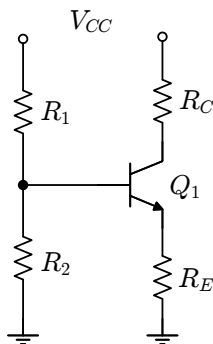


Resistores Projetados

$$\begin{cases} R_C = 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 32 \text{ k}\Omega \\ R_2 = 18 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Exemplo de Projeto

Projete o circuito de polarização abaixo, de modo a estabelecer uma corrente $I_C = 2 \text{ mA}$ e tensões de polarização $V_C = 7 \text{ V}$ e $V_E = 3 \text{ V}$. Considere que o circuito está sendo alimentado com $V_{CC} = 10 \text{ V}$ e que o ganho β do transistor pode assumir qualquer valor no intervalo que vai de 100 a 800.



Resistores Projetados

$$\begin{cases} R_C = 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_E = 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_1 = 32 \text{ k}\Omega \\ R_2 = 18 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Análise do Circuito

$$\begin{cases} I_C = 1,84 \text{ mA} & (\beta = 100) \\ I_C = 1,98 \text{ mA} & (\beta = 800) \end{cases}$$

Agenda da Aula - Capítulo 04

- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Transistor Bipolar como Chave

O transistor bipolar de junção pode ser utilizado como uma chave controlada pela tensão aplicada na base. Esse modo de operação é a base dos Circuitos Digitais e dos circuitos de Eletrônica de Potência.

Chave Aberta



Chave Fechada



Transistor Bipolar como Chave

O transistor bipolar de junção pode ser utilizado como uma chave controlada pela tensão aplicada na base. Esse modo de operação é a base dos Circuitos Digitais e dos circuitos de Eletrônica de Potência.

Chave Aberta

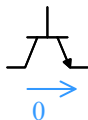


Chave Fechada



- O transistor bipolar no modo de corte funciona como uma chave aberta, onde não há circulação de corrente elétrica.

Modo de
Corte



Transistor Bipolar como Chave

O transistor bipolar de junção pode ser utilizado como uma chave controlada pela tensão aplicada na base. Esse modo de operação é a base dos Circuitos Digitais e dos circuitos de Eletrônica de Potência.

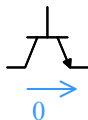
Chave Aberta



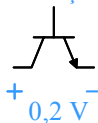
Chave Fechada



Modo de Corte



Modo de Saturação



- O transistor bipolar no modo de corte funciona como uma chave aberta, onde não há circulação de corrente elétrica.
- O transistor bipolar no modo de saturação funciona aproximadamente como uma chave fechada, pois a tensão sobre ele é bem próxima de zero.

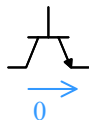
Transistor Bipolar como Chave

O transistor bipolar de junção pode ser utilizado como uma chave controlada pela tensão aplicada na base. Esse modo de operação é a base dos Circuitos Digitais e dos circuitos de Eletrônica de Potência.

Chave Aberta



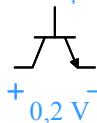
Modo de Corte



Chave Fechada



Modo de Saturação



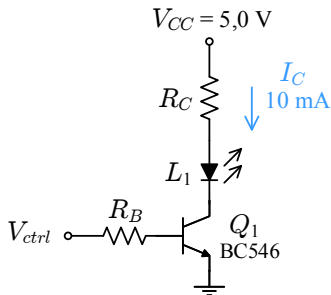
- O transistor bipolar no modo de corte funciona como uma chave aberta, onde não há circulação de corrente elétrica.
- O transistor bipolar no modo de saturação funciona aproximadamente como uma chave fechada, pois a tensão sobre ele é bem próxima de zero.

Observação

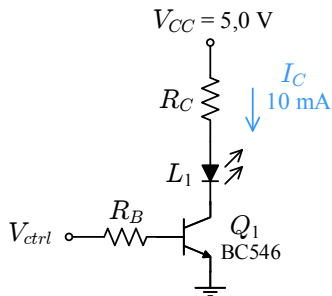
Como a base é abarrotada de portadores minoritários no modo de saturação, o transistor demora mais tempo para sair da saturação e entrar em corte do que o contrário.

Exemplo de Projeto

No circuito abaixo, considere que o LED vermelho apresenta uma tensão $V_D = 1,8\text{ V}$ quando conduzindo uma corrente de 10 mA e que o transistor comercial BC546 pode apresentar um ganho β na faixa que vai de 100 a 800. Nesse caso, dimensione os resistores R_C e R_B de modo que o transistor conduza uma corrente de 10 mA quando lhe for aplicada uma tensão de controle $V_{ctrl} = 5,0\text{ V}$.

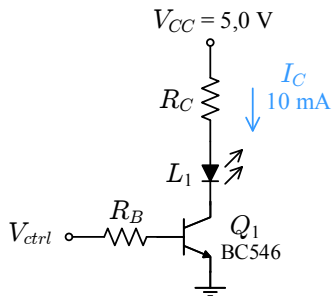


Exemplo de Projeto - Solução



- Neste circuito, o transistor deve atuar como chave. Portanto, quando $V_{ctrl} = 0$, o transistor estará em corte (*chave aberta*). Quando $V_{ctrl} = 5,0 \text{ V}$, o transistor deverá operar na saturação (*chave fechada*).

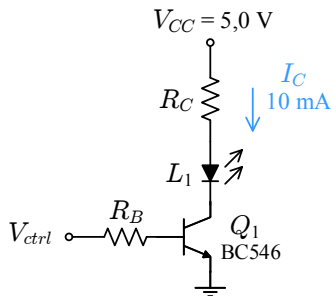
Exemplo de Projeto - Solução



- Neste circuito, o transistor deve atuar como chave. Portanto, quando $V_{ctrl} = 0$, o transistor estará em corte (*chave aberta*). Quando $V_{ctrl} = 5,0\text{ V}$, o transistor deverá operar na saturação (*chave fechada*).
- Equação de malha de coletor:

$$V_{CC} - R_C I_C - V_D - 0,2 = 0$$

Exemplo de Projeto - Solução

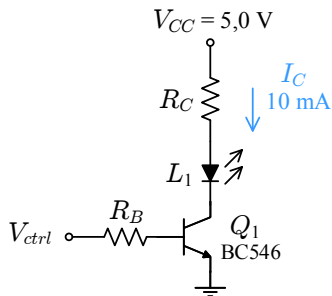


- Neste circuito, o transistor deve atuar como chave. Portanto, quando $V_{ctrl} = 0$, o transistor estará em corte (*chave aberta*). Quando $V_{ctrl} = 5,0$ V, o transistor deverá operar na saturação (*chave fechada*).
- Equação de malha de coletor:

$$V_{CC} - R_C I_C - V_D - 0,2 = 0$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_D - 0,2}{I_C}$$

Exemplo de Projeto - Solução



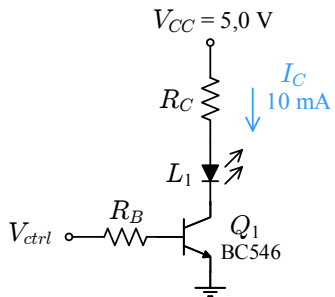
- Neste circuito, o transistor deve atuar como chave. Portanto, quando $V_{ctrl} = 0$, o transistor estará em corte (*chave aberta*). Quando $V_{ctrl} = 5,0$ V, o transistor deverá operar na saturação (*chave fechada*).
- Equação de malha de coletor:

$$V_{CC} - R_C I_C - V_D - 0,2 = 0$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_D - 0,2}{I_C}$$

$$R_C = \frac{5,0 - 1,8 - 0,2}{10} = 300 \, \Omega$$

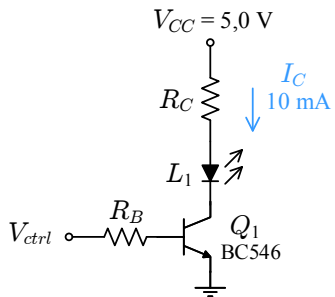
Exemplo de Projeto - Solução



- Equação da malha da base:

$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

Exemplo de Projeto - Solução

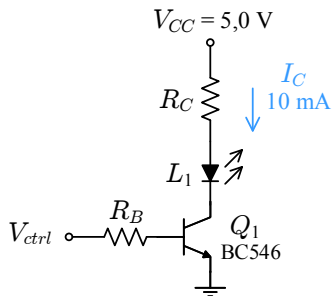


- Equação da malha da base:

$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

Exemplo de Projeto - Solução



- Equação da malha da base:

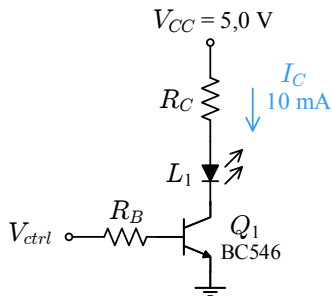
$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

- Para que o transistor sature, temos que garantir que:

$$I_C < \beta I_B \quad \therefore \quad I_B > \frac{I_C}{\beta}$$

Exemplo de Projeto - Solução



- Equação da malha da base:

$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

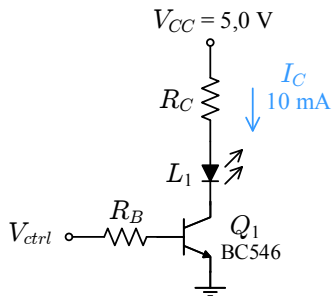
- Para que o transistor sature, temos que garantir que:

$$I_C < \beta I_B \quad \therefore \quad I_B > \frac{I_C}{\beta}$$

- Como o β do transistor pode assumir valores entre 100 e 800, devemos dimensionar R_B de modo que:

$$I_B > \frac{I_C}{100} \quad \therefore \quad I_B > 0,1 \text{ mA}$$

Exemplo de Projeto - Solução



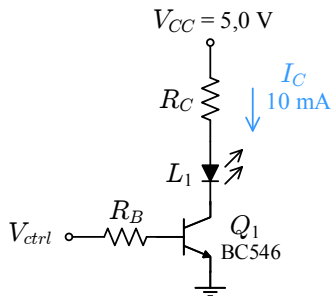
- Equação da malha da base:

$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

$$\frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B} > 0,1\text{ mA}$$

Exemplo de Projeto - Solução



- Equação da malha da base:

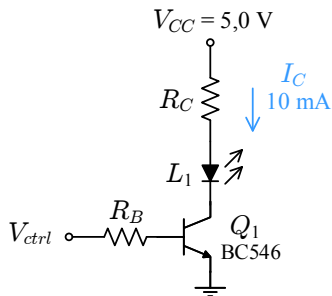
$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

$$\frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B} > 0,1\text{ mA}$$

$$R_B < \frac{5,0 - 0,6}{0,1}$$

Exemplo de Projeto - Solução



- Equação da malha da base:

$$V_{ctrl} - R_B I_B - 0,6 = 0$$

$$I_B = \frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B}$$

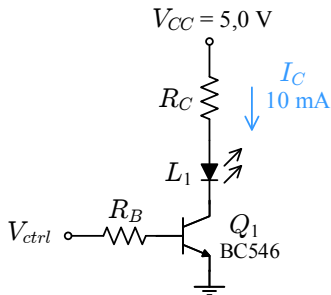
$$\frac{V_{ctrl} - 0,6}{R_B} > 0,1\text{ mA}$$

$$R_B < \frac{5,0 - 0,6}{0,1}$$

$$R_B < 44\text{ k}\Omega$$

Exemplo de Projeto

No circuito abaixo, considere que o LED vermelho apresenta uma tensão $V_D = 1,8\text{ V}$ quando conduzindo uma corrente de 10 mA e que o transistor comercial BC546 pode apresentar um ganho β na faixa que vai de 100 a 800. Nesse caso, dimensione os resistores R_C e R_B de modo que o transistor conduza uma corrente de 10 mA quando lhe for aplicada uma tensão de controle $V_{ctrl} = 5,0\text{ V}$.



Solução

$$R_C = 300\ \Omega$$

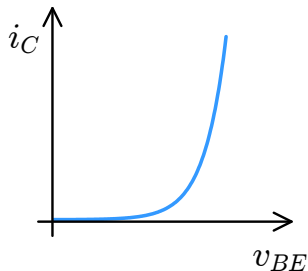
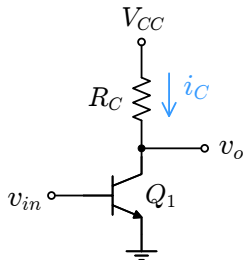
$$R_B < 44\text{ k}\Omega$$

Agenda da Aula - Capítulo 05

- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- **O Transistor Bipolar operando como amplificador:**
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

O Transistor Bipolar como Amplificador

No modo ativo, a corrente de coletor i_C em um transistor bipolar pode ser controlada pela tensão v_{BE} . No circuito abaixo, ao fazermos a corrente de coletor circular por uma resistência de coletor R_C , obtemos uma tensão v_o que é uma versão amplificada da tensão v_{in} aplicada à base do transistor.

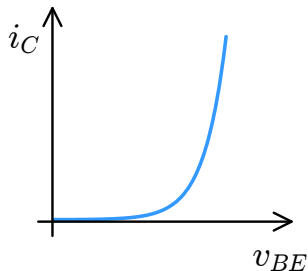
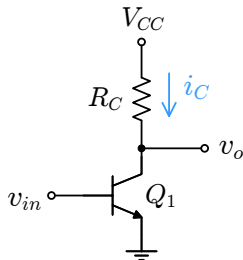


- No modo ativo, temos que:

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

O Transistor Bipolar como Amplificador

No modo ativo, a corrente de coletor i_C em um transistor bipolar pode ser controlada pela tensão v_{BE} . No circuito abaixo, ao fazermos a corrente de coletor circular por uma resistência de coletor R_C , obtemos uma tensão v_o que é uma versão amplificada da tensão v_{in} aplicada à base do transistor.



- No modo ativo, temos que:

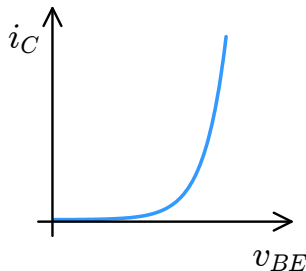
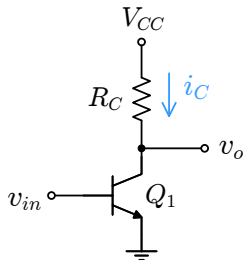
$$i_C = I_S e^{v_{BE}/v_T}$$

- A tensão na saída v_o será:

$$v_o = V_{CC} - R_C i_C$$

O Transistor Bipolar como Amplificador

No modo ativo, a corrente de coletor i_C em um transistor bipolar pode ser controlada pela tensão v_{BE} . No circuito abaixo, ao fazermos a corrente de coletor circular por uma resistência de coletor R_C , obtemos uma tensão v_o que é uma versão amplificada da tensão v_{in} aplicada à base do transistor.



- No modo ativo, temos que:

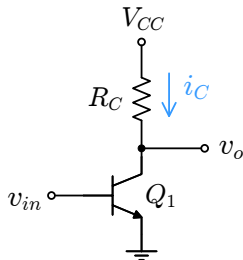
$$i_C = I_S e^{v_{BE}/v_T}$$

- A tensão na saída v_o será:

$$v_o = V_{CC} - R_C I_S e^{v_{BE}/v_T}$$

O Transistor Bipolar como Amplificador

No modo ativo, a corrente de coletor i_C em um transistor bipolar pode ser controlada pela tensão v_{BE} . No circuito abaixo, ao fazermos a corrente de coletor circular por uma resistência de coletor R_C , obtemos uma tensão v_o que é uma versão amplificada da tensão v_{in} aplicada à base do transistor.

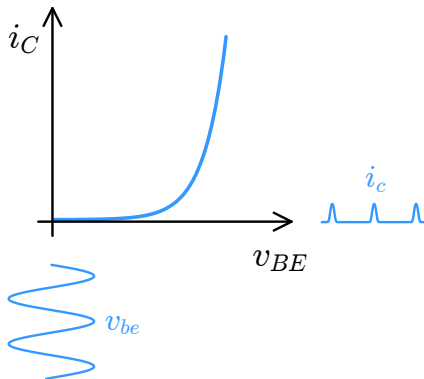


- No modo ativo, temos que:

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

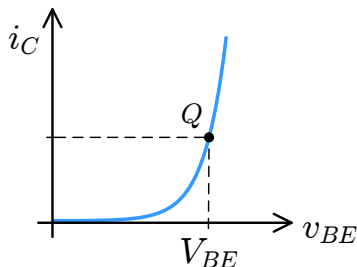
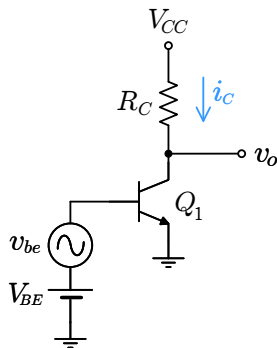
- A tensão na saída v_o será:

$$v_o = V_{CC} - R_C I_S e^{v_{BE}/v_T}$$



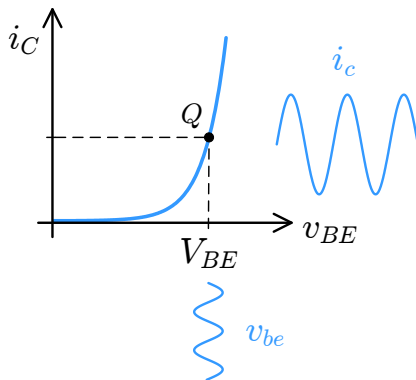
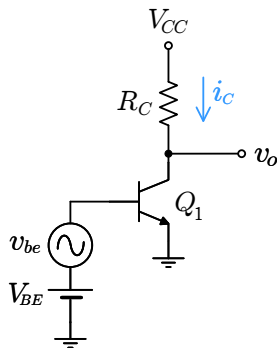
O Transistor Bipolar como Amplificador

Para produzir o efeito de uma amplificação aproximadamente linear, sem distorcer significativamente o sinal de entrada, é necessário adicionar uma polarização DC ao transistor (tensão V_{BE}) de modo a operá-lo em uma região da curva exponencial que se comporta aproximadamente como uma reta (comportamento linear).



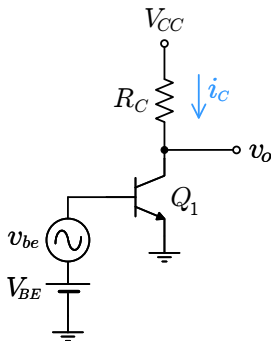
O Transistor Bipolar como Amplificador

Para produzir o efeito de uma amplificação aproximadamente linear, sem distorcer significativamente o sinal de entrada, é necessário adicionar uma polarização DC ao transistor (tensão V_{BE}) de modo a operá-lo em uma região da curva exponencial que se comporta aproximadamente como uma reta (comportamento linear).



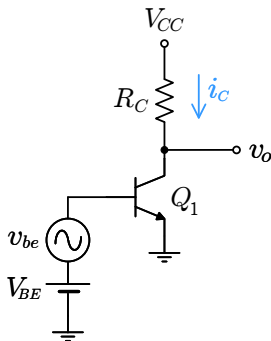
Obtendo o Efeito da Amplificação

- Para obtermos uma amplificação aproximadamente linear com o transistor, é necessário polarizá-lo de modo a mantê-lo operando sempre no modo ativo.
- Isso é realizado aplicando-se fontes de polarização DC e de sinal ao transistor.



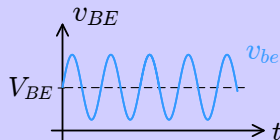
Obtendo o Efeito da Amplificação

- Para obtermos uma amplificação aproximadamente linear com o transistor, é necessário polarizá-lo de modo a mantê-lo operando sempre no modo ativo.
- Isso é realizado aplicando-se fontes de polarização DC e de sinal ao transistor.



Convenção de Notação

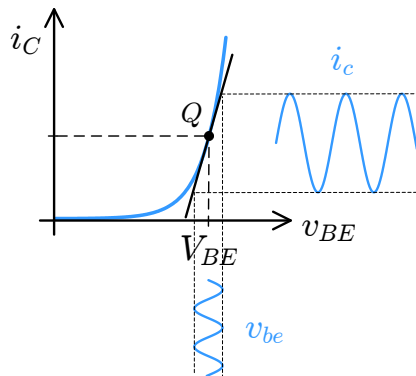
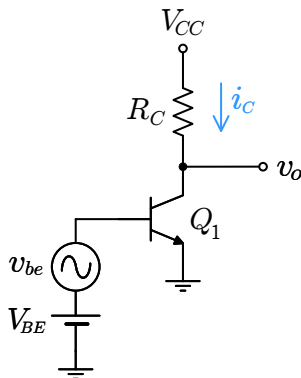
Como as tensões e as correntes elétricas em circuitos amplificadores apresentam parcelas de polarização DC e de sinal variante no tempo, convencionou-se a notação abaixo, ilustrada pela tensão entre base e emissor:



- $V_{BE} \rightarrow$ Parcela de Polarização DC.
- $v_{be} \rightarrow$ Parcela de sinal da tensão, com nível médio zero.
- $v_{BE} \rightarrow$ Tensão total, com a superposição das duas parcelas: $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$.

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

Como o objetivo é fazer com que o transistor amplifique o sinal de entrada de forma aproximadamente linear (i.e. com pouca distorção), podemos então aproximar o comportamento exponencial do transistor por um modelo linearizado quando este estiver amplificando pequenos sinais:

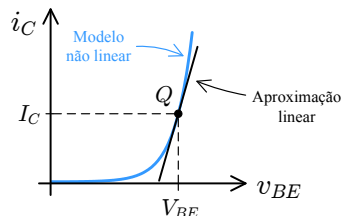
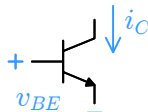


Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- Nesse sentido, vamos aproximar o modelo exponencial do transistor operando no modo ativo:

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

pela equação da reta tangente ao modelo exponencial no Ponto Quiescente:



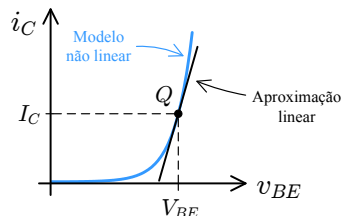
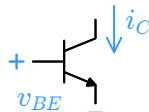
Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- Nesse sentido, vamos aproximar o modelo exponencial do transistor operando no modo ativo:

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

pela equação da reta tangente ao modelo exponencial no Ponto Quiescente:

$$i_C = i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

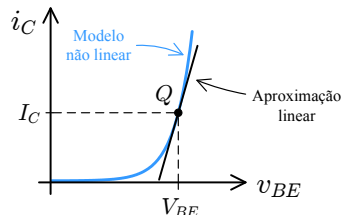
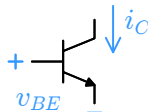


Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- Nesse sentido, vamos aproximar o modelo exponencial do transistor operando no modo ativo:

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

pela equação da reta tangente ao modelo exponencial no Ponto Quiescente:



$$i_C = i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C = I_S e^{V_{BE}/v_T} + I_S e^{V_{BE}/v_T} \cdot \frac{v_{be}}{v_T}$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

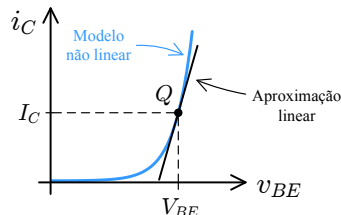
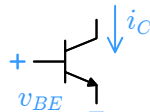
- Nesse sentido, vamos aproximar o modelo exponencial do transistor operando no modo ativo:

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

pela equação da reta tangente ao modelo exponencial no Ponto Quiescente:

$$i_C = i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C = I_S e^{V_{BE}/v_T} + I_S e^{V_{BE}/v_T} \cdot \frac{v_{be}}{v_T}$$



- No ponto quiescente, a corrente de polarização I_C é dada por:

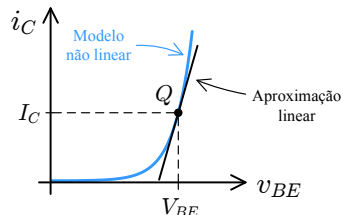
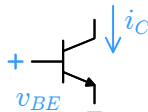
$$I_C = I_S e^{V_{BE}/v_T}.$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- Nesse sentido, vamos aproximar o modelo exponencial do transistor operando no modo ativo:

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

pela equação da reta tangente ao modelo exponencial no Ponto Quiescente:



$$i_C = i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C = I_S e^{V_{BE}/v_T} + I_S e^{V_{BE}/v_T} \cdot \frac{v_{be}}{v_T}$$

- No ponto quiescente, a corrente de polarização I_C é dada por:

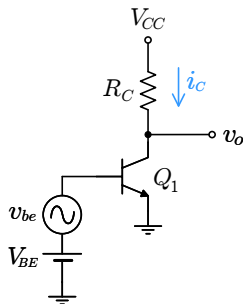
$$I_C = I_S e^{V_{BE}/v_T}.$$

- Assim, podemos simplificar o modelo linearizado do transistor da seguinte forma:

$$i_C = I_C + I_C \frac{v_{be}}{v_T}$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

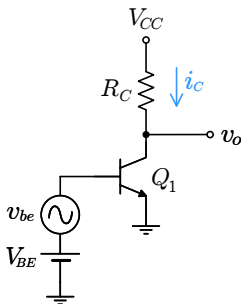
- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.



Aproximação Linear para Pequenos Sinais

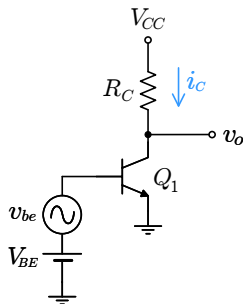
- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.

$$v_o = V_{CC} - R_C i_C$$



Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.

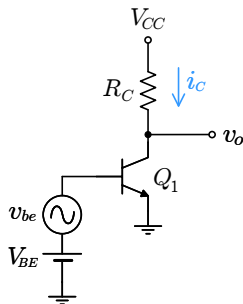


$$v_O = V_{CC} - R_C i_C$$

$$v_O = V_{CC} - R_C \left(I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.



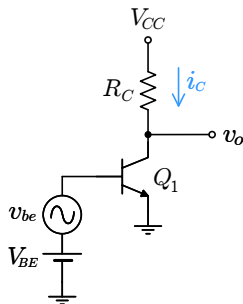
$$v_O = V_{CC} - R_C i_C$$

$$v_O = V_{CC} - R_C \left(I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)$$

$$v_O = \underbrace{V_{CC} - R_C I_C}_{\text{Parcela DC}} - \underbrace{R_C \frac{I_C}{v_T} v_{be}}_{\text{Parcela de Sinal } v_o}$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.



$$v_O = V_{CC} - R_C i_C$$

$$v_O = V_{CC} - R_C \left(I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)$$

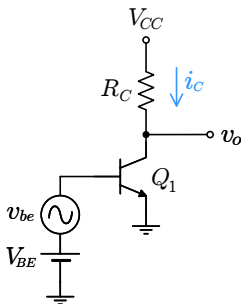
$$v_O = \underbrace{V_{CC} - R_C I_C}_{\text{Parcela DC}} - \underbrace{R_C \frac{I_C}{v_T} v_{be}}_{\text{Parcela de Sinal } v_o}$$

- Portanto, o ganho de sinal será:

$$A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = \frac{\left(-R_C \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)}{v_{be}} = -R_C \frac{I_C}{v_T}$$

Aproximação Linear para Pequenos Sinais

- A partir do modelo linearizado, podemos facilmente estimar o ganho de tensão proporcionado pelo amplificador para a parcela de sinal.



$$v_O = V_{CC} - R_C i_C$$

$$v_O = V_{CC} - R_C \left(I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)$$

$$v_O = \underbrace{V_{CC} - R_C I_C}_{\text{Parcela DC}} - \underbrace{R_C \frac{I_C}{v_T} v_{be}}_{\text{Parcela de Sinal } v_o}$$

- Portanto, o ganho de sinal será:

$$A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = \frac{\left(-R_C \frac{I_C}{v_T} v_{be} \right)}{v_{be}} = -R_C \frac{I_C}{v_T}$$

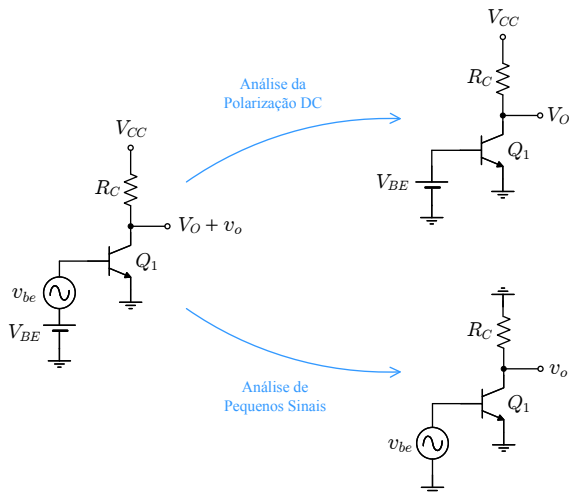
Exemplo

Em um amplificador polarizado com $I_C = 2,0$ mA e com $R_C = 2,5$ k Ω , obteríamos:

$$A_V = -R_C \frac{I_C}{v_T} = -2,5 \cdot \frac{2,0}{0,025} = -200 \text{ V/V}$$

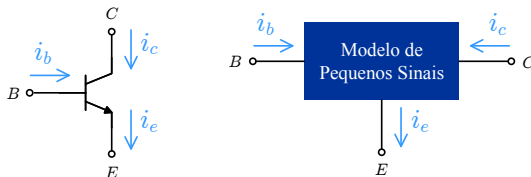
Análise de Circuitos Amplificadores

Com a linearização do modelo matemático do transistor, é possível usar o **Teorema da Superposição** para facilitar a análise de circuitos amplificadores:



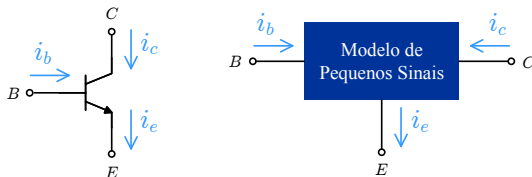
Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:



Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:

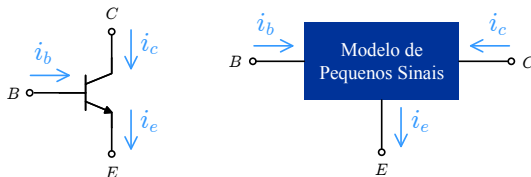


Requisitos do Circuito Equivalente para Pequenos Sinais:

- Modelo linearizado: $i_c = \frac{I_C}{v_T} v_{be}$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:

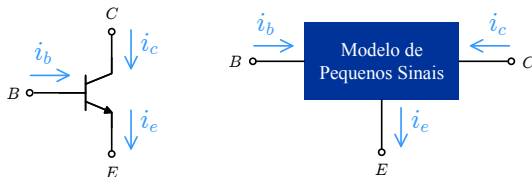


Requisitos do Circuito Equivalente para Pequenos Sinais:

- Modelo linearizado: $i_c = \frac{I_C}{v_T} v_{be}$
- Ganho de corrente no Modo Ativo: $i_c = \beta i_b$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:

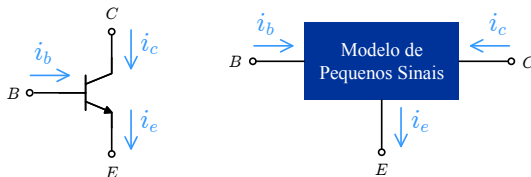


Requisitos do Circuito Equivalente para Pequenos Sinais:

- Modelo linearizado: $i_c = \frac{I_C}{v_T} v_{be}$
- Ganho de corrente no Modo Ativo: $i_c = \beta i_b$
- Lei das correntes de Kirchhoff: $i_e = i_c + i_b$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:

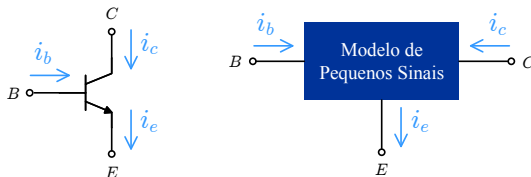


- Primeiramente, define-se a chamada *Transcondutância de Pequenos Sinais*:

$$g_m = \frac{I_C}{v_T}$$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:



- Primeiramente, define-se a chamada *Transcondutância de Pequenos Sinais*:

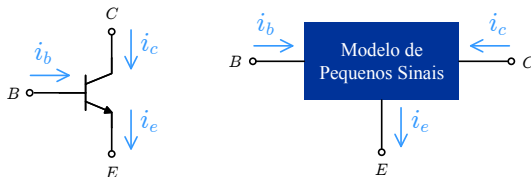
$$g_m = \frac{I_C}{v_T}$$

- Assim, podemos simplificar a notação do modelo linearizado:

$$i_c = g_m v_{be}$$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:



- Primeiramente, define-se a chamada *Transcondutância de Pequenos Sinais*:

$$g_m = \frac{I_C}{v_T}$$

- Assim, podemos simplificar a notação do modelo linearizado:

$$i_c = g_m v_{be}$$

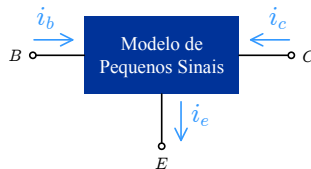
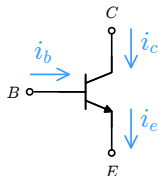
- No terminal da base, podemos expressar a corrente i_b em função da tensão v_{be} :

$$i_b = \frac{i_c}{\beta}$$

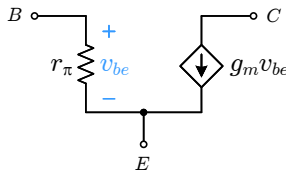
$$i_b = \frac{g_m v_{be}}{\beta}$$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:



- Modelo π -híbrido:



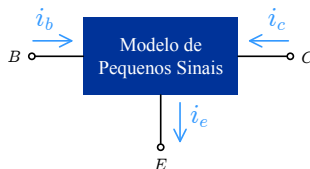
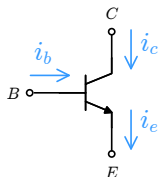
- Nesse modelo, a resistência equivalente para pequenos sinais é dada por:

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

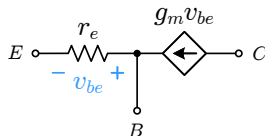
$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais

Para tornar operacional a análise do comportamento do amplificador para pequenos sinais, podemos substituir o transistor por um circuito equivalente à sua aproximação linear. Este é o chamado **Circuitos Equivalente para Pequenos Sinais**:



- Modelo T :



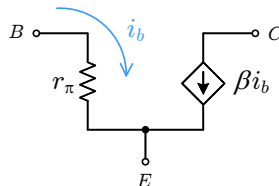
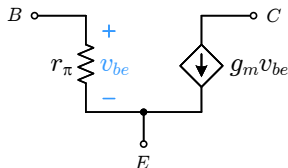
- Nesse modelo, a resistência equivalente para pequenos sinais é dada por:

$$r_e = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{v_{be}}{\frac{g_m v_{be}}{\alpha}}$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m}$$

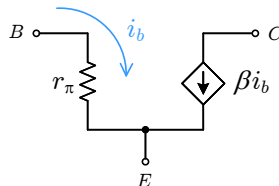
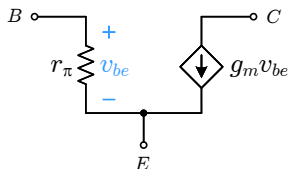
Circuitos Equivalentes para Pequenos Sinais

- Modelos π -Híbridos:

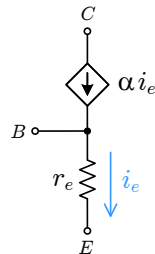
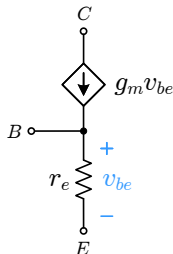


Circuitos Equivalentes para Pequenos Sinais

- Modelos π -Híbridos:

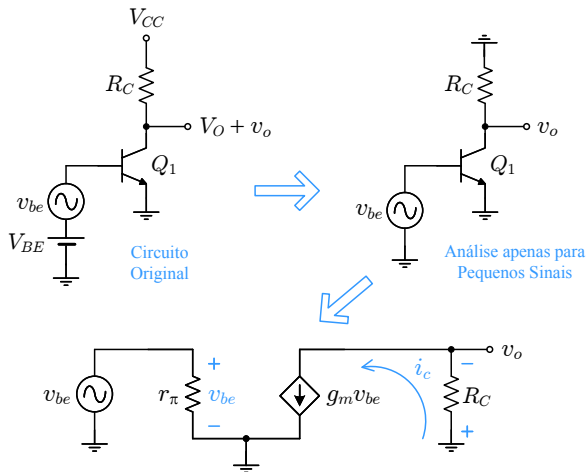


- Modelos T :



Análise de Pequenos Sinais de um Amplificador

Análise de pequenos sinais do circuito amplificador, onde as fontes de polarização V_{CC} e V_{BE} foram zeradas e o transistor foi substituído pelo circuito equivalente π -híbrido:

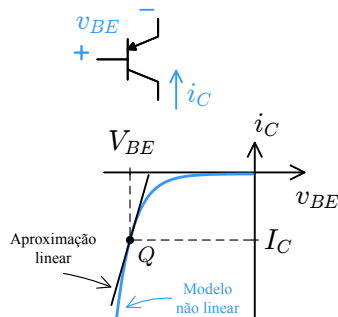


Circuito Equivalente para a Análise de Pequenos Sinais

Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$



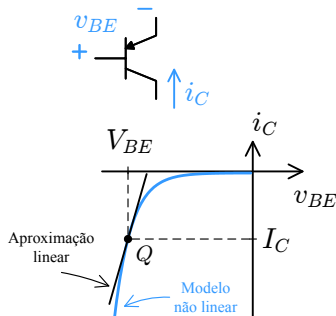
Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$

- O modelo linearizado é obtido aproximando-se o modelo acima pela reta tangente ao ponto quiescente:

$$i_C \approx i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$



Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

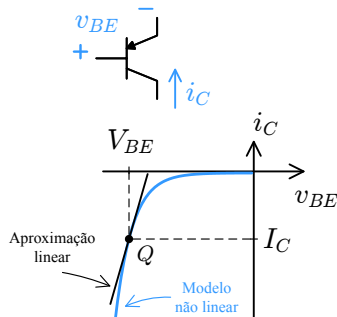
- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$

- O modelo linearizado é obtido aproximando-se o modelo acima pela reta tangente ao ponto quiescente:

$$i_C \approx i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C \approx -I_S e^{-V_{BE}/v_T} + \frac{I_S e^{-V_{BE}/v_T}}{v_T} v_{be}$$



Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$

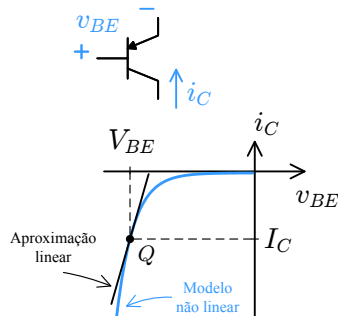
- O modelo linearizado é obtido aproximando-se o modelo acima pela reta tangente ao ponto quiescente:

$$i_C \approx i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C \approx -I_S e^{-V_{BE}/v_T} + \frac{I_S e^{-V_{BE}/v_T}}{v_T} v_{be}$$

- Considerando $I_C = I_S e^{-V_{BE}/v_T}$, então, podemos escrever que:

$$i_C \approx -I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be}$$



Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$

- O modelo linearizado é obtido aproximando-se o modelo acima pela reta tangente ao ponto quiescente:

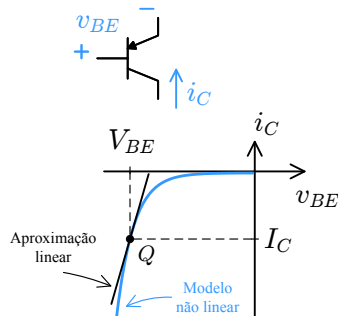
$$i_C \approx i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C \approx -I_S e^{-V_{BE}/v_T} + \frac{I_S e^{-V_{BE}/v_T}}{v_T} v_{be}$$

- Considerando $I_C = I_S e^{-V_{BE}/v_T}$, então, podemos escrever que:

$$i_C \approx -I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be}$$

$$i_C \approx -I_C + g_m v_{be}$$



Circuito Equivalente para Pequenos Sinais - PNP

- Considerando o modelo exponencial do transistor PNP no modo ativo:

$$i_C = -I_S e^{-v_{BE}/v_T}$$

- O modelo linearizado é obtido aproximando-se o modelo acima pela reta tangente ao ponto quiescente:

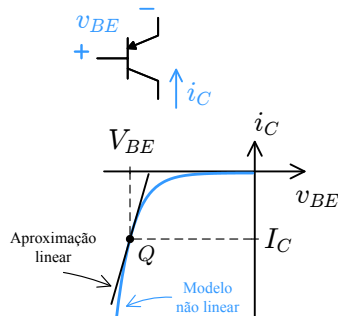
$$i_C \approx i_C(V_{BE}) + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q (v_{BE} - V_{BE})$$

$$i_C \approx -I_S e^{-V_{BE}/v_T} + \frac{I_S e^{-V_{BE}/v_T}}{v_T} v_{be}$$

- Considerando $I_C = I_S e^{-V_{BE}/v_T}$, então, podemos escrever que:

$$i_C \approx -I_C + \frac{I_C}{v_T} v_{be}$$

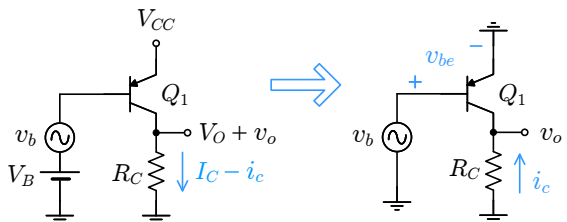
$$i_C \approx -I_C + g_m v_{be}$$



Como a parcela de sinal do modelo linearizado é idêntica à obtida para o transistor NPN, conclui-se ambos os transistores possuem os mesmos circuitos equivalentes para pequenos sinais.

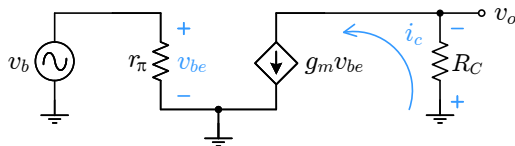
Análise de Pequenos Sinais de um Amplificador PNP

Análise de pequenos sinais de um circuito amplificador com transistor PNP segue a mesma estratégia adotada para os circuitos com transistor NPN:



Circuito Original

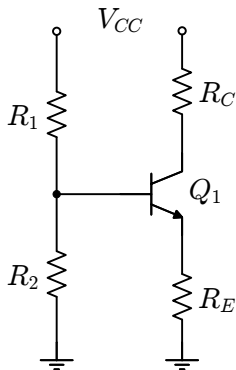
Análise apenas para Pequenos Sinais



Circuito Equivalente para a Análise de Pequenos Sinais

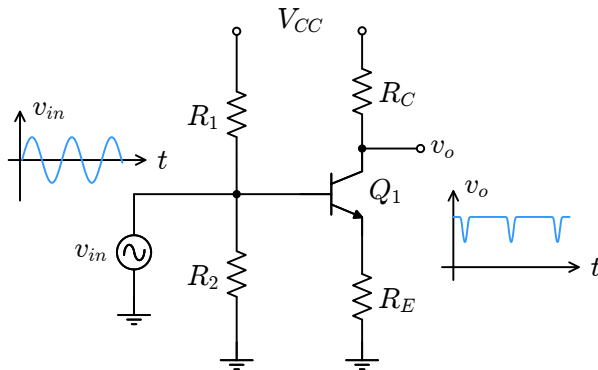
Amplificadores Práticos com Transistor

PROBLEMA: Como aplicar uma fonte de sinal a um transistor polarizado no modo ativo, sem prejudicar a polarização?



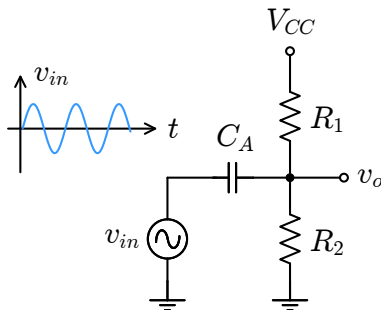
Amplificadores Práticos com Transistor

PROBLEMA: Como aplicar uma fonte de sinal a um transistor polarizado no modo ativo, sem prejudicar a polarização?



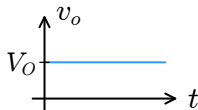
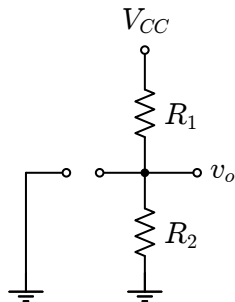
Amplificadores Práticos com Transistor

SOLUÇÃO: Capacitores de Acoplamento de Sinal



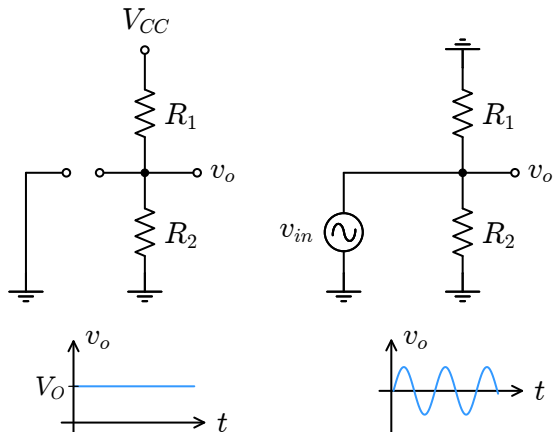
Amplificadores Práticos com Transistor

SOLUÇÃO: Capacitores de Acoplamento de Sinal



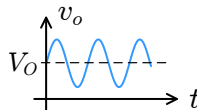
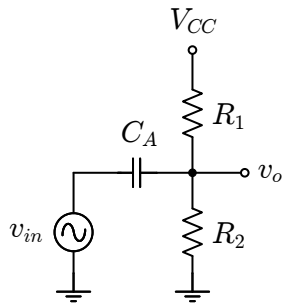
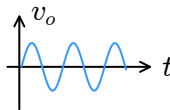
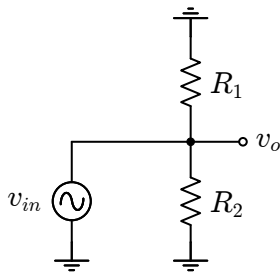
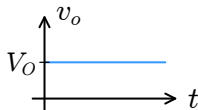
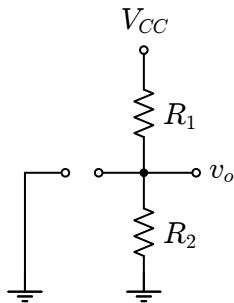
Amplificadores Práticos com Transistor

SOLUÇÃO: Capacitores de Acoplamento de Sinal

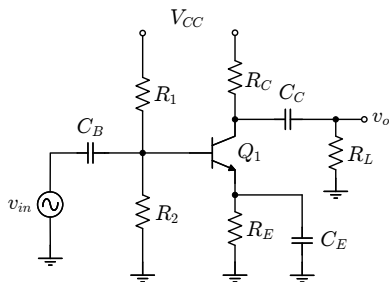


Amplificadores Práticos com Transistor

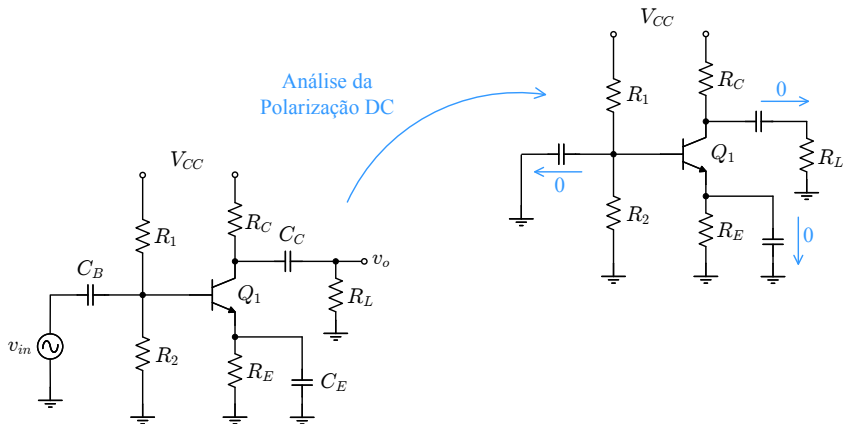
SOLUÇÃO: Capacitores de Acoplamento de Sinal



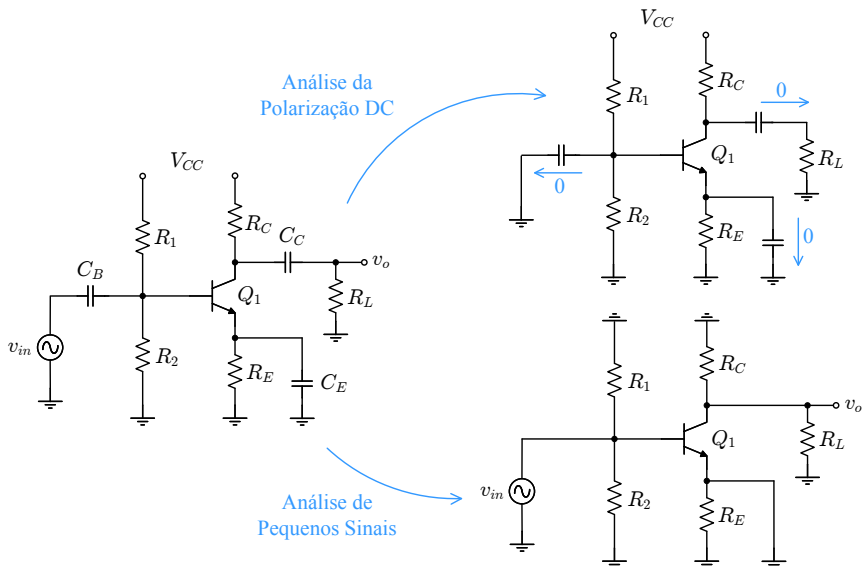
Amplificadores Práticos com Transistor



Amplificadores Práticos com Transistor

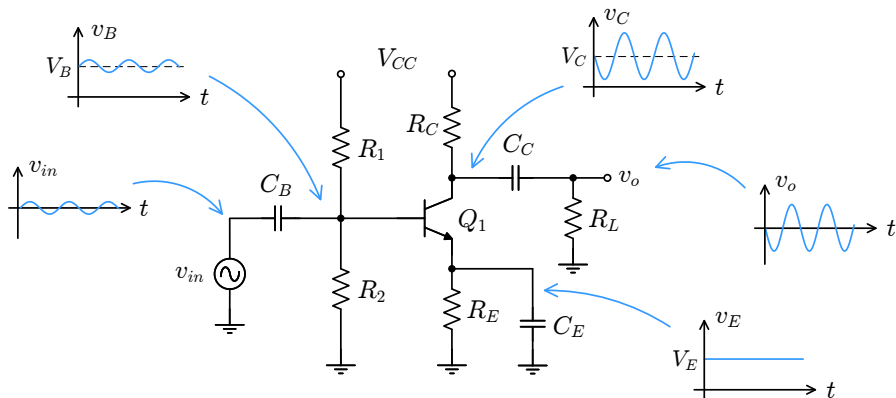


Amplificadores Práticos com Transistor



Amplificadores Práticos com Transistor

Superpondo as parcelas de polarização e de sinal no circuito do amplificador, obteremos o seguinte comportamento do circuito:



Análise de Circuitos Amplificadores

A análise de circuitos amplificadores é realizada através do Princípio da Superposição, onde são analisadas separadamente as parcelas de **Polarização DC** e de **Pequenos Sinais**:

Análise de Circuitos Amplificadores

A análise de circuitos amplificadores é realizada através do Princípio da Superposição, onde são analisadas separadamente as parcelas de **Polarização DC** e de **Pequenos Sinais**:

ANÁLISE DA POLARIZAÇÃO DC:

- Aplicar apenas as fontes de polarização DC ao circuito;
- Zerar todas as fontes de sinal;
- Tratar os capacitores de acoplamento como circuitos abertos.

Análise de Circuitos Amplificadores

A análise de circuitos amplificadores é realizada através do Princípio da Superposição, onde são analisadas separadamente as parcelas de **Polarização DC** e de **Pequenos Sinais**:

ANÁLISE DA POLARIZAÇÃO DC:

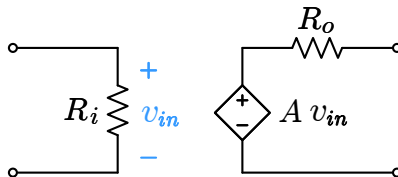
- Aplicar apenas as fontes de polarização DC ao circuito;
- Zerar todas as fontes de sinal;
- Tratar os capacitores de acoplamento como circuitos abertos.

ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS:

- Zerar todas as fontes de polarização DC;
- Aplicar todas as fontes de sinal ao circuito;
- Tratar os capacitores de acoplamento como curtos-circuitos;
- Substituir os transistores pelos seus modelos equivalentes para pequenos sinais.

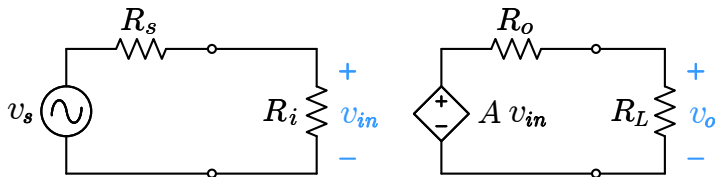
Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:



Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:

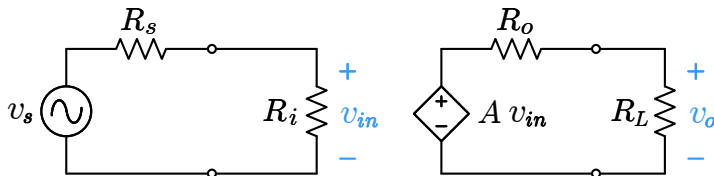


- Ganho de tensão do amplificador:

$$v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A v_{in}$$

Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:



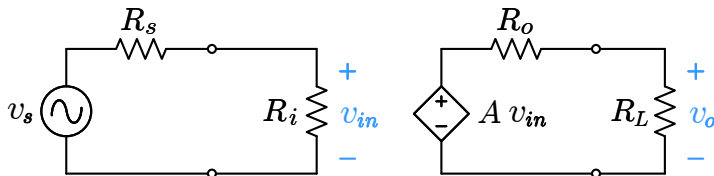
- Ganho de tensão do amplificador:

$$v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A v_{in}$$

$$v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot v_s$$

Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:



- Ganho de tensão do amplificador:

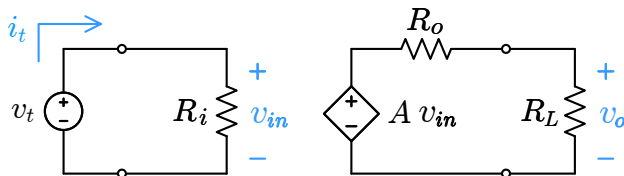
$$v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A v_{in}$$

$$v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot v_s$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:

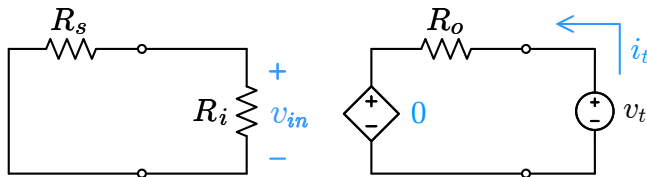


- Impedância de Entrada do amplificador:

$$R_i = \frac{v_t}{i_t}$$

Parâmetros de Desempenho de Amplificadores

- Circuito equivalente de um amplificador linear:



- Impedância de Saída do amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t}$$

Agenda da Aula - Capítulo 05

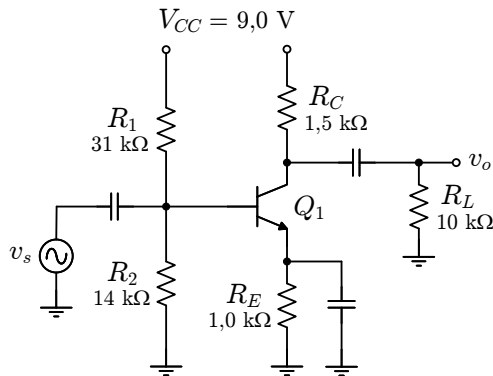
- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Amplificador em Emissor Comum

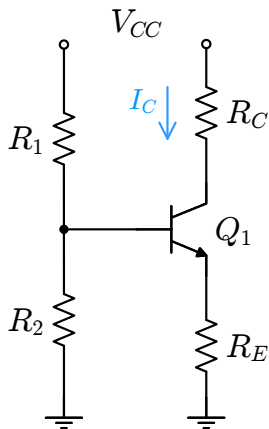
[EXEMPLO] Considere que o amplificador em emissor comum abaixo foi construído com um transistor bipolar com ganho $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão térmica $v_T = 25 \text{ mV}$. Para esse amplificador, calcule:

(a) O ganho de tensão $A_V = v_o/v_s$ para pequenos sinais.

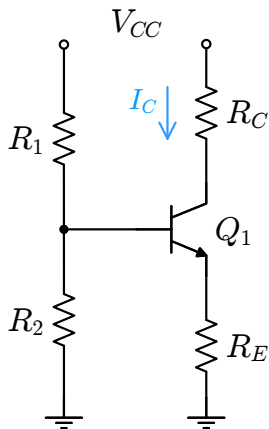
(b) As impedâncias de entrada e de saída.



Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



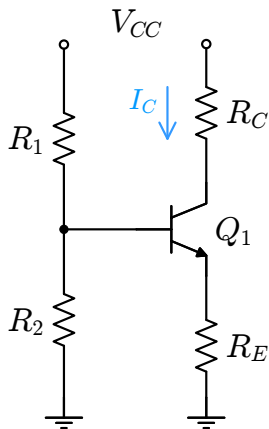
Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Circuito Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização

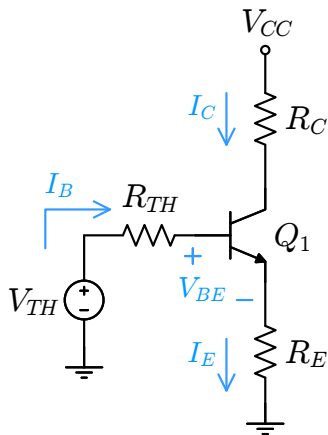


- Circuito Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização

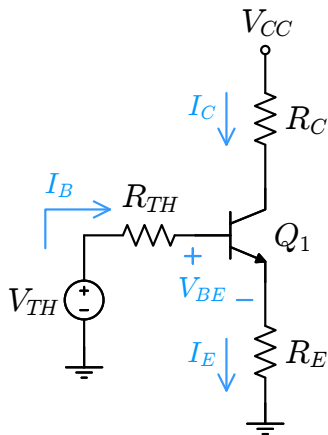


- Circuito Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Circuito Equivalente de Thévenin:

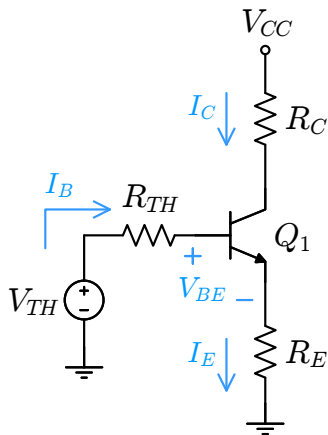
$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

- Equação de malha:

$$V_{TH} - R_{TH} I_B - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Circuito Equivalente de Thévenin:

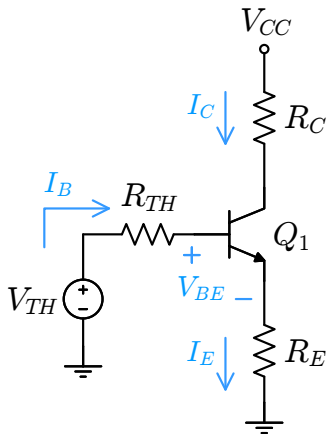
$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

- Equação de malha:

$$V_{TH} - R_{TH} I_B - V_{BE} - R_E (\beta + 1) I_B = 0$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Circuito Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

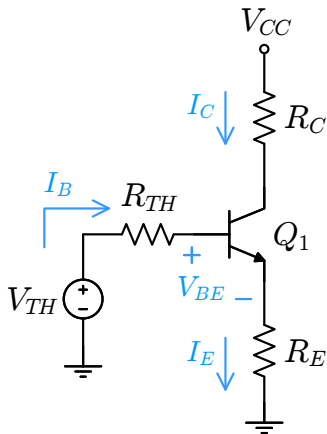
$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

- Equação de malha:

$$V_{TH} - R_{TH} I_B - V_{BE} - R_E (\beta + 1) I_B = 0$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E}$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Circuito Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 9,64 \text{ k}\Omega$$

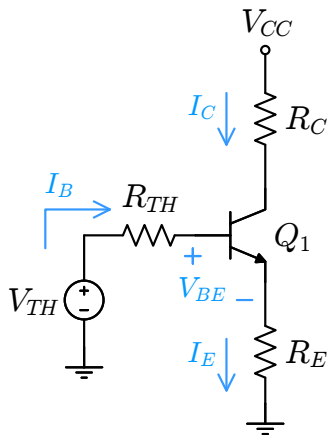
- Equação de malha:

$$V_{TH} - R_{TH} I_B - V_{BE} - R_E (\beta + 1) I_B = 0$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E}$$

$$I_C = \beta \cdot \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E} = 2 \text{ mA}$$

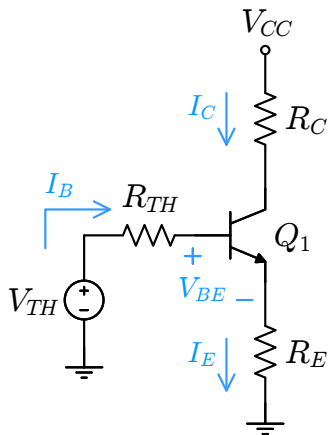
Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização



- Parâmetros do Modelo de Pequenos Sinais:

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = \frac{2}{0,025} = 80 \text{ mA/V}$$

Amplificador em Emissor Comum - Análise de Polarização

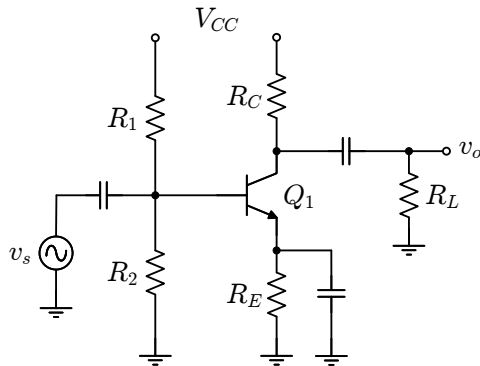


- Parâmetros do Modelo de Pequenos Sinais:

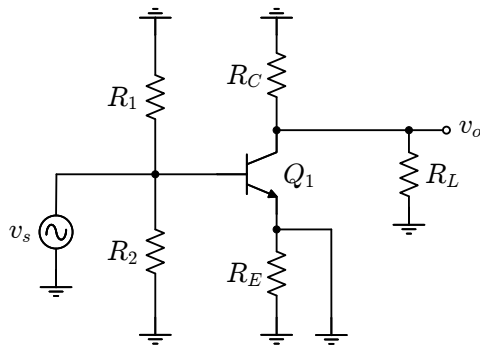
$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = \frac{2}{0,025} = 80 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{80} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

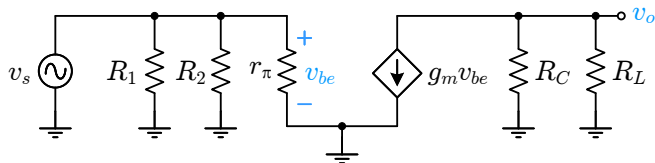
Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



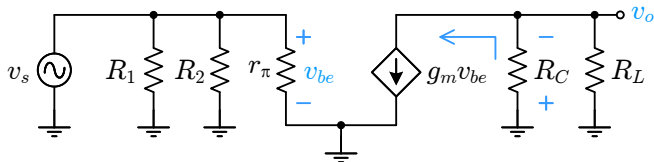
Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



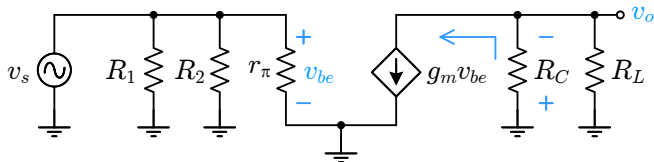
Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C // R_L$$

Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais

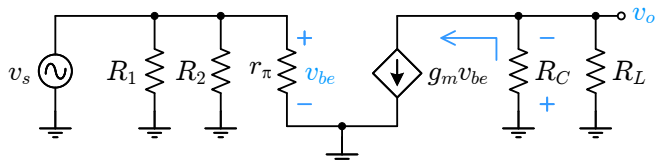


- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C // R_L$$

$$v_o = -g_m v_s \cdot R_C // R_L$$

Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



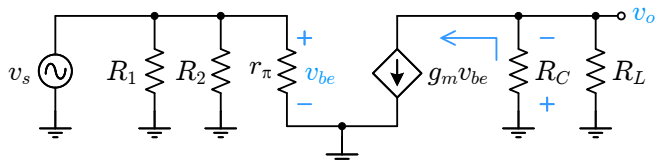
- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_o = -g_m v_s \cdot R_C \parallel R_L$$

$$\frac{v_o}{v_s} = -g_m \cdot R_C \parallel R_L$$

Amplificador em Emissor Comum - Ganho de Pequenos Sinais



- Ganho de tensão para pequenos sinais:

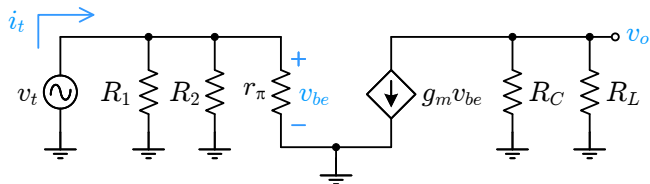
$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_o = -g_m v_s \cdot R_C \parallel R_L$$

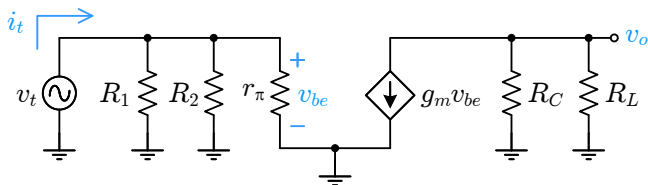
$$\frac{v_o}{v_s} = -g_m \cdot R_C \parallel R_L$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = -104,3 \text{ V/V}$$

Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Entrada



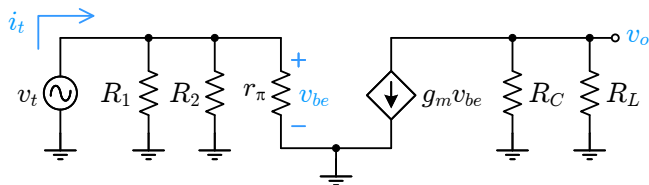
Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Entrada



- Impedância de Entrada do amplificador:

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi$$

Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Entrada

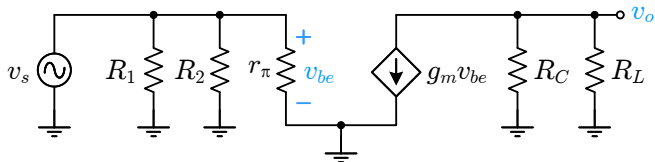


- Impedância de Entrada do amplificador:

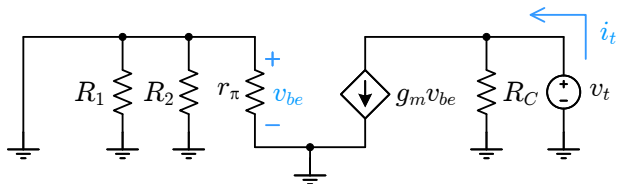
$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi$$

$$R_i = 1,11 \text{ k}\Omega$$

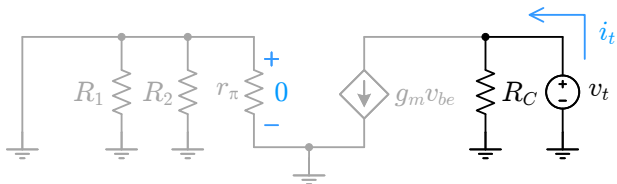
Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Saída



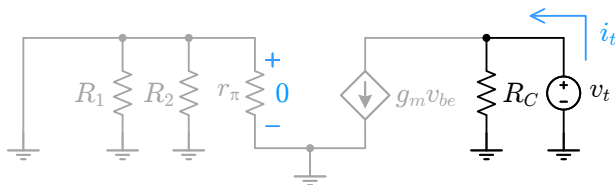
Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Saída



Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Saída



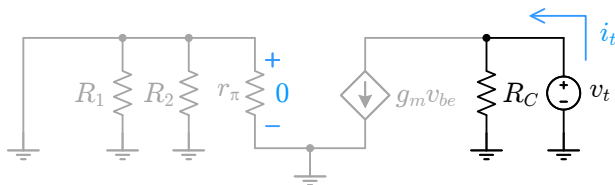
Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Saída



- Impedância de Saída do amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_C$$

Amplificador em Emissor Comum - Impedância de Saída



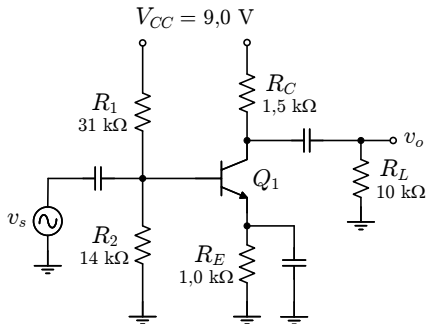
- Impedância de Saída do amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_C$$

$$R_o = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Amplificadores Básicos - Emissor Comum

AMPLIFICADOR EM EMISSOR COMUM



Polarização DC

$$I_C = 2,0 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = 80 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Análise de Sinais

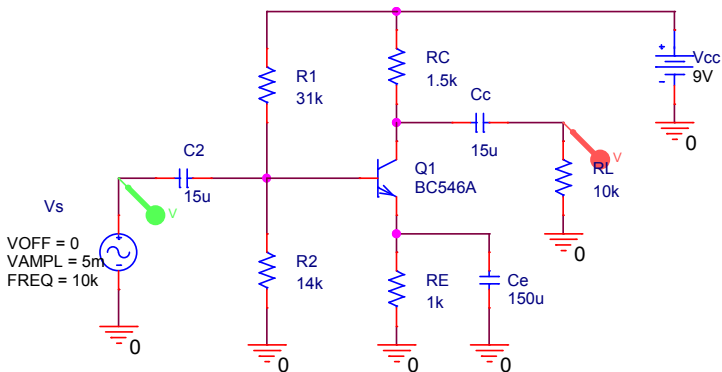
$$A_V = -g_m \cdot R_C \parallel R_L = -104,3 \text{ V/V}$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi = 1,11 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$$

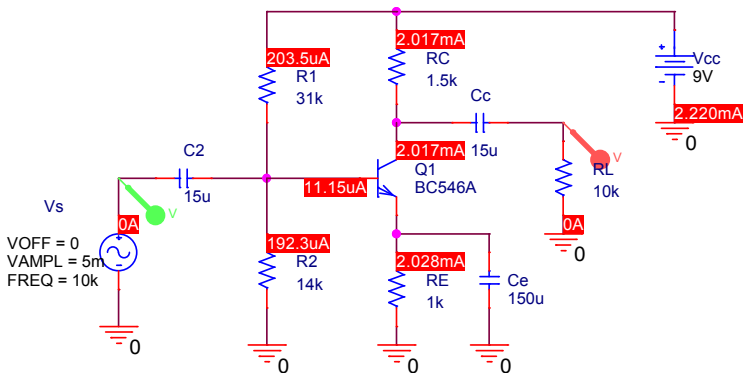
Simulação do Amplificador em Emissor Comum

- Diagrama Esquemático (OrCAD/Capture/PSPICE):



Simulação do Amplificador em Emissor Comum

- Resultado da Análise de Polarização DC:



Simulação do Amplificador em Emissor Comum

- Sinais na Entrada e na Saída ($A_V = -102,8 \text{ V/V}$):



Agenda da Aula - Capítulo 05

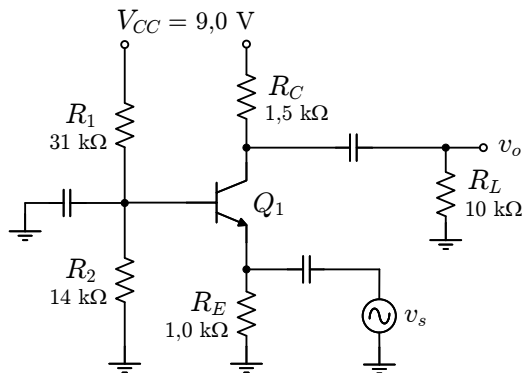
- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Amplificador em Base Comum

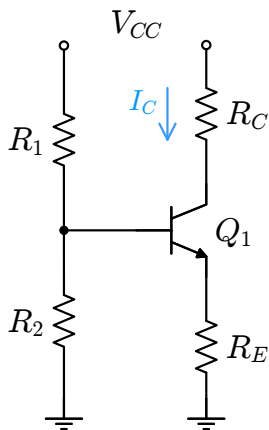
[EXEMPLO] Considere que o amplificador em base comum abaixo foi construído com um transistor bipolar com ganho $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão térmica $v_T = 25 \text{ mV}$. Para esse amplificador, calcule:

(a) O ganho de tensão $A_V = v_o/v_s$ para pequenos sinais.

(b) As impedâncias de entrada e de saída.



Amplificador em Base Comum - Análise de Polarização



- O circuito de polarização é exatamente o mesmo do amplificador em emissor comum. Dessa forma, teremos que:

$$I_C = 2,0 \text{ mA}$$

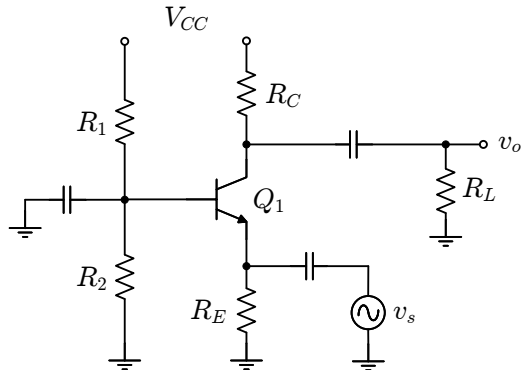
- Parâmetros do Modelo de Pequenos Sinais:

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = \frac{2}{0,025} = 80 \text{ mA/V}$$

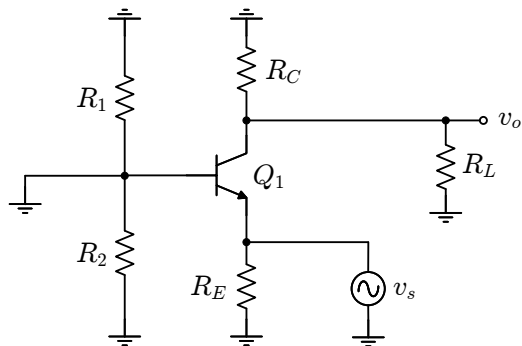
$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{80} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0,99}{80} = 12,4 \text{ }\Omega$$

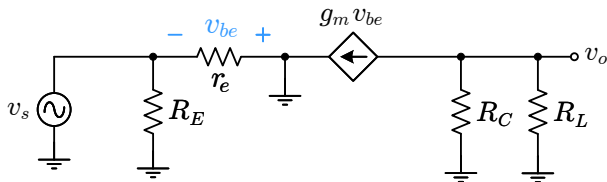
Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



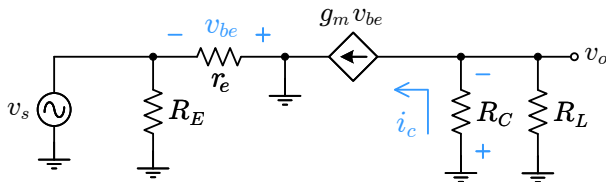
Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



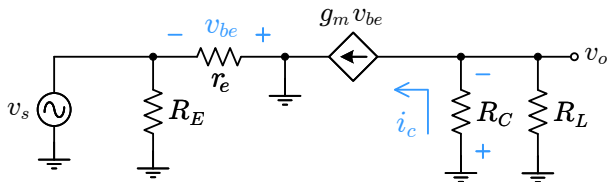
Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C // R_L$$

Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais

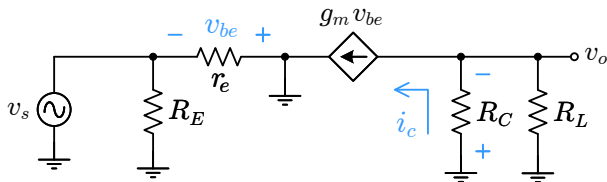


- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_o = -g_m (-v_s) \cdot R_C \parallel R_L$$

Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



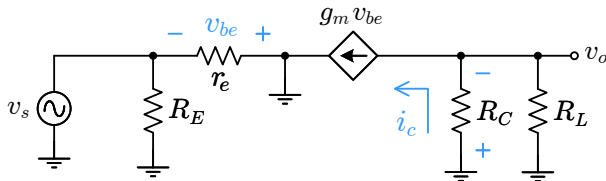
- Ganho de tensão para pequenos sinais:

$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_o = -g_m (-v_s) \cdot R_C \parallel R_L$$

$$\frac{v_o}{v_s} = g_m \cdot R_C \parallel R_L$$

Amplificador em Base Comum - Ganho de Pequenos Sinais



- Ganho de tensão para pequenos sinais:

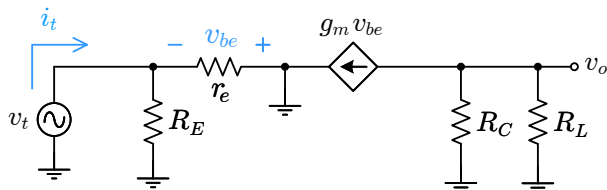
$$v_o = -g_m v_{be} \cdot R_C \parallel R_L$$

$$v_o = -g_m (-v_s) \cdot R_C \parallel R_L$$

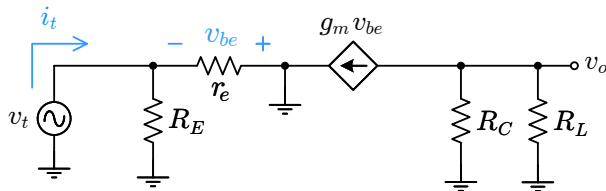
$$\frac{v_o}{v_s} = g_m \cdot R_C \parallel R_L$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = 104,3 \text{ V/V}$$

Amplificador em Base Comum - Impedância de Entrada



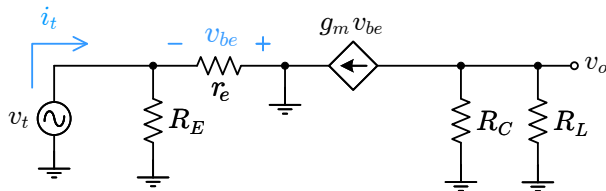
Amplificador em Base Comum - Impedância de Entrada



- Impedância de Entrada do amplificador:

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_E \parallel r_e$$

Amplificador em Base Comum - Impedância de Entrada

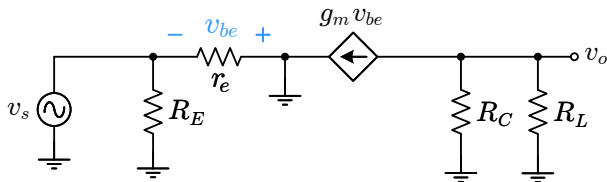


- Impedância de Entrada do amplificador:

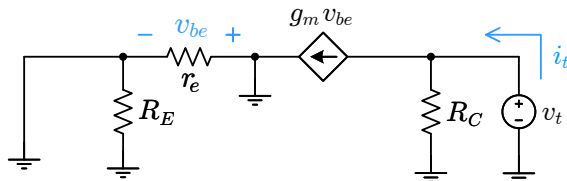
$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_E \parallel r_e$$

$$R_i = 12,3 \, \Omega$$

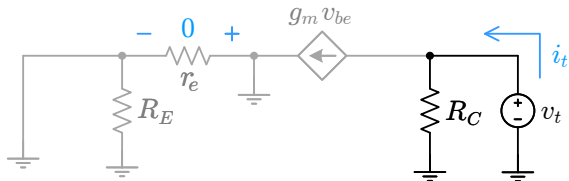
Amplificador em Base Comum - Impedância de Saída



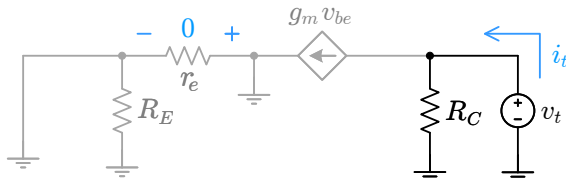
Amplificador em Base Comum - Impedância de Saída



Amplificador em Base Comum - Impedância de Saída



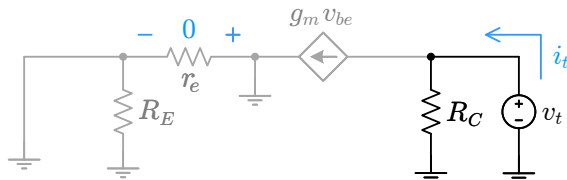
Amplificador em Base Comum - Impedância de Saída



- Impedância de Saída do amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_C$$

Amplificador em Base Comum - Impedância de Saída



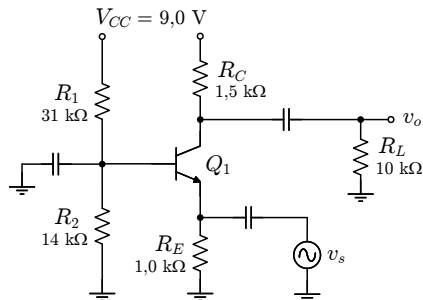
- Impedância de Saída do amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_C$$

$$R_o = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Amplificadores Básicos - Base Comum

AMPLIFICADOR EM BASE COMUM



Polarização DC

$$I_C = 2,0 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = 80 \text{ mA/V}$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} = 12,5 \Omega$$

Análise de Sinais

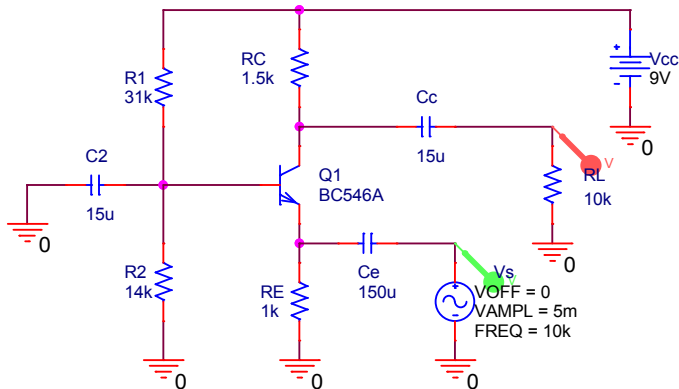
$$A_V = g_m \cdot R_C \parallel R_L = 104,3 \text{ V/V}$$

$$R_i = R_E \parallel r_e = 12,3 \Omega$$

$$R_o = R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$$

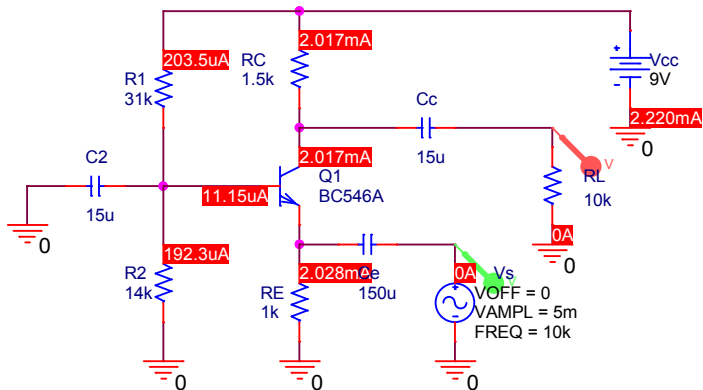
Simulação do Amplificador em Base Comum

- Diagrama Esquemático (OrCAD/Capture/PSPICE):



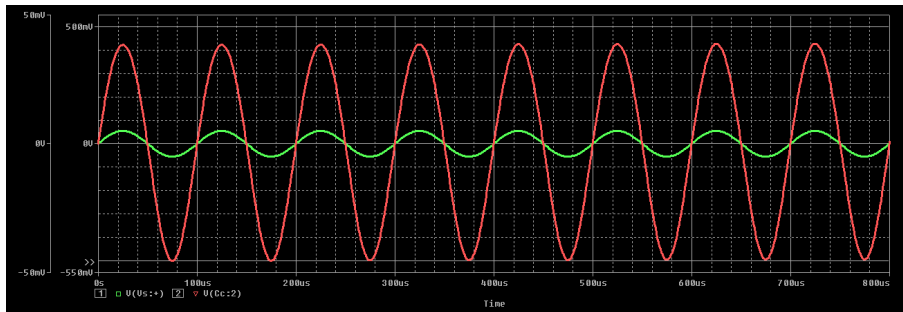
Simulação do Amplificador em Base Comum

- Resultado da Análise de Polarização DC:



Simulação do Amplificador em Base Comum

- Sinais na Entrada e na Saída ($A_V = 102,1 \text{ V/V}$):



Agenda da Aula - Capítulo 05

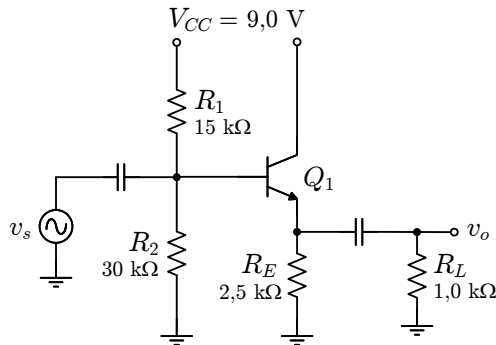
- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Amplificador em Coletor Comum

[EXEMPLO] Considere que o amplificador em coletor comum abaixo foi construído com um transistor bipolar com ganho $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão térmica $v_T = 25 \text{ mV}$. Para esse amplificador, calcule:

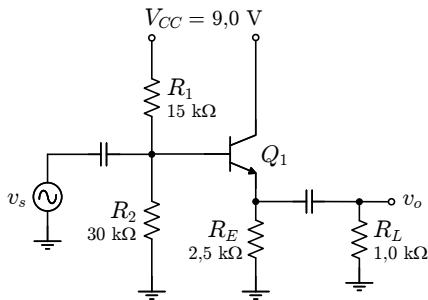
(a) O ganho de tensão $A_V = v_o/v_s$ para pequenos sinais.

(b) As impedâncias de entrada e de saída.



Amplificadores Básicos - Coletor Comum

AMPLIFICADOR EM COLETOR COMUM



Polarização DC

$$I_C = 2,0 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} = 80 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Análise de Sinais

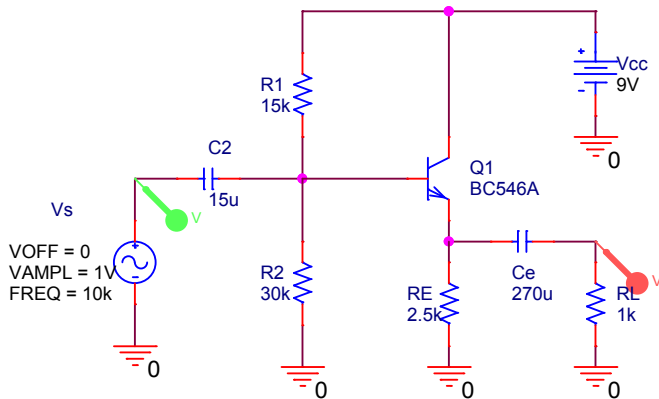
$$A_V = \frac{(\beta + 1) R_E \parallel R_L}{r_\pi + (\beta + 1) R_E \parallel R_L} = 0,976 \text{ V/V}$$

$$\begin{aligned} R_i &= R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + (\beta + 1) R_E \parallel R_L) \\ &= 8,38 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$R_o = R_E \parallel \left(\frac{r_\pi}{(\beta + 1)} \right) = 12,3 \Omega$$

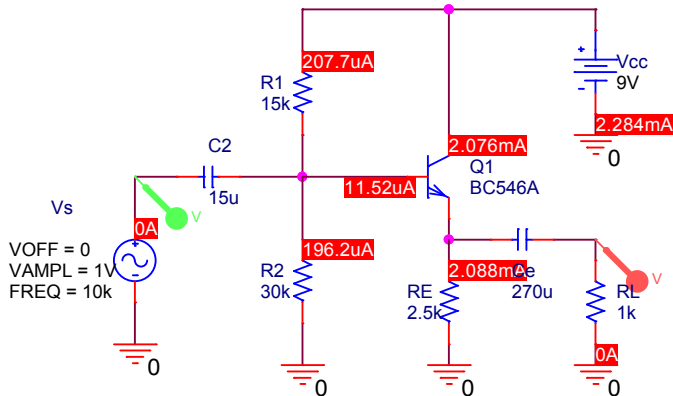
Simulação do Amplificador em Coletor Comum

- Diagrama Esquemático (OrCAD/Capture/PSPICE):



Simulação do Amplificador em Coletor Comum

- Resultado da Análise de Polarização DC:



Simulação do Amplificador em Coletor Comum

- Sinais na Entrada e na Saída ($A_V = 0,970 \text{ V/V}$):



Amplificadores Básicos - Resumo

Amplificador em Emissor Comum:

- Elevado ganho de tensão com inversão de fase;
- Resistência de entrada moderadamente elevada;
- Resistência de saída elevada.

Amplificadores Básicos - Resumo

Amplificador em Emissor Comum:

- Elevado ganho de tensão com inversão de fase;
- Resistência de entrada moderadamente elevada;
- Resistência de saída elevada.

Amplificador em Base Comum:

- Elevado ganho de tensão sem inversão de fase;
- Resistência de entrada baixa;
- Resistência de saída elevada.

Amplificadores Básicos - Resumo

Amplificador em Emissor Comum:

- Elevado ganho de tensão com inversão de fase;
- Resistência de entrada moderadamente elevada;
- Resistência de saída elevada.

Amplificador em Base Comum:

- Elevado ganho de tensão sem inversão de fase;
- Resistência de entrada baixa;
- Resistência de saída elevada.

Amplificador em Coletor Comum:

- Baixo ganho de tensão sem inversão de fase;
- Resistência de entrada elevada;
- Resistência de saída baixa.

Agenda da Aula - Capítulo 05

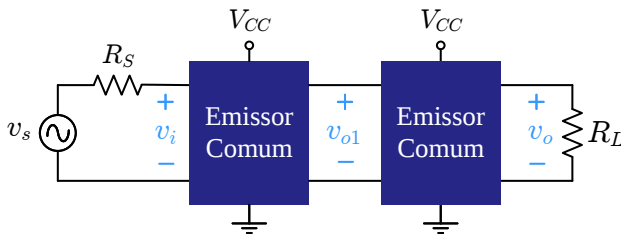
- Análise de circuitos em Corrente Contínua (DC) contendo o Transistor Bipolar de Junção
- Polarização do Transistor Bipolar de Junção
- O Transistor Bipolar operando como chave
- O Transistor Bipolar operando como amplificador:
 - Amplificador em Emissor Comum
 - Amplificador em Base Comum
 - Amplificador em Coletor Comum
- Amplificadores com Múltiplos Estágios

Amplificadores com Múltiplos Estágios

- Não é possível obter ganhos de tensão muito elevados com apenas um único estágio de amplificação. Em situações que exigem elevados ganhos, a combinação de estágios é uma forma de contornar esse problema.
- Combinar estágios de amplificação nos permite aproveitar as vantagens de cada uma das configurações básicas de modo a obter um amplificador com melhor desempenho.

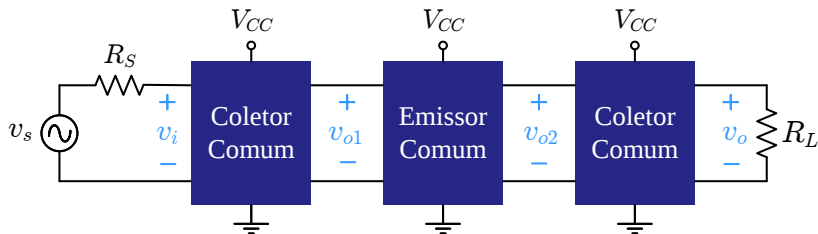
Amplificadores com Múltiplos Estágios

- Não é possível obter ganhos de tensão muito elevados com apenas um único estágio de amplificação. Em situações que exigem elevados ganhos, a combinação de estágios é uma forma de contornar esse problema.
- Combinar estágios de amplificação nos permite aproveitar as vantagens de cada uma das configurações básicas de modo a obter um amplificador com melhor desempenho.



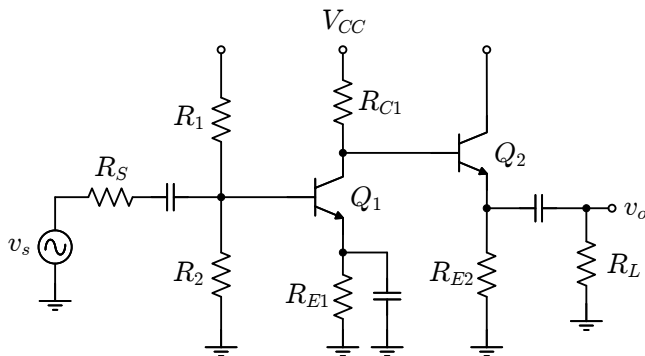
Amplificadores com Múltiplos Estágios

- Não é possível obter ganhos de tensão muito elevados com apenas um único estágio de amplificação. Em situações que exigem elevados ganhos, a combinação de estágios é uma forma de contornar esse problema.
- Combinar estágios de amplificação nos permite aproveitar as vantagens de cada uma das configurações básicas de modo a obter um amplificador com melhor desempenho.



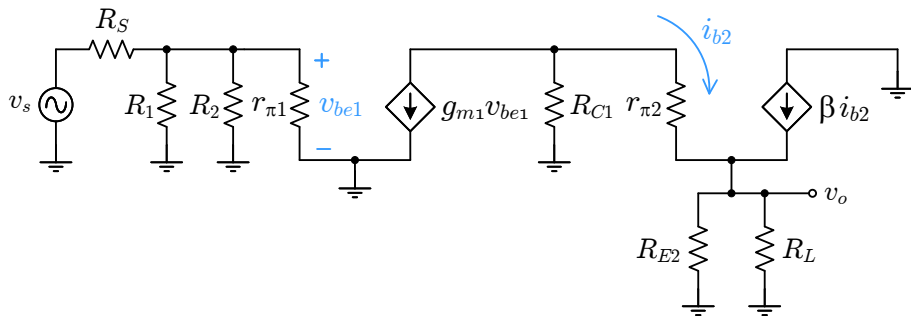
Metodologia de Análise

- Dependendo do número de estágios da cascata, analisar o circuito com todos os estágios juntos pode levar a uma complexidade de análise muito grande, dificultando também o projeto.
- As metodologias normalmente utilizadas consistem na análise de cada um dos estágios separadamente, levando em conta a interação elétrica entre eles.

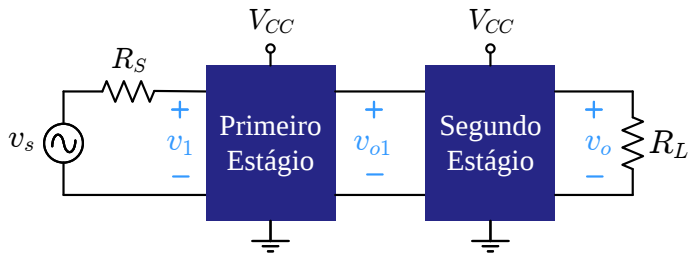


Metodologia de Análise

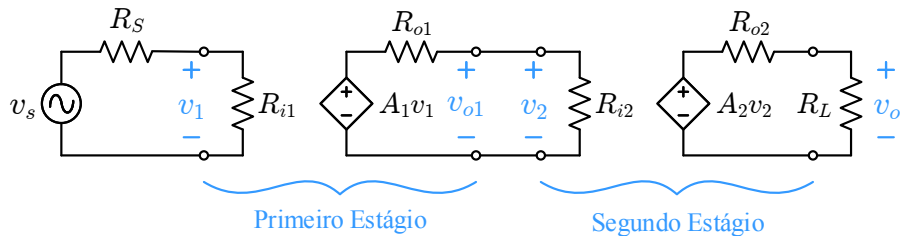
- Dependendo do número de estágios da cascata, analisar o circuito com todos os estágios juntos pode levar a uma complexidade de análise muito grande, dificultando também o projeto.
- As metodologias normalmente utilizadas consistem na análise de cada um dos estágios separadamente, levando em conta a interação elétrica entre eles.



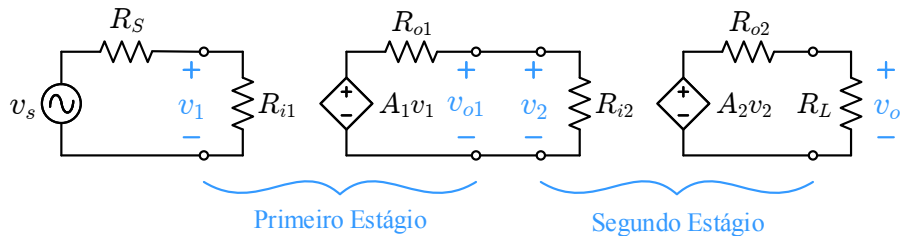
Metodologia de Análise



Metodologia de Análise



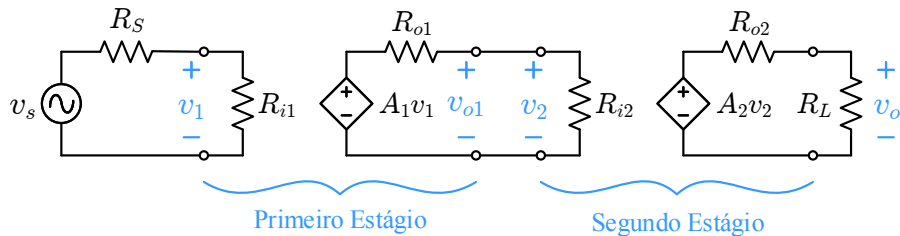
Metodologia de Análise



- Ganho de Tensão do Primeiro Estágio:

$$v_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_1 v_1$$

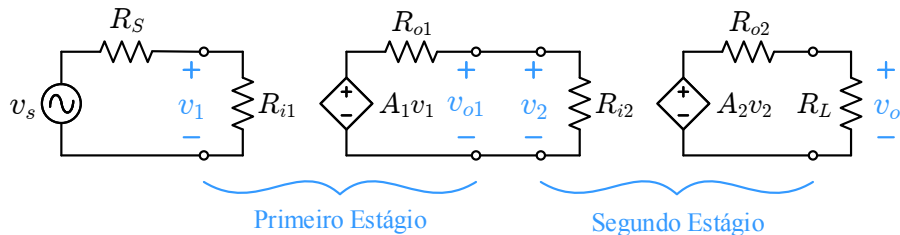
Metodologia de Análise



- Ganho de Tensão do Primeiro Estágio:

$$v_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_1 \left(\frac{R_{i1}}{R_S + R_{i1}} \cdot v_s \right)$$

Metodologia de Análise

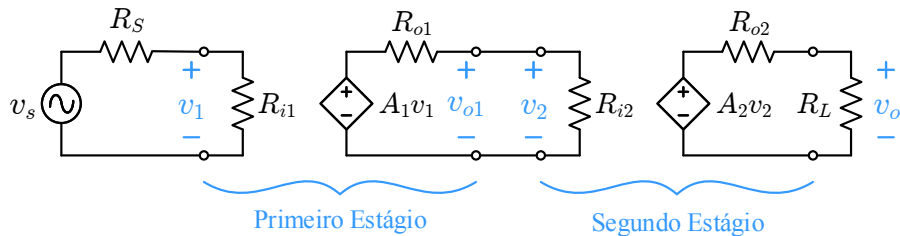


- Ganho de Tensão do Primeiro Estágio:

$$v_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_1 \left(\frac{R_{i1}}{R_S + R_{i1}} \cdot v_s \right)$$

$$A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_s} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_1 \cdot \frac{R_{i1}}{R_S + R_{i1}}$$

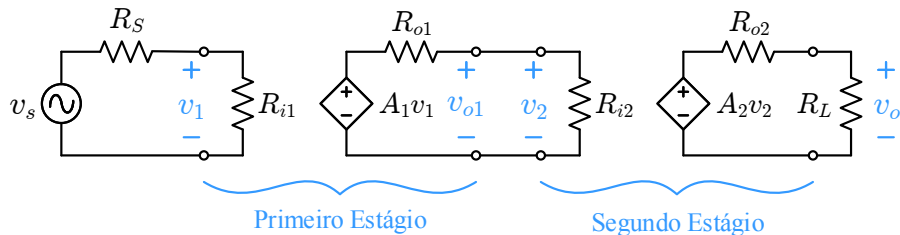
Metodologia de Análise



- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

$$v_o = \frac{R_L}{R_{o2} + R_L} \cdot A_2 v_2$$

Metodologia de Análise

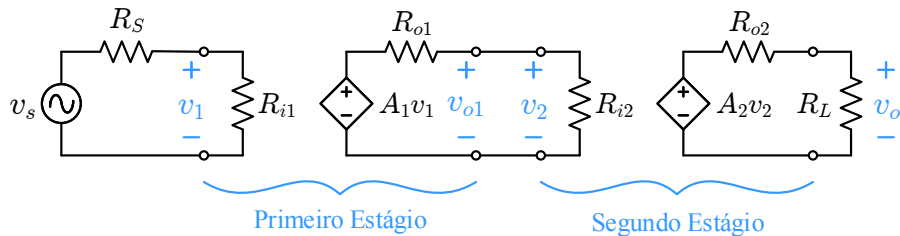


- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

$$v_o = \frac{R_L}{R_{o2} + R_L} \cdot A_2 v_2$$

$$A_{V2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{R_L}{R_{o2} + R_L} \cdot A_2$$

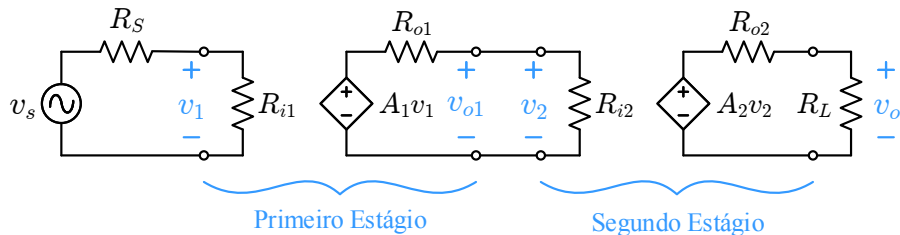
Metodologia de Análise



- Ganho de Tensão Global do Amplificador:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{o1}}{v_s} \cdot \frac{v_o}{v_{o1}}$$

Metodologia de Análise

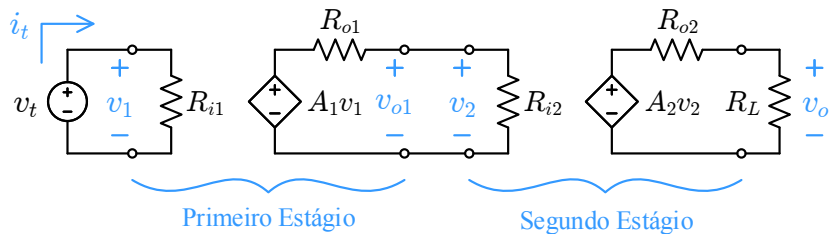


- Ganho de Tensão Global do Amplificador:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{o1}}{v_s} \cdot \frac{v_o}{v_{o1}}$$

$$A_V = \left(\frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_1 \cdot \frac{R_{i1}}{R_S + R_{i1}} \right) \cdot \left(\frac{R_L}{R_{o2} + R_L} \cdot A_2 \right)$$

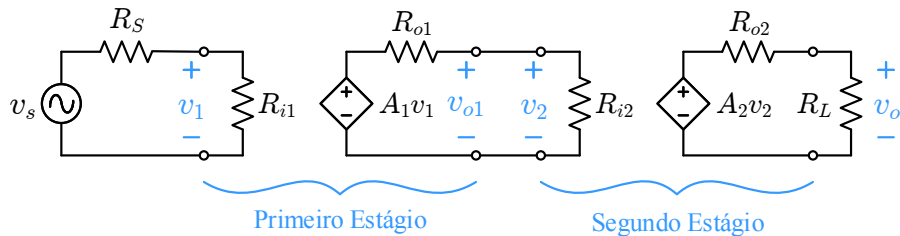
Metodologia de Análise



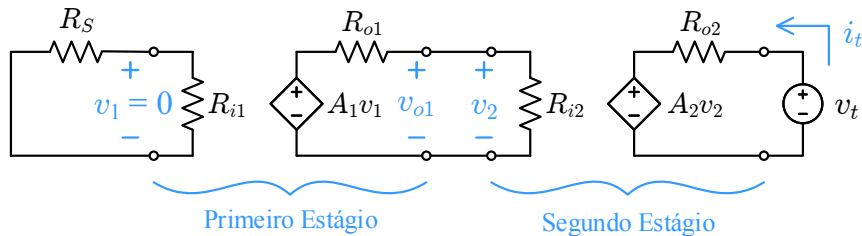
- Impedância de Entrada do Amplificador:

$$R_i = \frac{v_t}{i_t}$$

Metodologia de Análise



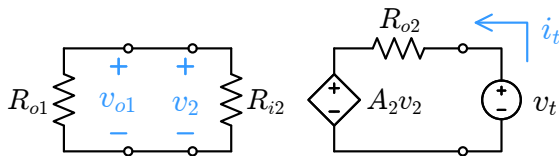
Metodologia de Análise



- Impedância de Saída do Amplificador:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t}$$

Metodologia de Análise



- Impedância de Saída do Amplificador:

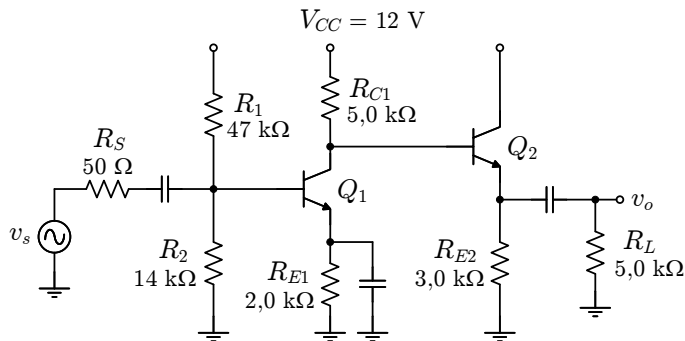
$$R_o = \frac{v_t}{i_t}$$

Exemplo de Análise

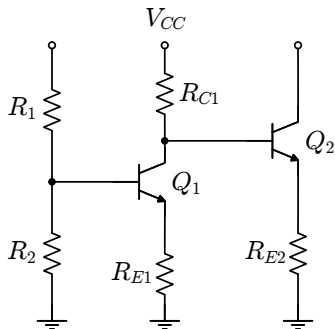
[EXEMPLO] Considere que o amplificador com dois estágios abaixo foi construído com transistores bipolares com ganho $\beta = 100$, tensão de joelho $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ e tensão térmica $v_T = 25 \text{ mV}$. Para esse amplificador, calcule:

(a) O ganho de tensão $A_V = v_o/v_s$ para pequenos sinais.

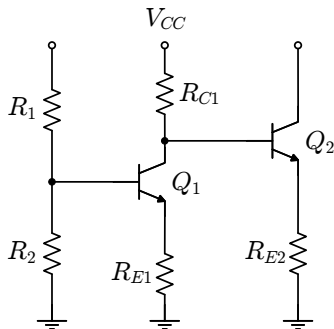
(b) As impedâncias de entrada e de saída.



Exemplo - Análise de Polarização



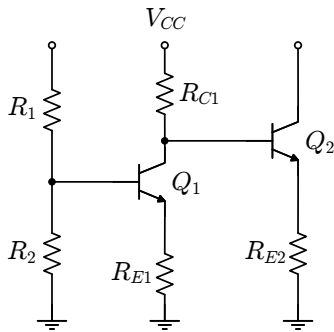
Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

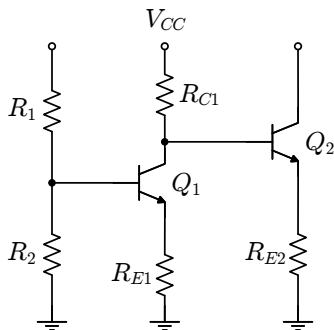
Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

Exemplo - Análise de Polarização

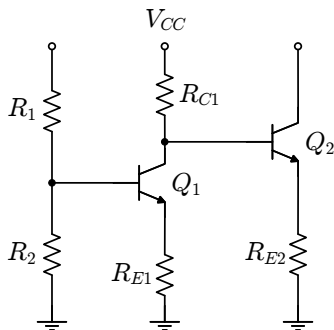


- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

Exemplo - Análise de Polarização

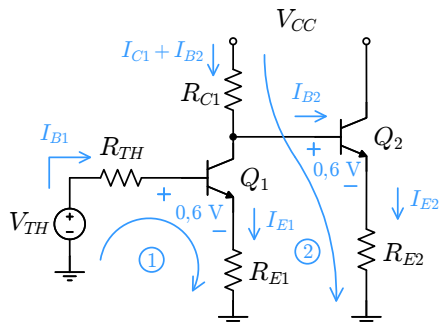


- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

Exemplo - Análise de Polarização

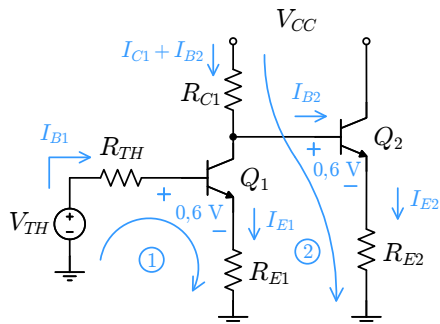


- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

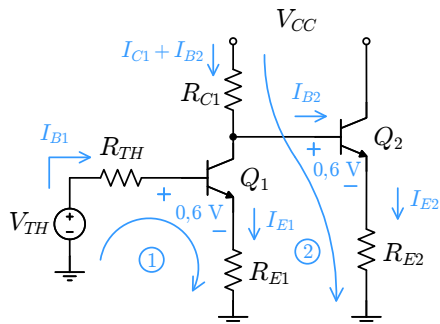
$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH} I_{B1} - 0,6 - R_{E1} I_{E1} = 0$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

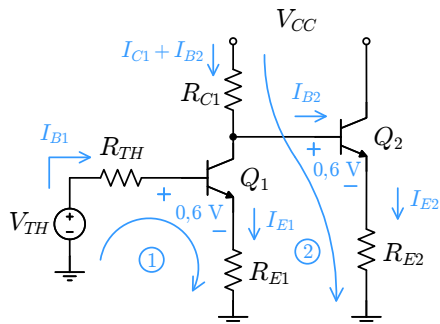
$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH} I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1) I_{B1} = 0$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

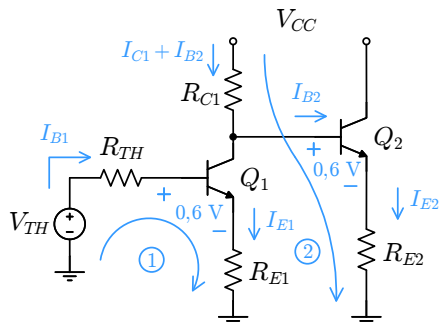
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH} I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1) I_{B1} = 0$$

$$I_{B1} = \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1) R_{E1}}$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

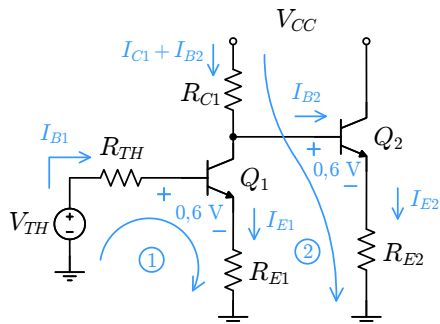
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH} I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1) I_{B1} = 0$$

$$I_{C1} = \beta \cdot \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1) R_{E1}} = 1,01 \text{ mA}$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) - 0,6 - R_{E2}I_{E2} = 0$$

- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75\text{ V}$$

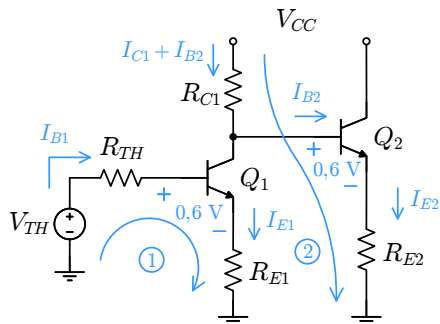
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8\text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH}I_{B1} - 0,6 - R_{E1}(\beta + 1)I_{B1} = 0$$

$$I_{C1} = \beta \cdot \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1)R_{E1}} = 1,01\text{ mA}$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) - 0,6 - R_{E2} \cdot (\beta + 1)I_{B2} = 0$$

- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

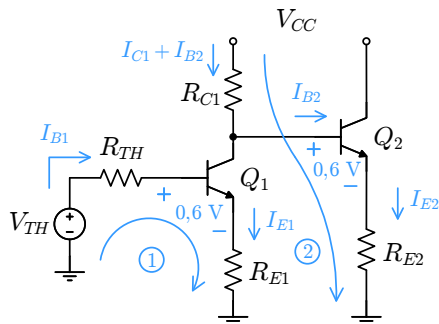
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH}I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1)I_{B1} = 0$$

$$I_{C1} = \beta \cdot \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1)R_{E1}} = 1,01 \text{ mA}$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) - 0,6 - R_{E2} \cdot (\beta + 1)I_{B2} = 0$$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - R_{C1}I_{C1} - 0,6}{R_{C1} + (\beta + 1)R_{E2}}$$

- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

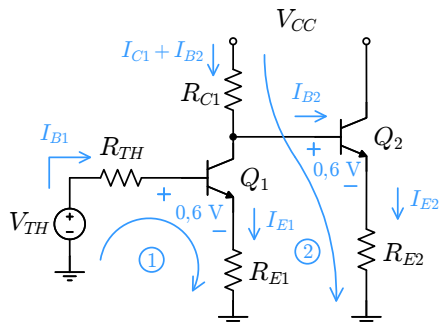
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH}I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1)I_{B1} = 0$$

$$I_{C1} = \beta \cdot \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1)R_{E1}} = 1,01 \text{ mA}$$

Exemplo - Análise de Polarização



- Equação da malha ②:

$$V_{CC} - R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) - 0,6 - R_{E2} \cdot (\beta + 1)I_{B2} = 0$$

$$I_{C2} = \beta \cdot \frac{V_{CC} - R_{C1}I_{C1} - 0,6}{R_{C1} + (\beta + 1)R_{E2}} = 2,06 \text{ mA}$$

- Equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{14}{47 + 14} \cdot 12 = 2,75 \text{ V}$$

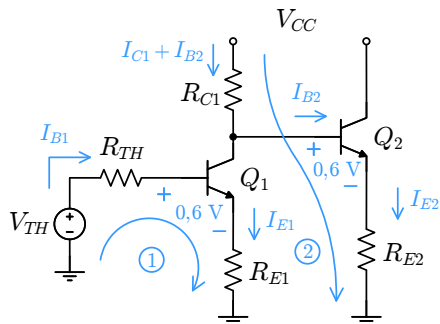
$$R_{TH} = 47 // 14 = 10,8 \text{ k}\Omega$$

- Equação da Malha ①:

$$V_{TH} - R_{TH}I_{B1} - 0,6 - R_{E1} \cdot (\beta + 1)I_{B1} = 0$$

$$I_{C1} = \beta \cdot \frac{V_{TH} - 0,6}{R_{TH} + (\beta + 1)R_{E1}} = 1,01 \text{ mA}$$

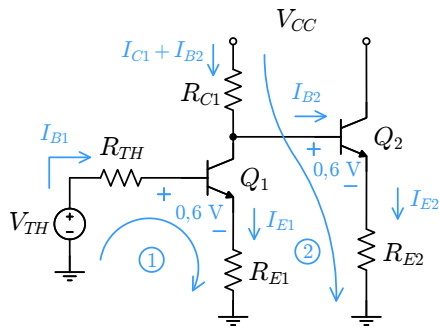
Exemplo - Análise de Polarização



- Parâmetros de pequenos sinais de Q_1 :

$$\begin{cases} g_{m1} = \frac{I_{C1}}{v_T} = \frac{1,01}{0,025} = 40,4 \text{ mA/V} \\ r_{\pi 1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{100}{40,4} = 2,48 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Exemplo - Análise de Polarização



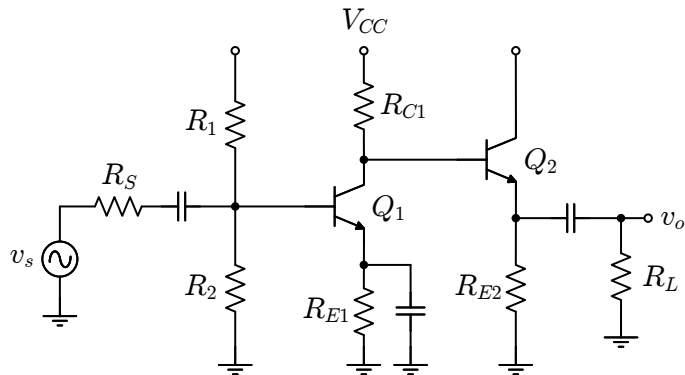
- Parâmetros de pequenos sinais de Q_1 :

$$\begin{cases} g_{m1} = \frac{I_{C1}}{v_T} = \frac{1,01}{0,025} = 40,4 \text{ mA/V} \\ r_{\pi1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{100}{40,4} = 2,48 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

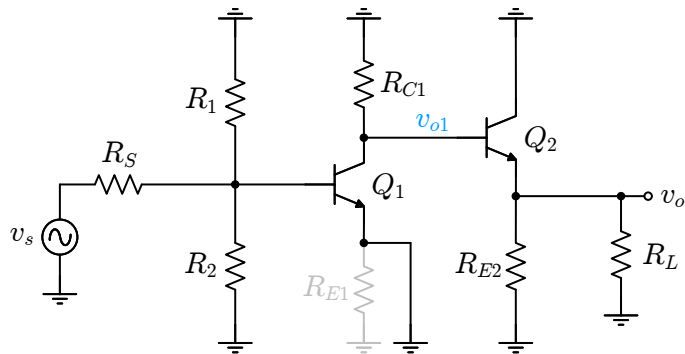
- Parâmetros de pequenos sinais de Q_2 :

$$\begin{cases} g_{m2} = \frac{I_{C2}}{v_T} = \frac{2,06}{0,025} = 82,4 \text{ mA/V} \\ r_{\pi2} = \frac{\beta}{g_{m2}} = \frac{100}{82,4} = 1,21 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

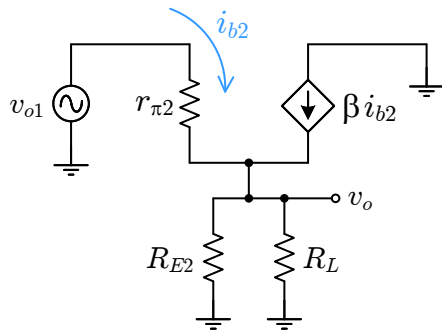
Exemplo - Análise de Pequenos Sinais



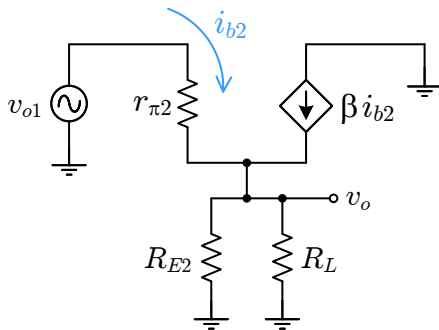
Exemplo - Análise de Pequenos Sinais



Exemplo - Análise do Segundo Estágio



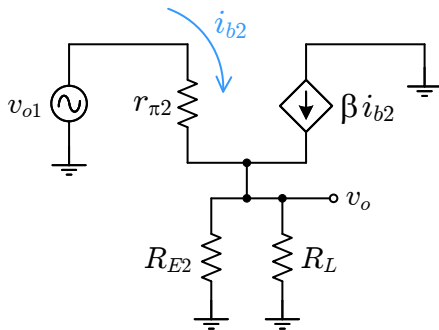
Exemplo - Análise do Segundo Estágio



- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

$$v_o = R_{E2} // R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio

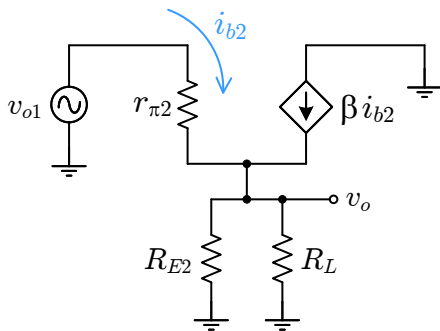


- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

$$v_o = R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

$$v_{o1} = r_{\pi 2} i_{b2} + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio



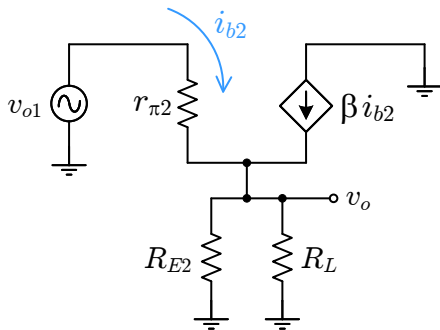
- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

$$v_o = R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

$$v_{o1} = r_{\pi 2} i_{b2} + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

$$A_{V2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{(\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L}{r_{\pi 2} + (\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L}$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio



- Ganho de Tensão do Segundo Estágio:

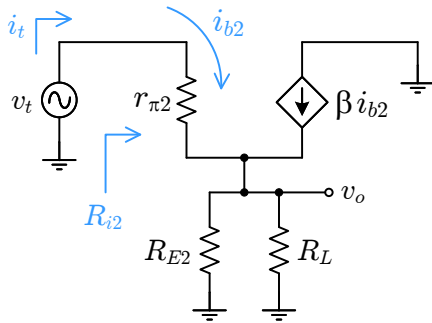
$$v_o = R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

$$v_{o1} = r_{\pi 2} i_{b2} + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

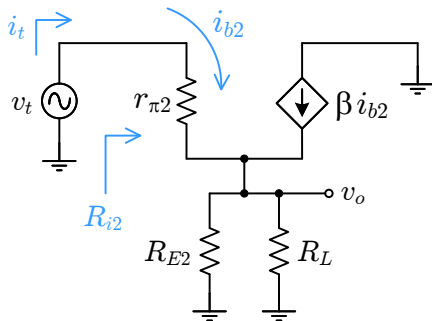
$$A_{V2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{(\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L}{r_{\pi 2} + (\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L}$$

$$A_{V2} = 0,994 \text{ V/V}$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio



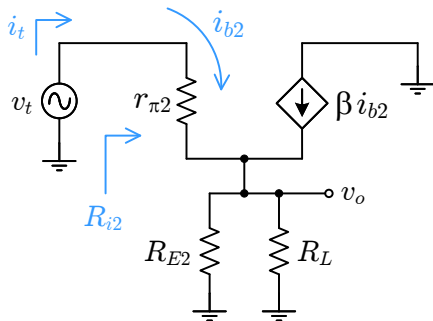
Exemplo - Análise do Segundo Estágio



- Impedância de Entrada do Segundo Estágio:

$$v_t = r_{\pi 2} i_{b2} + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_{b2}$$

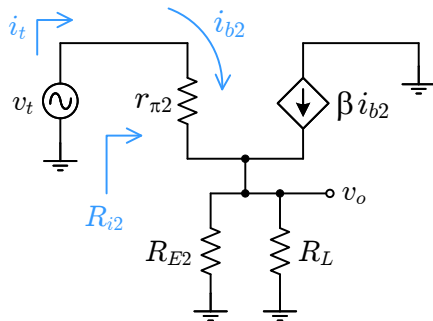
Exemplo - Análise do Segundo Estágio



- Impedância de Entrada do Segundo Estágio:

$$v_t = r_{\pi 2} i_t + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_t$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio

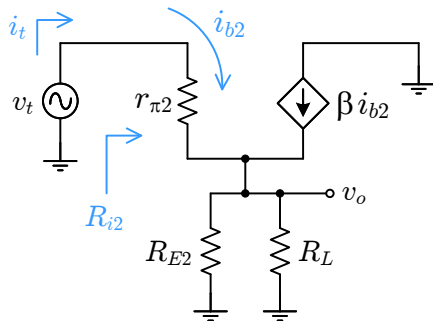


- Impedância de Entrada do Segundo Estágio:

$$v_t = r_{\pi 2} i_t + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_t$$

$$R_{i2} = \frac{v_t}{i_t} = r_{\pi 2} + (\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L$$

Exemplo - Análise do Segundo Estágio



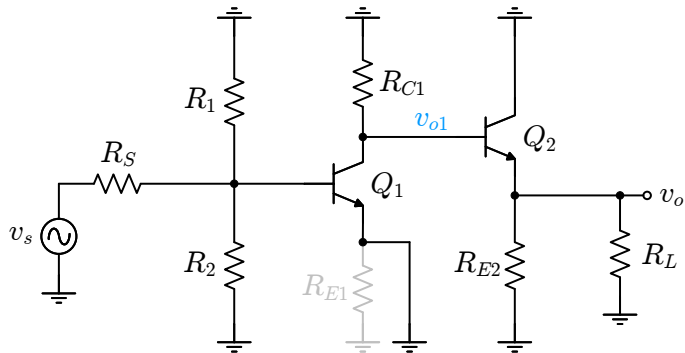
- Impedância de Entrada do Segundo Estágio:

$$v_t = r_{\pi 2} i_t + R_{E2} \parallel R_L \cdot (\beta + 1) i_t$$

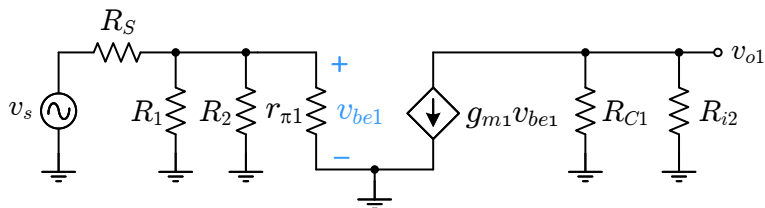
$$R_{i2} = \frac{v_t}{i_t} = r_{\pi 2} + (\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L$$

$$R_{i2} = 190,6 \text{ k}\Omega$$

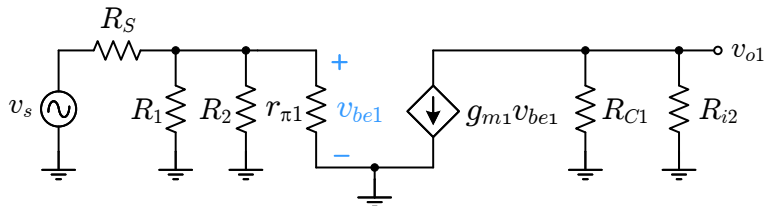
Exemplo - Análise do Primeiro Estágio



Exemplo - Análise do Primeiro Estágio



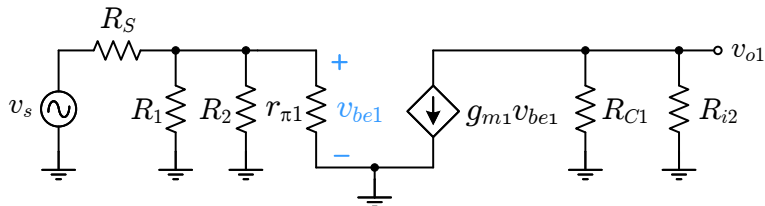
Exemplo - Análise do Primeiro Estágio



- Ganho de Tensão:

$$v_{o1} = -g_{m1} v_{be1} \cdot R_{C1} \parallel R_{i2}$$

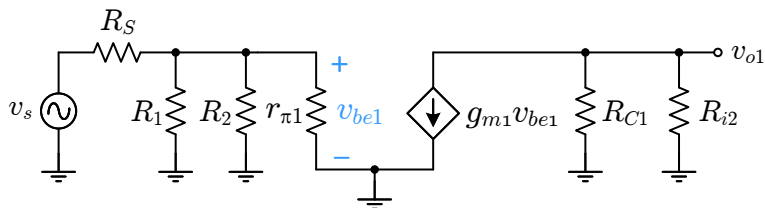
Exemplo - Análise do Primeiro Estágio



- Ganho de Tensão:

$$v_{o1} = -g_{m1} \left(\frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}} \cdot v_s \right) \cdot R_{C1} \parallel R_{i2}$$

Exemplo - Análise do Primeiro Estágio

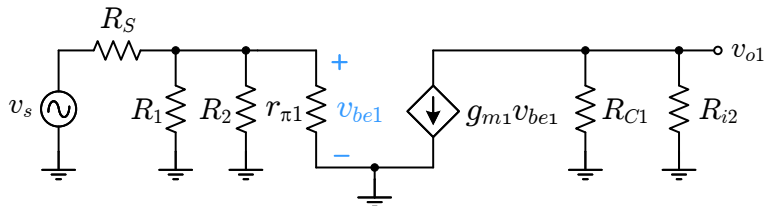


- Ganho de Tensão:

$$v_{o1} = -g_{m1} \left(\frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}} \cdot v_s \right) \cdot R_{C1} \parallel R_{i2}$$

$$A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_s} = -g_{m1} R_{C1} \parallel R_{i2} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}$$

Exemplo - Análise do Primeiro Estágio



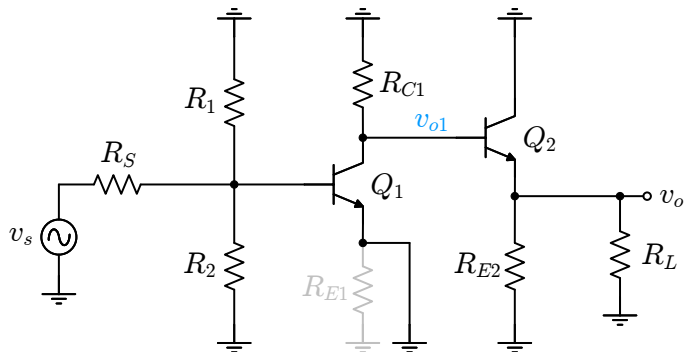
- Ganho de Tensão:

$$v_{o1} = -g_{m1} \left(\frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}} \cdot v_s \right) \cdot R_{C1} \parallel R_{i2}$$

$$A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_s} = -g_{m1} R_{C1} \parallel R_{i2} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}$$

$$A_{V1} = -192,0 \text{ V/V}$$

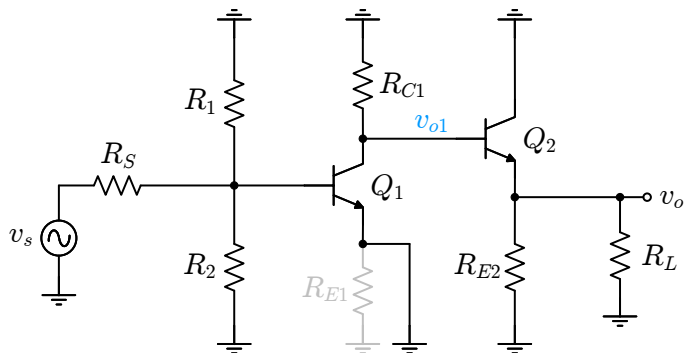
Exemplo - Análise de Pequenos Sinais



- Ganho de Tensão Global:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{o1}}{v_s} \cdot \frac{v_o}{v_{o1}}$$

Exemplo - Análise de Pequenos Sinais

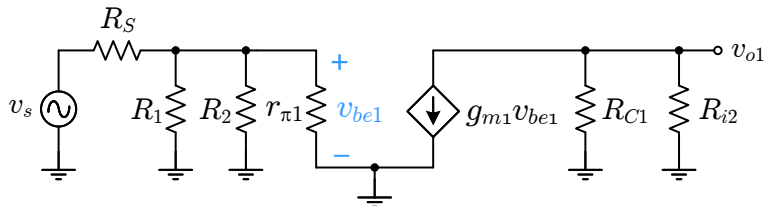


- Ganho de Tensão Global:

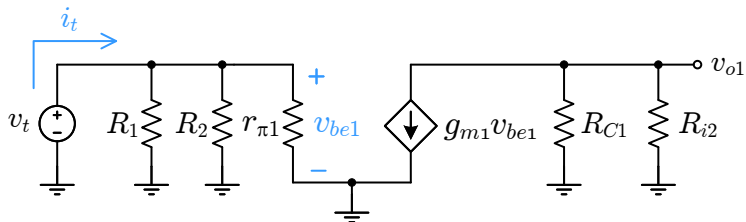
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{o1}}{v_s} \cdot \frac{v_o}{v_{o1}}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = -192,0 \cdot 0,994 = -190,85 \text{ V/V}$$

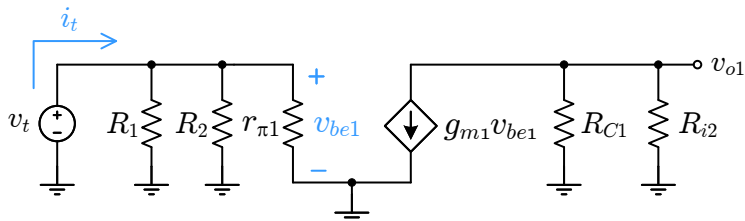
Exemplo - Impedância de Entrada



Exemplo - Impedância de Entrada



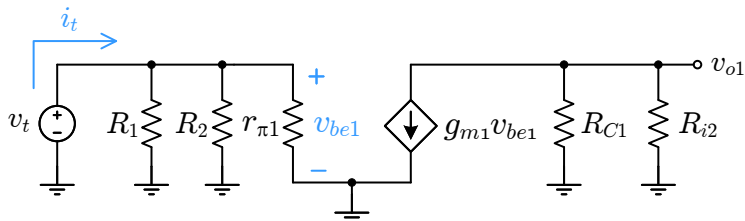
Exemplo - Impedância de Entrada



- Impedância de Entrada:

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}$$

Exemplo - Impedância de Entrada

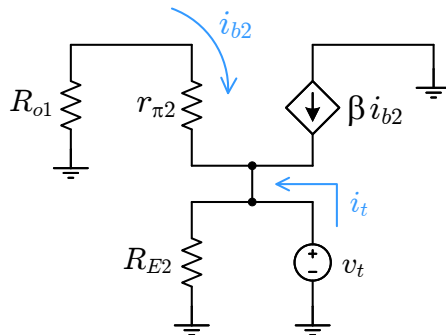


- Impedância de Entrada:

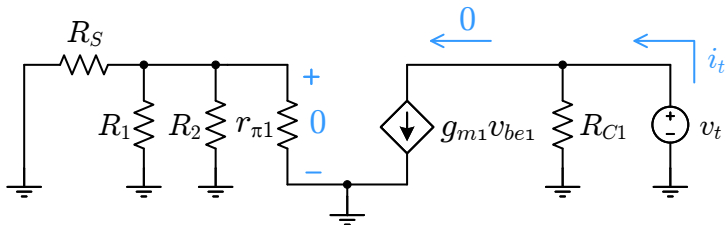
$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}$$

$$R_i = 2,02 \text{ k}\Omega$$

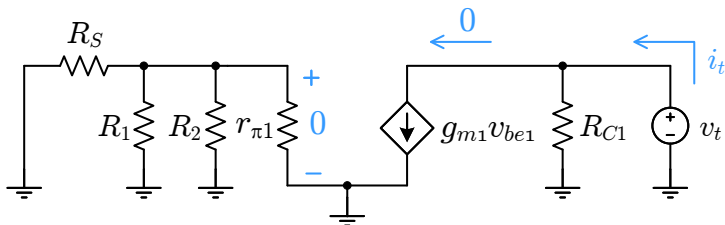
Exemplo - Impedância de Saída



Exemplo - Impedância de Saída



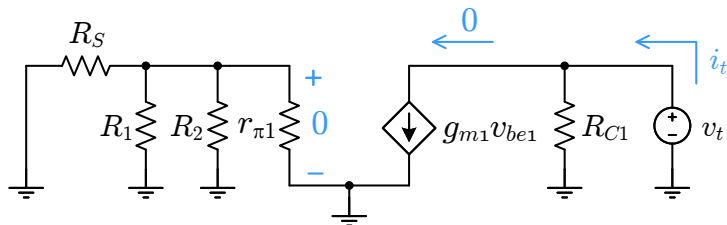
Exemplo - Impedância de Saída



- Impedância de Saída do Primeiro Estágio:

$$R_{o1} = \frac{v_t}{i_t} = R_{C1}$$

Exemplo - Impedância de Saída

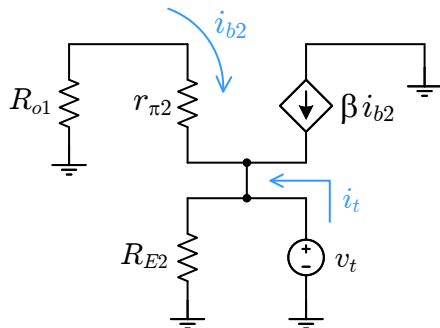


- Impedância de Saída do Primeiro Estágio:

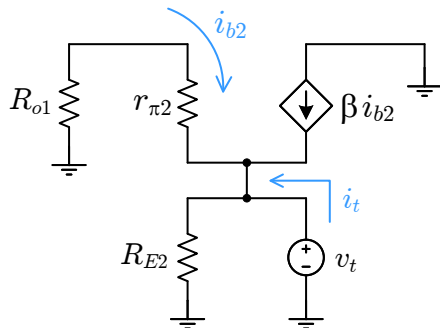
$$R_{o1} = \frac{v_t}{i_t} = R_{C1}$$

$$R_{o1} = 5,0 \text{ k}\Omega$$

Exemplo - Impedância de Saída



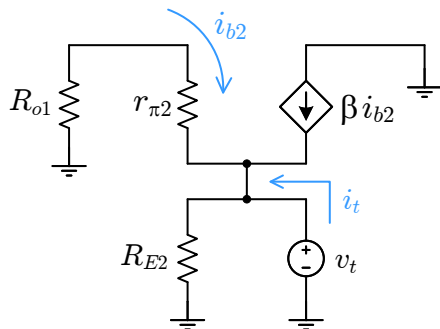
Exemplo - Impedância de Saída



- Corrente de base:

$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}}$$

Exemplo - Impedância de Saída



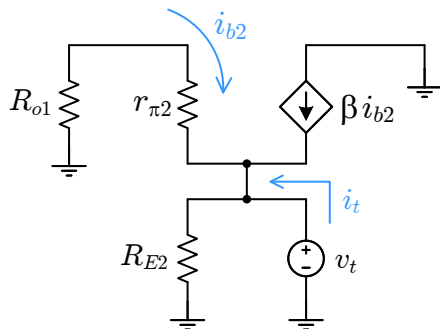
- Corrente de base:

$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}}$$

- Equação Nodal:

$$-i_t + \frac{v_t}{R_{E2}} - (\beta + 1) i_{b2} = 0$$

Exemplo - Impedância de Saída



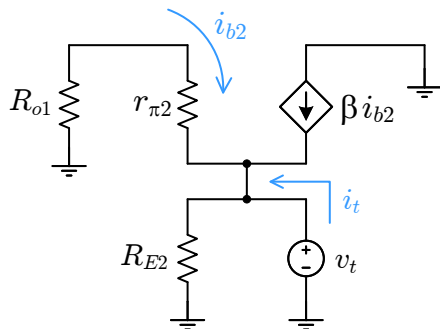
- Corrente de base:

$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}}$$

- Equação Nodal:

$$-i_t + \frac{v_t}{R_{E2}} + (\beta + 1) \cdot \frac{v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}} = 0$$

Exemplo - Impedância de Saída



- Corrente de base:

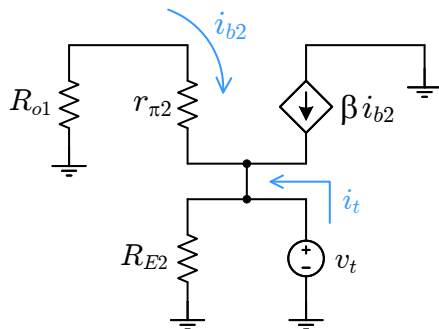
$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi2}}$$

- Equação Nodal:

$$-i_t + \frac{v_t}{R_{E2}} + (\beta + 1) \cdot \frac{v_t}{R_{o1} + r_{\pi2}} = 0$$

$$v_t \left(\frac{1}{R_{E2}} + \frac{\beta + 1}{R_{o1} + r_{\pi2}} \right) = i_t$$

Exemplo - Impedância de Saída



- Impedância de Saída:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_{E2} \parallel \left(\frac{R_{o1} + r_{\pi 2}}{\beta + 1} \right)$$

- Corrente de base:

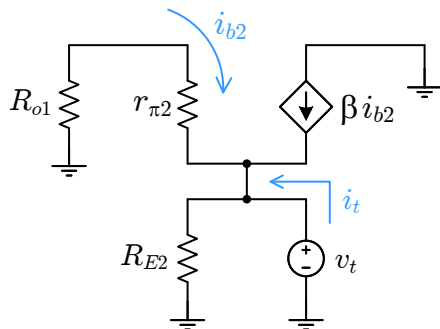
$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}}$$

- Equação Nodal:

$$-i_t + \frac{v_t}{R_{E2}} + (\beta + 1) \cdot \frac{v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}} = 0$$

$$v_t \left(\frac{1}{R_{E2}} + \frac{\beta + 1}{R_{o1} + r_{\pi 2}} \right) = i_t$$

Exemplo - Impedância de Saída



- Impedância de Saída:

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_{E2} \parallel \left(\frac{R_{o1} + r_{\pi 2}}{\beta + 1} \right)$$

$$R_o = 60,25 \, \Omega$$

- Corrente de base:

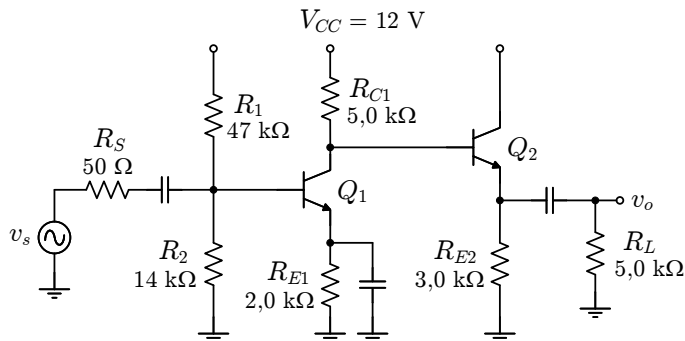
$$i_{b2} = \frac{0 - v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}}$$

- Equação Nodal:

$$-i_t + \frac{v_t}{R_{E2}} + (\beta + 1) \cdot \frac{v_t}{R_{o1} + r_{\pi 2}} = 0$$

$$v_t \left(\frac{1}{R_{E2}} + \frac{\beta + 1}{R_{o1} + r_{\pi 2}} \right) = i_t$$

Comparação de Desempenho

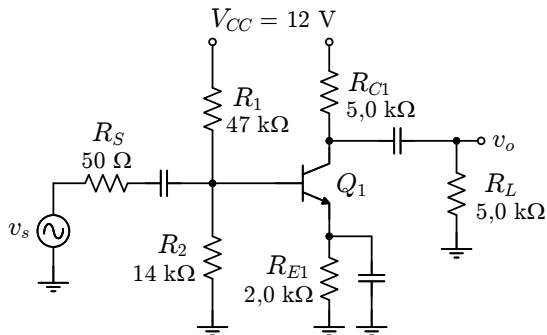


- Ganho de Tensão:

$$A_V = \left(-g_{m1} R_{C1} \parallel R_{i2} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}} \right) \cdot \left(\frac{(\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L}{r_{\pi 2} + (\beta + 1) R_{E2} \parallel R_L} \right)$$

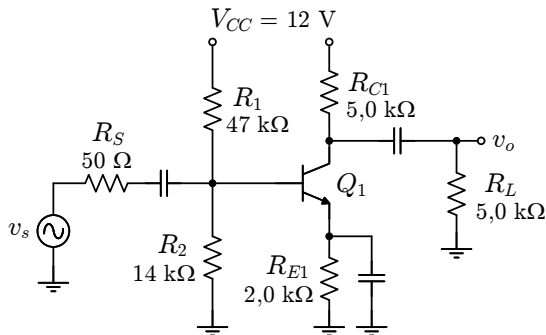
$$A_V = -190,85 \text{ V/V}$$

Comparação de Desempenho



- Ganho de Tensão:

Comparação de Desempenho



- Ganho de Tensão:

$$A_V = -g_{m1} R_{C1} \parallel R_L \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}{R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi 1}}$$

$$A_V = -98,6 \text{ V/V}$$