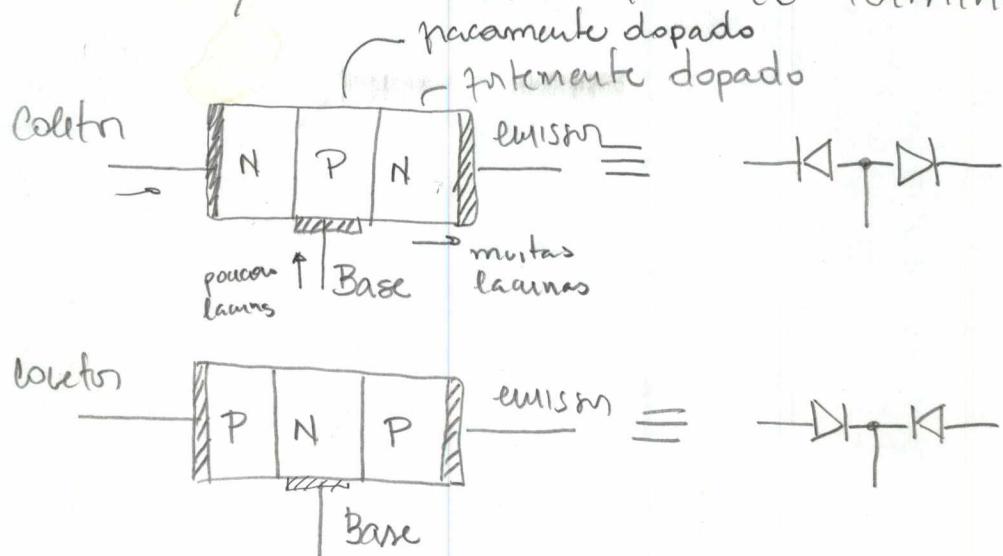


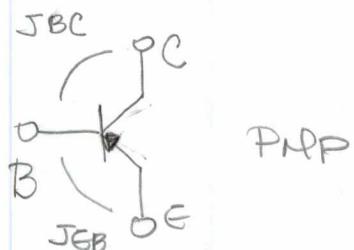
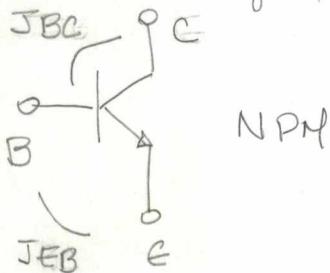
III - TRANSISOR DE JUNÇÕES BIPOAR

1. Introdução

- Dispositivo semicondutor de três terminais:



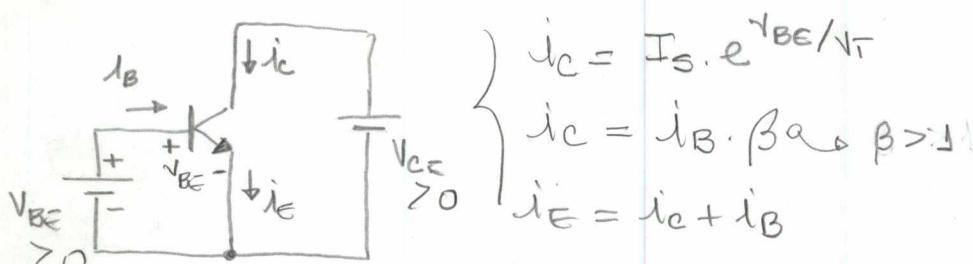
- Símbolos gráficos



- Regiões de operação

Modo:	JEB	JBC
LORTE	Maisa	Maisa
ATIVO	dirita	Maisa
SATURACAO	dirita	dirita

- Relações fundamentais (NPM) (Modo ativo)



($\beta = 1$ comulações no okado)

$\beta: 100-200$ (pequeno)

$\beta: 1-50$ (potência)

$\beta > 1000$: Darlington

β : ganho de corrente em

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T}}{\beta}$$

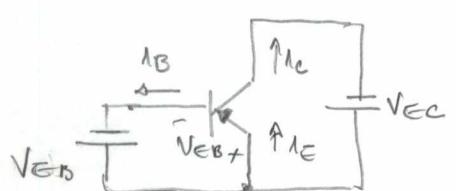
$$\begin{aligned} i_E &= i_C + i_B = I_S e^{V_{BE}/V_T} + \frac{I_S}{\beta} \cdot \exp^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ &= \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \end{aligned}$$

$$\left. \right\} i_E = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \cdot i_C = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot i_C$$

$$i_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot i_E = \alpha \cdot i_E \quad \therefore \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \approx 1$$

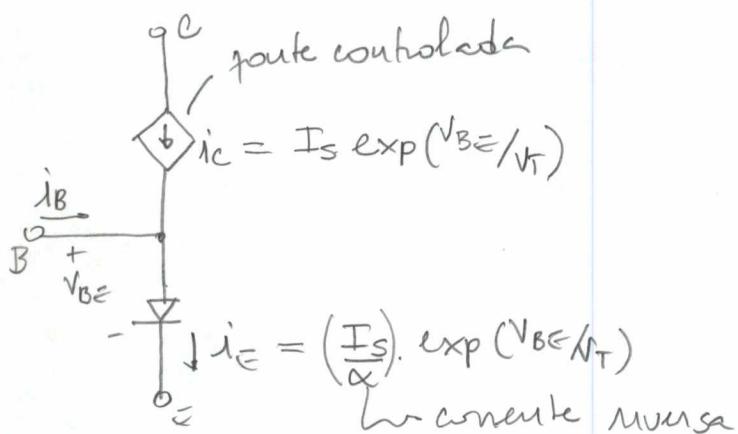
α : proporção de i_E correspondente a i_C
 → ou ganho de corrente base comum

Relações fundamentais (PNP)

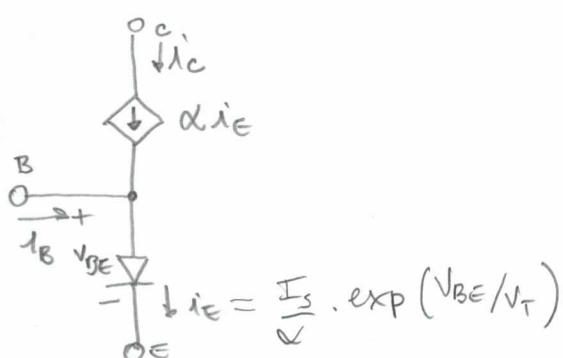


$$\left. \right\} \begin{aligned} i_C &= I_S \cdot \exp(V_{BE}/V_T) & i_C &= \alpha \cdot i_E \\ i_C &= \beta \cdot i_B \\ i_E &= i_C + i_B \end{aligned}$$

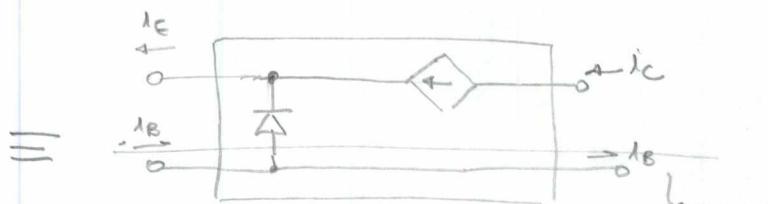
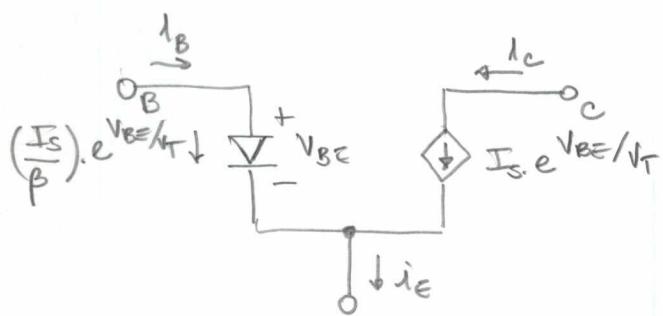
2. Modelos EQUIVALENTES



} Modelos não-linear
 de fonte de corrente controlada por V_{BE}

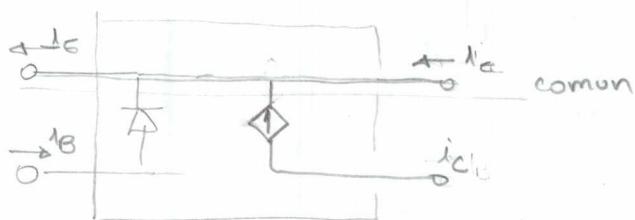
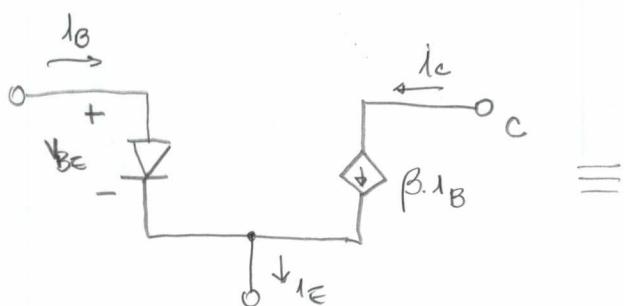


} Também não-linear



$$i_C = \alpha \cdot i_E$$

↳ ganho de base comum

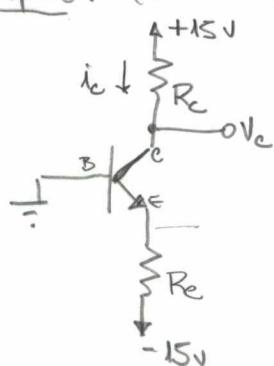


$$i_C = \beta \cdot i_B$$

↳ ganho de emissão comum

Para o pnp: muda os sentidos das correntes e do viés (eV_{BE})

Exemplo: (4.1 do livro)



$$\beta = 100$$

$$V_{BE} = 0,7V \text{ para } I_C = 1mA$$

Projete o circuito para ter $V_C = 5V$ e $I_C = 2mA$

Solução: Para ter $V_C = 5V$, $R_C = \frac{15 - 5}{I_C = 2mA} = 5k\Omega$

$$\text{Com } I_C = 2mA \Rightarrow I_B = i_E / \beta = 0,02mA$$

$$\text{Com } I_{C1} = I_s \cdot e^{V_{B1}/V_T} \text{ e } I_{C2} = I_s \cdot e^{V_{B2}/V_T}$$

$$\text{Ent} \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{(V_{B2} - V_{B1})}{V_T}} \Rightarrow V_{B2} = V_{B1} + V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

Assim, com $V_{B1} = 0,7V$ e $I_{C2} = 1mA$: temos $I_{C1} = 2mA$

$$V_{B1} = 0,7 + V_T \cdot \ln \left(\frac{2mA}{1mA} \right) \approx 0,717V$$

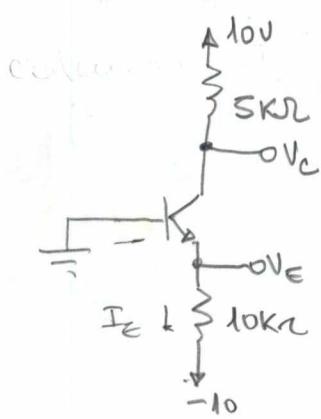
$$\text{Assim } V_E = -0,717V = V_B - V_{BE}$$

$$\text{e } I_E = \frac{1}{\alpha} \cdot I_C = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_C = \frac{101}{100} \cdot 2mA = 2,02mA (\in I_C + I_B)$$

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

(4)

Exercício 4.8.



$V_E = -0,7V$. Com $\beta = 50$, encontre I_E , I_B , I_C e V_C

$$I_E = \frac{V_E - (-10)}{10k\Omega} = \frac{9,3}{10k\Omega} = 0,93mA$$

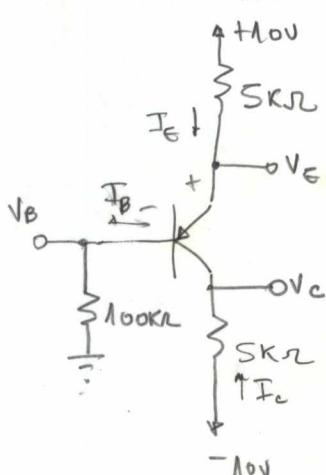
$$I_C = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E = \frac{50}{51} \cdot 0,93mA = 0,911765mA$$

$$I_B = \frac{1}{\beta} \cdot I_C = \frac{1}{50} \cdot \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E = \frac{1}{51} \cdot 0,93mA = 0,018235mA = 18,23\mu A$$

$$V_C = 10 - 5000 \cdot I_C$$

$$V_C = 10 - 4,558825 = 5,44V$$

Exercício 4.8



$$P/ V_B = 1V \text{ e } V_C = 1,7V$$

$$\alpha \text{ e } \beta = ? \quad V_C = ?$$

$$V_{EB} = 1,7 - 1V = 0,7V$$

$$I_E = \frac{10 - 1,7}{5k\Omega} = 1,66mA$$

$$I_B = \frac{1V}{100000} = 10^{-5}A$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \Rightarrow \beta = \frac{I_E}{I_B} - 1 = \frac{1,66}{10^{-5}} = 166$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{166}{167} = 0,993976$$

$$V_C = -10 + 5000 \cdot I_C$$

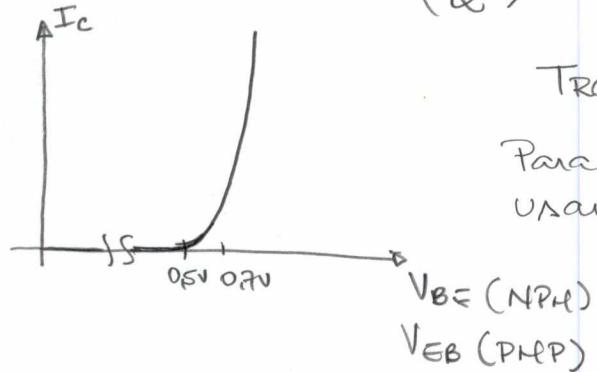
$$= -10 + 5000 \cdot \alpha \cdot I_C$$

$$= -1,75V$$

3. CURVAS CARACTERÍSTICAS

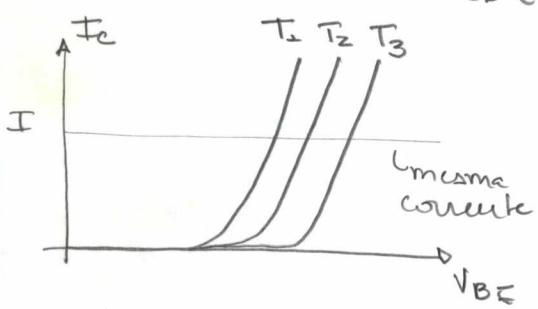
3.1. Relações $I_c \times V_{BE}$

$$\left. \begin{array}{l} I_c = I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \\ I_B = \left(\frac{I_s}{\beta}\right) \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \\ I_E = \left(\frac{I_s}{\alpha}\right) \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \end{array} \right\}$$



Transistor de silício

Para análise rápida de circuitos DC
usando transistores: $V_{BE} = \text{cte} = 0,7V$.



$$T_1 > T_2 > T_3$$

$$\text{pois } V_T = \frac{\text{const. de Boltzmann}}{q} \frac{K \cdot T}{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Jules/K}}$$

$1,1602 \cdot 10^{-19} \text{ e}$

$$T_1 > T_2 > T_3 \Rightarrow V_{T_1} > V_{T_2} > V_{T_3}$$

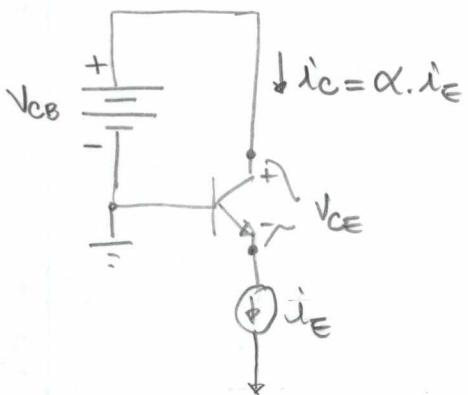
Com o aumento da temperatura, V_T aumenta. Para uma corrente de colaror constante I , V_{BE}/V_T deve se manter constante. Assim, aumentando V_T , V_{BE} deve aumentar também para se manter a corrente I .

Por outro lado: sendo $T_1 > T_2 > T_3$, $V_{T_1} > V_{T_2} > V_{T_3}$,

$$\text{ou } \frac{1}{V_{T_1}} < \frac{1}{V_{T_2}} < \frac{1}{V_{T_3}}$$

Nas diâframas planas: sempre em outros níveis.

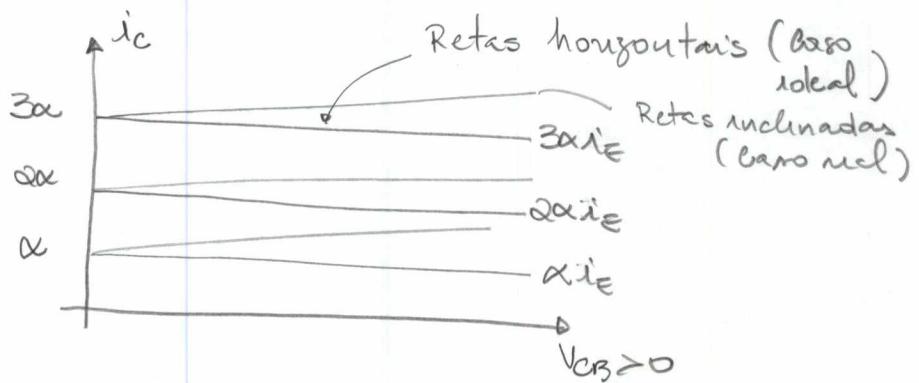
3.2. Relações $I_C \times V_{CE}$



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

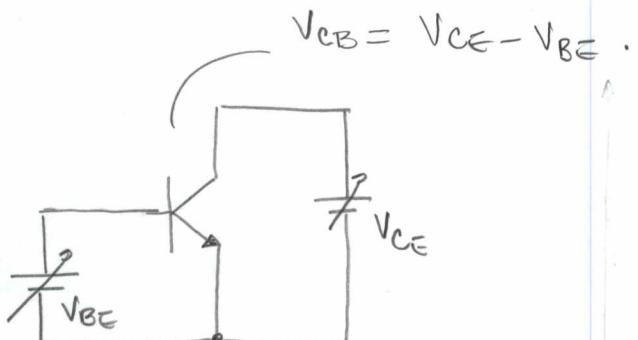
$$V_C = V_B + V_{CB} = V_{CB}$$

$$V_E = V_C - V_{CE} = V_{CB} - V_{CE}$$



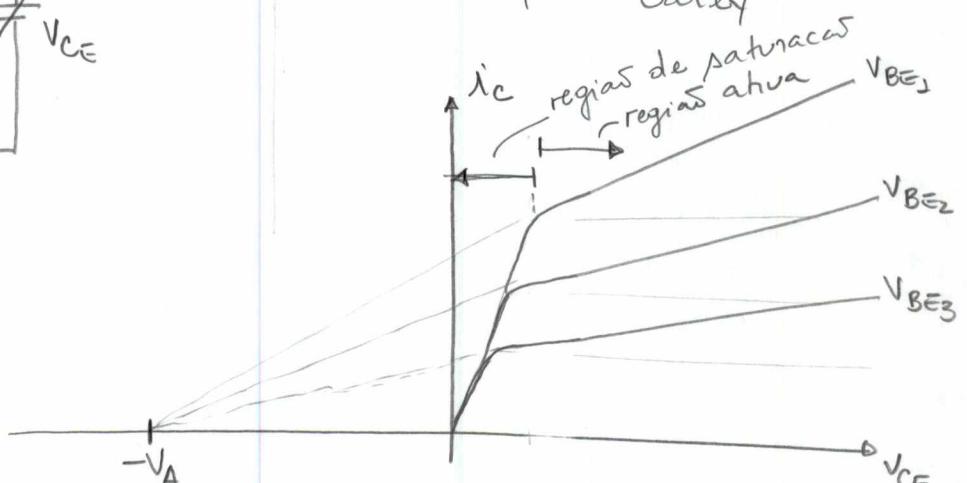
Efeito Early:

Com o aumento de V_{CB} , ocorre um aumento de largura da região de depleção da junta JCB (Em polarizações reusa), aumentando assim o número de elétrons que atravessam a junta ($I_S \uparrow$). Essa corrente se soma à corrente αi_E , aumentando I_C .



$$I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T) \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

termo que considera o efeito early



Tipicamente V_A entre 50 e 100V

A inclinação implica que a resistência de saída, do ponto de vista do coletor, não é nula!

Assim, definisce-se:

$$r_o = \left(\frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}} \Big|_{V_{BE} = \text{cte}} \right)^{-1}$$

$$\text{Sendo } I_c = I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

$$\frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}} = I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \cdot \frac{1}{V_A}$$

Definindo I_c como a corrente do coletor proxima da região de saturação (na região ativa próxima do Joelho), temos $V_{CE} \ll V_A$:

$$I_c = I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)}_{\approx 1}$$

Assim:

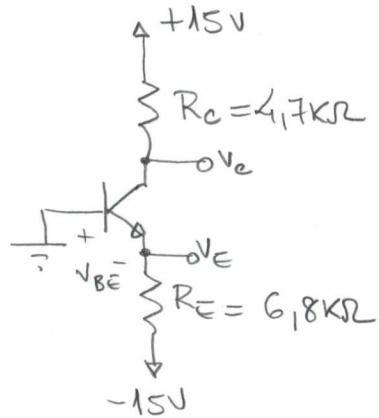
$$\frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}} \approx \frac{I_c}{V_A} \Rightarrow r_o \approx \frac{V_A}{I_c}$$

Para a análise DC, r_o é raramente considerada. r_o tem uma importância maior na análise de amplificadores transistorizados.

4. Análise DC de circuitos com TJBs.

Assume-se $V_{BE} = 0,7V$ se JBE polarizado diretamente.
(modelo V_{BE} constante)

4.1. Exemplo 4.1 com $R_C = 4,7k\Omega$ e $R_E = 6,8k\Omega$



$$\text{Com } V_{BE} = 0,7V : V_E = -0,7V$$

$$I_E = \frac{-0,7 + 15}{6,8 \cdot 10^3} = \underline{\underline{2,103 \text{ mA}}}$$

$$\text{Com } \beta = 100,$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E = \underline{\underline{2,082 \text{ mA}}}$$

$$\text{e } V_C = 15 - 4,7 \cdot 10^3 \cdot I_C \\ = \underline{\underline{5,214036 \text{ V}}}$$

No exemplo 4.1, $I_C = 2\text{mA}$, $I_E = 2,02\text{mA}$, $V_C = 5\text{V}$.

Supondo que, no exemplo 4.1 com $I_C = 2\text{mA}$ (supondo I_E controlado por uma fonte de corrente) temos: $\underline{\underline{V_C = 15V - R_C \cdot 2,10^3}}$

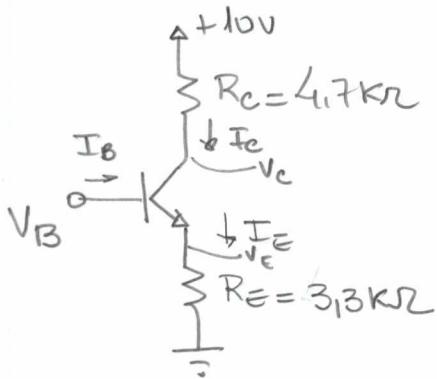
$$\text{Supondo } R_C = 5k\Omega \pm 5\% = 5k\Omega \pm 250\Omega$$

$$\begin{aligned} V_C &= 15V - 2,10^3 \cdot (5000 \pm 250) \\ &= 15V - 2,10^3 \cdot 5000 \pm 2,10^3 \cdot 250 \\ &= 5V \pm 0,5V \end{aligned}$$

$\overbrace{R_C \text{ ideal}}$ $\overbrace{\text{Divido à imprecisão na resistência}}$

Com a análise aproximada, chegou-se a $V_C \approx 5,21\text{V}$, que é bem aceitável dadas as incertezas quanto a R_C .

4.2 Circuito do Exemplo 4.2.



$$\begin{aligned} V_C &= 10 - R_C \cdot I_C \\ &= 10 - 4,7 \cdot 10^3 \cdot 0,99 \cdot 10^{-3} \\ &\approx \underline{\underline{5,3465V}} \end{aligned}$$

$$p / V_B = 4V \text{ e } \beta = 100 :$$

$$V_E = V_B - 0,7V \Rightarrow \underline{\underline{V_E = 3,3V}}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3,3}{3,3 \cdot 10^3} = \underline{\underline{1mA}}$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E = \frac{100}{101} \cdot 10^{-3} = \underline{\underline{0,99mA}}$$

$$I_B = I_E - I_C = \underline{\underline{0,01mA}}$$

Partiu-se do princípio de que o transistore estava no modo ativo (I_{BE} direto, I_{CB} reverso). Verificar se esta hipótese se mantém.

Condição 1: I_{BE} em polarizações direta

$$\checkmark V_B > 0,7V, \text{ o que se verifica com } V_B = 4V$$

Condição 2: I_{CB} em polarizações reversa

$$\checkmark V_C > V_B, \text{ o que se verifica com } V_C \approx 5,34V \text{ e } V_B = 4V.$$

Se $V_B = 6V$, o transistore estava em saturação!

Questão concitiva: 'Condições p/ o transistore operando no modo ativo?

$$V_B > 0,7V \text{ e } V_C > V_B$$

Mas V_C depende de V_B :

$$V_C = 10 - R_C \cdot I_C = 10 - R_C \cdot \alpha \cdot I_E = 10 - R_C \alpha \cdot \frac{(V_B - 0,7)}{R_E}$$

$$V_C > V_B \Rightarrow 10 - \frac{R_C \alpha}{R_E} \cdot (V_B - 0,7) > V_B$$

$$10 + \frac{R_C \alpha}{R_E} \cdot 0,7 > V_B \cdot \left(1 + \frac{R_C \alpha}{R_E}\right)$$

o que resulta em

$$\boxed{V_B < \frac{(10 + \frac{R_C \alpha}{R_E} \cdot 0,7)}{\left(1 + \frac{R_C \alpha}{R_E}\right)}}$$

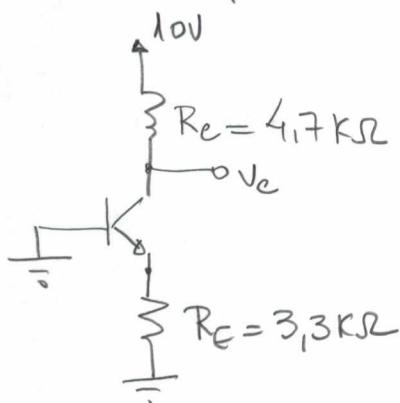
$$\text{P/ } R_C = 4,7 \cdot 10^3, R_E = 3,3 \cdot 10^3 \text{ e } \alpha = \frac{100}{101}$$

$$V_B < \frac{10,987099}{2,410141} \approx \underline{\underline{4,55V}}$$

$$\boxed{V_B < 4,55V}$$

$$\underline{\underline{0,7V < V_B < 4,55V}}$$

4.3. Exemplo 4.4 do livro



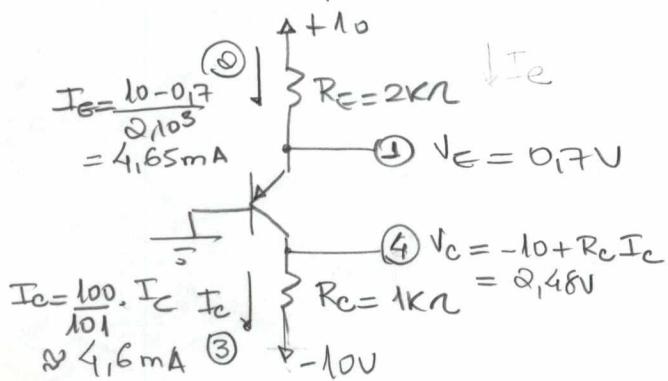
Com $V_B = 0V$, a I_{EB} não estaria em condições de conduzir, implicando em $I_E = 0$ e $I_C = 0$

$$\underline{\underline{V_E = 10V}}$$

Transistor em corte p/

$$\underline{\underline{V_B < 0,7V}}$$

4.4. Exemplo 4.5 do livro



O valor de β não influencia muito o modo de operação.

β é geralmente não especificado: Um bom projeto é pouco sensível aos valores de β .

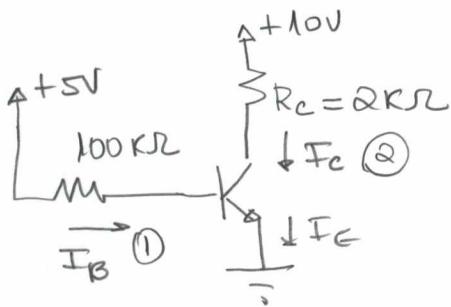
β não foi dado!

Assumir $\beta=100$, isso não ajuda muito $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$, pois grandes

Variações de β implicam em pequenas variações de α . Mas este circuito é mal-condicionado para I_B , que não pode se alterar de forma controlável

Um bom projeto é pouco sensível aos valores de β .

4.5 Exemplo 4.6 do livro



$$\beta = 100$$

① $I_B = \frac{5 - 0,7}{100 \cdot 10^3} \approx 0,043 \text{ mA}$

② $I_C = \beta \cdot I_B = 4,3 \text{ mA}$

③ $V_C = 10 - R_C \cdot I_C = 1,4 \text{ V}$

Com $V_C = 1,4 \text{ V}$, $V_{CB} = V_C - V_B = 1,4 - 0,7 = 0,7 \text{ V}$

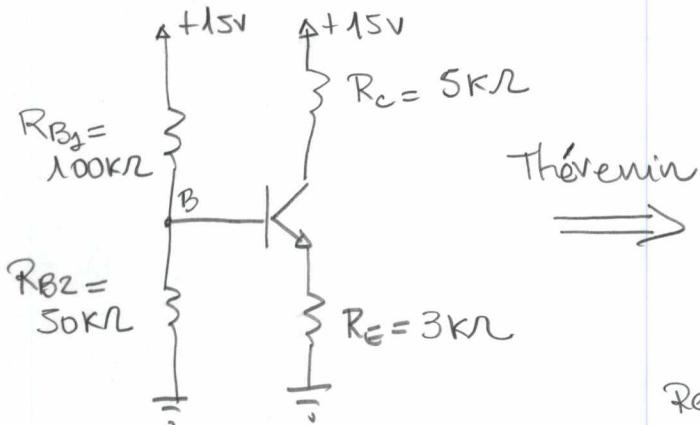
A SCB está ainda polarizada inversamente e o TGB está em modo ativo

④ $I_E = (\beta + 1) I_B \approx 4,3 \text{ mA}$

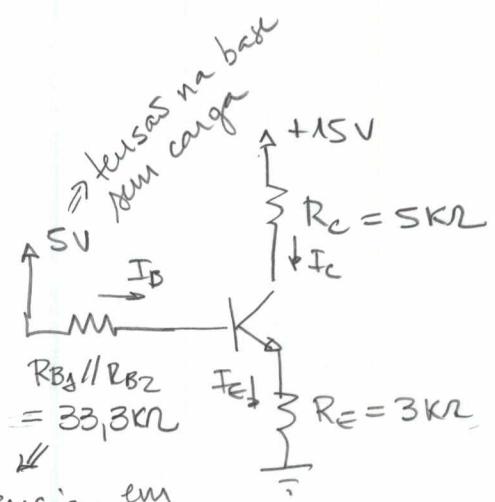
I_E depende muito de β .

Este não é um bom circuito para se manter na região ativa com pouca influência de β .

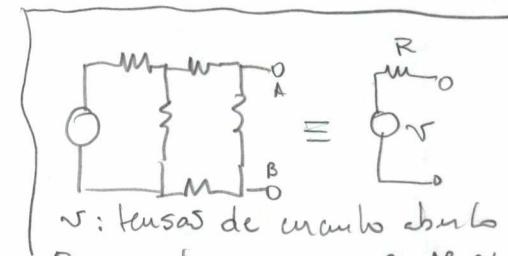
4.6 Exemplo 4.7 do livro



Thévenin \Rightarrow



Resistência em curto



$$5 - \left(R_{B1} // R_{B2} \right) \cdot I_B - 0,7 - R_E \cdot I_E = 0$$

$$\hookrightarrow I_E (\beta + 1) \quad \curvearrowleft (\beta + 1) \cdot I_B$$

$$I_E = \frac{5 - 0,7}{R_E + R_{BB}/(\beta + 1)} \approx \underline{\underline{1,29 \text{ mA}}}$$

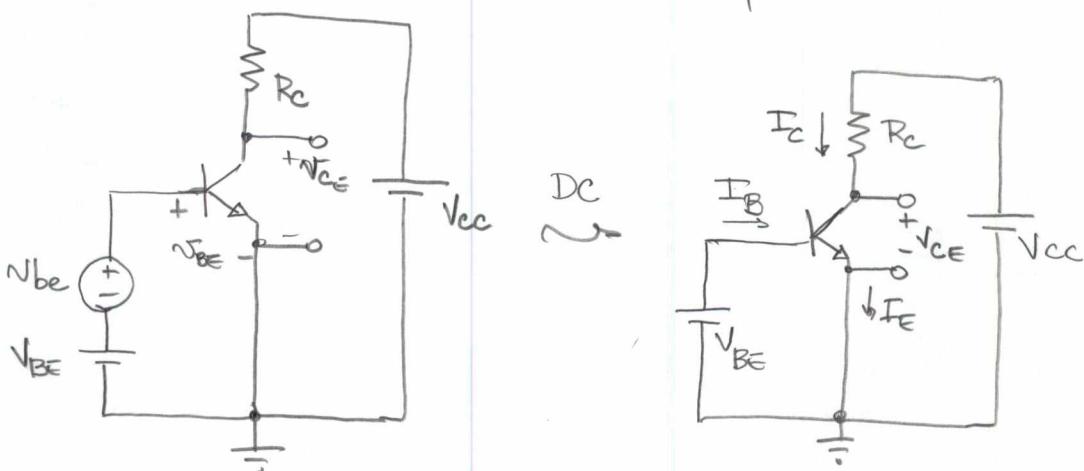
$$I_B = \frac{1,29 \text{ mA}}{\beta + 1} = \underline{\underline{0,0128 \text{ mA}}}$$

$$V_B = 0,7 + R_E \cdot I_E = \underline{\underline{4,57 \text{ V}}}$$

$$V_C = 15 - R_C \cdot \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E = \underline{\underline{8,6 \text{ V}}}$$

5. O TJB COMO AMPLIFICADOR

Requisitos: transistor operando no modo ativo, num ponto quiescente



Condições DC

$$\left. \begin{array}{l} I_C = I_S \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \\ I_E = I_C/\alpha \\ I_B = I_C/\beta \\ V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C \end{array} \right\}$$

Dever-se ter $V_C > V_B$, para que o painel amplifique tanto as condições de variação em torno de V_{CE} , e que o transistor não entre em

Corrente no colutor e transcondutância

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

$$\begin{aligned} i_c &= I_s \exp(V_{BE}/V_T) = I_s \cdot \exp((V_{BE} + V_{be})/V_T) \\ &= I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T) \cdot \exp(V_{be}/V_T) \\ &\quad \underbrace{\qquad\qquad}_{I_C} \text{ (da análise DC)} \end{aligned}$$

$$i_c = I_C \cdot \exp(V_{be}/V_T)$$

Para $V_{be} \ll V_T$ ($|V_{be}| < 10mV$),

$$i_c = I_C \cdot \left(1 + \frac{V_{be}}{V_T}\right)$$

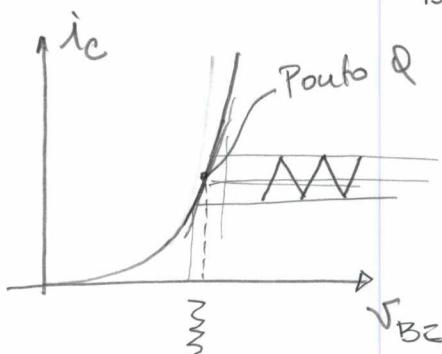
$$\begin{cases} i_c = I_C + \frac{I_C}{V_T} \cdot V_{be} \\ \gamma \\ D_C = 1 \quad A_C = i_c \end{cases}$$

$$i_c = \left(\frac{I_C}{V_T}\right) \cdot V_{be}$$

ganho de transcondutância g_m

Observações:

- g_m dependendo bastante de I_C , tem-se que se colher um circuito de polarização estável
- g_m alto; p/ $I_C = 1mA \rightarrow g_m \approx 40mA/V$.
- Definição: $g_m = \frac{\partial i_c}{\partial V_{BE}} \Big|_{i_c = I_C}$.



~ Fonte de corrente controlada por tensão.

Corrente de base e resistência de entrada na base

Resistência à qual V_{be} está submetida.

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{i_C}{\beta} = \left(I_C + \frac{I_C \cdot V_{be}}{V_T} \right) \cdot \frac{1}{\beta} \\ &= \underbrace{\frac{I_C}{\beta}}_{DC: I_B} + \underbrace{\frac{I_C}{\beta \cdot V_T} \cdot V_{be}}_{AC: i_b} \end{aligned}$$

$$i_B = \frac{1}{\beta} \cdot g_m \cdot V_{be} \quad , \quad g_m = I_C / V_T$$

Pela base: $\lambda_{ff} = \frac{V_{be}}{i_B} := \beta / g_m = \frac{\beta \cdot V_T}{I_C} = \frac{V_T}{I_B}$

Corrente no emissor e resistência de entrada no emissor

$$\begin{aligned} i_E &= \frac{i_C}{\alpha} = \left(I_C + \frac{I_C \cdot V_{be}}{V_T} \right) \cdot \frac{1}{\alpha} \\ &= \underbrace{\frac{I_C}{\alpha}}_{DC} + \underbrace{\frac{I_C}{V_T} \cdot \frac{V_{be}}{\alpha}}_{AC = i_e} \end{aligned}$$

$$i_e = \frac{I_C}{V_T} \cdot \frac{V_{be}}{\alpha} = \frac{I_E}{V_T} \cdot V_{be}$$

Vendo pelo emissor, a resistência de pequenos sinal é

$$\Gamma_e = \frac{V_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E}$$

$$\text{Com } \alpha \approx 1 \rightarrow I_C \approx I_E : \Gamma_e \approx \frac{V_T}{I_C} = \frac{1}{g_m} \quad P/ \alpha \approx 1$$

$$\text{Com } V_{be} = \lambda_{ff} \cdot i_B = \Gamma_e \cdot i_e \Rightarrow \Gamma_{ff} = (i_e / i_b) \cdot \Gamma_e = (\beta + 1) \cdot \Gamma_e$$

$$\text{ou ainda } V_T = \lambda_{ff} \cdot I_B = \Gamma_e \cdot I_E \Rightarrow \Gamma_{ff} = (I_E / I_B) \cdot \Gamma_e = (\beta + 1) \cdot \Gamma_e$$

Ganho de tensão

(15)

$$V_C = V_C + V_C = V_{CC} - i_C \cdot R_C$$

$$\text{com } i_C = I_C + i_c,$$

$$V_C = \underbrace{V_{CC} - R_C \cdot I_C}_{\text{Parte DC}} - \underbrace{R_C \cdot i_c}_{\text{Parte AC}}$$

$$V_C = -R_C \cdot i_c = -R_C \cdot g_m \cdot V_{BE}, \text{ com } g_m = \frac{i_c}{V_{BE}}$$

$$\text{Ganho de tensão (AC)} = \frac{V_C}{V_{BE}} = \boxed{-R_C \cdot g_m}$$

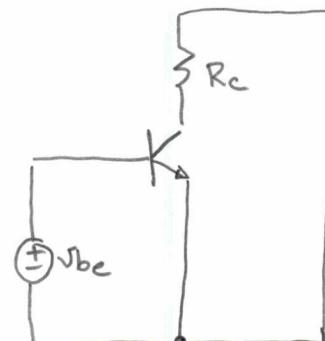
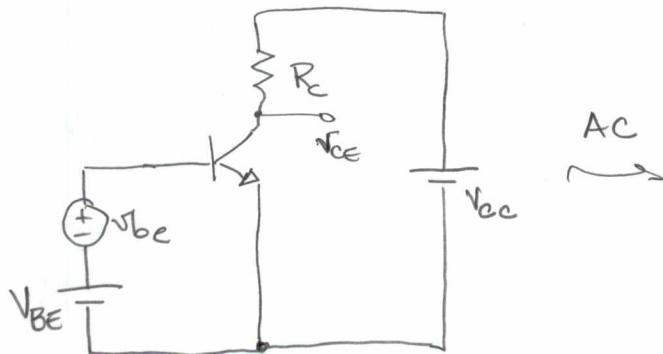
Nota: Verificar que existe inversão de fase (-180°)

Nota: como g_m depende de I_a , este deve ser mais estável possível

6. Modelos equivalentes para pequenos sinal

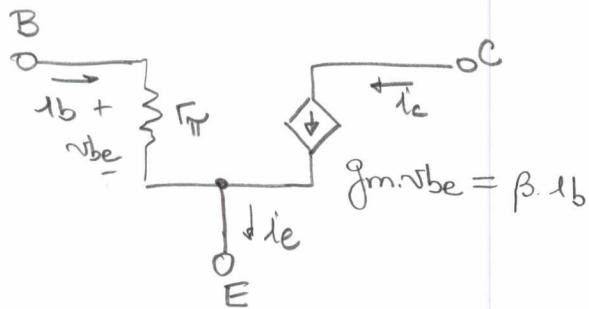
Análise DC: Fontes ac em repouso (fonte de tensão em curto-círcuito e fonte de corrente em circuito aberto). Capacitores: circuito aberto. Indutores: curto-círcito.

Análise AC: Fontes de polarizações DC em repouso (fonte de tensão em curto-círcuito e fonte de corrente em circuito aberto), Capacitores: curto-círcito, Indutores: circuito aberto.



Circuito usado
apenas para
a análise AC.
(não-real)

6.1. Modelos Π hibrido



Lembando:

$$\left\{ \begin{array}{l} g_m = I_C / V_T \\ r_\pi = \beta / g_m = \frac{V_{BE}}{I_B} \\ = \frac{N_T I_C}{I_C / \beta} = \frac{V_T}{I_B} \end{array} \right.$$

$$i_E = I_B + I_C = \frac{V_{BE}}{r_\pi} + g_m V_{BE} = V_{BE} \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right)$$

$$= \frac{V_{BE}}{r_\pi} \cdot (1 + g_m \cdot r_\pi) = \frac{V_{BE}}{r_\pi} \cdot (1 + \beta)$$

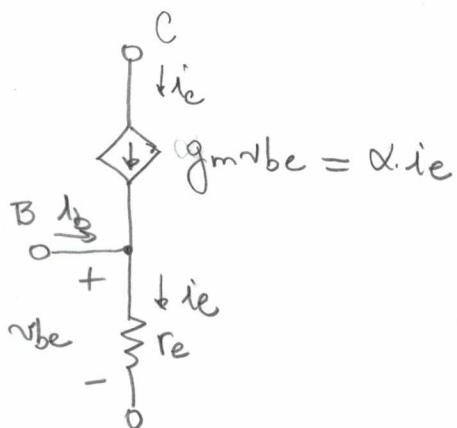
$$= \frac{V_{BE}}{r_\pi / (1 + \beta)} = \frac{V_{BE}}{r_e}$$

Portanto $r_\pi = (1 + \beta) r_e$
resistância π muito maior
que r_e .

PMP e NPM:

Modelos iguais,
sem mudança de
polaridades.

6.2. Modelos T



Lembando

$$g_m = I_C / V_T \quad g_m r_e = I_C / I_E = \alpha$$

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

$$I_B = I_E - I_C$$

$$= \frac{V_{BE}}{r_e} - g_m V_{BE}$$

$$= \frac{V_{BE}}{r_e} \cdot (1 - g_m \cdot r_e)$$

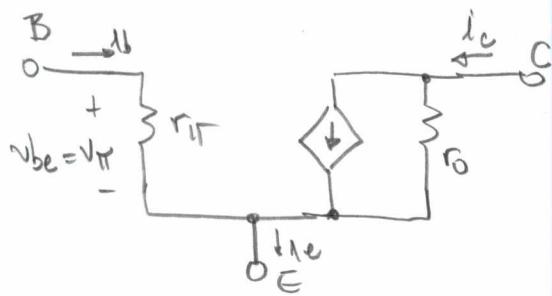
$$= \frac{V_{BE}}{r_e} \cdot (1 - \alpha)$$

PMP e NPM:

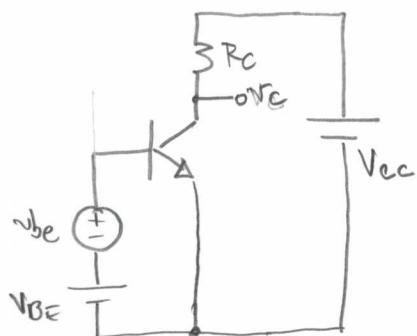
Modelos iguais, sem
mudança de polaridades

6.3. Modelos Π híbridos com efeito Early

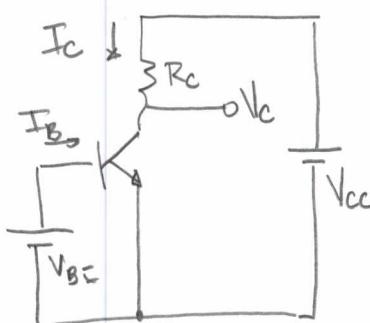
47



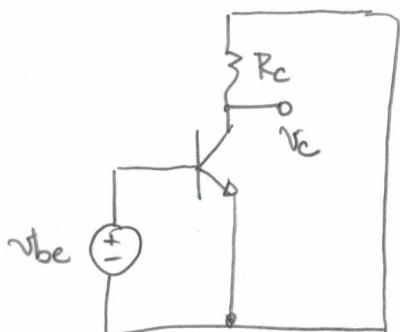
Exemplo: Circuito CI emissor alternado (revisitado)



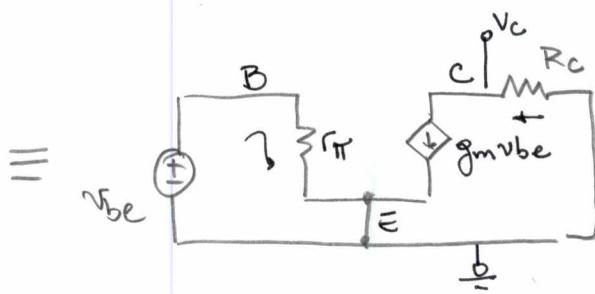
a)



b) Equiv. DC



c) equivalentes AC



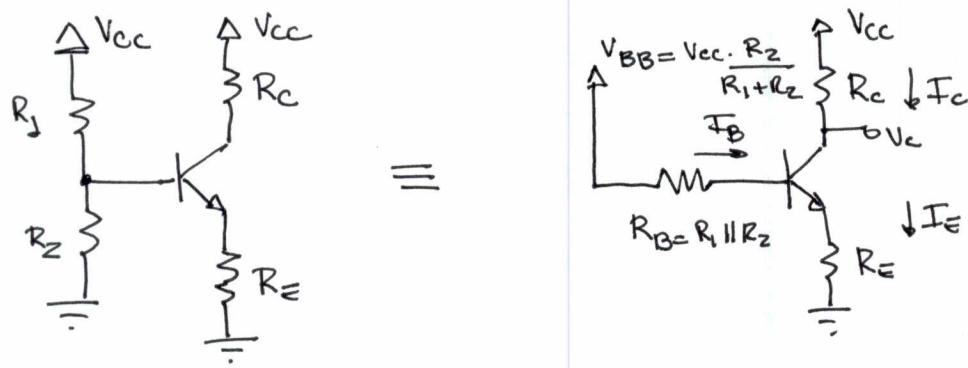
$$v_c = -g_m R_c \cdot v_{be} \Rightarrow \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_c .$$

~~f.~~ Polarizações do BJT

Objetivo da polarizações

- Transistor tem que operar na região ahiva
- I_E tem que ser calculável, previsível e insensível a variações de temperatura e a β .
- Permitir máxima excursão do nível de saída para que o transistor entre no corte ou na saturação.

f.1. Com fonte única de alimentação.



Pela lei das malas:

$$V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot I_E = 0$$

$$\hookrightarrow I_E / (\beta + 1)$$

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

Condições a satisfazer:

$$\approx ① V_{BB} \gg V_{BE}$$

- I_E fica menos sensível a ~~às~~ pequenas variações de V_{BE} em torno dos 0,7V.
- Com V_{BB} muito grande, tem-se um couplamento:

$V_{BB} \uparrow \Rightarrow V_c \downarrow$ e aumenta-se as chances do transistor entrar em saturação ($V_{CE} \approx 0,3V$)

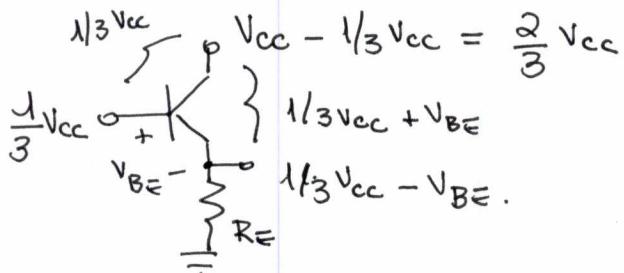
- Com V_{BB} muito pequeno (mas ainda $V_{BB} \gg V_{BE}$), consegue o nisto do transistor operar ainda no corte, ou ficar muito perto do corte

Rega comum:

$$\sim V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \sim 0,7V$$

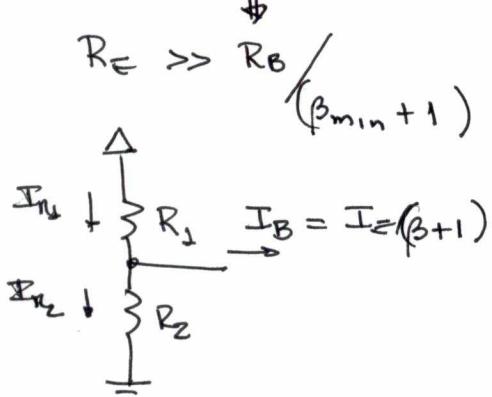
com $V_{BB} \approx \frac{1}{3}V_{CC}$, $V_{CB} \approx V_{CE} \approx \frac{1}{3}V_{CC}$

|| e $I_C R_C \approx \frac{1}{3}V_{CC}$, tem-se uma boa distribuição das tensões.



$\sim ② R_E \gg R_B / (\beta + 1)$. Se $\beta \in [\beta_{min}, \beta_{max}]$

↳ maior valor se $\beta = \beta_{min}$



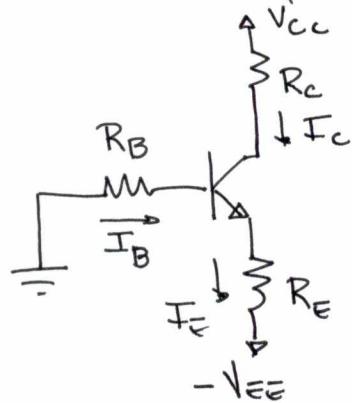
Se fizemos R_1 e R_2 pequenos, automaticamente R_B será pequeno.

Se R_B for muito pequeno, aumenta bastante as correntes I_{R_1} e I_{R_2} , como também diminui a resistência de entrada do amplificador, o que não é bom.

Solução usual: fazer $I_{R_1} \approx I_{R_2} \in [I_E/10, I_E]$.

transistor com β elevado (muito)

7.2. Com duas fontes (Positiva e negativa)



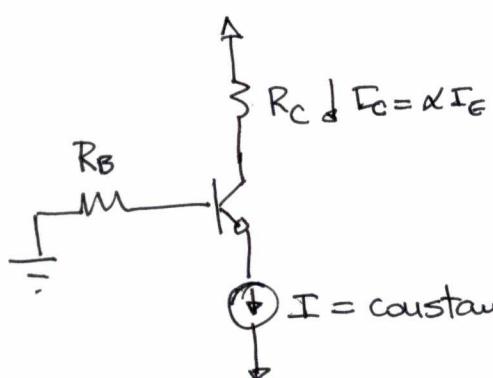
$$-R_B \cdot I_B - V_{BE} - I_E \cdot R_E - (-V_{EE}) = 0$$

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

Valem os mesmos conselhos da aqüat 7.1:

$$\left. \begin{array}{l} V_{EE} \gg V_{BE} \\ R_E \gg R_B / \beta + 1 \end{array} \right\}$$

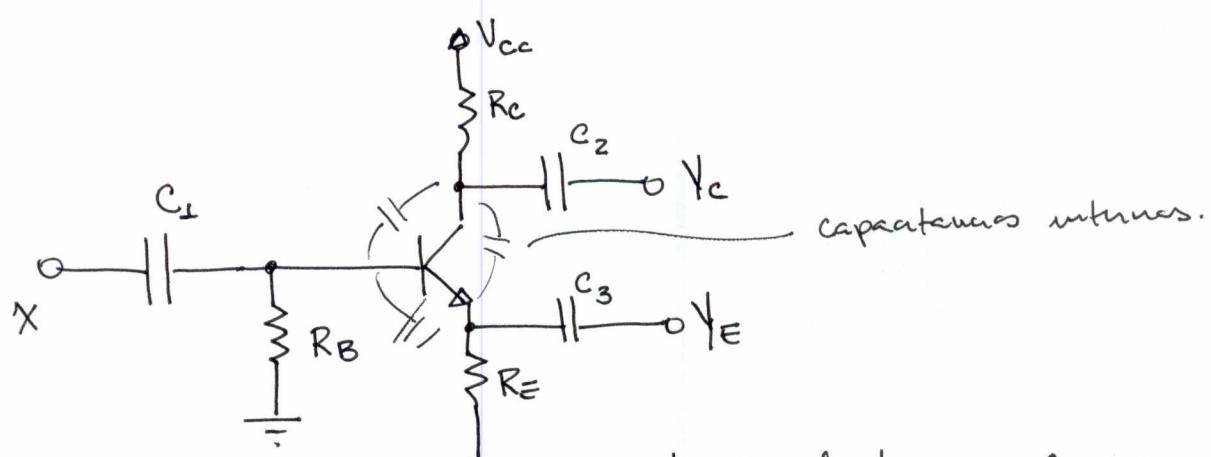
7.3. Com fonte de corrente



I_E é independente de β e R_B .

Pode depender da temperatura se a fonte de corrente também depender.

8. Configurações básicas de amplificadores



Configuração:

Comum emissor : $X \rightarrow Y_C$

" coletor : $X \rightarrow Y_E$

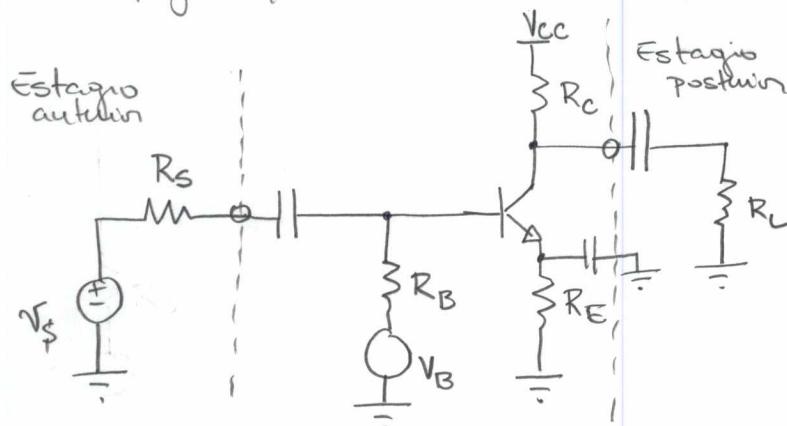
" base : $Y_E \rightarrow Y_C$

Sinal de freqüência f:

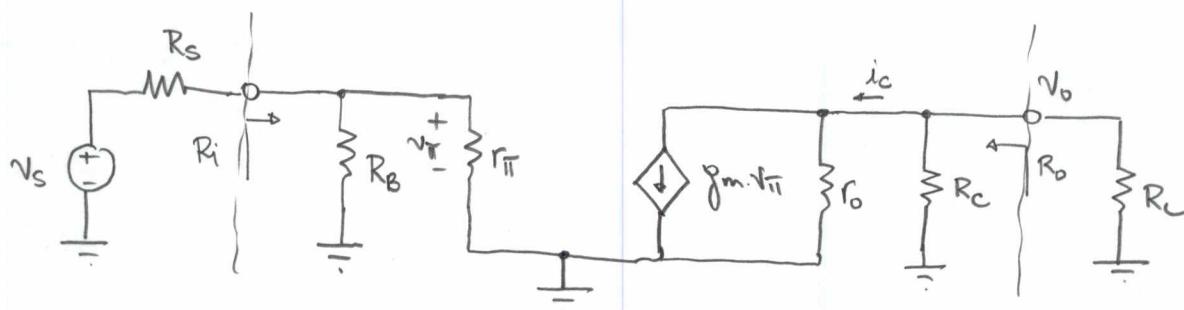
- f é baixo o suficiente para se ignorar a influência das capacitâncias internas
- f é alto o suficiente para se considerar C_1, C_2 e C_3 como circuitos aberto-circuitos.

8.1. Configurações emissor comum

(21)



Círculo equivalente AC



$$g_m = \frac{I_c}{V_T} ; \quad r_{\pi} = \frac{V_T}{I_E} ; \quad r_e = \frac{V_T}{I_E} ; \quad r_o = \frac{V_A}{I_c}$$

$$v_{\pi} = v_s \cdot \frac{R_B // r_{\pi}}{R_B // r_{\pi} + R_s}$$

$$R_i = R_B // r_{\pi}$$

$$v_o = -g_m \cdot v_{\pi} \cdot (r_o // R_C // R_L) \quad \frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}$$

$$A = \frac{v_o}{v_s} = -g_m \cdot \frac{(R_B // r_{\pi})}{(R_B // r_{\pi} + R_s)} \cdot (r_o // R_C // R_L)$$

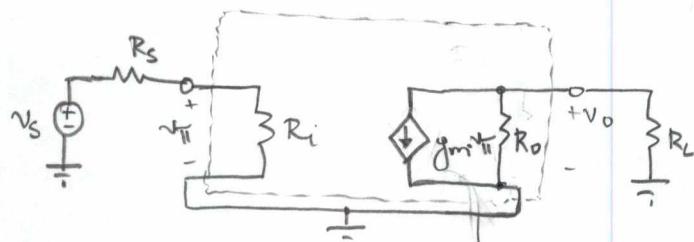
Nota:

$$R_1 // R_2 // R_3 = R_1 // (R_2 // R_3)$$

→ Considera a carga!

$$R_i = R_B // r_{\pi} \quad (\text{Resistência de entrada})$$

$$R_o = R_C // r_o \quad (\text{Resistência de saída})$$



$$\begin{aligned} v_o &= -g_m \cdot v_{\pi} \cdot (r_o // R_C) \\ &= -g_m \cdot v_s \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot (r_o // R_C) \\ &= -g_m \cdot \frac{R_B // r_{\pi}}{(R_B // r_{\pi} + R_s) + R_i} \cdot (r_o // R_C) \cdot v_s \end{aligned}$$

$$A = \frac{v_o}{v_s} = -g_m \cdot \frac{R_B // r_{\pi}}{(R_B // r_{\pi} + R_s) + R_i} \cdot (r_o // R_C // R_L) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$\text{Lembra-se que } \lambda \bar{I} = \frac{V_T}{I_B} = \beta / g_m$$

Sendo $g_m = I_C / V_T$, I_C fica mais dependente de β para R_B pequeno
(na análise do circuito de polarização com fonte nula)

$$\text{Para } I_C = 1\text{mA}, V_T = 25\text{mV} \rightarrow g_m = 0,04\text{ A/V}$$

$$\lambda \bar{I} = \frac{100}{0,04} = \underline{\underline{2500\Omega}} \quad || \quad r_{\pi} = \frac{500}{0,04} = \underline{\underline{12500\Omega}}$$

$$\beta = 100 \qquad \qquad \qquad \beta = 500$$

Se mantivemos $R_B \approx 2500\Omega$ (Para $I_C = 1\text{mA}$),
 r_{π} e R_B estão na mesma ordem de grandeza. O ganho
sua carga A_v

$$A_v = -g_m \cdot \frac{(R_B // r_{\pi})}{(R_B // r_{\pi}) + R_s} \cdot (r_o // R_C)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \approx \frac{50\text{V}}{1\text{mA}} = 50000\Omega \text{ (geralmente } \ll R_C \text{ na prática)}$$

$$A_v \approx -g_m \cdot \frac{(R_B // r_{\pi})}{(R_B // r_{\pi}) + R_s} \cdot (r_o // R_C)$$

Dependência de β :

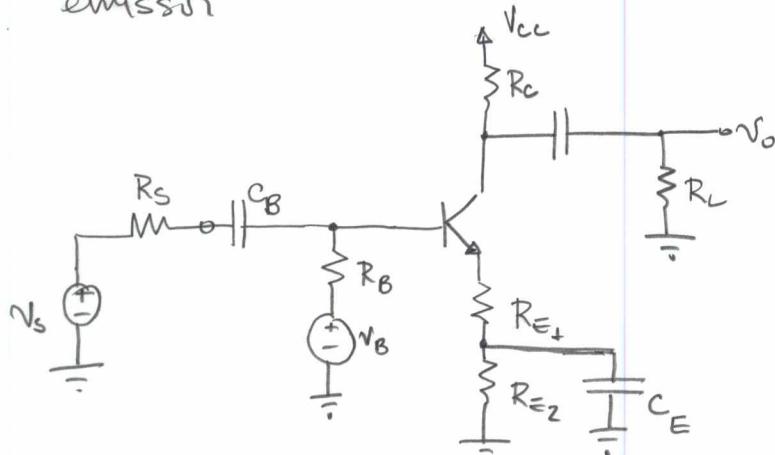
Com R_s pequeno, a dependência é pouca pois $R_B // r_{\pi} \approx R_B$
 $((R_B // r_{\pi}) / ((R_B // r_{\pi}) + R_s)) \approx 1$. r_o e g_m são controlados por
 I_C , que varia pouco com β se R_B for pequeno. Mas, para
 R_s grande, a dependência é grande.

$$\text{Sobre } R_i : \text{ Com } I_C = 1\text{mA}, \beta = 100 \Rightarrow r_{\pi} = \frac{V_T}{I_C} = \frac{V_T \cdot (\beta + 1)}{I_C} = \frac{V_T \cdot \beta}{I_C}$$

$$r_{\pi} = 2500\Omega$$

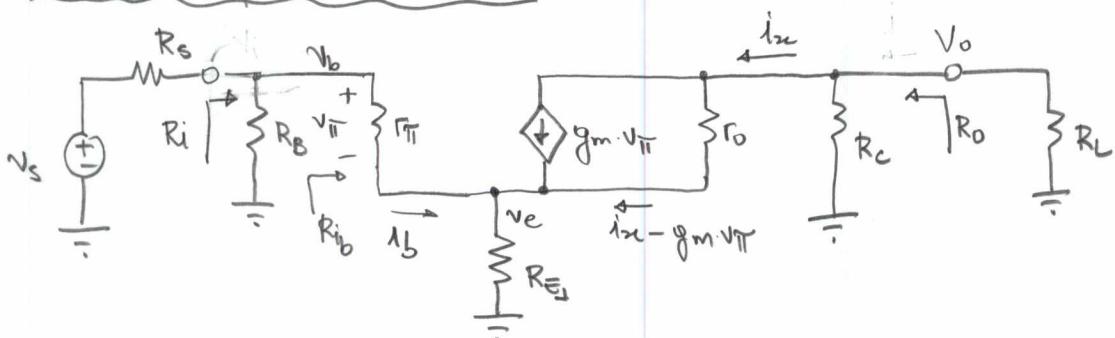
$$\text{Sendo } R_B = 2500\Omega \rightarrow R_i = R_B // r_{\pi} = \underline{\underline{12500\Omega}}$$

8.2. Configurações emissor comum com justaposição de emissor



$$\text{Para DC: } R_E = R_{E1} + R_{E2}$$

Circuito equivalente AC



$$R_i = R_B // R_{i_b}$$

$$R_{i_b} = \frac{V_b}{I_b}$$

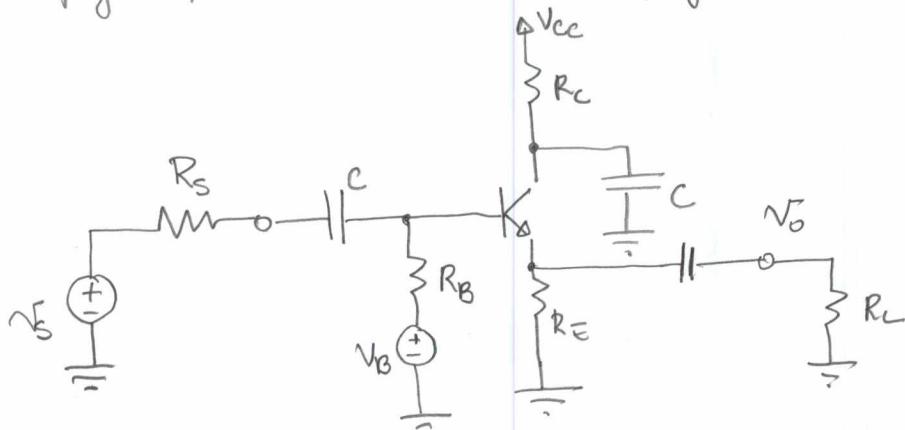
$$V_b = R_{E1} \cdot (I_b + I_C) + V_T \quad , \quad I_b = \frac{V_T}{R_T}$$

$$I_C = g_m V_T + \frac{V_o - V_T}{R_T}$$

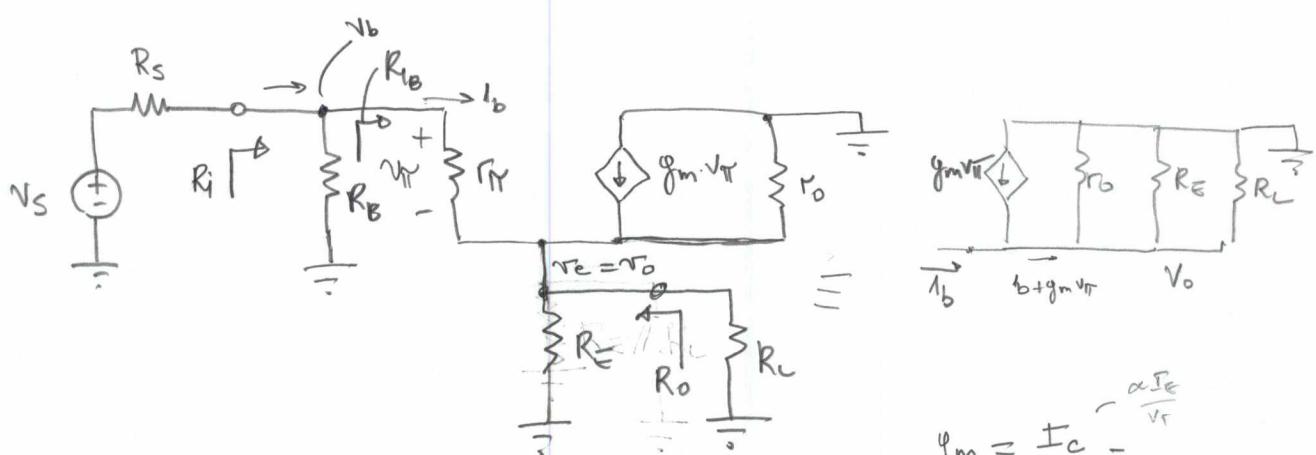
} Reforçar o bloco para rotular!
O ganho obtido é menos sensível a β

8.3. Configuração colletor comum (segundo de emissão)

(24)



Circuito equivalente AC



$$R_i = R_B // R_{lb}$$

$$R_{lb} = \frac{V_b}{I_b} ; \quad V_b = V_{\pi} + V_o$$

$$V_o = (I_b + g_m \cdot V_{\pi}) \cdot (r_o // R_E // R_L) = (\lambda_b + \beta \cdot I_b) \cdot R_E$$

$$\lambda_b = V_{\pi} / r_{\pi}$$

$$R_{lb} = \frac{V_{\pi} + \left(\frac{V_{\pi}}{r_{\pi}} + g_m \cdot V_{\pi} \right) \cdot (r_o // R_E // R_L)}{\frac{V_{\pi}}{r_{\pi}}}$$

$$R_{lb} = r_{\pi} \cdot \left(1 + (g_m + 1/r_{\pi}) \cdot (r_o // R_E // R_L) \right)$$

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{\alpha I_E}{V_T}$$

$$r_{\pi} = (\beta + 1) \cdot r_e$$

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

$$R_{lb} = \frac{V_{\pi} + I_b \cdot (\beta + 1) \cdot R_E}{I_b}$$

$$R_{lb} = \frac{r_{\pi} + (\beta + 1) \cdot R_E}{r_{\pi}}$$

$$R_i = R_B // (r_{\pi} + (\beta + 1) \cdot R_E)$$

$$V_b = (I_b + g_m V_{\pi}) \cdot (r_o // R_E // R_L)$$

$$= V_{\pi} \cdot (g_m + 1/r_{\pi}) \cdot (r_o // R_E // R_L)$$

$$I_b = V_{\pi} / r_{\pi} \quad I = \frac{V}{R}$$

$$v_b = v_s \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

$$v_o = (\lambda_b + g_m \cdot r_{\pi}) \cdot R_e \rightarrow R_e = r_o // R_c // R_L$$

$$= (\lambda_b + \beta \cdot \lambda_b) \cdot R_e$$

$$v_o = \lambda_b \cdot (\beta + 1) \cdot R_e = \left(\frac{v_b - v_o}{r_{\pi}} \right) \cdot (\beta + 1) \cdot R_e$$

$$v_o = (v_b - v_o) \cdot \frac{R_e}{r_e}$$

como $r_e = \frac{r_{\pi}}{\beta + 1}$

$$v_o \cdot r_e = v_b \cdot R_e - v_o \cdot R_e$$

$$v_o = v_b \cdot \frac{R_e}{R_e + r_e}$$

com $v_b = v_s \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i}$, temos

$$\underbrace{\frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{R_e}{R_e + r_e} \right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)}$$

considerando $R_s = 0 \Omega$ e $R_L = \infty$, $I_C = 1mA$, $\beta = 100$

$$R_E = 5000 \Omega$$

$$(V_{CC} = 15V, V_E = 1/3 V_{CC})$$

$$V_A = 50V$$

$$\frac{r_o}{r_s} = \frac{r_o // R_E}{r_o // R_E + r_e}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{0,025}{1 \cdot 10^{-3}} = 25 \Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \approx \frac{50V}{1 \cdot 10^{-3}} = 50.000 \Omega$$

$$(r_o // R_E) = 4545 \Omega \gg 25 \Omega$$

$$\frac{r_o // R_E}{r_o // R_E + r_e} = 0,9945 \dots \approx 1$$

Dai vem o nome signo de emissor.

Comparando com o circuito em ~~emissor~~ comum,

$$R_{ib} = r_T + (\beta+1) \cdot R_E$$

$$= 2500\Omega + (101) \cdot (5000 // 5000 // \infty)$$

$$R_{ib} = 461.545\Omega$$

$$r_T = 2500\Omega$$

$$R_E = 5000\Omega$$

$$\hookrightarrow R_L = \infty$$

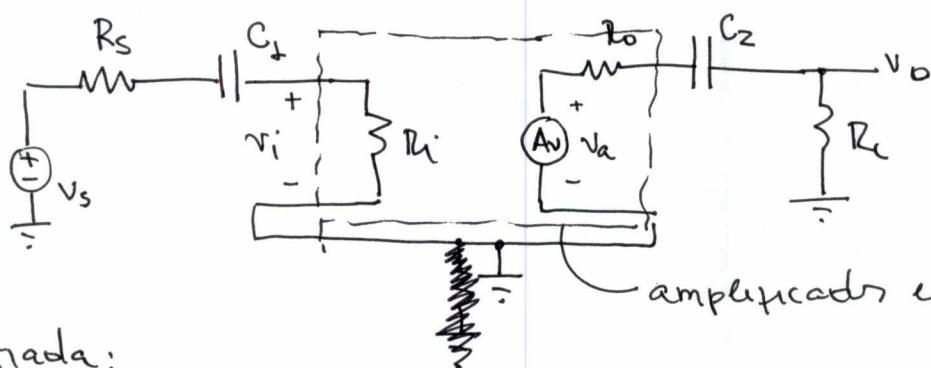
$$\left. \begin{array}{l} R_i = R_B // R_{ib} \approx 2500\Omega \approx R_B \quad (\text{coletor comum}) \\ R_i \approx \cancel{1250}\Omega \quad (\text{emissor comum}) \end{array} \right\}$$

O emissor

O seguidor de emissor se caracteriza por uma maior resistência de entrada.



Sobre a escolha dos capacitores:



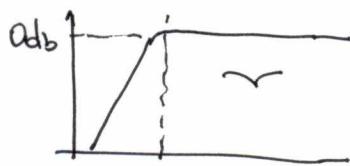
Entrada:

$$0 \text{db} \xrightarrow{\text{bom para a aproximação de que}} |H(s)| = \frac{|V_i(s)|}{|V_s(s)|}$$

bom para a aproximação de que
o capacitor é um auto-circuito

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot (R_i + R_s)}$$

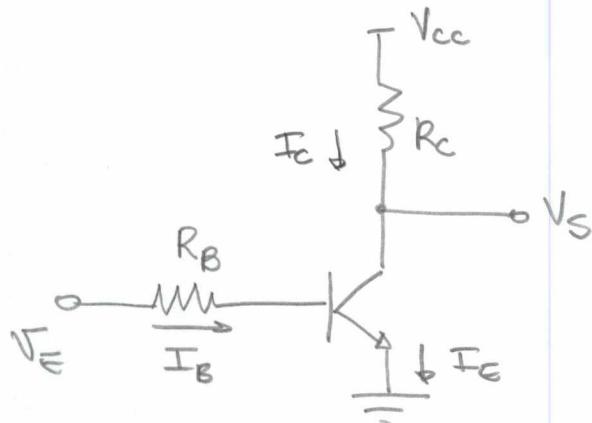
Saida:



$$|H(s)| = \left| \frac{V_o(s)}{V_a(s)} \right|$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot (R_o + R_s)}$$

9. O Transistor bipolar no corte/saturação



Transistor em corte

Condições: JBC reversa e JBE reversa

JBE reversa $\Rightarrow V_E < 0,5\text{V}$ (transistor nua)

implicando em $I_B = 0 \Rightarrow I_C = 0 \Rightarrow I_E = 0$
 $V_C = V_{cc}$.

JBC reversa \Rightarrow Condição paralela com JBE reversa:
 $V_C = V_{cc} > V_B$.

Transistor ativo

Para ativar o transistor, JBE tem que conduzir.
 Considerando $V_{BE} = 0,7\text{V}$ para condução de corrente considerável, temos

$$V_E > 0,7\text{V} (V_{BE})$$

levando a

$$I_B = \frac{V_E - V_{BE}}{R_B} \Rightarrow I_C = \frac{\beta \cdot (V_E - V_{BE})}{R_B}$$

$$V_C = V_{cc} - R_C \cdot \beta \cdot \frac{(V_E - V_{BE})}{R_B}$$

Assim, com o aumento de V_E , V_C diminui.

Transistor saturado

Com o aumento de V_E , chega-se ao ponto que a JBC passa a ficar diretamente polarizada; $V_C = V_B$ ou seja

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot \beta \cdot i_B = V_B = 0,7V$$

i_C

$$i_C = \frac{V_{CC} - 0,7}{R_C}$$

Neste momento, JBC fica polarizada diretamente mas ainda não consegue. Na verdade a corrente i_C continua a aumentar com o aumento de V_E , até que a JBC passa a conduzir: $V_B - V_E \approx 0,4$ ou $0,5V$.

Nestas condições, $V_{CE} = V_C - V_E = V_C \approx V_B - 0,4$ ou $0,5V$

$$V_{CE} \approx 0,3V \text{ ou } 0,2V$$

$$\downarrow \\ V_{BE} = 0,7$$

$$V_B - V_{BE} = V_E$$

$$\downarrow \\ V_{BE} = 0,7$$

Estes valores de V_{CE} permitem delimitar a condição do transistor em saturação, ou seja,

$$V_{CE} = V_{CEsat} = 0,3V$$

No entanto, com o aumento de V_E , V_{CE} continua a diminuir, mas nunca chegando a ser negativo.

A corrente de coluna zera

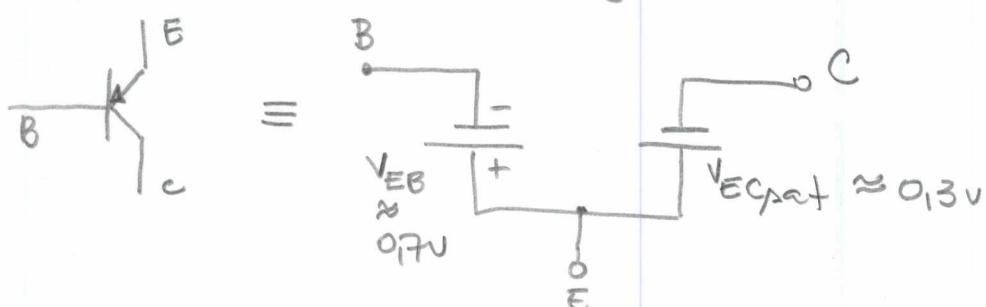
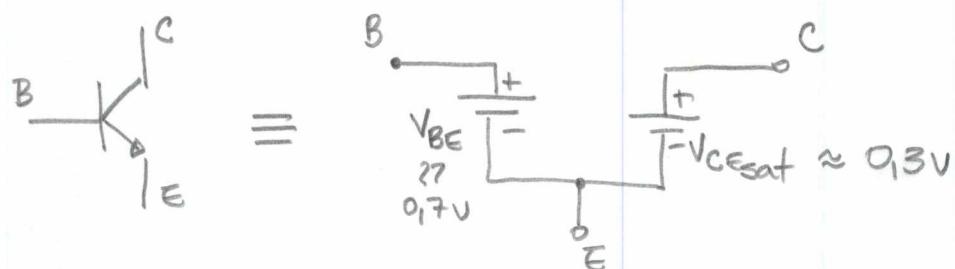
$$I_{CZ} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$$

e a corrente na base deve ser no mínimo

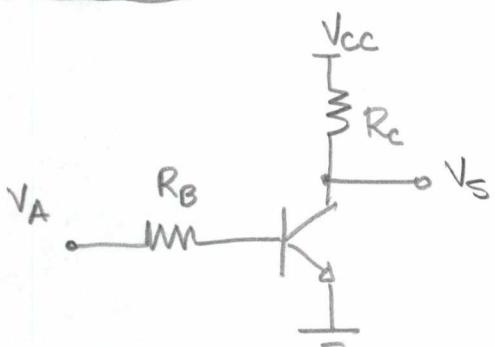
$$i_B > I_{BZ} = \frac{I_{CZ}}{\beta}$$

Para garantir que o transistore entrou na saturação, geralmente faz-se $i_B > K \cdot I_{CZ}$, com $K > 2$. e $K < 10$.

Modelos da saturação:



Exemplo: Inversor lógico usando BJT



Vemos que com este circuito, V_S diminui com o aumento de V_A , até que o transistore pature. Assim, considere a seguinte lógica

A	S
0	1
1	0

modo que

$$\left. \begin{array}{l} A=0 \Rightarrow V_A = 0V \\ A=1 \Rightarrow V_A = V_{cc} \end{array} \right\} S=0 \Rightarrow V_s < V_{cesat}$$

$$S=1 \Rightarrow V_s = V_{cc}$$

Projetar a porta sabendo que $\beta \in [\beta_{min}, \beta_{max}]$

Solução:

Com $A=0$, $V_A=0V$ e o transistor está em corte. Nesta condição, $V_s = V_{cc}$ o que implica em $S=1$. Pode perceber que não existe dependência de β nesse caso.

Com $A=1$, $V_A=V_{cc}$ e o transistor pode estar tanto no modo ativo como na saturação. Para o projeto de porta lógica, deve-se garantir a saturação. Assim,

$$V_{ce} < V_{cesat} \Rightarrow V_s < V_{cesat}$$

$$V_{cc} - R_c \cdot \beta \cdot \frac{(V_A - V_{BE})}{R_B} < V_{cesat}$$

$$V_{cc} - R_c \cdot \beta \cdot \frac{(V_{cc} - V_{BE})}{R_B} < V_{cesat}$$

$$R_B \cdot V_{cc} - R_c \cdot \beta \cdot V_{cc} + R_c \cdot \beta \cdot V_{BE} < R_B \cdot V_{cesat}$$

$$R_B \cdot (V_{cc} - V_{cesat}) < R_c \cdot \beta \cdot (V_{cc} - V_{BE})$$

$$\boxed{\frac{R_c}{R_B} > \frac{V_{cc} - V_{cesat}}{\beta \cdot (V_{cc} - V_{BE})}}$$

Percibe-se que V_{ce} é função de β .

$$V_{ce}(\beta) = V_{cc} - R_c \cdot \beta \cdot \frac{(V_{cc} - V_{BE})}{R_B}$$

Para $\beta \in [\beta_{\min}, \beta_{\max}]$, temos

$$\begin{aligned} \min(V_{CE}(\beta)) &= V_{CE}(\beta_{\max}) \\ \max(V_{CE}(\beta)) &= V_{CE}(\beta_{\min}) \end{aligned} \Rightarrow V_{CE}(\beta_{\min}) > V_{CE}(\beta_{\max})$$

Assim, se o projeto for feito considerando

$$V_{CE}(\beta_{\min}) < V_{CE,sat},$$

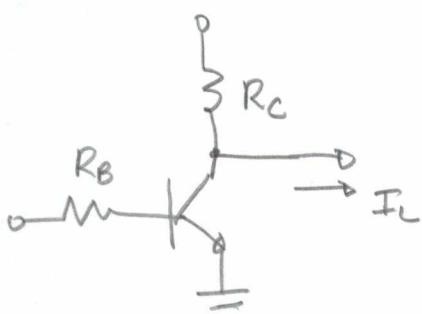
E' certo que $V_{CE}(\beta) < V_{CE,sat}$, com $\beta \in [\beta_{\min}, \beta_{\max}]$

Desta forma:

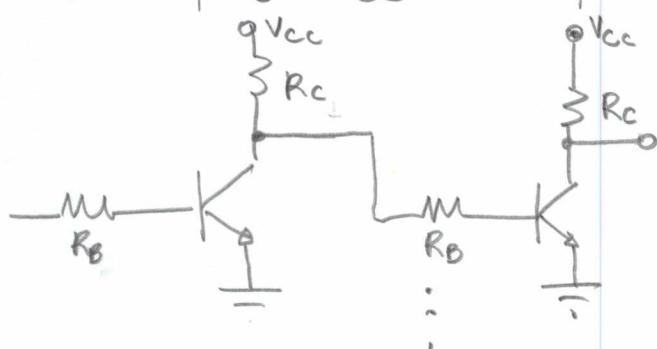
$$\boxed{\frac{R_C}{R_B} > \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{\beta_{\min} \cdot (V_{CC} - V_{BE})}}$$

R_C pode ser escolhido de forma a delimitar a corrente máxima que passa pelo colíter do transist.

Ou ainda, considerando que uma corrente I_L é dividida por uma carga externa quando $V_A = 0V$:

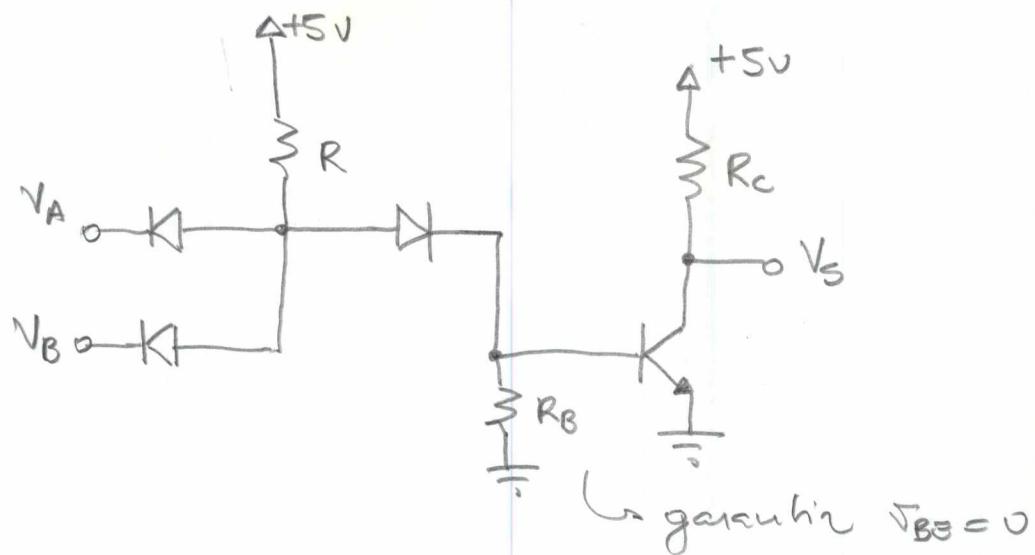


Neste caso, $V_s < V_{CC}$. Na prática isto ocorre quando



Logique NAND:

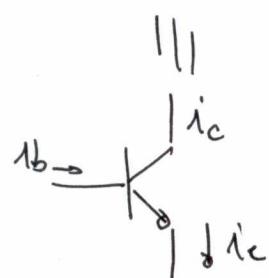
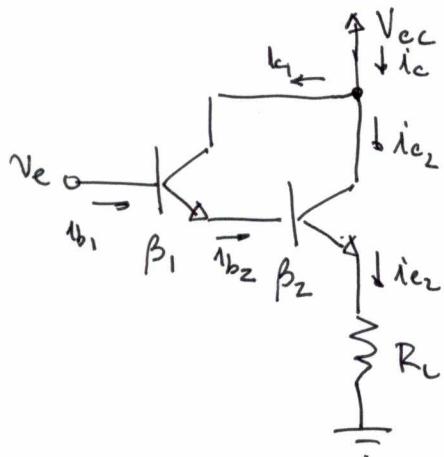
(33)



10. Circuitos diversos

(27)

10.1. Darlington



$$i_{b2} = i_{e1} = (\beta_1 + 1) \cdot i_{b1}$$

$$i_{e2} = (\beta_2 + 1) \cdot i_{b2}$$

$$i_{c2} = (\beta_2 + 1) \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_{b1}$$

$$i_{e2} = \frac{\beta_2}{(\beta_2 + 1)} \cdot i_{e2}$$

$$= \frac{\beta_2}{(\beta_2 + 1)} \cdot (\beta_2 + 1) \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_{b1}$$

$$\left. \begin{array}{l} i_{c2} = \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_{b1} \\ i_{e2} = \beta_2 \cdot i_{b1} \end{array} \right\}$$

$$i_b = i_{b1} \quad \therefore \quad i_c = i_{e1} + i_{e2} = (\beta_2 + (\beta_1 + 1)\beta_2) \cdot i_{b1}$$

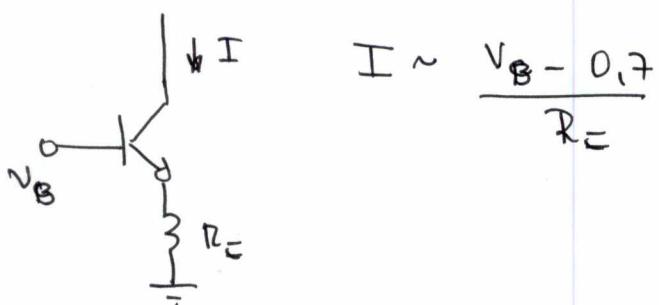
$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \beta_2 + (\beta_1 + 1) \cdot \beta_2$$

$$= \beta_1 \cdot \beta_2 + \beta_1 + \beta_2$$

temo mais importante

$\approx \beta_1$ e β_2 grandes

10.2. Fonte de corrente



$$I \sim \frac{V_B - 0,7}{R_C}$$