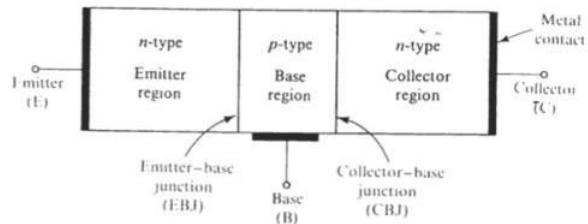


## TRANSISTOR BIPOLAR:

①



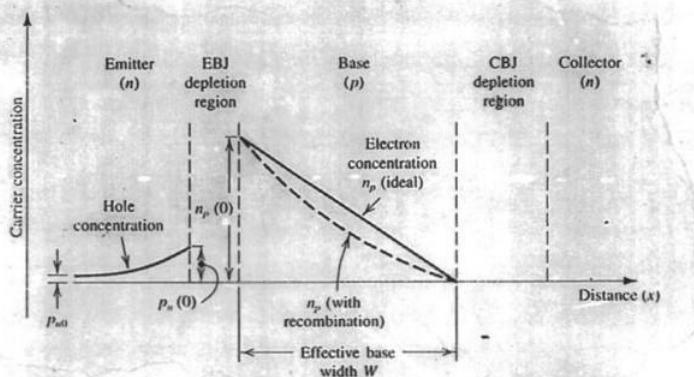
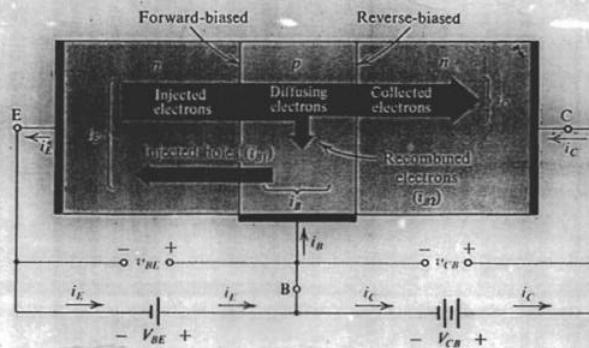
- DEPENDENDO DAS CONDIÇÕES DE POLARIZAÇÃO,  
PODEMOS TER 3 MODOS DE OPERAÇÃO:

MODO	EBJ	CBJ
CORTE	IP	IP
ACTIVO	DP	IP
SATURAÇÃO	DP	DP

- ZONA ACTIVA — FUNCIONAMENTO DO  
TRANSISTOR COMO  
AMPLIFICADOR

- SATURAÇÃO E CORTE — CIRCUITOS LÓGICOS

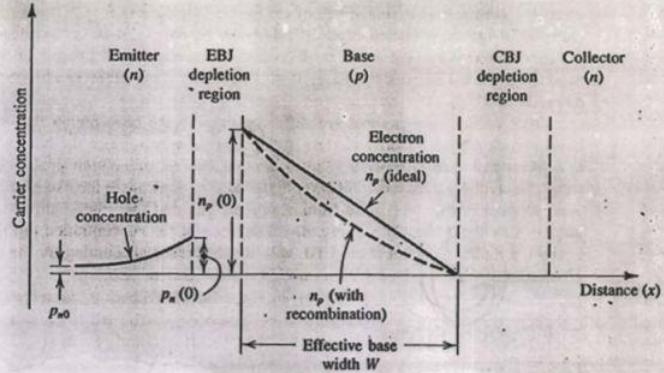
## TRANSISTOR BIPOLAR NA ZONA ACTIVA:



- CONSIDERAM-SE APENAS AS CORRENTES DE DIFUSÃO
- AS CORRENTES DE DRIFT SÃO DESPREZÁVEIS
- JUNÇÃO EB DIRECTAMENTE POLARIZADA  $\Rightarrow$  CONDUÇÃO
- CORRENTE TCM 2 COMPONENTES:

DOIS INJECTADOS DO EMISSOR;  
- LACUNAS INJECTADAS DA BASE;

- INTERESSA-NOS (POR RAZÕES QUE SE TORNARÃO EVIDENTES MAIS À FRENTE) QUE A 1ª COMPONENTE SEJA MAIS FORTE  $\rightarrow$  DOPAGEM LEVE DA BASE



- COMO A BASE É MUITO ESTREITA, A CONCENTRAÇÃO DE ELECTRÓIS NA BASE (INJETADOS A PARTIR DO EMISSOR) É QUASE UMA LINHA RETA
- CONCENTRAÇÃO DE ELECTRÓIS JUNTO À JUNÇÃO CB É ZERO PQ ESTES SÃO ARRASTADOS PARA O COLECTOR PELO CAMPO ELÉCTRICO AI EXISTENTE

$$- m_p(0) = \alpha p_0 e^{\frac{U_{BE}}{V_T}}$$

$V_T \approx 25 \text{ mV (T. AMBIENTES)}$

$m_p = \text{CONCENTRAÇÃO DE EQUILÍBRIO DOS ELECTRÓIS NA BASE}$

- CORRENTE DE DIFUSÃO NA BASE:

$$\begin{aligned} I_m &= A_E q D_m \frac{dm_p(0)}{dx} = \\ &= A_E q D_m \left( -\frac{m_p(0)}{W} \right) \end{aligned}$$

$A_E$  - ÁREA SECÇÃO RETA JUNÇÃO BE  
 $q$  - CARGA ELECTRÃO

$D_m$  - DIFUSIBILIDADE DOS ELECTRÓIS NA BASE

$W$  - LARGURA EFECTIVA DA BASE

- O DESVIO DA CONCENTRAÇÃO FAZ A RETA DEVE-SE<sup>4</sup> À RECOMBINAÇÃO
- COMO A BASE É MUITO ESTREITA, É QUASE IRRELEVANTE.

### CORRENTE DE COLECTOR:

- CONSTITUÍDA POR ELECTRÓES  $q$ , POR DIFUSÃO, CONSEGUEM ATINGIR A JUNÇÃO CB E SÃO ARRASTADOS PARA O COLECTOR PELO CAMPO ELÉCTRICO AI EXISTENTE

-  $i_c = I_m$

$$i_c = I_s \cdot e^{\frac{U_{BE}}{V_T}}$$

-  $I_s = A_e q D_m m_p o / W$        $m_p o = \frac{m_i^2}{m_A}$

$m_i$  - DENSIDADE INTRÍNSECA DE PORTADORES

$m_A$  - CONCENTRAÇÃO DE DOPAGEM NA BASE

$$- I_s = \frac{A_e q D_m m_i^2}{m_A W}$$

- $i_c$  INDEPENDENTE DE  $U_{CB}$  (SÓ SERVE PARA MANTER  $J_{CB}$  I.P.)

COLECTOR COMPORTA-SE COMO FONTE DE CORRENTE

- $I_s$  DEPENDE  $m_i^2 \Rightarrow$  GRANDE DEPENDÊNCIA  $\approx$  TEMP.

## CORRENTE DE BASE:

$i_B$  TEM 2 COMPONENTES:

-  $i_{B1}$ : DEVIDA ÀS LACUNAS INJECTADAS DA BASE DO EMISSOR

$$i_{B1} = \frac{Ae^q D_p m_i^2}{N_D L_p} \frac{U_{BE}}{V_T} \Omega$$

$D_p$  - DIFUSIBILIDADE DAS LACUNAS NO EMISSOR

$L_p$  - COMPRIMENTO DIFUSÃO DO EMISSOR

$N_D$  - CONCENTRAÇÃO DE DOPAGEM NO EMISSOR

-  $i_{B2}$ : LACUNAS FORNECIDAS PELO CIRCUITO EXTERIOR PARA SUBSTITUIR LACUNAS PERDIDAS POR RECOMBINAÇÃO

$$i_{B2} = \frac{1}{2} \frac{Ae^q W m_i^2}{g_b N_A} \frac{U_{BE}}{V_T} \Omega$$

$g_b$  - TEMPO MÉDIO DE UMA RECOMBINAÇÃO

$$i_B = i_{B1} + i_{B2} = I_s \left( \frac{D_p N_A W}{D_m N_D L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_m g_b} \right) \frac{U_{BE}}{V_T} \Omega$$

$\frac{1}{\beta}$  (CONSTANTE)

$$i_B = \frac{i_e}{\beta}$$

$$i_B = \frac{I_s}{\beta} \frac{U_{BE}}{V_T} \Omega$$

-  $\beta$  é CONSTANTE PARA UM DADO TRANSISTOR (100-200)

-  $\beta$  - GANHO DE CORRENTE EM EMISSOR COMUM

## CORRENTE DE EMISSOR:

6

- APLICANDO A LEI DOS NODOS, VEM:

$$i_E = i_C + i_B$$

$$i_E = \frac{\beta+1}{\beta} i_C \quad i_C = \frac{\beta+1}{\beta} I_S e^{\frac{V_{BE}}{N_T}}$$

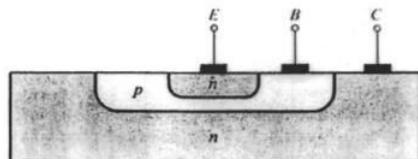
$$i_C = \alpha I_E \quad \text{e/ } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$$

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

-  $\alpha \approx 1$

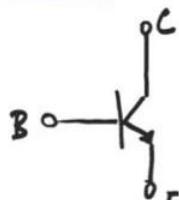
-  $\alpha$  - GANHO DE CORRENTE DA BASE COMUM

## ESTRUTURA TRANSISTORES REAIS:

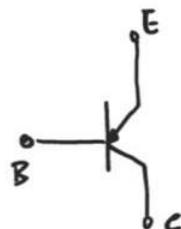


TRANSISTORES PNP: DUAIS DOS NPN

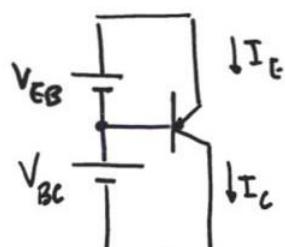
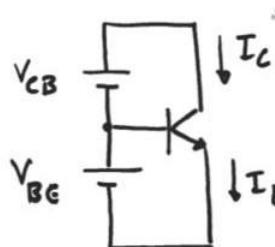
### SÍMBOLOGIA:



NPN



PNP



NOTA: COLETOR E EMISSOR PODEM SER TROCADOS MAS OBTEM-SE UM  $\alpha$  MUITO MENOR.

### SUMÁRIO DAS RELAÇÕES IMPORTANTES:

$$\cdot i_c = I_s \cdot e^{V_{BG}/V_T}$$

$$\cdot i_B = \frac{i_c}{\beta} = \frac{I_s}{\beta} \cdot e^{V_{BG}/V_T}$$

$$\cdot i_E = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_s}{\alpha} \cdot e^{V_{BG}/V_T}$$

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

$$\cdot i_c = \beta i_B \quad \cdot i_E = (\beta+1) i_B$$

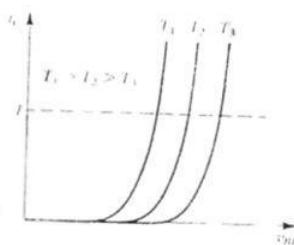
$$\cdot \beta = \frac{\alpha}{\alpha-1} \quad \cdot \alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$$

$$\cdot V_T = kT/q \quad (25 \text{ mV à TEMP. AMBIENTE})$$

## REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DAS CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES:

$$i_c = I_s \cdot e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \quad i_E = \frac{i_c}{\alpha} \quad i_B = \frac{i_c}{\beta}$$

- VARIAÇÃO DE  $U_{BE}$  COM TEMP.  $\rightarrow -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$



- A CORRENTE DO COLECTOR É INDEPENDENTE DE  $U_{CB}$ , PELA QUAIS O COLECTOR SE COMPORTA COMO UMA PONTE DE CORRENTE IDEAL
- NA PRÁTICA NÃO É ASSIM DEVIDO AO EFEITO DE EARLY:

$U_{BE}$  const:  $U_{CE} \uparrow$



JUNÇÃO CB + CONTRAPOLARIZADA



REGIÃO DEPLEÇÃO  $\uparrow$



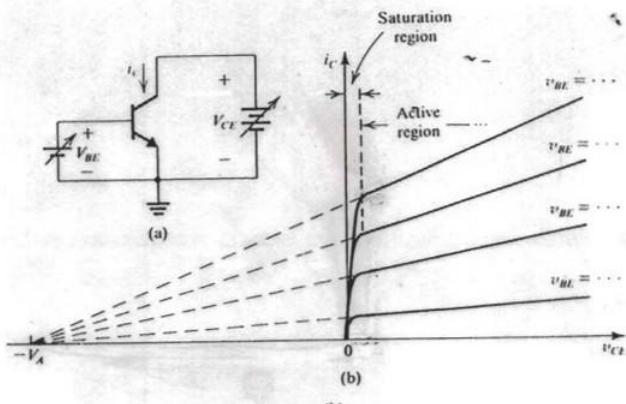
$N_{\text{base}} \downarrow$



AUMENTO  $I_c \Rightarrow$  ALIMENTAÇÃO DE  $I_b$

- ASSIM, O QUE SE TEM É:

8

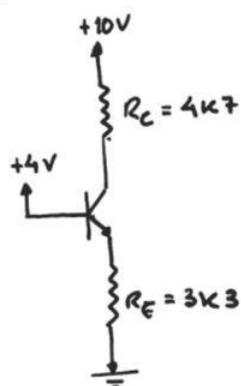


- PARA PEQUENOS VALORES DE  $V_{CE}$  ( $V_C < V_B$ ),  
A JCB ESTÁ D.P.  $\Rightarrow$  REGIÃO SATURAÇÃO
- REGIÃO ACTIVA  $\Rightarrow$  RECTAS (SE N Í FOSSE O EFEITO  
EARLY SERIAM HORIZONTAIS)
- QUANDO EXTRAPOLADAS, AS RECTAS INTERSECTAM-SE  
NUM PONTO  $V_A \Rightarrow$  TENSÃO DE EARLY
- $V_A$  È UM PARÂMETRO DO TRANSISTOR
- VALORES TÍPICOS: 50 - 100 V
- O DECLIVE DA RECTA È A RESISTÊNCIA DE  
SAÍDA DO TRANSISTOR, VISTA DO COLETORE

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \rightarrow$$

CORRENTE, PARA UM  
DADO  $V_{BE}$ , NA TRANSISTOR  
PARA A SATURAÇÃO

1.  $\beta = 100$



→ Começa-se por considerar que o transistore está na zona activa

→ Se tal não for verdade, no decurso da análise aparecerá uma condição reveladora desse facto

$V_{BE} \approx 0.7\text{V}$  (Modelo de tensão constante para junção directa/polarizada)

- $V_E = V_B - V_{BE} = 4 - 0.7 = 3.3\text{V}$

- $I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3.3}{3k\Omega} = 1\text{mA}$

- $I_c = \alpha I_E$
- $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \approx 0.99 \Rightarrow I_c \approx 0.99\text{mA}$

- $V_C = 10 - I_c R_C \approx +5.3\text{V}$

- $V_{CB} = V_C - V_B = 1.3\text{V} \Rightarrow$  Junção CB inv. polarizada

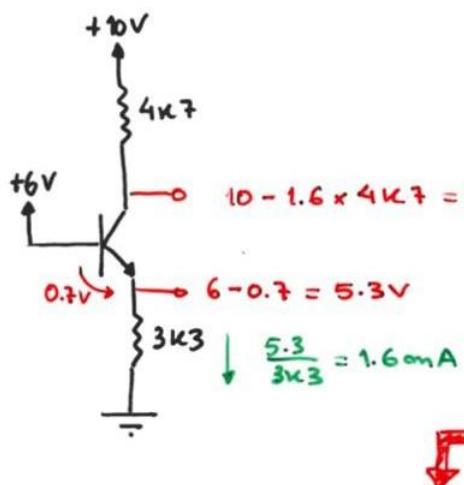
TRANSISTOR NA ZONA ACTIVA

- $I_B = \frac{I_E}{\beta+1} \approx 0.01\text{mA}$

NOTA:  $\alpha \approx 1$ , pelo que se pode quase sempre considerar  $\alpha \approx \beta+1$

2.

10



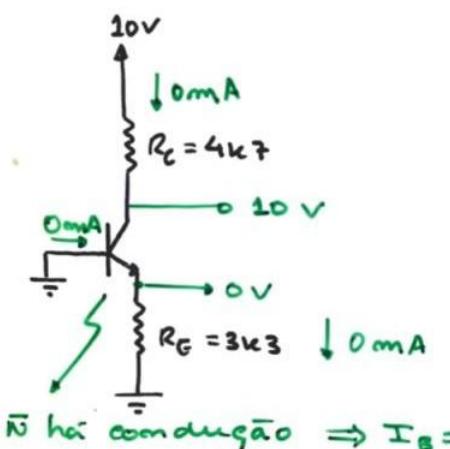
$$10 - 1.6 \times 4k7 = 2.48 \Rightarrow V_{CB} = V_C - V_B = 2.48 - 6 = -3.5V$$

**JUNÇÃO CB  
DIRGETAIS GUTE  
POLARIZADA**



TRANSISTOR SATURADO

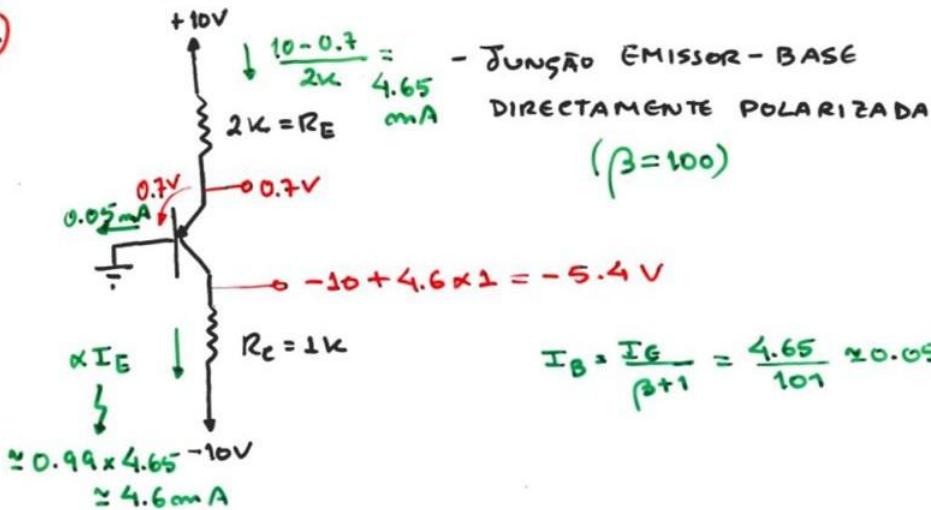
3.



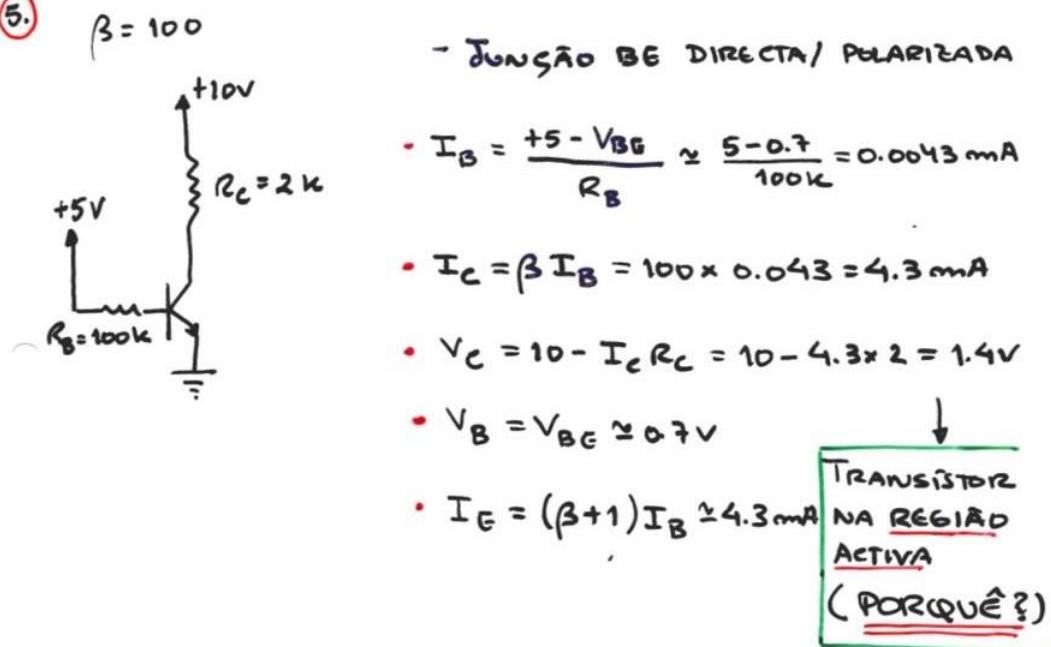
TRANSISTOR CORTADO

Não há condução  $\Rightarrow I_B = 0\text{mA}$

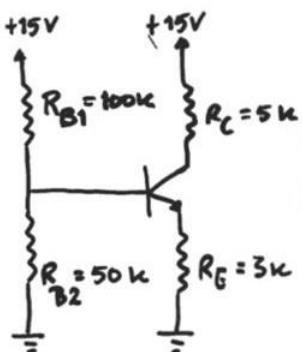
4.



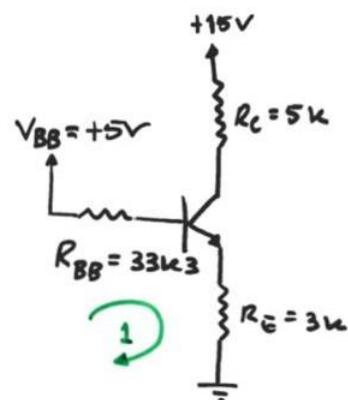
5.



6.  $\beta = 100$



TEOREMA  
THEVENIN



12

$$V_{BB} = +15 \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = +5V$$

$$R_{BB} = R_{B1} // R_{B2} = 33k\Omega$$

EQUAÇÃO DA MALHA 1:  $V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} \rightarrow I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + [R_{BB}/(\beta + 1)]} = 1.29 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{1.29}{101} = 0.0128 \text{ mA}$$

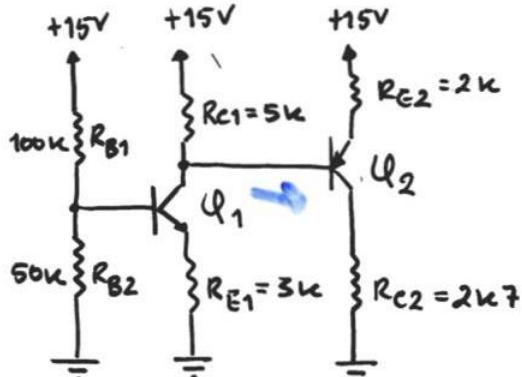
$$V_B = V_{BE} + I_E R_E = 0.7 + 1.29 \times 3 = 4.57V$$

$$I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 1.29 = 1.28 \text{ mA} \quad (\text{ASSUMINDO ZONA ACTIVA})$$

$$V_C = 15 - R_C I_C = 15 - 1.28 \times 5 = 8.6V$$

$V_{CB} = V_C - V_B = 8.6 - 4.57 = 4.03 \Rightarrow$  TRANSISTOR NA  
ZONA ACTIVA  
EFFECTIVAMENTE

7.



Do PROBLEMA ANTERIOR, TEMOS:

$$V_{B1} = 4.57V \quad I_{C1} = 1.29 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = 0.0128 \text{ mA} \quad I_{E1} = 1.28 \text{ mA}$$

→ A TENSÃO DO COLECTOR VAI SER DIFERENTE, JÁ QUE PARTE DE  $I_C$  FLUI PARA A BASE DO 2º TRANSISTOR ( $I_{B2}$ )

→ ASSUMINDO  $I_{B2} \ll I_c$

$$V_{c1} \approx 15 - I_{c1}R_{c1} = 15 - 1.28 \times 5 = 8.6V$$

→ PARA Q<sub>2</sub>: (JUNÇÃO E<sub>B</sub> D.P.)

$$V_{E2} = V_{c1} + V_{EB} \approx 8.6 + 0.7 = 9.3V$$

$$I_{E2} = \frac{15 - V_{E2}}{R_{E2}} = 2.85 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} I_{C2} &= \alpha_2 I_{E2} \quad (\text{ASSUMINDO REGIÃO ACTIVA}) \\ &= 0.99 \times 2.85 = 2.82 \text{ mA} \quad (\beta_2 = 100) \end{aligned}$$

$$V_{c2} = I_{c2}R_{c2} = 2.82 \times 2.7 = 7.62V$$

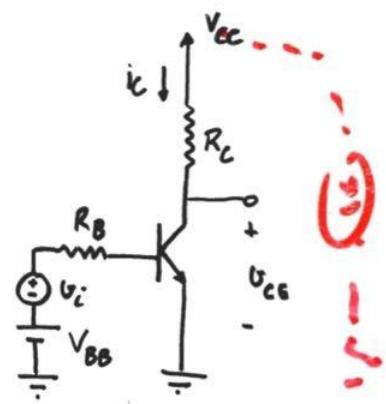
TRANSISTOR EFECTIVAMENTE ACTIVO

AVALIANDO O ERRO DA APROXIMAÇÃO ANTERIOR:

14

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} = \frac{2.85}{101} = 0.028 \text{ mA}$$

↳ E' EFECTIVAMENTE  
 $\ll I_{C1}$



- SÓ É APLICÁVEL A CIRCUITOS SIMPLES.
- Torna-se MUITO COMPLICADA PARA CIRCUITOS MAIS COMPLEXOS.

- PONTO DE FUNCIONAMENTO A DC

$$U_i = 0$$

$$-V_{BB} + R_B i_B + U_{BE} = 0$$

$$i_B = \frac{-U_{BE} + V_{BB}}{R_B} = -\frac{1}{R_B} U_{BE} + \frac{V_{BB}}{R_B}$$



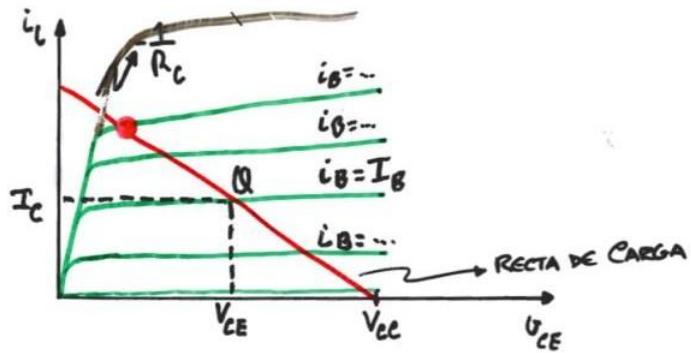
RECTA NO  
GRAFICO  $i_B - U_{BE}$

- SABENDO O  $I_B$  E O  $V_{BE}$ , AVANÇA-SE PARA A FAMÍLIA DE CURVAS  $i_C - U_{CE}$

- O PONTO DE FUNCIONAMENTO DEVERÁ ENCONTRAR-SE SOBRE A CURVA CORRESPONDENTA AO VALOR DE  $I_B$  (OU  $V_{BE}$ ) ANTERIORMENTE DETERMINADO

$$U_{CE} = V_{CC} - i_C R_C \Leftrightarrow i_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} U_{CE}$$

RECTA NO GRAFICO  $i_C - U_{CE}$



- CONSOANTE A POSIÇÃO DO PONTO Q, ASSIM O TRANSISTOR ESTÁ NA SATURAÇÃO, ZONA ACTIVA OU CORTE.

QUANDO  $U_i \neq 0$ :

- CONSIDERE-SE QUE  $U_i(t)$  É UM SINAL TRIANGULAR
- O SINAL GLOBAL É  $V_{BB} + U_i(t)$
- PARA CADA VALOR INSTANTÂNEO DE  $V_{BB} + U_i(t)$  PODE-SE DESENHAR UMA RECTA DE CARGA
- EXEMPLO NA FIGURA QUE SE SEGUE
- ATENTAR NA APROXIMAÇÃO PARA PEQUENOS SINAIS  $\Rightarrow$  SINAIS À SAÍDA SÃO DA MESMA FORMA DO SINAL À ENTRADA
- ATENTAR NA EXCURSÃO DE SINAL E NA POSSIBILIDADE DE O TRANSISTOR ENTRAR NAS REGIÕES DE CORTE E SATURAÇÃO.



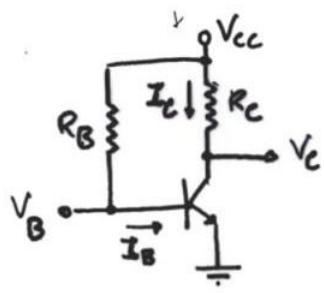
NECESSIDADE DE POLARIZAÇÃO CUIDADA

## POLARIZAÇÃO DE TRANSISTORES:

17

- CONSISTE EM ESTABELECER UM PONTO DE FUNCIONAMENTO DE QUE SATISFAÇA OS NOSSOS PROPÓSITOS DE UTILIZAÇÃO DO TRANSISTOR.
- DEVE SER POUCO VARIÁVEL C/ A TEMPERATURA E PERMITIR A MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL POSSÍVEL

## POLARIZAÇÃO NÃO ESTABILIZADA:



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

$$I_C = \beta I_B$$

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

$$V_c = V_{CC} - R_C \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

- $V_c$  DEPENDE FORTEMENTE DE  $\beta$ :
  - GRANDE DEPENDÊNCIA C/ A TEMPERATURA;
  - GRANDE VARIABILIDADE ENTRE TRANSISTORES DO MESMO TIPO.
- Torna-se difícil prever o desempenho do circuito

Ex:  $V_{CC} = 15V$ ;  $\beta = 50$ ;  $I_{C\max} = 50mA$

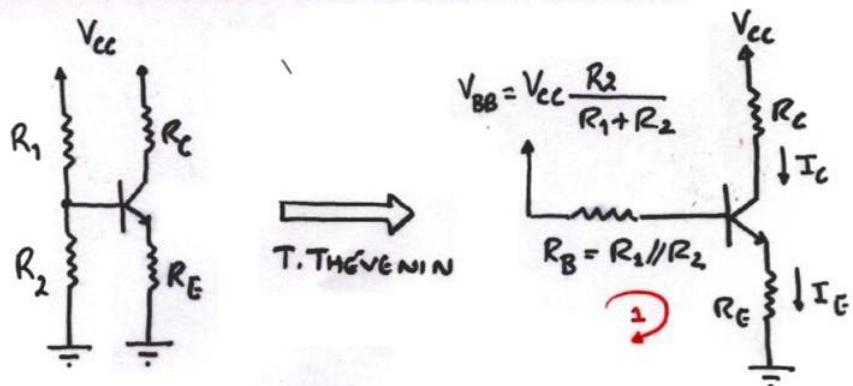
$$\text{MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL} \Rightarrow V_c = \frac{V_{CC}}{2}$$

$$\text{ARBITRANDO } I_c = 5mA \Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CC}/2}{I_c} = 1k5$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = 100\mu A \quad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 150k\Omega$$

POLARIZAÇÃO ESTABILIZADA c/ UMA SG FONTE:

18



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

→ PARA QUE  $I_E$  SEJA INSENSÍVEL À TEMPERATURA E VARIACÕES DE  $\beta$ , FAZ-SE c/ QUE:

$$V_{BB} \gg V_{BE} \quad 1.$$

$$R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1} \quad 2.$$

1. ASSEGURA QUE PEQUENAS VARIACÕES DE  $V_{BE}$  ( $\approx 0.3V$ ) SEJAM INSIGNIFICANTES RELATIVAMENTE A  $V_{BB}$

- HÁ LIMITES PARA  $V_{BB}$  ⇒ QTO. MAIOR FOR, MENOR SERÁ A SOMA DE  $V_{RE}$  c/  $V_{EB}$
- QUER-SE  $V_{RE}$  ELEVADO PARA GARANTIR EXCURSÃO DE SINAL ELEVADA (ANTES DO CORTE)
- QUER-SE  $V_{EB}$  ELEVADO (OU  $V_{CC}$ ) PARA GARANTIR EXCURSÃO DE SINAL ELEVADA (S/ ATINGIR A SATURAÇÃO)

CONFLITO ⇒ SOLUÇÃO COMPROMISSO (VER EX.)

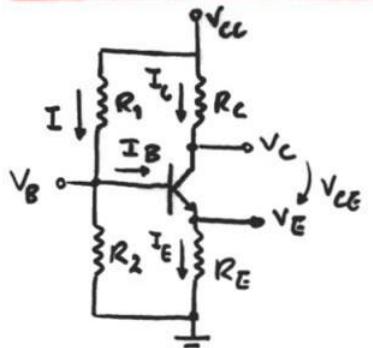
2.

- FAZ-SE QUE  $I_E$  SEJA INSENSÍVEL ÀS VARIASÕES DE  $\beta$
- PARA SATISFAZER A CONDIÇÃO, BASTA FAZER  $\alpha$  QUE  $R_B$  SEJA PEQUENO  $\Rightarrow R_1 \approx R_2$  PEQUENOS
- $R_1 \approx R_2$  PEQUENOS  $\Rightarrow$  - "SACAR" MAIS CORRENTE DA FONTE
  - RESISTÊNCIA DE ENTRADA BAIXA

### COMPROMISSO

- ESTA CONDIÇÃO SIGNIFICA QUE SE QUER QUE A TENSÃO DE BASE SEJA INDEPENDENTE DE  $\beta$  E DETERMINADA EXCLUSIVAMENTE PELO DIVISOR RESISTIVO
- ISSO É POSSÍVEL SG A CORRENTE  $I$  (DIVISOR) FOR  $\gg$  QNG A CORRENTE DE BASE
- CONSEGUE-SE ESCOLHENDO  $R_1 \approx R_2$  DE FORMA A QUE A CORRENTE  $I$  SEJA PRÓXIMA DE  $I_E$  ( $\alpha I_E \approx I_E$ )

### ABORDAGEM DO PROBLEMA TENDO EM CONTA ESTAS CONDIÇÕES:



$$I_B \ll I$$

$$V_B = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_c \approx I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_C = V_{cc} - R_C I_C = V_{cc} - R_C \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

-  $V_C$  SÓ DEPENDE DE PARÂMETROS EXTERNOS AO TRANSISTOR

## EXCURSÃO DE SINAL:

20

- MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL É ENCONTRADA ENTRE AS 2<sup>AS</sup> SITUAÇÕES EXTREMAS DE FUNCIONAMENTO DO TRANSISTOR: CORTE E SATURAÇÃO.

CORTE

- O TRANSISTOR ESTÁ AO CORTE QUANDO  $I_C = 0$
- Isto IMPLICA  $V_C = V_{CC}$
- MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL POSITIVA:  $E_p = V_{CC} - V_{CEQ}$

SATURAÇÃO

- $V_{CE} \approx -V_{CEQ}$  PARA O QUAL SE ENTRA NA ZONA DE SATURAÇÃO  $\approx 0.2V$  → A CORRENTE COLECTOR É MÁXIMA
- USUALMENTE, USA-SE UM  $V_{CE\text{MIN}} \approx 1 \text{ a } 2V$

A PARTIR DA FIGURA VEM:

$$V_{CC} = V_G + V_{CE} + R_C I_C$$

No LIMITE, TEMOS:

$$V_{CC} = V_{C\text{MAX}} + V_{C\text{EMIN}} + R_C \times I_{C\text{MAX}}$$

$$V_{C\text{MAX}} = R_G I_{C\text{MAX}} \Rightarrow I_{C\text{MAX}} = \frac{V_{CC} - V_{C\text{EMIN}}}{R_C + R_G}$$

- MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL NEGATIVA:

$$\begin{aligned} E_N &= V_{CEQ} - (V_{C\text{MAX}} + V_{C\text{EMIN}}) = \\ &= V_{CEQ} - (R_G I_{C\text{MAX}} + V_{C\text{EMIN}}) \end{aligned}$$

MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL =  $2 \times$  o MENOR DO  $E_N \in E_p$

EXEMPLO:

21

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$\beta = 100$$

- ARBITRA-SE  $I_C = 3 \text{ mA}$

- PARA GARANTIR UM BOM COMPROMISSO ENTRE MÁX. EXCURSÃO DE SINAL E BOA ESTABILIDADE DO PONTO DE FUNCIONAMENTO, FAZ-SE:

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = 7.5 \text{ V} \quad V_E = \frac{V_{CC}}{5} = 3 \text{ V}$$

$$- V_E = V_E + V_{CE} = 10.5 \text{ V} \Rightarrow R_C = \frac{V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{4.5}{3 \times 10^{-3}} = 1k5$$

$$- I_C \approx I_E, \text{ DONDE: } R_E = \frac{V_E}{I_E} = 3 / 3 \times 10^{-3} = 1k$$

$$- V_B = V_E + V_{BE} = 3 + 0.7 = 3.7 \text{ V}$$

- ARBITRANDO  $I = 1 \text{ mA}$  ( $I \gg I_B \approx 30 \mu\text{A}$ )

$$R_2 = \frac{V_B}{I} = \frac{3.7}{1 \times 10^{-3}} = 3k7 \quad R_1 = \frac{V_{CE} - V_B}{I} = \frac{15 - 3.7}{1 \times 10^{-3}} = 11k3$$

- MÁXIMA EXCURSÃO DE SINAL:

$$E_p = V_{CE} - V_{CQ} = 15 - 10.5 = 4.5 \text{ V}$$

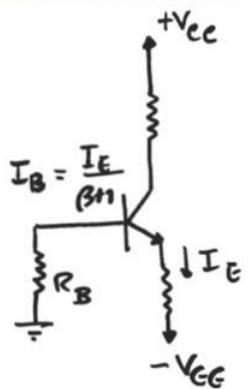
$$I_{C\text{MAX}} = \frac{V_{CE} - V_{CE\text{MIN}}}{R_E + R_G} = \frac{15 - 1}{(1.5 + 1) \times 10^3} = 5.6 \text{ mA}$$

$$E_N = V_{CQ} - (R_E I_{C\text{MAX}} + V_{CE\text{MIN}}) = 4 \text{ V}$$

$$\text{EXCURSÃO MÁXIMA} = 2 \times 4 = 8 \text{ V}_{pp}$$

## POLARIZAÇÃO COM 2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO:

22

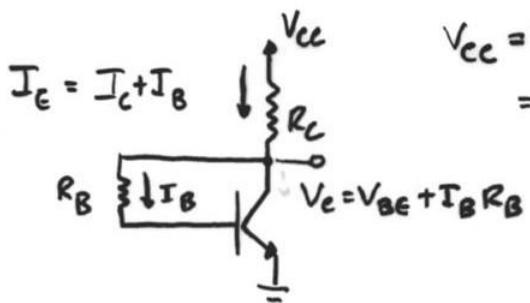


$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)}$$

- AS CONDIÇÕES ANTERIORES SÃO VÁLIDAS:

- $V_{CC} \gg V_{BE}$
- $R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$

## POLARIZAÇÃO ALTERNATIVA:



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

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

- $V_{CC} \gg V_{BE}$

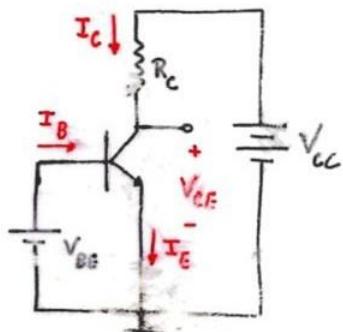
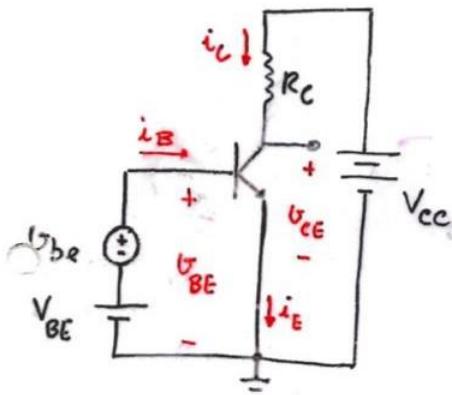
- $R_C \gg R_B / (\beta + 1)$

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

## TRANISTOR BIPOAR COMO

23

- COMO JÁ VIMOS NA ANÁLISE GRÁFICA, O TRANSISTOR DEVE ESTAR NA ZONA ACTIVA
- CONSIDERE-SE O CIRCUITO:



$$V_{be} = \text{---}$$

### ANALISE DC (PONTO DE FUNCIONAMENTO):

$$I_c = I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$$

$$I_E = I_c / \alpha$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta}$$

$$V_E = V_{CE} = V_{CC} - I_c R_C$$

→  $V_C > V_B$  PARA GARANTIR FUNCIONAMENTO NA ZONA ACTIVA

→  $V_C - V_B$  TEM DE ASSUMIR UM VALOR SUFICIENTE PARA A EXCURSÃO DE SINAL PREFERIDA

## CORRENTE DE COLECTOR:

24

$$U_{be} \neq 0$$

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

$$i_c = I_s e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} = I_s e^{\frac{(V_{BE} + U_{be})}{V_T}}$$

$$= I_s e^{\frac{U_{be}}{V_T}} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$i_c = I_c e^{\frac{U_{be}}{V_T}}$$

Se  $U_{be} \ll V_T$  (APROXIMAÇÃO DOS PEQUENOS SINAIS)

- AO EXPANDIR A EXPONENCIAL EM SÉRIE, PODEM APROVEITAR-SE APENAS OS 2 PRIMEIROS TERMOS

$$i_c \approx I_c \left( 1 + \frac{U_{be}}{V_T} \right)$$

$$i_c = I_c + \frac{I_c}{V_T} U_{be}$$

- A COMPONENTE DE SINAL DESTA CORRENTE É:

$$i_c = \frac{I_c}{V_T} U_{be}$$

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

$g_m \Rightarrow$  TRANS CONDUTÂNCIA

NOTA: A TRANSCONDUTÂNCIA É DIRECTA/ PROPORCIONAL  
À CORRENTE DO COLECTOR.

→ PARA OBTER  $g_m$  CONSTANTE  $\Rightarrow I_c$  CONSTANTE

→ PROVA-SE A NECESSIDADE DE UMA POLARIZAÇÃO ESTABILIZADA

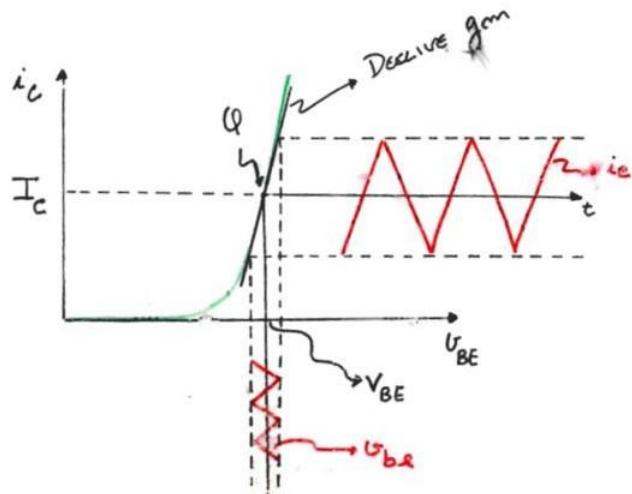
-  $g_m$  ASSUME VALORES ELEVADOS PARA A MAIORIA DOS BJT'S

$$\text{Ex: } I_c = 1 \text{ mA} \Rightarrow g_m = 40 \text{ mA/V}$$

### INTERPRETAÇÃO GRÁFICA DO $g_m$ :

-  $g_m$  É O DECLIVE DA CARACTERÍSTICA  $i_c - V_{BE}$   
PARA  $i_c = I_c$  (PONTO DE FUNCIONAMENTO).

$$g_m = \left. \frac{\partial i_c}{\partial V_{BE}} \right|_{i_c = I_c}$$



- A APROXIMAÇÃO DOS PEQUENOS SINAIS IMPLICA MANTER  $\approx$   
A AMPLITUDE DO SINAL SUFICIENTEMENTE PEQUENA PARA  
QUE O FUNCTIONAMENTO DO TRANSISTOR SE RESTRIJA  
A UMA PORÇÃO APROXIMADA/ LINEAR DA CURVA

$$i_C = g_{be} V_{BE}$$

- UM AUMENTO MUITO GRANDE DO SINAL IMPLICA QUE  
A CORRENTE DE COLETORE TENHA COMPONENTES QUE NÃO  
ESTÃO LINEARMENTE RELACIONADAS c/  $V_{BE}$  (DISTORÇÃO  
DO SINAL).
- TODA A ANÁLISE ANTERIOR LEVA A QUE POSSAMOS  
ENCARAR O TRANSISTOR (PARA PEQUENOS SINAIS)  
COMO UMA FONTE DEPENDENTE DE CORRENTE CONTRALADA POR TENSÃO.

### CORRENTE DE BASE E RESISTÊNCIA DE ENTRADA NA BASE:

$$\rightarrow i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C V_{BE}}{V_T}$$

$$i_B = I_B + i_b$$

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} V_{BE} = \frac{g_m}{\beta} V_{BE}$$

$$\rightarrow r_{II} \equiv \frac{V_{BE}}{i_b} = \frac{\beta}{g_m}$$

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

$$\frac{I_C}{\beta} = I_B \quad \rightarrow \quad r_{II} = \frac{V_T}{I_B}$$

## CORRENTE DO EMISSOR E RESISTÊNCIA DE ENTRADA DO EMISSOR:

27

$$i_E = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_c}{\alpha} + \frac{i_e}{\alpha}$$

$$i_E = I_E + i_e$$

$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_c}{\alpha V_T} \quad v_{be} = \frac{I_c}{V_T} v_{be}$$

$$r_o = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

## RELAÇÃO ENTRE $r_{\pi}$ e $r_o$ :

$$v_{be} = i_b r_{\pi} = i_e r_o$$

$$r_{\pi} = \frac{i_e}{i_b} r_o$$

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

## GANHO DE TENSÃO:

$$\begin{aligned} v_o &= V_{ce} - i_c R_c = \\ &= V_{ce} - (I_c + i_e) R_c = \\ &= (V_{ce} - I_c R_c) - i_e R_c = \\ &= V_c - i_e R_c \end{aligned}$$

$$v_o = -i_e R_c = -g_m v_{be} R_c = -g_m R_c v_{be}$$

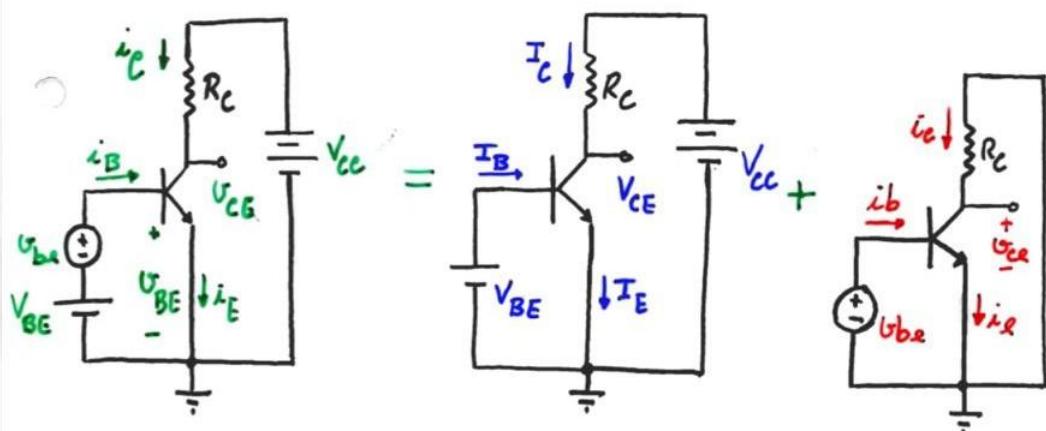
$$\boxed{\text{GANHO EM TENSÃO} \equiv \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R_c}$$

## MODELO EQUIVALENTE DO TRANSISTOR PARA PEQUENOS SINAIS: 28

- A ANÁLISE ANTERIOR MOSTRA-NOS QUE TODAS AS CORRENTESESÃO CONSTITUÍDAS POR DUAS COMPONENTES:

- COMPONENTE DC;
- COMPONENTE DE SINAL;

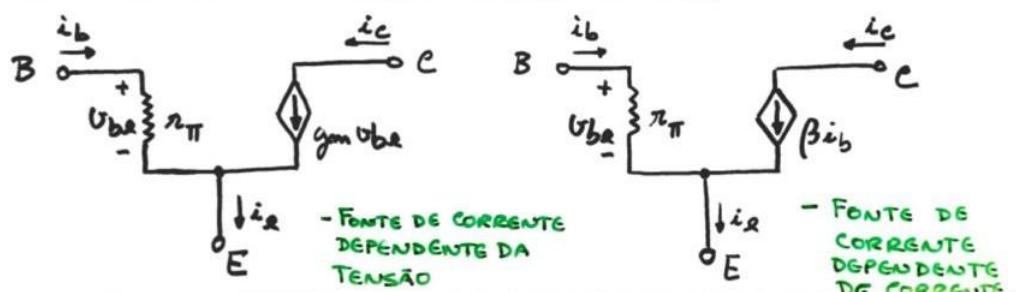
- ASSIM SENDO:



→ ESTAS RELAÇÕES PODEM SER TRADUZIDAS POR UM CIRCUITO EQUIVALENTE  
(NÃO ESQUECER QUE ISTO SE APLICA APENAS A PEQUENOS SINAIS)

$$\left\{ \begin{array}{l} i_e = \frac{V_{be}}{\pi_0} \\ i_b = \frac{V_{be}}{\pi_{II}} \\ i_c = g_m V_{be} \end{array} \right.$$

## MODELO II-HÍBRIDO PARA PEQUENOS SINAIS:



- A ANÁLISE DO CIRCUITO I ANTERIOR RESULTA NAS RELAÇÕES DA APROXIMAÇÃO PARA PEQUENOS SINAIS:

$$i_e = g_m u_{be}$$

$$i_b = \frac{u_{be}}{R_\pi}$$

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{u_{be}}{R_\pi} + g_m u_{be} = \frac{u_{be}}{R_\pi} (1 + g_m R_\pi) = \\ &= \frac{u_{be}}{R_\pi} (1 + \beta) = \frac{u_{be}}{\frac{R_\pi}{1+\beta}} \Leftrightarrow \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow i_o = \frac{u_{be}}{R_o}$$

- O CIRCUITO II PODE SER OBTIDO A PARTIR DO CIRCUITO I, FAZENDO:

$$g_m u_{be} = g_m (i_b R_\pi) = (g_m R_\pi) i_b = \beta i_b$$

- Os circuitos apresentados constituem o modelo  $\Pi$  - HÍBRIDO SIMPLIFICADO
- O MODELO COMPLETO INCLUI O COMPORTAMENTO NÃO LINHAR DO TRANSISTOR.

- PERMITE A APLICAÇÃO DE UM PROCESSO SISTEMÁTICO DE ANÁLISE DOS CIRCUITOS COM TRANSISTORES:

1. DETERMINAÇÃO DO PONTO DE FUNCIONAMENTO DO BJT (E PARTICULAR  $I_c$ )

2. CÁLCULO DOS VALORES DOS PARÂMETROS DO MODELO PARA PEQUENOS SINAIS:

$$g_{om} = \frac{I_c}{V_T} \quad r_{\pi} = \frac{\beta}{g_{om}} \quad r_o = \frac{V_T}{I_c} \approx \frac{1}{g_{om}}$$

3. ELIMINAR AS FONTES DE

4. SUBSTITUIR O BJT PELÔ CIRCUITO EQUIVALENTE

5. ANALISAR O CIRCUITO RESULTANTE

- EVIDENTEMENTE QUE, COM UM POUCO DE PRÁTICA, SE PODE PASSAR POR CIMA DO PONTO 4. E ANALISAR O CIRCUITO DIRECTAMENTE, UTILIZANDO O MODELO IMPLICITAMENTE.

NOTA: EXEMPLOS DE APLICAÇÃO SERÃO RESOLVIDOS NA AULA PRÁTICA.

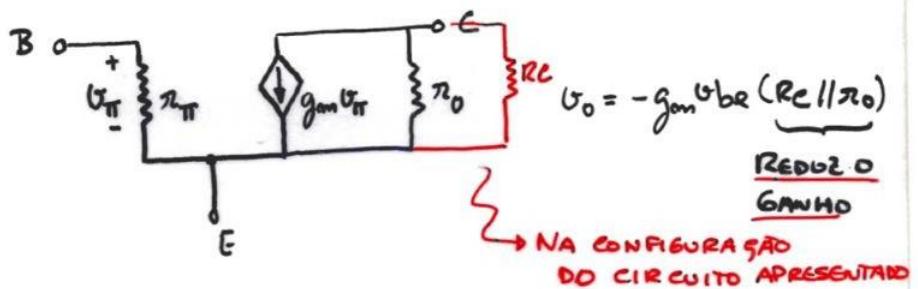
## Modelo $\pi$ -Híbrido e Efeito de Early:

81

- VIMOS JÁ QUE, DEVIDO AO EFEITO DE EARLY, O COLECTOR NÃO SE COMPORTA COMO UMA FONTE IDEAL, APRESENTANDO UMA DEPENDÊNCIA DE  $v_{CE}$ .
- ASSOCIAMOS A ESSA DEPENDÊNCIA UMA RESISTÊNCIA

$$\pi_0 \approx \frac{V_A}{I_C} \rightarrow \text{TENSÃO DE EARLY}$$

$$R_C \rightarrow \text{CORRENTE DE POLARIZAÇÃO}$$



- SE  $\pi_0 \gg R_C$ , A ALTERAÇÃO DO GANHO SERÁ DESPREZÁVEL.

## SUMÁRIO DAS RELAÇÕES IMPORTANTES PARA O MODELO:

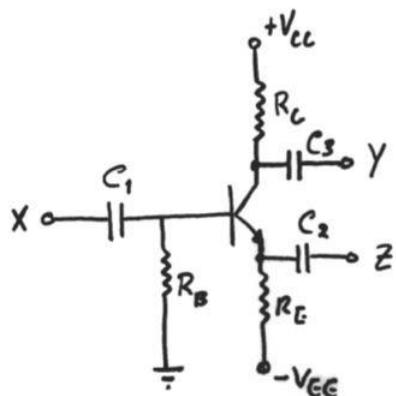
$$\bullet g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad \bullet \pi_e = \frac{V_T}{I_E} = \alpha \frac{V_T}{I_C} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\bullet \pi_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \beta \frac{V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m} \quad \bullet \pi_\pi = (\beta + 1) \pi_e$$

$$\bullet g_m + \frac{1}{\pi_\pi} = \pi_e$$

## CONFIGURAÇÕES BÁSICAS DE AMPLIFICADORES c/ BJT'S: 32

- CONSIDERE-SE O CIRCUITO QUE SE SÉGUE:



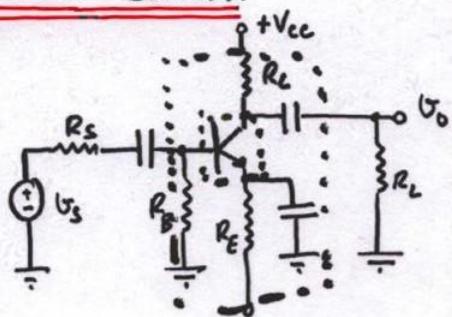
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> & C<sub>3</sub> DE VALOR ELEVADO PARA PODEREM SER CONSIDERADOS CURTO-CIRCUITOS ÀS FREQ. DE INGRESSO. FUNCIONAM ASSIM COMO BYPASS OU ACOPLAGEMNTO
- SUPÕE-SE IGUALMENTE QUE A GAMA DE FREQUÊNCIAS A QUE SE VAI TRABALHAR É INTERMÉDIA.
- PARA SINAL, A POLARIZAÇÃO A 4 RESISTÊNCIAS É IGUAL AO CIRCUITO ACIMA.

EXISTEM 3 CONFIGURAÇÕES BÁSICAS:

- X à MASSA → BASE COMUM
- Z à MASSA → EMISSOR COMUM
- Y & à MASSA → COLECTOR COMUM

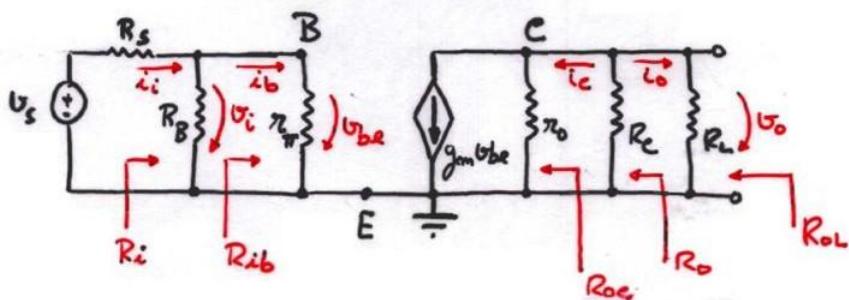
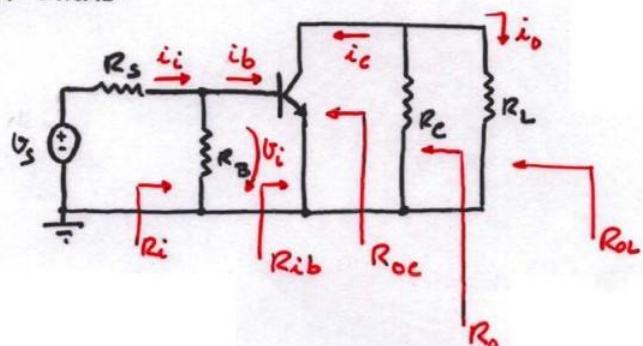
## Emissor Comum:

33



- $U_S$ ,  $R_S$  PODE SER O EQUIVALENTE DE THÉVENIN DO ANDAR A MONTANTE
  - $R_L$  PODE SER A RESISTÊNCIA DE ENTRADA DO ANDAR A JUSANTE.

- PARA SINAL:



$$R_{ib} = \frac{U_i}{i_b} = r_{\pi} \quad R_i = R_b // R_{ib}$$

$$\bullet R_{oc} = \left. \frac{U_o}{I_c} \right|_{U_s=0} = x_0 \quad \bullet R_o = R_{oc} // R_c \quad \bullet R_{OL} = R_o // R_L$$

$$\bullet A_B = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = A_{B|i} \cdot \frac{U_i}{U_s}$$

$$\bullet A_{B|i} = \frac{U_o}{U_i} = -g_m (r_0 // R_c // R_L) = -\frac{\beta}{r_{\pi}} (r_0 // R_c // R_L)$$

$$\bullet \frac{U_i}{U_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$\Rightarrow$  Se  $R_s \ll R_i \Rightarrow A_B$  ~~maior que o de fato~~

$$\bullet A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i} = A_{i|b} \cdot \frac{i_b}{i_i}$$

$$\bullet A_{i|b} = \frac{i_o}{i_b} = -g_m r_{\pi} (r_0 // R_c // R_L) = -\beta (r_0 // R_c // R_L)$$

$$\bullet \frac{i_b}{i_i} = \frac{R_B}{R_B + R_{C|b}}$$

$\Rightarrow$  Se  $r_0 \gg R_c$  ( $R_c // R_L$ ) Temos, SIMPLIFICADA:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_c} \cdot \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i}$$

$$\frac{i_o}{i_c} = -\frac{R_c}{R_c + R_L}$$

$$\frac{i_c}{i_b} = g_m r_{\pi} = \beta = h_{fe} \quad \frac{i_b}{i_i} = \frac{R_B}{R_B + R_{C|b}}$$

### Resumo:

$\rightarrow R_i$  MUITO ELEVADA

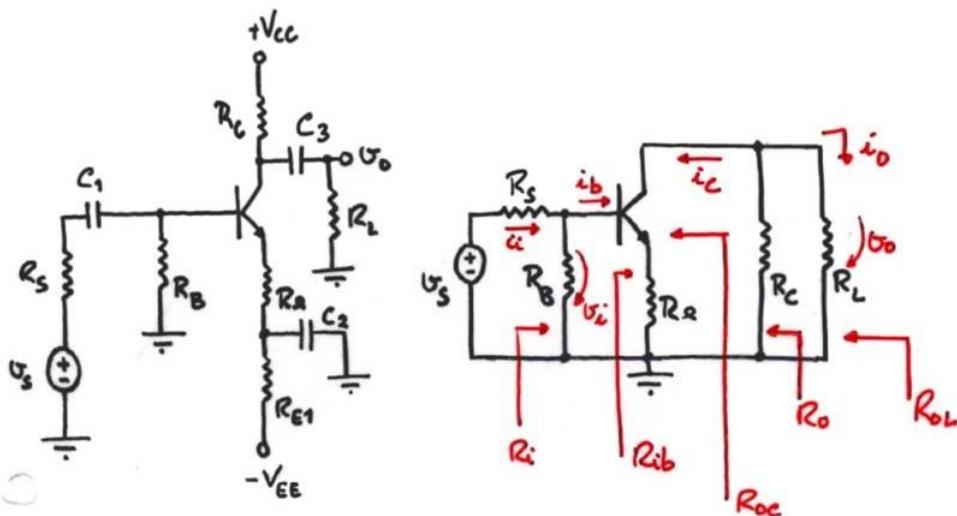
$\rightarrow R_B$  BAIIXA DEGRADA  $R_i$  E  $A_B$

$\rightarrow R_o$  RAZOVEL/ ELEVADA

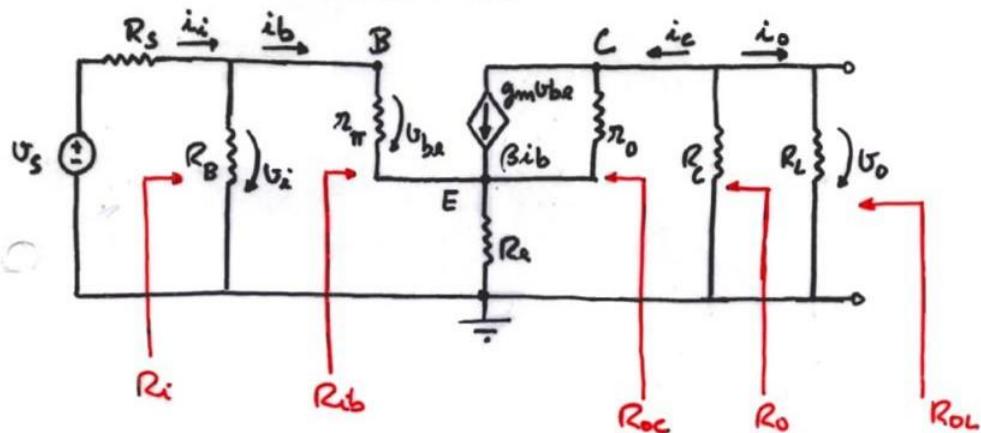
$\rightarrow R_L$  BAIXO DEGRADA  $A_B$

$\rightarrow A_B$  NEGATIVO RAZOVEL/ ELEVADO

$\rightarrow A_i$  NEGATIVO RAZOVEL/ ELEVADO



→ Se considerarmos que  $\pi_0 \gg (R_C // R_L) + R_Q$  podemos desprezar o efeito de  $\pi_0$ .



$$R_{ib} = \frac{U_i}{i_b} = \pi_{\pi} + (1 + g_m \pi_{\pi}) R_Q = \pi_{\pi} + (1 + \beta) R_Q$$

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

$$R_{oc} = \left. \frac{U_o}{i_c} \right|_{U_s=0} = \left[ \pi_0 \left( 1 + \frac{\beta R_Q}{\pi_{\pi} + (R_B // R_S)} \right) \right] + \left[ R_Q // (\pi_{\pi} + (R_B // R_S)) \right]$$

$$R_o = R_{oc} // R_C \quad R_{ol} = R_O // R_L$$

- $A_{Vb} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = A_{Vi} \frac{U_i}{U_s}$
- $A_{Vi} = \frac{U_o}{U_i} = -g_m r_{\pi} (R_c // R_L) / R_{ib} = -\frac{\beta (R_c // R_L)}{R_{ib}}$

- $\frac{U_i}{U_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$

- Se  $\beta \gg 1$  e  $\beta R_e \gg r_{\pi}$   $\Rightarrow A_{Vi} = -\frac{R_c / R_L}{R_e}$

$A_{Vi}$  INDEPENDENTE DE  $\beta$  !!!

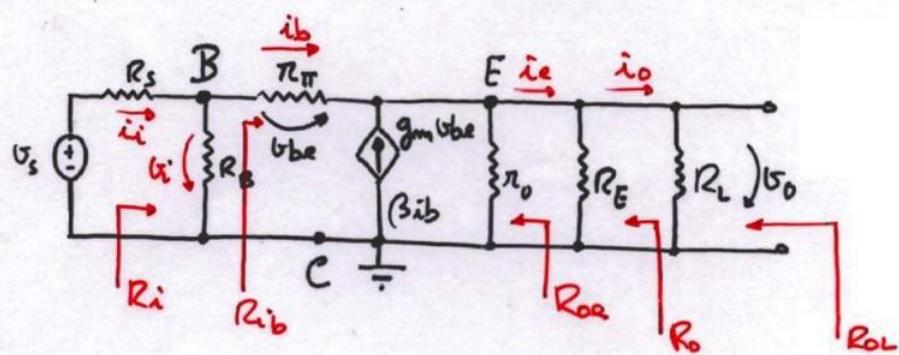
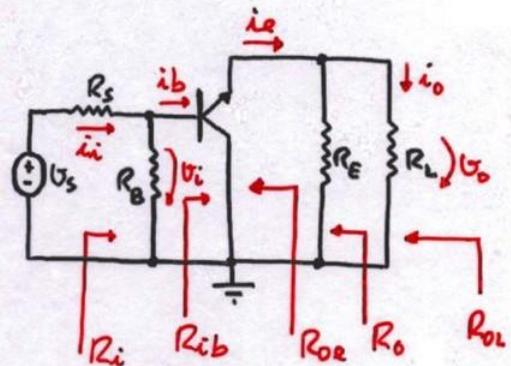
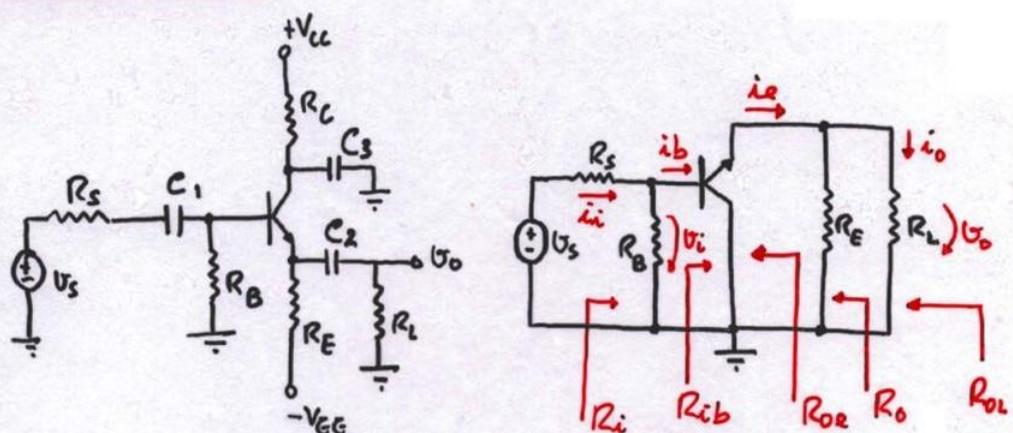
- $A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_c} \cdot \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i}$
- $\frac{i_o}{i_c} = -\frac{R_e}{R_c + R_L}$
- $\frac{i_c}{i_b} = g_m r_{\pi} = \beta = h_{fe}$
- $\frac{i_b}{i_i} = \frac{R_B}{R_B + R_{ib}}$

### RESUMO:

- $R_i$  ELEVADA
- $R_o$  RAZOAVEL / ELEVADA
- $A_V$  NEGATIVO RAZOAVEL
- $A_i$  NEGATIVO, RAZOAVEL / ELEVADO
- $R_B$  BAIXA DEGRADA  $R_i$  e  $A_V$
- $R_L$  BAIXA  $\Rightarrow A_V \downarrow$ , MAS  $A_i \uparrow$

Coletor Comum:

87



NOTA: E FREQUENTE  $R_C = 0$

$$\begin{aligned} \bullet R_{ib} &= \frac{U_i}{I_b} = r_{\pi} + (1 + \beta) (\tau_o \parallel R_E \parallel R_L) = \\ &= r_{\pi} + (1 + g_m r_{\pi}) (\tau_o \parallel R_E \parallel R_L) \end{aligned}$$

$$\bullet R_i = R_B \parallel R_{ib}$$

$$\bullet R_{oe} = \left. \frac{\tau_o}{-i_e} \right|_{U_S=0} \quad \bullet R_{oe} = \left[ \frac{r_{\pi} + (R_B \parallel R_s)}{1 + \beta} \right] \parallel \tau_o$$

$$\bullet R_o = R_{oe} \parallel R_E \quad \bullet R_{ol} = R_o \parallel R_L$$

- $A_V = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = A_{Vi} \frac{U_i}{U_s}$
- $A_{Vi} = \frac{U_o}{U_i} = (1+\beta) (\pi_0 // R_E // R_L) / R_{ib} = 1 - \underbrace{(\pi_\pi / R_{ib})}_{R_{ib} \gg \pi_\pi} \approx 1$
- $\frac{U_i}{U_s} = R_i / (R_i + R_s)$
- $A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i} = A_{ib} \cdot \frac{i_b}{i_i}$
- $A_{ib} = \frac{i_o}{i_b} = (1+\beta) (\pi_0 // R_E // R_L) / R_L$
- $\frac{i_b}{i_i} = \frac{R_B}{R_B + R_{ib}}$

→ Se  $R_B \gg R_{ib} \wedge R_L \ll R_E \ll \pi_0 \Rightarrow A_i \approx 1 + \beta$

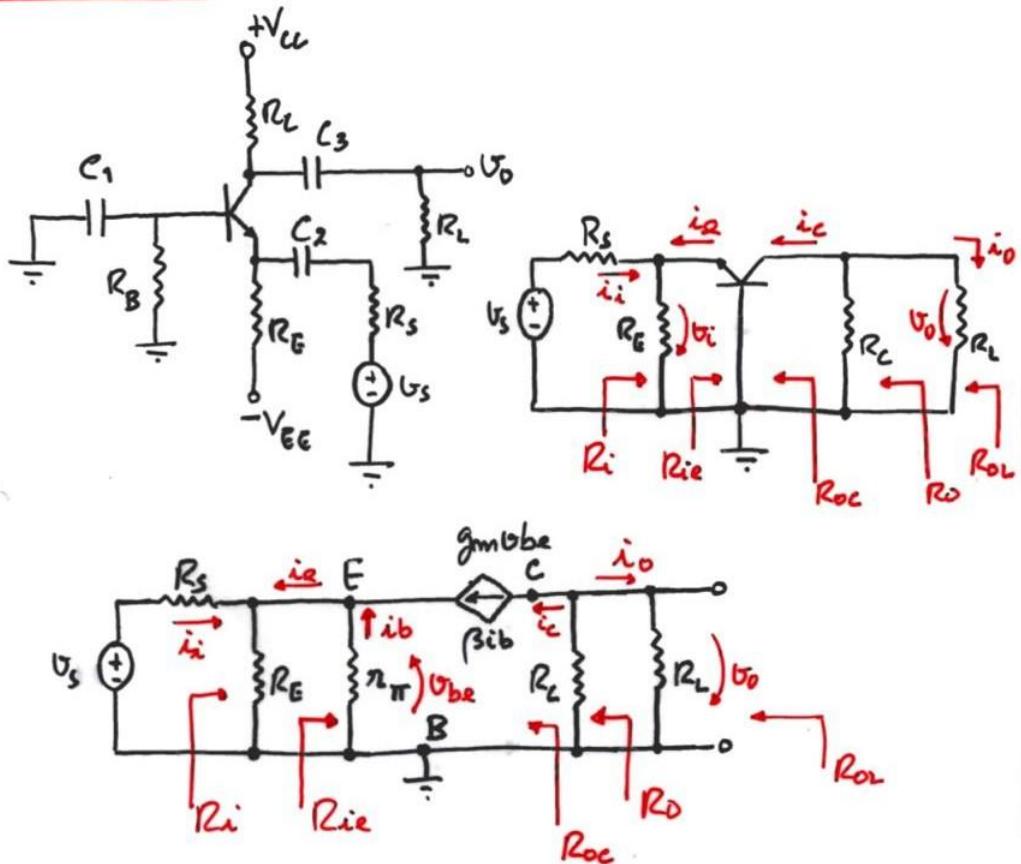
### Resumo:

- $R_i$  ELEVADA                  -  $R_o$  MUITO BAIXA
- $A_V$  POSITIVO INFERIOR A 1
- $A_i$  POSITIVO, RAZOVEL / ELEVADO
- $R_B$  BAIXA  $\Rightarrow$  DEGRADAGÃO DE  $R_i$  E  $A_V$
- MUITO UTILIZADO COMO "BUFFER"
- Emitter Follower

NOTA IMPORTANTE: SE  $R_L$  FOR BAIXO, O CORTE APARECE MUITO CEDO  
(VER PQ)

BASE COMUM:

39



- O EFEITO DE  $R_O$  É DESPREZÁVEL

$$\bullet R_{ie} = \frac{V_i}{-i_e} = \frac{U_{be}}{i_e} = \frac{\pi_T}{1 + \beta} = \frac{\pi_T}{1 + g_m \pi_T} = \pi_e \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\bullet R_i = R_E \parallel R_{ie}$$

$$\bullet R_{oc} = \left. \frac{U_o}{i_c} \right|_{U_S=0} \quad \bullet R_o = R_{oc} \parallel R_C \approx R_C \quad R_{ol} = R_o \parallel R_L$$

$$\bullet A_B = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = A_{Ui} \cdot \frac{U_i}{U_s}$$

$$\bullet A_{Ui} = \beta (R_C // R_L) / \pi \tau_T = g_m (R_C // R_L) \approx (R_C // R_L) / R_{ie}$$

$$\bullet \frac{U_i}{U_s} = R_i / (R_i + R_s)$$

$$\bullet A_i = i_o / i_i = (i_o / i_e) (i_e / i_c) (i_c / i_i)$$

$$\bullet \frac{i_o}{i_e} = - \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad \bullet \frac{i_e}{i_c} = \frac{\beta}{1 + \beta} \approx 1$$

$$\bullet \frac{i_e}{i_i} = - \frac{R_E}{R_E + R_{ie}}$$

### RESUMO:

- $R_i$  MUITO BAIXA
- $R_o$  RAZOAVEL / ELEVADA
- $A_v$  POSITIVO RAZOAVEL / ELEVADO
- $A_i$  POSITIVO, INFERIOR A 1
  
- USADO COMO ADAPTADOR DE IMPEDÂNCIAS
- USADO EM AMPLIFICADORES CASCODE.