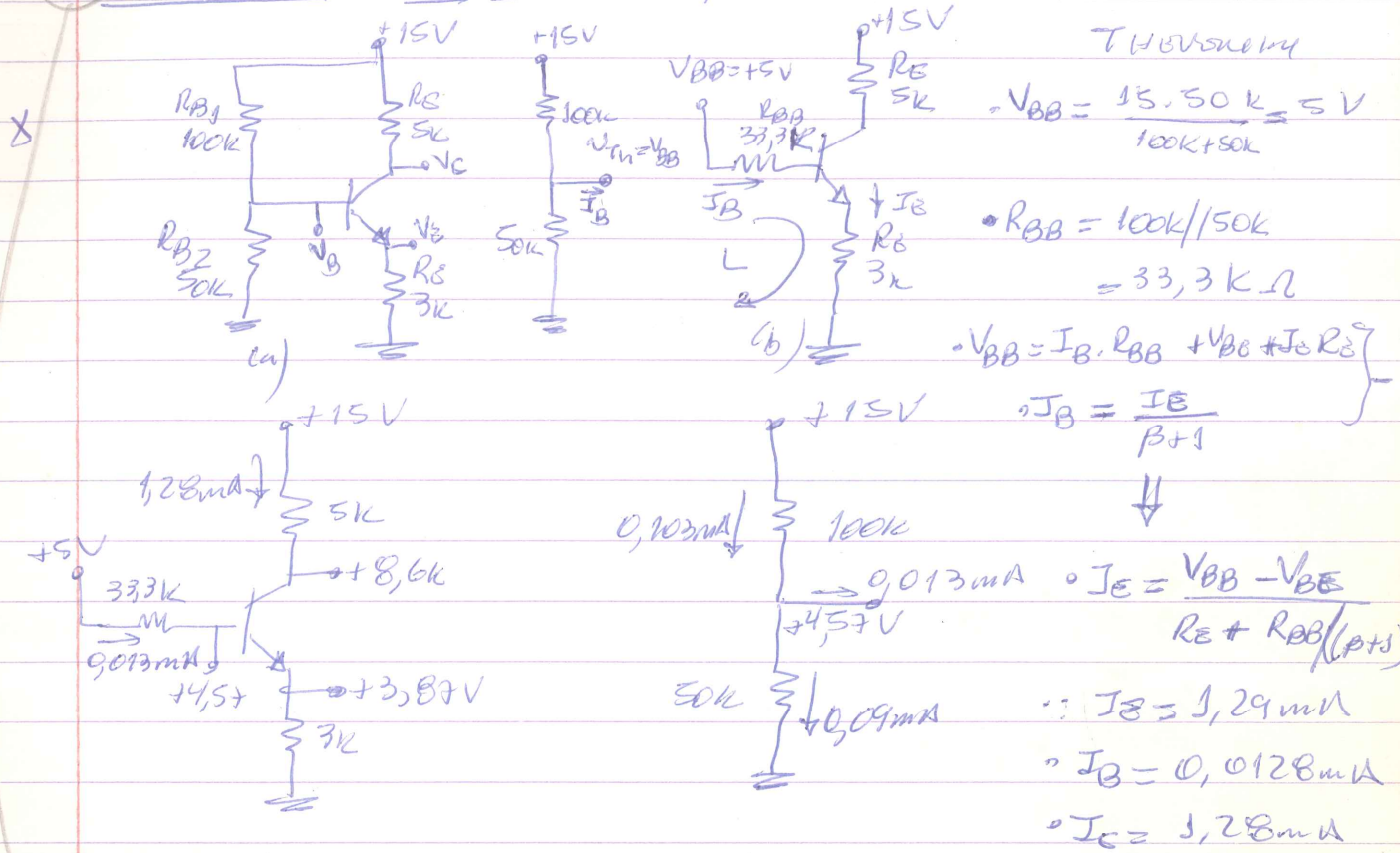


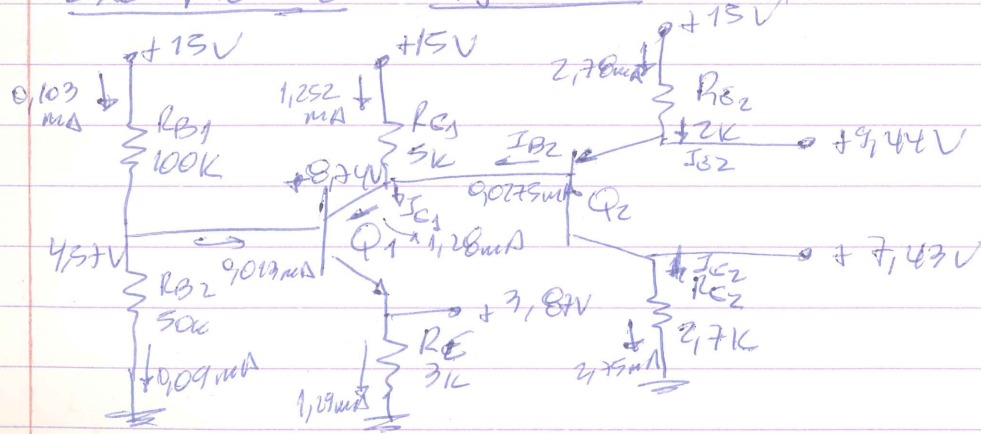
130  
19/10/09

Exemplo 4.7 - Fig 4.21  $R_{B1}, I, V$  p/  $\beta = 100$



$V_B = V_{BE} + I_E \cdot R_E = 0,7 + 1,29m \cdot 3k = 4,57V$   
 $V_E = 3,87V, V_C = 15 - 1,28m \cdot 5k = 8,6V \therefore V_{CB} > 0 \rightarrow \text{normal!}$

Exemplo 4.8 : Fig. 4.22



$V_{B1} = 4,57V, I_{E1} = 1,29mA$

1<sup>a</sup> PARTS = Fig. 4.21  $\Rightarrow I_{B1} = 0,0128mA, I_{C1} = 1,28mA$

ABON A CONNORNB IC SONI DIFFERENTS  $\Rightarrow$  DORMO A  $I_{B2}$

$I_{RC1} = ? \neq I_{E1} / \beta$   $I_{C1} = I_{RC1} + I_{B2}$

James super  $I_{B2} \ll I_{C1} \Rightarrow I_{C1} = I_{RC1}$

$\Rightarrow V_{C1} = 15 - I_{C1} \cdot R_{C1} = 15 - 1,28m \cdot 5k = 8,6V$

15)

$$V_{E2} = V_{C1} + V_{BE2} = 8,6 + 0,7 = 9,3$$

$$I_{E2} = \frac{15 - 9,3}{2K} = 2,85 \text{ mA}$$

Supondo Q2 ATIVA

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} = 0,99 \times 2,85 = 2,82 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = I_{C2} \cdot R_2 = 2,82 \text{ mA} \cdot 2,7K = 7,62 \text{ V}$$

$$\therefore V_{C2} < V_{B2} \left. \begin{array}{l} \\ (V_{BC} > 0) \end{array} \right\} \rightarrow \text{ATIVA}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta + 1} = \frac{2,85 \text{ mA}}{101} = 0,028 \text{ mA}$$

SE DESSEJADO  $\rightarrow$  REPETIR UMA ITERAÇÃO DE  $I_{B2}$

$$\therefore V_{C1} = 15 - 5K(I_{C1} + I_{B2}) = 15 - 5K(1,28 \text{ mA} + 0,028 \text{ mA}) = 8,74 \text{ V}$$

$$V_{E2} = 8,74 + 0,7 = 9,44$$

$$I_{E2} = \frac{15 - 9,44}{2K} = 2,78 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = 0,99 \times 2,78 \text{ mA} = 2,75 \text{ mA}$$

$$V_{C2} = 2,75 \text{ mA} \times 2,7K = 7,43 \text{ V}$$

$$I_{B2} = 0,0275 \text{ mA}$$

$\rightarrow$  Poderíamos simplificar mais se adotássemos  $\alpha \approx 1$  ou  $I_C \approx I_E$  — BOM POQUENHO!

#### 4.1.1 O TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

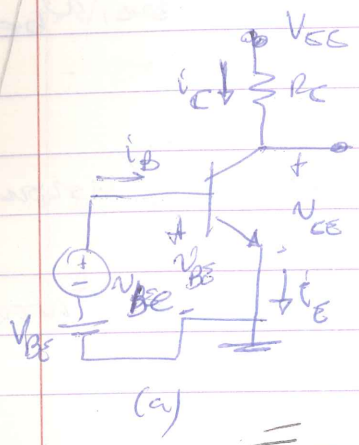
$\Rightarrow$  Tr. POLARIZADO NA ATIVA

$\Rightarrow$   $I_B$  ou  $I_C$  estes, previsíveis e insensíveis a variações de  $T$ ,  $\beta$ , etc.

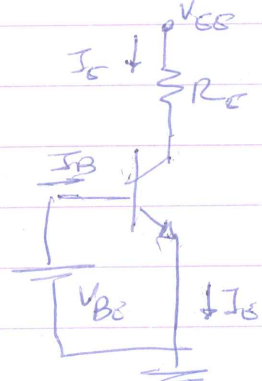
MOSTRAREMOS QUE GAINHO  $\approx f(I_C) \therefore I_C = \text{cte!}$

752 19/05

AMPLIFICADOR: [Fig. 4.23]  $\rightarrow V_{BE}$  det. pt. de operação



(a)



(b) condições CC

$v_{be} = \text{sinus. de entrada}$   
 $v_o = v_c = v_c + v_o$

AS CONDIÇÕES CC:

CONSIDERANDO  $v_{BE} \approx 0$

$I_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$

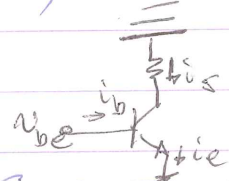
$I_B = I_C/\beta$

$I_B = I_C/\beta$

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

$\hookrightarrow V_C \text{ deve ser } > V_{BE}$

$\hookrightarrow \text{BASE COLETOR} \rightarrow \text{RAZÃO INVERTIDA}$



A CONDIÇÃO DE COLETOR E A TRANSCONDUÇÃO

Sinal ac:  $v_{be} \rightarrow v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$

$i_c = I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{V_{BE}/V_T} e^{v_{be}/V_T}$

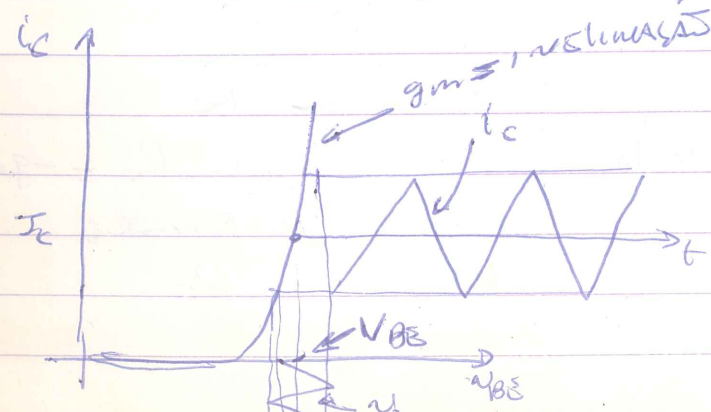
$\therefore i_c \approx I_C e^{v_{be}/V_T} \Rightarrow \text{Se } v_{be} \ll V_T \rightarrow i_c = I_C \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$   
 vale p/  $v_{be} \ll 10 \text{ mV} = \text{APROX. DE PEQUENOS SINAIS}$

$\therefore i_c = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} = I_C + i_c$

$\therefore i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} = g_m v_{be}$   $\rightarrow$  TRANSCONDUÇÃO  
 $\therefore g_m = \frac{I_C}{V_T} \therefore \propto I_C$

$g_m = cte \text{ p/ } I_C = cte$

ex:  $I_C = 1 \text{ mA} \rightarrow g_m \approx 40 \text{ mA/V} (\approx g_{mppt})$



[Fig. 4.24]

$g_m = \frac{di_c}{dv_{BE}} \Big|_{i_c = I_C}$

→ Por este modo de se analisar:

A saída = fonte de corrente controlada por  $v_{be}$

$$i_c \neq f(v_c) \Rightarrow r_o = \infty$$

• Na prática, mundo real,  $r_o = \text{finito}$  (usamos)

A corrente de base e a resistência de entrada de base

$$i_B = \frac{i_c}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = I_B + i_b$$

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

$$\rightarrow r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B}$$

\* Definindo  $r_{\pi} = \frac{v_{be}}{i_b} \Rightarrow r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$  ou ainda:  $r_{\pi} = \frac{\beta}{I_C/V_T}$

A corrente de emissão e a res. de entrada de emissor

$$i_E = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{i_c}{\alpha} = I_E + i_e \quad \therefore i_e = \frac{i_c}{\alpha}$$

$$= \frac{I_C}{\alpha} \frac{v_{be}}{V_T} = \frac{I_E}{V_T} v_{be}$$

Definindo:  $r_e = \frac{v_{be}}{i_e} \Rightarrow r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$

Das antenas:  $v_{be} = i_e r_e = i_b \cdot r_{\pi}$

$$\therefore r_{\pi} = \frac{i_e}{i_b} \cdot r_e = (\beta+1) \cdot r_e$$

Objetivo do teste: Fig. 4.23(a)

$$\begin{aligned} v_c &= V_{CC} - i_c \cdot R_c \\ &= V_{CC} + (I_C + i_c) R_c \\ &= V_C - i_c R_c \\ &= V_C + v_c \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \therefore v_c &= -i_c R_c \\ &= -g_m v_{be} R_c = -g_m R_c \cdot v_{be} \end{aligned}$$

$\therefore$  Ganho de tensão:

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

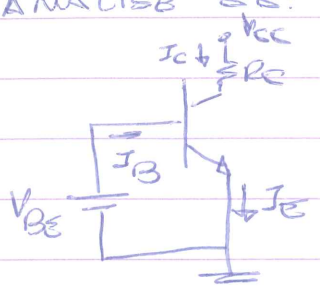
# 4.8 Modelos Equivalentes p/ Pequenos Sinais

Vimos que:  $i, v = cc + ac$

ex:  $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$

$i_c = I_C + i_c$

ANÁLISE CC: Fig. 4.23 b



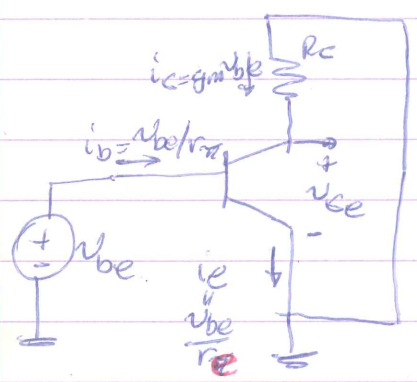
$I_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$

$I_E = I_C / \alpha$

$I_B = I_C / \beta$

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

ANÁLISE AC → Fig. 4.25 → FONTES V<sub>CC</sub> = CURTO  
FONTES I<sub>CC</sub> = ABERTO



$i_c = g_m v_{be}$

$i_b = v_{be} / r_{\pi}$

$i_e = v_{be} / r_e$

SUBSTITUIR POR CIRCUITO EQUIVALENTE

Modelo de Circuito Equivalente p/ Pequenos Sinais

## O Modelo π-Híbrido

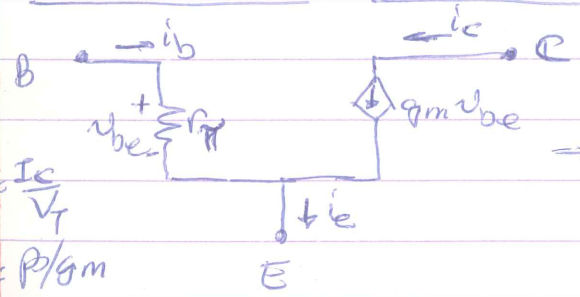


Fig. 4.26 (a) → Modelo Equivalente

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

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

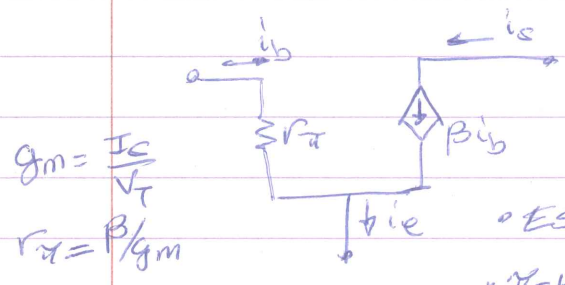
$r_e = \frac{V_T}{I_E}$

⇒ EVIDENTE QUE  $i_b = \frac{v_{be}}{r_{\pi}}$  e  $i_e = ?$

$i_e = i_b + i_c = \frac{v_{be}}{r_{\pi}} + g_m v_{be} = \frac{v_{be}}{r_{\pi}} (1 + g_m r_{\pi})$

$= \frac{v_{be}}{r_{\pi}} (1 + \beta) = \frac{v_{be}}{\frac{r_{\pi}}{1 + \beta}} = \frac{v_{be}}{r_e}$

ALTERNATIVA → Fig. 4.26b → POIS:



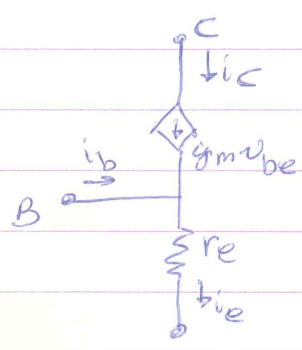
$$g_m v_{be} = g_m (i_b r_{\pi}) = g_m (r_{\pi}) i_b = \beta i_b$$

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

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

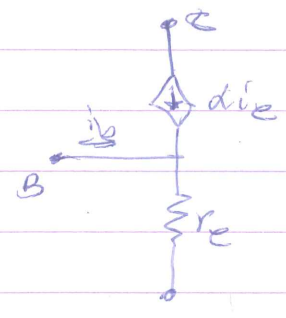
ESTES MODELOS = MODELOS SIMPLIFICADOS  
 π-HÍBRIDOS  
 π-HÍBRIDO COMPLETO ⇒ + ELEMENTOS P/ EFETOS DE 2º ORDEM

O MODELO T → Fig. 4.27 ⇒ EM ALGUMAS SITUAÇÕES & MAIS CONVENIENTE



$$g_m = I_C / V_T$$

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



EVIDÊNCIAS QUAIS:  $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$  e  $i_c = g_m v_{be}$   
 MAS  $i_b = ?$

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} = \frac{v_{be}}{r_e} (1 - g_m r_e) = \frac{v_{be}}{r_e} (1 - \alpha)$$

$$= \frac{v_{be}}{r_e} \left( 1 - \frac{\beta}{\beta + 1} \right) = \frac{v_{be}}{(\beta + 1) r_e} = \frac{v_{be}}{r_{\pi}}$$

ALTERNATIVA P/  $i_c$ :

$$i_c = g_m v_{be} = g_m (i_e r_e) = (g_m r_e) i_e = \alpha i_e \Rightarrow \text{Fig. b}$$

APLICAÇÕES DOS MODELOS EQUIVALENTES E PARÂMETROS SIMILARES

• PASSOS P/ ANÁLISES:

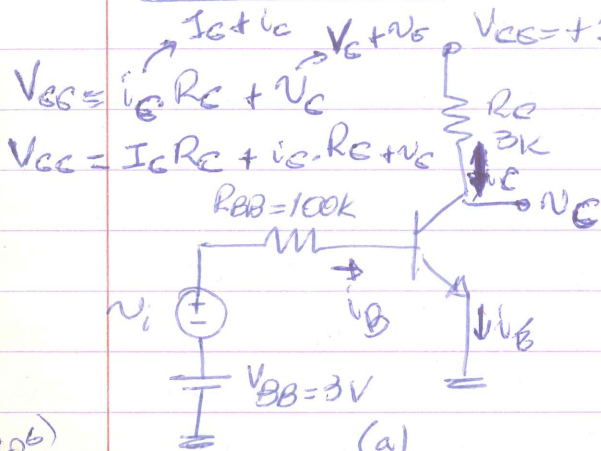
- 1) DET. PTO DE OPERAÇÃO DOS PARÂMETROS  $g_m$   
 CC DO TBJ →  $I_C$
- 2) DET. VALORES DOS PARÂMETROS  $g_m, r_{\pi}, r_e$   
 $(g_m = \frac{I_C}{V_T}, r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}, r_e = \frac{\alpha}{g_m})$   
 $\hookrightarrow \frac{V_T}{I_B} \quad \hookrightarrow \frac{V_T}{I_E}$
- 3) SUBSTITUIR FONTES  $V_{CC}$  POR CURTO E  $I_{CC}$  POR ABERTO  
 ↳ CAPACITORES POR CURTO

156

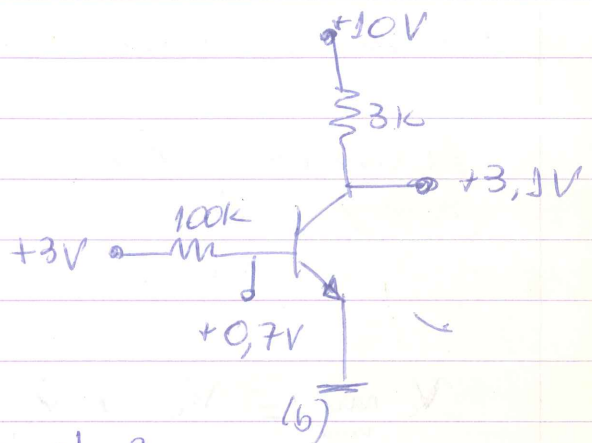
4) SUBSTITUIR TBJ POR UM DOS MODELOS EQUIVALENTES. QUAL DOS ESCOLHER? DEPENDENDO DO CIRCUITO.

5) ANÁLISE DO CIRCUITO RESULTANTE → DDT. PARÂMETRO DE INTERESSE:  $G_v$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ , ...

Exemplo 4.9 ⇒ Fig. 4.28 ⇒  $G_v = ?$  p/  $\beta = 100$



• ANÁLISE DC:



(06)

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_C$$

(06)

$$0 = I_C \cdot R_C + V_C \Rightarrow V_C = -I_C \cdot R_C = -g_m v_{be} R_C$$

• 1º pto cc:  $I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} = \frac{3 - 0,7}{100k} = 0,023 \text{ mA}$

•  $I_C = \beta I_B = 100 \times 0,023 \text{ mA} = 2,3 \text{ mA}$

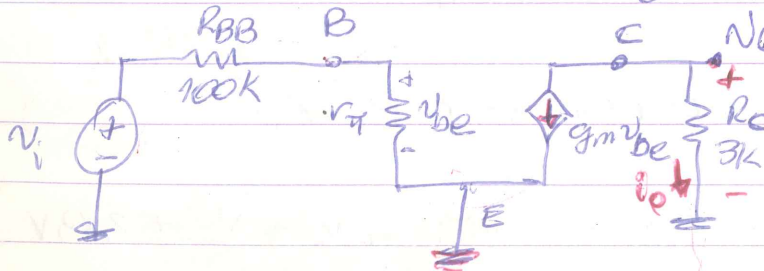
•  $V_C = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 2,3 \text{ mA} \cdot 3k = 3,1 \text{ V} \rightarrow \text{MODO ATIVO}$

Fig. 4.28b ←

• 2)  $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2,3 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 92 \text{ mA/V}$ ;  $r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,09 \text{ k}\Omega$

$R_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0,99}{92 \text{ mA/V}} = 10,8 \Omega$

• 3) → MOD.  $\pi$  - HÍBRIDO



$V_C = -g_m v_{be} R_C$   
 $\frac{V_C}{v_{be}} = -g_m R_C \rightarrow 92 \text{ mA/V} \cdot 3k \Omega$

151

$$v_{be} = v_i \cdot \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_{BB}} = v_i \cdot \frac{1,09k}{101,9k} = 0,011 v_i$$

$$v_o = -g_m v_{be} R_c = -92.m \cdot 0,011 v_i \cdot 3k = -3,04 v_i$$

$$G_v = \frac{v_o}{v_i} = -3,04 \text{ V/V} \rightarrow \text{INVERSAO DE FASE}$$

### Exemplo 4.10

No exemplo anterior, dst.  $v_{in\acute{a}x} = v_{i\text{PICO}} = \hat{v}_i$  e FORMAS DE ONDA  $i_B(t)$ ,  $v_{BE}(t)$ ,  $i_C(t)$ ,  $v_C(t)$

SOL.

Devemos ter  $v_{be} < 20mV_{pp}$  (pequenos sinais)

$$\therefore \hat{v}_i = \frac{\hat{v}_{be}}{0,011} = 0,91V_p \rightarrow \hat{v}_c = \hat{v}_i \cdot G_v = 0,91 \cdot 3,04 = 2,77V_p$$

$$v_{C \text{ MAX}} = v_C + \hat{v}_c = 3,1 + 2,77 = 5,87V \rightarrow v_{BS}$$

$$v_{C \text{ MIN}} = v_C - \hat{v}_c = 3,1 - 2,77 = 0,33V < 0,7$$

PI NAO SATURAR  $\rightarrow$  VALOR MINIMO DE  $v_C$   $\rightarrow v_{BE} = v_B$  SATURADA

Queremos  $v_C > 0,7V \Rightarrow \hat{v}_{c\text{MAX}} = 3,1 - 0,7 = 2,4V_p$

$$\Rightarrow \hat{v}_{i\text{LIMIT}} = \frac{\hat{v}_{c\text{MAX}}}{G_v} = \frac{2,4}{3,04} = 0,79V \approx 0,8V_p$$

PI  $\hat{v}_{i\text{MAX}} = 0,8V_p \rightarrow \hat{v}_{c\text{MAX}} = 2,43V_p \rightarrow$  Fig. 4.29

$$\hat{i}_b = \frac{\hat{v}_i}{R_{BB} + r_{\pi}} = \frac{0,8V_p}{100k + 1,09k} = 0,008mA_p \Rightarrow \hat{i}_B = I_B + \hat{i}_b$$

$0,023mA$       $0,008mA$

$$\hat{v}_{be} = \hat{v}_i \cdot \frac{r_{\pi}}{R_{BB} + r_{\pi}} = 0,8 \cdot \frac{1,09k}{101,09k} = 8,6mV_p$$

$$\hat{v}_{BE} = v_{BE} \pm \hat{v}_{be} = (0,7 \pm 8,6m)V_p$$

$$\hat{i}_c = \beta \cdot \hat{i}_b = 100 \times 0,008mA = 0,8mA_p$$

$$\hat{i}_e = I_c + \hat{i}_c$$

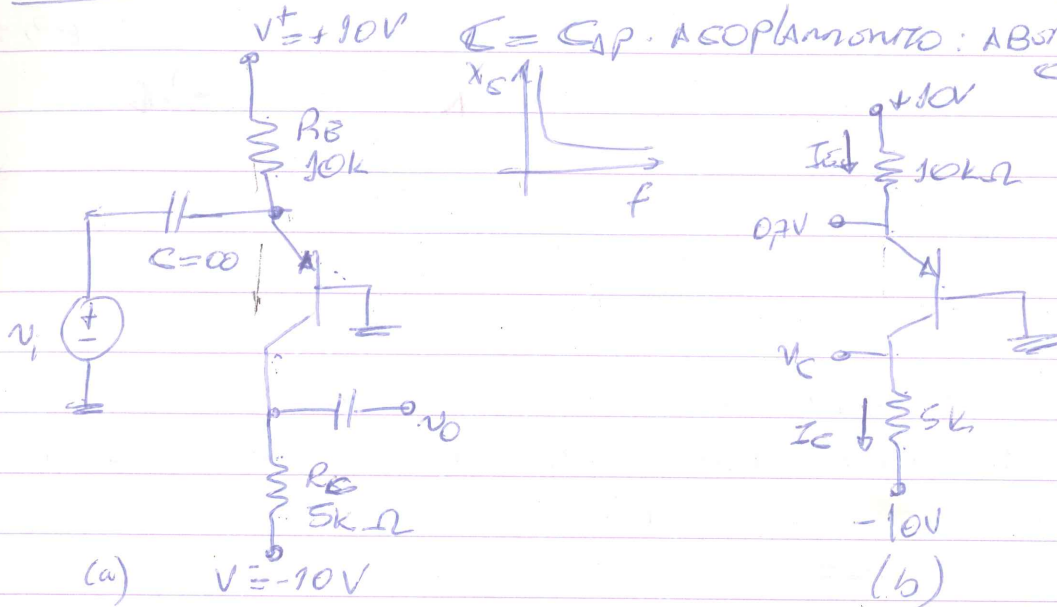
$$\hat{v}_c = G_v \cdot \hat{v}_i = 3,04 \cdot 0,8 = 2,43V \rightarrow \hat{v}_c = v_C \pm 2,43V$$

$$\hat{v}_{c\text{MIN}} = 3,1 - 2,43V = 0,67$$



158

Exemplo 4.11: → Fig. 4.30 → Dist. GV e Formas/Ondas



$$I_E = \frac{10 - V_E}{R_E} = \frac{10 - 0,7}{10k} = 0,93mA$$

$$\beta = 100 \Rightarrow \alpha = 0,99 \Rightarrow I_C = 0,99 \cdot I_E = 0,92mA$$

$$V_C = -10 + I_C R_C = -10 + 0,92m \cdot 5 = -5,4V$$

→ MODO ATIVO POIS →  $V_{CE} = 0 - (-5,4) = 5,4V > 0$

• LIMITES P/ N SATURAR →  $V_C = -5,4V \Rightarrow$  PODEM SER FAR BOM CONTRA  $-10V$  FONTE

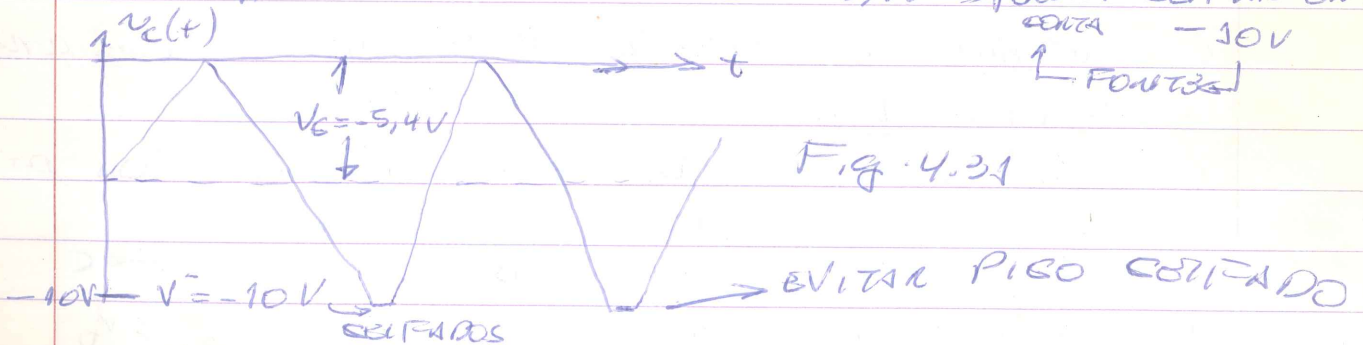
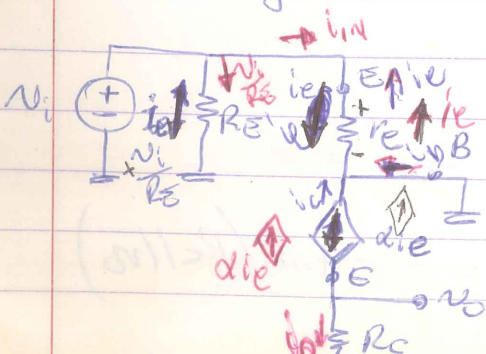


Fig. 4.27b = MOD. T POIS BASS ATERRADA!

$$\Rightarrow \text{Fig. 4.30c} \quad r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25mV}{0,93m} = 27\Omega$$



$$i_e = \frac{v_i}{r_e} \quad \bullet \quad v_o = \alpha i_e \cdot R_C = \frac{\alpha R_C \cdot v_i}{r_e}$$

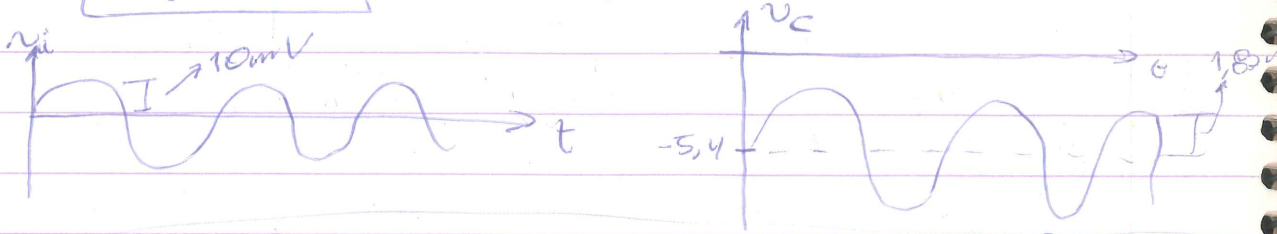
$$\bullet \quad G_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} = \frac{0,99 \cdot 5k}{27} = 183,3V/V$$

P/ LINEARIDADE :  $\hat{v}_i = \hat{v}_{be} < 10mV$

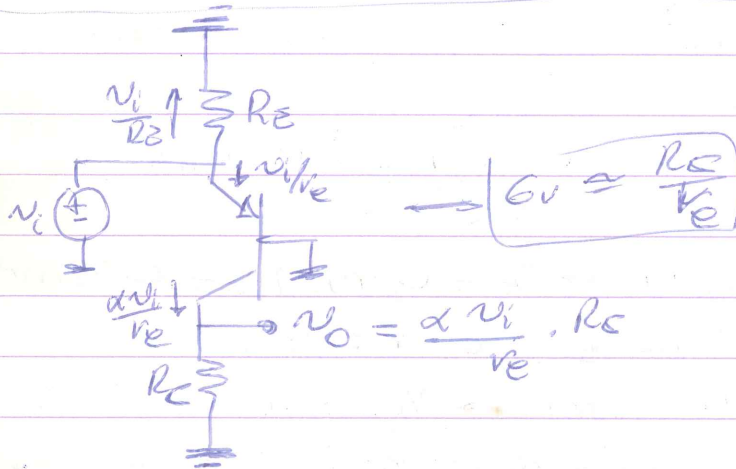
$\Rightarrow V_0 = 183,3,0,01 = 1,833V$

$\hat{v}_c = \hat{V}_0 \approx V_C \approx \hat{v}_0 = V_C$

Fig. 4.32

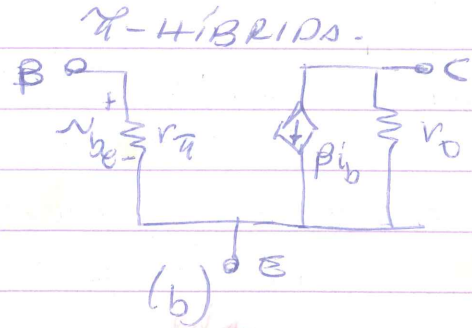
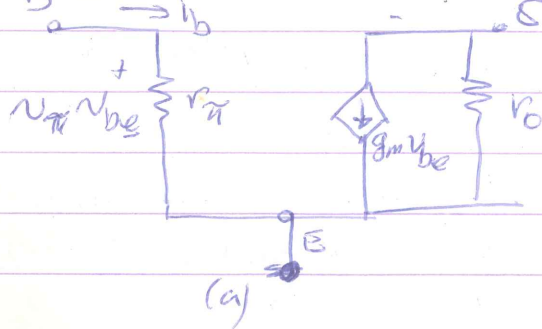


EXECUTANDO A ANÁLISE DIRETA P/ Pequenos SINAIS → DIRETAMENTE NO DIAGRAMA DO CIRCUITO → Fig 4.30d



EXPANDINDO O MODELO  $\pi$ -HÍBRIDO P/ CONSIDERAR O EFEITO EARLY

$E_f$ , EARLY  $\Rightarrow v_{ce} = f(v_{ce}) \rightarrow$  RESISTOR NA SAÍDA DO



ondas  $v_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \left[ \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \right]_{v_{be}=0}$

VOLTANDO NO AMP. Fig. 4.28  $\Rightarrow v_o // R_c \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -g_m (R_c // r_o)$

160

Se  $E \neq \text{TERRA} \rightarrow$  é complicado mais a análise.

RESUMO DOS PARÂMETROS DOS MODELOS

TAB. 4.3

4.9 ANÁLISE GRÁFICA → PRÁTICO!

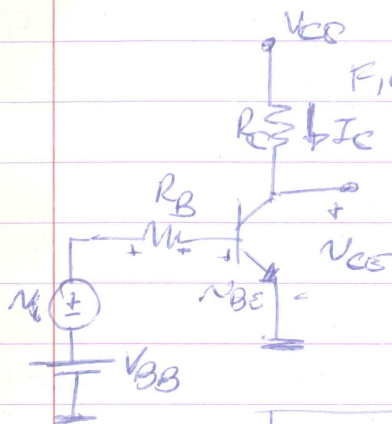


Fig. 4.34

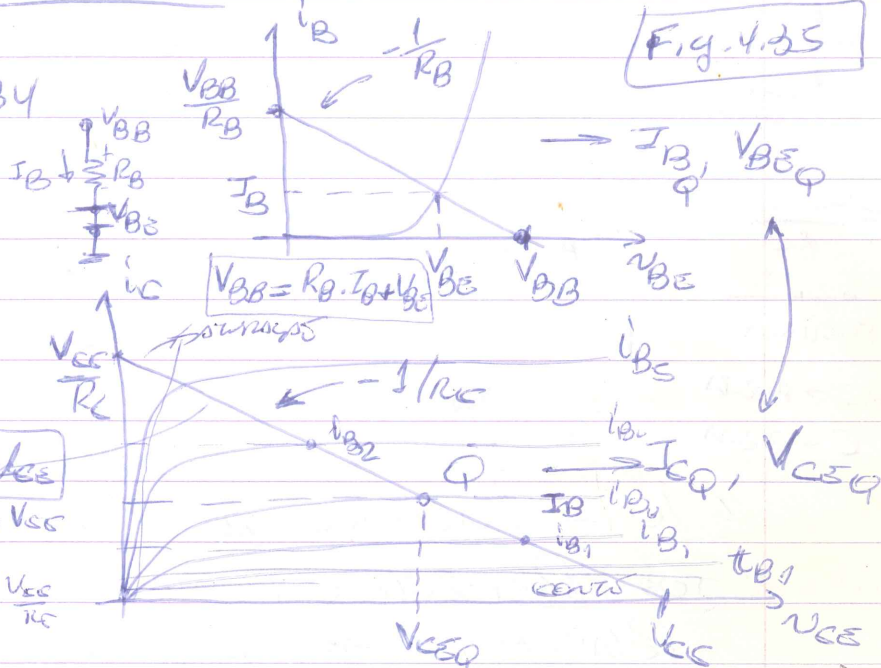


Fig. 4.35

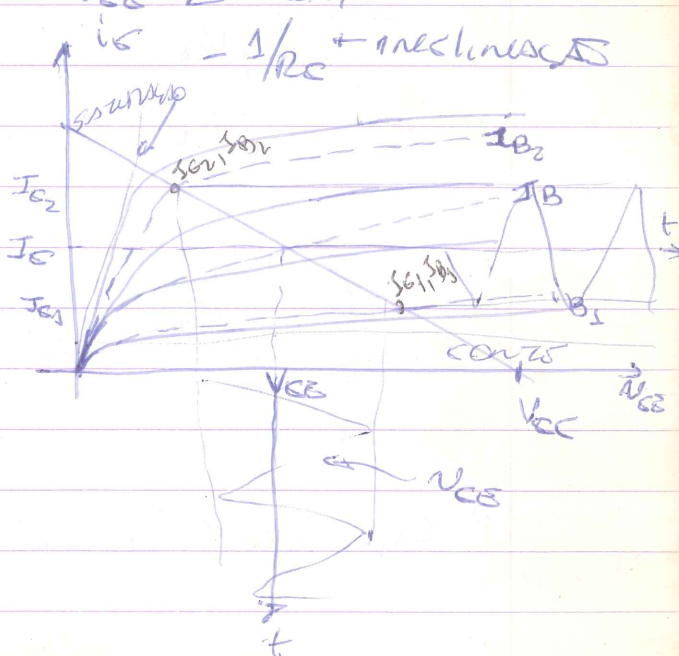
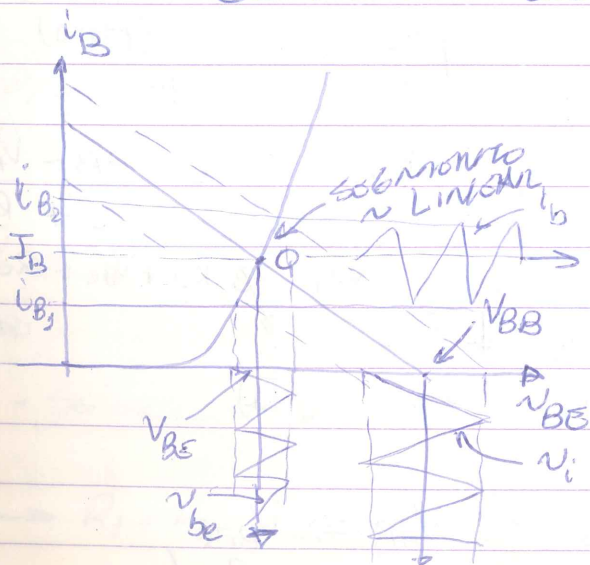
$$V_{CC} = R_C \cdot I_{CQ} + V_{CEQ}$$

si  $I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$   
↳ ponto

si  $V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$   
↳ ponto

$$V_{CE} = V_{CC} - i_C R_C \Rightarrow i_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} V_{CE} \quad (R_{BTD} \text{ CALDA})$$

Q } - ESTAR NA REGIÃO ATIVA  
 -  $V_{CE}$  MÉDIA ENTRE  $V_{CC}$  E  $V_{SAT}$



H61

$V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_C \rightarrow 0$   
 $V_{CC} = V_{CE}$   
 $P_{AV} = -g_m R_{in}$

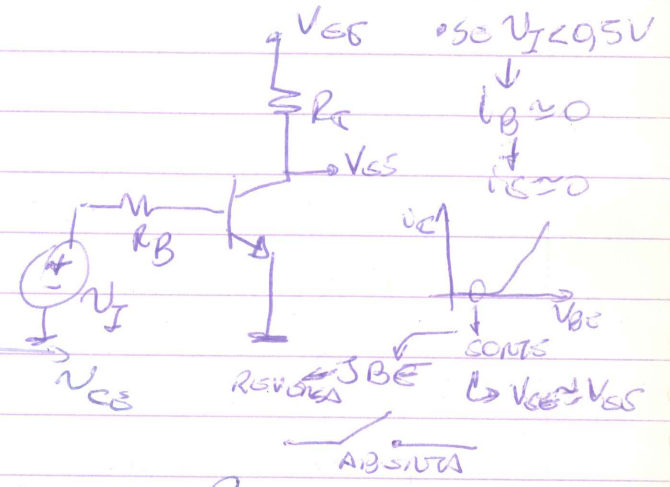
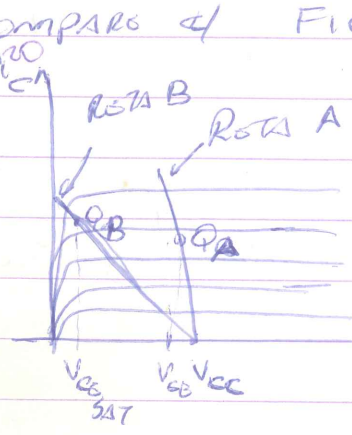
EFEITOS DA LOCALIZAÇÃO DO PTO DE POLARIZAÇÃO NA EXCURSA MÁXIMA DO SINAL

Fig. 4.37:  $V_{CEmax} < V_{CC}$   
 $V_{CEmin} > V_{SAT} \approx 0,3V$  }  $\approx$  METADES

$V_{CE} = V_{CC} + V_{CE}$

0,420  
 $V_{CEmin} = 0,3V$   
 $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{R_C}$

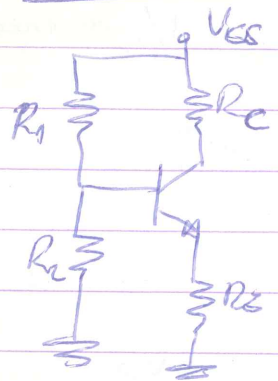
FUGADA  
 JRE  $\rightarrow$  DIRETA  
 JRE  $\rightarrow$  DIRETA



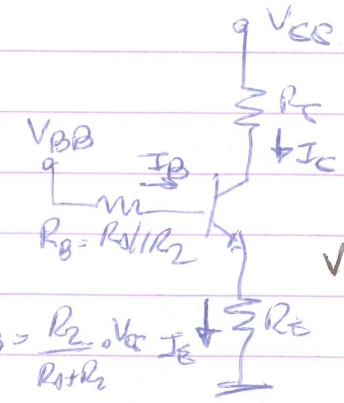
4.10 - Polarização do TBJ p/ Projetos de Circuitos Discretos  
 Polarização  $\rightarrow$   $I_C$  ou  $I_E$

ARRANJOS DE POLARIZAÇÃO USANDO UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO SIMPLES

Fig. 4.39



c) THEVENIN



$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$   
 $I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)}$   
 $V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E$   
 $V_{BB} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2}$   
 $I_E = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$

p/ QUB  $I_E \neq f(T, \beta) \Rightarrow$   
 a)  $V_{BB} \gg V_{BE}$   
 b)  $R_E \gg R_B / (\beta + 1)$

162

MAS, se  $V_{BB} \uparrow \rightarrow I_B \uparrow \rightarrow V_E \downarrow \rightarrow V_{CB} \uparrow \rightarrow$  COMPROMISSO!

REGRAS PRÁTICAS:  $V_{BB} \approx \frac{1}{3} V_{CC}$ ;  $V_{CB} \approx \frac{1}{3} V_{CC}$   
 $I_C R_C \approx \frac{1}{3} V_{CC}$

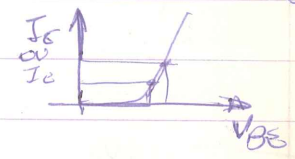
$R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} \Rightarrow R_B \uparrow \Rightarrow R_1 \text{ e } R_2 \downarrow \left\{ \begin{array}{l} I \uparrow \\ R_{INT} \downarrow \end{array} \right. \therefore \text{COMPROMISSO!}$

ESCOLHER  $I$  (POR  $R_1$ )  $\gg I_B$   
 $\hookrightarrow I \approx (0,1 \text{ A } 1) I_E$

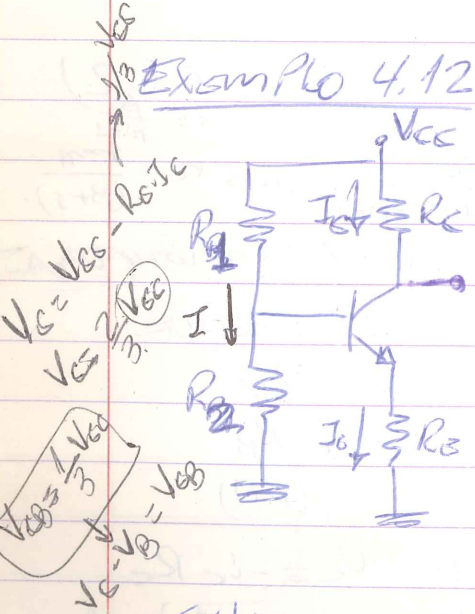
$\Rightarrow V_B$  SERÁ DETERMINADO SO POR  $R_1$  E  $R_2 + f(\beta)$

$\rightarrow R_E$  ESTABILIZA A POLARIZAÇÃO POR MECANISMO DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA  $\rightarrow$  (LEMBRANÇAS:  $\beta \downarrow \Rightarrow G \approx R_C$  /  $R_E \uparrow \Rightarrow G \uparrow$ )

• SUPONHA QUE  $I_B \uparrow$  POR ALGUM MOTIVO  $\Rightarrow V_E \uparrow$  E  $V_B - V_E = V_{BE}$   
 $\Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_C \text{ e } I_E \downarrow$



Exemplo 4.12  $\Rightarrow$  Fig. 4.39



PROJETAR P/  $V_{CC} = 12V / I_E = 1mA$   
 $V_{CC} = V(R_C) + V_C$

sol. PELA REGRA  $V(R_C) \approx \frac{1}{3} V_{CC} \rightarrow V_C = 8V$   
 $V_{CB} = \frac{1}{3} V_{CC} \rightarrow V_B = \frac{1}{3} V_{CC} = 4V$   
 $V_E = V_B - 0,7 = 3,3V$

$R_E = \frac{V_E}{I_E} = 3,3k$

• SELECIONANDO  $\rightarrow I$  DIVISOR  $= 0,1 \cdot I_E$  E DESPROJANDO  $I_B$

$\rightarrow R_1 + R_2 = \frac{12V}{0,1 I_E} = 120k \Omega$

$R_2 = 40k \Omega / R_1 = 80k \Omega$

$V_B = 4V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = R_2 \cdot I \rightarrow 0,1mA$

$\beta = 50 \Rightarrow I_E = 0,88 \text{ mA} \rightarrow (7\%) \rightarrow \text{DESVIO } 10,43 \text{ mV}$   
 $\beta = 200 \Rightarrow I_E = 0,96 \text{ mA} \rightarrow 3\% \rightarrow \text{DESVIO } 0,93 \text{ mA}$   
 $\beta = 1000 \Rightarrow I_E = 0,99 \text{ mA} \rightarrow$   
 Poderemos recalcular  $I_E$  mais preciso:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)} = \frac{4 - 0,7}{3,3 \text{ k} + \frac{26,7 \text{ k}}{101}} = 0,93 \text{ mA} \quad (7\%)$$

$\rightarrow I_E = 1 \text{ mA}$   
Preciso

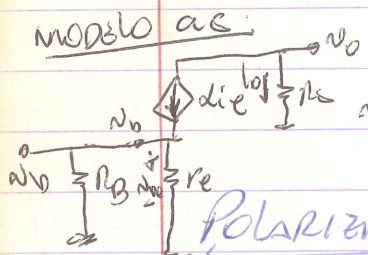
Como nossa análise é baseada em modelos de 1ª ordem  $\rightarrow$  não faz sentido preocupar-se com precisão  $< 5\%$  ou  $10\%$ .

$\rightarrow$  ALTERNATIVA  $\rightarrow$  selecionar  $I_D$  divisões  $I_E = 1$   
 $\rightarrow R_1 + R_2 = \frac{12 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 12 \text{ k} \Omega$   
 $V_B = 4 \text{ V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 12 \text{ V}$   
 $R_2 = 4 \text{ k} \Omega$   
 $R_1 = 8 \text{ k} \Omega$

$$I_E = \frac{4 - 0,7}{3,3 \text{ k} + 2,67 \text{ k}} \approx 1 \text{ mA}$$

$$R_C = \frac{12 - V_C}{I_C} = \frac{12 - 8}{0,99 \cdot 0,93 \text{ m}} = 4,34 \text{ k} \quad (\text{Prec. 1})$$

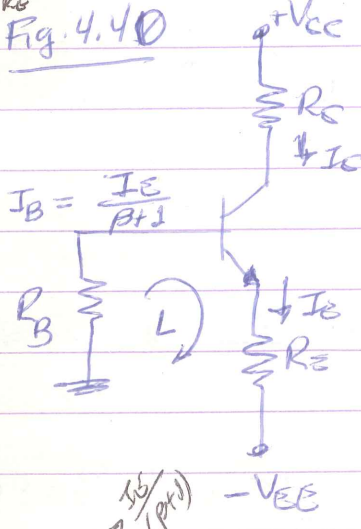
$$= \frac{12 - 8}{0,99 \cdot 1 \text{ m}} = 4,04 \quad (\text{Prec. 2})$$



$v_o = i_e (r_e + R_C)$   
 $v_o = -i_e R_C$   
 $\Rightarrow \frac{v_o}{v_b} = \frac{-\alpha R_C}{r_e + R_C} = \frac{-\beta R_C}{r_e + R_C (\beta + 1)}$

POLARIZADO USANDO 2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Fig. 4.40



simples / precisa e apropriado

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

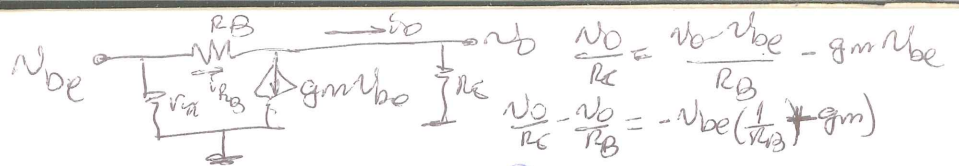
continua válido:  $v_c = -i_c R_C$   
 $v_c = -g_m v_{be} R_C = -(g_m R_C) \cdot v_{be}$

$$R_B \cdot I_B + V_{BB} + R_E \cdot I_E - V_{EE} = 0 \Rightarrow I_E \left( \frac{R_B}{\beta + 1} + R_E \right) = V_{EE} - V_{BE}$$

164

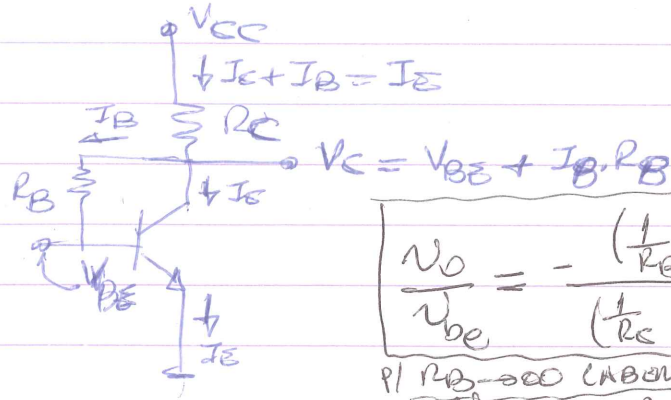
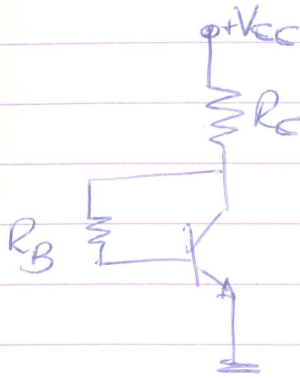
$$i_{RB} = \frac{v_o - v_{be}}{R_B}$$

$$i_o = i_{RB} - g_m v_{be}$$



UM ARRANJO ALTERNATIVO DE POLARIZAÇÃO → Fig. 4.41

SIMPLES EFICAZ



$$\frac{v_o}{v_{be}} = - \frac{(\frac{1}{R_B} + g_m)}{(\frac{1}{R_C} - \frac{1}{R_B})}$$

$\left| \frac{v_o}{v_{be}} \right| \rightarrow \infty$  (ABERTO)      $\left| \frac{v_o}{v_{be}} \right| \rightarrow 0$  (FEECO)

$$V_{CC} = I_E \cdot R_C + I_B \cdot R_B + V_{BE}$$

$$= I_E R_C + \frac{I_E}{\beta + 1} \cdot R_B + V_{BE} \Rightarrow I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta + 1}}$$

→ P/  $I_E$  MENOS SENSÍVEL A  $\Delta \beta \Rightarrow R_C \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$

→ ESTABILIDADE DA POLARIZAÇÃO SE DEVE À REALIMENTAÇÃO NEGATIVA PELO RESISTOR  $R_B$  ~ CAP. 8

→  $R_B$  TAMBÉM DETERMINA A EXCURSÃO MÁXIMA NA SAÍDA:

$$V_{CE} = I_B \cdot R_B + V_{BE} = \frac{I_E}{\beta + 1} \cdot R_B + V_{BE}$$

POLARIZAÇÃO USANDO UMA FONTE DE CORRENTE:

Fig. 4.42

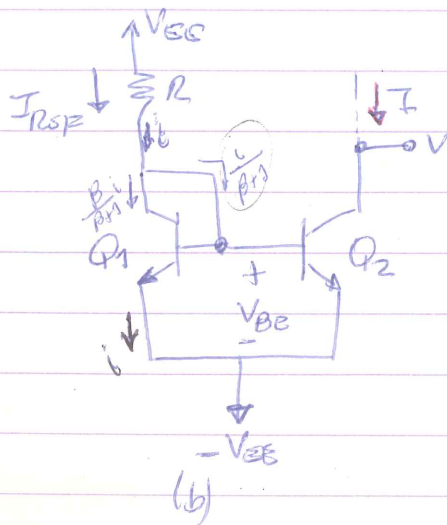
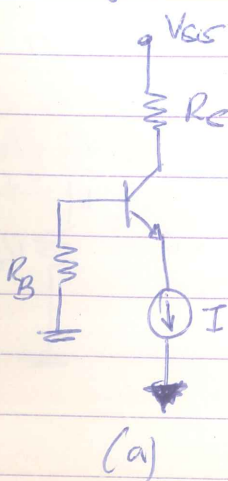


Fig. 4.42a  $\rightarrow I_E$  IMPOSTA POR FONTE I  
 INDEPENDENTE DE  $\beta$  E  $R_B$ !

$\therefore R_B$  PODES SER  $\uparrow \Rightarrow R_{in} \uparrow$  SEM AFETAR A ESTABILIDADE DA POLARIZAÇÃO.

• USAR FONTE DE CORRENTE SIMPLICA O PROJETO  $\rightarrow$  VOLTAGES!

Fig. 4.42b = FONTE I = ESPELHO DE CORRENTE

$Q_1 = Q_2$

$Q_1 \rightarrow V_C = V_B = \text{DIODO}$

Se  $\beta \uparrow (I_B \ll I_C) \Rightarrow I_{REF} = \frac{V_{CC} - (-V_{BE}) - V_{BE}}{R}$

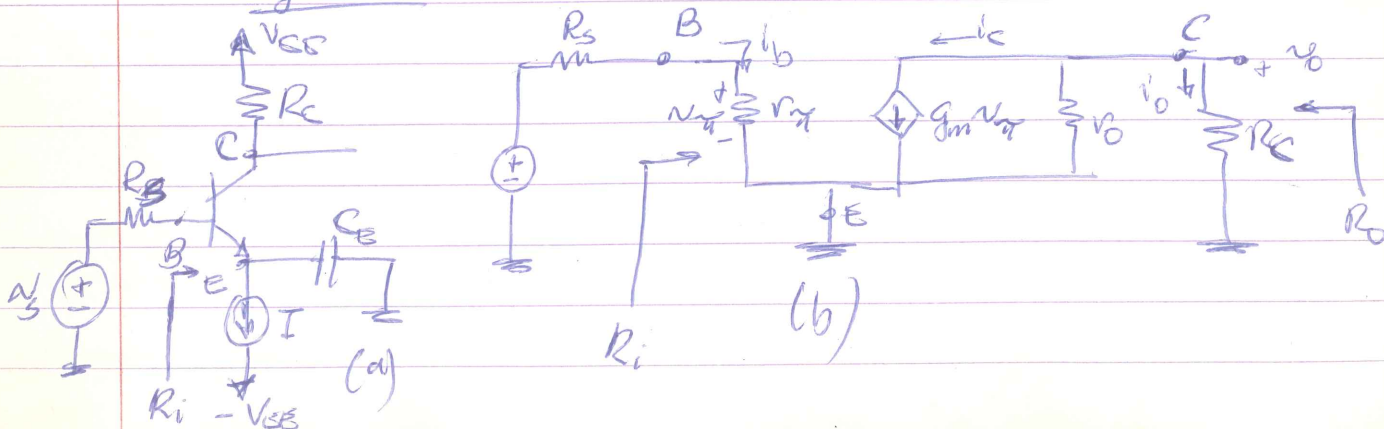
Como  $V_{BE}(Q_1) = V_{BE}(Q_2) \Rightarrow I = I_{REF}$   
 $= \frac{V_{CC} + V_{BE} - V_{BE}}{R}$

• I SERÁ CTE ENQUANTO  $Q_2$  NA ATIVA E DESFRUTANDO EARLY!

4.11 - CONFIGURAÇÕES BÁSICAS  $\rightarrow$  AMPLIFICADORES DE ESTÁGIO SIMPLES e TBJ EC, BE e CC

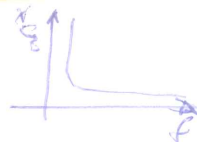
O AMPLIFICADOR em EMISSOR COMUM

Fig. 4.43



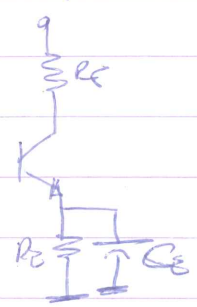


166



$x_{CB} \rightarrow \infty \quad P/f \rightarrow 0$   
 $x_{CB} \rightarrow 0 \quad P/f \rightarrow \infty$

$C_E = \text{CAP. DE PASSAGEM} \rightarrow \text{ATERRA E PI CUC}$



$\therefore C_E \rightarrow GV \approx -\frac{R_C}{R_E + r_e}$

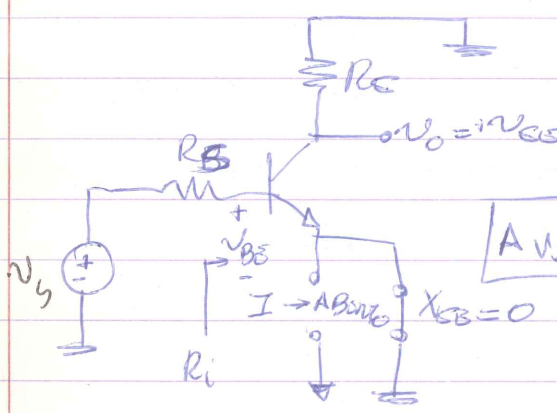
$C_E \approx 100 \mu F$

$\therefore C_E \rightarrow GV \approx -\frac{R_C}{r_e} \rightarrow \infty$   
 ↳ CURTO  $R_E$

$\rightarrow$  EVANTUALMENTES TERMA  $R_L \rightarrow$  SUBSTITUIR  $R_C$  POR  $R_C // R_L$  OU  $r_o$

$\rightarrow$  DST.  $\left\{ \begin{array}{l} R_i, R_o \\ v_o/v_s \\ i_o/i_b \end{array} \right. \rightarrow$  Fig. 4.43 (b)  $\rightarrow$  modelo ac

- FONTE J = ABSENTE
- FONTE V = CURTO TERMA
- C  $\rightarrow$  CURTO



$R_i = r_{\pi}$

$A_{v_o} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_{be}}$

$v_o = -g_m v_{be} (R_C // r_o) \Rightarrow \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m (R_C // r_o)$

$A_{v_o} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{v_s} = [-g_m (R_C // r_o)] \cdot \frac{r_{\pi}}{R_s + r_{\pi}}$

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

$\therefore A_{v_o} = -\frac{\beta (R_C // r_o)}{R_s + r_{\pi}} \Rightarrow$  SE  $R_s \gg r_{\pi} \rightarrow A_v = f(\beta)$   
 SE  $R_s \ll r_{\pi} \rightarrow A_v \neq f(\beta) \rightarrow A_v = g_m (R_C // r_o)$

$A_i = \frac{i_o}{i_b} = \frac{-g_m v_{be} r_o / (r_o + R_C)}{v_{be} / r_{\pi}} = -\beta \left[ \frac{r_o}{r_o + R_C} \right]$

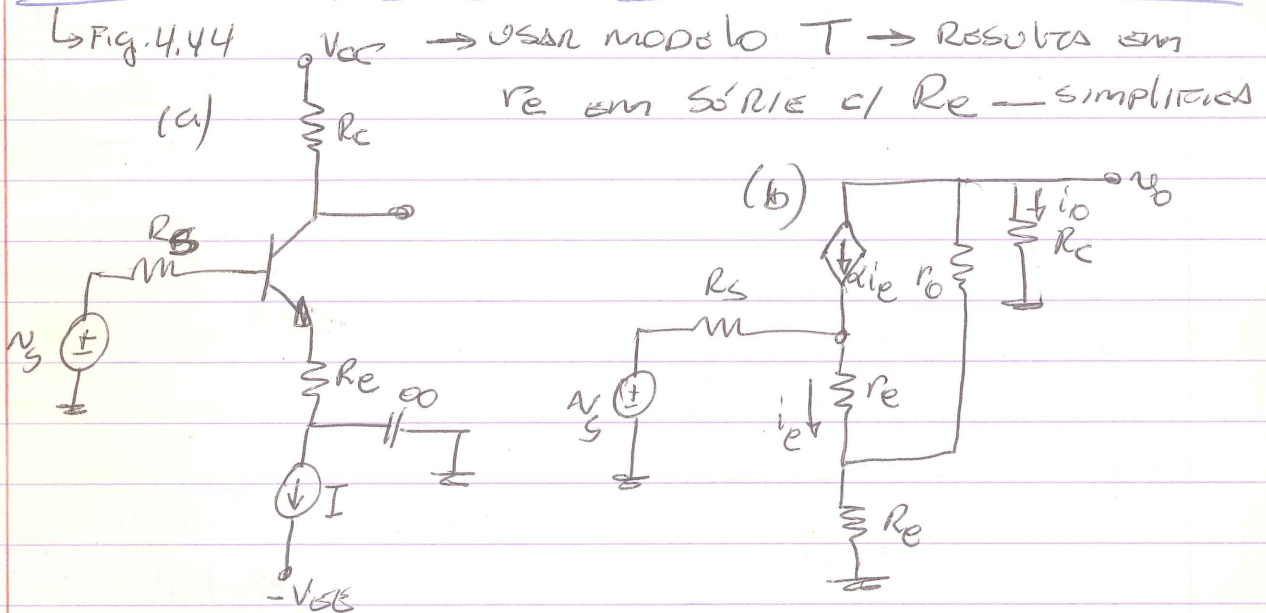
$\therefore$  SE  $R_C \ll r_o \rightarrow A_i \approx -\beta \rightarrow$  ESPERADO

POIS,  $\beta =$  GANHO DE CORRENTE DE SAIDA EM CURTO OU  $R_C = 0$  EM E.C.

**$R_o$** :  $R_o = \text{RESIST. DA SAÍDA P/ ENTRADA EM CURTO}$  <sup>EM CURTO</sup> ~~ABERTA~~  
 $\Rightarrow V_x = 0 \rightarrow g_m V_x = 0 \Rightarrow R_o = R_c \parallel r_o$

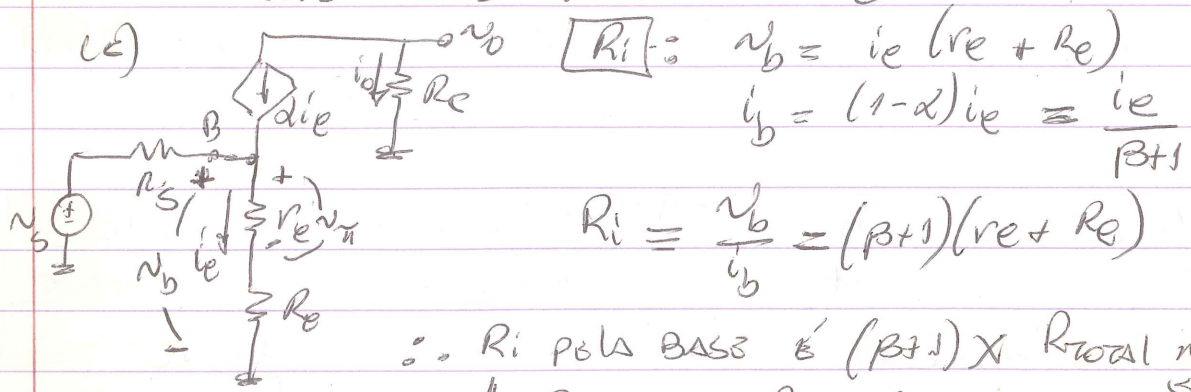
Resumo: EC  $\Rightarrow$   $A_v \approx A_i \rightarrow$  **BOAS**  
 $R_i \rightarrow$  **MODERADO**  
 $R_o \rightarrow$  **ELEVADO (DES VANTAGEM)**  
 $f_c \rightarrow$  **RELATIVAMENTE BAIXA (CP-7)**

O Amplif. em EC com uma Resist. no Emissor



- $r_o$  CONECTA SAÍDA À ENTRADA  $\rightarrow$  DIFICULTA A ANÁLISE
- COMO  $r_o$  É ELEVADO  $\rightarrow$  SEU EFEITO É REDUZIDO

$\rightarrow$  ANÁLISE  $\rightarrow$  DESPREZANDO  $r_o$



$\therefore R_i$  PELA BASE É  $(\beta + 1) \times R_{TOTAL}$  NO EMISSOR  
 $\rightarrow$  REGRAS DA RESISTÊNCIAS REFLECTIDAS

$\therefore R_e$  AUMENTA  $R_i$ !

$$\text{NA VERDADE: } \frac{R_i(s/r_e)}{R_i(s/r_e)} = \frac{(\beta+1)(r_e + R_e)}{(\beta+1)r_e} = 1 + \frac{R_e}{r_e} \\ \approx 1 + g_m R_e$$

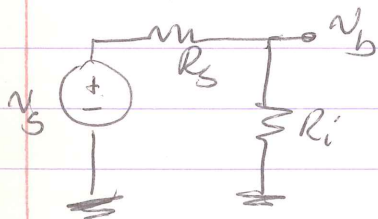
∴ Podemos escolher  $R_e$  e  $R_i$  desejado!

$$\boxed{A_v:} \quad \left. \begin{array}{l} v_b = -\alpha i_e R_c \\ v_b = i_e (r_e + R_e) \end{array} \right\} \frac{v_b}{v_b} = \frac{-\alpha R_c}{r_e + R_e} \approx \frac{-R_c}{r_e + R_e}$$

O GANHO DE TENSÃO ENTRE BASE E COLETA  
É IGUAL À RESISTÊNCIA TOTAL NO COLETA  
DIVIDIDA PELA RESISTÊNCIA TOTAL NO EMISSOR.

↓  
É GÊNÉRICO → APLICA-SE P/  $\forall$  TBJ.

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



$$A_v = \frac{-\alpha R_c}{r_e + R_e} \cdot \frac{(\beta+1)(r_e + R_e)}{(\beta+1)(r_e + R_e) + R_s}$$

$$A_v = \frac{-\beta}{\beta+1} \cdot \frac{R_c}{r_e + R_e} \cdot \frac{(\beta+1)}{(\beta+1)(r_e + R_e) + R_s}$$

$$\boxed{A_v = \frac{-\beta R_c}{(\beta+1)(r_e + R_e) + R_s}}$$

∴  $A_v < A_v$  sem  $R_e$ ! ⇒ porém ⇒ MENOS SENSÍVEL A  $\beta$   
↳ REALIMENTAÇÃO  
NEGATIVA

• Podemos trabalhar e/ou sinal  $v_b$  e/ou amplitudes  
MAIOR, pois parte do sinal cai sobre  $R_e$  e  
NÃO TUDO SOBRE  $r_e$ ! ⇒ pois: Fig. 4.44(c)

$$\frac{v_{in}}{v_b} = \frac{r_e}{r_e + R_e} \approx \frac{1}{1 + g_m R_e}$$

∴ AMPLITUDE EM  $v_o$  PODE SER  $(1 + g_m R_e) \times \uparrow$   
 EM RESUMO:

$R_o = R_c$

$A_i \approx \frac{i_o}{i_b} = -\beta$

1.  $R_i \uparrow$  de  $(1 + g_m R_e)$
2.  $v_o$  PODE SER  $(1 + g_m R_e) \uparrow$
3.  $A_v$  é  $\downarrow$
4.  $A_v$  MORAIS DEPENDENTE DE  $\beta$
5.  $f_c \uparrow$  (CAP. 7)

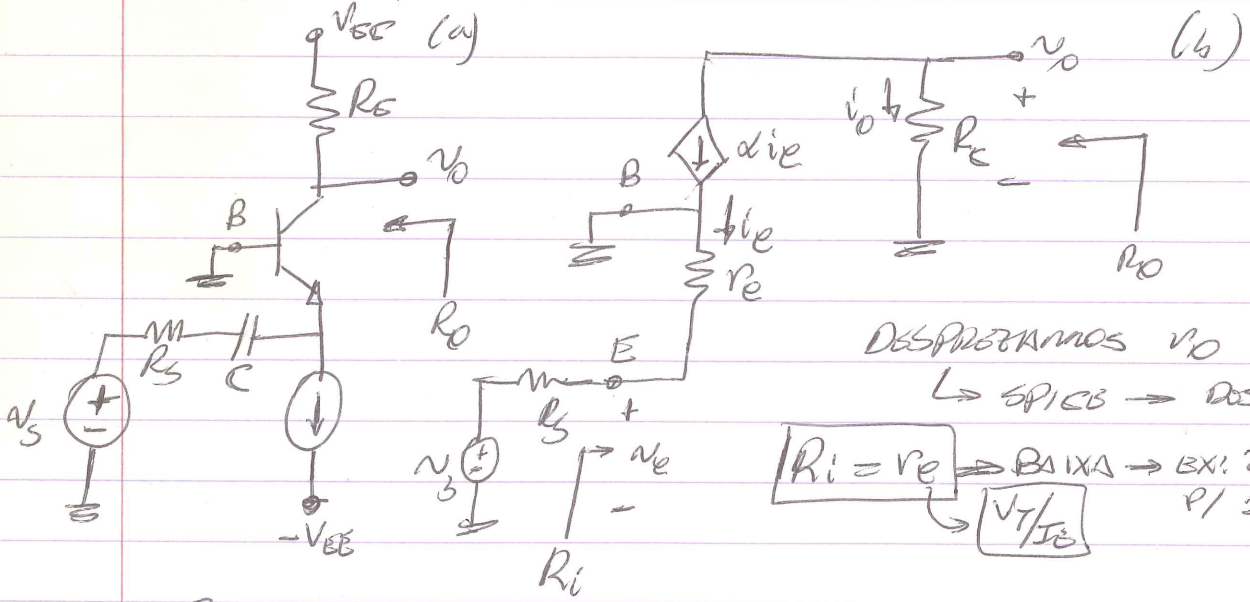
∴, MELHORA EM 4 Ptos AO CUSTO DE  $A_v \downarrow$   
 $A_v \downarrow$  DEVE-SS A REALIMENTAÇÃO NEGATIVA!

↳ POR ISSO:

$R_e =$  RESISTÊNCIAS DE DEGRADAÇÃO  
 DE EMISSOR:

0 AMPLIFICADOR EM BASS COMUM

Fig. 4.45



DESAPRECIAMOS  $v_o$   
 ↳ SPICES → DESPREZÁVEL

$R_i = r_e$  ⇒ BAIXA ⇒ EX: 25Ω P/ 1mA  
 $\left[ \frac{V_T}{I_E} \right]$

$A_v:$   $v_o = -\alpha i_e R_c$   
 $i_e = -\frac{v_s}{R_s + r_e}$  }  $v_o = \alpha \frac{v_s}{R_s + r_e} \cdot R_c$

$\frac{v_o}{v_s} = \frac{\alpha R_c}{R_s + r_e} = A_v \Rightarrow A_v$  DEPENDE MUITO POUCO  
 DE  $\beta$

170

$$\begin{aligned}
 P/ R_s \gg r_e &\Rightarrow A_v \approx \frac{R_c}{R_s} \\
 P/ R_s \ll r_e &\Rightarrow A_v \approx g_m R_c \\
 &\rightarrow \text{DIFÍCIL POR } r_e \rightarrow \text{ } \rightarrow r_e
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} P/ R_s \gg r_e \\ P/ R_s \ll r_e \end{aligned}} \right\} \begin{array}{l} \text{GANHO NAS} \\ \text{INVERSA} \end{array}$$

**Ai:**  $A_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = \frac{-\alpha i_e}{-i_e} = \alpha < 1$

**$R_o = R_c$**

Em  $\bullet R_i \uparrow ; \bullet A_i \approx 1 ; \bullet R_o = R_c$

RESUMO:

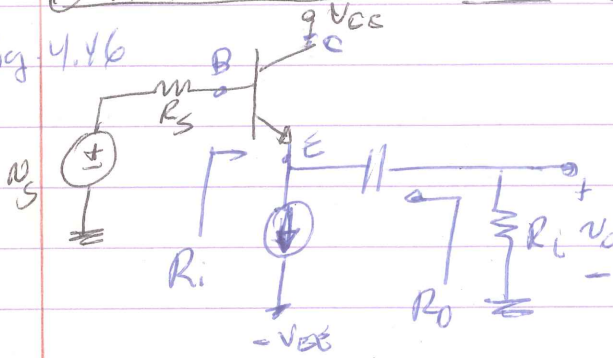
$\bullet A_v = \frac{\alpha R_c}{R_s + r_e} \rightarrow$  Depende fortemente de  $R_s$

- APLICAÇÕES:
- GANHO DE CORRENTE UNITÁRIO
  - ISOLADOR DE COMPONENTES (BUFFER):
  - ~~$\bullet$~~   $\bullet$  SINAL em  $R_i \uparrow$
  - $\bullet$  SAÍDA E A MESMA CORRENTE em CARGA  $\uparrow$
  - $f_c \uparrow \uparrow$  (CAP. 7)

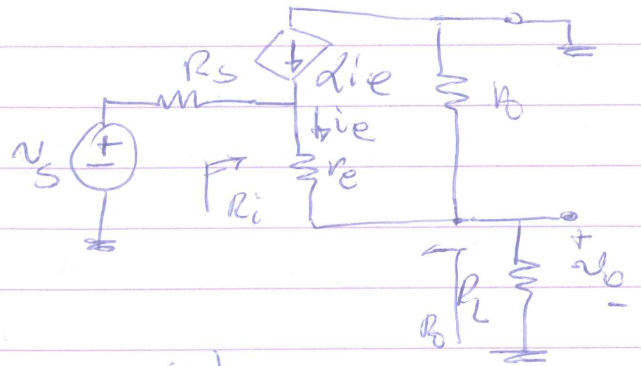
~~$f_c \approx \frac{1}{R_i C_i}$~~

O AMPLIFICADOR EM C.C. DO SEQUIDOR DE EMISSÃO

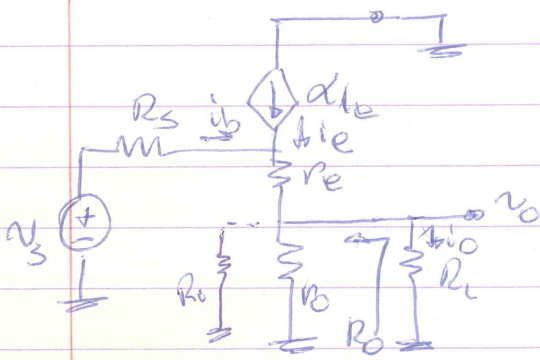
Fig. 4.46



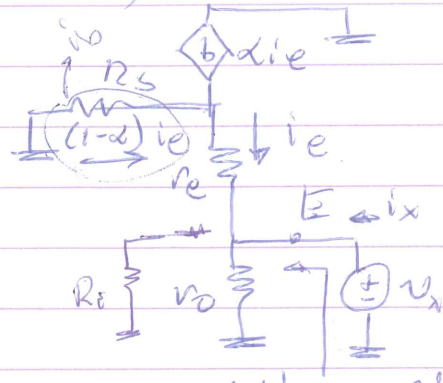
(a)



(b)



(c)



(d)  $R_o \equiv \frac{v_o}{i_x}$

OBJETIVO PRINCIPAL → CONECTAR FONTE  $v_s$  E  $R_s$  ↑  
A UMA CARGA ↓

= A COPLAMENTO

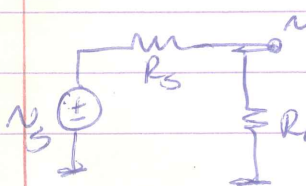
referência (em RL)

•  $R_o$  NÃO PODE SER DESPREZADO → TEM INFLUÊNCIA

$R_o \parallel R_L$  : Fig. 4.46 c = ES e/  $R_s = 0$   
 $R_e = r_o \parallel R_L$

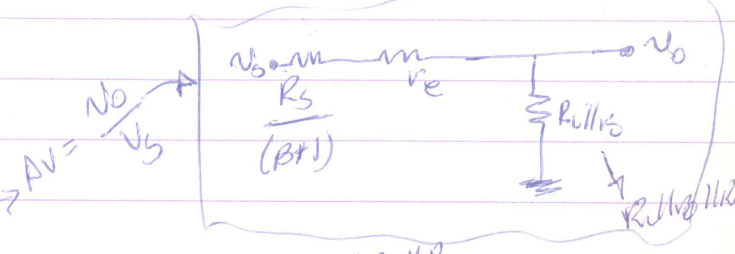
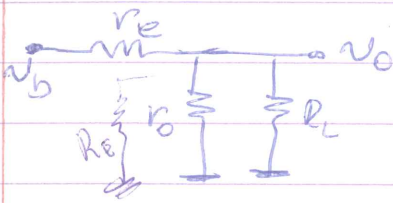
$\therefore R_i = (\beta + 1) [r_e + (r_o \parallel R_L)]$  → REGRA DO RESISTOR REPLETOS

se  $r_e \ll R_L \ll r_o \rightarrow R_i \approx (\beta + 1) R_L$  e ↑

$R_o \parallel R_L$   

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

$$\frac{v_o}{v_b} = \frac{(\beta+1) [r_e + (r_o // R_L)]}{R_s + (\beta+1) [r_e + (r_o // R_L)]} \approx 1 \text{ Som PONTA DO SINAL!}$$

$$\frac{v_o}{v_b} = \frac{(r_o // R_L)}{r_e + (r_o // R_L)}$$



$$\rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_b} = \frac{v_o}{v_s} \cdot \frac{v_s}{v_b} = \frac{(\beta+1) (R_L // r_o)}{R_s + (\beta+1) [r_e + (R_L // r_o)]}$$

$$= \frac{(R_L // r_o)}{R_s + r_e + R_L // r_o} \Rightarrow \boxed{A_v \leq 1} \rightarrow \text{SEGUINDO O DS EMISSOR}$$

**R<sub>o</sub>:** v<sub>s</sub> = 0 e v<sub>x</sub> NA SAÍDA → Fig. 4.46d

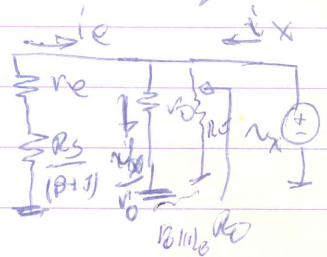
$$v_x = -i_e r_e - (1-\alpha) i_e R_s \Rightarrow i_e = \frac{-v_x}{r_e + (1-\alpha) R_s}$$

$$i_x = + \frac{v_x}{r_o} - i_e =$$

$$\text{como } R_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{r_e + (1-\alpha) R_s}}$$

$$\Rightarrow R_o = r_o // \left[ r_e + \frac{R_s}{\beta+1} \right]$$

$$\approx r_e + \frac{R_s}{\beta+1} \quad \downarrow \quad P / \quad r_o \uparrow$$



TERMOS AINDA:  $A_v = A_v \Big|_{R_L=\infty} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$

COMPARANDO c/ A<sub>v</sub> ANTERIOR

$$A_v \Big|_{R_L=\infty} = \frac{r_o}{R_s + r_e + r_o}$$

Podemos mostrar ainda que:

$$A_i = \frac{i_o}{i_b} = (\beta + 1) \frac{v_o}{v_b} \approx \beta + 1 \text{ se } R_L \ll v_o$$

Resumo:  $R_i \uparrow$   
 $R_o \downarrow$   
 $A_v \approx 1$   
 $A_i \uparrow$

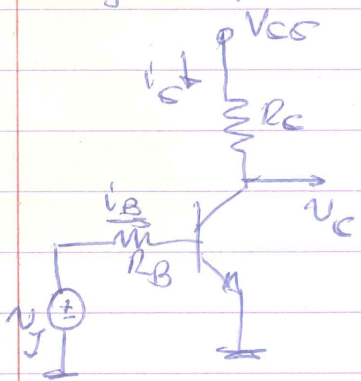
APLICAÇÃO:  
 - FONTE DE SINAL e/  $R_s \uparrow$  p/  
 CONECTAR A  $R_L \downarrow$   
 - ISOLADOR (BUFFER)  
 - ÚLTIMO ESTÁGIO p/ TER  $x_0 \downarrow$

4.12 O TRANSISTOR COMO CHAVE - O CORTO E A SATURAÇÃO

• Além da ATIVA  $\left\{ \begin{array}{l} \rightarrow \text{CORTO} \\ \rightarrow \text{SATURAÇÃO} \end{array} \right\}$  CHAVE E CIRCUITOS DIGITAIS

A REGIÃO DE CORTO:

Fig. 4.47



se  $V_I \leq 0,5V \rightarrow i_B \approx 0, i_C \approx 0$   
 $N_C = V_{CC}$   
 $i_B \approx 0$

A REGIÃO ATIVA

$V_I > 0,7V \rightarrow V_{BE} \approx 0,7V$

$$i_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_I - 0,7}{R_B}$$

$i_C = \beta i_B$

$N_C = V_{CC} - R_C \cdot i_C$  DEVE SEM  $> V_B$

ou  $N_{CB} \geq 0$

se  $N_C < V_B \Rightarrow \text{SATURAÇÃO}$

A REGIÃO DE SATURAÇÃO

$i_{Cmax} = \hat{I}_C$  TAL QUE  $N_{CB} = 0 \rightarrow V_C = V_B$

$$\hat{I}_C = \frac{V_{CC} - V_B}{R_C} = \frac{V_{CC} - 0,7}{R_C} \Rightarrow \hat{I}_B = \frac{\hat{I}_C}{\beta} = \frac{V_I - 0,7}{R_B}$$



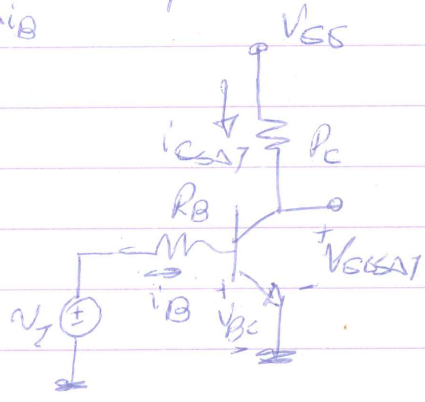
174

$i_B > I_B \Rightarrow \text{SATURADO} \Rightarrow I_{CB} = \text{DIR. } I_{CB} \text{ (CONDIC.)}$   
 $0,4 \text{ A } 0,6 \text{ V}$

$\rightarrow V_C \approx V_B - 0,3 \text{ V}$  OU  $V_{CE} \approx 0,2 \text{ V}$  (OU  $0,1 \text{ A } 0,3 \text{ V}$ )

$\Rightarrow I_{CSAT} \approx \frac{V_{CC} - V_{CSAT}}{R_C} \approx \text{cte}$  p/  $V_{CB} > I_B$

OU  $\frac{I_C}{I_B} \ll \beta \Rightarrow \text{Fig. 4.48 ASSUMO } V_{CSAT} = 0,2 \text{ V}$

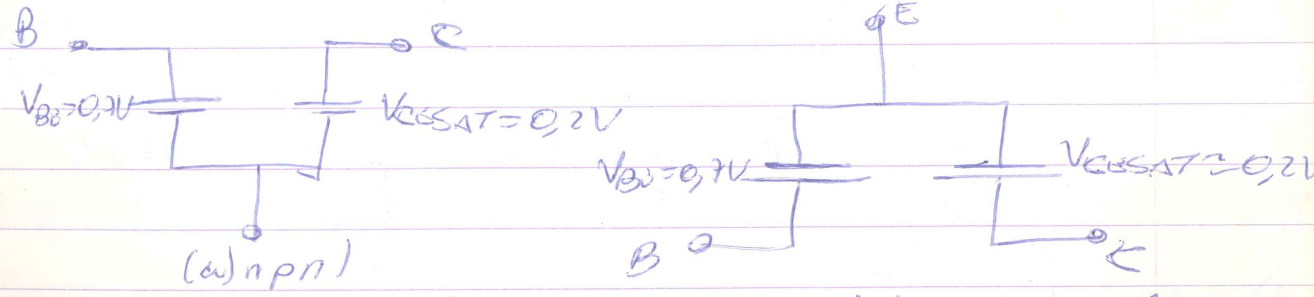


$I_B = I_B(\text{EOS}) \text{ (EDGE OF SATURATION)} = \frac{I_{CSAT}}{\beta_{MIN}}$

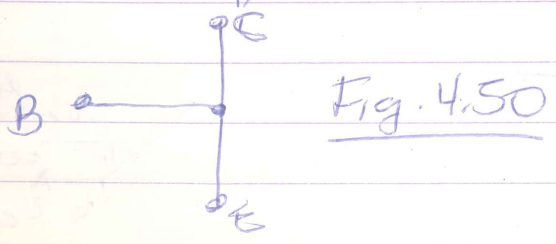
NORMALMENTE USA-SS COM SATURACAO  $i_B = K I_B$   
 ONDE  $K = 2 \text{ A } 10 = \text{FACTOR DE SATURACAO FORCADA}$ .

DEFINIR-SE  $\beta_{FORCADO} = \frac{I_{CSAT}}{I_B}$

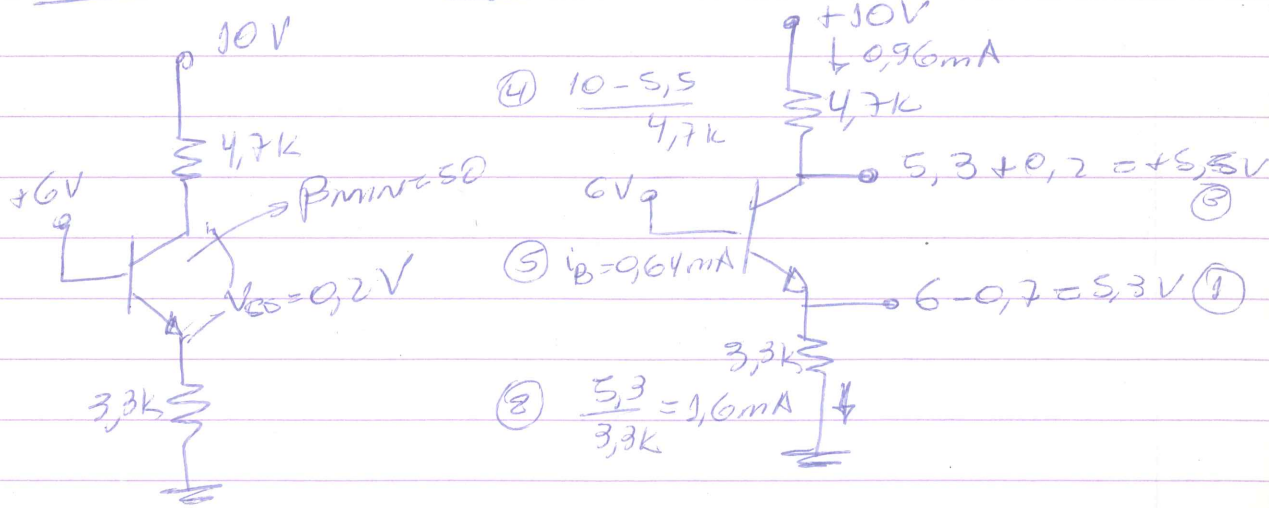
O MODELO TBJ SATURADO: Fig. 4.49



ALTERNATIVA p/ CALCULO RESPIRO:  $V_{BB} \approx 0$  e  $V_{CE SAT} \approx 0$



Exemplo 4.13: Fig. 4.51 DcT. com. e  $\beta_{min} = 50$

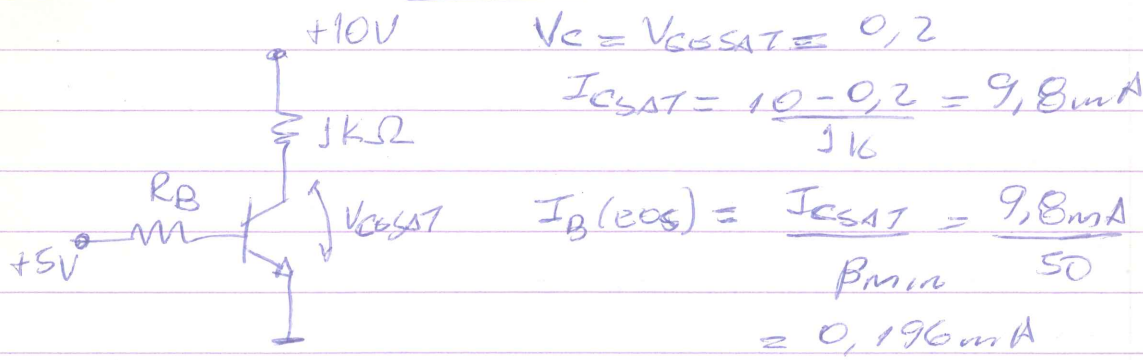


$$I_B = I_E - I_C = 1,6mA - 0,96mA = 0,64mA$$

$$\beta_{FORÇADO} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0,96}{0,64} = 1,5 < \beta_{min} \Rightarrow \text{GARANTIA SATURADA}$$

$P/V \beta > P_{min}$

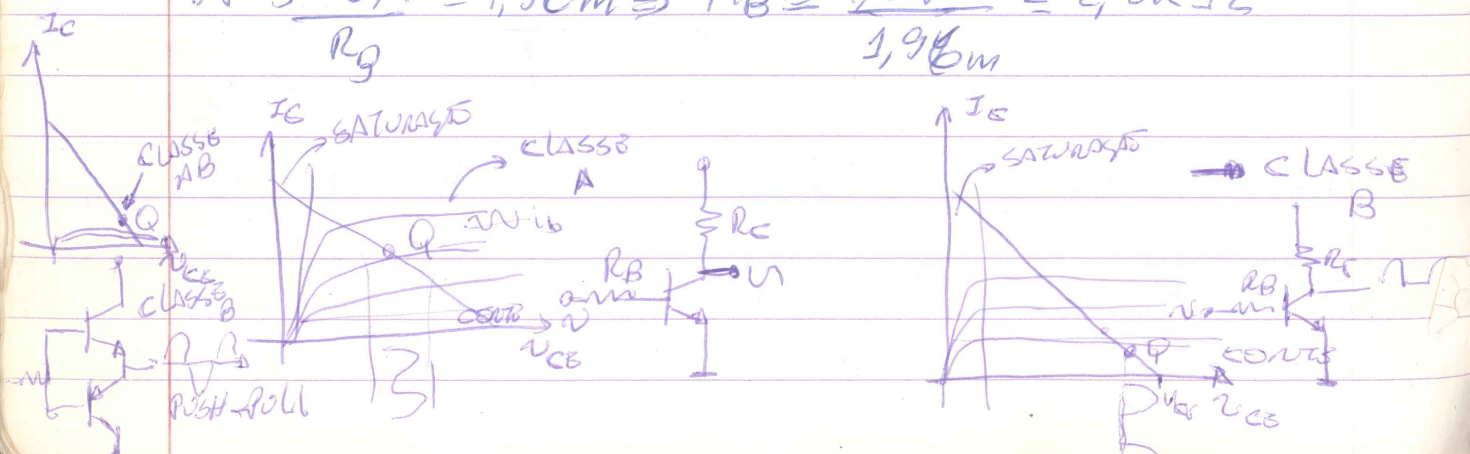
Exemplo 4.14: Fig. 4.52  $\beta_{FORÇADO} = 50 < \beta < 150$



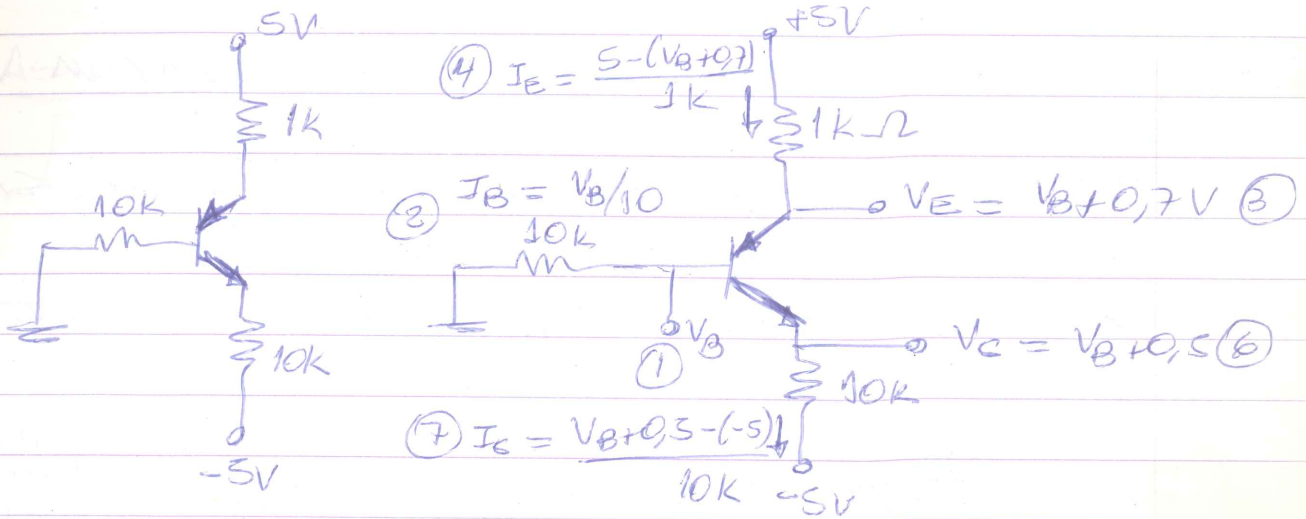
$$I_B = 10 \cdot 0,196mA = 1,96mA$$

$\uparrow \rightarrow$  FATOR NO SATURADO FORÇADO

$$\therefore 5 - 0,7 = 1,96mA \Rightarrow R_B = \frac{4,3V}{1,96mA} = 2,2k\Omega$$



Exemplo 4.15 : → Fig. 4.53 /  $\beta_{MIN} = 30$



$$V_E = V_B + V_{EB} \approx V_B + 0,7$$

$$V_C = V_B - V_{BCSAT} = V_B + 0,7 - 0,2 = V_B + 0,5$$

$$I_E = \frac{5 - V_E}{1k} = \frac{5 - V_B - 0,7}{1k} = (4,3 - V_B) \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{V_B}{10k} = 0,1 V_B \text{ mA}$$

$$I_C = \frac{V_C - (-5)}{10k} = \frac{V_B + 0,5 + 5}{10k} = (0,1 V_B + 0,55) \text{ mA}$$

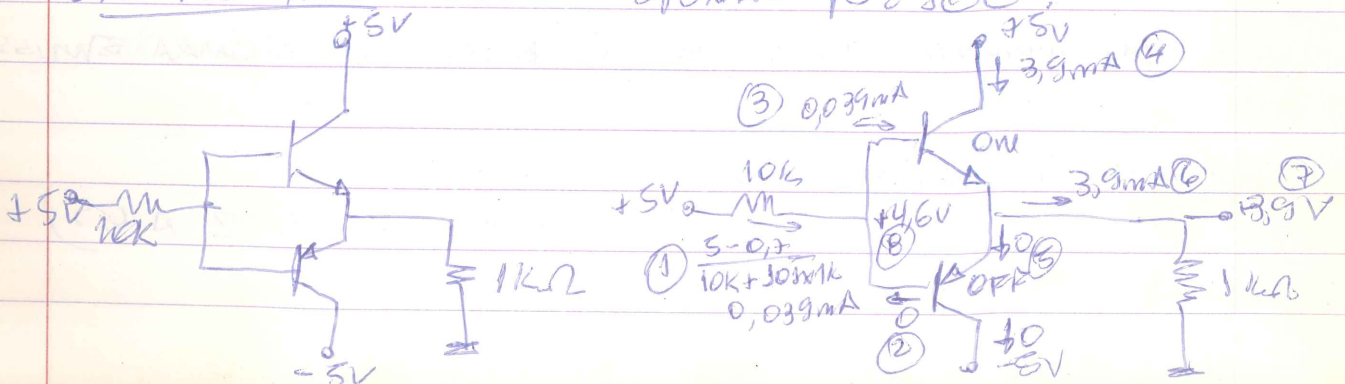
como:  $I_B = I_C + I_E \Rightarrow 4,3 - V_B = 0,1 V_B + 0,1 V_B + 0,55$

$$V_B = \frac{3,75}{1,2} = 3,13 \text{ V}$$

∴  $V_E = 3,83 \text{ V}$ ;  $V_C = 3,53 \text{ V}$ ;  $I_E = 1,17 \text{ mA}$ ;  $I_C = 0,86 \text{ mA}$

$I_B = 0,31 \text{ mA} \Rightarrow P_{FORNADO} = \frac{0,86 \text{ m}}{0,31 \text{ m}} \approx 2,8 \ll \beta_{MIN}$

Exemplo 4.16 → SUPONHA  $\beta = 100$



177

a) Apenas 1 Tr. compare! ou  $Q_1$  ou  $Q_2$ ?  $\rightarrow Q_2$  sentado

b)  $Q_1$  em ATIVA ou SAT?  $V_B < V_C \Rightarrow$  ATIVA

### 4.13 Modelo Genérico do TBJ p/ Errores Simais

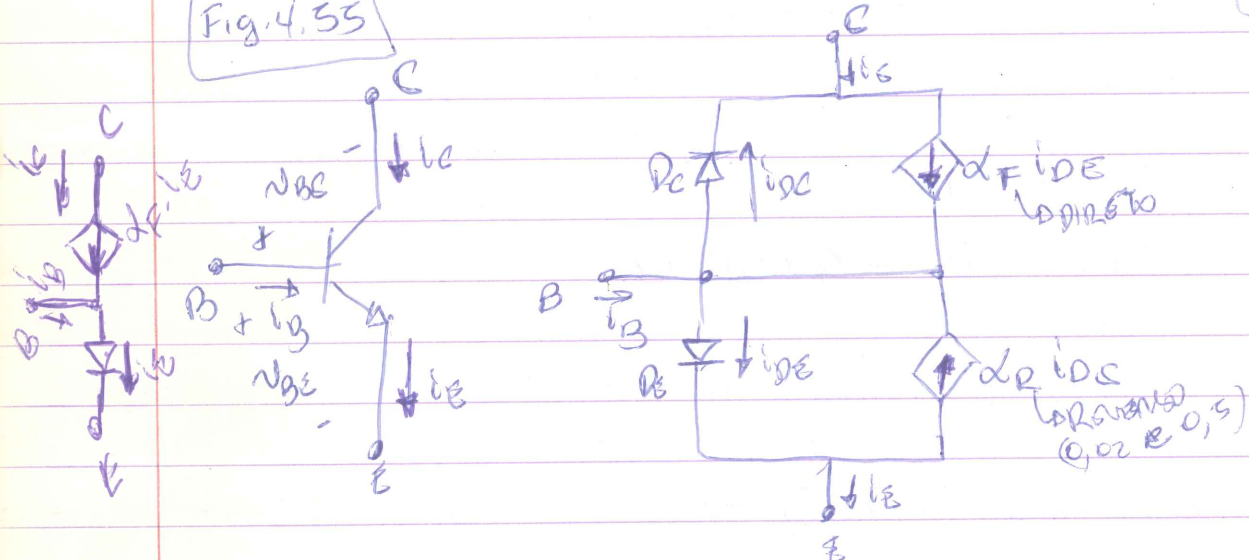
#### O Modelo de Ebers-Moll (EM)

- É genérico serve p/  $\forall$  modo de operação
- É base p/ modelo usado em SPICE

• Como TBJ = 2 diodos PN  $\Rightarrow$  componentes =

Suposições  
de corrente  
nas 2  
junções

Fig. 4.55



$$i_{DE} = I_{SE} (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

$$i_{DC} = I_{SC} (e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

como  $A_C > A_E \Rightarrow I_{SC} > I_{SE}$  (na 50x)

• Parte de  $i_{DE} \Rightarrow \alpha_F i_{DE}$  alguma colstoa  
 $\alpha_F = \alpha$  DIRETO

• Analogamente: Parte de  $i_{DC} \Rightarrow \alpha_R i_{DC}$  alguma emisson

• Como Tr. ASSIMÉTRICO  $\alpha_F \rightarrow 1$   
 $\alpha_R \ll \alpha_F$  ( $\alpha_R = 0,02$  a  $0,5$ )

178

Mostre-se que:  $\alpha_F I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S = 10^{-14} \times 10^{-15} \text{ A}$

As Correntes nos Terminais do Transistor

$$\begin{cases} I_E = I_{DE} - \alpha_R \cdot I_{DC} \\ I_C = -I_{DC} + \alpha_F \cdot I_{DE} \\ I_B = (1 - \alpha_F) I_{DE} + (1 - \alpha_R) I_{DC} \end{cases}$$

$$\therefore I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_S \left( e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right)$$

$$I_C = I_S \left( e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left( e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right)$$

onde  $\beta_F \equiv \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \beta \text{ Direto} \uparrow$

$\beta_R \equiv \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} = \beta \text{ Reverso} \downarrow$

Aplicação do modelo EM

O modo Ativo Direto:

$V_{BE} > 0$ ,  $V_{BC} < 0$  ~~model~~  $\rightarrow V_T$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{V_{BE}/V_T} + I_S \left( 1 - \frac{1}{\alpha_F} \right)$$

$$I_C = I_S e^{V_{BC}/V_T} + I_S \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} e^{V_{BE}/V_T} - I_S \left( \frac{1}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

Normalmente podemos desprezar o 2º termo das eq.

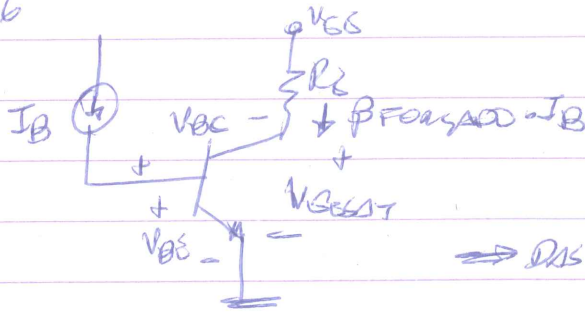
O MODO DE SATURACAO

$\rightarrow e/ i_c = \beta_{FORCADO} \cdot I_B$

$e/ \beta_{FORCADO} < \beta_F$

$\Rightarrow V_{CE SAT} = ?$

Fig. 4.56



$V_{BE} > 0, V_{BC} > 0 \text{ ambos} \Rightarrow V_T$

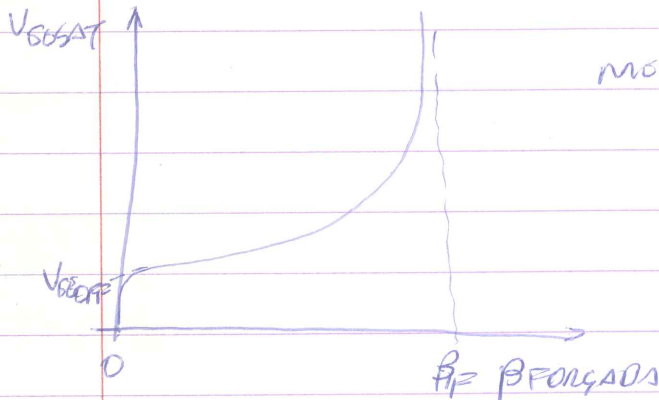
$\Rightarrow \text{DAS EXPRESSOES } i_c = \beta_{FORCADO} \cdot I_B$

OBTENHAMOS:  $V_{CE SAT} = V_T \ln \left[ \frac{1 + (\beta_{FORCADO} + 1) / \beta_R}{1 - \beta_{FORCADO} / \beta_F} \right]$

TAB. 4.4  $\rightarrow V_{CE SAT}$  calculadas p/  $\beta_F = 0,5$  e  $\beta_R = 0,1$

$\beta_{FORCADO}$	50	48	40	20	1	0
$V_{CE SAT} (mV)$	$\infty$	235	191	147	76	60

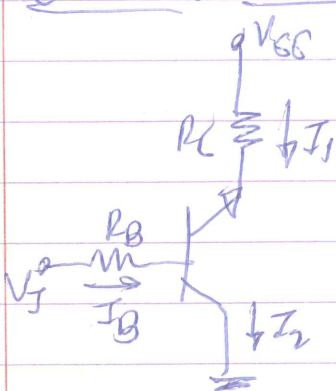
Fig. 4.57 =  $i_c \times V_{CE}$  pois  $i_c = \beta_{FORCADO} \cdot I_B$  onde  $I_B = cte$



mesmo  $i_c = 0 \Rightarrow V_{CE SAT} = V_{OFF SAT}$

O MODO INVERSO  $\rightarrow$  Fig. 4.58 NA ATIVA REVERSA

$\rightarrow$  MODO ATIVO INVERSO  $V_{BE} < 0, V_{BC} > 0$



$I_C = \beta_R \cdot I_B$

NA SAT. REVERSA:  $V_{BE} > 0, V_{BC} > 0$

$\frac{I_C}{I_B} < \beta_R$

$\beta_{FORCADO} \approx -\frac{I_E}{I_B}$  e  $I_E = I_C + I_B$

$V_{CE SAT} = V_T \ln \left[ \frac{1 + \frac{1}{\beta_F} + \left(\frac{I_C}{I_B}\right) \left(\frac{1}{\beta_R}\right)}{1 - \left(\frac{I_C}{I_B}\right) \left(\frac{1}{\beta_F}\right)} \right]$

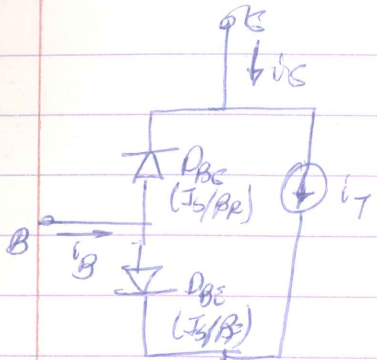
UMA FORMA ALTERNATIVA P/ O MODELO E.M.

O MODELO DO TRANSISTOR

Fig. 4.59

DIODO BE - SATURADO =  $I_S / \beta_F$

DIODO BC - SATURADO =  $I_S / \beta_R$



$$i_B = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) + \frac{I_S}{\beta_R} (e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

$$i_T = I_S (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - I_S (e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

RESULTADO DA DIFUSÃO DE MINORITÁRIOS PELA BASE

→ NOME TRANSISTOR

$$\begin{cases} i_C = i_T - \frac{I_S}{\beta_F} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \\ i_E = i_T + \frac{I_S}{\beta_F} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \end{cases}$$

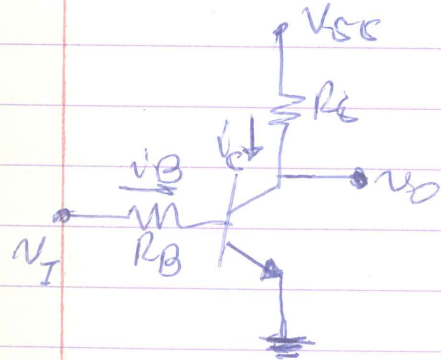
É FÁCIL MOSTRAR QUE  $i_C$  E  $i_E$  = MODELO E.M.

É MAIS SIMPLES QUE E.M.: 1 ELEMENTO A MENOS

3 PARÂMETROS:  $I_S$ ,  $\beta_F$  E  $\beta_R$

É USADO NO SPICE.

4.14 O INVERSOR LÓGICO BÁSICO - e/ TBJ



$N_I$	MODE	$N_O$	LÓGICA
$V_{GS}$	SAT	0,2	0
0,2	CONT	$V_{CC}$	1

VARIAÇÕES: a) POT (NO SENTIDO → 0)

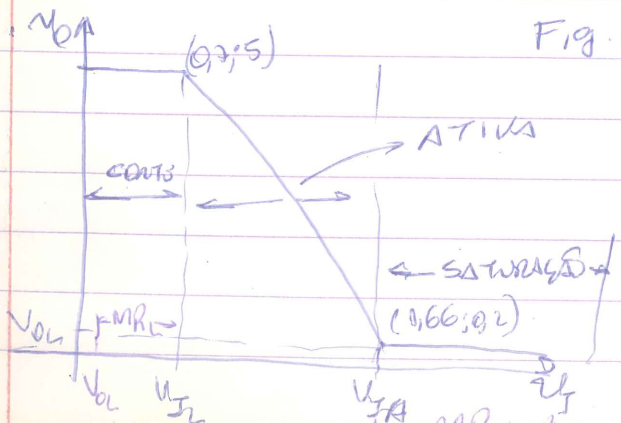
b) NÍVEIS BEM DEFINIDOS

↓  $\rightarrow \neq f(\beta)$

NA ATUA  $V_O = V_{CC} - i_C R_C$   
 $= V_{CC} - \beta i_B R_C$

CARACTERÍSTICA DE TRANSF. DE TENSÃO

Fig. 4.61 = IDEAL → REAL É MAIS SUAVES



181

CÁLCULO P/ INVERSÃO C/:

$$R_B = 10k\Omega, R_C = 1k\Omega$$

$$\beta = 50, V_{CC} = 5V$$

$$1. V_I = V_{OL} = V_{CE(SAT)} = 0,2V \rightarrow V_O = V_{OH} = V_{CC} = 5V$$

$$2. P/ V_I = V_{IL} \rightarrow \text{INÍCIO DA CONDUÇÃO} \therefore V_{IL} \approx 0,7V$$

$$3. P/ V_{IL} < V_I < V_{IH} \rightarrow \text{TR. NA ATIVA} \rightarrow A_V \approx \frac{V_O}{V_I} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{\pi}}$$

$$\bullet V_I \rightarrow I_B \rightarrow I_C$$

$$r_{\pi} = f(V_I), \downarrow \text{ c/ } V_I$$

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B} = \frac{V_T}{I_C/\beta} \rightarrow P/ I_C \downarrow \rightarrow r_{\pi} \downarrow \ll R_B \Rightarrow A_V \approx -\frac{\beta R_C}{R_B}$$

$$A_V \approx -50 \times \frac{1k}{10k} = -5V/V$$

$$4. P/ V_I = V_{IH} \rightarrow \text{SAT.} \rightarrow V_{IH} \text{ CORRESPONDE A } I_B = I_B(EOS)$$

$$I_B(EOS) = \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})}{R_C} \cdot \frac{1}{\beta} = 0,096mA$$

$$V_{IH} = I_B(EOS) \cdot R_B + V_{BE} = 1,66V$$

$$5. P/ V_I = V_{OH} = 5V \rightarrow V_O = V_{CE(SAT)} = 0,2V$$

$$\rightarrow \beta \text{ FORÇADO} = \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})/R_C}{(V_{OH} - V_{BE})/R_B} = 1,2$$

6. MARGENS DE RUÍDO

$$MR_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 1,66 = 3,34V$$

$$MR_L = V_{IL} - V_{OH} = 0,7 - 0,2 = 0,5V$$

$\therefore$  CIRCUITO POUCO IDEAL ( $MR_H \neq MR_L$ )

$$7. \text{GANTHO NA REG. TRANSIÇÃO} = -\frac{5 - 0,2}{1,66 - 0,7} = -5V/V$$



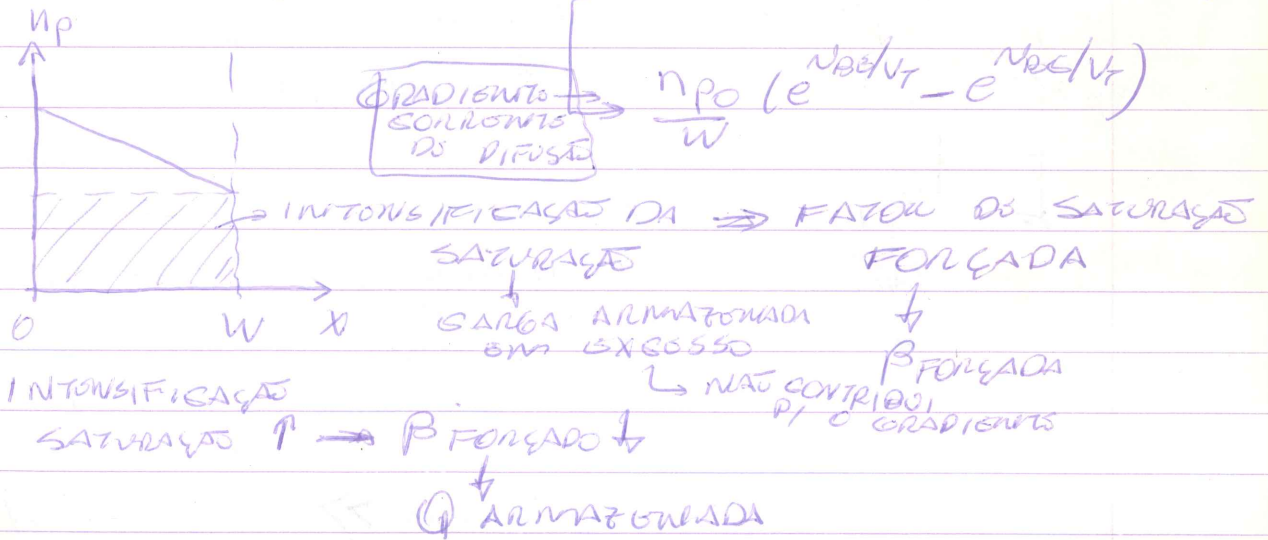
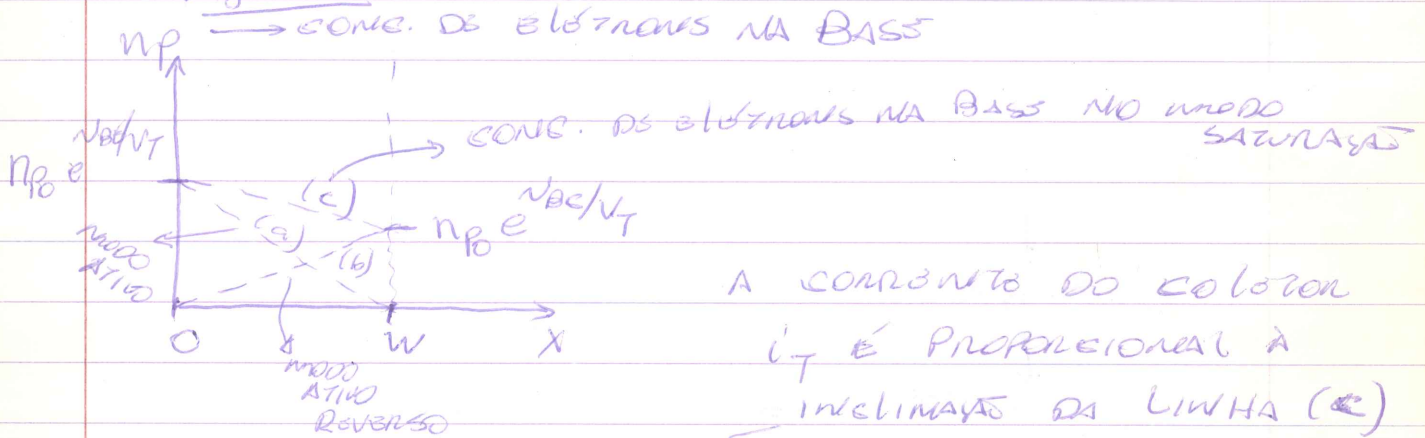
CIRCUITOS DIGITAIS e/ TB3 SATURADO e  
NAO-SATURADO

TTL → LENTO

ECL → RÁPIDO

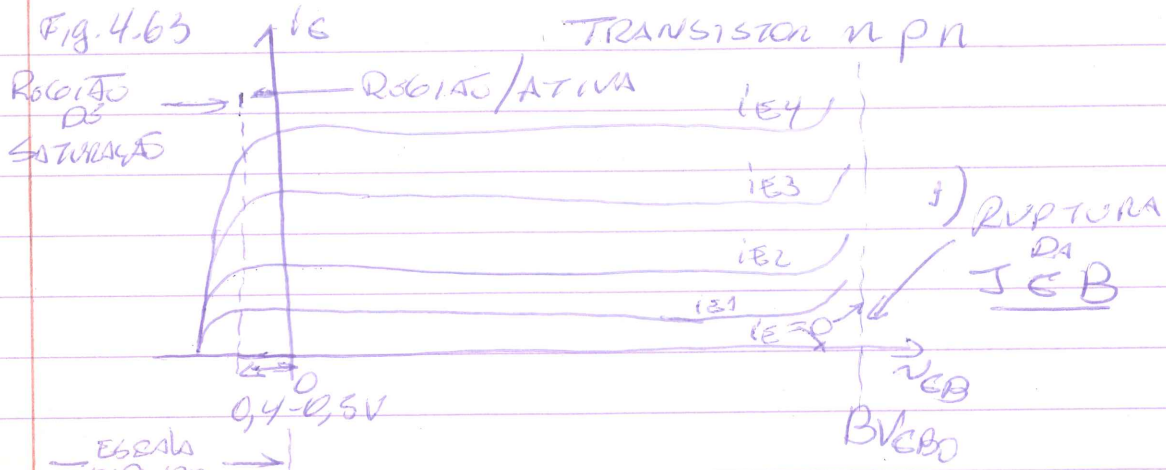
Armazenamento de Cargas Pontuais Minoritárias na Base de Tr. Saturado

Fig. 4.62



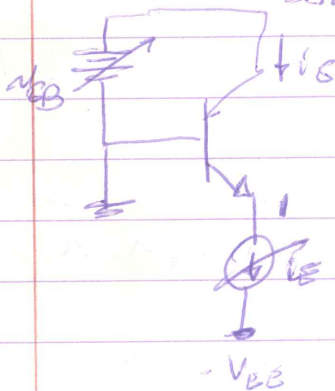
# 4.15 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS COMPLETAS, CAPACITÂNCIAS INTERNAS E EFEITOS DE 2ª ORDEM

## CARACTERÍSTICAS DO B.C. → $i_c - v_{CB}$



2)  $v_{CB} < 0 \rightarrow JCB \rightarrow$  DIRETAMENTE POLARIZADA

INCLUSÃO DA SATURAÇÃO  $\rightarrow$  COMO  $I_B \uparrow$  NA SATURAÇÃO  $I_B = cte$   $I_c \uparrow$



$$I_B = I_{B1} + I_{c1}$$

3) NA ATIVA  $i_c \propto v_{CB} = \text{Early}$

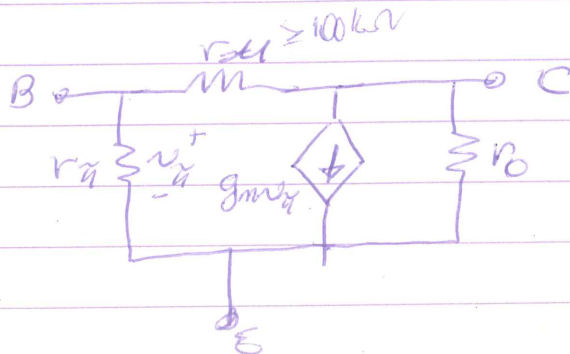
INCLINAÇÃO  $i_c \times v_{CB}$  (  $i_B = cte$  )  $\ll$  INCLINAÇÃO  $i_c \times v_{CE}$  (  $i_B = cte$  )

caso  $i_B = cte \Rightarrow i_c \uparrow \Rightarrow i_B \uparrow$

$\rightarrow$  É MANDADO POR  $r_{\mu}$



MODELO  $\pi$ -HÍBRIDO + COMPLEXO  $\leftarrow r_{\mu} \uparrow \uparrow$



TIPICAMENTE  $> \beta r_o$

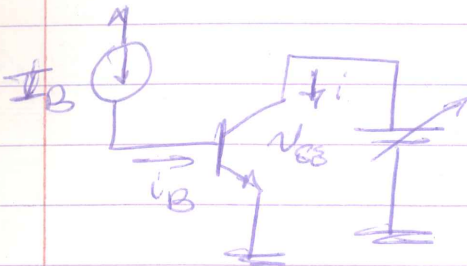
$r_{\mu} \rightarrow$  MODELA O EFEITO DE  $v_{CB}$  EM  $i_b$

184

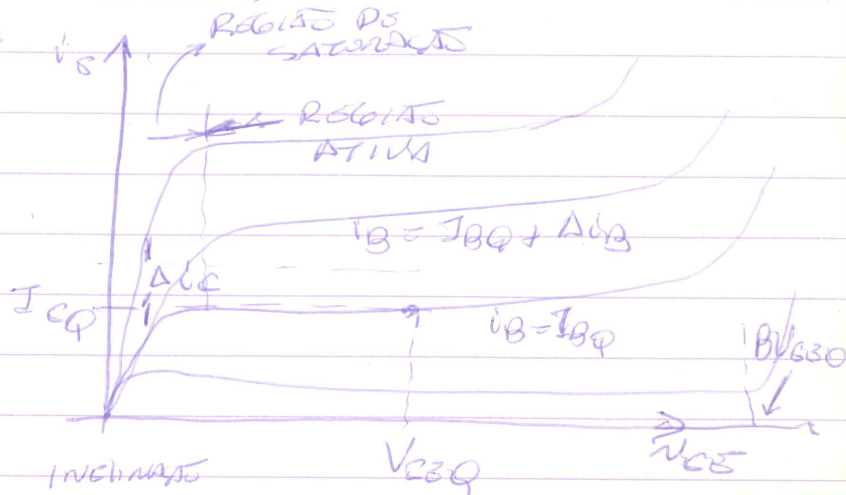
Fig. 4.15 →  $V_{CE} = cte$

CARACTERÍSTICA DE E. C.

Fig. 4.65 →  $i_B = cte$



$i_B = cte$



$$\frac{\Delta i_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{r_{u/\beta}}$$

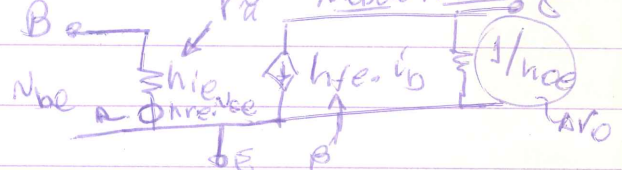
PROB. 4.47

Fig. 4.15 →  $V_{CE} = cte$   
 INCLINAÇÃO  
 $\frac{\Delta i_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{r_o}$

- NA ATIVA  $r \uparrow$  (MAS FINITA)
- NA SATURAÇÃO  $r \downarrow$  (POUA PESSADA)

Porém  $i_B = cte \rightarrow V_{CE OFF}$  RESIDUAL

O  $\beta$  DO TRANSISTOR



a) CC E AC

•  $h_{FE} \equiv \beta_{CC} \equiv \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} \rightarrow$  [Fig. 4.65]  
 ↳ CONF. B.C.  $I_{BQ}$   
 ↳ FORWARD → DIRETO

→ TRANSISTOR

- 1° - POTENCIAL DE  $P_{TQ}$
  - 2° - SINAIS APLICADOS
- INCLINAÇÃO  
 $i_B, i_C$  e  $V_{CE}$   
 em torno de Q

•  $h_{fe} = \beta_{ac} \equiv \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{V_{CE} = cte} \rightarrow$  A FIM DE ELIMINAR O EFEITO EARLY

P/  $V_{CEQ} = cte \Rightarrow V_{CE} = 0$

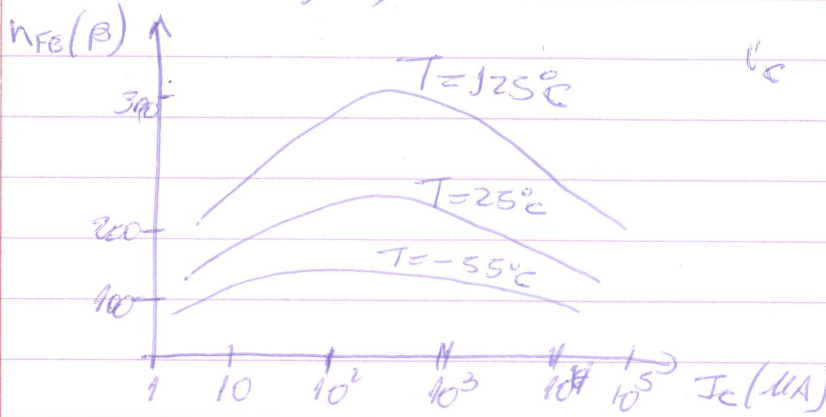
↳ GANHO DE CORRENTES EM CIRCUITO

- P/ PEQUENOS SINAIS → USAR  $\beta_{ac}$  ou  $h_{fe}$
- P/ DC E/OU GRANDES SINAIS → USAR  $\beta_{CC}$  ou  $h_{FE}$

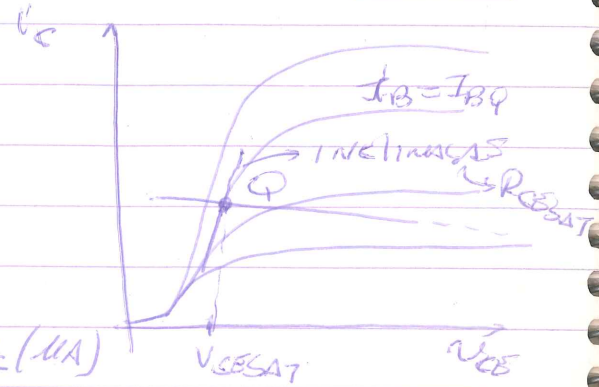
185

• NA PRÁTICA  $\beta_{AC}$  E  $\beta_{EC}$  NÃO SÃO MUITO DISTINTOS  $\rightarrow$  É USUAL NÍ FAZER DISTINÇÃO

•  $\beta = f(I_C, T)$



•  $\beta_{CA}$  NA SATURAÇÃO  $\beta \downarrow \downarrow \rightarrow$  (Fig. 4.67)



### A RUPTURA DO TRANSISTOR

• LIMITES P/ TENSÕES = RUPTURA DAS JUNÇÕES - AVALANÇHE

$\rightarrow$  EM BASS COMUM  $\rightarrow i_C \times V_{CB}$  (Fig. 4.63)

P/ E ABERTO  $\rightarrow BV_{CBO}$  - TÍPICO  $> 50V$

P/  $i_E > 0 \rightarrow BV_{CEB} \ll BV_{CBO}$

$\rightarrow$  EM EMISSOR COMUM  $\rightarrow i_C \times V_{CE}$  (Fig. 4.65)

P/ B ABERTO  $\rightarrow BV_{CEO} \approx \frac{1}{2} BV_{CBO}$

• RUPTURA JCB NÍ É DESTRUTIVA  $\rightarrow$  LIMITAR POTÊNCIA

• RUPTURA JEB : -  $BV_{EBO} \downarrow \downarrow$  (6-8V)

- É DESTRUTIVA  $\rightarrow$  AFETA  $\beta$

$\bar{n}$  - SE  $\Delta\beta$  NÍ FOR PROBLEMA

$\hookrightarrow$  PÓS USAR JEB COMO ZONA COMO ZONA

### CAPACITÂNCIAS INTERNAS NO TBJ

A CAPACITÂNCIA DE DIFUSÃO OU DE CARREGAMENTO DO BASS,  $C_{cb}$

100

Já vimos:  $Q_n = \frac{A_E q W n_i^2 e^{V_{BE}/V_T}}{2 N_A}$

como:  $I_c = I_s e^{V_{BE}/V_T}$  e  $I_s = \frac{A_E q D_n \cdot n_i^2}{N_A \cdot W}$

$\Rightarrow Q_n = \frac{W^2}{2 D_n} \cdot I_c = \tau_F \cdot I_c$  ONDO:  $\tau_F = \frac{W^2}{2 D_n}$

$\tau_F \approx 10$  A  $100$ ps

TEMPO DE TRÁNSITO DE BASE DIRETO

$C_{de} = \frac{dQ_n}{dV_{BE}} = \tau_F \frac{dI_c}{dV_{BE}} = \tau_F \cdot g_m = \tau_F \frac{I_c}{V_T}$

P) PEQUENOS SINAIS

A CAPACITÂNCIA DA JBE

$C_{je} = \frac{C_{je0}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{oe}}\right)^m}$

$C_{je0} = \text{CAP P/ } V_{BE} = 0$   
 $V_{oe} = \text{TENSÃO INTERNA E-B}$

$m = \text{COEF. GRADUAÇÃO} \approx 0,5$

NA DIRETA A EXPRESSÃO N' É PRECISA!

$\Rightarrow$  ADOTA-SE  $C_{je} \approx 2 C_{je0}$

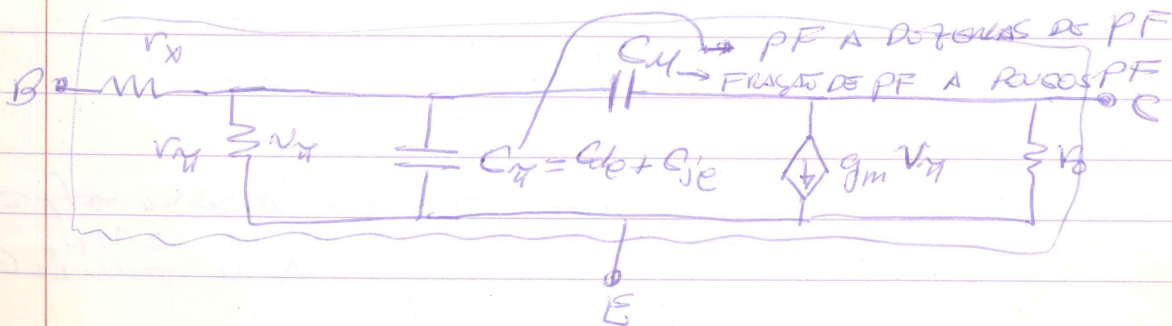
A CAPACITÂNCIA DA JCB,  $C_{jc}$  POLARIZADA

$C_{jc} = \frac{C_{jc0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{oc}}\right)^m}$

$V_{oc} \rightarrow \approx 0,75V$

$m \rightarrow 0,2$  A  $0,5V$

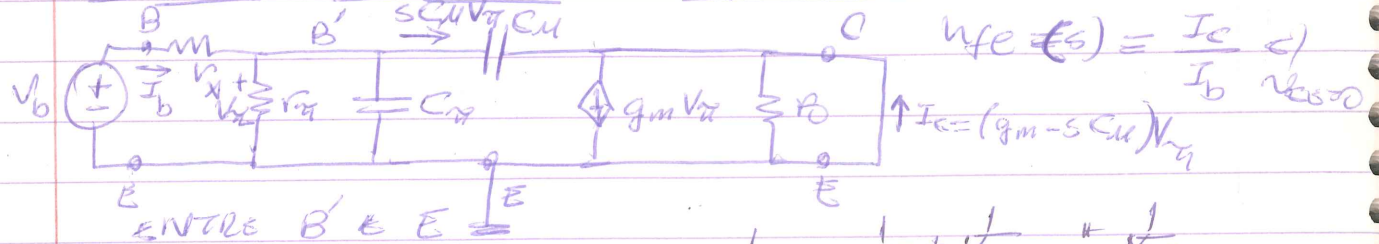
O MODELO  $\pi$ -HÍBRIDO P/ ALTAS FREQUÊNCIAS  $\rightarrow$  Fig. 4.70



OMITIMOS  $r_{\mu}$ , POIS NORMALMENTE  $\left| \frac{1}{j\omega C_{\mu}} \right| \ll r_{\mu}$

ADICIONAMOS  $r_x =$  RESIST. SÉRIE BASS  $\approx$  DEZENAS DE  $\Omega$   
 LARGA OPERAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA  $\ll r_x$

A FREQ. DE CORTE  $\rightarrow$  Fig. 4.71  $\rightarrow$  DOWZIR



ENTRE B E E  $\Rightarrow v_x = I_b (r_x \parallel C_x \parallel C_u)$

$$\frac{1}{z_{eq}} = \frac{1}{r_x} + \frac{1}{sC_x} + \frac{1}{sC_u}$$

$$z_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_x} + sC_x + sC_u}$$

$$h_{fe} \equiv \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m - sC_u}{\left[ \frac{1}{r_x} + s(C_x + C_u) \right]}$$

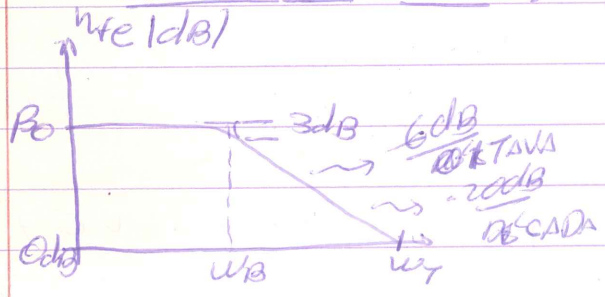
$\Rightarrow$  NA PRÁTICA  $g_m \gg \omega C_u$

$$h_{fe} \equiv \frac{g_m r_x}{1 + s(C_x + C_u)r_x} = \frac{B_0}{1 + s(C_x + C_u)r_x}$$

$\rightarrow$  B A FREQ. +

$\therefore h_{fe}$  TEM UM PÓLO SIMPLES EM  $\omega = \omega_B = \frac{1}{(C_x + C_u)r_x}$

CURVA DE BODE  $\rightarrow$  Fig. 4.72



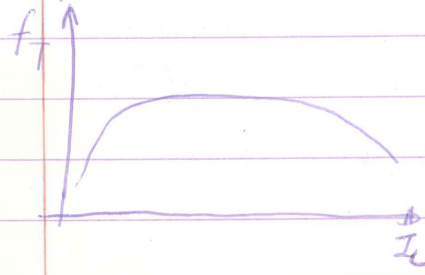
$\Rightarrow h_{fe} = 1 \text{ p/ } \omega_T \rightarrow$  FREQ. DE GANHO UNIDÁRIO

$$\omega_T = B_0 \cdot \omega_B$$

$$\therefore \omega_T = \frac{g_m}{C_x + C_u}$$

$f_T \rightarrow$  DADO/FABRICANTES  
 $f_T = f(I_c, V_{CE})$

$$\text{OU } f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_x + C_u)}$$



p/  $I_c \downarrow \Rightarrow C_{cb} \uparrow \Rightarrow f_T \downarrow$   
 p/  $I_c \uparrow \Rightarrow C_{cb} \downarrow \Rightarrow f_T \uparrow$

p/  $I_c$  mtois  $\Rightarrow C_{cb} \ll C_x \gg C_u \Rightarrow f_T \approx C_x$   
 (CENTRAL DE MHz A DEZENAS DE GHz)

p/  $I_c \uparrow \Rightarrow P_{ot}$

CAP. 5 → TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO (FET'S)

V<sub>PORTA</sub> → CONTROLA I - FONTE/DRENTO

⇒ AMPLIFICAÇÃO

• CHAVE

V<sub>PORTA</sub> ⇒ CAMPO ELÉTRICO

• CORRENTES UNIDIRECIONAIS

1928 - PATENTE

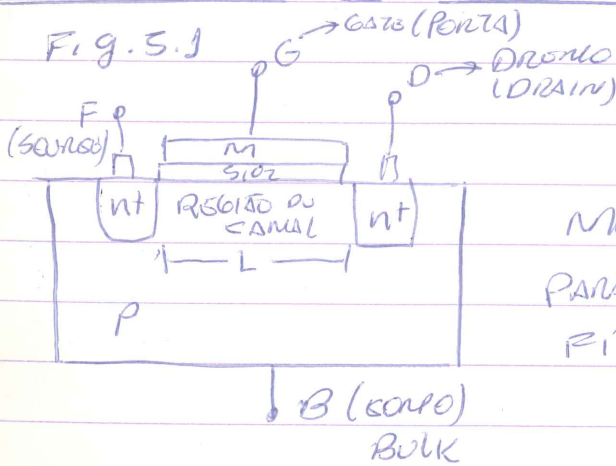
1960 - 1º MOSFET

> 1970 - USO CRESCENTE EM CIs

- PORTAS DIGITAIS SÓ E/ TRANSISTORES - S/ RESISTORES
- PROCESSO SIMPLES
- Ab
- POT. ↓

5.1. ESTRUTURA E OPERAÇÃO FÍSICA DO MOSFET-TIPO ENRIQUECIMENTO

A ESTRUTURA DO DISPOSITIVO:



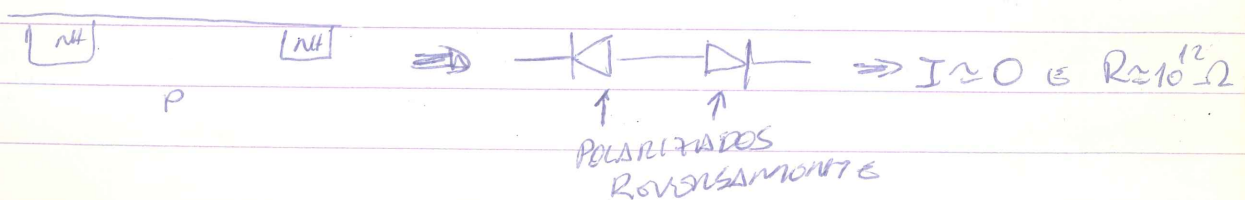
M = METAL OU Si-POLI n<sup>+</sup>

MOSFET = IGFET (I<sub>0</sub> ↓ ≈ 10<sup>-15</sup> A)

PARÂMETROS

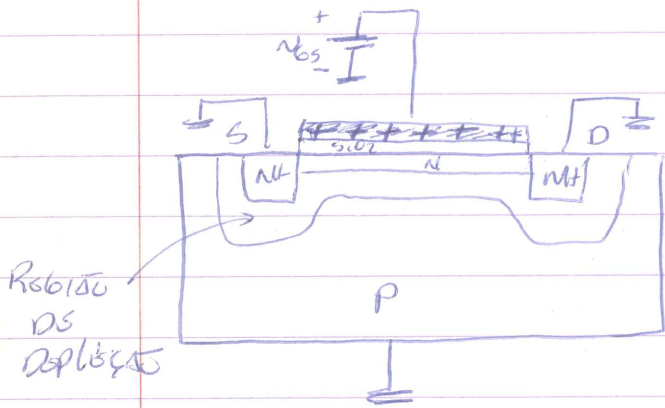
FÍSICOS : t<sub>ox</sub>, μ<sub>n</sub>  
L, W

OPERAÇÃO SEM TENSÃO DE PORTA:



189

# criando um Canal p/ Circuitos de Corrente

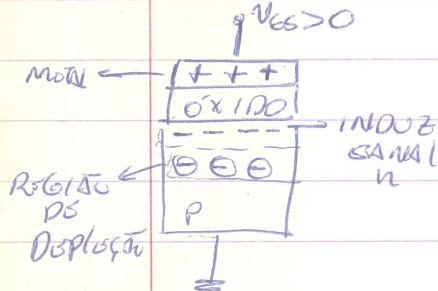


$N_{GS} > 0 \Rightarrow$  Depleção  $\rightarrow p = -q N_A$   
 Canal = Região n induzida pelo campo  $E$   
 = Camada de inversão  
 $\rightarrow$  n MOS

$\rightarrow$  Tensões p/ induzir portadores p/ formação da camada de inversão  
 $V_t \rightarrow$  tensão de limiar de condução pelo canal

$V_t = f(\text{Processo}) \rightarrow$  Enriquecimento  $- V_t > 0$   
 $\downarrow$   
 Induzir o canal

MOS = Capacitor, onde campo elétrico, atrai cargas no Si  $\Rightarrow$  controla condutividade no canal ou  $I_d = f(V_{GS})$



$\Rightarrow$  Lei de Gauss:

$$\epsilon_0 \oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \int_{vol} \rho dv = \sum Q_n$$

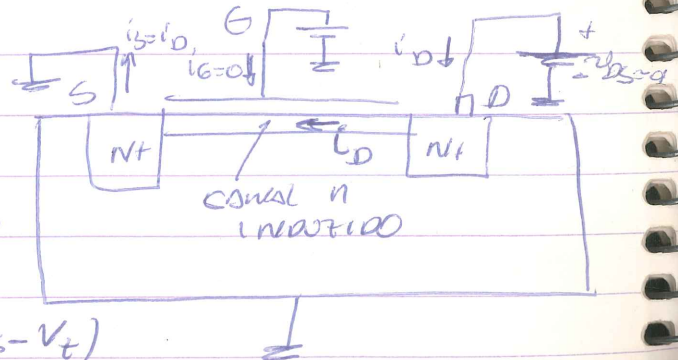
Aplicando um pequeno valor de  $V_{GS}$ :

$V_{GS} > V_t$

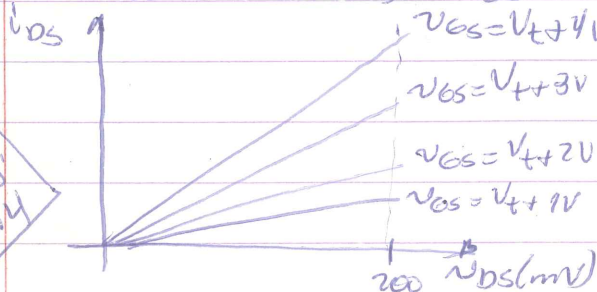
$V_{GS} \approx 0,1 \text{ a } 0,2 \text{ V}$

$\Delta V \rightarrow i_D$

p/  $V_{GS} = V_t \rightarrow Q_{canal} \approx 0 \rightarrow i_{DS} \approx 0$



$Q_{canal} \propto (V_{GS} - V_t) \rightarrow i_{DS} \propto (V_{GS} - V_t)$



$Q_{canal} = C_{ox} (V_{GS} - V_t)$

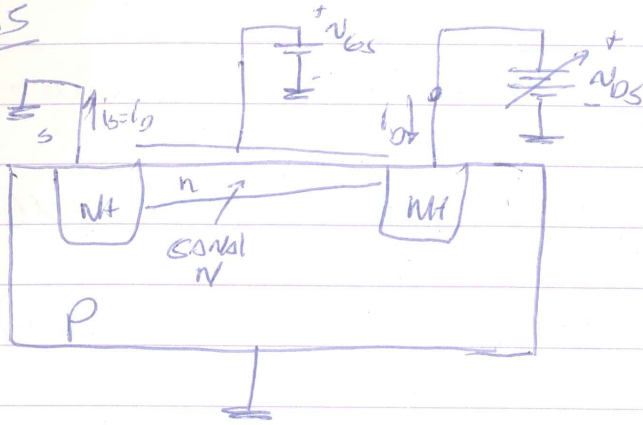
$i_G = 0 \rightarrow i_S = i_D = i_{DS}$

Fig 5.4



A OPERAÇÃO C/ O AUMENTO DE  $V_{DS}$

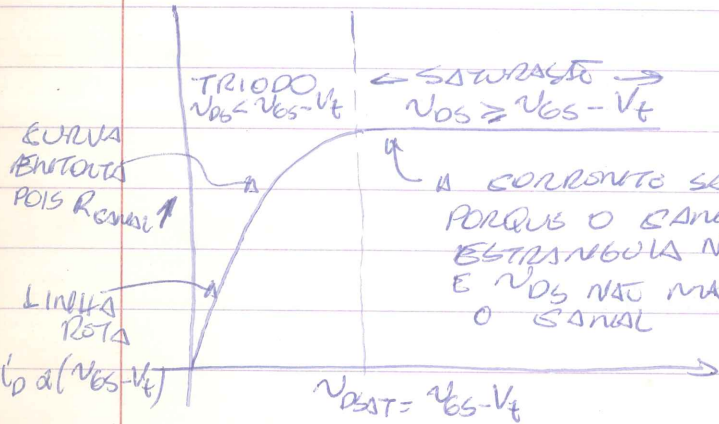
Fig. 5.5



$V_{GS} = cte > V_t, V_{DS} \uparrow$   
 $\rightarrow V_{0x} = V_G - V_x = f(x)$   
 $x=0 \rightarrow V_x = V_G$   
 $x=L \rightarrow V_x = V_D$

$\therefore Q_{canal} = f(x) \Rightarrow R \neq cte$   
 $R \uparrow p / V_{DS} \uparrow$

Fig. 5.6



$V_{DSAT} = V_{GS} - V_t$   
 $p / V_{DS} > V_{DSAT} \Rightarrow Q_{canal}(x=L) \approx 0$   
 $R \uparrow \leftarrow$  CANAL ESTREMECULADO

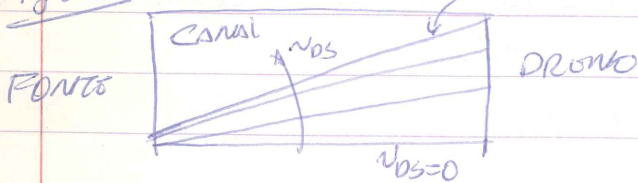
$p / V_{DS} > V_{DSAT} \Rightarrow R = cte c/$   
 $\Delta V \Rightarrow i_{DS} = cte$

$V_{DS} \neq V_{DSAT}$  SOBRES RESISTAS

$V_{DSAT} = V_{GS} - V_t \therefore = f(V_{GS})$

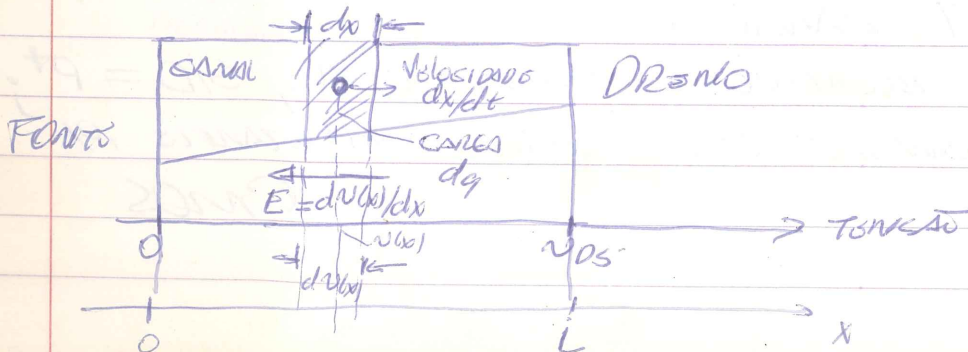
P/ CADA  $V_{GS} \geq V_t \Rightarrow$  VALOR CORRESPONDENTE DS  $V_{DS}$   
 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$

Fig. 5.7



DETERMINAÇÃO DA RELAÇÃO  $i_D - V_{DS}$ :

TRIODO:  $V_{DS} > V_t, 0 < V_{DS} \leq V_{DSAT}$



CAPACITÂNCIA / ÁREA

TENSÃO ENTRE PORTA & PTC > V<sub>t</sub>

$$dq(x) = -C_{ox} W dx [N_{os} - n(x) - V_t]$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \rightarrow \text{cte Dielétricas}$$

$$E(x) = -\frac{dV(x)}{dx} \rightarrow \text{vel} = \frac{dx}{dt} = -\mu_n E(x) = \mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

$$i = \frac{dq}{dx} \cdot \text{vel} = \frac{dq}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = -\mu_n C_{ox} W [N_{os} - n(x) - V_t] \frac{dV(x)}{dx}$$

Mas  $i(x) = \text{cte} = -i_D$

$$\therefore i_D = \mu_n C_{ox} W [N_{os} - n(x) - V_t] \frac{dV(x)}{dx}$$

$$\int_0^L i_D dx = \int_0^{N_{os}} \mu_n C_{ox} W [N_{os} - V_t - n(x)] dV(x)$$

$$\Rightarrow i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(N_{os} - V_t) N_{os} - \frac{1}{2} N_{os}^2]$$

TRIODO

SATURADA:  $N_{os} = V_{os} - V_t \Rightarrow i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{os} - V_t)^2$

$\mu_n C_{ox} = k_n =$  PARÂMETRO DE TRANSCONDUTÂNCIA DO PROCESSO

$\frac{W}{L} =$  RAZÃO DE ASPECTO

TABELA 3.1

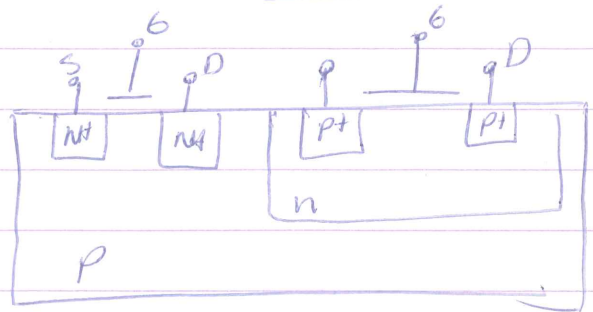
○ MOSFET CANAL - P :

- $n, i$  NEGATIVOS; - SUBSTRATO n, S/D = p<sup>+</sup>;
- 1.ºs TRANSISTORES;  $\mu_p$ , IMPORTANTES P/ CMOS

MOS Complementary → CMOS

- nMOS + pMOS
- Processo + completo
- VANTAGENS DO PROCESSO
  - pot ↓↓
- TECNOLOGIA DOMINANTE DIGITAL E ANALÓGICO

Fig. 5.9



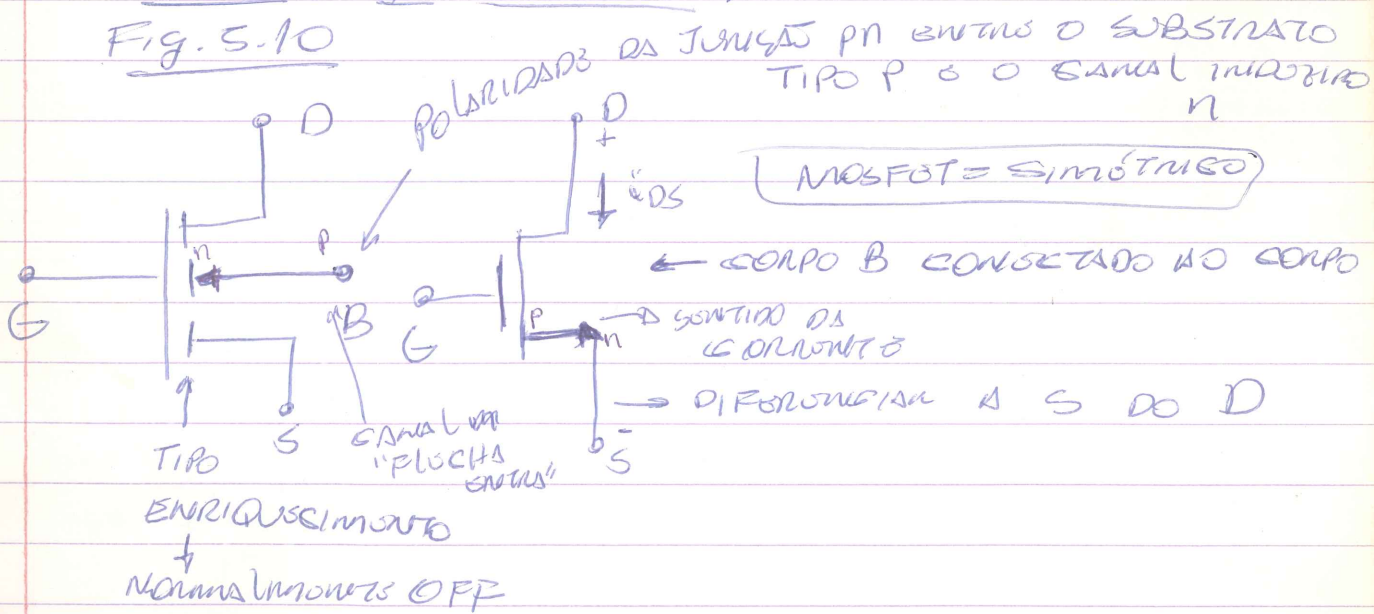
A OPERAÇÃO DO TRANSISTOR MOS → REGIÃO SUB-LIMITE

$P/ V_{GS} < V_t \Rightarrow i_D \approx 0$   
 NA VONDA  $i_D \propto e^{V_{GS}}$  → SIMILAR  $i_C - NBE \rightarrow TBJ$

5.2 CARACTERÍSTICAS DE CORRENTE-TENSÃO DO MOSFET — TIPO ENRIQUECIMENTO

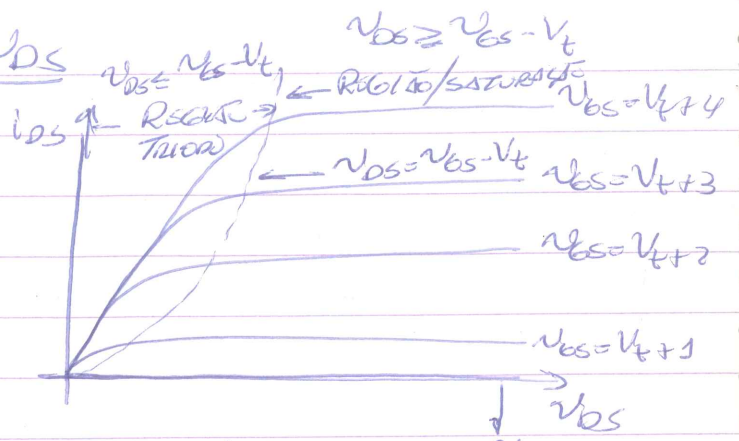
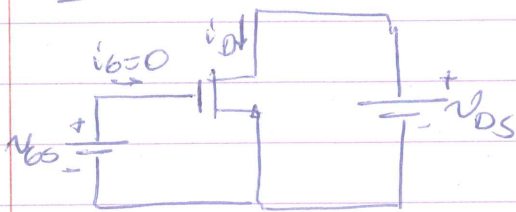
Símbolo p/ Circuito:

Fig. 5.10



CARACTERÍSTICAS  $i_D - v_{DS}$

Fig. 5.11



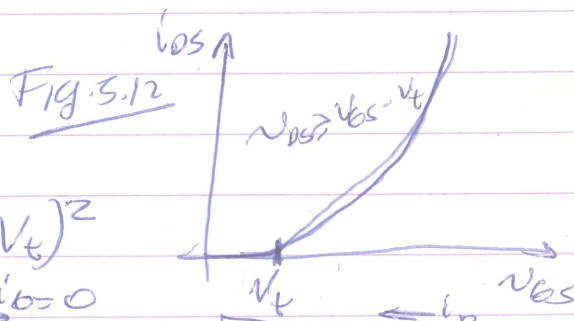
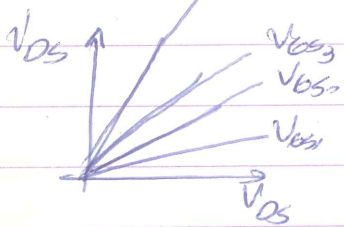
3 REGIÕES {  
 CORTA } ← CHAVE  
 TRIODO }  
 SATURACION → AMPLIFICAÇÃO

$V_{GS} > V_T$   
 $v_{DS} > V_{GS} - V_T$   
 $v_{DS} < V_{GS} - V_T$

TRIODO:  $i_D = k_n' \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_T) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right]$

p/  $v_{DS} \uparrow \Rightarrow i_D = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \cdot v_{DS} \rightarrow$  LINEAR

$\Rightarrow r_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_D} = \left[ k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right]^{-1} =$  Fig. 5.4



SATURACION  $v_{DS} > v_{GS} - V_T$

$i_D = \frac{k_n'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$

MODELO DE GRANDES SINAIS

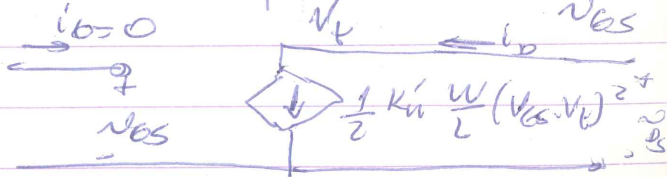
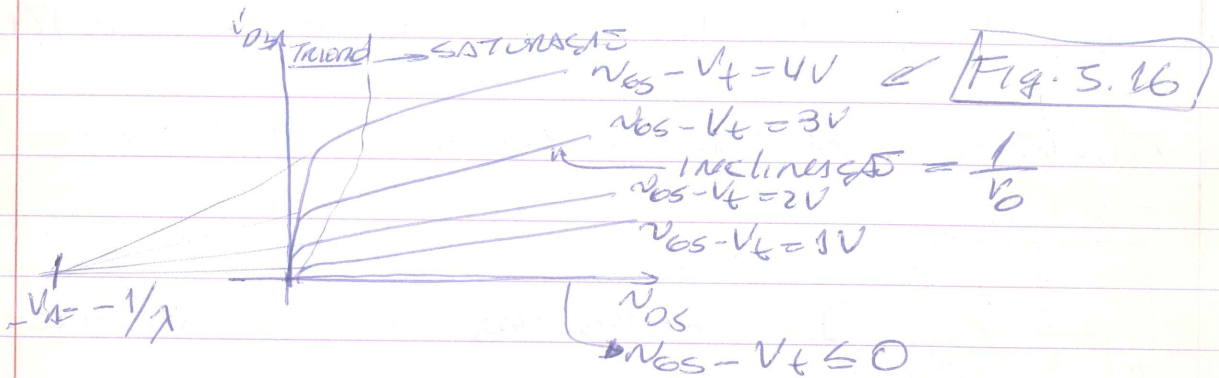
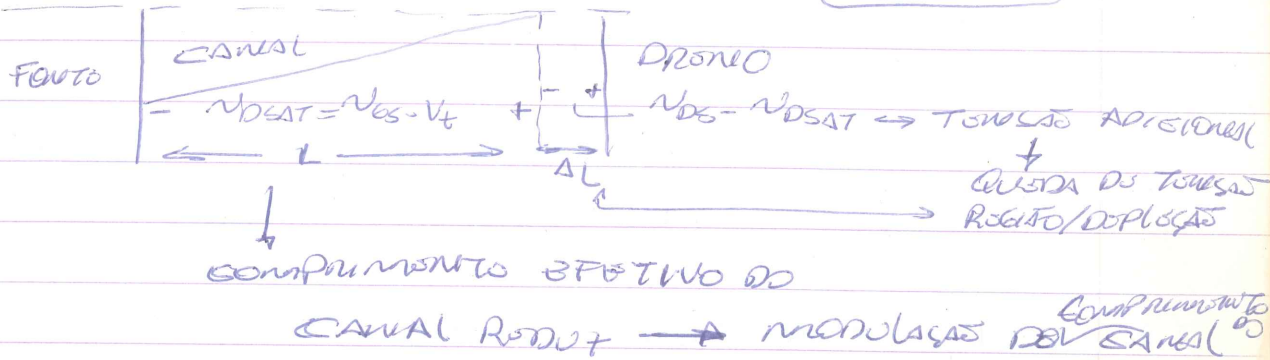


Fig. 5.13

RESISTÊNCIA DE SAÍDA FINITA NA SATURAÇÃO

$r_o = \infty$  como em Fig. 5.13 =  $|D_{SAT}|$

PRÁTICA  $r_o = \text{FINITO}$  - MOTIVO = Fig. 5.15



$$\Rightarrow i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

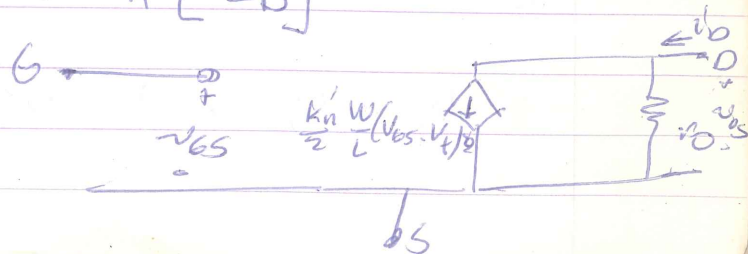
$\lambda = \text{PARÂMETRO DO MOSFET} \Rightarrow \lambda = 1/V_A$   
 $V_A = 30 \text{ A } 200V \Rightarrow \lambda = 0,003 \text{ A } 903 V^{-1}$

TR. c)  $L \downarrow$  SOPRIS + EFETIVO  $\rightarrow$  PROLONGAMENTO  
 $V_A \propto L \Rightarrow \frac{V_{A1}}{V_{A2}} = \frac{L_1}{L_2}$

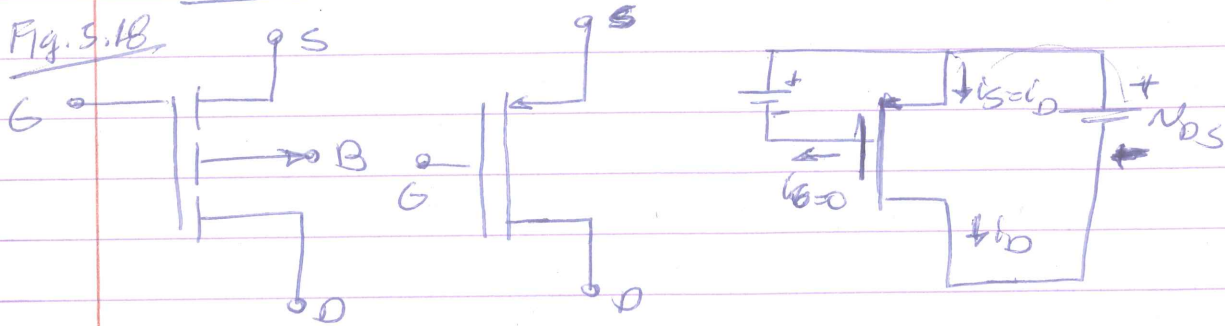
$$r_o = \left[ \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right]_{v_{GS} = \text{cte}}^{-1} = \lambda \frac{k_n' W}{2 L} (v_{GS} - V_t)^2)^{-1} \approx \lambda [I_D]^{-1}$$

OU  $r_o \approx \frac{V_A}{I_D}$

$\therefore$  Fig. 5.17



CARACTERÍSTICAS DO MOSFET CANAL P



$V_{GS} < V_t$ ,  $V_t < 0 \Rightarrow$  TRIODO  $\rightarrow V_{DS} \approx (V_{GS} - V_t)$

$$i_D = k_p \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$k_p' = \mu_p \cdot \epsilon_{ox}$ ,  $\mu_p \approx 0,4 \mu_n$

SAT.  $V_{GS} < (V_{GS} - V_t) \rightarrow i_D = \frac{k_p'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$

⊗ FUNÇÃO DO SUBSTRATO - EFEITO DO CORPO

Fig. 5.5

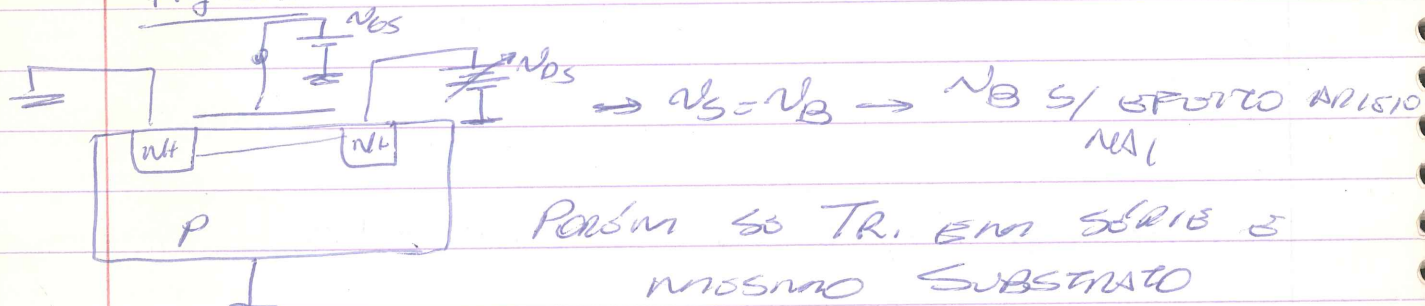
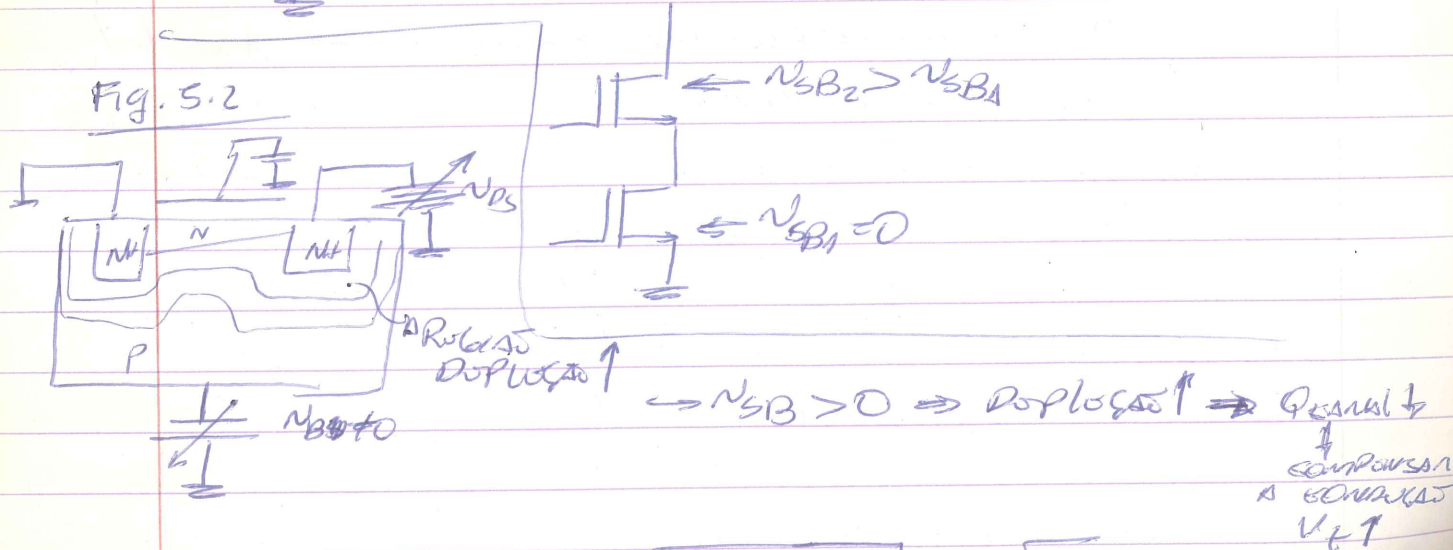


Fig. 5.2



$$V_t = V_{t0} + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F}$$

↓  
COMPENSAÇÃO  
A EQUAÇÃO  
 $V_t \uparrow$

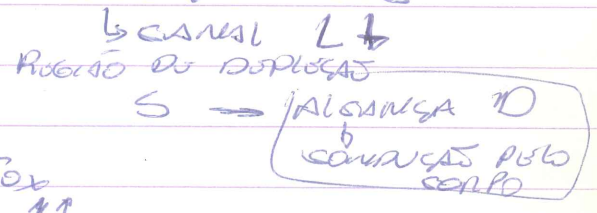
cond:  $V_{to} = V_t$  p/  $V_{sb} = 0$

$\phi_F =$  POTENCIAL DO FERRO  
 $= \frac{KT}{q} \ln \left[ \frac{N_A}{n_i} \right] \approx 0,3V$

$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_A \epsilon_s}}{C_{ox}} =$  FATOR DE CORPO  $[V^{-1}]$

RUPURA E A PROTEÇÃO DE ENTRADA

- AVANÇADO D - B
- RUPURA DO OXÍDO  $\Rightarrow V_0 \uparrow \uparrow$
- PORFURAÇÃO MOS



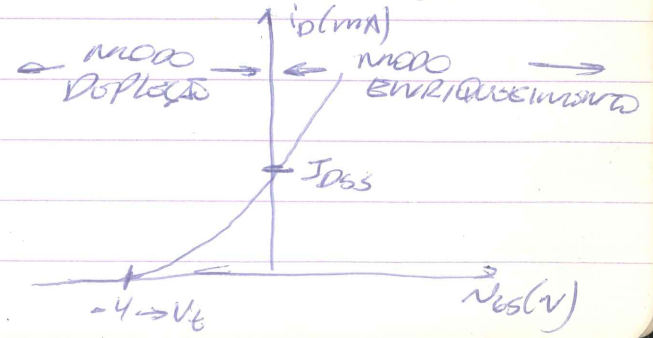
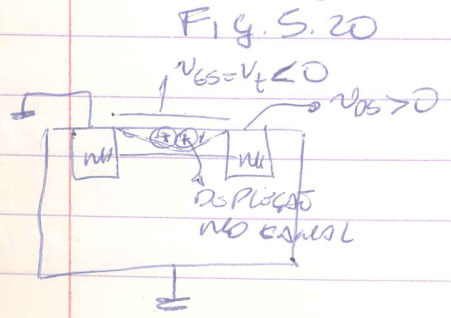
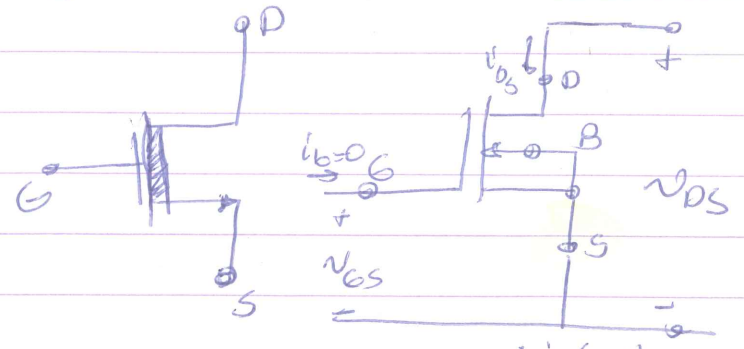
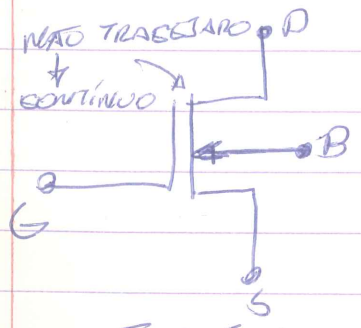
Se  $V_0 =$  FLUTUANTES  $\rightarrow V_0 = Q_0 / C_{ox}$   
 PERO  $S \uparrow \uparrow$

$\Rightarrow$  CIRCUITO DE PROTEÇÃO - GRAMPADORES E/ DIODOS

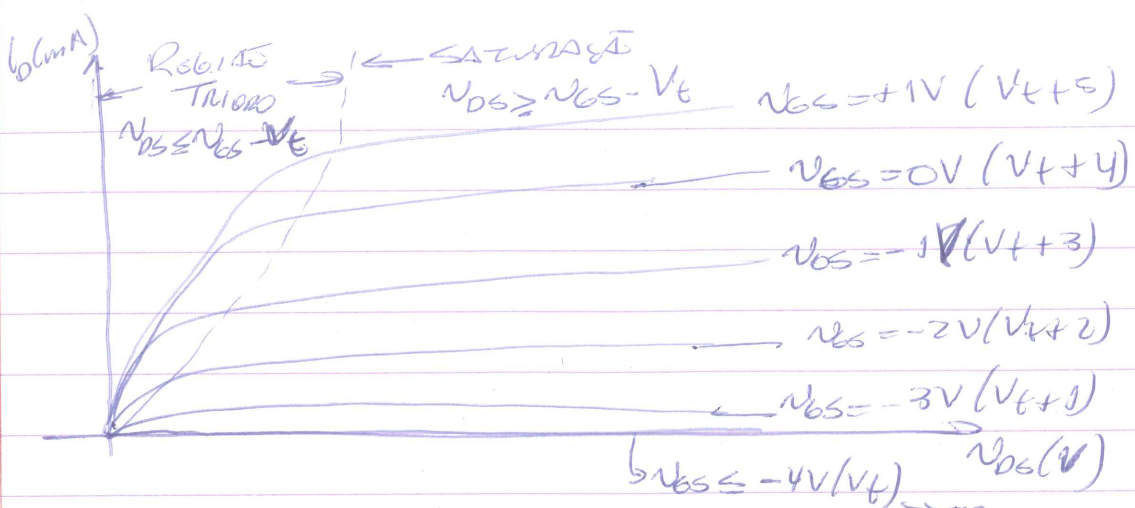
5.3 O MOSFET TIPO DEPLEÇÃO

TEM CANAL IMPLANTADO FÍSICAMENTE  $\rightarrow$  normalmente ON  
 $\therefore$  p/  $V_{gs} = 0$  JÁ EXISTE CANAL  $\rightarrow i_D \propto V_{ds}$

PODEMOS DEPLETAR O CANAL e/  $V_{gs} < 0 \rightarrow i_D = 0$   
 NA VERDADE  $i_D = 0$  p/  $V_{gs} < V_t < 0$



197

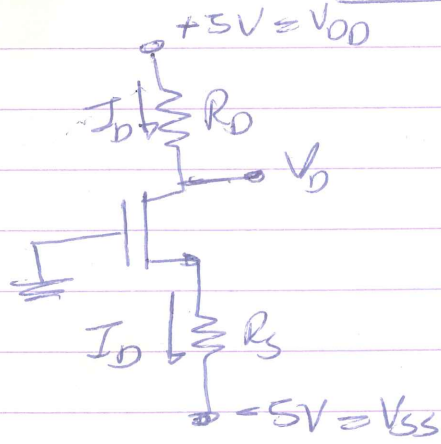


$i_D \rightarrow$  MOSFETs EXPRESSES, PORÉM  $V_t < 0$   
 $\therefore p/ N_{bs} = 0$   
 $N_{bs} > |V_t|$  }  $\Rightarrow i_D = \frac{K_n'}{2} \frac{W}{L} V_t^2 = I_{DSS}$



5.4 CIRCUITOS CI MOSFET EM CC

EX. 5.1  $\rightarrow$  FIG. 5.24  $\rightarrow$  PROJETO P/  $I_D = 0,4mA$



$V_D = 5V$   
 DADO:  $V_t = 2V$ ,  $\mu_n C_{ox} = 20 \mu A/V^2$   
 $L = 10 \mu m$ ,  $W = 400 \mu m$   
 DESPREZE  $\lambda \rightarrow \lambda \approx 0$

Como  $V_D = 1V \Rightarrow$  SATURADO  
 pois  $V_D > (V_G - V_t)$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$0,4 = \frac{1}{2} \cdot 20 \cdot \frac{400}{100} (V_{GS} - 2)^2 \Rightarrow \left. \begin{array}{l} V_{GS} = +1V \quad \leftarrow \text{pois } < V_t \\ V_{GS} = +3V \quad \leftarrow \text{OK} \end{array} \right\}$$

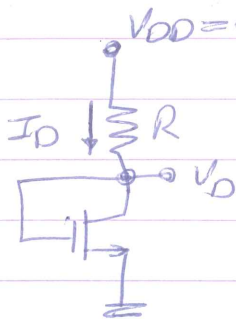


p/  $V_{GS} = 3V \Rightarrow V_S = -3V$

$\Rightarrow R_S = \frac{V_S - V_{GS}}{I_D} = \frac{-3 - (-5)}{0,4mA} = 5K\Omega$

p/  $V_D = +1V \Rightarrow R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{5 - 1}{0,4mA} = 10K\Omega$

Ex. 5.2  $\rightarrow$  [Fig. 5.25]  $\Rightarrow$  PROJETO p/  $I_D = 0,4mA$   
 e dest.  $V_D$



DADOS:  $V_t = 2V$ ,  $\mu_n C_{ox} = 20mA/V^2$   
 $L = 10\mu m$  /  $W = 100\mu m$ ,  $\lambda \approx 0$

SOLUÇÃO:

$V_{GS} > (V_{GS} - V_t)$  pois  $V_D = V_G = V_t > 0$

$\Rightarrow$  SATURADA  $\Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$

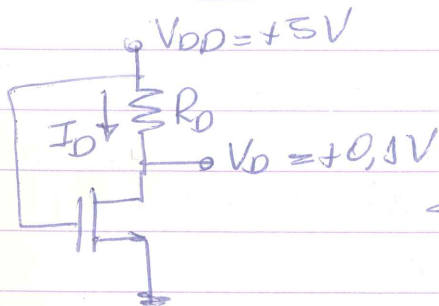
$0,4mA = \frac{1}{2} \cdot \frac{20 \cdot 10^{-6}}{10} \cdot \frac{100}{10} (V_{GS} - 2)^2 \Rightarrow V_{GS} = \begin{cases} 0V \\ 4V \end{cases}$

$V_{GS} = 0 \Rightarrow$  N TEM SIGNIFICADO FÍSICO POIS  $< V_t$

$\Rightarrow V_{GS} = 4V \Rightarrow V_D = 4V$

$R = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{10 - 4}{0,4mA} = 15K\Omega$

Ex. 5.3  $\Rightarrow$  [Fig. 5.26]  $\Rightarrow$  PROJETO p/  $V_D = 0,1V$  e dest.



$R_{ON} = r_{DS}(\text{RESIST. DOS EPÓXIDOS})$  NOSTRO PTO

DADOS:  $V_t = 1V$  e  $k_n' \frac{W}{L} = 1mA/V^2$

SOLUÇÃO:  $V_{GS} = 5V$ ,  $V_{DS} = 0,1V$ ,  $V_t = 1V$   
 $V_{DS} \ll V_{GS} - V_t$

$\Rightarrow$  TRIODO  $\Rightarrow I_D = k_n' \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$

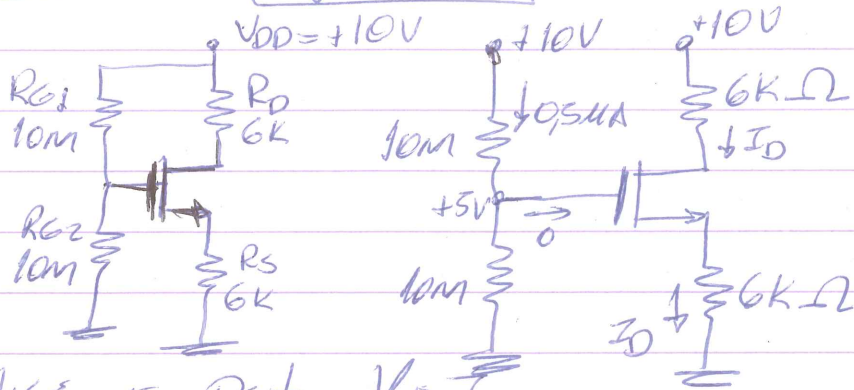
$I_D = 1 \left[ (5 - 1) \cdot 0,1 - \frac{1}{2} \cdot 0,01 \right] = 0,395mA$

199

$$\Rightarrow R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{5 - 0,1}{0,395\text{mA}} = 12,4\text{K}\Omega$$

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0,1}{0,395\text{mA}} = 253\Omega$$

Ex. 5.4 → Fig. 5.27a



ANALISE E OBT.  $V_D$  E  $I$

DADOS:  $V_T = 1V$ ,  $k_n' \frac{W}{L} = 1\text{mA/V}^2$  E  $\lambda = 0$

SOLUÇÃO: Como  $I_G = 0 \Rightarrow V_G = 10 \times \frac{10M}{20M} = 5V$

nMOS ESTÁ EM SAT. OU TRIOD? ~~20mA~~

→ ASSUMIR 1º EM SAT. E VERIFICAR.

$$V_S = I_D \cdot 6K \Rightarrow V_{GS} = 5 - I_D \cdot 6K$$

$$\Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot (5 - 6K I_D - 1)^2 \Rightarrow 18I_D^2 - 25I_D + 8 = 0$$

$$I_D = \begin{cases} 0,89\text{mA} \rightarrow V_S = 5,34V > V_G \times \\ 0,5\text{mA} \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_D = 0,5\text{mA} \rightarrow V_S = 3V$$

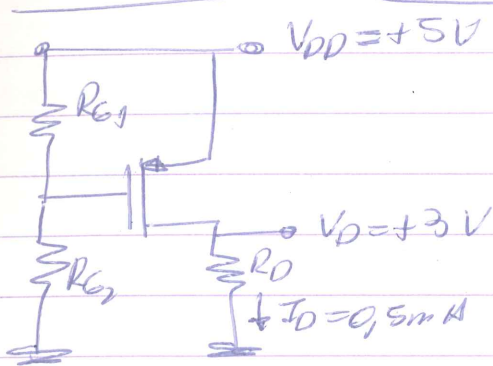
$$V_{DS} = 7 - 3 = 4V$$

$$V_{GS} = 2V$$

$$V_D = 10 - 6 \cdot 0,5 = 7V$$

$\therefore V_{DS} > V_{GS} - V_T \Rightarrow \text{SAT. OK}$

Ex. 5.5 → **Fig. 5.28** PROTOTO P/ SATURACAO



$V_{DD} = +5V$  c/  $I_D = 0,5mA$  e  $V_D = 3V$   
 DADOS:  $V_t = -1V$ ,  $k_p' \frac{W}{L} = 1mA/V^2$   
 $\lambda = 0$

Qual maior valor de  $R_D$   
 p/ manter saturacao?

SOLUCAO:

$$0,5m = \frac{1}{2} \cdot 1m \cdot [V_{GS} - (-1)]^2 \Rightarrow V_{GS} = \begin{matrix} -2V \\ 0V \end{matrix}$$

Como  $V_{GS} < 0 \Rightarrow V_{GS} = -2V$  como  $V_S = +5V \Rightarrow V_G = 3V$

$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}} \cdot V_{DD} = 3 \rightarrow \text{Possivel: } R_{G1} = 2M\Omega$$

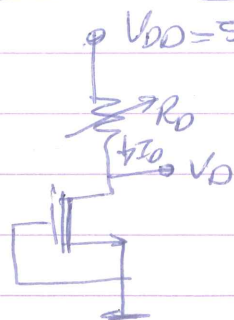
SOLUCAO  $R_{G2} = 3M\Omega$

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{3}{0,5m} = 6k\Omega$$

$V_{Dmax} = 3 + |V_t| = 4V$   
 $\uparrow$   $\uparrow$   
 $V_G$   $+1V$

$$\Rightarrow R_{Dmax} = \frac{4}{0,5} = 8k\Omega$$

Ex. 5.6 → **Fig. 5.29** → SSSA  $R_D$  VARIÁVEL



$V_{DD} = 5V$   $V_t = -1V$ ,  $k_n' = 20mA/V^2$ ,  $\lambda = 0$

DADOS:  $I_D = cte = 100\mu A$

Dst. W/L e FAIXA POSSIVEL de  $R_D$

SOLUCAO:  $I_D = cte$  c/  $R_D$  ou  $V_D \rightarrow$  saturacao

$$\Rightarrow 100 = \frac{1}{2} \cdot 20 \cdot \frac{W}{L} [0 - (-1)]^2 \Rightarrow \frac{W}{L} = 10$$

Terminar SAT. p/  $V_{GS} \geq V_{GS} - V_t = 0 - (-1) = 1V$

203

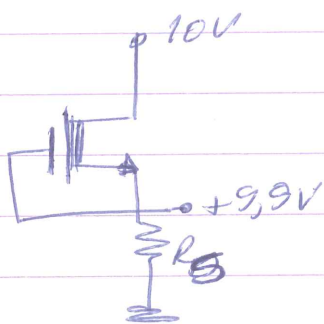
$$V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_D \geq 1V$$

$$\Rightarrow R_D \leq \frac{V_{DD} - 1}{I_D} = \frac{5 - 1}{0,1m} = 40k\Omega$$

$$\therefore R_D \rightarrow 0 \leq R_D \leq 40k\Omega$$

EX. 5.7  $\rightarrow$  (Fig. 5.30)  $\rightarrow$  Projeto p/  $V_S = 9,9V$  e

Det.  $R_S$ . Dados:  $V_t = -1V$ ,  $K_n' \frac{W}{L} = 1mA/V^2$



Solução: Tomar  $V_{DS} = 0,1V$

$$V_{GS} - V_t = 1V$$

$V_G < V_D \rightarrow$  em operação  $0,1V < |V_t|$

$$V_{GS} - V_t = 1V \Rightarrow V_{DS} < \frac{V_{GS} - V_t}{1} \rightarrow \text{TRIODO}$$

$$\downarrow \quad \downarrow$$

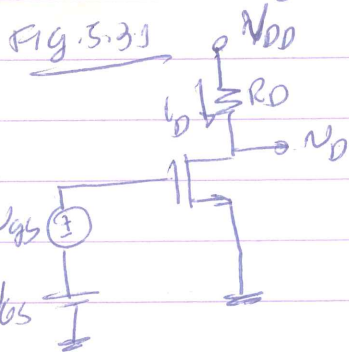
$$0,1V \quad V_{DS} = 0,1V$$

$$I_D = \frac{1}{2} \left[ (0 - (-1)) \times 0,1 - \frac{1}{2} \cdot (0,1)^2 \right] = 0,1mA$$

$$\Rightarrow R_S = \frac{9,9}{0,1m} = 99k\Omega \rightarrow R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0,1}{0,1m} = 1k\Omega$$

### 5.5 $\rightarrow$ MOSFET COMO AMPLIFICADOR

CIRCUITO CONCEITUAL  $\rightarrow$  NÃO É PRÁTICO!



- 1) UMA FONTE EXTRA p/  $V_G$  - USAR CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO
- 2) EM CI NÉ PRÁTICO USAR POSISTORES SUBSTITUIR  $R_D$  POR TRANSISTOR

### CÁLCULO DA PORTA DE POLARIZAÇÃO SS!

$\rightarrow$  TRANSISTOR NA SATURAÇÃO!

Análise e/  $V_{GS} = 0$

$$I_D = \frac{1}{2} K_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (\text{ASSUMIÇÃO } \lambda = 0)$$

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D > V_{GS} - V_t$$

OSINAL DE CORRENTE NO TERMINAL DE DRENADO

$$v_{gs} = v_{gs} + n_{gs}$$

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{gs} + n_{gs} - V_t)^2$$

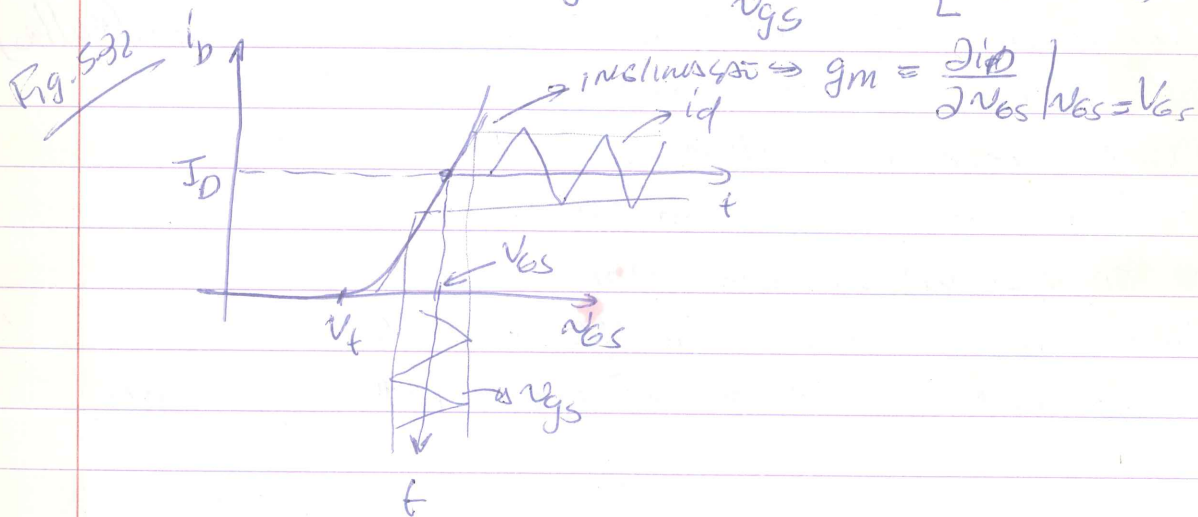
$$= \underbrace{\frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2}_{I_D} + \underbrace{k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) n_{gs}}_{\text{COMPONENTES LINEARES}} + \underbrace{\frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} n_{gs}^2}_{\text{DISTORÇÃO}}$$

∴  $n_{gs}$  deve ser  $\ll$  tal que  $\frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} n_{gs}^2 \ll k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) n_{gs}$

OU SEJA  $n_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t)$

⇒  $i_D \approx I_D + i_d$ , ONDE:  $i_d = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) n_{gs}$

TRANSCONDUÇÃO ⇒  $g_m = \frac{i_d}{n_{gs}} = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \frac{2 I_D}{(V_{GS} - V_t)}$



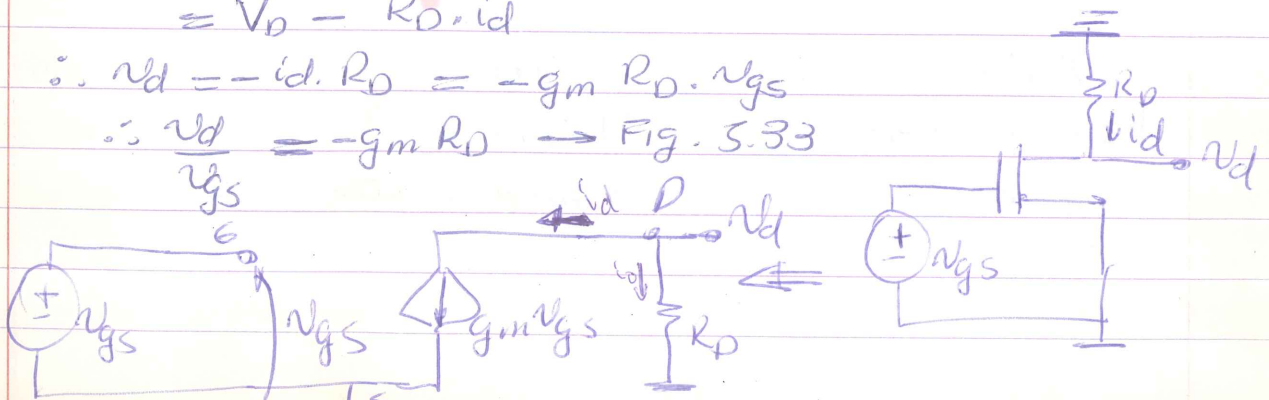
GANHO DE TENSÃO

$$v_D = V_{DD} - R_D \cdot i_D = V_{DD} - R_D (I_D + i_d)$$

$$= v_D - R_D \cdot i_d$$

∴  $v_d = -i_d \cdot R_D = -g_m R_D \cdot v_{gs}$

∴  $\frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_D \rightarrow \text{Fig. 5.33}$



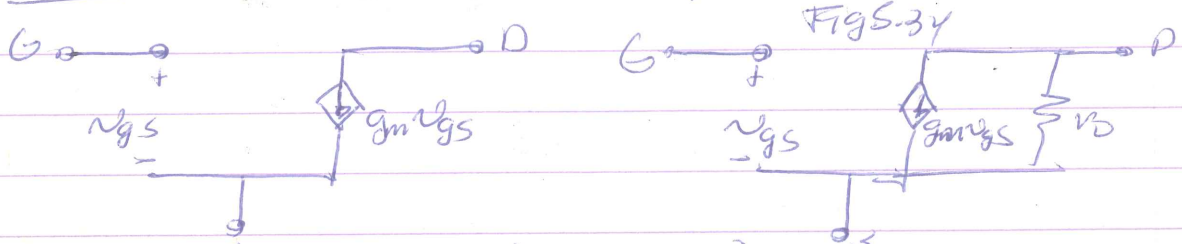
SEPARANDO A ANÁLISE AC E A ANÁLISE CC

e/ APROX. DE POQ. SINAIS:

$$i_y = i_{cc} + ac \quad i. \text{ calcular } cc$$

⇒ DDT. PARÂMETROS ac ( $g_m$ , outros) → ANÁLISE AC INDEPENDENTE DA ANÁLISE CC

Modelos Equiv. de Circuitos p/ Pequenas Sinais



a) sobre  $i_D \neq f(N_{DS})$   
ou  $R_D = \infty$

b) na prática  $R_D = \text{FINITO}$

$$R_D \approx \frac{V_A}{I_D} = \frac{1}{\lambda I_D} \left( \frac{10k}{A} \right)$$

SUBSTITUINDO Fig. 3.34(b) em Fig. 3.33 ⇒  $\frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m(R_D || R_L)$

- É SIMILAR AO  $\pi$ -HÍBRIDO DO TBJ
- Vale também p/ PMOS e TR. deslocado
- é p/  $f \downarrow$ . Alta  $f \Rightarrow$  cap. T

A TRANSCONDUÇÃO  $g_m$ :

Vimos que:  $g_m = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})$

∴ p/  $g_m \uparrow \Rightarrow \frac{W}{L} \uparrow$  ou  $(V_{GS} - V_{th}) \uparrow$  porém limites e/  $\sim$   $\lambda$

De  $I_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \Rightarrow (V_{GS} - V_{th}) = \sqrt{\frac{2I_D}{k_n'(\frac{W}{L})}}$

∴  $g_m = \sqrt{2k_n'} \sqrt{\frac{W}{L}} \sqrt{I_D}$  ou ainda:  $g_m = 2I_D / (V_{GS} - V_{th})$

MOS

TBJ

1)  $g_m \propto \sqrt{I_D}$

1)  $g_m \propto I_c$

2)  $g_m \propto \sqrt{W/L}$

2)  $g_m \neq f(\text{GEOMETRIA})$

Exemplos:

$$I_D = 1 \text{ mA}, k_n' = 20 \text{ mA/V}^2$$

$$\frac{W}{L} = 1 \Rightarrow g_m = 0,2 \text{ mA/V}$$

$$\frac{W}{L} = 100 \Rightarrow g_m = 2 \text{ mA/V}$$

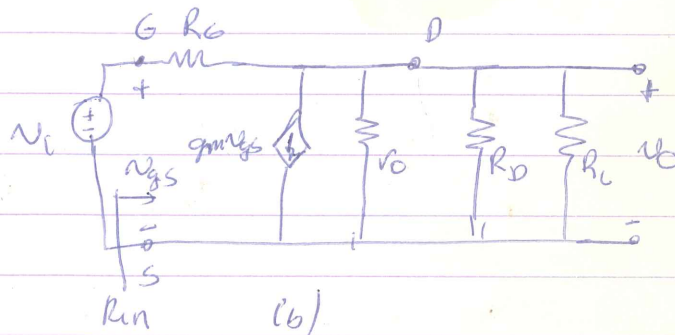
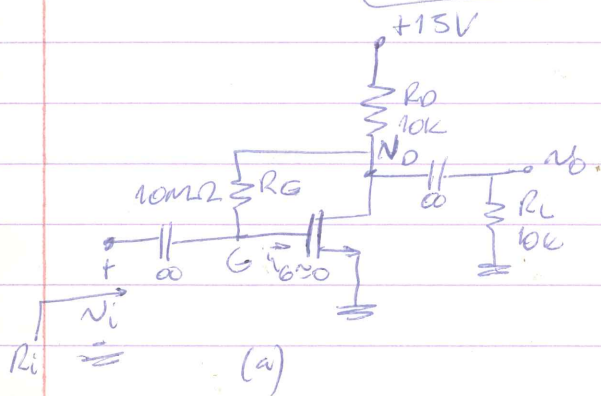
$$I_C = 1 \text{ mA}$$

$$g_m = 40 \text{ mA/V}$$

$$\therefore g_m(\text{MOS}) \ll g_m(\text{TBJ})$$

Problema MOS:  $R_{in} \infty$ ;  $A_{v_{mid}} \downarrow$ ; POTÊNCIA  $\downarrow$ ; FABRICAÇÃO + SIMPLES

EX. 5.8  $\rightarrow$  Fig. 5.35



Calc.  $G_v$  e  $R_{in}$ ; Dado  $V_t = 1,5 \text{ V}$ ,  $k_n' \frac{W}{L} = 0,25 \text{ mA/V}^2$   
 $V_A = 50 \text{ V}$

SOLUÇÃO!

a) Pto cc:  $I_D = \frac{1}{2} \cdot 0,25 \text{ m} (V_{GS} - 1,5)^2$

c/  $V_{GS} = V_D = 0 \Rightarrow V_{GS} = V_D \Rightarrow I_D = 0,125 (V_D - 1,5)^2$   
 $V_D = 15 - R_D \cdot I_D = 15 - 10 \text{ k} \cdot I_D$

$\Rightarrow I_D = 1,06 \text{ mA}$ ;  $V_D = 4,4 \text{ V}$

b) ac:  $g_m = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = 0,25 \text{ m} (4,4 - 1,5) = 0,725 \text{ mA/V}$

$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{50}{1,06 \text{ m}} = 47 \text{ k} \Omega$

como  $R_G \uparrow \Rightarrow \frac{V_o - v_{gs}}{R_G} \ll g_m v_{gs}$

205

∴ POR DESPREZAR CORRENTE POR  $R_G$

$$\Rightarrow v_o = -g_m v_{gs} (R_d || R_L || r_o)$$

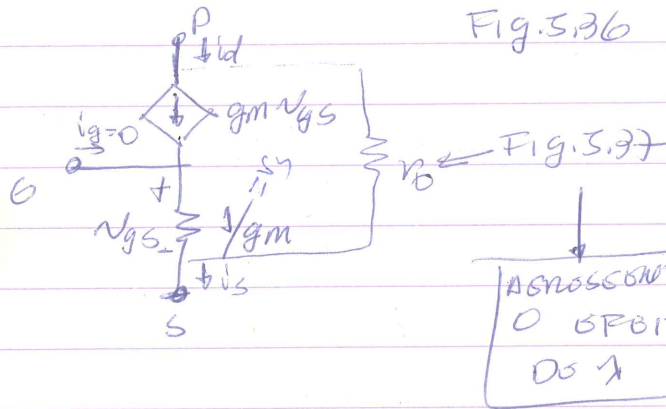
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m (R_d || R_L || r_o) = -0,775 (10k || 10k || 47k) = -3,34V/V$$

$$R_{in} : i_i = \frac{(v_i - v_o)}{R_G} = \frac{v_i}{R_G} \left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) = \frac{4,3 v_i}{R_G}$$

$$\therefore R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_G}{4,3} = \frac{10M}{4,3} = 2,33 M\Omega$$

O MODELO EQUIVALENTE T:

Por TRANSFORMAÇÃO DO CIRCUITO: Fig. 5.36 → modelo T



OBSERVA DO

MODELO T:

$$i_g = 0$$

$$i_d = g_m v_{gs}$$

$$i_s = \frac{v_{gs}}{1/g_m} = g_m v_{gs}$$

MODELAGEM DO EFEITO DO CORPO

$$\bullet p / N_s \neq N_B \Rightarrow v_{bs} \neq 0$$

$$\bullet \text{O SUBSTRATO AGE COMO } 2^{\text{a}} \text{ PONTA} \Rightarrow \Delta i_d = g_{mb} \cdot v_{bs}$$

ONDE:  $g_{mb}$  = TRANSDUTÂNCIA DO CORPO

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial i_d}{\partial v_{bs}} \right|_{v_{gs} = \text{cte}} \quad \left. \frac{\partial i_d}{\partial v_{bs}} \right|_{v_{gs} = \text{cte}}$$

$$\text{USANDO EXPRESSÕES: } i_d = f(V_t)$$

$$V_t = f(v_{bs})$$

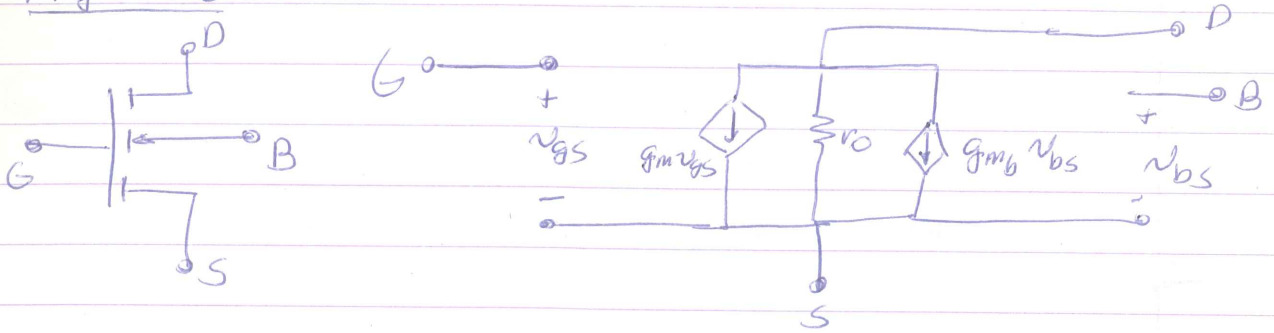
$$\Rightarrow g_{mb} = \chi g_m$$

$$\chi = \frac{2V_t}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} = \frac{\partial}{\partial \sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \approx (0,1 \text{ A } 0,3)$$



206

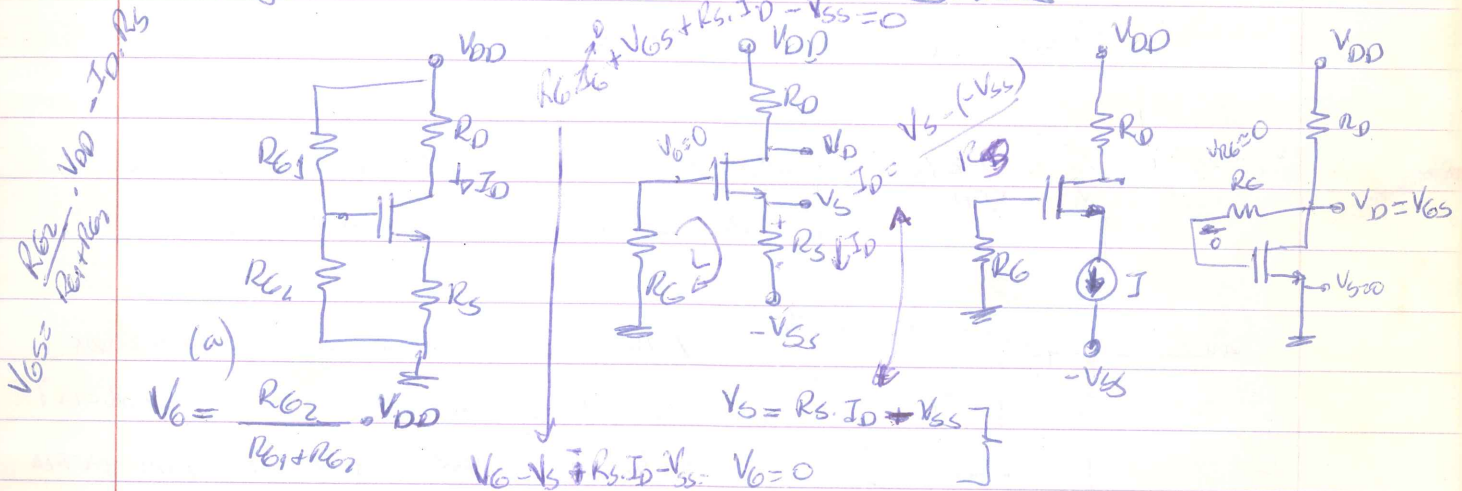
Fig. 5.38



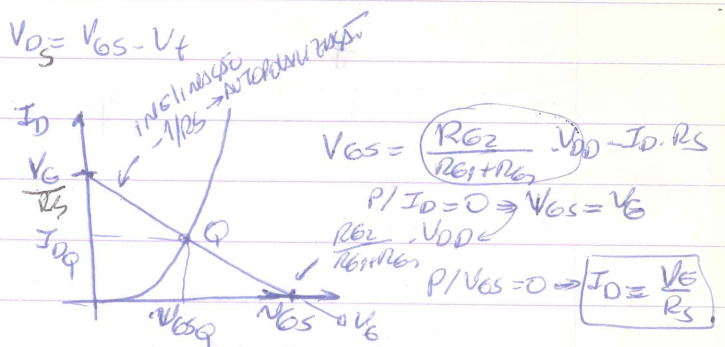
## 5.6 POLARIZAÇÃO DE CIRCUITOS AMPLIFICADORES MOS

### 5.6.1 - Amplif. Discretos e MOSFET

Fig. 5.39 → 4 montagens possíveis



- $V_s = I_D \cdot R_s$
- $V_{D_S} = V_{GS} - V_t = V_G - V_s - V_t$
- $I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D}$
- $I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$



≠ S em relação ao TBJ :  $I_G = 0$ ;  $V_{GS} = \text{cte} \neq$  valor fixo como  $V_{BS}$ !

Fig(a)  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  podem ser altas pois  $I_G = 0$  (vamos ver)

$R_s$  = Realimentação negativa → estabiliza  $I_D$

$R_D$  deve ser } ALTO P/ EVI

BAIXO P/ EXCURSÃO ↑ → P/ MANTER O TRANSISTOR NA SATURAÇÃO!



2000

• R DETERMINA O  $I_{REF}$

•  $Q_2 \rightarrow$  ASSUMINDO TAMBÉM SATURADO.

$$I_O = I_{DS2} = \frac{k_n'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

O MESMO  $V_{GS}$ :

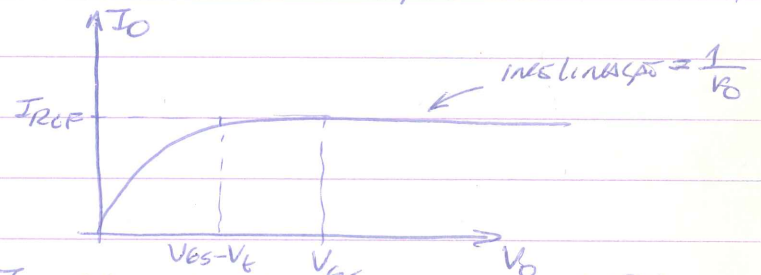
$$\Rightarrow \frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

• EFEITO DO  $V_O$  EM  $I_O$ :

$\rightarrow$  ASSUMINDO  $Q_2$  EM SAT:  $V_O \geq (V_{GS} - V_t)$

$\rightarrow$  MODULAGEM DO CANAL  $\lambda$ :  $\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$  APENAS SE

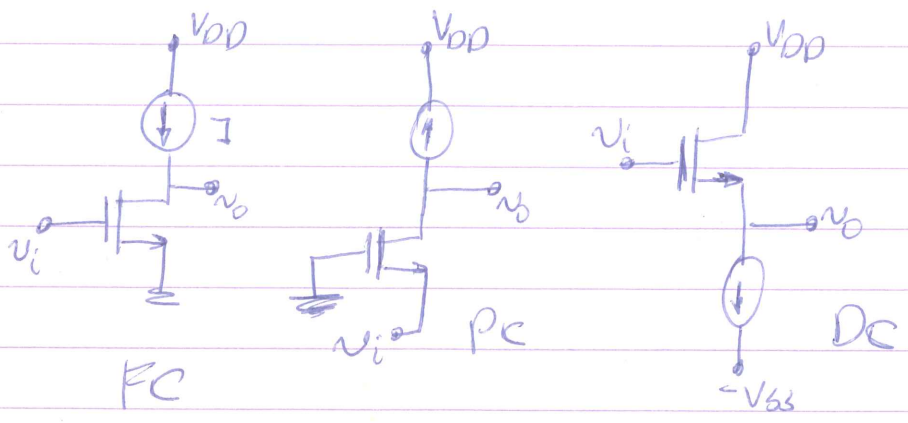
$Q_1$  &  $Q_2$  e/ MESMO  $V_{DS}$  OU SEJA, SE  $V_O = V_{GS}$  P/  $V_O > V_{GS} \rightarrow I_O \uparrow$



$\therefore$  A FONTE DE I OU ESPOLHO DE CORRENTES TEM UMA R<sub>OUT</sub> DE SAÍDA FINITA R<sub>O</sub>

$$R_O = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_O} \quad \text{P/ } R_O \uparrow \rightarrow \text{USAR } L_2 \uparrow \rightarrow V_{A2} \uparrow$$

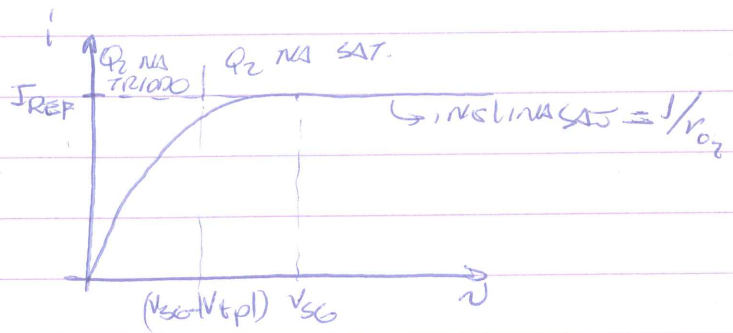
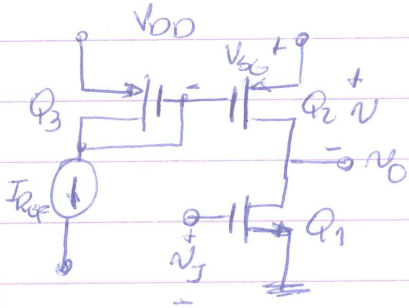
5.7 CONF. BÁSICAS DE AMPLIFIC. MOS EM CI'S



209

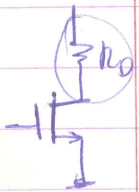
# 5.7.1 Amplif. CMOS e/ FS

Fig. 5.45

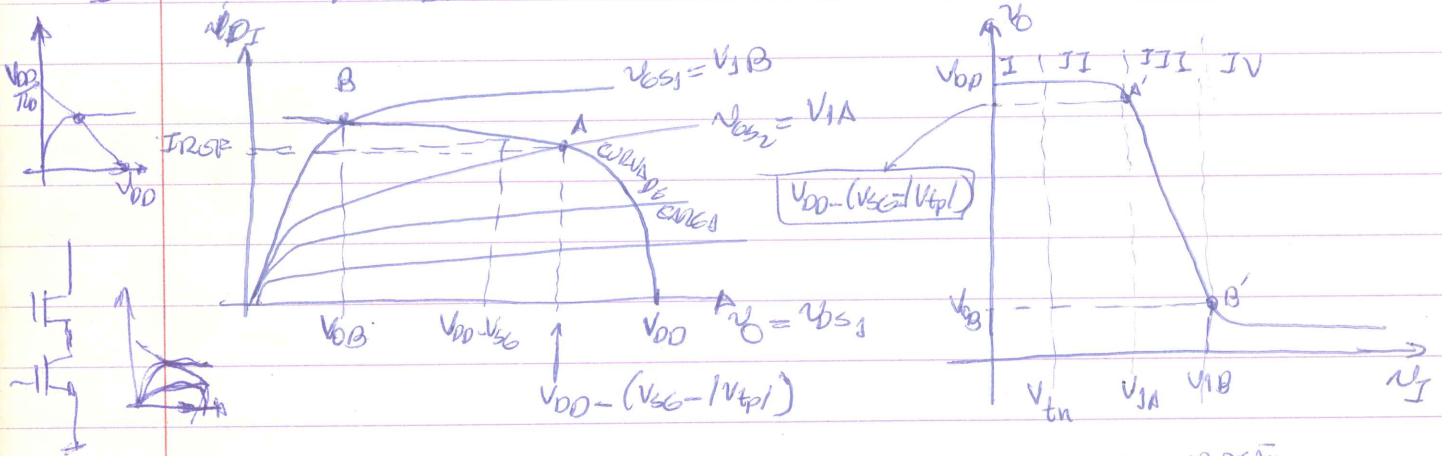


$Q_2 = \text{FONTE DE I DE CARGA e/ } i-v = \text{Fig. b}$

$$r_{o2} \equiv \frac{|V_{A2}|}{I_{REF}}$$



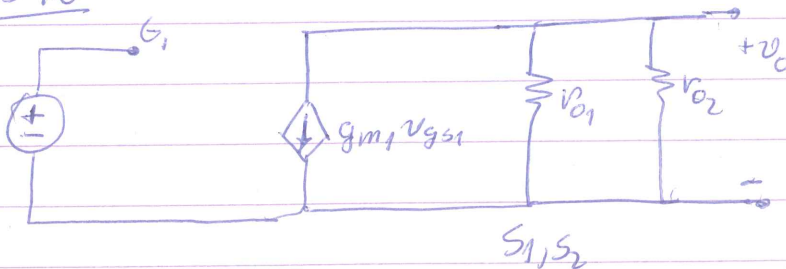
OBTONHAS DA CURVA DE TRANSF. FIG. C / FIG. D



- I }  $Q_1$  NO CORTE ;  $Q_2$  TRIODO ;  $Q_1$  SATURAÇÃO
- II }  $Q_1$  SATURAÇÃO ;  $Q_2$  TRIODO ;  $Q_2$  SATURAÇÃO
- III }  $Q_1$  SATURAÇÃO ;  $Q_2$  SATURAÇÃO
- IV }  $Q_1$  TRIODO ;  $Q_2$  SATURAÇÃO

↑  
 • É DO INTERESSE  
 • É N LÍNEAR  
 • ALTO GANHO

Fig. 5.46



210

$$I_{REF} = \frac{kn'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)^2 (V_{GS} - V_{th})^2 \quad \& \quad g_m = \frac{2 I_{REF}}{V_{GS} - V_{th}} \Rightarrow I_{REF} = \frac{g_m (V_{GS} - V_{th})}{2}$$

$$I_{REF} = \frac{kn'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)^2 \frac{I_{REF}}{g_m} \Rightarrow g_m = \sqrt{2 kn' \left(\frac{W}{L}\right) I_{REF}} \quad (V_{GS} - V_{th}) = \frac{2 I_{REF}}{g_m}$$

$$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{o2}) \quad \text{como } v_{o1} \& r_{o2} \uparrow \Rightarrow A_V \uparrow$$

mesmo p/  $g_m$  normal

$\therefore r_{o2} \uparrow$  substitui um  $R_O \uparrow$   
 como:

$$g_{m1} = \sqrt{2 kn' \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{REF}} \quad ; \quad r_{o1} = \frac{|V_{A1}|}{I_{REF}} \quad ; \quad r_{o2} = \frac{|V_{A2}|}{I_{REF}}$$

$$\Rightarrow A_V = - \frac{\sqrt{2 kn' \left(\frac{W}{L}\right)_1}}{\frac{1}{|V_{A1}|} + \frac{1}{|V_{A2}|}} \cdot \frac{1}{\sqrt{I_{REF}}}$$

se  $|V_{A1}| \approx |V_{A2}| = V_A$

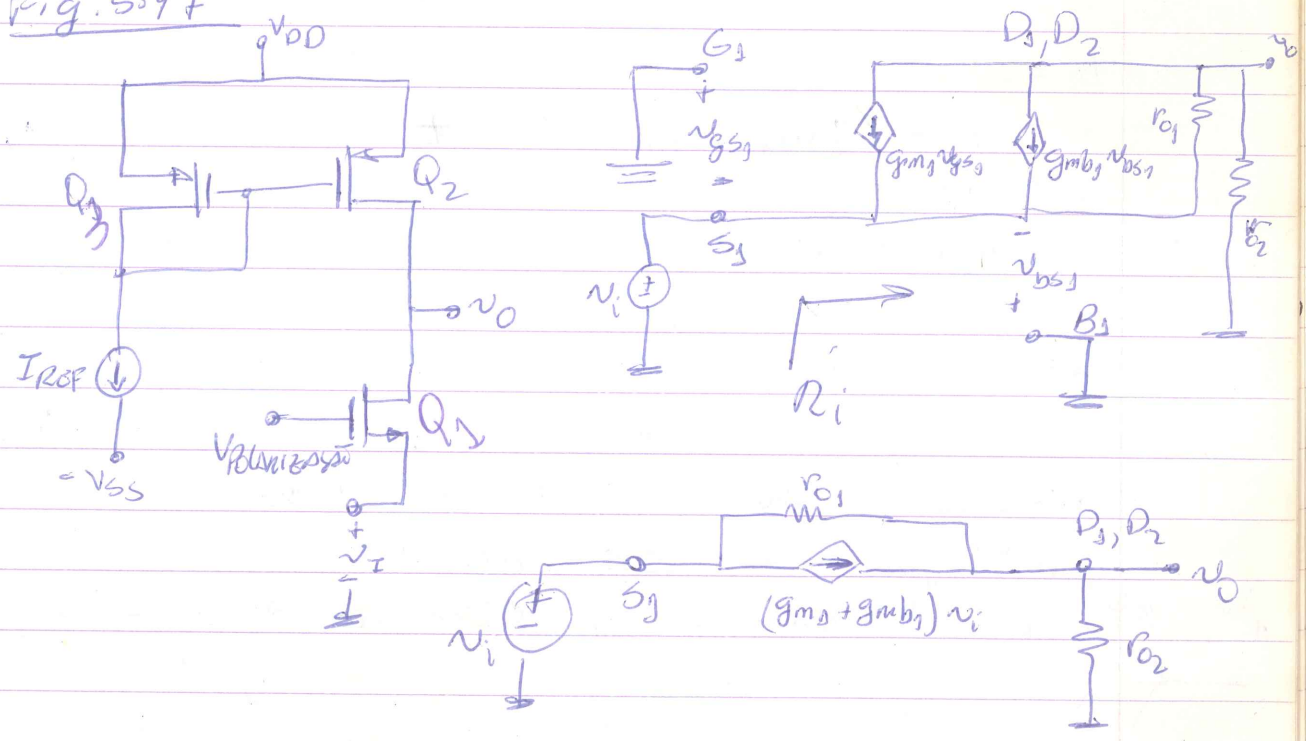
$$\Rightarrow A_V \approx - \sqrt{\frac{1}{2} kn' \left(\frac{W}{L}\right)_1} \cdot \frac{V_A}{\sqrt{I_{REF}}} \Rightarrow FS$$

$\cdot A_V = 20 - 100 \text{ V/V}$   
 $\cdot R_{in} \uparrow \uparrow$   
 $\cdot \text{potência } R_O \uparrow \uparrow$

- $\bar{n}$  é afetado por efeito de corpo (fontes "atorradas")
- circuito é normalmente parte de circ. maior c/ realimentação negativa p/ garantir operação na região III

5.7.2 - Ampl. CMOS em P.C.

Fig. 5.47





2/2

### 5.7.3 - CONF. D.C. OU SEGUIDORA DE FONTE:

USADO COMO AMP. ISOLADOR OU CASADEN DE

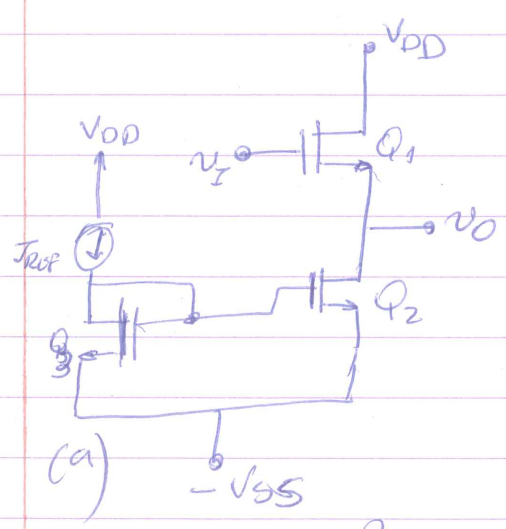
IMPEDÂNCIA (BUFFER)  $\Rightarrow A_V \approx 1$

$R_{of} \Rightarrow$  POIS FORNECEM I P/ CARGA e/  $R_L$

• É USADO COMO ÚLTIMO ESTÁGIO DE SAÍDA EM AMP. e/ MÚLTIPLOS ESTÁGIOS.

$R_{of} \Rightarrow$  • MELHORA RESPOSTA EM ALTA FREQ. DE AMPS.  
• AUMENTA VELOCIDADE DE CIRC. DIGITAIS

[Fig. 5.48]  $\rightarrow$  SEGUIDOR DE FONTE OU DRENHO COMUM.



ESPELHO DE CORRENTE  $\rightarrow I_{cte}$  EM  $Q_1$

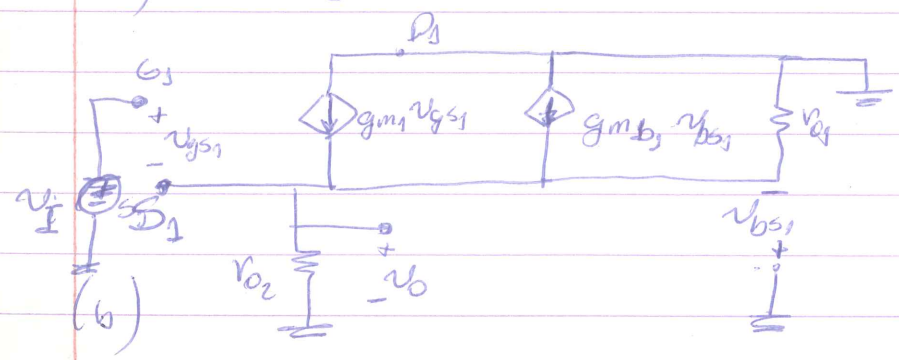
$Q_2 \equiv$  CARGA ATIVA e/  $R = r_{o2}$   
ANÁLISE:  $A_V = ?$

$R_o = ?$

$R_{in} = \uparrow \uparrow$  (GATE MOS)

CORPO ATORADO  $\Rightarrow v_{bs1} = -v_{s1}$

$$\therefore g_{m_{b1}} v_{bs1} = -g_{m_{b1}} v_{s1}$$



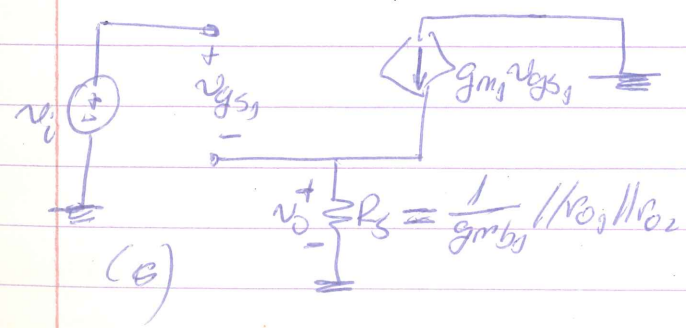
• SUBSTITUIR FONTE I POR

RESISTOR R

TEOREMA DO ABSORÇÃO DE FONTE  $\rightarrow$  MODELO T

$$r_{sb} = \frac{1}{g_{m_{b1}}} \text{ DE S P/ TSMRA}$$

$$\therefore R_s = \frac{1}{g_{m_{b1}}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2}$$



$$\bullet v_o = v_{s1} = g_{m1} \cdot R_s \cdot v_{gs1}$$

$$\bullet v_i = v_{gs1} + v_{s1} = v_{gs1} + g_{m1} \cdot R_s \cdot v_{gs1}$$

2/3

$$v_i = (1 + g_{m1} \cdot R_S) v_{gs1}$$

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_{m1} R_S v_{gs1}}{(1 + g_{m1} R_S) v_{gs1}} = \frac{g_{m1} R_S}{1 + g_{m1} R_S}$$

como normalmente  $g_{m1} R_S \gg 1 \rightarrow A_v \rightarrow 1$

$\therefore v_o \approx v_i \rightarrow$  SEGUIDOR DE FONTE

SUBSTITUINDO O VALOR DE  $R_S$ :

$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} \approx \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1}} = \frac{1}{1 + \chi} \begin{matrix} \chi = 0,1 \\ \chi = 0,3 \end{matrix}$$

$$R_o \Rightarrow v_i = 0 \Rightarrow R_o = \frac{1}{g_{m1}} \parallel \frac{1}{g_{mb1}} \parallel \frac{1}{r_{o1}} \parallel \frac{1}{r_{o2}}$$

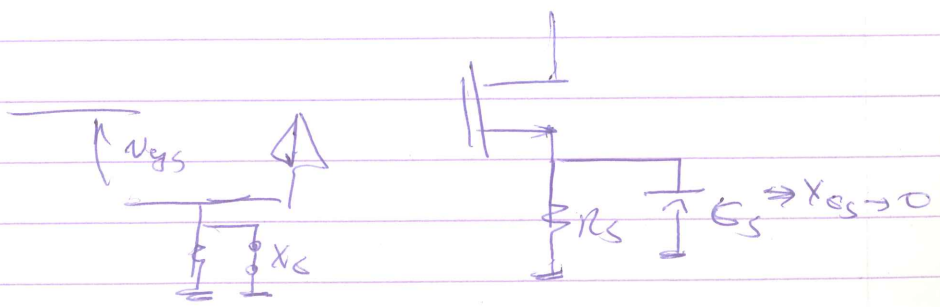
$$\approx \frac{1}{g_{m1}(1 + \chi)}$$

c) CARGA

$$R_L \Rightarrow A_v|_{R_L} = A_v|_{R_L \rightarrow \infty} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad \text{e o } \begin{matrix} \text{circulo} \\ \text{com } R_L \end{matrix}$$

$$\hookrightarrow \approx \frac{1}{1 + \chi}$$



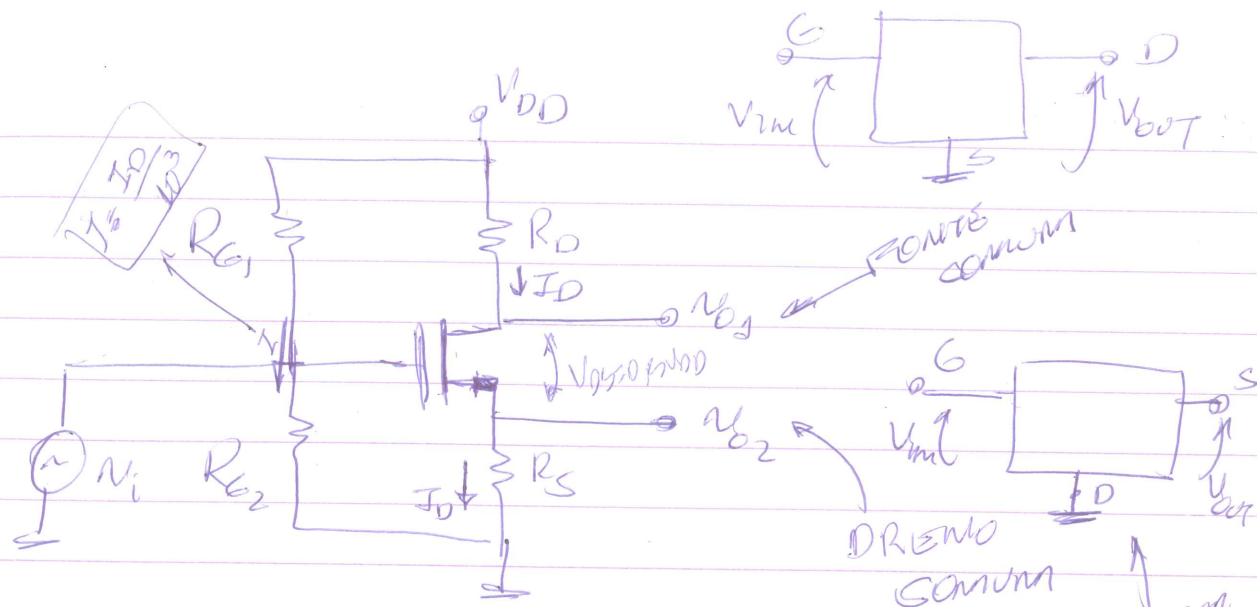


$\frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{R_D}{R_S}$

$r_S = \frac{1}{g_m}$

modo T

$\frac{v_{o1}}{v_i} = -g_m R_D$



$$V_G = \left( \frac{R_{C2}}{R_{C1} + R_{C2}} \right) \cdot V_{DD}$$

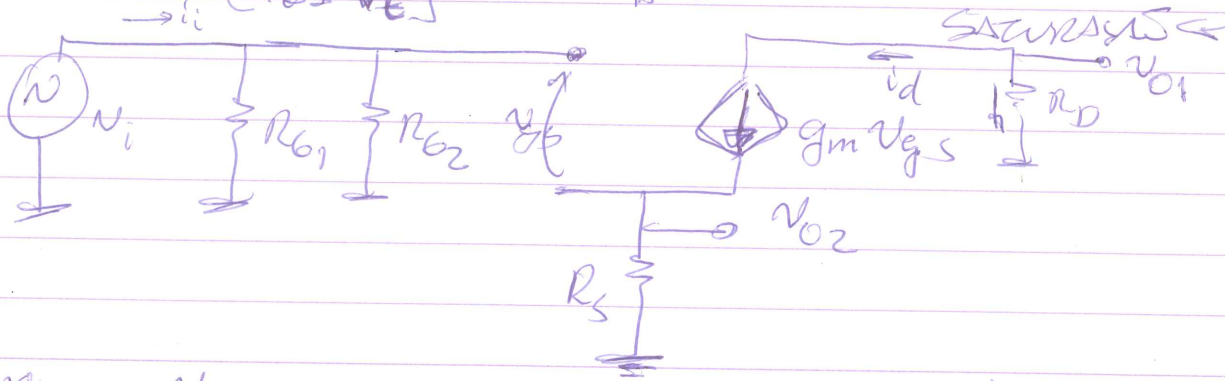
$$V_S = R_S \cdot I_D$$

$V_{GS} = V_G - V_S > V_t \rightarrow \text{ON}$   
 SÁTIMO DE FONTE  
 CASARON NO IMPEDIMENTO

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad \text{P/ } \left. \begin{array}{l} V_{GS} \geq V_{GS} - V_t \\ V_D > V_G - V_t \end{array} \right\}$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$$



$$N_{o1} = i_o R_D = -g_m v_{gs} R_D \quad N_{o2} = g_m v_{gs} R_S$$

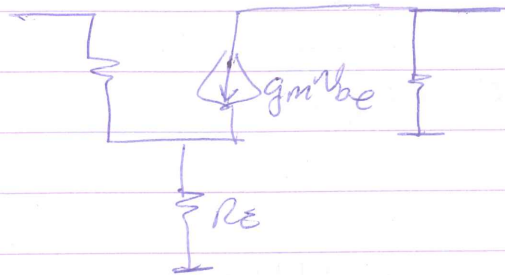
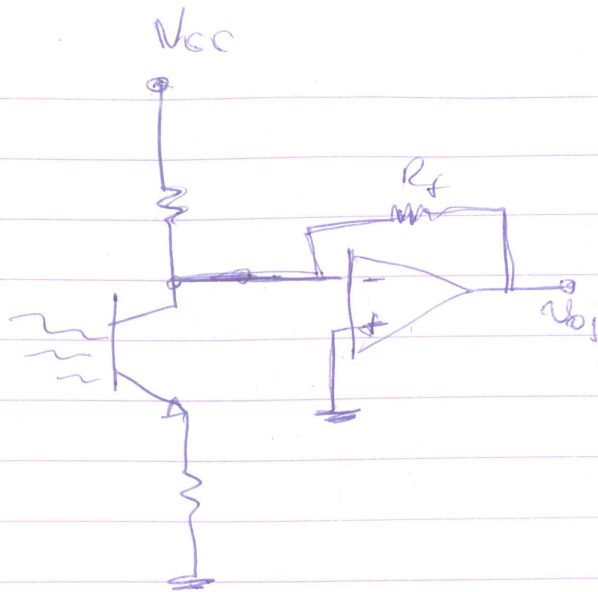
$$v_i = v_{gs} + R_S \cdot g_m v_{gs}$$

$$v_i = (1 + g_m R_S) v_{gs}$$

$$\frac{N_{o2}}{v_i} = \frac{g_m v_{gs} R_S}{(1 + g_m R_S) v_{gs}}$$

$$\boxed{\frac{N_{o1}}{v_i} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} \approx -\frac{R_D}{R_S}}$$

$$\boxed{\frac{N_{o2}}{v_i} \approx 1}$$



$$V_{\pi} = I_b \cdot Z_{eq}$$

$$r_{\pi} \parallel \frac{1}{sC_M} \parallel \frac{1}{sC_{\pi}}$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{r_{\pi}} + \frac{1}{\frac{1}{sC_M}} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{\pi}}}$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{r_{\pi}} + s(C_M + C_{\pi})$$

$$Z_{eq} = \frac{r_{\pi}}{1 + s(r_{\pi}(C_M + C_{\pi}))}$$

$$\int_{0}^{V_{DS}} [(V_{GS} - V_t) - v(x)] dN(x)$$

$$\int_{0}^{V_{DS}} (V_{GS} - V_t) dN(x) - \int_{0}^{V_{DS}} v(x) dN(x)$$