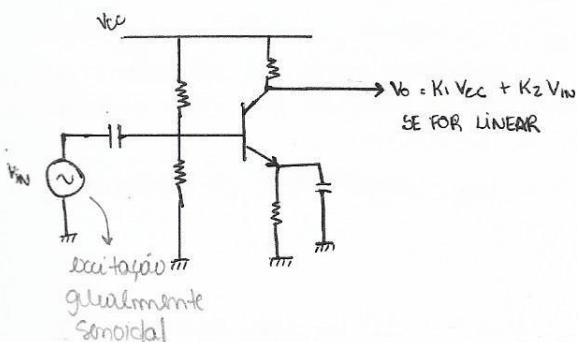


# Linearidade aplicada a dispositivos eletrônicos

04.04.2018

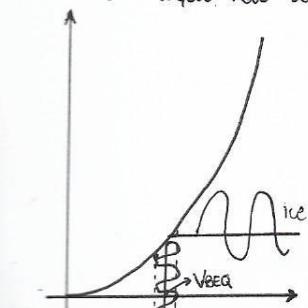
Sistema linear  $\rightarrow$  superposição se aplica

$$T[\alpha_1 V_1 (+) + \alpha_2 V_2 (+)] = \alpha_1 T[V_1 (+)] + \alpha_2 T[V_2 (+)]$$



$\rightarrow$  causada por uma característica de transferência não-linear

$\rightarrow$  Distorção não linear



quando o sinal de amplitude diminui os harmônicos somam-se

$\rightarrow$  BRANDA

Característica não-linear pouco acerada, a onda senoidal fica contínua

$\rightarrow$  Característica mais geral

considerando distorção blanda

$$i_e(V_b + V_i) = i_2 \left|_{V_b} \right. + \frac{\partial i_2}{\partial V_i} \left|_{V_b} \right. V_i + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_2}{\partial V_i^2} \left|_{V_b} \right. V_i^2 + \frac{1}{2 \cdot 3} \cdot \frac{\partial^3 i_2}{\partial V_i^3} \left|_{V_b} \right. V_i^3 + \dots$$

$\rightarrow$  Sobre pl. baixas freqüências

$$\rightarrow V(t) = a_0 + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 \dots$$

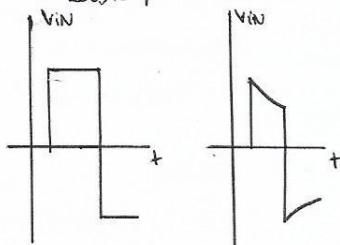
$$\text{onde } a_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n i_2}{\partial V_i^n} \Big|_{V_b}$$

\* Condições para aplicar a séri de Taylor

- 1 que o dispositivo seja sistema sem-memória  $\rightarrow$  capacâncias e indutâncias desprezíveis
- 2 que as não linearidades sejam suaves (função contínua, derivadas contínuas)
- 3 que a amplitude de  $V_i$  não seja muito superior a  $V_b$ .

causada pela aplicação de um circuito linear com amplitude / fase constante

$\rightarrow$  Distorção linear teórica não constante

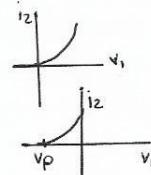


Ex: filtro passa-baixa causa distorção linear pela redução das altas freqüências

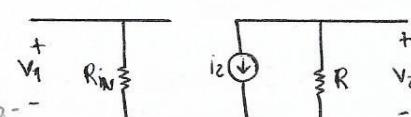
## PERDA DE ENERGIA

$\rightarrow$  características não-lineares

Exponencial  $i_2 = I_s e^{\frac{qV_i}{kT}}$



Quadrática  $i_2 = I_{oss} \left(1 - \frac{V_i}{V_p}\right)^2$



pode ser evitada limitando a amplitude do sinal de saída

quando a amplitude cai pl. abaixo do limiar da extinção da característica de transferência

ACENTUADA quando a característica tem um "sharp edge" ("borda afiada"), parte da onda é cortada, ficando 2 contatos agudos

estes contatos agudos geram alto número de harmônicos de alta freqüência  $\rightarrow$  São fontes de distorção pesada (acerada)

$\rightarrow$  Na base Os harmônicos são calculados pela expansão em série de Taylor em volta do que é o ponto de operação

$a_0$ : componente DC

$a_1$ : gasto linear

$a_2, a_3, \dots$ : representam distorções

aplicando uma corrente de freqüência  $w$  e amplitude  $V$   $\rightarrow$  saída do amplificador seu múltiplo de  $w$

na distorção eluenda, só consideramos componentes de segunda e terceira ordem, usando:

$$V = V_0 \cos(\omega t)$$

Lembrando que:

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} (1 + \cos 2x)$$

$$\cos^3 x = \frac{1}{4} (3 \cos x + \cos 3x)$$

Dai, chegamos em (\*) na próx. pág.

# DEDUZINDO

Queremos achar  $f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (x-a)^n$ ;  $\forall x \in \mathbb{R}$

$$f(x) = a_0 + a_1(x-a) + a_2(x-a)^2 + \dots + a_n(x-a)^n$$

Quem é  $a_2, a_3, \dots$ ?

$$f(a) = 0$$

$$f'(x) = a_1 + 2a_2(x-a) + 3a_3(x-a)^2 + \dots + n a_n(x-a)^{n-1}$$

$$f''(x) = 2a_2 + 6a_3(x-a) + [2a_4(x-a)^2 + \dots + n(n-1)a_n(x-a)^{n-2}]$$

$$f'''(x) = 6a_3 + 24a_4(x-a) + \dots + n(n-1)(n-2)a_n(x-a)^{n-3}$$

:

$$f'(a) = a_1 \therefore f''(a) = 2a_2 \therefore f'''(a) = 6a_3$$

$$\therefore f^{(n)}(x) = n(n-1)(n-2)(n-3)\dots a_n(x-a)^{n-n}$$

$$f^{(n)}(a) = n! a_n$$

$$\therefore a_n = \frac{f^{(n)}(a)}{n!}$$

$$\Rightarrow f(x) = f(a) + f'(a)(x-a) + \frac{f''(a)}{2!}(x-a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!}(x-a)^n$$

$$\boxed{f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)(x-a)^n}{n!}}$$

$$a_0 = f(a) ; a_1 = \frac{df}{dx}|_a$$

## → Efeito das máx linearidades

### 1 Geração de harmônicos

Mudar a condição de polarização: a amplitude do sinal AC pode influenciar no TC. No linear, o fator de TC só depende de  $V_{DC}$  (que é zero)

→ Filtagem: pode reduzir a distorção retirando os harmônicos mas não totalmente, pois o fator de componente principal não é linear.

- Em sistemas de banda estreita, os harmônicos podem ser atenuados por filtros
- Já em transmissores, os harmônicos podem interferir em outros sistemas de comunicações e, portanto, devem ser atenuados
- $V_i = V \cos(\omega t)$  aplicado a um sistema cuja característica de transferência é:

$$i_2 = a_0 + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3$$

Então:

$$i_2 = \left( a_0 + \frac{a_2 V^2}{2} \right) + V \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right) \cos(\omega t) + \frac{a_2 V^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_3 V^3}{4} \cos(3\omega t)$$

Distorção de ordem ímpar (principalmente  $a_3$ ) modifica a FREQUÊNCIA da FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL de

$a_3 V^2$  pode ser negligenciado se sua relação a  $a_1$  → amplitude de sinal é suficientemente pequena

AMPLITUDE DA COMPONENTE

$$a_0 + \frac{a_2 V^2}{2}$$

$$V \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right)$$

$$\frac{a_2 V^2}{2}$$

$$\frac{a_3 V^3}{4}$$

- Identidade de Parseval

POTÊNCIA MÉDIA DE UM SINAL PERIÓDICO

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)|^2 dt$$

IDENTIDADE DE PARSEVAL

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |X_k|^2$$

$$X_k = |X_k| e^{j\phi_k}$$

$|X_k|$ : amplitude e  $\phi_k$ : fase da componente harmônica de  $x(t)$  → Fourier exponencial complexa

### DISTORÇÃO HARMÔNICA

A  $n$ -ésima distorção de 2ª ordem, harmônica ( $DH_n$ ) é definida pela relação entre comp de freq. nuv de 3ª ordem, com a freq. fundamental  $w$ .

$$DH_2 = \frac{|V_2(j\omega)|}{|V_2(j\omega)|} = \frac{\frac{a_2 V^2}{2} R}{V \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right) R} \approx \frac{a_2}{2a_1} \cdot V$$

amplitude do sinal AC  
inversamente proporcional a  $V$   
1dB no sinal de entrada, 1dB em  $DH_2$  e 2dB em  $DH_3$

$$DH_3 = \frac{|V_3(j\omega)|}{|V_2(j\omega)|} = \frac{\frac{a_3 V^3}{4} R}{V \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right) R} \approx \frac{a_3}{4a_1} \cdot V^2$$

Relações válidas para pequenos valores de  $V$  (região de distorção blanda)

$$DH_T = \sqrt{DH_2^2 + DH_3^2 + \dots}$$

↳ Distorção harmônica total



↳ para altos valores de  $V$ :  $DH_2$  e  $DH_3$  ficam desatendidos

### 2 Compressão (conversão AM-to-AM)

Consideramos que os harmônicos sejam filtrados, o ganho real é então:

$$G_R = \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{V \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right) R}{V} = \left( a_1 + \frac{3a_3 V^2}{4} \right) R$$

• Ganho de tensão linear =  $a_1 \cdot R$

• se o coeficiente  $a_3$  for negativo a corrente de saída roteira e o ganho real  $G_R$  é reduzido → há uma compressão

- a saturação ocorre em todos os circuitos, pois a potência de saída é finita
- Pontômetro usado: PONTO DE COMPRESSÃO

O ponto de compressão 1dB é caracterizado pela amplitude de tensão na entrada para a qual a tensão de saída ou o ganho vai 1dB em relação ao valor que seria, se o circuito fosse linear. Esses valores podem também ser calculados em relação a níveis de potência e também especificados na saída.

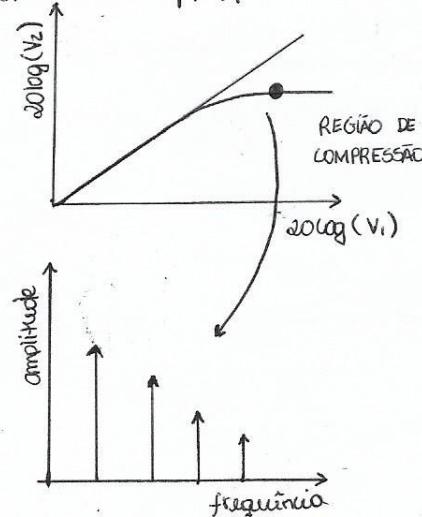
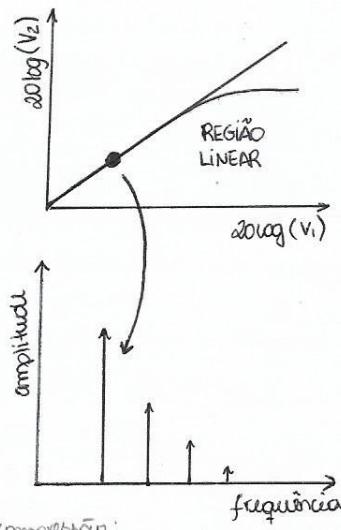
#### PONTO DE COMPRESSÃO 1dB

Em relação ao ganho de tensão:

$$20 \log \frac{|A_1|R}{(A_1 + \frac{3A_3 V^2}{4}) \cdot R} = 1 \text{ dB} \Rightarrow \frac{A_1}{A_1 + \frac{3A_3 V^2}{4}} = 1,12$$

Então, determinando o valor de  $V_i$ , tem-se:

$$V_{i,1dB} = \sqrt{0,143 \frac{|A_1|}{|A_3|}} = 0,38 \sqrt{\frac{|A_1|}{|A_3|}}$$



Valores típicos de compressão são nos amplificadores RF

Tensão:  
35,6 a 63,2 mVpp  
em 50 Ω

Potência:  
entre -25 e -20 dBm

- Compressão:
- saturação antes de atingir a tensão máxima do circuito → o dispositivo pode ser quebrado antes do ponto de compressão.
  - para diminuir a distorção e aumentar o ponto de compressão observamos  $A_1$ ,  $A_2$  ou  $A_3$  → os parâmetros mudam com as topologias

### 3 Intermodulação

Os sistemas de comunicação estão sujeitos à intermodulação

→ Ex.: considerando o comportamento de  $i_2$  quando o sinal de entrada  $V_i = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$   
lembre que  $i_2 = a_0 + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3$

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE	FREQUÊNCIA	AMPLITUDE
dc	$a_0 + \frac{a_2}{2} (A_1^2 + A_2^2)$	$\omega_1 \pm \omega_2$	$a_2 A_1 A_2$
$\omega_1$	$a_1 A_1 + a_3 A_1 \left( \frac{3}{4} A_1^2 + \frac{3}{2} A_2^2 \right)$	$\omega_2 \pm \omega_1$	$a_2 A_1 A_2$
$\omega_2$	$a_1 A_2 + a_3 A_2 \left( \frac{3}{4} A_2^2 + \frac{3}{2} A_1^2 \right)$	$3\omega_1$	$\frac{a_3 A_1^3}{4}$
$2\omega_1$	$\frac{a_2 A_1^2}{2}$	$3\omega_2$	$\frac{a_3 A_2^3}{4}$
$2\omega_2$	$\frac{a_2 A_2^2}{2}$	$2\omega_1 \pm \omega_2$	$\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2$
		$2\omega_1 + \omega_2$	$\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2$

sistema é excitado por 2 senoides podendo gerar a soma ou a diferença da frequência  $[\omega_1 \pm \omega_2]$ ,  $a_2 A_1 A_2$

- Parâmetros usados para caracterizar a intermodulação:

### a. Intermodulação de ordem n

- para a componente  $p\omega_1 + q\omega_2$ , onde  $n = |p| + |q|$

- Num teste típico de intermodulação, faz-se  $A_1 = A_2 = A$

DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO

Relação das componentes da frequência  
 $\omega_1 + \omega_2$  com

$\omega_1$  ou  $\omega_2$  é m

ordem 2 e das componentes

$\omega_1 + \omega_2$  ou  $\omega_1 - \omega_2$

Intermodulação de ordem 2, IM<sub>2</sub>

$$IM_2 = \frac{|V_2[\delta(\omega_1 + \omega_2)]|}{|V_2(j\omega_1)|} = \frac{a_2 A^2}{a_1 A + a_3 A \left(\frac{3}{4} A^2\right)} \approx \frac{a_2}{a_1} A$$

Intermodulação de ordem 3, IM<sub>3</sub>

$$IM_3 = \frac{|V_2[\delta(2\omega_1 + \omega_2)]|}{|V_2(j\omega_1)|} = \frac{\frac{3}{4} a_2 A^3}{a_1 A + a_3 A \left(\frac{9}{4} A^2\right)} \approx \frac{3}{4} \cdot \frac{a_2}{a_1} A^2$$

→ Relações entre distorção e intermodulação

que é  $\frac{3a_2 V^3}{4}$  como fórmula

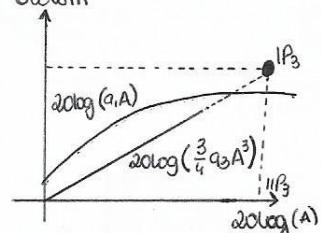
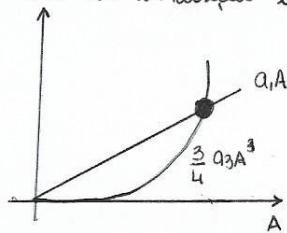
$$IM_2 = 2D_{H2}$$

$$IM_3 = 3D_{H3}$$

é a fundamental que é  $a_1 V$

PS.: são frequências

### b. IP<sub>3</sub>: Ponto de interseção de 3<sup>ª</sup> ordem



IP<sub>3</sub>: tensão de entrada para que  $IM_3 = 1$

Na interseção!

$$IM_3 = 1 = \frac{3}{4} \cdot \frac{a_2}{a_1} A^2$$

explicado na pág. seguinte

$$IP_3 = A \Big|_{IM_3=1} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{|a_1|}{|a_2|}} = V_{IN} \cdot \frac{1}{\sqrt{IM_3}}$$

$\downarrow a_2 \uparrow IP_3$

Relação entre  $V_{IP3}$  e  $V_{IPB}$ :

Vivendo o tempo fundamental está comprimida 1dB

$$\frac{V_{IP3}}{V_{IPB}} = \frac{\sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{|a_1|}{|a_2|}}}{0,39 \sqrt{\frac{|a_1|}{|a_2|}}} = 3,04$$

### 4 Dossensibilização

Bloqueia o sinal de interesse devido a má linearidade e a presença de outros sinal. Considere  $V_i = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$  sendo  $A_1 \cos \omega_1 t$  o sinal de interesse e  $A_2 \cos \omega_2 t$  um sinal interferente com  $A_1 \ll A_2$

Considerando filtragem, o termo de interesse é:

$$i_2 = \left[ a_1 A_1 + a_3 A_1 \left( \frac{3}{4} A_1^2 + \frac{3}{2} A_2^2 \right) \right] \cos \omega_1 t = \left[ a_1 + a_3 \frac{3}{2} \left( \frac{1}{2} A_1^2 + A_2^2 \right) \right] A_1 \cos \omega_1 t \approx \left[ a_1 + a_3 \frac{3}{2} A_2^2 \right] A_1 \cos \omega_1 t$$

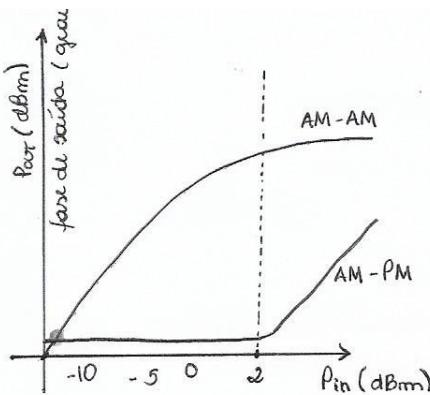
• sendo  $a_3 < 0$ , o sinal de interesse pode ser cancelado → bloquado ou dossensibilizado.

• Em RF, os sistemas devem ser capazes de suportar sinais interferentes de 60 a 70 dB maior que os sinais de interesse.

### → Conversão AM-to-PM

Devido a este fenômeno, a resposta em fase de um sistema varia com a potência do sinal de entrada, o que é crítico para os sistemas modulados em fase ou frequência

→  $\Phi_{av}(A_{IN})$



→ como melhorar a linearidade?

- Escolha adequada da topologia (tabela)
- Técnicas de realimentação
- Técnicas: "Circuitos Feedback", "Feedforward", "Predistortion"

### CARACTERÍSTICA DA TRANSFERÊNCIA

Exponencial (bipolar)

$$DH_2 =$$

$$\frac{V}{4V_T}$$

Quadrática (JFET, MOS)

$$DH_3 = \frac{V^2}{24V_T^2}$$

Difusional exponencial  
(par difusional com MOS)

$$\frac{V}{4(V_{GS} - V_p)}$$

$$0$$

Difusional quadrática  
(par difusional com bipolar)

$$0$$

$$\frac{V^2}{32(V_{GS} - V_p)^2}$$

$$\infty$$

$$3,26 \sqrt{V_{GS} - V_p}$$

é ordem  $IM_3$  intercepta

é o ponto onde as curvas extrapoladas de  $IM_3$  e a fundamental coincidem

$$2,83V_T = 73,54 \text{ mV}$$

$$-12,67 \text{ dBm}$$

$$\text{ordem } IM_3 = 1$$

④ Intermodulação de faixa dinâmica livre ( $IMFDR_3$ ): maior faixa dinâmica sem distorção  $IM_3$

Faixa dinâmica relaciona o sinal máximo da saída  $a_1 V_{IN}$  com o ruído de saída

$$V_{OUT} : DR = a_1 V_{IN} = \frac{V_{IN}}{V_{NOUT}}$$

$$V_{NOUT} = \frac{V_{OUT}}{a_1} = \text{ruído de saída}$$

$$\text{Substituindo: } IMFDR_3 = \sqrt[3]{\frac{4}{3} \frac{a_1}{a_3} \frac{1}{V_{IN}^2}} \therefore IMFDR_3 = \left( \frac{IP_3}{V_{IN}^2} \right)^{\frac{2}{3}}$$

obtida quando  $V_{NOUT} = \frac{3}{4} a_3 V_{IN}^3$

OBS: Existe a distorção de modulação usada: 2 freq. portadoras → a 1ª é modulada em baixa frequência

Índice de modulação: razão da amp do sinal modulado e da portadora (rms)

A característica de transferência não linear causa modulação que é transferida da 1ª portadora para a 2ª → Mistura nos comuns de TV a cava

$$CM_3 = \frac{3}{4} rms \frac{a_3}{a_1} V^2 = rms IM_3$$

→ Distorção num transistors bipolar amplificador

coletor de corrente ic controlado pela tensão base-emissor  $V_{BE}$

$$ic = I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T} - \frac{kT}{q}}$$

↳ corrente de saturação

Transistor polarizado em  $V_{BE}$  fixo  
↳ muda  $V_{BE}$ , muda ic.

considerando essas variações + componentes AC

$$ic = I_C + i_c \therefore V_{BE} = V_{BE} + V_{BEc}$$

$$\approx 1 + \frac{i_c}{I_C} = e^{\frac{V_{BEc}}{V_T}}$$

$\frac{i_c}{I_C}$  → balanço relativo de corrente

↳ variação de corrente no transistor

↳ corrente quisiente ou dc

↳ usada p/ gerar o sinal de saída AC

se  $V_{BE} < V_T$ , a exponencial é descontinua em função de Taylor

$$pl \times e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6}$$

$$\text{Logo: } \frac{I_c}{I_C} = \frac{V_{BEc}}{V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_{BEc}}{V_T} \right)^2 + \dots$$

i de pico valor de pico dos

sinais AC

PL pequenos sinais de entrada  
só consideramos  $I_{CP} = \frac{V_{BEc}}{V_T} I_C$

→ coeficientes, sendo  $ip = x$  e  $V_{BEc} = V$

$$a_0 = 0 \quad a_1 = 1 \quad a_2 = \frac{1}{2} \quad a_3 = \frac{1}{6}$$

$$\rightarrow \text{Dai: } IM_2 = 2DH_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{BEc}}{V_T} = \frac{ip}{2}$$

$$IM_3 = 3DH_3 = \frac{1}{8} \left( \frac{V_{BEc}}{V_T} \right)^2 = \frac{ip^2}{8}$$

↳ distorção pode ser escrita em função da V de entrada ou de ip.

↳ vantagens de ip:

- inclui os efeitos de transcondutância e feedback

(realimentação)

- expressões + simplificadas com parâmetros

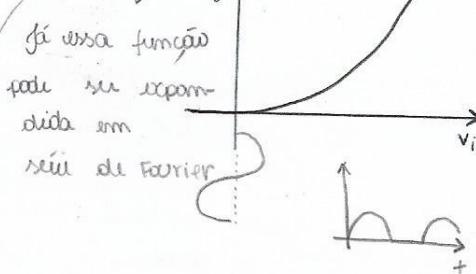
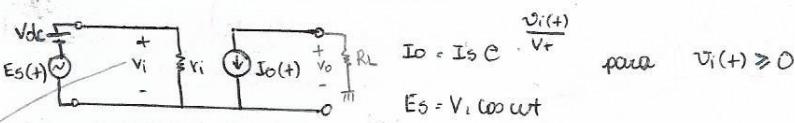
→ apenas sinais de entrada de baixa amp. são aplicados no transistors bipolar

→ ip = 0,5 já corresponde a uma alta negação de distorção

→ coeficientes negativos = compressão

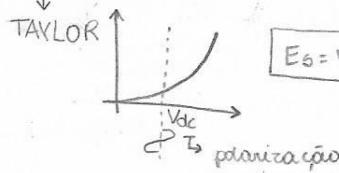
09.04.2018

### Exercício



pt garantir a operação na região exponencial  
↳ garantimos polarização

Para a expressão do corrente de saída numa série de potência, "a distorção deve ser branda"



$$Es = Vdc + Vi \cos \omega t$$

↳ sim memória (sim resistâncias)  
↓  
desconsideramos a depender da freq.

$$Io = I_0 + a_1 Vi + a_2 Vi^2 + a_3 Vi^3 + \dots$$

Expansão da série de Taylor (gênero):  $e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots$

daí:  $Io = Ise \frac{Vi}{Vt} = Ise \frac{[Es(t) + Vdc]}{Vt} = Ise \frac{Vdc}{Vt} e^{\frac{Es(t)}{Vt}}$

$\Rightarrow Vi = Es(t) + Vdc$

$$Io = I_0 \left[ 1 + \frac{Es(t)}{Vt} + \frac{(Es(t))^2}{2Vt^2} + \frac{(Es(t))^3}{6Vt^3} \right]$$

$$\begin{aligned} a_0 &= I_0 \\ a_1 &= \frac{I_0}{Vt} \\ a_2 &= \frac{I_0}{2Vt^2} \end{aligned}$$

Nenhum harmônico é anulado

→ Determinar distorção de 2ª ordem → Amplitude do sinal AC

$$DHz = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} \frac{V_i}{V_t} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0}{2Vt^2} \cdot \frac{Vt}{I_0} V_i = \frac{V_i}{4Vt}$$

$$a_3 = \frac{I_0}{6Vt^3}$$

formo de excitado por DC  
"AC" por AC

↳ A corrente de saída num transistor bipolar segue uma característica exponencial

$$\text{Num bipolar: } Vt = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV}$$

característica de transferência

↳ Qual a máxima amplitude de excitação para que a distorção de 2ª ordem seja inferior a 2,5%?

$$\frac{1}{4 \cdot 26 \cdot 10^{-3}} V_i < 0,025 \therefore V_i < 2,6 \text{ mV}$$

para operações  
para pequenos

sinais

↳ Determinando a distorção de segunda ordem de Io via série de Fourier → vai poder usar tabela

$$Io(+) = Ise \frac{Vdc + Es}{Vt} = Ise \frac{Vdc}{Vt} e^{\frac{Es}{Vt}} = Ise \frac{Vdc}{Vt} e^{\frac{Vi \cos \omega t}{Vt}} = Ise \frac{Vdc}{Vt} e^{x \cos \omega t}$$

$$e^{x \cos \omega t} = Io(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [In(x) \cos n\omega t]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos m\theta d\theta ; m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$\frac{V_i}{Vt}$$

série de Fourier

Dai:  $Io(+) = Ise \frac{Vdc}{Vt} \cdot [Io(x) + 2 \cdot I_1(x) \cos \omega t + 2 \cdot I_2(x) \cos 2\omega t + 2 \cdot I_3(x) \cos 3\omega t + \dots]$

$$VALOR MÉDIO = Ise \cdot \frac{Vdc}{Vt} \cdot Io(x) \left[ 1 + 2 \frac{I_1}{I_0} \cos \omega t + 2 \frac{I_2}{I_0} \cos 2\omega t + 2 \frac{I_3}{I_0} \cos 3\omega t + \dots \right]$$

$$T_0 = I_0 \cdot Io(x)$$

quanto menor

quanto maior

$$DHz = \frac{i_2(x)}{i_1(x)}$$

para  $V_i = 2,6 \text{ mV}$

$$x = \frac{V_i}{V_t} = \frac{2,6 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = 0,1$$

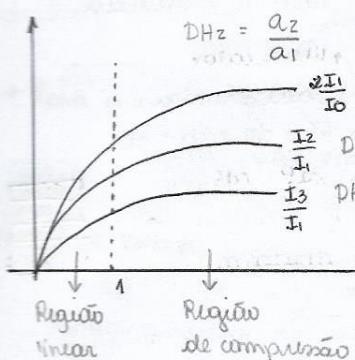
$$DHz = \frac{I_2(0,1)}{I_1(0,1)}$$

Quando expandirmos um sinal de Fourier:

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = \frac{2 I_1(x)}{I_0(x)}$$

$$a_2 = \frac{2 I_2(x)}{I_0(x)}$$



$x < 1$ : operação linear

região linear

mas DHz não

é zero → máxi

limitador

sinal alto que será esturado/cortado

OSCILADOR SENOIDAL → circuito realimentado

$$\rightarrow \text{amplitude}$$

$$x \rightarrow 0 \quad I_m(x) \approx \frac{(x)^m}{m!}$$

$$I_m(x) = I_2(x)$$

$$I_2(0,1) = \left(\frac{0,1}{2}\right)^2$$

igual a cada

em sinal de

acharemos  $I_2 \approx 2,5\%$

Filtrando para passar só o termo DC ( $T_0$ )

↳ transmitindo pot. pl. antena → monitoramos medindo o termo DC → detector de potência

↳ o nível DC contém informação sobre o sinal AC ( $I_0(x)$ ) e daí pode-se monitorar

→ 2 transistores

→ Característica tangente hiperbólica

$$i_0 = \frac{I_k}{2} \operatorname{tgh} v_i(+); \quad v_i = V_i \cos \omega t$$

$$\operatorname{tgh}(x) = x - \frac{x^3}{3} - \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315}$$

$$i_0 = \frac{I_k}{2} \left[ v_i (+) - \frac{(v_i (+))^3}{3} + \frac{2(v_i (+))^5}{15} - \frac{17(v_i (+))^7}{315} + \dots \right]$$

Dificuldade: entrada é

saida balançada

Não tem termo DC!

Parâmetro

elimina o termo

DC e DHz

$$a_0 = 0$$

$$a_1 = \frac{I_k}{2}$$

$$a_2 = 0 \rightarrow DHz = \frac{1}{2} \cdot \frac{a_2}{a_1} V_i = 0$$

$$a_3 = \frac{I_k}{6} \rightarrow \text{em módulo!}$$

Entrada balançada

**Exercício:** Encontrar a DHz para a característica exponencial e hiperbólica e achar a amplitude máxima  $V_i$  para que a DHz < 2,5%.

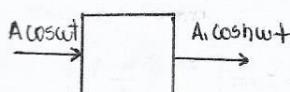
→ Suponha a componente fundamental e os harmônicos

$$i_0 = \frac{I_k}{2} \operatorname{tgh} v_i (+) = \frac{I_k}{2} \operatorname{tgh} v_i \cos \omega t = \frac{I_k}{2} \left[ \frac{v_i}{2} - \frac{v_i^3}{32} \right] \cos \omega t - \frac{v_i^3}{96} \cos 3\omega t + \dots$$

↳ substituindo  $v_i$  na série de potência

→ Aplicações das não-linearidades

Multiplicador de potência



→ usar quadrática ou a exponencial

Ex: precisa de oscilador externo (feito com cristais)

Multiplicadores frequência

**DÚVIDA:** Quando posso expandir em série de Taylor? (exemplo da pg. anterior)

"": de ordem  $\text{termo } (*)$ ?

Pl reduzir a distorção:

filtagem (passa-baixa ou passa-alta)

↳ não é 100% eficaz ⇔ região de compressão



# TRANSISTORES

11.04.2018

- como são construídos?  
Metal + isolante + condutor
- Metal-Semicondutor: contato óhmico, retificador, diodo schottky, mosfet
- função PN: diodo, função bipolar → 2 semicondutores iguais dopados diferentes
- Heterojunção: GaAs e AlAs (dispositivos de alta frequência) ↑ faixa de frequência
- Estrutura do transistors MOS → metal - óxido - semicondutor → libera calor  
→ condutividade térmica
- quanto à condutividade (classificação)
  - Semicondutores: entre os isolantes e condutores
  - capaz de conduzir quando submetidos à dopagem
- banda de energia (representação dos materiais)

Oxido
Metal
Isolante
Si

E<sup>-</sup> saem da banda de condução → produz corrente

→ fornece energia p/ sair os e<sup>-</sup> da banda de valência p/ ser condução

↳ valer, E<sub>V</sub> → associado à tensão de limiar

maior nos isolantes

não tem banda proibida

Banda proibida do isolante > semicondutor > condutor

$$Eg > 5V \quad Eg = 1,1 \text{ ou } 0,67$$

Energya da banda gap: EG = Ec - EV → para o Si para o Ge

Semicondutor, liberando 1 e<sup>-</sup> na v. de condução e deixando uma lacuna na de valência

pontando a semicond. → modifica a banda gap

→ podeuir ligas p/ originar semicondutores

↳ elementos do grupo I e II, II e III, III e IV, etc

→ arranjos espaciais de átomos → faz o papel de metal

Amorfo: gote am Si d → poli-crystalino → maioria das regiões ativas são desse material

Si → alto grau de pureza p/ controlar a operação

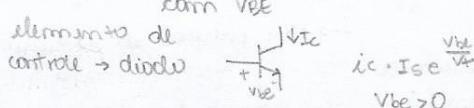
→ termos relacionados com portadores

Dopantes: impurezas ou átomos específicos adicionados aos semicond.

Princípios básicos: dispositivo, em geral, de 3 terminais. Cúlica-se uma tensão entre 2 terminais p/ controlar o fluxo de corrente no terceiro

Tipos básicos: transistors de função (ex.: bipolar) e transistors a efeito de campo

↳ corrente no coletor varia com V<sub>CE</sub>



↓ Ids elemento de controle → resistor,  $V_{GS}$

$$Id_s = Id_{ss} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

→ limites da frequência de operação

- Determinada pela iniciação dos processos físicos da região ativa do semicond., onde os portadores de carga interagem c/ o campo elétrico

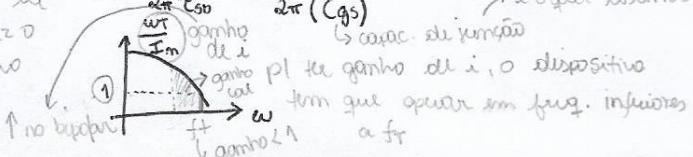
- Tempo necessário p/ carregar a capacidade da saída do transistors

tempo de transição → no trans. a efeito de campo:

$$f_T = \frac{1}{2\pi Z_{SS}} \quad f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{GS})} \rightarrow \downarrow \text{do tamanho físico do trans.}$$

a partir de f<sub>T</sub>, reduz o ganho

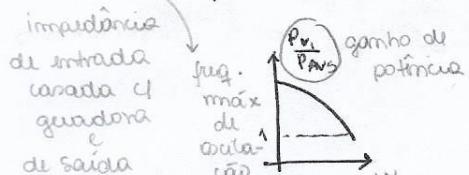
↑ no bipolar



→ independe de R<sub>O</sub>

$$f_{\text{máx}} = \sqrt{\frac{f_t}{8\pi R_c C_{\text{gc}}}}$$

freq. de  
transição



→ depende de  $R_c$

Impedância do indutor soma a do capacitor

→ Para aumentar a freq. de operação

• Redução das dimensões → ↓ tempo de trânsito de cargas portadoras na RA

↳ Ver o resto no slide

### TRANSISTOR BIPOLAR

Vertical

Portadores saem do emissor p+ ou coletor → passa pela base (RA) → controla o fluxo

↑ freq. → ↓ tempo de trânsito → ↓ espessura da base ou ↑ vel. dos portadores ( $v$ )

FET → transistor a efeito de campo

↳ Movimento horizontal

fonte emite carga p+ dentro → gate controla a condutividade vólo canal (com um diodo, capacitor ou com heterojunção)

Technologias:

CMOS (130 nm)

↳ construído sobre o substrato de Si

quanto  $\Delta V$ , maior volume de saída

→ pl os e- não recombinação

frequentemente dissipada → pl imissor ≈ iletor

$R_o \downarrow f_{\text{máx}}$

$R = \frac{p_l}{A}$

Riduzindo  $L$ ,

↑ freq. ↓  $\tau$

comprimento  $L$

↳ a partir de um E aplicado

↳ caso diminua aparecem efeitos de curto canal

→ Além do encurtamento, pode-se ↑  $V$

COMO? Mudar o substrato (mobilidade associado)

Mobilidade das lacunas < e- → facilidade de passar carga d+ E

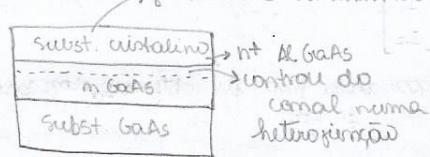
Além disso: tensão de ruptura

Heteroestruturas:

↓  
HEMT

② Heterojunções

$$R_D \approx p \cdot \frac{2L}{d \cdot \mu_E}$$



$$f_{\text{máx}} = \sqrt{\frac{f_t}{8\pi R_D C_{\text{gc}}}}$$

$$f_T = \frac{1}{2\pi r_{\text{gc}}}$$

$$f_T = \frac{q_m}{2\pi(C_g + C_{\text{gc}})}$$

$$\beta = \frac{N_e \text{ de DME}}{N_b \text{ de DPE}}$$

↓ Nós de tipo E

gatino de corrente

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

③ Heterojunção

$$\beta = \frac{N_e \text{ de DME}}{N_b \text{ de DPE}} \cdot e^{\frac{\Delta E_g}{kT}}$$

depende da bandgap

↳ espessura ↑ dissipação

compõe a queda de gatino

escolhendo uma boa

e atraves facilmente heterojunção

difícil os portadores minoritários

$$\beta = \frac{I_D}{I_S}$$

$$I_S = I_D \cdot e^{-V_D / V_{DS}}$$

16.04.2018

**Parâmetros de Redes** → associado à medição → dispositivos que desconhecemos o comportamento  
 ↳ excitação e resposta  
 ↳ função de corrente

### Redes difusas

Redes de 3, 2 ou n portas

Ex.: amplificadores, circuladores e acopladores

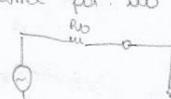
Redes unilateralas, não-unilaterais, simétricas, não-dissipativas, ativas, passivas

→ 2 acessos: diodo, resistor, capacitor, indutor, transistor como amplificador

→ 3 " : transistor, circulador, divisor de potência → pois tem 1 terminal aterrado

→ 4 " : transformador, acoplador bidirecional

máxima pot. no guarda é quando  $R_o = R_i$



$$P = \frac{1}{2} R_o (V I^*) = \frac{1}{2} R_o \left[ \frac{E}{2} \frac{E^*}{2 R_o} \right] \\ = \frac{1}{2} R_o \left[ \frac{IE^2}{4 R_o} \right] = \frac{1}{8} \frac{IE^2}{R_o}$$

impedância interna

$R = R_o$  pt máx pot.

equilibrar a impedância de saída dos 2 acessos

↓  
Som ela as pot. saírem diferentes

a potência irá sair e ficar só entre guarda e carga

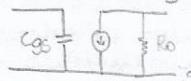
→ parâmetros: CARACTERIZAM O CIRCUITO

CMOS

G

D

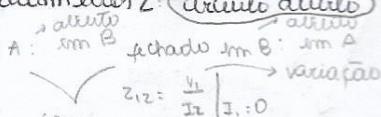
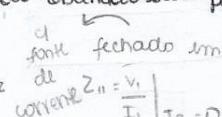
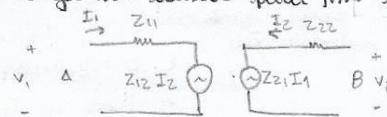
associa a física do disp. ao modelo



→ Parâmetros Z (impedância)

$$\text{Matriz } Z: \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

condições de carga nos acessos para fins de obtenção dos parâmetros Z: circuito aberto



4 elementos não-lineares, circuito

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0}$$

fonte de corrente

opera mais linearmente → pode ser muito ou pouco

$$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0}$$

fonte de corrente

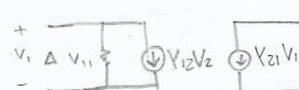
↳ parâmetros de rede → vale principalmente p/ pequenos sinal

↳ vale p/ uma dada excitação (amp.) e frequência

→ Parâmetros Y (admitância)

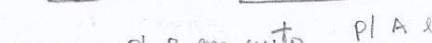
$$\text{Matriz } Y: \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

condições de carga: curto circuito



p/ B em curto

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$

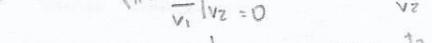


p/ A em curto

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0}$$



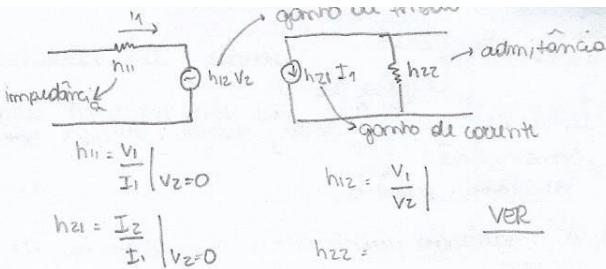
$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$



$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0}$$

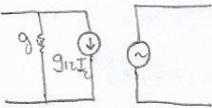
### → Parâmetros h (híbridos)

$$\text{Matriz } h : \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$



### → Parâmetros g

$$\text{Matriz } g : \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$



$$h_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big| V_2=0$$

$$h_{22} = \frac{V_1}{V_2} \Big| I_2=0$$

VER

VER

### → Parâmetros ABCD (transmissão)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & B_{12} \\ C_{11} & D_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Vários níveis de circuito as matrizes ABCD, a matriz total é o produto das matrizes

$$A = \frac{V_1}{V_2} \Big| I_2=0$$

$$B = -\frac{V_1}{I_2} \Big| V_2=0$$

$$C = \frac{I_1}{V_2} \Big| I_2=0$$

$$D = -\frac{I_1}{I_2} \Big| V_2=0$$

se estarmos interessados numa faixa de freq., variarmos  $\omega$ . como coloca em circuito aberto e curto?

Por exemplo, na matriz Z: como coloca o circuito aberto?

$$\begin{array}{c} \xrightarrow{I_1} \\ \xrightarrow{V_1} \end{array} \quad \begin{array}{c} \xrightarrow{I_2} \\ \xrightarrow{V_2} \end{array} \quad \begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases}$$

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big| I_2=0 \rightarrow \text{descubra-se}$$

Portanto se o transistor amplificador pode deixar aberto.

→ P1 determinar a matriz Y:

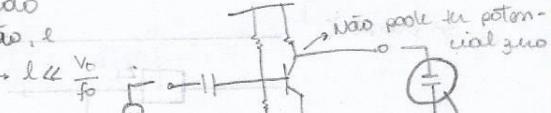
$$\begin{cases} I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \\ I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 \end{cases}$$

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big| V_2=0$$

Não podemos colocar curto no amplificador para não coltar iria a 0 e não amplificaria mais → coloca CAPACITOR funciona como curto, mas NÃO ALTERA o regime DC! Não muda função do transistor

depende da freq. da sinal de excitação, e ainda se  $L \ll \lambda_0 \rightarrow L \ll \frac{V_0}{f_0}$

↓ usa Kirchoff caso contrário, considera-se efeitos espaciais



Difícil: querer curto e circuito aberto em altas faixas de frequência

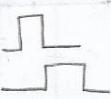
e ainda: aplicando curto e aberto se a freq. vai pl. curto em baixas vai pl.

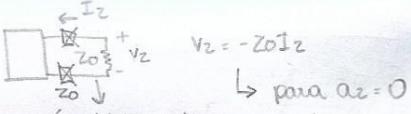
toda a pot. será curto reflectida! pode ro inductor:  $Z = j\omega L$  quer sozinhas funçõa ao contrário danifica o dispositivo

por isso: matriz espalhamento

### Além da defasagem:

$$V = V_i + V_r \rightarrow \text{análogo pl. i incidente reflectido}$$





$$V_2 = -Z_0 I_2$$

para  $I_2 = 0$

Linha de transmissão

de comp. pequeno

Se a impedância característica = impedância da carga, a impedância da linha é o próprio  $Z_0$ .

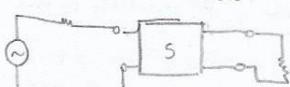
### Introdução de quadripolos

Matriz ABCD  $\rightarrow$  quadrip. em cascata

$\downarrow$  prod. das matrizes ABCD

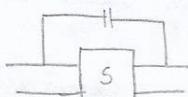
Matrizes resultantes da interconexão de quadripolos

Narr. caso real:

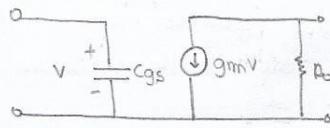
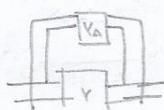


$$\frac{V_2}{E_S} = ? \rightarrow$$

utilizando a matriz  $\gamma$



transformando capacitor quadripolo



Determinar as matrizes  $Z$  e  $\gamma$

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \quad |_{V_2=0} \quad Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \quad |_{V_2=0}$$

componendo o modelo do  $\gamma$ :

$$Y_{11} = S C_{GS} \quad Y_{12} = 0 \quad Y_{21} = g_{mm} \quad Y_{22} = \frac{1}{R_o}$$

$$S = j\omega$$

18.04.2018

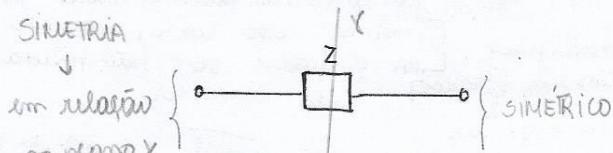
com variação na entrada ou na saída ou no transistor: não ativo no qual resistor, cap., ind., transf...  $V_1 = V_2$  qualquer circuito PASSIVO

Em redes reciprocas:  $\frac{V_1}{V_2} = \frac{V_2}{V_1}$

[ $Z$ ], [ $\gamma$ ], [ $S$ ] são simétricas  $\Rightarrow [a \ b]$

$$[S] = [S]^T \rightarrow S_{12} = S_{21}$$

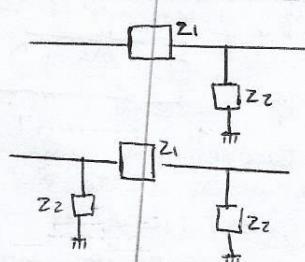
SIMETRIA



Rede simétrica  $\rightarrow [a \ b \ b \ a]$

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$



$\rightarrow$  Não simétrico

$$S_{11} \neq S_{22} \rightarrow$$
 não-simétrico

$S_{12} = S_{21} \rightarrow$  reciprocidade

PI rede ser reciproca não pode ser simétrica

$\rightarrow$  Simétrico

$$S_{11} = S_{22} \rightarrow$$
 simétrico

$$S_{12} = S_{21} \rightarrow$$
 reciprocidade

- Recíprocas: elementos passivos
- Simétricas: fisicamente
- Não-dissipativas: sem R ou sem i no R

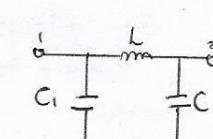
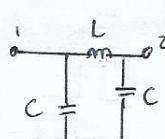
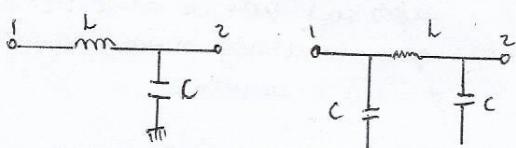
Redes não-dissipativas

$\rightarrow$  Sem resistor / Sem i no resistor

$\rightarrow$  Matriz S é singular:  $S \cdot S^T = I$

$$|S_{11}| = |S_{22}| \therefore |S_{11}| = |S_{22}|$$

$\rightarrow$  Recíprocas:  $S_{12} = S_{21}$



Recíprocas

✓

Simétricas X  $S_{11} \neq S_{22}$

$$|S_{11}| = |S_{22}|$$

Não-dissipativas ✓

$$S_{11} = a + bj \quad S_{22} = a - bj$$

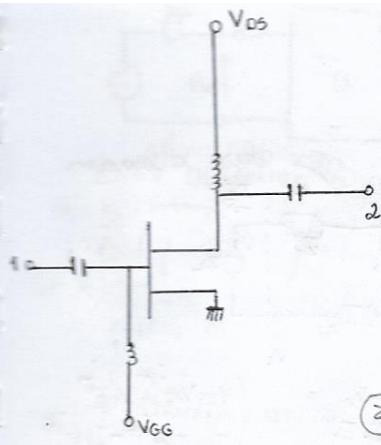
$$S_{11} = S_{22}$$

por simetria ✓

e ainda  $S_{11} = S_{22}$  por simetria

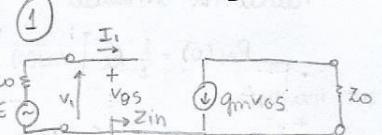
$$|S_{11}| = |S_{22}|$$

$$S_{12} = S_{21}$$



Assumindo o transistor na região ativa, operando linearmente em baixas freq.

Determinar  $[s]_{zo}$



$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{V_1 + I_1 Z_0} = \frac{I_1 \left[ \frac{V_1}{I_1} - Z_0 \right]}{V_1 + I_1 Z_0} = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 1 - \frac{Z_0}{Z_0 + Z_D} \rightarrow \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{I_1} = \infty$$

$$S_{11} = 1 \rightarrow I_2 = -\frac{V_2}{Z_0}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{V_1 + I_1 Z_0} = \frac{2V_2}{V_1 + Z_0 I_1} = \frac{2V_2}{V_1 \left[ 1 + \frac{Z_0 I_1}{V_1} \right]}$$

$$V_2 = -Z_0 I_2 \\ I_2 = -Z_0 g_m V_{GS}$$

$$= -2 Z_0 g_m V_1 \\ \frac{V_2}{I_2} = \frac{-2 Z_0 g_m}{1 + \frac{Z_0}{Z_0 + Z_D}} \rightarrow S_{21} = -2 Z_0 g_m$$

$$\textcircled{3} [s] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -2 Z_0 g_m & 1 \end{bmatrix}$$

$S_{21} \neq S_{22} \rightarrow$  não

recíproco

↓

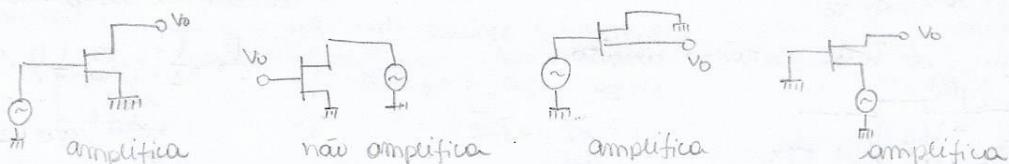
Logo: tem possibilidade de aumentar tensão

mas não potência → TODA POT. É REFLETIDA → coef de reflexão = 1

entra  $Z_{out}$  → é amplificada → saí zero

Transistor: unilateral ( $\rightarrow$  recíproco) → assuma que  $S_{12} = 0$

Ex: topologias pl amplificam:



Potência:

$$P_i^+ = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 = \frac{|E_1|^2}{8Z_0} \rightarrow \text{potência de entrada}$$

$P_{AVS} = P_i^+$  quando há carregamento da impedância

$$\text{quando não é carregado: } P_i = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 - \frac{1}{2} |b_1(0)|^2 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [I_1(0)V_1^*(0)]$$

$$\frac{1}{2} |b_1(0)|^2 = P_{AVS} - P_i$$

$P_{AVS} = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 \rightarrow$  é a pot. do gerador → se for carregada, a pot refletida = 0. Se não,

parte de  $P_{AVS}$  volta pl o gerador:  $\frac{1}{2} |b_1(0)|^2$ , e o que sai é:  $P_i = P_{AVS} - \frac{1}{2} |b_1(0)|^2$

Estando carregado,  $b_2 = -\sqrt{Z_0} I_2 \rightarrow$  dai, a potência:  $\frac{1}{2} |b_2|^2 = \frac{1}{2} |I_2|^2 Z_0 \rightarrow$  potência fornecida à carga

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{AVS} - P_i}{P_{AVS}} \rightarrow P_i = P_{AVS} (1 - |S_{11}|^2) \rightarrow |S_{11}|^2 \equiv \text{pot. refletida na porta 1 sobre potência disponível}$$

Se  $|S_{11}| > 1$ : refletida > da fonte

$$|S_{21}|^2: \frac{\text{potência refletida pela carga 2}}{\text{potência da fonte}} = \frac{P_i}{P_{AVS}} \rightarrow \text{ganho de potência do transcondutor (G_T)}$$

$$|S_{22}|^2: \frac{\text{potência refletida pela carga 2}}{\text{potência da fonte}} \rightarrow \text{se } S_{22} > 1: \text{refletida > da fonte} \rightarrow \text{pot. excedente}$$

$$|S_{12}|^2: \text{ganho inverso de transcondutância}$$

23.04.2018

## Potência na entrada

$$P_{IN}(0) = \frac{1}{2} Re [V_{IN}(0) I_{IN}(0)^*] = \frac{1}{2} Re \left[ V_{IN}(0) \cdot \left( \frac{V_{IN}(0)}{Z_0} \right)^* \right] = \frac{1}{2} \frac{|V_{IN}(0)|^2}{Z_0}$$

pot. incidente  
refletida

Sendo  $a(0) = \frac{V_{IN}(0)}{Z_0}$   $|a(0)|^2 = \frac{|V_{IN}(0)|^2}{Z_0}$

definição  $P_{IN}(0) = \frac{1}{2} |a(0)|^2$

a: POTÊNCIA MÉDIA INCIDENTE

$$b_1(0) = \frac{V_{REF}(0)}{\sqrt{Z_0}} \quad |b_1(0)|^2 \cdot \frac{1}{2} = P_{REF}(0)$$

b: POTÊNCIA MÉDIA REFLETIDA

$$\frac{1}{2} |a|^2 - \frac{1}{2} |b|^2: \text{ pot no terminal}$$

→ máx. potência fornecida pelo gerador  
→ Potência disponível ( $P_{AVS}$ )

$$a_1(0) = \frac{|E_1|^2}{4Z_0} \quad \begin{array}{l} \text{qnd. imp. de entrada é} \\ \text{o conjugado da imp.} \\ \text{de carga} \end{array}$$

$$P_{IN} = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 = \frac{|E_1|^2}{8Z_0}$$

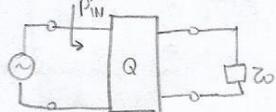
$$P_{IN} = \frac{1}{2} Re \left[ V_1 I_1^* \right]$$

$$= \frac{1}{2} Re \left[ \frac{E_1 e^{j\theta}}{2} e^{-j\theta} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{|E_1|^2}{4Z_0} = \frac{1}{8} \frac{|E_1|^2}{Z_0} = P_{AVS}$$

qnd. só tem parte real já é o conjugado

Potência que, de fato, entra no circuito



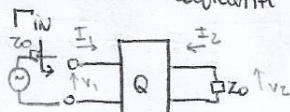
$$P_{IN} = \frac{1}{2} |a_1|^2 - \frac{1}{2} |b_1|^2$$

$$= \frac{1}{2} |a_1|^2 \left[ 1 - \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} \right]$$

$$P_{IN} = P_{AVS} \left[ 1 - |\Gamma_{IN}|^2 \right]$$

$\hookrightarrow$  quando é zero  
 $\hookrightarrow$  quando é 1  
 $\rightarrow P=0$

Ex.: Determinar o coeficiente de reflexão na entrada do circuito para:



$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

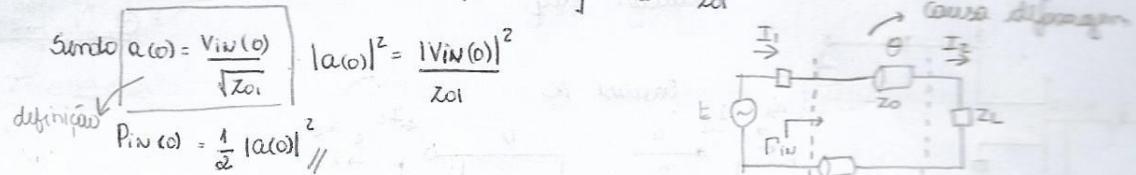
$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11}a_1 + S_{12}a_2}{a_1}$$

$$= S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1} \left[ \frac{1}{Z_0} \right]$$

$a_1 \rightarrow 0 \rightarrow$  cabado!  
 $a_1 \rightarrow \infty \rightarrow$  circuito excitado

$$\Gamma_{IN} = S_{11}$$

$$\text{Daí: } Z_{IN} = Z_0$$



$$|a(0)|^2 = \frac{|V_{IN}(0)|^2}{Z_0}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = V_i + V_r \\ I_1 = I_i - I_r \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_2 = V_o + V_r \\ I_2 = I_o - I_r \end{array} \right.$$

Sendo  $\Theta = \beta l$   
 $\Theta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l$

se  $l \ll \lambda \rightarrow \Theta \rightarrow 0$

↳ desaparece o efeito da malha transmissiva

$$\lambda = \frac{C_p}{f} \rightarrow \text{difícil de ...}$$

$$V_1 = \frac{Z_{IN} \cdot E}{Z_{IN} + Z_0}$$

$$Z_{IN} = Z_0 \cdot \frac{Z_c + jZ_0 \tan \Theta}{Z_c + jZ_0 \cot \Theta}$$

$$V_2 = \frac{V_i e^{-j\Theta} + V_r e^{j\Theta}}{V_i + V_r}$$

$$\text{só termos} = Y_R \left[ e^{-j\Theta} + \frac{V_r}{V_i} e^{j\Theta} \right]$$

$$= \frac{Y_R}{Z_{IN} + Z_0} = \Gamma_{IN} = \Gamma_L e^{-j\Theta}$$

$$Y_R \left[ 1 + \frac{V_r}{V_i} \right]$$

Calculando a potência na carga  $Z_L$

$$P_L = \frac{1}{2} |b_2|^2 - \frac{1}{2} |a_2|^2$$

Nesse caso  $b_2$  que é incidente em  $Z_L$ .

$$P_{INCIDENTE} = \frac{1}{2} |a(0)|^2$$

$$P_{REF} = \frac{1}{2} |b(0)|^2$$

$$P_{TOTAL} = P_i = P_{IN} - P_{REF}$$

$$|S_{21}|^2: \text{ ganho de potência \(\rightarrow G_T\)}$$

↓  
transistor com  $S_{21} > 1 \rightarrow$  produz potência

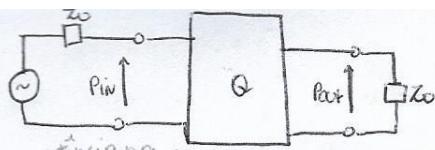
$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

Lembremos que  
 $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$$\frac{a_2}{a_1} = S_{21} \Gamma_L + S_{22} a_2$$

$$a_2 \left[ \frac{1}{\Gamma_L} - S_{22} \right] = S_{21} a_1$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$



→ Refazer a q. 07

→ potência na carga  
Determinar o ganho de potência

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad G_T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{1}{2}|b_2|^2 - \frac{1}{2}|a_1|^2}{\frac{1}{2}|a_1|^2 - \frac{1}{2}|b_1|^2} = \frac{\frac{1}{2}|b_2|^2}{\frac{1}{2}|a_1|^2 [1 - \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2}]} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 [1 - |f_{inv}|^2]}$$

$$\frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 [1 - |f_{inv}|^2]} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 [1 - |S_{11}|^2]} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 [1 - |S_{11}|^2]}$$

→ obtenção de S a partir de Z

$$\bullet [z] \rightarrow [s] \quad [v] = [z] \cdot [i]$$

$$V = V_i + V_r$$

$$[v_i] + [v_r] = [z] ([i_i] - [i_r])$$

$$V_i = Z_0 I_i$$

$$Z_0 \cdot I_i + Z_0 I_r = Z_0 I_i - Z_0 I_r$$

$$(Z_0 + Z) \cdot I_r = (Z - Z_0) I_i$$

$$\text{sendo } Z_0 = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 \\ 0 & Z_0 \end{bmatrix}$$

Multiplicando por  $(Z_0 + Z)^{-1}$ .

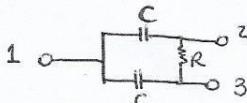
$$(Z_0 + Z)^{-1} \cdot (Z_0 + Z) I_r = (Z_0 + Z)^{-1} \cdot (Z - Z_0) I_i$$

$$I_r = (Z_0 + Z)^{-1} \cdot (Z - Z_0) I_i$$

Sabendo que  $S = \frac{b}{a}$ :

$$\textcircled{4} \quad S = \frac{b}{a} = \frac{\sqrt{Z_0} \cdot I_r}{\sqrt{Z_0} \cdot I_i} = (Z_0 + Z)^{-1} \cdot (Z - Z_0)$$

**Ex.:** Determinar a matriz S da rede ativo (hexápolo)



$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad a_2 = a_3 = 0$$

Montagem → resolução na pág. 9

25.04.2018

Características de um quadrípole

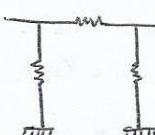
$$\text{Rede reciprocada: } \begin{cases} S_{ij} = S_{ji} \\ Z_{ij} = Z_{ji} \\ X_{ij} = X_{ji} \end{cases}$$

$$\text{Redes simétricas: } \begin{cases} S_{ii} = S_{jj} \\ S_{ij} = S_{ji} \end{cases}$$

Quadrípole não dissipativo

$$\begin{cases} |S_{11}| = |S_{22}| \\ |S_{12}| = |S_{21}| \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{condição necessária} \\ \text{mas não suficiente} \end{array}$$

Ex.:



$$S_{12} = S_{21} \rightarrow \text{reciprocidade}$$

$$S_{11} = S_{22} \rightarrow \text{simetria}$$

$$\text{Termina que } |S_{11}| = |S_{22}|$$

$$|S_{12}| = |S_{21}|$$

mas é dissipativa

→ Para uma rede não-dissipativa, vale a seguinte afirmação:

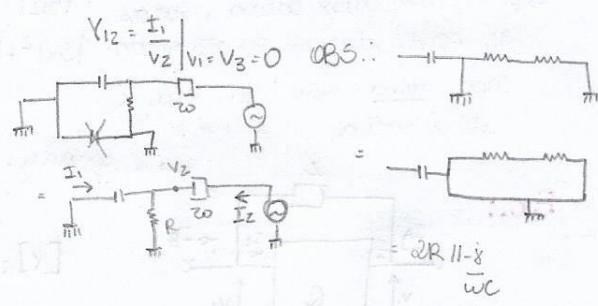
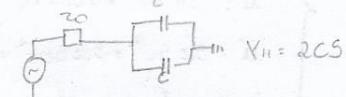
$$[S]^T [S^*] = [I]$$

a matriz S é unitária

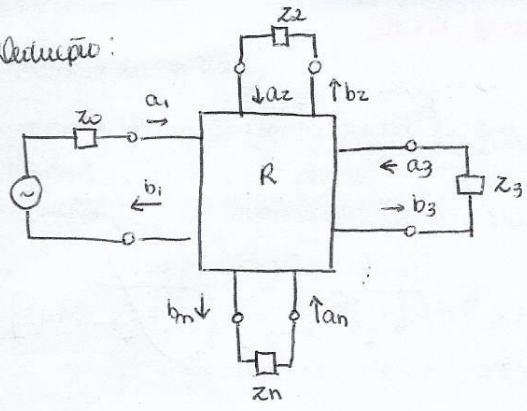
④

Fazendo a matriz X:

$$X_{11} = \frac{I_1}{V_1} \quad V_2 = V_3 = 0$$



\*) Redução:



R: não dissipativo

$$P_1 = \frac{1}{2} |a_1|^2 - \frac{1}{2} |b_1|^2 = \left( \frac{1}{2} |b_2|^2 - \frac{1}{2} |a_2|^2 \right) + \left( \frac{1}{2} |b_3|^2 - \frac{1}{2} |a_3|^2 \right) + \dots + \left( \frac{1}{2} |b_n|^2 - \frac{1}{2} |a_n|^2 \right)$$

Na forma matricial:

$$\sum |a_i|^2 - |b_i|^2 = 0$$

$$[a^*]^T [a] - [b^*]^T [b] = 0$$

$$[a^*]^T [1][a] - [b^*]^T [1][b] = 0 \quad (1)$$

Lembremos:  $b_i = s_{ii}a_i + s_{ij}a_j \dots$

$$[b] = [s][a]$$

Substituindo em (1):

$$[a^*]^T [1][a] - [b^*]^T [1][s][a] = 0$$

$$\text{Sendo } [b^*]^T = [a^*]^T [s^*]^T$$

$$[a^*]^T \cdot \{ [1] - [s^*]^T [1][s] \} \cdot [a] = 0$$

Sendo  $[a] \neq 0$ :

$$[1] = [s^*]^T [1][s]$$

$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}$$

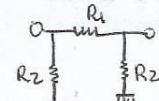
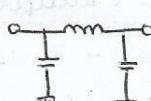
$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{21} \\ s_{12} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11}^* & s_{12}^* \\ s_{21}^* & s_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$i: |s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1$$

$$ii: s_{11}s_{12}^* + s_{21}s_{22}^* = 0$$

$$iii: s_{12}s_{11}^* + s_{22}s_{21}^* = 0$$

$$iv: |s_{12}|^2 + |s_{22}|^2 = 1$$



$$|s_{11}| = |s_{22}|$$

$$s_{12} = s_{21}$$

$$|s_{12}| = |s_{21}|$$

$$|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1$$

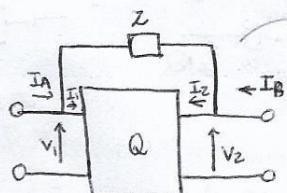
$$|s_{11}| = |s_{22}| \rightarrow \text{por simetria}$$

$$s_{12} = s_{21} \rightarrow |s_{12}| = |s_{21}| \rightarrow \text{por reciprocidade}$$

$$|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 \neq 1 \rightarrow \text{DISSIPATIVO}$$

↳ para ser não dissipativa, todas as cond. devem ser atendidas. Caso uma não seja, ela é dissipativa.

Ex.:

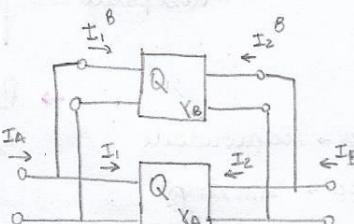


Para  $[x]_+$

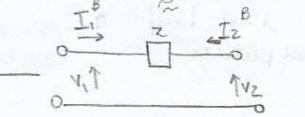
$$\begin{cases} I_A = Y_{11}^A V_1 + Y_{12}^A V_2 \\ I_B = Y_{21}^A V_1 + Y_{22}^A V_2 \end{cases}$$

$$[x]_Q = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix}$$

Determinar  $[x]_+$



Determinar  $[x]_+$   
desse quadri.



Se conhecemos a matriz  $[x]_Q$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

Sabendo que:

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

$$I_1 = I_A - I_1^B = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = I_B - I_2^B = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

$$I_A = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_1^B$$

$$I_B = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + [Y_{11}'V_1 + Y_{12}'V_2] \quad (1)$$

$$I_A = (Y_{11} + Y_{11}')V_1 + (Y_{12} + Y_{12}')V_2$$

$$\begin{cases} Y_{11}^A = Y_{11} + Y_{11}' \\ Y_{12}^A = Y_{12} + Y_{12}' \end{cases}$$

Determinando  $Y_{22}^A$  e  $Y_{21}^A$

$$I_B = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + (Y_{21}'V_1) + (Y_{22}'V_2)$$

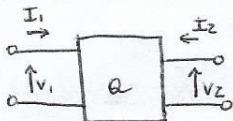
$$I_B = (Y_{21} + Y_{21}')V_1 + (Y_{22} + Y_{22}')V_2$$

$$\begin{cases} Y_{21}^A = Y_{21} + Y_{21}' \\ Y_{22}^A = Y_{22} + Y_{22}' \end{cases}$$

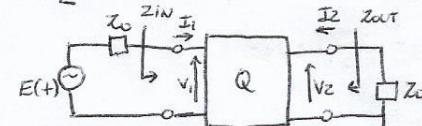
Daí, temos que, para a matriz  $[Y]$ :

$$[Y]_A = [Y_Q] + [Y_Z]$$

**Ex:** Assumindo um quadriodo Q, cuja matriz  $[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$ , em ws

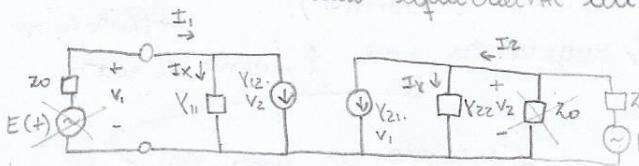


considerando o circuito:



Determine: a.  $Z_{IN}$  b.  $Z_{OUT}$  c.  $\frac{V_2}{E(s)}$  (ganho de tensão)

Desenhando o circuito equivalente da matriz  $[Y]$ :



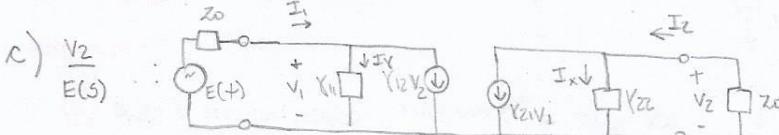
$$a) Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1}$$

$$V_1 = \frac{I_1}{Y_{11}} = \frac{(I_1 - Y_{12}V_2)}{Y_{11}}$$

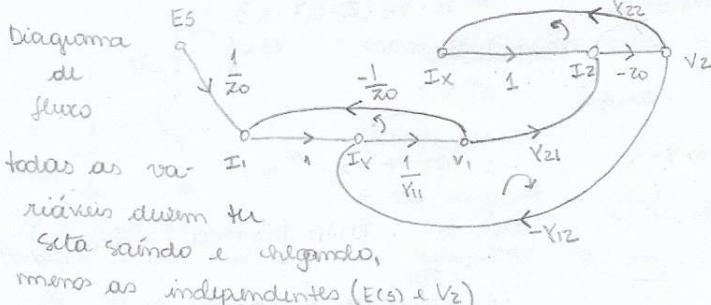
$$\begin{aligned} \text{Sendo } V_2 &= -I_2 Z_0 \\ I_2 &= V_2 Z_0 + I_X \\ &= Y_{21}V_1 + V_2 Y_{22} \\ V_2 &= -Y_{21}V_1 Z_0 - V_2 Y_{22} Z_0 \\ V_2 [1 + Y_{22} Z_0] &= -Y_{21}V_1 Z_0 \end{aligned}$$

b)  $Z_{OUT} =$  resistância de saída  
↳ fonte independente é omitida

Fazer



$$\frac{V_1}{I_1} = Z_{IN} = \frac{1}{Y_{11} \left[ 1 + \frac{X_{12} X_{21} Z_0}{Y_{11} (1 + Y_{22} Z_0)} \right]}$$

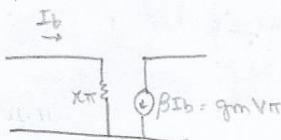


$$\frac{V_2}{E(s)} = \frac{-\frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1}{Y_{11}} Y_{21} Z_0}{\left[ 1 - \left( \frac{-1}{Z_0 Y_{11}} \right) - \frac{Z_0 Y_{21} Y_{12}}{Y_{11}} + Z_0 Y_{22} + \frac{1}{Z_0 Y_{11}} \right]}$$

## Tiernistor bipolar:

$$\pi = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_B} = \frac{P}{g_m} \rightarrow \text{resistância que não gera ruído}$$

↳ diodo



Pl analise AC:  $\beta B$  na  $R_A$ .

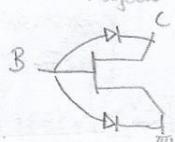
$$I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta} = \frac{g_m}{\beta} \cdot \Delta V_{BE}$$

Incorporando a  $R$  de saída do Transistor

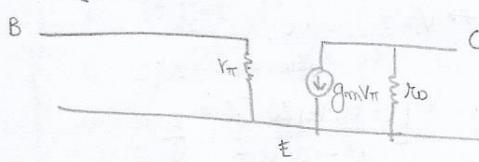
$N_c$  → deve ser suficiente p/ ativar os e-

↳ função coletor-base (diodo polarizado inversamente)

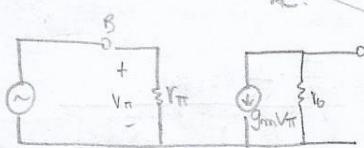
↳ região de deslevo ↑ e ↓ largura da base ↑ caute de coletor.



$V_C > V_B \rightarrow$  polarizado  
inversamente



Podemos fazer analise AC:



$V_i = V_{icost}$   
↓  
amp. pequena  
transito opera linearmente

$$V_o = -g_m V_i + V_0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m \cdot R_L$$

↳ ganho de tensão

$$V_{BE(on)} = 0,6$$

$$V_{CB} = V_C - V_B = 2 - 0,7 = 1,3$$

↑ ganho  $\rightarrow \uparrow r_o$

com  $r_o$ : ganho intrínseco (máximo) do transis-

sitor.

Colocando uma carga  $R_L$

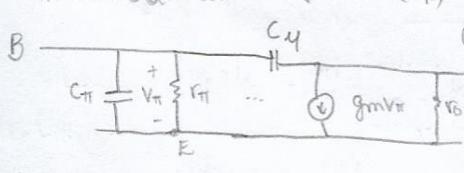
$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m (R_L \parallel r_o)$$

o ganho diminui

Incorporando matâncias ao modelo

$V_{BE}$ : polarizado diretamente

Capacitância de difusão ( $C_D$ )

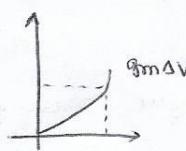


Capacitância de deslevo ( $C_A$ )

B-E - diel.  
C-B - reles.

acima p/ baixas freq.  
se a f. de operação do  
circuitos << freq. máx.  $\rightarrow$   
despeça-se as capacitanças

$$C_A \ll C_D$$



Transcondutância: variação da corrente de saída em relação à  $V$  de saída

↳ se aplica a análise AC  $\rightarrow$  variação



Variação de  $I_C$  com  $V_C$



Efeito Early

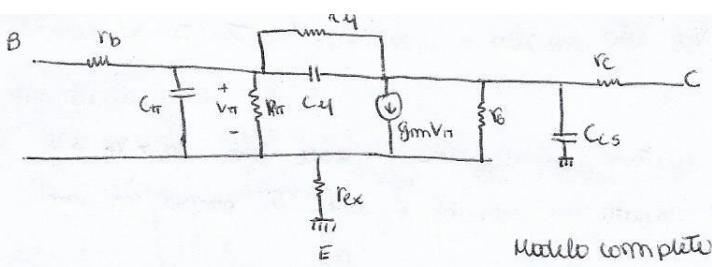
→ Modelado por uma resistência na saída

↳  $R$  de saída deixa de ser infinito

$$I_C = I_S e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} (1 + \frac{V_C}{V_A})$$

↳ tensão de Early

↳ deprecada quando é 0



MODELO DE EBERL - MULLS pl grande sinal  
" Gummel - POON pl TBJ

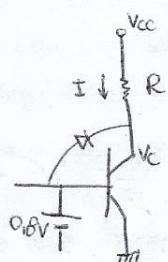
### TRANSISTOR NA REGIÃO DE SATURAÇÃO

$$V_{BE} \approx V_{AC} \geq 0$$

ambas juntas diretamente polarizadas ( $V_{CE} < V_{BE}$ )

aumento em  $I_B$  e redução em  $\beta$

$$V_{CE,SAT} = 200 \text{ mV}$$



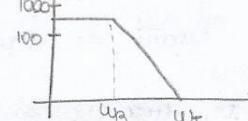
$$V_{BEON} = 0,6$$

$$\text{Se } V_C = 0,5:$$

junta polarizada  
diretamente

gosto de  $I$  cai pl 1 na freq.  $\omega_T \rightarrow$   
freq. de transição

1000 100



$$\omega_T = \frac{\alpha_m}{C_{\pi} + C_0}$$

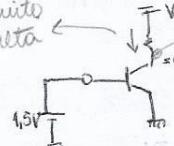
$$\omega_B = \frac{\omega_T}{\beta_0}$$

$$\beta \cdot \text{gosto de corrente} = \frac{I_2}{I_1} \mid V_2 = 0$$

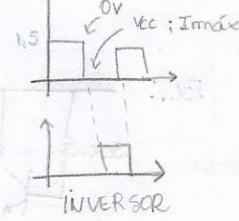
$$\downarrow h_{fe}$$

Transistor operando como chave

Muito alta



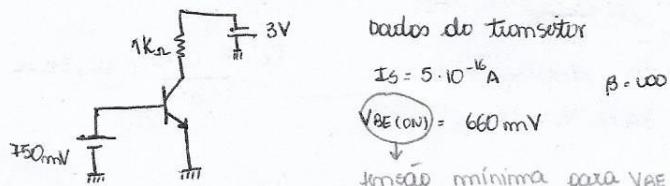
$$V_C = 0V$$



01.05.2018

### Exercícios

① Dado o circuito abaixo, determine  $I_C$ ,  $I_E$  e  $V_{CE}$



Condições que o transistor está submetido

$$V_{BE} = 750 \text{ mV} = 0$$

= 750 mV → BE diretamente polarizado

$$\therefore I_E = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{26}} = 5 \cdot 10^{-16} \cdot e^{\frac{750}{26}} = 1,69 \text{ mA}$$

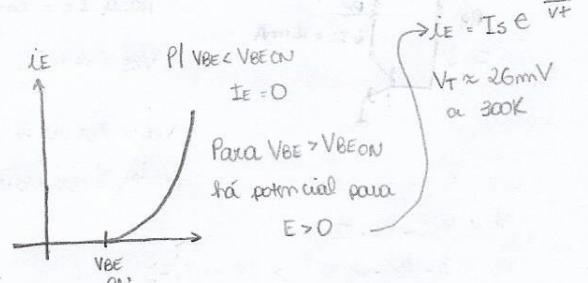
$$I_E = I_B + I_C = \frac{I_C}{\beta} + I_C = I_C \left[ 1 + \frac{1}{\beta} \right]$$

$$I_E \approx I_C$$

$$\text{Dai: } V_C = 3 - 1,69 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3$$

$$V_C = 1,31 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_C}{100} = 16,9 \mu\text{A}$$



$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot 10^3$$

$$V_C = 3 - I_C \cdot 10^3$$

como não conhecemos  $I_C$ , assumimos que o dispositivo está operando na RA

$$V_{BE} \geq V_{BEON}$$

$$V_C > V_B$$

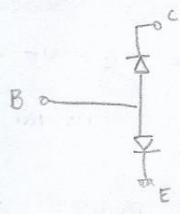
Verificando a condição da junção VBC

$V_C > V_B \rightarrow$  a junção CB está reversamente polarizada

→ o transistor está operando na RA.

→ a hipótese é válida

Basta que  $V_C > V_B$  para operar na RA.  $V_{BE}$  NÃO muda o valor de  $I_E$ .  $I_C$  só depende de  $V_{BE}$

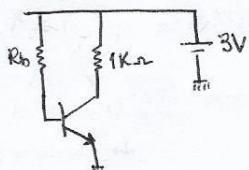


é do emissor vazio p/ base diutorm. polarizada → base fina.  $V_C > V_B \rightarrow V_{BE}$  atrai os e- da base → Não importa qual potencial é esse. Só precisa ser um pouco maior.

Região de desligamento → capacitor

Para aumentar  $I_S$ , deve-se aumentar a área do transistor → área do emissor

Ex.:



Pode-se querer a tensão  $V_{BE}$  a partir da tensão fornecida ao colletor = 3V

Para  $I_C = 1,69\text{mA}$ , qual deve ser o valor de  $R_B$ ?

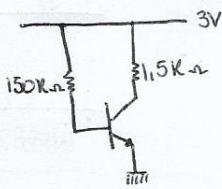
$$I_C = I_E = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{I_C}{I_S} = e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \therefore V_{BE} = V_T \ln \frac{1,69 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-16}} = 0,75\text{V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 16,9\text{nA}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{16,9 \cdot 10^{-6}} = 133\text{K}\Omega$$

Ex.:



Determinar  $I_C$

Assumindo a operação na região ativa

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$V_{BE} = V_C - 150 \cdot 10^3 I_B$$

$$= V_C - 150 \cdot 10^3 \frac{I_C}{\beta}$$

$$= V_C - 150 \cdot 10^3 \cdot I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$V_{BE} = 3 - \frac{150 \cdot 10^3}{100} \cdot 5 \cdot 10^{-16} e^{\frac{V_{BE}}{0,026}}$$

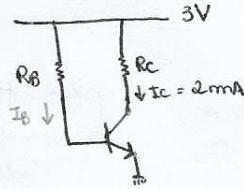
$$V_{BE} - 3 + \frac{150 \cdot 10^3}{100} \cdot 5 \cdot 10^{-16} e^{\frac{V_{BE}}{0,026}} = 0$$

↓  
RESOLVER

$V_{BE}$  deve estar entre  $V_{BEON}$  e

$V_{BEMAX} \approx 1\text{V}$

Ex.:



Determinar  $R_B$  e  $R_C$

Área  $I_C = 2\text{mA}$

$$V_{BE} = V_C - \ln \frac{I_C}{I_S} = 0,026 \cdot \ln \frac{2 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-16}} = 0,75$$

$V_{BE} > V_{BEON} \rightarrow$  polarizado diutorm. int.

→ dispositivo na RA se  $V_C > V_B$

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

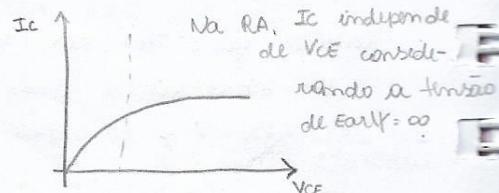
$$V_C = 3 - R_C \cdot 2 \cdot 10^{-3} > V_B = 0,75$$

$$3 - R_C \cdot 2 \cdot 10^{-3} > 0,75$$

$$R_C < \frac{3 - 0,75}{2 \cdot 10^{-3}} \therefore R_C < 1125\Omega$$

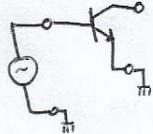
adotarmos  $R_C = 1\text{K}\Omega$

$$V_C = 3 - 2 = 1$$



Para amplificar: tem que estar na RA.

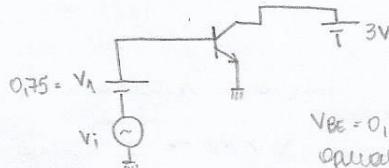
Ex.:



$$V_i = V_{ioutput}$$

$$w = 2\pi f$$

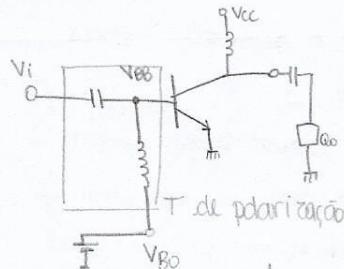
$$f < 20\text{ KHz}$$



$V_{BE} = 0,75$  assumindo operação para pequenos sinal,  $|V_{ik}| < 6\text{mV}$

Não pode ter feio na prática: pode ter acoplamento capacitivo (só passa AC) e a fonte tem osciladores, etc.

Exercício 20.11

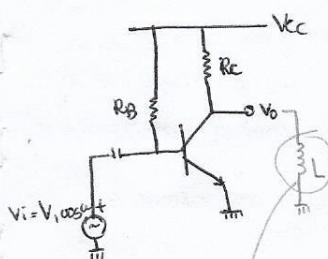


$$V_{BOC} = V_{BB} - i_L(0) = V_{BO}$$

O capacitor grande e indutor grande  $\rightarrow$  só passa DC p/ o indutor e AC pelo capacitor  $\rightarrow$  separamos os raias de DC e AC.

Frequências baixas, não precisa usar indutor, resistor resolve  $\rightarrow$  desvantagem:  $V_{BB} \neq V_{BO}$   $\rightarrow$  como is é pequena, é quase igual

altas freq.  $\rightarrow$  0 para DC e muito alta p/ AC: junt fica muito alto  $\rightarrow$  circuito aberto.



polarizado na RA

operação linear  $\rightarrow$  pode aplicar a Superposição

$\rightarrow$  as tensões só dependem de  $V_{CC}$

Imbaixo DC = 0

L é curto  $\rightarrow$  daí não amplifica

$V_{CE}$  está em curto

$\hookrightarrow$  carga indutiva

$\rightarrow$  carga resistiva baixa

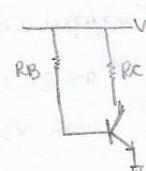
$R_O / R_L$  fica baixa  $\rightarrow$  abaixa o ganho

sendo  $g_m$  grande:  $\uparrow R_C \uparrow$  ganho

Análise DC

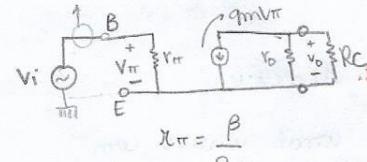
$V_i = \text{curto}$

$I_I = \text{aberto}$



capacitor curto p/ AC  $\rightarrow$  indutor é curto DC

Análise AC



$$R_{L\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_T} \approx 40 \text{ S}$$

define o ganho

$$V_0 = \frac{V_A}{I_C}$$

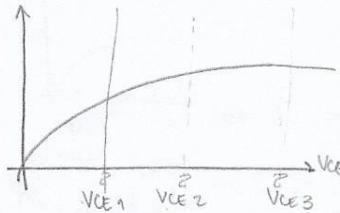
$$g_m = 80 \text{ mS}$$

$$R_{L\pi} = \frac{100}{80 \cdot 10^{-3}}$$

$$V_0 = - (R_{L\pi}/R_C) g_m V_T$$

$$\text{ganho cl inversão}$$

de fase

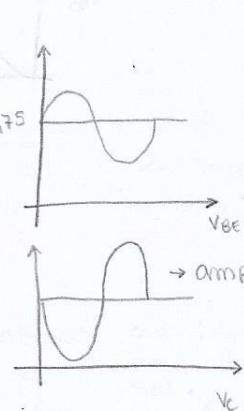


excursão do sinal

$\uparrow$  amp. do sinal amplificado

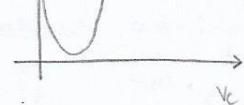
cuidado p/ não ultrapassar

$V_{CE}$  break down.



$\rightarrow$  amplificado e invertido

memória de digitação



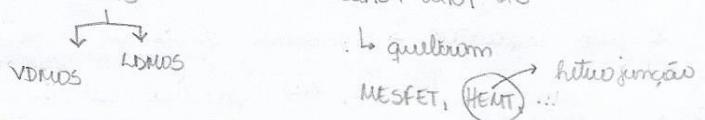
# TRANSISTORES A EFEITO DE CAUDEIRO (FET)

14.05.2018

Vantagens:

→ o oxigénio via óxido de Si e é fácil de adicionar

substrato: Si: JFET MOS GaAs, GaN, SiC



Mecanismos de controlo da condutividade do canal para cada FET

JFET juntão pn

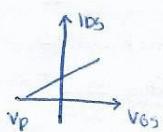
MOSFET capacitor (óxido)

MESFET juntão ... VER NO SNiPE

TIPOS: 1. de depleção

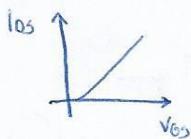
canal conduz com  
 $V_{GS} = 0$

só conduz abaixo da  
tensão de pinch-off



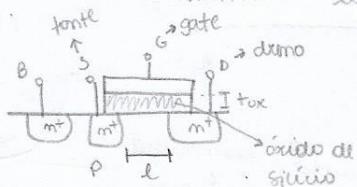
2. enriquecimento

canal bloqueado  
com  $V_{GS} = 0$



## Estrutura

canal N → substrato intrínseco dopado tipo P



↓ 1 freg. de quebração

$l < 100 \text{ nm}$

tox (espessura do óxido)  $\leq 5 \text{ nm}$

$$C = \frac{EA}{d} = \frac{\epsilon_{\text{ox}} w}{l} \rightarrow \text{área pequena}$$

$$\frac{C}{w} = C_{\text{ox}} = \frac{\epsilon_{\text{ox}}}{l} \rightarrow l \propto w \text{ muda o projeto}$$

## Princípio de funcionamento

tipo n → portador p

colocando potencial + no gate → substrato dopado cl p → lacunas são repelidas

→ via REGIÃO DE DEPLEÇÃO

alimentando  $V_{GS} = V_{TH}$  começa a extrair e<sup>-</sup> → som i pais nem DPP em G e D

aplicando potencial em D → tem VGD → tem i.

→ Canal invertido: e<sup>-</sup> na interface do óxido

→ Potencial no gate  $> V_{TH}$  p1 atrair os e<sup>-</sup> → e<sup>-</sup> fluem de S para D

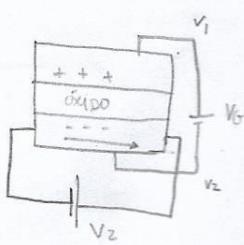
$V_{TH}$ : potencial de gate em que a concentração de e<sup>-</sup> lacunas no canal → quando o canal começa a aparecer → entre 300 e 500 mV

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma (\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f})$$

$V_{TH0} = V_{TH}$  com  $V_{SB} = 0$

$$\phi_f = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}$$

L: concentração de portadores



## Descrição do canal

$$V_D = V_S = 0 \quad V_G \text{ aumentando}$$

ainda não tem  $i$

$$Q_m = Cox(V_{GS} - V_{TH}) = Cox V_{eff}$$

↳ já tem o canal criado

↳ densidade de cargas e  $e^-$

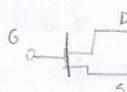
Cox: capacidade de gatilho por área

$$Q_m(0) = Cox(V_{GS} - V_{TH})$$

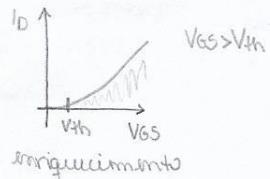
$$Q_m(x) = Cox(V_{GS} - V_{CH}(x) - V_{TH})$$

$$Q_m(L) = Cox(V_{GD} - V_{TH})$$

\* Todas as expressões estão no slide



1ª condição de operação:

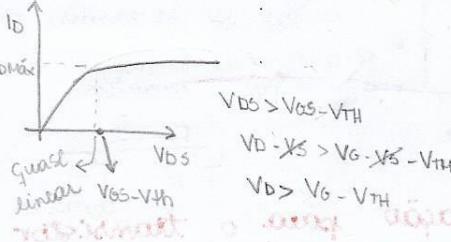


enriquecimento

$$i_D = \mu_n Cox \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{\mu_n W Cox V_{DS}^2}{2}$$

$$i_{Dmax} = \frac{1}{2} \mu_n Cox \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad \text{com } V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

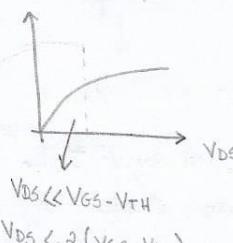


$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

$$V_D - V_S > V_G - V_S - V_{TH}$$

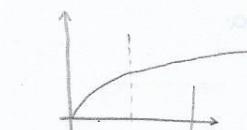
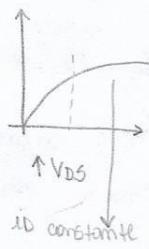
$$V_D > V_G - V_{TH}$$

Modulação do comprimento  $L$  do canal



$$V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$$

$$V_{DS} < 2(V_{GS} - V_{TH})$$

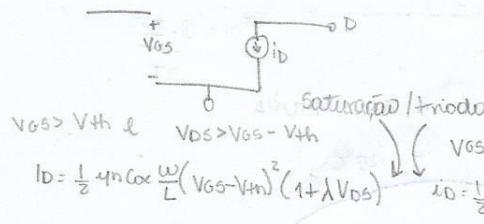


na realidade não é tão linear → depende um pouco de  $V_{DS}$ !

$\uparrow V_{DS} \rightarrow$  potadores se afastam do D → regiões de duplação eletricamente neutra

$$i_D = i_0 (1 + \lambda V_{DS})$$

$\lambda = 0 \rightarrow$  sem efeito de curto canal



trans.

chave analógica

resistor/indutor transistor no triodo  
e pequeno  $\downarrow$  VGS que controla  
proporção ON:  $V_{GS} = 0$ : varre  
OFF:  $V_{GS} > V_{TH}$ : condiz

$$\downarrow V_{DS} (\text{médio}) = 0$$

capacitor

transist.

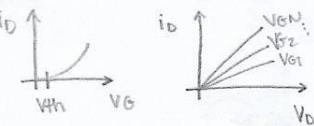
$$W = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

resonante com C  
 $\downarrow L$  grande

ESTUDAR  
NÃO ENTENDI  
NADA

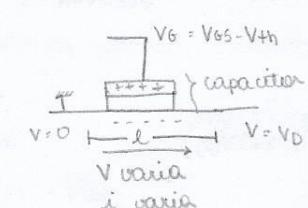
considerando  $i$  circulando ( $V_D > V_{TH}$ )

aplica  $V_{DS}$  → e<sup>-</sup> atirados



pt  $V_{DS}$  não muito alto → variação linear → resistor

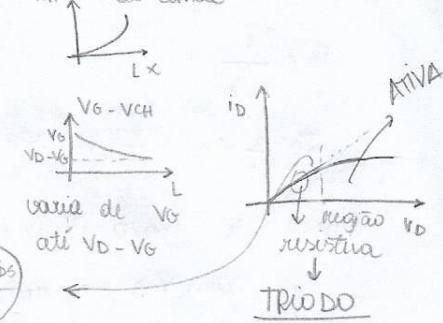
variação ao longo do canal



$V = 0$

$V$  varia

$i$  varia



variação de  $V_{GS}$   
até  $V_D - V_{GS}$

TRÍODO

região resistiva

$$i_{Dmax} = \frac{1}{2} \mu_n Cox \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

tende a zero pt  $V_{DS}$  um mV

com  $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}</$

MOS p1 pág. síndis

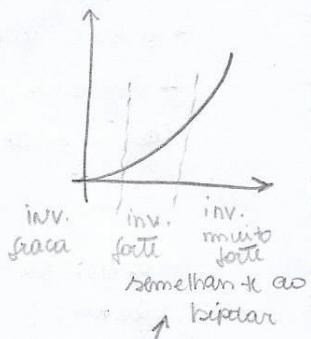


Bipolar:  $g_m$  só depende de  $I_c$

$$\text{MOS: } g_m = \mu n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{th}} \rightarrow \begin{matrix} \uparrow \text{grau de liberdade} \\ \text{não depende só de } i \end{matrix}$$

$$R_o = \frac{1}{I_D \lambda}$$

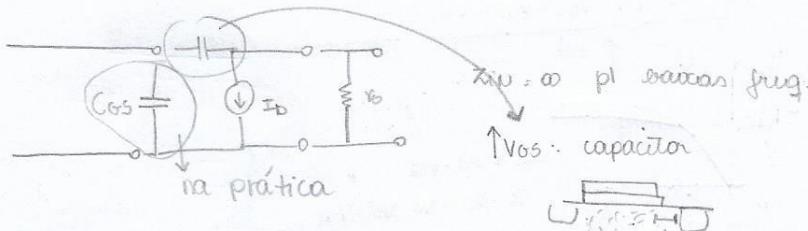
$$I_D = \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$



Região de fraca inversão:  $V_{GS} < V_{th} \rightarrow$  HÁ CORRENTE PEQUENA  $\rightarrow i$  varia exponencialmente

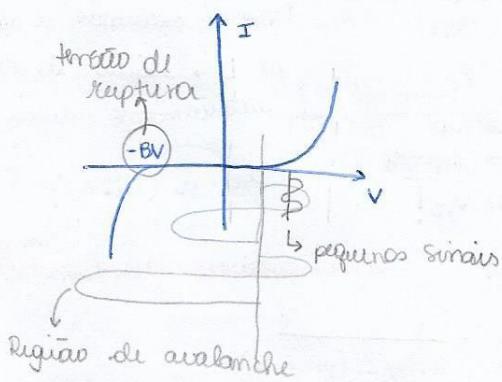
com  $V_{GS}$   $\rightarrow$  aplicações de baixíssimo consumo  $\rightarrow$  Região de sublimiar

$\hookrightarrow$  se estamos trabalhando com MOS e queremos variaç. de TBJ, apuramos nessa região



## Estratégias de polarização para o transistor bipolar

Junção pn unilateralmente polarizada



Região de avalanche

(zener)  $\rightarrow i$  no sentido contrário

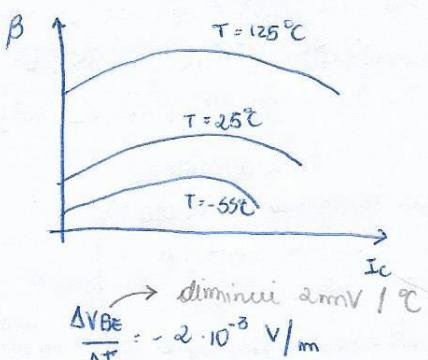
$\hookrightarrow$  Quim pl amplificadores

$$h_{fe} = h_{21} = \beta \rightarrow \text{ganho de corrente}$$

No TBJ: polariza pl. conseguir  $I_c \rightarrow I_c$  ditar  
máximo ganho do dispositivo

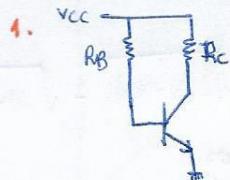
$$V_T = \frac{\beta}{\mu n} V_T \quad g_m = \frac{q \cdot I_c}{K T}$$

### VARIÇÃO DE A TEMPERATURA



ganho  $\beta$  e  $I_{CB}$  (corrente reversa) aumenta  
com  $\uparrow T$

→ circuitos de polarização



$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} ; V_{CE} = V_{CC} - R_E I_C$$

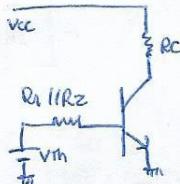
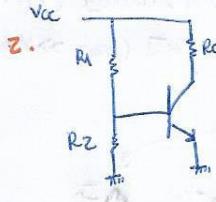
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E}$$

$$V_{CE} - V_{BE} = V_{CB} = I_C \left( \frac{R_B}{\beta} - R_C \right)$$

$I_C = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{\left( \frac{R_B}{\beta} - R_C \right)}$  → dependência de  $\beta$  com  $V_{BE}$

$I_B \rightarrow I_C \rightarrow V_{CE}$

SPCC.03.08

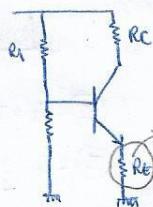


$$V_{Th} = \frac{V_{CC} R_z}{R_1 + R_z}$$

$$V_{BE} \rightarrow I_B \rightarrow I_C \rightarrow V_{CE}$$

$$I_C = \frac{(V_{CE} + V_{Th} - V_{CC}) - V_{BE}}{R_C + \frac{R_1 || R_z}{\beta}}$$

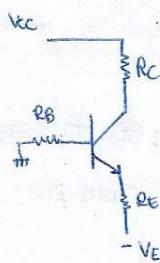
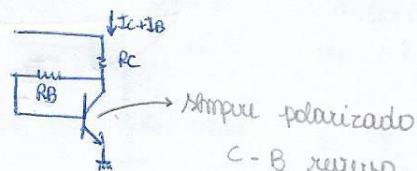
3.

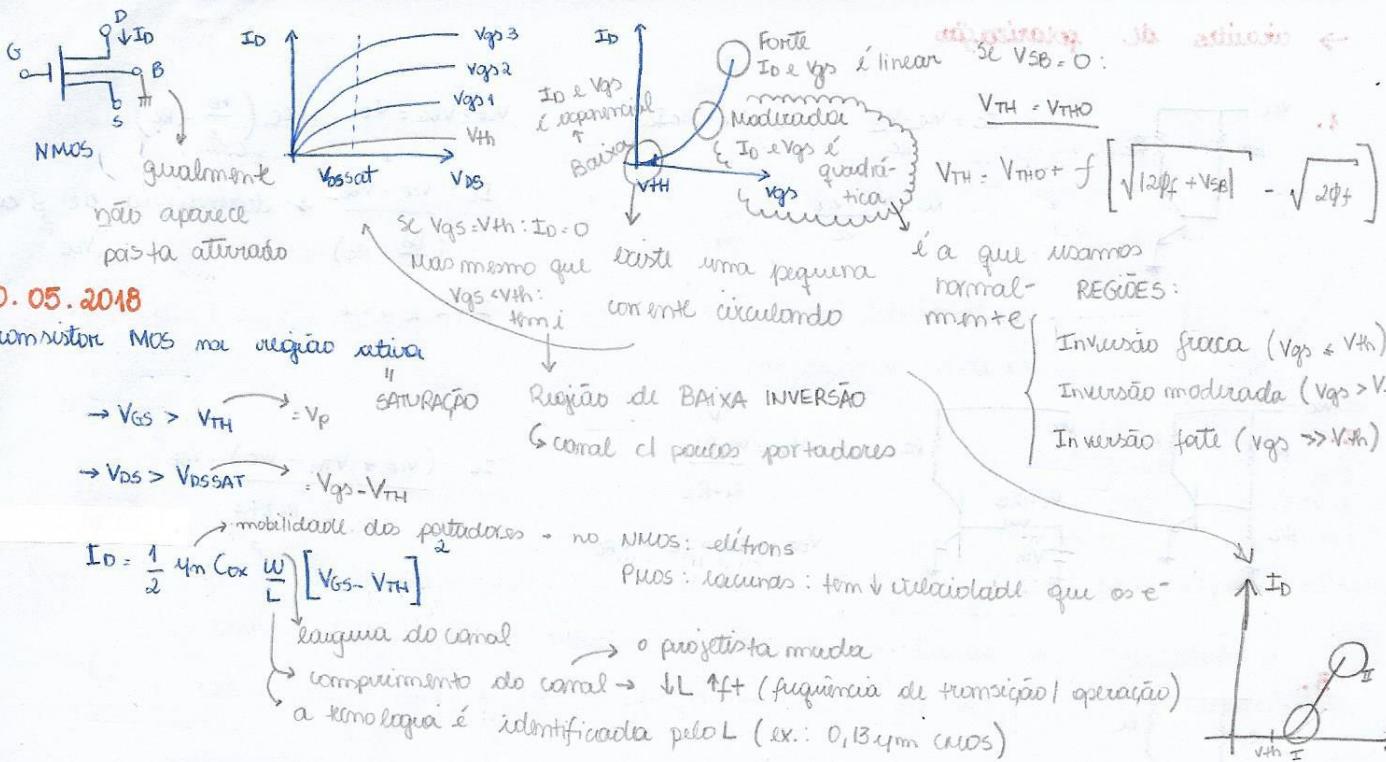


realimentação negativa → amortecimento do sinal de saída modifica o sinal de entrada

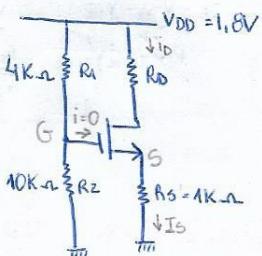
$$I_E = \frac{V_{Th} - V_{CE}}{R_B(\alpha - \alpha) + R_E} \approx \frac{V_{Th} - V_{CE}}{R_B + R_E} \approx I_C$$

4.





**Ex.:**



Assumindo operação na região  
de saturação (inv. madrada)

A partir de ① e ②

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_2 \cdot V_{DD}}{R_1 + R_2} - R_S I_D$$

$$ID = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} - V_{GS}$$

$$KRS \left[ V_{GS} - V_{TH} \right]^2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{DD} - V_{GS})$$

$$V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_{TH} + V_{TH}^2 = \frac{1}{RRS} \cdot \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} V_{DD} - \frac{1}{RRS} V_{GS}$$

$$V_{DSS}^2 - V_{DSS} \left[ 2V_{TH} - \frac{1}{R_{RS}} \right] + V_{TH}^2 - \frac{1}{R_{RS}} \cdot \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} = 0$$

$$V_{GS} = - \left( \frac{1}{R_S M_n C_{ox} \frac{W}{L}} - V_{th} \right)^2 \pm \sqrt{\left( \frac{1}{R_S M_n C_{ox} \frac{W}{L}} \right)^2 + \frac{2}{R_S M_n C_{ox} \frac{W}{L}} \left( \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} - V_{th} \right)}$$

$\lambda = 0$   
 $\downarrow$   
 dispensa a modulação do canal  $\rightarrow$  corrente de saída não modulada

→ Achamos 2 valores de  $V_{S2}$ ! Usamos o positivo, ou o que é maior que  $V_{th}$ :

$$V_{GS} = 0,974 \text{ V}$$

Substituindo Vgs na eq (III):  $I_D = 312 \text{ mA}$

$$V_0 = V_{\text{max}} - V_{\text{min}}$$

$$V_{D\ell} \geq V_{C\ell} - V_W$$

$$V_D - V_S > V_0 = \sqrt{E} + V_{TH}$$

$$V_D > V_{C_1} = V_{H_0}$$

$$V_D = V_{DD} - R_D T_D \geq V_G - V_{th}$$

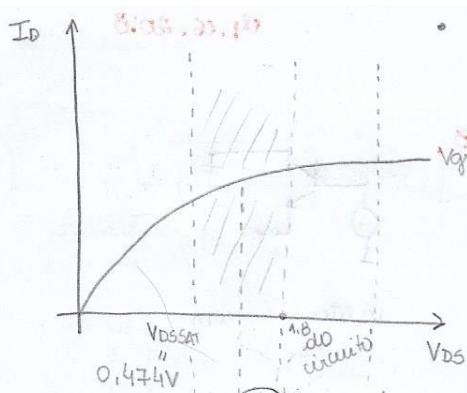
$$V_{DD} - V_G + V_{th} > R_D T_A$$

$$P_D \in (V_{DD} - V_{GS} + V_{TH})$$

15

$$R_{D\max} = 3,25 \text{ km}$$

Qual war?



• Analisando a excursão

área de circuito

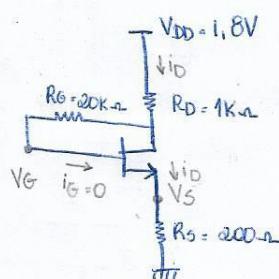
área máxima suportada

↳ escolhendo  $V_{DS}$  no centro: amp. máxima

↳ Máxima excursão do sinal

Se usar  $R_D$  máx.: colocando uma carga de alta impedância na saída, o ganho diminui:  
 $R_L \parallel R_D$ , sendo  $R_L$  grande.

Ex.:



Determinar  $ID$

$$4mCox = 100 \mu A/V^2$$

$$V_{th} = 0,5$$

$$\lambda = 0$$

$$\frac{w}{L} = \frac{5}{0,18}$$

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{GS} + R_S I_D$$

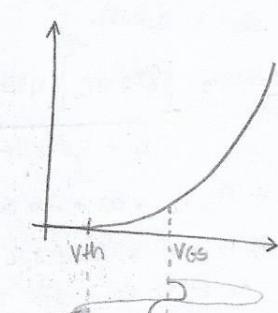
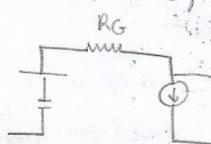
$$V_{DD} = I_D (R_D + R_S) + V_{GS} \rightarrow V_{GS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

$$I_D = \frac{1}{2} 4mCox \frac{w}{L} \left[ V_{DD} - I_D (R_D + R_S) - V_{th} \right]^2$$

↳ SEMPRE SATURADO

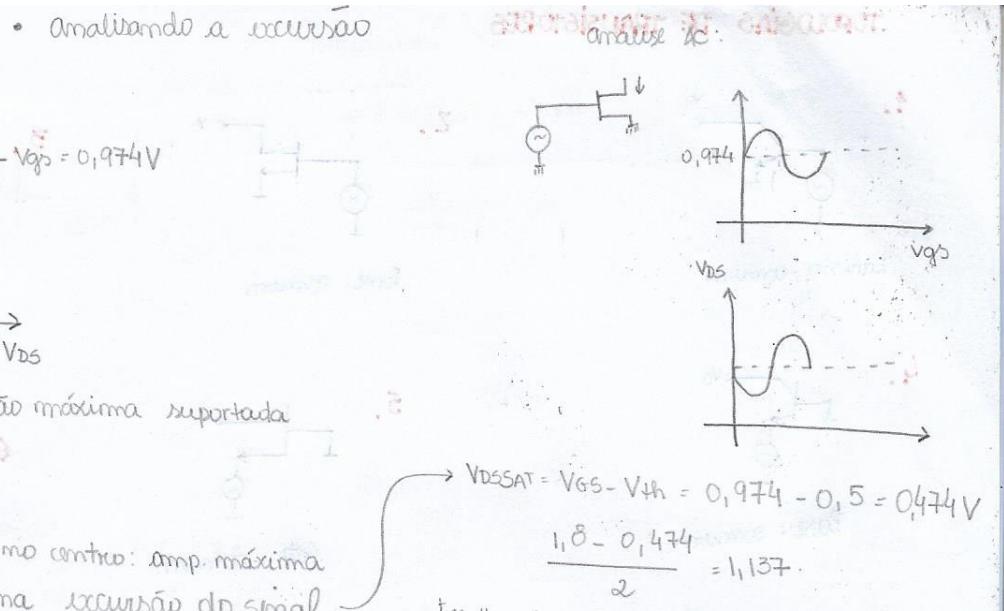
Uzemos realimentação

$R_G$  não importa p/ o DC, só p/ o AC:



transistor cortado

↳ Na saída:  $I_D = 0 \rightarrow V_{DD}$  aparece na saída



$$V_{DSAT} = V_{GS} - V_{th} = 0,974 - 0,5 = 0,474V$$

$$\frac{1,8 - 0,474}{2} = 1,137$$

Escolhendo  $V_{DS} = 1V$

$$V_S = R_S I_D$$

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

$$V_S = R_S I_D$$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D - R_S I_D = 1,0$$

$$1,8 - 312 \cdot 10^{-6} (R_D + 10^3) = 1$$

$$I_D = \frac{1}{2} 4mCox \frac{w}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$$

$$V_{GS} > V_{th}$$

$$\text{Como } I_D = 0; V_G = V_D$$

$$(R_D + R_S)^2 I_D^2 - 2I_D \left[ (V_{DD} - V_{th})(R_D + R_S) + \frac{1}{4mCox \frac{w}{L}} + (V_D - V_{th})^2 \right] = 0$$

$$I_D = 556 \mu A$$

$$V_D = 1,8 - 10^3 \cdot 556 \cdot 10^{-6} = 1,244$$

$$V_S = R_S I_D = 200 \cdot 556 \cdot 10^{-6} = 0,112$$

$$V_{DS} = 1,1 > V_{th}$$

$$V_D = V_G = 1,244$$

$$V_S = 0,112$$

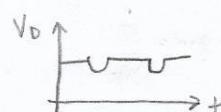
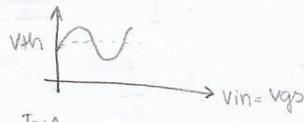
Verificando a região de saturação:

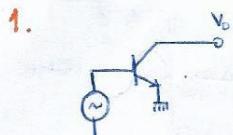
$$V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$$

$$V_D - V_S > V_G - V_S - V_{th}$$

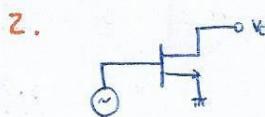
$$V_D > V_G - V_{th}$$

$$1,244 > 1,244 - 0,5$$

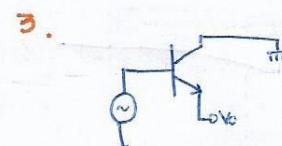




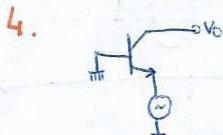
Emissor - comum



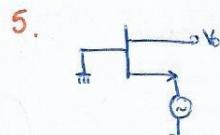
Fonte - comum



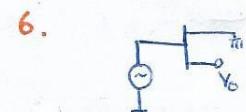
Vôltor - comum



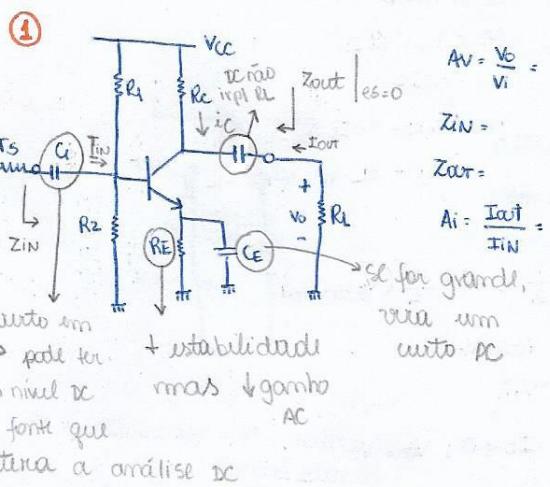
Base - comum



Gate - comum



Divergente - comum



Se o circuito é não linear:

$V_o = V_{cc} - I_c R_L$

$I_c = I_{se} e^{V_{BE}/V_T}$

Para o circuito ser linear: amplitude baixa de  $e_s$ :

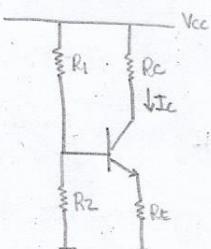
$|V_i| \ll 26 \text{ mV}$

$|V_i| < 2.6 \text{ mV}$

$DHz < 2.57$

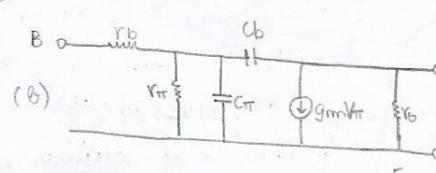
Daí, pode-se aplicar superposição

## ANÁLISE DC:

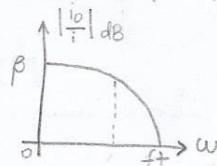


## ANÁLISE AC:

Modelo linear p/ TBJ



Qual usar? Depende da freq.:



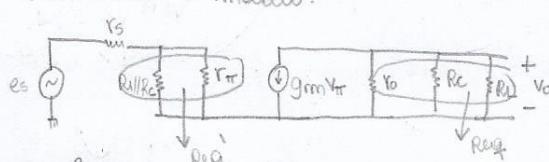
$f \ll f_T$

$f = \frac{f_T}{10} \rightarrow \text{aprox em } \downarrow \text{ freq.}$

→ despreza capac. → ckt aberto

Assumindo que  $f \ll f_T$ , vamos utilizar o modelo AC (a):

Substituindo o modelo:



$F_T = \frac{\beta}{g_m}$

$g_m = \frac{I_C}{V_A} = 40 I_C$

$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$

$V_o = -g_m V_B E / R_L$

$V_i = \frac{R_L}{R_S + R_L} e_s$

$V_o = -g_m R_L e_s / (R_S + R_L)$

$\frac{V_o}{e_s} = -g_m \left[ \frac{R_L}{R_S + R_L} \parallel R_L \right] \left[ \frac{R_L}{R_S + R_L} \parallel F_T \right]$

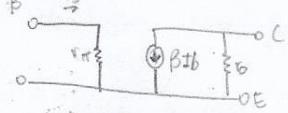
Se  $R_L, R_S \rightarrow \infty \rightarrow$  fica só  $F_T$ Se  $R_S \rightarrow \infty \rightarrow$  fica  $R_L \parallel R_L$ Se  $R_L \gg R_S \rightarrow$  fica só  $R_L$ 

$\frac{V_o}{e_s} = -g_m R_L F_T$

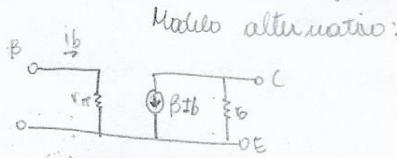
Se  $R_S \ll F_T$ 

$\frac{V_o}{e_s} = -g_m R_L$

## Modelo alternativo:



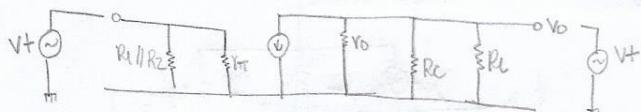
$I_{out} = \frac{R_L}{R_S + R_L} = B$



$B = \frac{I_C}{I_B}$

$B = \frac{V_{BE}}{V_{CE}}$

### Determinar Zn:



$$Z_{IN} = \frac{V_t}{I_t} = R_1 || R_2 || r_{\pi}$$

$$I_t = \frac{V_t}{R_1 + R_2 + r_{\text{ext}}}$$

Determinar ganho de corrente:

$$A = \frac{\text{I}_{\text{out}}}{\text{I}_{\text{in}}}$$

$$I_{IN} = \frac{es}{Ts + Req} \rightarrow V_m = Req I_{IN}$$

$$I_{out} = \frac{q_m V \pi R_C}{R_C + R_L} = \frac{q_m R_C}{R_C + R_L} \quad \text{Req'd } I_{in}$$

$$= \frac{V_t}{I_t} = R_0 || R_C$$

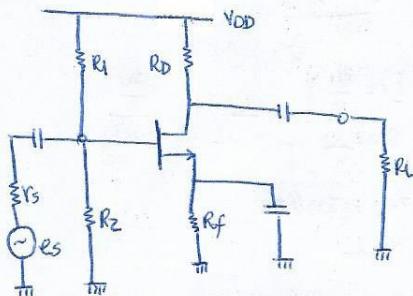
$$I_t = \frac{V_t}{R_{\text{coil}} R_C}$$

It

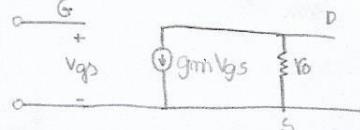
$$\frac{I_{out}}{I_{IN}} = \frac{gm \cdot RC}{RC + RL} \cdot Req$$

↳ Valor máximo =  $\beta$

$$\hookrightarrow R_x \rightarrow \infty$$



→ models



$$g_{mn} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_D}$$

$$I_D = \frac{1}{2} I_{DS} \cos \frac{\omega t}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

## 1º ganho de conhecimento

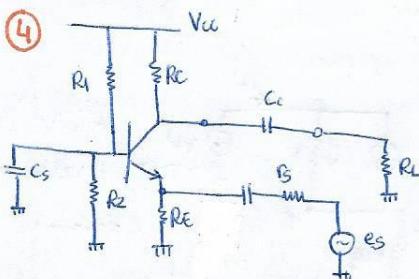
→ I de entrada muito baixa.

$$-\nabla E = \nabla \pi$$

$$I_{out} = g_m V_{in} + \frac{V_o - V_E}{R_o}$$

$$= \left( g_m + \frac{1}{R_o} \right) V_{in} + \frac{V_o}{R_o}$$

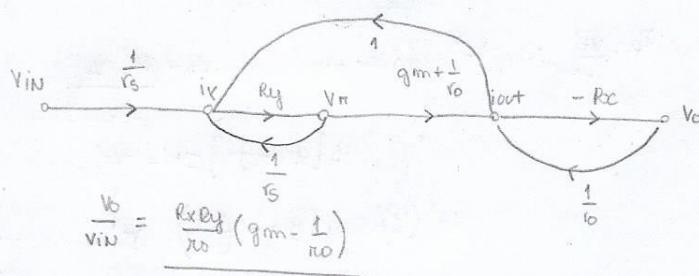
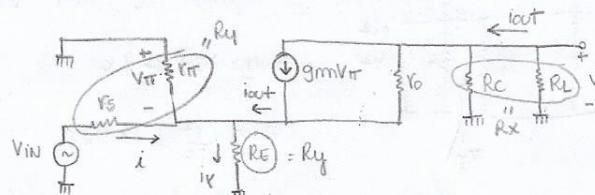
4



Pode querer ganhar de  
tirada = 1

Ganho de corrente baixo,  
período de 1

↓ Emissor comum: gasto de tempo e de corrente  
↳ + usado

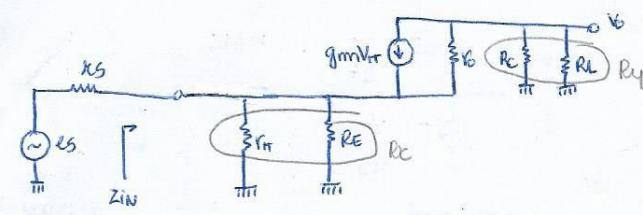


$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{R_x R_y}{R_o} \left( g_m - \frac{1}{R_o} \right)$$

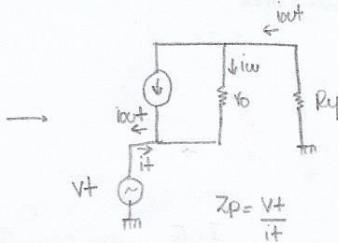
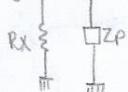
$$1 + \frac{Ry}{n_s} + \frac{Rc}{r_0} + Ry\left(qm + \frac{1}{r_0}\right) + \frac{RyRc}{r_0}$$

$\rightarrow \infty$  ... färer  $\uparrow$

Ex.: Determinar a impedância de saída da topologia base comum



$$Z_{IN} = R_C \parallel Z_P$$



$$\begin{aligned} V_{\pi} &= V_b - V_e \\ &= 0 - V_e \\ V_{\pi} &= -V_e \\ V_{\pi} &= -V_e = -V_t \end{aligned}$$

P1 casa imped., se  
a do gerador é  $50\Omega$ ,  
 $Z_{IN}$  deve ser  $50\Omega$  → que  
é ruim →  $Z_{IN} = \frac{1}{g_{mV}} \Omega$ . Se  
 $g_{mV} = \frac{1}{50}$ , casa.

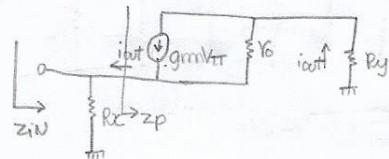
Pode-se mudar  $Z_{IN}$  só com a  
transcond.

fazendo  $R_b \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned} Z_P &= \frac{1}{g_{mV}} \\ Z_{IN} &= R_C \parallel \frac{1}{g_{mV}} \end{aligned}$$

$$Z_{IN} \approx \frac{1}{g_{mV}}$$

Reduzindo



$$i_t = -i_{out}$$

$$i_{out} = g_{mV}\pi + i_t$$

$$i_{out} = g_{mV}\pi + \left( -\frac{i_{out}R_y}{R_y} - \frac{V_t}{R_y} \right)$$

$$i_{out} = -g_{mV}\pi - \frac{i_{out}R_y}{R_y} - \frac{V_t}{R_y}$$

$$i_{out} \left[ 1 + \frac{R_y}{R_y} \right] = -V_t \left[ g_{mV} + \frac{1}{R_y} \right]$$

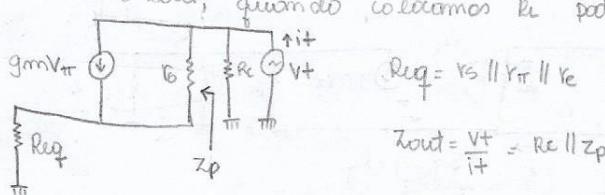
$$\frac{V_t}{i_{out}} = \frac{\left[ 1 + \frac{R_y}{R_y} \right]}{g_{mV} + \frac{1}{R_y}}$$

$$Z_P = \frac{V_t}{i_{out}} = \frac{\left[ 1 + \frac{R_y}{R_y} \right]}{\frac{g_{mV} + \frac{1}{R_y}}{R_y}} = \frac{1}{g_{mV} + \frac{1}{R_y}} + \frac{R_y}{g_{mV} + \frac{1}{R_y}}$$

$$Z_{IN} = R_C \parallel Z_P$$

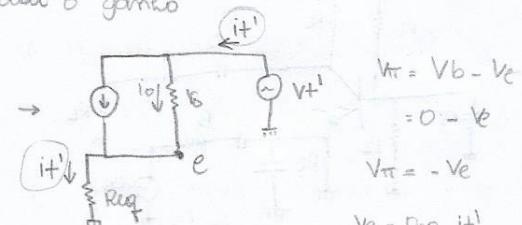
→ produz menos ganho de pot. que em. comum  
 $Z_{IN} \downarrow$  em base comum que em em. comum

Impedância de saída da topologia base comum → fonte via saída  
a depender de  $Z_{out}$ , quando colocarmos  $R_L$  pode mudar o ganho



$$R_{eq} = R_S \parallel R_T \parallel R_E$$

$$Z_{out} = \frac{V_t}{i_t} = R_L \parallel Z_P$$



$$V_{\pi} = V_b - V_e$$

$$= 0 - V_e$$

$$V_{\pi} = -V_e$$

$$V_e = R_{eq} \cdot i_t'$$

$$\begin{aligned} Z_P = \frac{V_t}{i_t} \quad \therefore \quad i_t' &= g_{mV}\pi + i_t = g_{mV}\pi + \frac{V_t - V_e}{R_y} = g_{mV}\pi + \frac{V_t}{R_y} - \frac{V_e}{R_y} \\ &= -R_{eq} \left[ g_{mV} + \frac{1}{R_y} \right] i_t' + \frac{V_t}{R_y} \end{aligned}$$

$$i_t' \left( 1 + R_{eq} \left[ g_{mV} + \frac{1}{R_y} \right] \right) = \frac{V_t}{R_y}$$

$$Z_P = \frac{V_t}{i_t'} = R_y \left[ 1 + R_{eq} \left( g_{mV} + \frac{1}{R_y} \right) \right] = R_y + R_{eq} \left( g_{mV} R_y + 1 \right)$$

$$Z_{out} = R_C \parallel [R_y + R_{eq} \left( g_{mV} R_y + 1 \right)]$$

→ ruim grande!

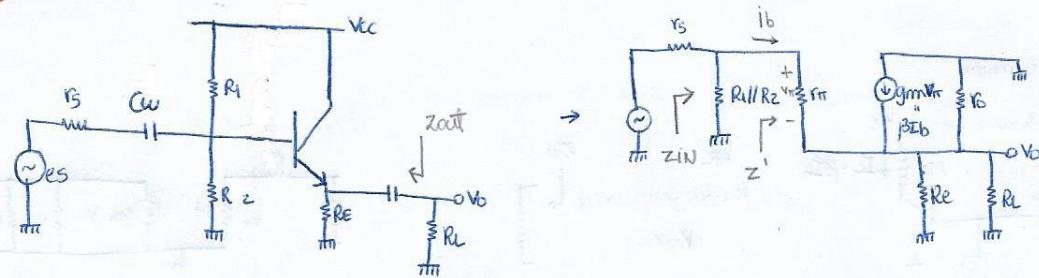
Transistor comum:  $Z_{out} = R_C \parallel R_o$

$Z_{out}$  na base comum é MUITO maior que no EC.

→ Menor degradação do ganho ligando uma carga de alta impedância.

### ③ COLETOR COMUM (ou seguidor emissor) → Buffer

Pág. 22.11



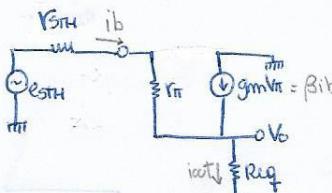
Para achar  $\frac{V_o}{e_s}$ :

$$ib + \beta ib = \frac{V_o}{R_{eq}}$$

$$ib [1 + \beta] = \frac{V_o}{R_{eq}}$$

$$ib = \frac{V_o}{R_{eq}[1 + \beta]} = \frac{V_{sth} - V_o}{R_{sth} + r_{in}}$$

$$\frac{V_o}{e_s} = \frac{1}{1 + \frac{V_{sth} + r_{in}}{R_{eq}(1 + \beta)}} = \frac{\left[ \frac{R_1 \parallel R_z}{(R_1 \parallel R_z) + r_{in}} \right]}{\left[ 1 + \frac{V_{sth} + r_{in}}{R_{eq}(1 + \beta)} \right]}$$



$$\text{Sendo } R_{eq} = R_E \parallel R_L \parallel R_b$$

$$V_{sth} = R_1 \parallel R_z \parallel r_s$$

$$e_s = \frac{(R_1 \parallel R_z) e_s}{(R_1 \parallel R_z) + r_s}$$

→ não há desfasamento entre entrada e saída

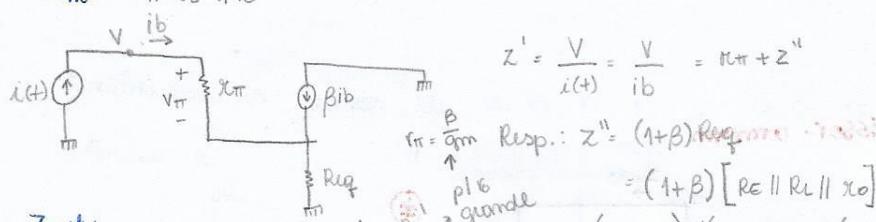
→ ganho de tensão < 1, mas pode ser próximo de 1.

→ Vantagem de utilização: associado a ZIN alta e ZOUT baixa

→ Ganho de corrente ( $i_{in} = ib$ ;  $i_{out} \approx \beta ib$ ) → ganho  $\beta$  → tem ganho significativo.

→ Buffer → usa na saída do EC → pode conectar cargas altas sem reduzir o ganho.

ZIN:  $R_1 \parallel R_z \parallel Z'$

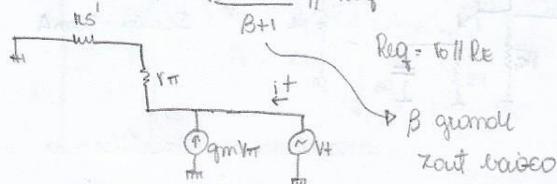


Zout:

$$Z_{out} = (R_1 \parallel R_z) \parallel (r_{in} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L \parallel r_o))$$

$$= (1 + \beta)[R_E \parallel R_L \parallel r_o]$$

↓ Mais elevada que as outras topologias

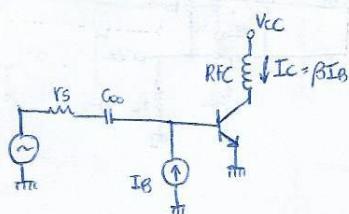


RESUMO:

	EC	BC	CC
Av	Médio	Médio	Baixo
Ai	alto/médio	Baixo	alto/médio
ZIN	médio	Baixo	alto
Zout	médio/alto	muito alto	Baixo

11. 06. 2018

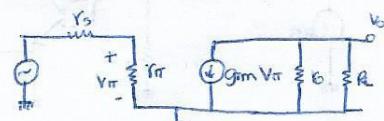
### ① Emissor comum



$$R_{PC} = \frac{V_{CC}}{I_C = \beta I_B}$$

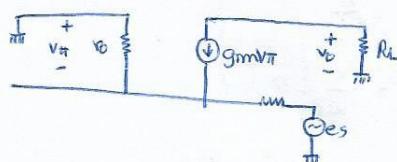
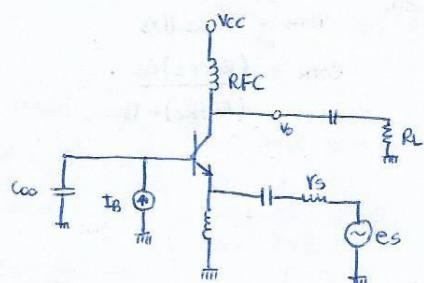
Radio frequency choke

$$Z_{IN} = j\omega L \rightarrow \infty$$

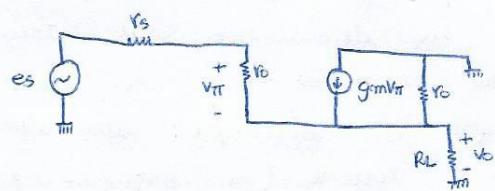
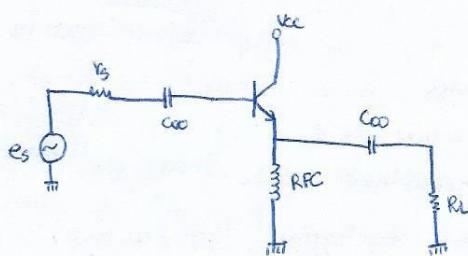


$$RL \rightarrow \infty$$

### ② Base comum



### ③ Coletores comum



Analisar e fazer as comparações ↑

### Projeto de um amplificador Emissor comum

Especificações:

alimentação: 5V

f. de operação: 1 MHz

consumo máximo: 15 mW

$R_L = 1 \text{ M}\Omega$

$R_S = 50 \text{ }\mu\Omega$

transistor: BC547

gámo de transistão: ~30

características do transistor

$I_{CMAX} = 100 \text{ mA}$        $\eta_{FE} = 200$

$P_D \text{ máx} = 625 \text{ mW}$

$V_{BR(CE)} = 45 \text{ V}$

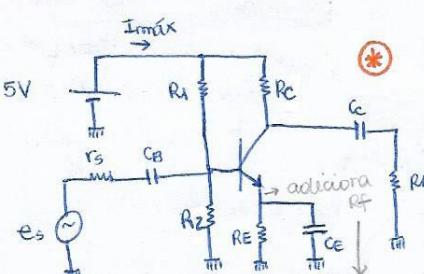
$V_{BR(BB)} = 50 \text{ V}$

$V_{BE \text{ máx}} = 6 \text{ V}$

$V_{BEON} = 0,55 \text{ V}$

$f_T = 300 \text{ MHz}$

pode-se assumir  
operações em  
pequenos sinal



$$I_{MAX} = \frac{15 \text{ mW}}{5 \text{ V}}$$

$$I_{CMAX} = 3 \text{ mA}$$

linearizar a característica  
reduzir distorção negativa  
↑ gámo      ↑ linear  
diminui a distorção

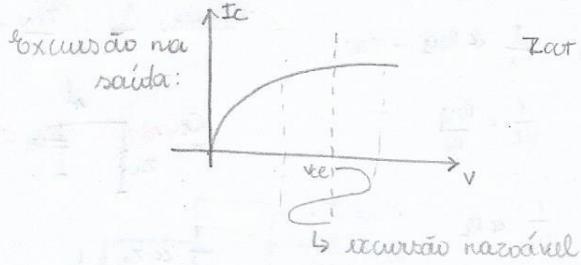
↓  
VER NO SLIDE!  
TODO O QUE FAZER

gostaríamos da curva  $V_{BE} \times I_C$

Exercício 11.61

$$V_{BE} = V_t + \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right)$$

No circuito:  $V_{DC} = 2,5V$  → io que chega no colador  
após as resistências

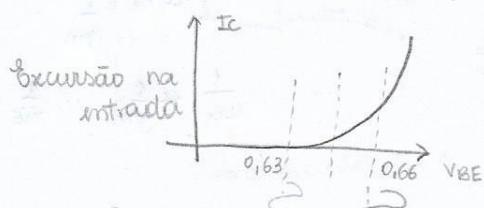


$Z_{out}$  depende de  $V_{CE}$

$$3mA \Rightarrow V_{BE} = 0,66V$$

plot - vs ( $I_C, V_{BE}$ )

$$I_B = 8\mu A$$



Excursão máxima:  $0,66 - 0,63 = 30mV$  pl  
eliminando apesar da  $R_s$  linear, é não em corte.

Consumo = 0 qnd não tem sinal AC → baixo consumo → retificação media onda distorção

classe A:

consumo de corrente baixo

↳ ganho estático = 0

↳ No caso, 0,63V

$$\begin{array}{c} G \\ C \end{array} \quad Z = a + jb$$

$$Y_{UC} = b$$

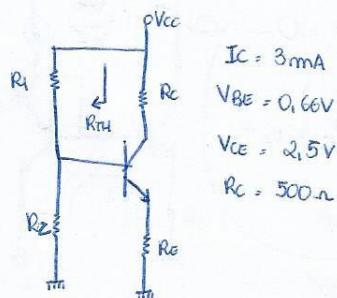
$$G = a \quad R_{IN} = \frac{1}{R_s \parallel Y_{IN}} = \frac{1}{G}$$

$$b = WC$$

$$C = \frac{b}{2\pi f}$$

Encontrando os valores de  $R_s$ ,  $R_2$ ,  $R_c$ ,  $R_e$  e  $C_B, C_C, C_E$  de

Análise DC

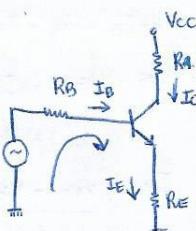


$$I_C = 3mA$$

$$V_{BE} = 0,66V$$

$$V_{CE} = 2,5V$$

$$R_C = 500\Omega$$



$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

$$V_{CC} = R_2 V_{CC} \\ R_1 + R_2$$

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

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

$$V_{BB} - V_{BE} = I_E [R_B (1-\alpha) + R_E]$$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_B = \alpha I_E + I_B$$

$$I_B = I_E (1-\alpha)$$

$$V_{BB} = I_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$I_B = \frac{R_2 \cdot 5}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_E = 1,4 \cdot 10^3$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_C \approx 3mA \approx I_E$$

$$\frac{4 - 0,65}{R_E} = 3 \cdot 10^{-3}$$

$$R_1 = 1,75k\Omega$$

$$R_2 = 7k\Omega$$

$$R_E = 1,4k\Omega$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{BB} \gg V_{BE} \rightarrow P_f \\ R_E \gg R_B (1-\alpha) \end{array} \right. \Rightarrow V_{BE}$$

isotermos

$$V_{BB} = 6V_{BE}$$

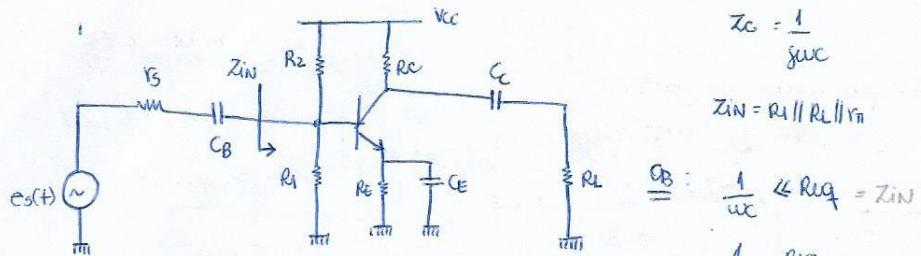
$$V_{BB} = 4V$$

$$\alpha = 0,99 \rightarrow R_E = R_B$$

Varia cl a temp. → dependência com a  
dependência com a  
parâmetros internos de difícil controle

13.06.2018

análise AC



$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_{IN} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_B$$

$$Q_B : \frac{1}{j\omega C} \ll R_{eq} = Z_{IN}$$

$$\frac{1}{j\omega C} = \frac{R_{eq}}{10}$$

$$C_E : \frac{1}{j\omega C_E} \ll R_L$$

$$\frac{1}{j\omega C_E} = \frac{R_L}{10}$$

calculamos  $Z_{IN}$

a partir dos terminais do capacitor

$$\text{Fazemos } \frac{1}{j\omega C} = \frac{Z_{IN}}{10}$$

$$C_E : \frac{1}{j\omega C_E} \ll R_L$$

$$\frac{1}{j\omega C_E} \ll Z_{IN} \approx \frac{1}{9gm}$$

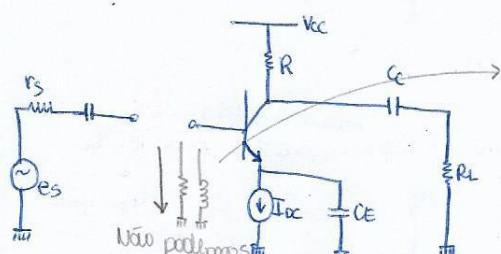
$$\frac{1}{j\omega C_E} \ll \frac{1}{9gm} \therefore \frac{1}{j\omega C_E} = \frac{1}{10gm}$$

### Fonte de corrente

IDEA: mesma corrente, independente da carga

Resistência interna infinita

Resolvendo o circuito

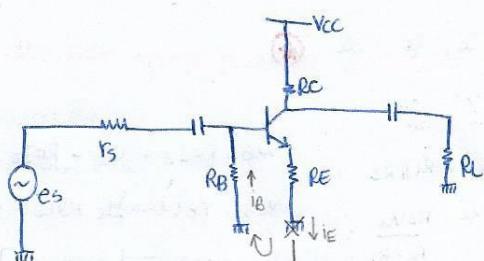


Poderíamos colocar um resistor ou um indutor

então:

$$\begin{aligned} & \bullet R: \text{tensão negativa} \rightarrow V = -RIB \\ & \bullet L: \text{ve: + negativa} \\ & \quad \text{tensão: 0} \\ & \quad V_E = -0,7 \text{ (exemplo)} \end{aligned}$$

### 1ª ALTERNATIVA



criamos uma fonte de corrente  
imperfeita pois precisamos de  
 $R_E$  muito grande pt  $I_E$  pequena

Da malha:

$$-RBIB - VEE - REIE + VEE = 0$$

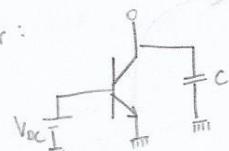
$$VEE - VEE = RBIB + REIE$$

$$= RB(1-\alpha)IE + REIE$$

$$IE = \frac{VEE - VBE}{RB(1-\alpha) + RE}$$

Se  $VEE \gg VBE$

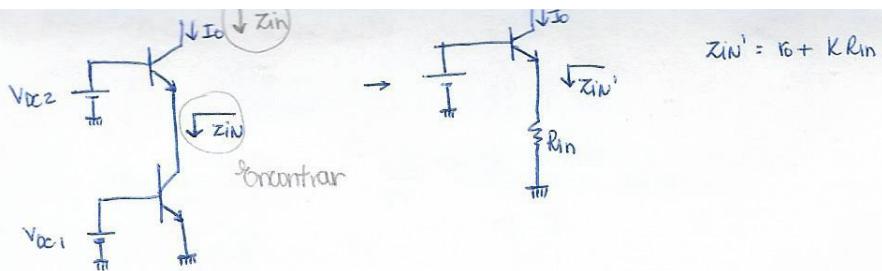
$$IE = \frac{VEE}{RE}$$



no lugar de  $R_E$

pois ocupa pouco espaço

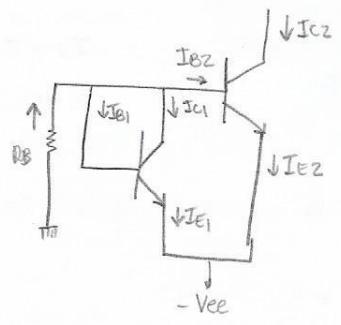
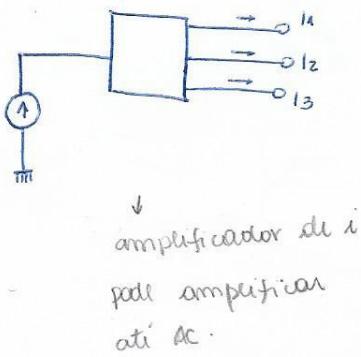
Mas, transistor não tem  $Z$  infinita.  
Dai, usamos 2 trans.



FET:  $\uparrow I_L \uparrow Z_{out} \downarrow F.T.$

TBJ: pesquisar

### Topos de corrente



2 transis.: mesmo VEE

$$I_{E1} = I_{E2}$$

$$I_{RB} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_{RB} = I_{B1} + I_{C1} + I_{B2}$$

$$= I_{E1} + I_{B2} = I_{E1} + I_{E2}(1-\alpha)$$

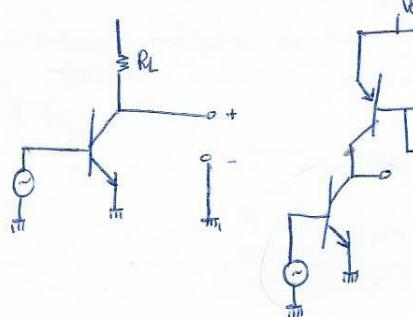
Mudar o torn. idas

$$T: \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}$$

$$I_{E2}$$

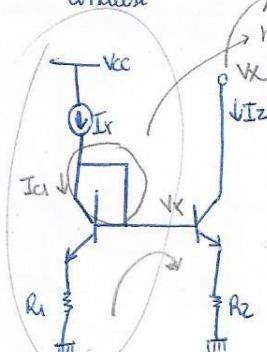
### Carga ativa

$R_L$  é fornecido por um circuito



→ aumentar o  $Z_{out}$

### Análise



deve ter tensão mínima p/ operar na z. R.A.  $\rightarrow V_x > V_x$

$$V_{xmin} = V_x$$

necessário p/ a base não ficar flutuante

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_{S1}}\right)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_{S2}}\right)$$

$$V_{BE1} + R_1 I_a = V_{BE2} + R_2 I_c$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = R_2 I_c - R_1 I_a$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_{S1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_{S2}}\right) \rightarrow V_{xmin} = V_{CC} - I_R R$$

$$\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T} = \ln\left(\frac{I_a}{I_c}\right)$$

$$V_T \cdot \ln\left(\frac{I_a}{I_c}\right) = R_2 I_c - R_1 I_a$$

$$I_R = I_a + I_{B1} + I_{B2}$$

$$\text{sendo } I_a \gg I_{B1} + I_{B2} \rightarrow I_R \approx I_a$$

$$V_T \cdot \ln\left(\frac{I_a}{I_c}\right) = R_2 I_c - R_1 I_a$$

$$V_{CC} = R_I I_R + V_{BE1} + R_1 I_a$$

$$V_{CC} - V_{BE1} = (R_1 + R_2) I_a$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1 + R_2}$$

casos particulares

1. Se  $R_1 = 0$  e  $R_2 = 0$

Nesse caso,  $I_2 = I_r$

2. Se  $R_1 = 0$

$$R_2 I_2 = V_T \ln \frac{I_2}{I_r} = I_r$$

Exercício:

$$I_r = 5 \mu A$$

$$R_1 = R_2 = 0$$

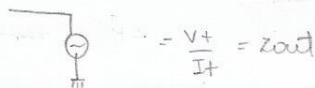
$$\text{Diminuição } R = 5 \mu A$$

$$I_r = 50 \mu A$$

$$I_2 = 5 \mu A$$

$$R_1 = 0$$

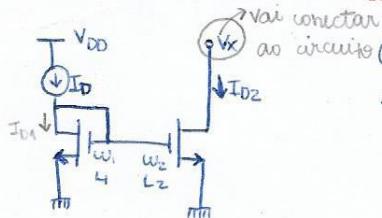
Conectando uma fonte em  $V_x$ , qual  $Z_{out}$



Fonte de Widlar

18.06.2018

Espelho de corrente com transistor MOS



Assumindo que os transistores operam na região de saturação e que ambos possuem o mesmo  $V_{th}$  → Mesmo substrato

$$ID_2 = \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_2}{L_2} (V_{gs2} - V_{th})^2$$

$$ID_1 = \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1} (V_{gs1} - V_{th})^2$$

$$\Rightarrow V_{gs1} = V_{gs2}$$

$$\frac{ID_2}{ID_1} = \frac{\frac{W_2}{L_2} (V_{gs2} - V_{th})^2}{\frac{W_1}{L_1} (V_{gs1} - V_{th})^2}$$

$$ID_2 = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \cdot ID_1$$

Se os 2 transistores forem iguais,

$$ID_2 = ID_1 = ID$$

→ Substituindo a fonte de corrente por uma resistência

$$ID = \frac{V_{DD} - V_{gs}}{R}$$

Alimentando a condição de operação dos Transistores

$$\text{Transistor 1: } V_{DS1} > V_{gs1} - V_{th}$$

$$\text{Transistor 2: } V_{DS2} > V_{gs2} - V_{th}$$

$$V_D - V_S > V_g - V_{th} - V_{th}$$

$$V_D > V_g - V_{th}$$

Neste circuito,  $V_D = V_g \Rightarrow$  a relação é sempre válida

$$\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}} = (V_{gs1} - V_{th})^2 \Rightarrow V_{gs2} > V_{th} \sqrt{\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}} - V_{th}$$

$$V_{gs} = V_{th} + \sqrt{\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}}$$

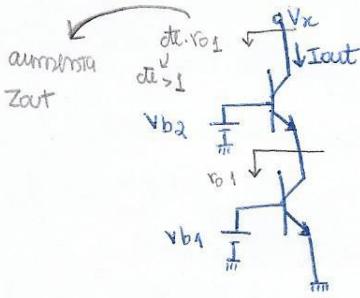
Pelo circuito:  $V_{gs1} = V_{gs2}$

$$V_{gs2} > V_{gs1} - V_{th}$$

$$V_{DS2} > \sqrt{\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}} = \sqrt{\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}}$$

$$V_{DS2\min} = \sqrt{\frac{ID_1}{\frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}} = V_{th\min}$$

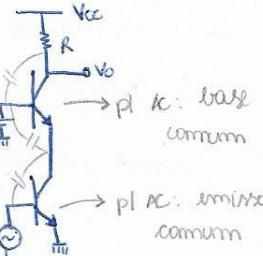
## Topologia cascode



OBS.: os transistores  
não precisam ser  
iguais

$Z_{out}$  é o impedimento do amplificador  $\rightarrow$  interface má qualidade

### Cascade como amplificador



NO MOS

gate  
comum

fonte  
comum

VANTAGENS

$\downarrow$ freq.	$\uparrow$ freq.
$Z_{out}$ elevado	
$\uparrow$ ganho de tensão	X
X	Ver (I), (II) e (III).

(I)  $\downarrow$  queda do ganho em  $\uparrow$  freq.  
 $\uparrow$  faixa de freq.

(II) Isolação reativa alta  
 $\downarrow$  possibilidade de oscilar  
querer a realimentação interna

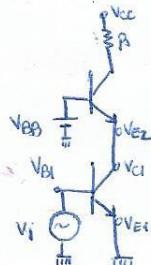
- (I)  $\uparrow$  oscilação do sinal  
a tensão de saída  
é dividida em 3  
pontos

No AC:  $\downarrow$   $\uparrow$  freq. de operação

problema: limitação na tensão de ruptura  
e induzida  
 $V_{AC} < V$  de ruptura

afasta o polo:  $\uparrow$  faixa de passagem

### Polarização da topologia cascode.

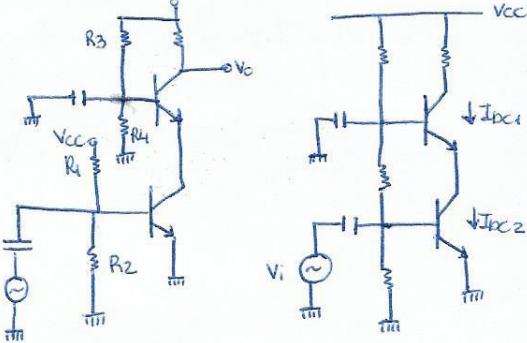


condição de operação:

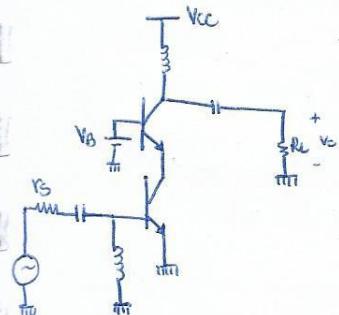
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{B1} - V_{E1} > V_{BE1ON} \\ V_{E1} > V_{B1} \end{array} \right\} \text{trans. 1}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{B2} - V_{E2} > V_{BE2ON} \\ \text{ou} \\ V_{B2} - V_{C1} > V_{BE2ON} \\ V_{E2} > V_{B2} \end{array} \right\} \text{trans. 2}$$

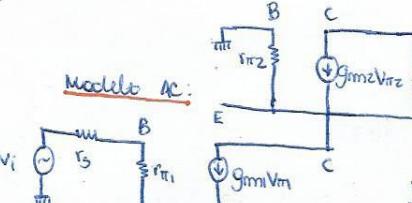
Ex.:



### Análise AC da topologia cascode



Modelo AC:



$$I_{DC1} = I_{DC2}$$

$$I_{DC1} = I_{DC2} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

Se os transistores forem iguais  
 $V_{BE1} = V_{BE2}$

$$I_{DC1} = I_{DC2}$$

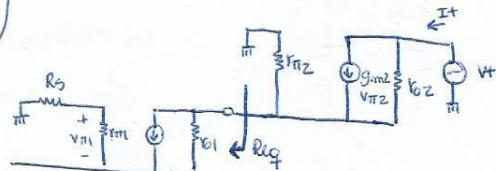
$$I_{DC1} = I_{DC2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$I_{DC2} = I_{DC1} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

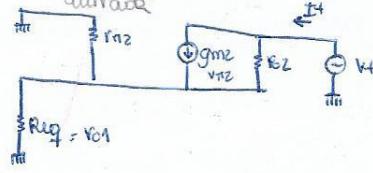
$$V_{BE2} = V_B - V_{C1}$$

$\frac{V_o}{V_{in}} = ?$   
 $Z_{out} = ?$

Fazendo o  $Z_{out}$ :



$R_{eq} = R_{C1} \rightarrow$  base atrairá



$$I_t = -I_t [R_{C1} || R_{T2}]$$

$$I_t = g_{me} V_{T2} + \frac{V_t}{R_{T2}}$$

$$I_t = g_{me} V_{T2} + \frac{V_t - V_E}{R_{T2}}$$

$$I_t = g_{me} V_{T2} + \frac{V_t - V_E}{R_{T2}} - \frac{V_E}{R_{T2}}$$

$$\frac{V_t}{I_t} = R_{T2} \left[ 1 + (R_{C1} || R_{T2}) (g_{me} + \frac{1}{R_{T2}}) \right]$$

$$\frac{1}{R_{T2}} \ll g_{me}$$

$\frac{V_t}{I_t} = R_{T2} \left[ 1 + g_{me} (R_{C1} || R_{T2}) \right]$   
 $Z_{out}$  multiplicada por um fator  $> 1$

$$I_t = g_{me} V_E - \frac{V_E + V_t}{R_{T2}}$$

$$I_t = V_E \left[ g_{me} + \frac{1}{R_{T2}} \right] + \frac{V_t}{R_{T2}}$$

$$I_t = 0 - V_E \cdot \frac{1}{R_{T2}}$$

$$V_E = I_t \left[ R_{C1} || R_{T2} \right]$$

$$I_t = -g_{me} V_E - \frac{V_E + V_t}{R_{T2}}$$

$$I_t = -g_{me} \frac{V_E}{R_{T2}} - \frac{V_t}{R_{T2}}$$

$$R_{T2} \ll R_{C1}$$

$$I_t = V_t \left[ R_{C1} \left[ 1 + g_{me} R_{T2} \right] \right] = R_{C1} \left[ 1 + \beta \right]$$

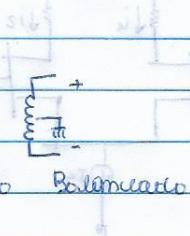
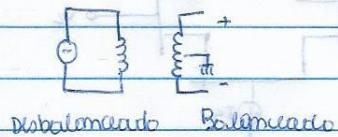
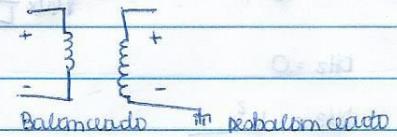
data

S T Q Q S S D

## circuitos balançados

→ transfurm alguma informação com 2 sinais de mesma amplitude e

$$^3(V_+ - V_-) \text{ desfasados de } 180^\circ$$



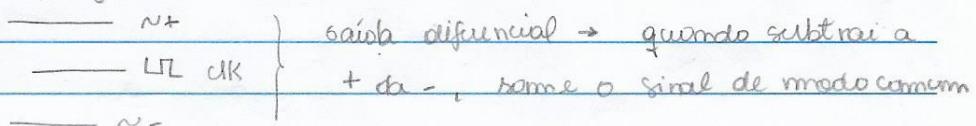
$$^3(V_+ - V_-)$$

## PROPRIEDADES: (peculiaridades)

→ Imunidade a sinais interfeentes (rejeição do sinal de modo comum)

Em sistemas mistos (A/D) → o sinal D não interfere ∵ em clks

normais, geraria spikes (caso houvesse uma linha de clock)



→ capacidade

→ Rejeição do ruído da fonte de alimentação

$$\rightarrow \text{Saída} + \text{d ruído} - \text{Saída} - \text{d ruído} = \text{Saída d ruído reduzido}$$

→ cancelamento do 2º harmônico

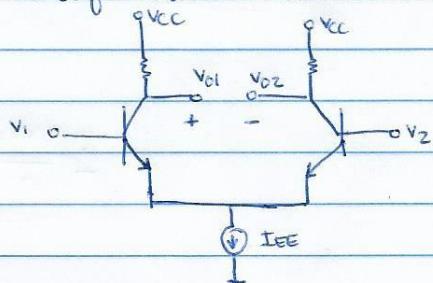
→ aumento da excursão da tensão de saída

## Amplificador diferencial

Tensão na saída é proporcional à diferença dos sinais de entrada

↳ aumenta a diferença

• Par diferencial de transistores bipolares



Na R.A.:

$$i_o = i_u - i_z = I_{EE} \tanh\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right)$$

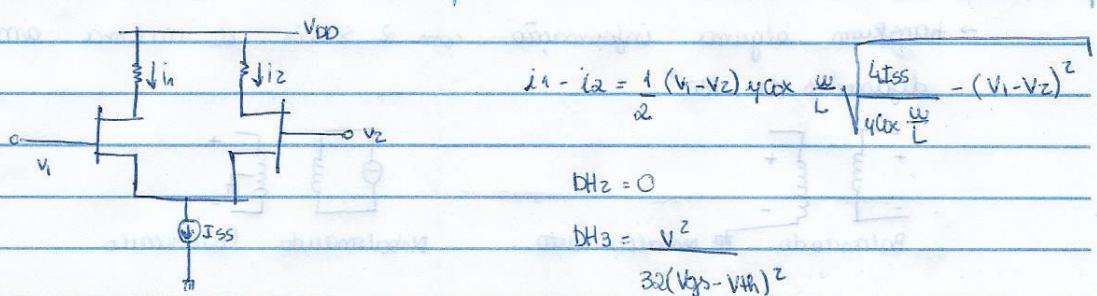
$$DHz = 0$$

$$DH3 = \frac{V^2}{16V_T z}$$

data

S T Q Q S S D

• Par diferencial com mos



(no se aplica la regla de signos)  $\rightarrow$  el resultado es el mismo

$$\Delta v_{out} = v_{outB} - v_{outA} = v_{outB} + v_{outA}$$

signo de salida

analogico en el otro terminal

salida es constante cuando se incrementa

laminar en superficie

abajo) es similar a signo de salida ( $\rightarrow$  signo invertido)

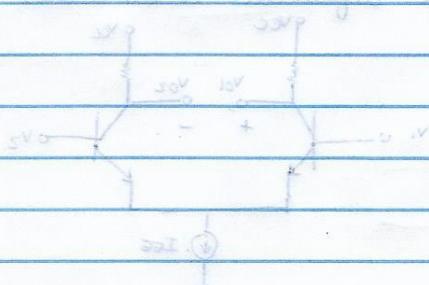
signo de salida ( $\rightarrow$  signo invertido)

analogico correspondiente a signo de salida

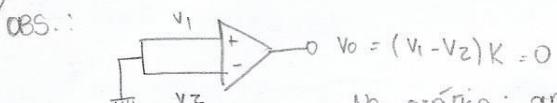
$$\left( \frac{5V - V}{5V} \right) \text{ signo} = \text{signo} - 1 = 0$$

$$0 = 0$$

$$\frac{5V}{5V+2V} = 0$$



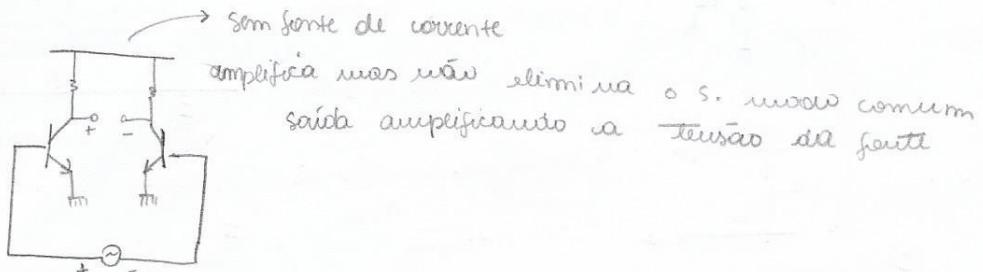
PAR DIFERENCIAL COM SINAL DIFERENCIAL E DE MODO COMUM



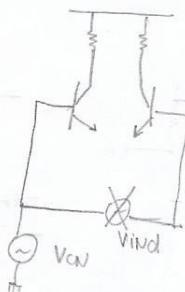
Na prática: aparece uma tensão, pois é difícil o par ser idêntico  $\rightarrow$  TENSÃO DE OFF-SET.

Fonte comum dividida  $\rightarrow$  sai "limpa"  $\rightarrow$  elimina o sinal modo comum  $\rightarrow$  fonte de R<sub>in</sub>  $\rightarrow \infty$

Se a fonte não é ideal  $\rightarrow$  ainda assim reduz o sinal modo comum na saída diferencial



Definição de ganhos relacionados à topologia diferencial



Superposição  $\rightarrow$  se os dois transistores estiverem curto circuitados, a diferença = 0  $\rightarrow$  saída = 0

$\hookrightarrow$  analisando apenas o sinal modo comum  $\rightarrow$  igual em ambas as entradas

$$\text{Ganho diferencial: } A_{\text{diff}} = \frac{V_{\text{out}} - V_{\text{in}}}{V_{\text{in,dif}}}$$

$$\text{Ganho de modo comum: } \frac{V_{\text{out,cm}} + V_{\text{in,cm}}}{\frac{V_x + V_y}{2}} = \frac{V_{\text{out,cm}}}{V_{\text{in,cm}}}$$

$$\text{Rejeição de modo comum: } \text{CMRR} = \frac{A_{\text{diff}}}{A_{\text{cm}}}$$

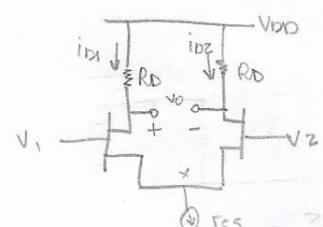
### PAR DIFERENCIAL COM MOS

Assumimos op. não linear  $\rightarrow$  não aplicamos superposição  
transistor na região de saturação

Análise:

$$V_{\text{ds1}} = V_{\text{DD}} - R_{\text{D}} I_{\text{D1}}$$

$$V_{\text{ds2}} = V_{\text{DD}} - R_{\text{D}} I_{\text{D2}}$$



$$V_{\text{o}} = V_{\text{ds1}} - V_{\text{ds2}} = R_{\text{D}}(I_{\text{D2}} - I_{\text{D1}}) \rightarrow V_{\text{DD}} \text{ eliminado} \rightarrow \text{elimina o nível DC da saída diferencial}$$

$$V_x = V_1 - V_{\text{gs1}} = V_2 - V_{\text{gs2}}$$

$$\text{Logo: } V_1 - V_2 = V_{\text{gs1}} - V_{\text{gs2}}$$

Com os transistores iguais  $\rightarrow$  Sabemos i<sub>D1</sub> e i<sub>D2</sub>  $\rightarrow$  substituímos V<sub>gs</sub> na equação do i<sub>D</sub>  $\rightarrow$  escrivemos i<sub>D</sub> em função da diferença de tensão da entrada

$$V_1 - V_2 = \sqrt{\frac{2}{M \cdot K \cdot L}} (i_{\text{D1}} + i_{\text{D2}})$$

$\hookrightarrow$  tem termo AC e DC

a partir da expressão de  $V_0$ , vê-se que a saída é nula quando  $V_1 - V_2 = 0 \rightarrow$  per-

tinente.

É possível ter tensão nula na saída pt um dado valor de  $V_{IN} = V_1 - V_2$

Determinaremos a faixa da tensão  $V_{ID}$  pt os transistores funcionarem na  
região triodo  $\rightarrow$  pt que  $I_{SS} \neq 0$

$$\text{Logo, } V_{GS1} = V_{Th}$$

$$\text{Fazendo, } i_{D1} = 0 \text{ e } i_{D2} = I_{SS}$$

$$V_{GS} = V_{Th} + \sqrt{\frac{2I_{SS}}{4nCox\frac{W}{L}}}$$

$$\text{Quanto vale } V_{ID} = V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2}?$$

$$\text{Se } i_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} \text{ e } i_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} \rightarrow V_{ID} = 0 \rightarrow V_{GS1} \text{ e } V_{GS2} \text{ são valores quisientes}$$

$$|V_1 - V_2|_{\max} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{4nCox\frac{W}{L}}} = \sqrt{2}V_{ov} \rightarrow \text{amp. máx do sinal de entrada pt o transistor  
não entrar em corte}$$

Logo, a faixa é:

$$|V_1 - V_2| \leq \sqrt{\frac{2I_{SS}}{4nCox\frac{W}{L}}} = \sqrt{2}V_{ov} = \sqrt{2}(V_{GS} - V_{th})$$

pt pequenos sinais:

$$V_0 \approx -R_D \frac{1}{2} (V_1 - V_2) 4nCox \frac{W}{L} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{4nCox\frac{W}{L}}} = -R_D \sqrt{4nCox \frac{W}{L} I_{SS} (V_1 - V_2)}$$

Expansão em série de Taylor

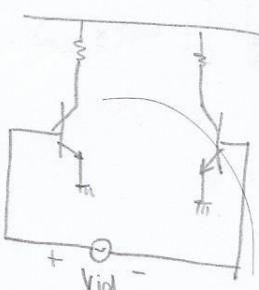
$$V_0 = -R_D \left( \frac{V_1 - V_2}{V_{GS} - V_{th}} \right) \left( 1 - \frac{1}{8} \left( \frac{V_1 - V_2}{V_{GS} - V_{th}} \right)^2 \right) = -R_D \left[ \frac{(V_1 - V_2)}{V_{GS} - V_{th}} - \frac{1}{8} \left( \frac{V_1 - V_2}{V_{GS} - V_{th}} \right)^3 \dots \right]$$

$$DH_2 = 0$$

$$DH_3 = ? \text{ VER}$$

Para aumentar a região linear

$\rightarrow$  aumenta  $V_{ov} \rightarrow V_{GS} \rightarrow$  pde potência



$$V_{ID} = 0 \rightarrow i_{D1} = i_{D2}$$

$$\uparrow V_{ID} : i_{D1} > i_{D2}$$

$$\downarrow V_{ID} : i_{D1} < i_{D2}$$

$$i_{D1} + i_{D2} = I_{SS}$$

quando uma aumenta, a outra diminui.

25.06.2018

### Par diferencial com bipolar

Objetivo: determinar  $v_o$  em função das tensões de entrada

Assumimos operação na R.A.

$$I_{S1} = I_{S2}$$

$$\frac{V_1}{I_S} = e^z, \quad z = \frac{q(V_1 - V_2)}{KT}$$

$$z = \frac{q}{KT} V_1 \cos \omega t$$

$$|z| = \frac{V_1}{V_T} \ll 1 \rightarrow V_1 \ll V_T$$

$$i_S = \frac{I_K}{1 + e^z}, \quad i_S = \frac{I_K}{1 + e^{-z}}$$

$$\operatorname{tgh} z = \frac{1 - e^{-2z}}{1 + e^{-2z}}$$

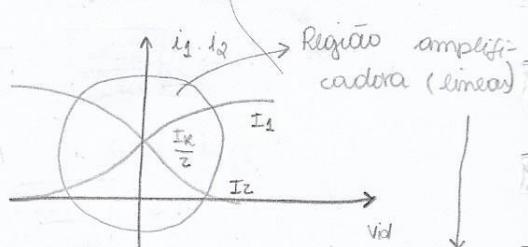
$$I = \frac{I_K}{2} (1 + \operatorname{tgh} \frac{z}{2})$$

constante DC

$$i_S = \frac{I_K}{2} \left( 1 - \operatorname{tgh} \frac{z}{2} \right)$$

circula quando o sinal AC = 0

aumenta com  $\operatorname{tgh} \frac{z}{2}$  quando tem AC



Considerando  $V_1 - V_2 = V_1 \cos \omega t$

$$z = \frac{q(V_1 - V_2)}{KT} = \frac{q V_1 \cos \omega t}{KT} = x \cos \omega t$$

$$x = \frac{q V_1}{KT}$$

$$\operatorname{tgh} z \approx z$$

$|z| \ll 1$

pt armadura  
a região: coloca  
resistores, mas  
diminui o ganho

$$I_S = \frac{I_K}{2} + \frac{I_K}{2} \operatorname{tgh} \left( \frac{x}{2} \cos \omega t \right)$$

Expandido um s. de Fourier a parte AC.

$$i = \frac{I_K}{2} \operatorname{tgh} \left( \frac{x}{2} \cos \omega t \right)$$

$$i = I_1 \cos \omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_5 \cos 5\omega t + \dots$$

$$I_K \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega t$$

$$a_n(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \frac{1}{2} \operatorname{tgh} \left( \frac{x}{2} \cos \theta \right) \right] \cos n \theta d\theta = \frac{I_n}{I_K}$$

Expandido em s. de Taylor

$$\frac{1}{2} \operatorname{tgh} \left( \frac{x}{2} \cos \omega t \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x}{2} - \frac{x^3}{32} \right) \cos \omega t - \frac{x^3}{96} \cos 3\omega t \right]$$

pt não anular o valor

de interesse:  $\frac{x}{2} \gg \frac{x^3}{32}$

$$a_1 = \frac{1}{4} \left( x - \frac{x^3}{16} \right)$$

$$\frac{x}{16} \ll 1 \rightarrow x \ll 0,63$$

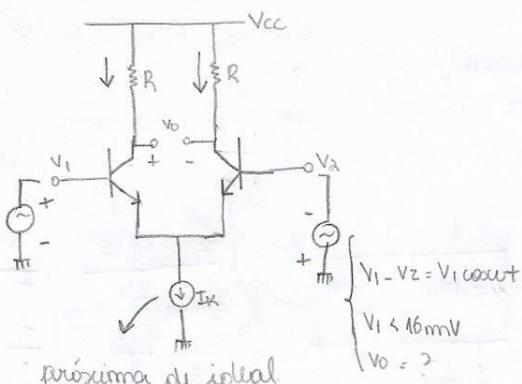
$\downarrow \rightarrow V_1 \ll 0,63 \cdot V_T \rightarrow$  pt não eliminar o sinal de interesse

$$\frac{x^3}{16} \leq 0,25$$

pt  $x \leq 1$ ,  $\frac{q_3}{a_1} \leq 0,02 \rightarrow$  podemos desprezar

$|V_1 \cos \omega t| \leq 10 \text{ mV} \rightarrow$  aumento de 6,3 em relação à topologia com 1 único transistor

Considerando operação na região linear  $\rightarrow$  fazemos superposição



$$V_1 - V_2 = V_{\pi 1} - V_{\pi 2}$$

Entrada balanceada: mesma amplitude, com desfasagem de  $180^\circ$

Se não fosse desfasado,  $V_{id} = V_1 - V_2 = 0$

Como estão desfasados:  $V_1 = -V_2$

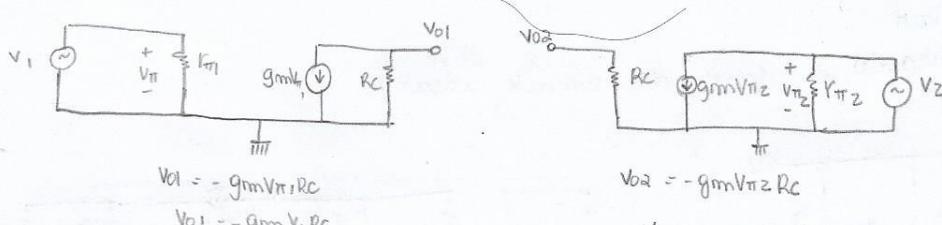
Sabendo que  $V_{\pi 1} = -V_{\pi 2}$

$$V_1 + V_2 = V_{\pi 1} + V_{\pi 2}$$

$$\partial V_1 = \partial V_{\pi 1}$$

$$V_1 = V_{\pi 1}$$

Como  $V = V_1 - V_{\pi} = V_1 - V_1 = 0 \rightarrow$  usa como terra virtual



$$V_{od} = V_{\pi 1} - V_{\pi 2}$$

$$V_{od} = -g_{mm}V_1R_c + g_{mm}V_2R_c$$

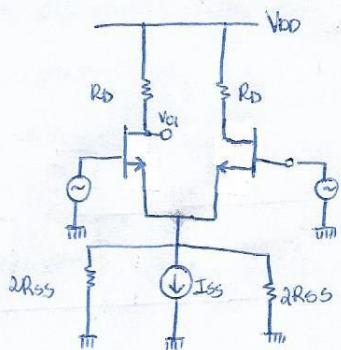
$$V_{od} = g_{mm}R_c [V_2 - V_1] = -g_{mm}R_c [V_1 - V_2]$$

Sabendo  $V_{id} = V_1 - V_2$

$$V_{od} = -g_{mm}R_c \cdot V_{id}$$

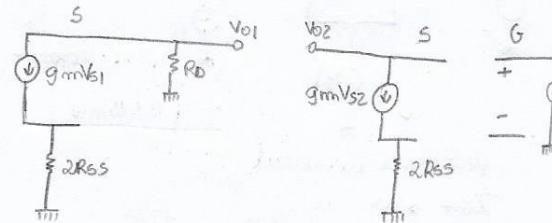
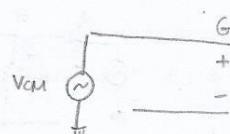
$$\frac{V_{od}}{V_{id}} = -g_{mm}R_c \quad \rightarrow \text{OBS.: } g_{mm} = \frac{I_C}{V_T} ; I_C = \frac{I_K}{2}$$

Determinando o ganho de modo comum de um par diferencial com fonte de corrente não ideal



Ganho de modo comum  
do amplificador

$$ACM = \frac{V_{O1}}{V_{CM}}$$



$$V_{O1} = -R_d g_{m1} V_{GS1}$$

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = V_{GS1} - g_{m1} V_{G1} 2R_{SS}$$

$$V_{GS1} [1 + g_{m1} \cdot 2R_{SS}] = V_{CM}$$

$$V_{GS1} = \frac{V_{CM}}{1 + g_{m1} 2R_{SS}}$$

$$V_{O1} = -g_{m1} V_{GS1} R_d$$

$$V_{O1} = -g_{m1} V_{CM} R_d$$

$$\frac{V_{O1}}{V_{CM}} = -\frac{g_{m1} R_d}{1 + 2R_{SS} g_{m1}}$$

$$= -g_{m1} R_d$$

$$g_{m1} \left[ \frac{1}{g_{m1}} + 2R_{SS} \right]$$

$$2R_{SS} \gg \frac{1}{g_{m1}}$$

$$ACM = \frac{V_{O1}}{V_{CM}} = -\frac{R_d}{2R_{SS}}$$

Ganho diferencial

$$Ad = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{V_1 - V_2}$$

$$Ad = g_{m1} R_d$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{ACM} \right| = 2 g_{m1} R_{SS}$$

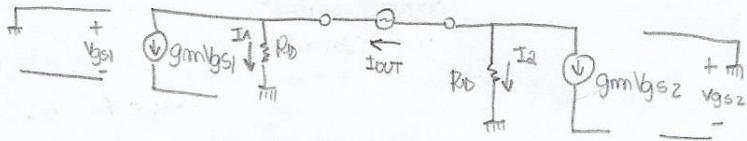
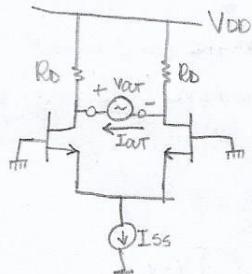
grande

pequeno

Rejeição de modo comum

Determinando  $R_{AT}$

(considerando a fonte de corrente ideal)



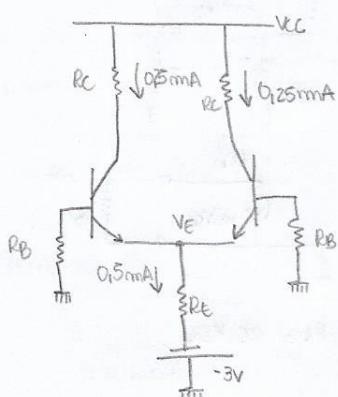
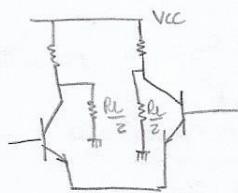
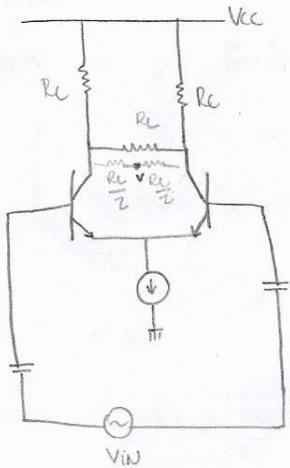
$$V_{AT} = V_{O1} - V_{O2} = 2R_d I_{AT}$$

$$Z_{AT} = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{I_{AT}} = 2R_d$$

## Exercícios

Veja a parte anterior

P1 determinar o ganho: achamos o pto de simetria  
No pto. V<sub>E</sub> tensão = 0



$$V_{BE} (\text{calculado}) = 0,79$$

$$V_E - (-3) = R_E \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$V_E + 3 = R_E \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$0 - V_B = R_B I_B$$

$$V_B = - R_B I_B$$

$$= R_B \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \approx 0$$

$$\text{P1 } R_B = 1\text{K}\Omega$$

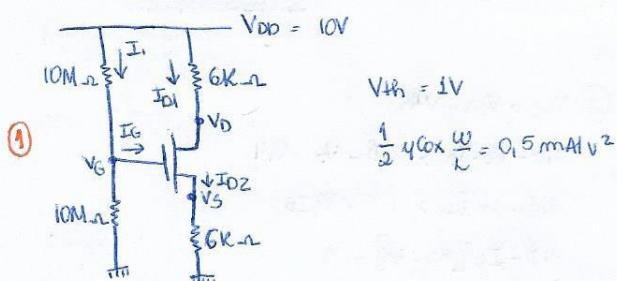
$$-V_E = 0,74$$

$$V_E = -0,74$$

$$-0,74 + 3 = R_E \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$R_E = 4,47 \text{ K}\Omega$$

### Amplificador com MOSFET



Curvando o transistor na saturação:

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot \text{Cox} \cdot \frac{W}{L} [V_{GS} - V_{th}]^2$$

Para isso:

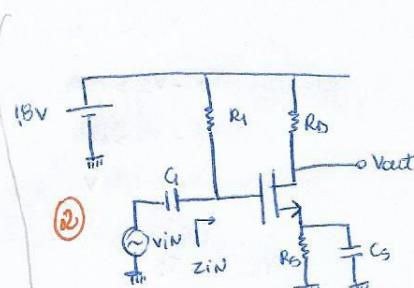
- $V_{GS} > V_{th}$
- $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$

①  $I_G = 0$

$$I_1 = \frac{10}{20 \cdot 10^6}$$

$$I_{D1} = I_{D2}$$

$$V_{GS} = 5V$$



$$\left| \frac{V_D}{V_{IN}} \right| = 6$$

$$Z_{in} = 20\text{K}\Omega$$

$$V_{th} = 0,4V$$

$$4 \cdot \text{Cox} = 200 \text{ mA}$$

$$\lambda = 0$$

$$f_0 = 20 \text{ KHz}$$

$$P_{Dmax} = 2 \text{ mW}$$

⑤

$$I_D = 0,5 \cdot 10^3 [5 - 6 \cdot 10^3 \cdot I_D - 1]^2$$

$$I_D = 0,5 \cdot 10^{-3} [4 - 6 \cdot 10^3 I_D]^2$$

$$\begin{cases} I_D' = 0,9 \text{ mA} \\ I_D'' = 0,48 \text{ mA} \end{cases}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 5 - 6 \cdot 10^3 \cdot I_D > 1$$

$$I_D < \frac{4}{6 \cdot 10^3} = 0,67 \text{ mA}$$

Logo, não pode usar 0,9V

$$\text{Solução: } I_D = 0,48 \text{ mA}$$

$$V_D = 10 - 6 \cdot 10^3 \cdot 0,48 \cdot 10^{-3}$$

$$= 7,12 \text{ V} > V_{GS} - V_{th}$$

③  $P_{Dmáx} = V_{cc} \cdot I_{máx} = 1,8 \cdot I_{máx} = 2 \cdot 10^{-3}$   
 $I_{máx} = 1,1 \text{ mA}$

Então  $I_G = 0$ ,  $I_{Dmáx} = I_{máx}$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = g_m R_D = 6$$

$$\text{Assumindo } I_D = 1,1 \text{ mA}$$

Entalhecendo condições para operar na região de saturação

$$\textcircled{1} \quad V_{GS} > V_{th}$$

$$V_{GS} > 0,4$$

$$V_G - V_S > 0,4$$

$$1,8 - V_S > 0,4$$

$$V_S < 1,4 \text{ V}$$

$$V_S = R_S \cdot I_D$$

$$R_S \cdot I_D < 1,4$$

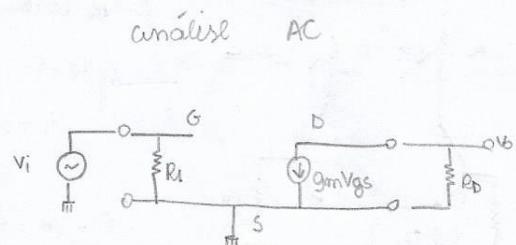
$$\text{Assumindo corrente máxima} = 1,1 \text{ mA} = I_D$$

$$1,8 - R_S \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} > 0,4$$

$$R_S \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} < 1,4$$

$$R_S < 1,26 \cdot 10^3$$

$$\text{Escolhendo } R_S = 1,26 \text{ k}\Omega$$



$$Z_{in} = \frac{Vi}{I_1} = R_g = 20 \text{ k}\Omega$$

$$V_o = -g_m V_{GS} R_D$$

$$V_{GS} = V_i$$

$$V_o = -g_m V_i R_D$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_D$$

$$\textcircled{2} \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$$

$$1,8 - R_D \cdot I_D > 1,8 - V_S - 0,4$$

$$1,8 - R_D \cdot I_D > 1,4 - R_S \cdot I_D$$

$$1,8 - I_D [R_D - R_S] > 1,4$$

$$I_D [R_D - R_S] < 0,4$$

$$1,8 - 1,26 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} > 1,4 - R_S \cdot I_D$$

$$R_D < 360$$

$$\text{Escolhendo } R_D = 360 \Omega$$

$$* \text{ganho: } g_m R_D = 6$$

$$R_D = \frac{6}{g_m}$$

$$g_m = \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 [V_{GS} - V_{th}]$$

$$\textcircled{1} \quad g_m = 400 \cdot \frac{W}{L} [V_{GS} - V_{th}]$$

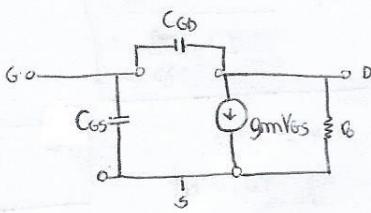
$$\textcircled{2} \quad g_{mm} = \frac{1}{2} \operatorname{cof} \frac{w}{L} \sqrt{\frac{I_D}{\frac{1}{2} \operatorname{cof} \frac{w}{L}}} = \sqrt{2 I_D \operatorname{cof} \frac{w}{L}}$$

09.07.2018

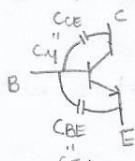
### Resposta em frequência

- circuito com elementos concentrados, lineares, e fontes dependentes lineares, (G)
- é uma função racional  $\rightarrow$  polinômios com zeros, mas
- Resp. um funç. é a resp. em regime estacionário de um sistema
- $\rightarrow$  possui módulo e ângulo de fase  $\rightarrow$  frequência como parâmetro

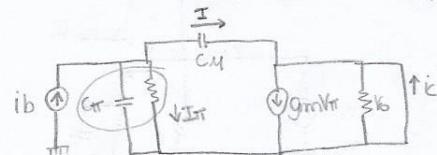
### Modos do MOS p/ módulos frequências



No bipolar:

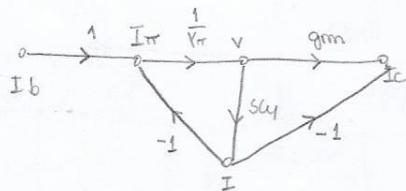


No MOS: com realimentação intrínseca  $\rightarrow$  parte do sinal de saída vai p/ entrada



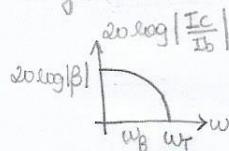
Determinando  $\frac{i_c}{i_b}$  no TBJ:

Diagrama de fluxo:



$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{mm} - \frac{sC_{\pi}}{\pi}}{1 + \frac{sC_{\pi}}{\pi}} = \frac{g_{mm} - sC_{\pi}}{g_{\pi} + s(C_{\pi} + C_{\pi})}$$

Diagrama de Bode:



$$\beta = g_{mm}\pi$$

$$w_p = \frac{\pi}{C_{\pi} + C_{\pi}}$$

$$\frac{i_c}{i_b}(\text{j}\omega) \approx \frac{g_{mm}}{(C_{\pi} + C_{\pi})(\text{j}\omega + \frac{\pi}{C_{\pi} + C_{\pi}})} = \frac{g_{mm}}{\text{j}\omega(C_{\pi} + C_{\pi}) + \pi}$$

$$\left| \frac{i_c}{i_b}(\text{j}\omega) \right|^2 = 1 \Rightarrow \omega_T^2 = \frac{g_{mm}^2 - g_{\pi}^2}{(C_{\pi} + C_{\pi})^2} = \frac{g_{mm}^2}{(C_{\pi} + C_{\pi})^2}$$

$$\omega_T = \frac{g_{mm}}{C_{\pi} + C_{\pi}}$$

Produto ganho-faixa de passagem:

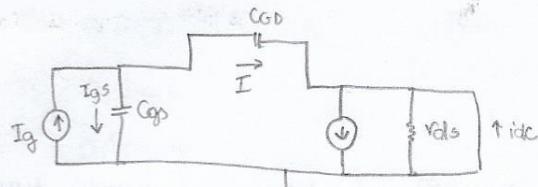
$$G \cdot \Delta w$$

$$G = \beta = \frac{g_{mm}}{g_{\pi}} = g_{mm}\pi$$

$$\Delta w = w_p = \frac{\pi}{C_{\pi} + C_{\pi}}$$

$$G \cdot \Delta w = \frac{g_{mm}}{C_{\pi} + C_{\pi}} \quad \therefore \quad G \cdot \Delta w = \omega_T$$

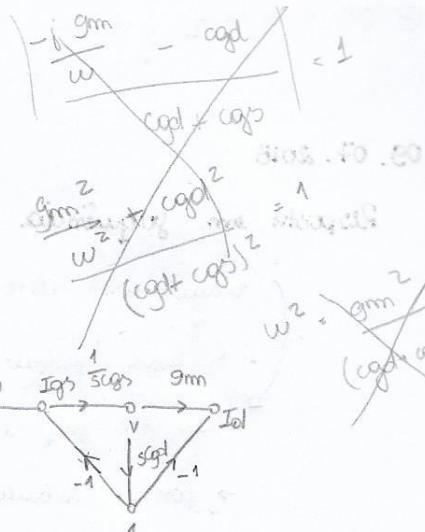
Determinando  $\frac{I_D}{I_g}$  no MOS



$$w_t = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \approx \frac{g_m}{C_{gs}} \approx \frac{3}{2} \frac{W}{L^2} (V_{GS} - V_{th})$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WL Cox$$

$$g_m = 4n Cox \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})$$

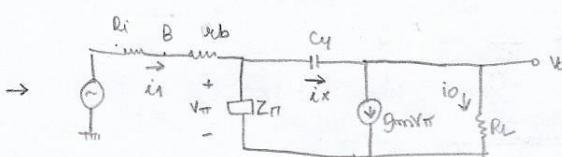
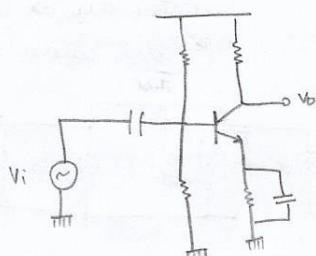


$$\frac{I_d}{I_g} = \frac{g_m}{C_{gs}} \frac{1 - \frac{C_{gd}}{C_{gs}}}{1 + \frac{C_{gd}}{C_{gs}}}$$

Determinar a F.T. do amplificador ( $\frac{V_o}{V_i}$ ) em alta freq.

$$w_t = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}$$

$$\therefore w_t = \frac{g_m}{C_{gs}}$$



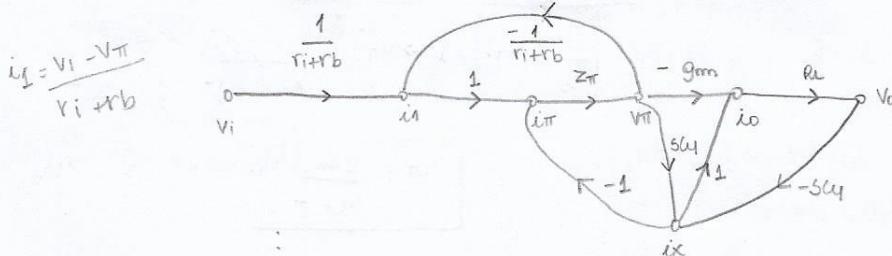
Por diagrama de级数 (no seide)

$$V_T = \frac{V_i \cdot Z_T}{R_i + r_b + Z_T}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_L g_m Z_T}{R_i + R_b} + \frac{Z_T s C_{L} R_L}{R_i + R_b}$$

$$1 + \frac{Z_T}{R_i + r_b} + s C_L Z_T + s C_L R_L + Z_T g_m R_b s C_L + \frac{Z_T R_b s C_L}{R_i + r_b}$$

$V_T$  (Resist)  $i_x + Z_T V_T$



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_L}{R_i + r_b} (g_m - s C_L)$$

$$s^2 C_L R_b + s \left\{ C_L + C_L \left[ 1 + R_L (g_m + g_m + \frac{1}{R_i + r_b}) \right] \right\} + g_m + \frac{1}{R_i + r_b}$$

$$g_m - C_L s$$

$$C_{gd} + C_{gs}$$

$$\frac{g_m^2 + w^2 g_d^2}{(C_{gd} + C_{gs})^2} \quad \therefore w^2 = \frac{(C_{gd} + C_{gs})^2 - g_m^2}{g_d^2}$$

Considerações sobre o WT

$W \ll WT$

$$W \ll WT = \frac{g_{mM}}{C_T} \quad \therefore W \ll \frac{g_{mM}}{C_T}$$

$$WT = \frac{g_{mM}}{C_T + C_U} \approx \frac{g_{mM}}{C_T} \quad \text{Sendo } C_T \gg C_U$$

$$g_{mM}R_\pi = \beta \text{ ou } \frac{g_{mM}}{R_\pi} = \beta; \text{ Sendo } \beta \gg 1$$

$$WC_U \ll WT C_U = \frac{g_{mM}}{C_T} C_U \quad \therefore W \ll \frac{g_{mM}}{C_U}$$

$$g_{mM} \gg g_\pi$$

$$WC_U W C_T \ll W g_{mM} C_U$$

ou

$$|S^2 C_U C_T| \ll 1 \text{ sgm}_U$$

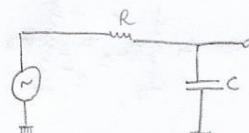
aproximando:

$$S = \frac{1}{R + C_T}, \text{ onde}$$

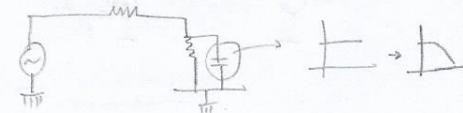
$$R_T = \frac{R_\pi (R_L + R_b)}{R_\pi + (R_L + R_b)} = R_\pi \parallel (R_L + R_b)$$

$$G_T = C_T + C_U \left[ 1 + R_L \left( g_{mM} + \frac{1}{R_\pi + R_b} \right) \right]$$

$\uparrow R_L \downarrow$  faixa de passagem

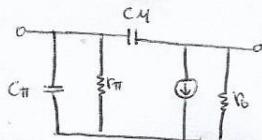


capacitâncias parásitas quem poleas

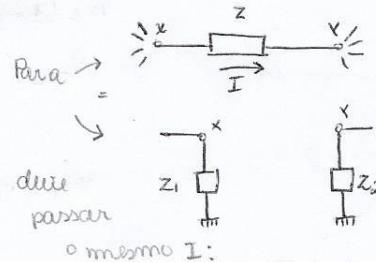
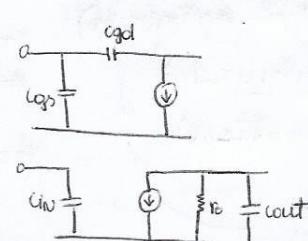


Téorema de Miller

Modelo Bipolar



Modelo MOS



Sendo  $Z = S C_U$

já que  $C_U \ll C_{out}$

Supondo  $R = -g_{mM} R_L$

$$\pm = \frac{V_x - V_r}{Z} = \frac{V_x}{Z_1} = \frac{-V_r}{Z_2}$$

$$\frac{V_r}{V_x} = K \quad \therefore Z_1 = \frac{Z V_x}{V_x - V_r} = \frac{V_x}{V_x - V_r}$$

$\uparrow R_L \downarrow$   $\downarrow C_U \downarrow C_{out}$

eliminou a faixa

cassou! reduz a capacidade e aumenta a faixa

$$= \frac{Z}{1 - \frac{V_r}{V_x}} = R = \frac{Z}{1 - K}$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - K}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{1}{K}}$$

# PROJETO EXTRA

$$f = 10 \text{ KHz}$$

$$AV = 40$$

$$V_{CC} = 5V$$

$$R_L = 1M\Omega$$

$$R_S = 50\Omega$$

$$I_A = I_{C2}$$

$$V_{BE} = 0,82$$

$$\text{considerando } V_{CE} = 1,5$$

$$V_{B2} = V_{BE} + V_{CE}$$

$$= 0,82 + 1,5$$

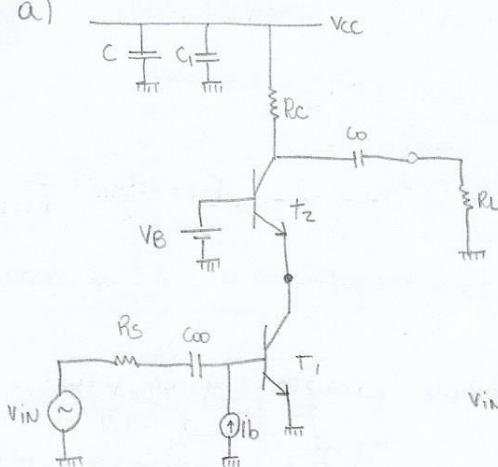
$$V_{B2} = 2,3V$$

$$V_{C2} = 2V$$

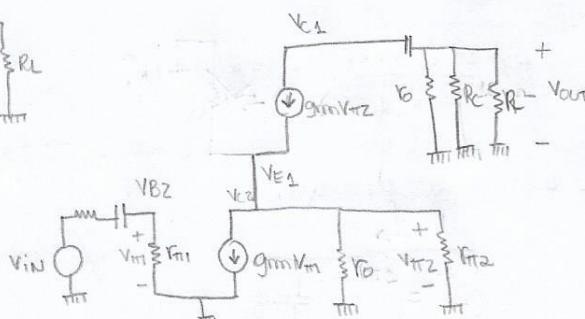
$$5 \cdot R_C I_C = 3$$

$$R_C = 363\Omega$$

a)



Análise AC



$$V_{out} = -g_{mm}V_{pi2} \cdot (R_L || R_b || R_C)$$

$$V_{pi2} = (g_{mm}V_{pi2} - g_{mm}V_{pi1})(R_{pi2} || R_b)$$

$$V_{pi2}(1 - g_{mm}V_{pi2}/R_b) = -g_{mm}V_{pi1}(R_b || R_b)$$

$$V_{pi2} = -\frac{g_{mm}V_{pi1}(R_{pi2} || R_b)}{1 - g_{mm}(R_{pi2} || R_b)}$$

$$V_{pi1} = \frac{V_{in} \cdot R_{pi1}}{R_b + R_{pi1}}$$

$$V_{pi2} = \frac{g_{mm}V_{in}R_{pi1}R_{pi2}}{[1 - g_{mm}(R_{pi2} || R_b)](R_b + R_{pi1})}$$

$$\text{Sendo } R_{pi} = \frac{\beta}{g_{mm}}$$

$$R_{pi} \ll R_b$$

$$R_{pi} \gg R_b$$

$$V_{pi2} = \frac{-g_{mm}V_{in}R_{pi1}R_{pi2}}{[1 - g_{mm}R_{pi2}] \cdot R_{pi1}} \div g_{mm} = \frac{-V_{in}R_{pi2}}{\frac{1}{g_{mm}} - R_{pi2}}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mm}(R_L || R_C) \cdot R_{pi2}}{\frac{1}{g_{mm}} + R_{pi2}}$$

$$\text{Sendo } \frac{1}{g_{mm}} \ll R_{pi2}$$

Usando BC547

Sendo  $V_{BE} > V_{BE,SAT}$

$$V_{CE} > V_{BE}$$

$$\text{Fazemos } I_{B1} = 50 \mu A$$

$$I_{C1} = h_{FE} \cdot I_{B1}$$

$$I_{C1} = 110 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 5,5 \text{ mA} \rightarrow V_{BE} = 0,68V$$

$$g_{mm} = 40I_C = 0,22$$

$$R_{pi} = \frac{\beta}{g_{mm}} = \frac{110}{0,22} = 500\Omega$$

$$V_{ci} = V_{cc} - R_C I_C$$

$$Av = -g_{mm}(R_L || R_C)$$

$$|Av| = |Av| = 40 = g_{mm}(R_L || R_C)$$

$$\frac{40}{g_{mm}} = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

$$40R_L + 40R_C = g_{mm} R_L R_C$$

$$(g_{mm}R_L - 40) R_C = 40 R_L$$

$$R_C = \frac{40R_L}{g_{mm}R_L - 40}$$

Qual valor de hFE usar?

Sendo  $I_{C2} \approx I_{E2} = I_C$

Então:

$$R_C = 181,83\Omega$$

Precisa simular os 3 casos?

## Resposta em frequência

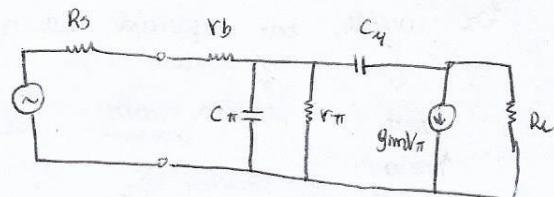
Técnicas de estimativa da faixa de passagem dos circuitos

Determinar  $f_c$

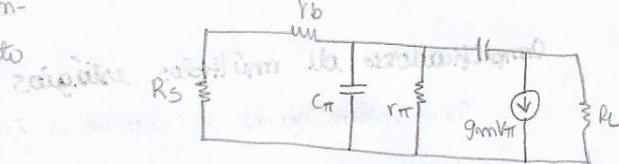
1. Determinar os atrasos

→ Anular as fontes independentes

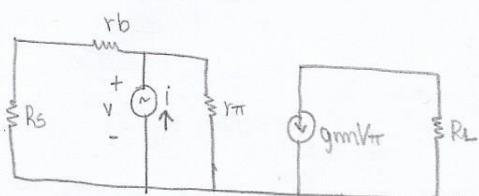
$\tau_1 = C_{\pi} R$  → é o circuito visto por  $C_{\pi}$  quando todas as outras capacidades são circuito aberto  
 $\tau_2 = C_y R$



anulando as fontes:



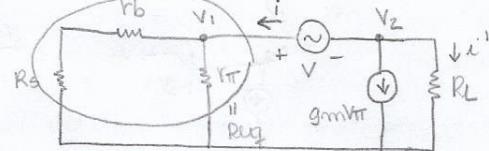
Determinando  $R'$ :



$$R' = \frac{V}{i}$$

$$i = \frac{V}{r_b + r_s} + \frac{V}{r_{\pi}} \therefore \frac{V}{i} = r_{\pi} // (r_b + r_s) = R'$$

Determinando  $R''$ :



$$R'' = \frac{V}{i} = \frac{V_1 - V_2}{i}$$

$$R_{eq} = (R_b + R_s) // r_{\pi}$$

$$R'' = \frac{R_{eq} \cdot i - i' R_L}{i}$$

$$i' = -[i + g_m V_{\pi}] R_L$$

$$V_2 = -[i + g_m R_{eq}] R_L$$

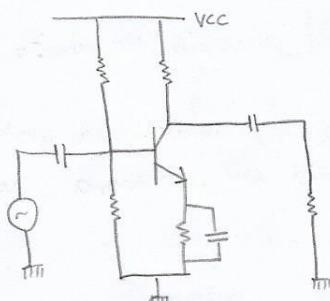
$$R'' = \frac{R_{eq} \cdot i + [1 + g_m R_{eq}] R_L}{i}$$

$$R'' = R_{eq} + [1 + g_m R_{eq}] R_L$$

Resp. em frequência

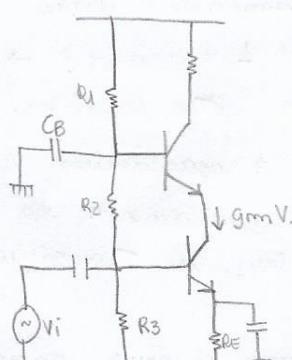
$$\omega_c = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_{eq} [C_{\pi} + C_y (1 + \frac{1 + g_m R_{eq}}{R_L})]} = \frac{1}{R_{eq} C_{eq}}$$

↑ faixa de passagem  
No caso de:



capacitância + única:  $C_y$

Determinar o polo:  $C_y$  no denominador, o polo será baixo → queremos no  $\infty$ .



$$Z_{in} = \frac{1}{g_m}$$

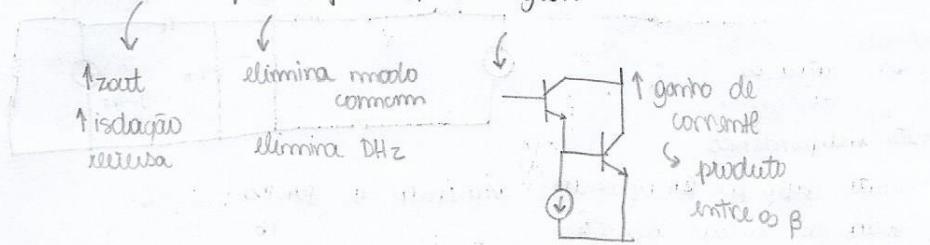
$$A_V = -g_m R_C$$

capac. ligando saída e entrada eliminou a faixa ( $1^{\circ}$  caso)

16.07.2018

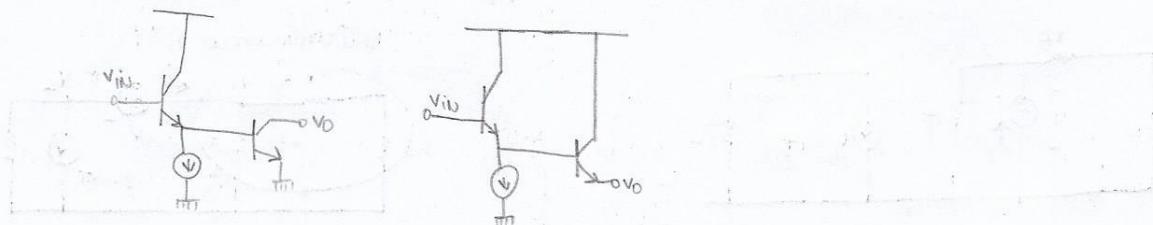
## Amplificadores de múltiplos transistores

Ex: cascata, par difusional, darlington



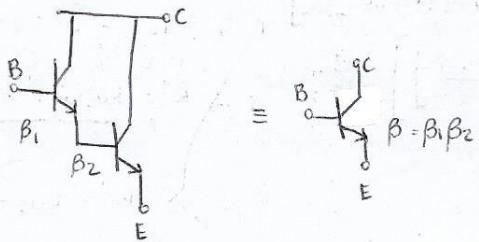
## Amplificadores de múltiplos estágios

Aumentam ganho de corrente e  $Z_{in}$



→ Par Darlington

Resistores nos poles para reduzir tempo de chauffamento; diodo para proteger o transistor das tensões reversas quando há desligamento de alguma carga indutiva.



→ Conexão em cascata: aumentar o ganho

por que usar + de 1 transistor? → com + só, ele precisaria ser muito grande ( $\uparrow w$ ,  $\uparrow I_s$ ) para altas correntes.

$\uparrow$  dimensão,  $\uparrow$  capacitações nas junções → aparece milt. pelo ganho na entrada e é praticamente só na saída → cria um polo numa freq. baixa, muda a freq. de transição

→ faixa de passagem de amp. c/ vários estágios em cascata

$$T(s) = \left( \frac{k_0}{T_S + s} \right)^n$$

Pelo modo tradicional

$$|T(j\omega_n)| = \left| \frac{k_0}{T_S + j\omega_n} \right|^n = \frac{k_0^n}{\sqrt{2}}$$

ganho em freq. = 0

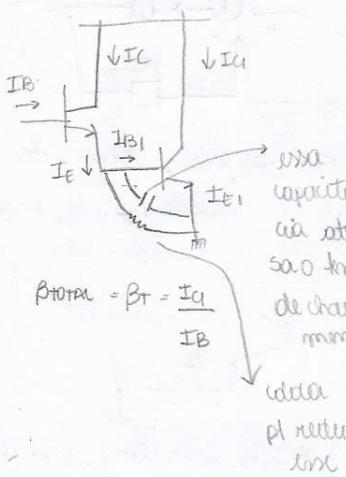
$$\omega_B = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2^n - 1}}$$

Fazemos aproximação (sólido):

$$w_h = \frac{0,833}{\tau \sqrt{n}}$$

$\tau \sqrt{n}$  → nº de estágios

↑ estágios ↓ face de fatoração ↓ erro ao usar a eq. acima.



$$i_E = i_B + i_C$$

$$i_E = i_B + \beta_1 i_B$$

essa

capacitância

é a outra

só o tempo

de duração

não importa

anda R

para retornar

esse tempo

$$i_{E1} = i_C1 + i_{B1}$$

$$i_{E1} = i_{C1} + i_B + \beta_1 i_B$$

$$i_{E1} = \beta_2 [i_B + \beta_1 i_B] + i_B + \beta_1 i_B$$

$$= \beta_2 i_B + \beta_1 \beta_2 i_B + \beta_1 i_B$$

$$= i_B [\beta_2 + \beta_1 \beta_2 + 1 + \beta_1]$$

$$i_C = i_E$$

$$i_{E1} = i_C = I_B [\beta_1 + \beta_2 + 1 + \beta_1 \beta_2]$$

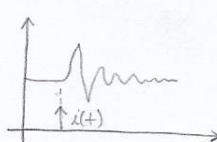
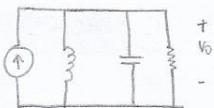
$$\beta_T = \beta_1 + \beta_2 + 1 + \beta_1 \beta_2$$

$$\boxed{\beta_T = \beta_1 \beta_2}$$

### Realimentação positiva / osciladores sinusoidais

→ gera tensão AC a partir da DC. → fornece seu próprio sinal de oscilação

estabilidade → a forma do sinal de saída é o mesmo do de entrada  
Sinais de saída harmonicamente relacionados à entrada.



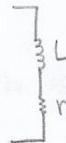
aplica S → mas queremos sinal de saída.

$$V_0 = \sqrt{2} I_{\text{pulse}} e^{\frac{-t}{2RC}} \cos \left( \sqrt{\left( \frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2 C^2} \right)} t \right)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\left( \frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2 C^2} \right)}$$

$$\text{Se } R \rightarrow \infty, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Mas não é tão fácil assim: o fio tem perdas



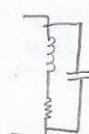
↑ freq., ↑ resistência

fator de qualidão → ↑ Q num bom condutor

$$Q = \frac{b}{a} \quad Q = \frac{\omega L}{r}$$

$$Z_{\text{in}} = a + b j$$

E ainda:



círculo  
RLC



existiu uma freq. de ressonância que  $L = R$

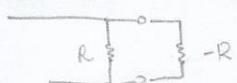
Trabalhamos com



$R$  tendendo a  $\infty$

→ oscilador como sistema realimentado

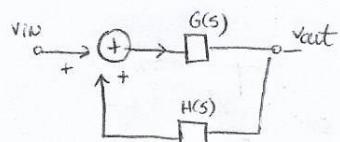
→ usamos  $R$  negativa



-R: diodo



$$\frac{V_{out}}{V_{IN}} = \frac{G(s)}{1 - G(s)H(s)}$$



Realimentação positiva: sinal de saída se soma ao sinal de entrada

No oscilador: não existe  $V_{IN}$

$$V_{IN} \rightarrow 0$$

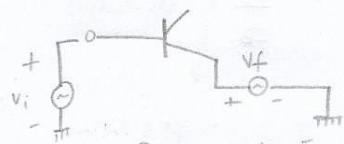
Condições:

$$G(s) \rightarrow \infty \rightarrow \text{não usa}$$

$$1 - G(s)H(s) = 0 \rightarrow \text{ganho de laço/malha aberta}$$

$$\hookrightarrow |G(s)H(s)| = 1 \text{ e } |G(j\omega)H(j\omega)| = 0$$

$$\text{to: parte real} = 1 \text{ e } \text{Im} = 0$$



Realimentação negativa

se force  $-V_f \rightarrow$  positiva

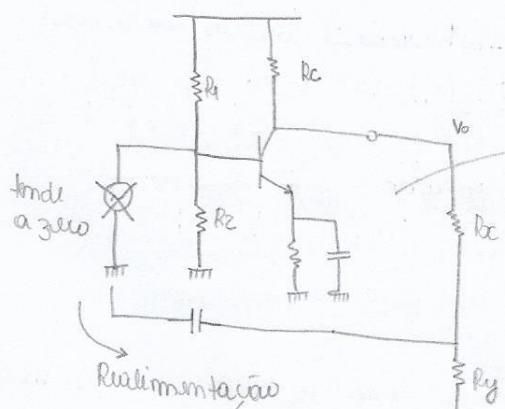
no caso de realimentação +

No caso realim. neg.,  $G(s)H(s) = -1$

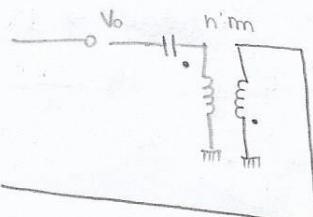
condição final:

$$|G(s)H(s)| = 1, \text{ defasamento} = 0^\circ$$

P1: inverter comum como oscilador:



ou substituímos  $R_C$  por



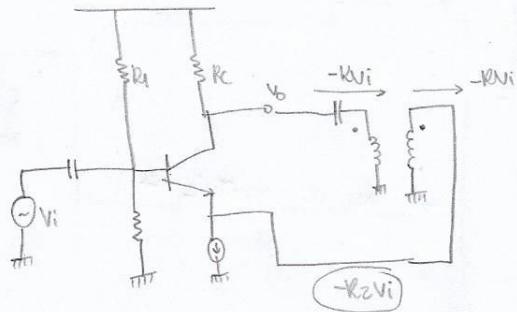
→ defesa 180°

realimentação +

Defasamento gate-diodo  $-180^\circ$

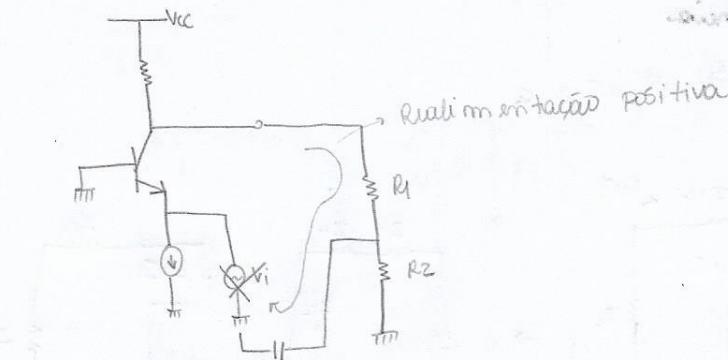
Sinal não oscila → só oscila se defasamento = 0

Colocando realimentação no amplificador emissor comum



$$V_{BE} = V_B - (-R_2 V_i) \rightarrow \text{vai somar até saturar} \rightarrow \text{aí poderei tirar } V_i$$

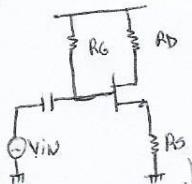
→ Na base comum → defasamento = 0



→ Propriedades da realimentação negativa

$$\text{Se } G(s)H(s) \gg 1$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{1}{H(s)}$$



$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{g_m R_b}{1 + g_m R_b} = \frac{R_b}{R_s}$$

Nesse caso é negativa → reduz o ganho

Riduz VGS

18.07.2018

### → Topologias

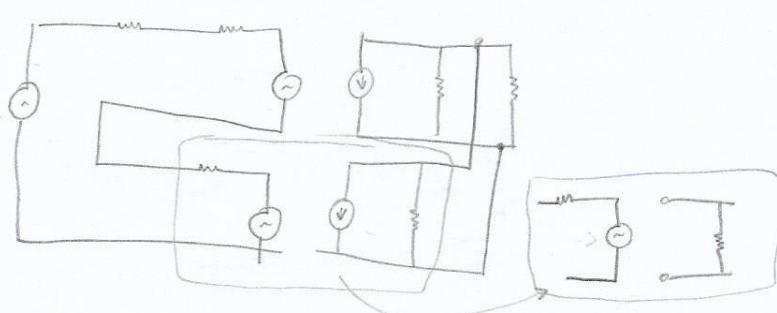
1. Amplificador de tensão → Realimentação tensão-tensão

→ Matriz H

↳ pluga amostra de tensão → em paralelo

- estabiliza o ganho,  $\uparrow Z_{in}$ ,  $\downarrow Z_{out}$

plugar em paralelo e vota em série pt mudar

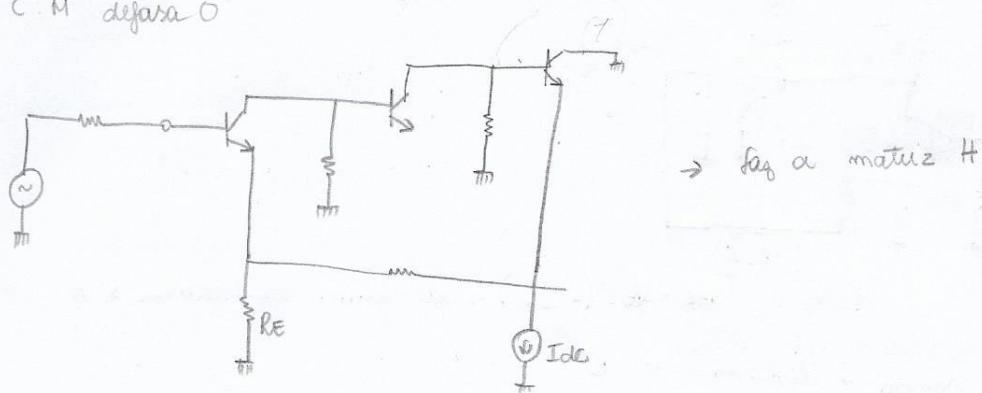


$H_{21} = 0$  em redes passivas → seu ganho de tensão

Realimentação série paralela

E.M. defasa  $180^\circ$

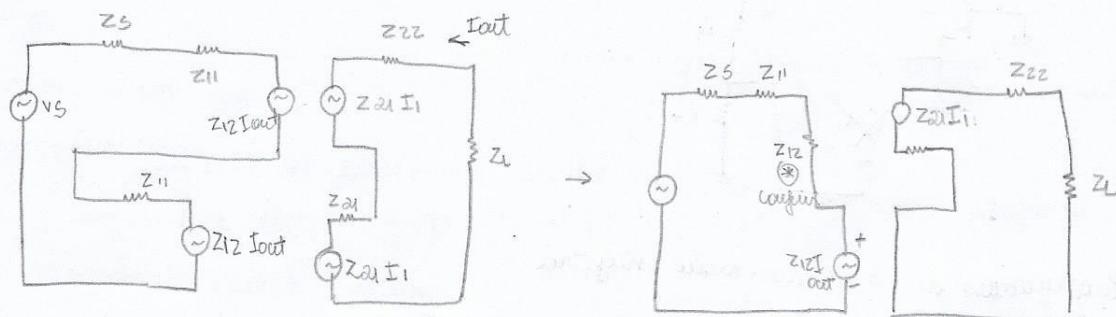
C.M. defasa  $0^\circ$



### Amplificador de transcondutância

corrente-tensão da saída pr. entrada

Usar o  $Z_{12}$



### Amplificador de corrente

$g_{12}$



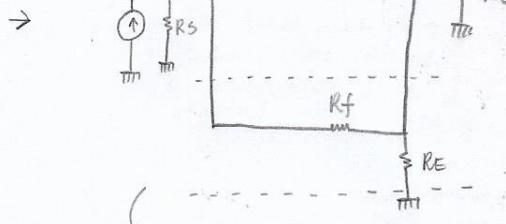
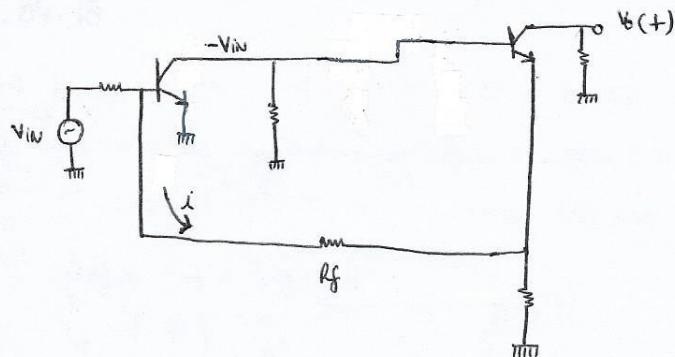
### Amplificador de trans resistência

(Y)

exerc. 40.31

resposta:

Ex.:

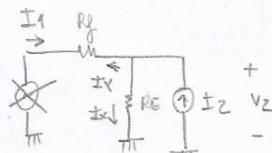
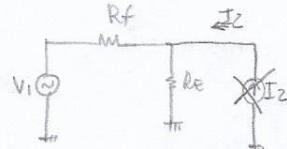


$$g_{11} = \frac{I_1}{V_1} \quad | \quad I_2 = 0$$

$$g_{11} = \frac{1}{R_f + R_E}$$

$$g_{22} = \frac{V_2}{I_2} \quad | \quad V_1 = 0$$

$$g_{22} = R_f \parallel R_E$$



$$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2$$

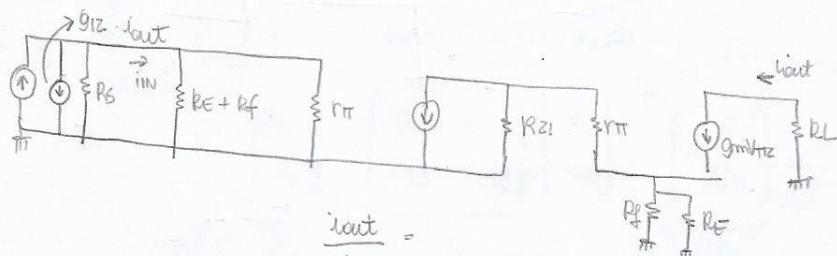
$$V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2$$

desprez

$$g_{12} = \frac{I_1}{I_2} \quad | \quad V_1 = 0$$

$$I_x = \frac{I_2 \cdot R_E}{R_E + R_f} = -I_1$$

$$g_{12} = -\frac{R_E}{R_E + R_f}$$



$$\frac{i_{out}}{I_S} =$$

$$I_{in} = I_S - g_{12} i_{out}$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_S \parallel R_E + R_f \parallel R_S}$$