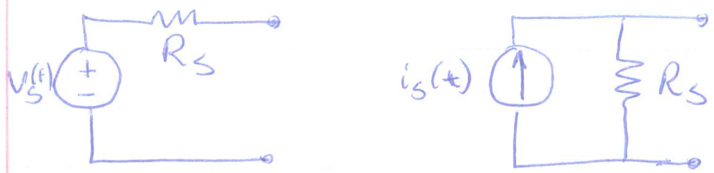
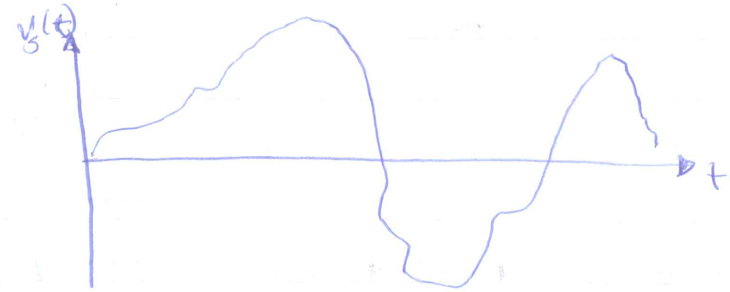
N

FONTES DE SINAIS PODEM SER REPRESENTADOS POR:



FORMA THEVENIN   FORMA NORTON

Ex: SINAL ARBITRÁRIO



DESEJA-SE EXPRESSÃO MATEMÁTICA DO SINAL

1.2. ESPECTRO DE FREQ. DOS SINAIS

CARACTERÍSTICA DO SINAL $\xrightarrow{\text{É SEU}}$ $\boxed{\text{ESPECTRO DE FREQUÊNCIA}}$

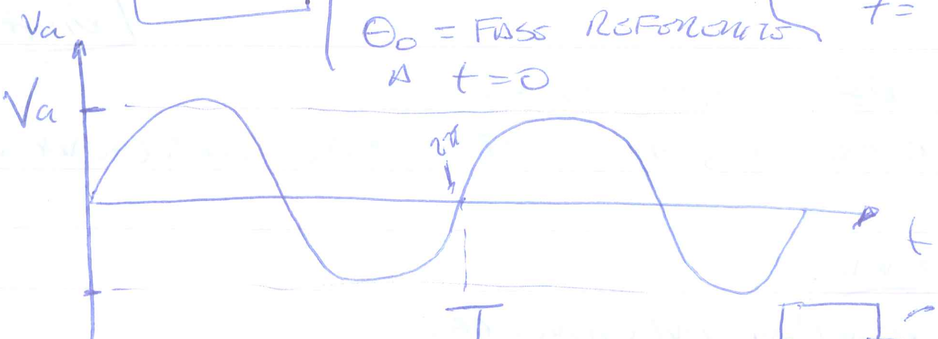
→ FERRAMENTA = TRANSFORMADA DE FOURIER

$V_S(t) = \sum$ SENÓIDES c ≠s f e AMPLITUDES.

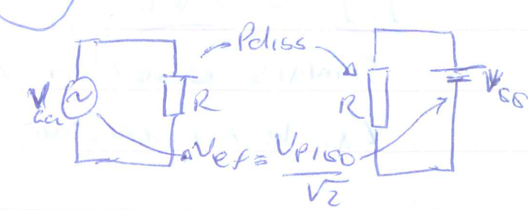
SEJA $V_a(t) = V_a \operatorname{sen} \omega t$, ONDE ω = FREQ. ANGULAR [RAD/S] $= 2\pi f$

f = FREQ. EM HERTZ, $f = 1/T$ Hz

$\boxed{\text{SINAL SENOIDAL}}$ { V_a → VALOR DE PICO; f; Θ_0 = FASE REFERENTE A $t=0$ }



$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int f(t)^2 \, dt}$



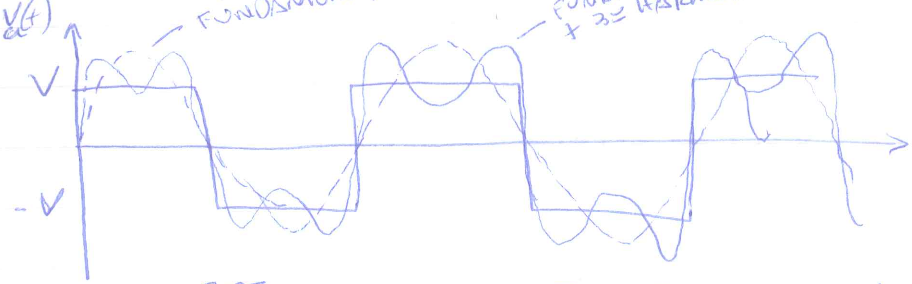
$V_a \leftrightarrow rms = V_a/\sqrt{2}$

EX: REDE DE 110V → $V_a = \sqrt{2} \times 110 V_{PICO}$

• DEFINIÇÃO: VALOR EFICAZ DE UMA TENSÃO ALTERNADA É O VALOR DE UMA TENSÃO CONTÍNUA QUE PRODUZ MESMA DISSIPAÇÃO DE POTÊNCIA QUE A TENSÃO ALTERNADA EM QUESTÃO NUM MESMO RESISTOR

• SÉRIE DE FOURIER DE UMA DADA FUNÇÃO PERIÓDICA NO TEMPO

$$v_a(t) = \frac{4V}{\pi}\left(\operatorname{sen} \omega_0 t + \frac{1}{3}\operatorname{sen} 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\operatorname{sen} 5\omega_0 t + \dots\right)$$



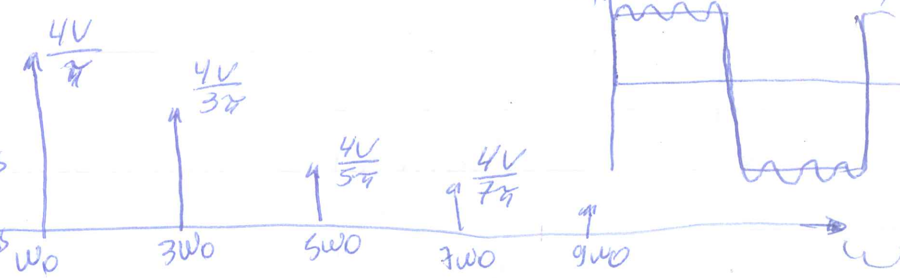
TRANSFORMADA DE FOURIER

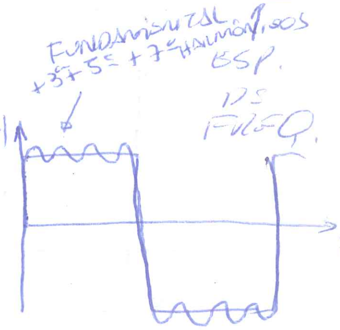
$v(t) \rightarrow V(s)$

$s = j\omega$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \text{FREQ. FUNDAMENTAL}$$

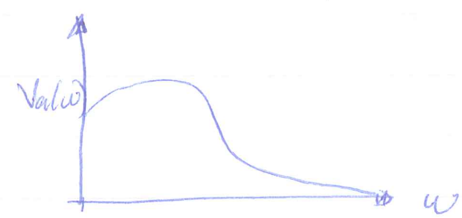
ESPECTRO DE FREQ. → FREQS. DISCRETAS EM ω_0 E SUAS HARMÔNICAS



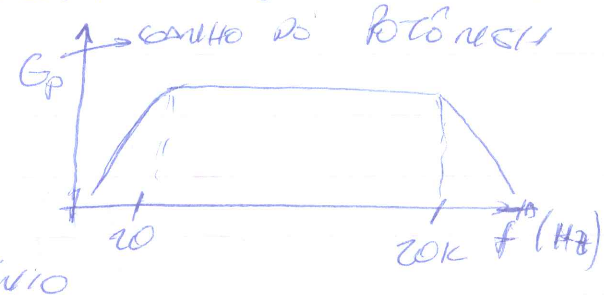


• TRANSFORMADA DE FOURIER PODE SER APLICADA A SINAL NÃO PERIÓDICO → GERA ESPECTRO CONTÍNUO

EX:



EX: ESPECTRO DE SOM AUDÍVEL: 20 Hz A 20kHz = FAIXA DE ÁUDIO



∴ UM SINAL PODE SER REPRESENTADO NO DOMÍNIO DO TEMPO $v(t)$ OU NO DOMÍNIO DA FREQ. $V_a(\omega)$

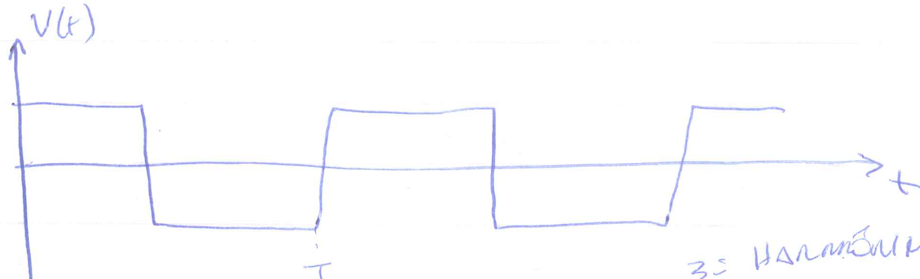
4

Exercícios:

1.1. se $T = 1ms \Rightarrow f = 1kHz \rightarrow \omega = 2\pi \times 10^3 rad/s$

1.2. a) $f = 60Hz \rightarrow T = 16.7ms$; b) $f = 1mHz \rightarrow T = 1ks$
c) $f = 1MHz \rightarrow T = 1\mu s$

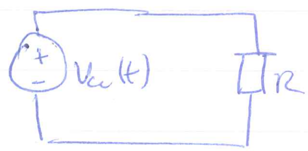
1.3 Seja $V(t)$ = onda quadrada



3º harmônico

$$V(t) = \frac{4V}{\pi}\left(\text{sen}\,\omega_0 t + \frac{1}{3}\text{sen}\,3\omega_0 t + \frac{1}{5}\text{sen}\,5\omega_0 t + \dots\right)$$

1º harmônico



calcule P → Pot. total dissipada

a) $P = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{V^2}{R}\right)dt = \frac{V^2}{R}$

b) $P = P_1 + P_3 + P_5 + \dots$

$$P_1 = \frac{V_{rms}^2}{R} = \left(\frac{4V}{\pi}\right)^2 \frac{1}{(\sqrt{2})^2} \times \frac{1}{R} = 0{,}81\frac{V^2}{R}$$

$$P_3 = \left(\frac{4V}{\pi}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{3}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{V^2}{R} = 0{,}09\ V^2/R$$

$$P_5 = \left(\frac{4V}{\pi}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{5}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{V^2}{R} = 0{,}03\ V^2/2$$

$P_7 = 0{,}017\ V^2/R$, $P_9 = 0{,}010\ V^2/R$

$\therefore P_1 = 81\%$

$P_1 + P_3 + P_5 = 93\%$

$P_1 + P_3 + P_5 + P_7 = 95\%$

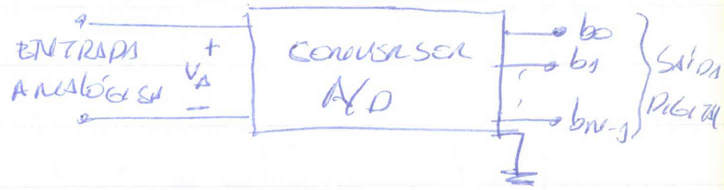
$P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 = 96\%$

∴ 90% da potência está contida nos 3 primeiros harmônicos

1.3. Sinais Digitais e Analógicos

• Sinal analógico → sinal análogo ao sinal físico
→ variação contínua
→ grande maioria dos sinais do mundo é analógico
→ circuitos eletrônicos que processam tais sinais são circuitos analógicos
→ alternativa: representar por sequência de nºs discretizados
↳ **sinal digital**

Sinal digital ⇒



1.4. Amplificadores

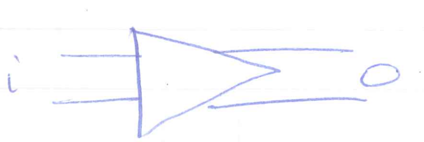
Função básica p/ processamento de sinais → $\boxed{\text{Amplificação de sinais}}$

⇒ Amplificador de sinal ⟹ necessita ser linear ⟹ $\boxed{\text{Evita distorção}}$

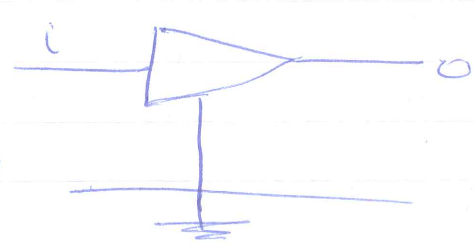
$v_o(t) = A\,v_i(t)$ → $A = cte$ = ganho → amplif. linear
↳ amplif. de tensão
↳ ex: pré-amplif. de recepção/som

Amplificador de potência
↳ ganho modesto de ~~potência~~ tensão
↳ ganho substancial de corrente
ex: amplif. de saída de som

Símbolo do circuito amplificador é um quadripolo

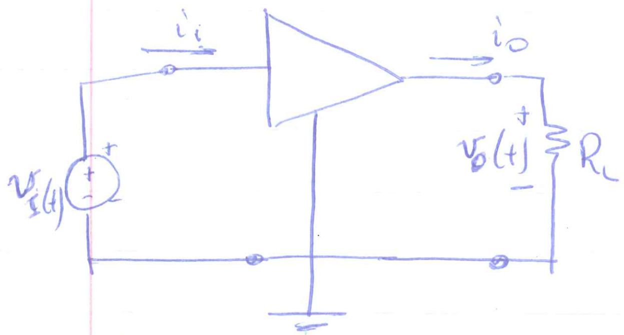


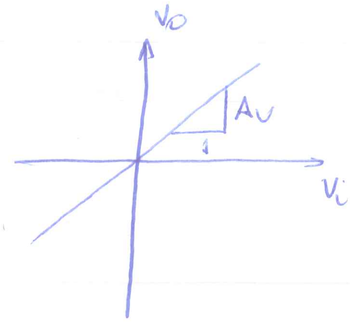
⇒ comum ⇓ terminal terra



6

- GANHO DE TENSÃO $\longrightarrow A_V = \dfrac{V_o}{V_i}$





CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

$\hookrightarrow$ SE ENTRADA = SENÓIDE C/ AMPLITUDE $\hat{V}$

$\hookrightarrow$ SAÍDA = SENÓIDE $A_V . \hat{V}$

- GANHO DE POTÊNCIA E GANHO DE CORRENTE

AMPLIF $\rightarrow$ TEM GANHO DE POTÊNCIA AO CONTRÁRIO DO TRANSFORMADOR, $A_P < 1$

$$A_P = \frac{P_L}{P_i} = \frac{v_o . i_o}{v_i . i_i} \text{, ONDE: } i_o = \frac{v_o}{R_L}$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \Rightarrow \boxed{A_P = A_V . A_i}$$

- GANHO EXPRESSO EM DECIBÉIS

A_P, A_V E A_i $\rightarrow$ SÃO ADIMENSIONAIS

$\frac{W}{W}$, $\frac{V}{V}$ E A/A

ALEXANDER GRAHAM BEL

ALTERNATIVA $\rightarrow$ MEDIDA LOGARÍTMICA = dB

$$G_V = 20 \log |A_V| \text{ dB}$$
$$G_i = 20 \log |A_i| \text{ dB}$$
$$G_P = 10 \log |A_P| \text{ dB}$$

bel $\rightarrow G_P = \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$

DECIBEL $\rightarrow G_P = 10 \log(P_2/P_1)$

$G = 10 \log\left(V_2^2/R / V_1^2/R\right)$

$G = 20 \log(V_2/V_1)$

$G = 10 \log\left(R.I_2^2 / R.I_1^2\right)$

$G = 20 \log(I_2/I_1)$

$P = V.I$

G_V	dB
0,5	-6
0,707	-3
1	0
2	6
10	20
40	32
100	40
10^3	60
10^4	80

$G = 0 \text{ dB} \Rightarrow A = 1$

$G > 0 \text{ dB} \Rightarrow$ AMPLIFICAÇÃO

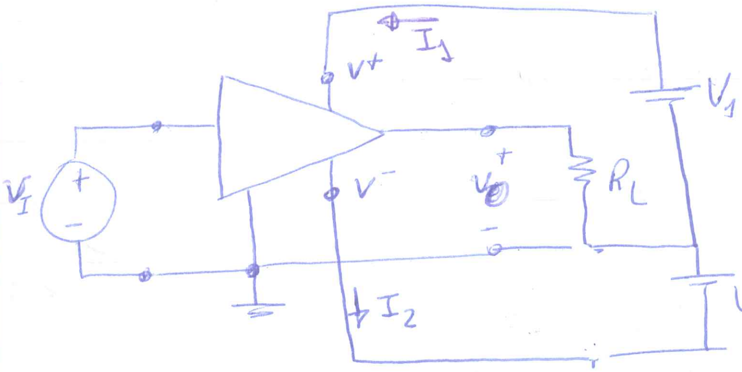
$G < 0 \text{ dB} \Rightarrow$ ATENUAÇÃO

EX: $\boxed{G_V = -20 \text{ dB}} \Rightarrow \boxed{A_V = 0,1 \text{ V/V}}$

• As Fontes de Alimentação do Amplificador

como $P_o > P_i$, qual a origem do ΔP?

⟹ Fonte de Alimentação cc!



$V^+ = V_1$

$V^- = -V_2$

$P_{cc} = V_1 . I_1 + V_2 . I_2$

$P_{cc} + P_I = P_L + P_{diss}$

P_{diss} ↓ pelo amplif.

como P_I ↓↓ define-se

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_{cc}} \times 100$$

η → eficiência/rendimento

Exemplo:

Seja $V_1 = V_2 = 10V$, $I_1 = I_2 = 9{,}5mA$

$\hat{V}_I = 1\,V_{pico}$; $\hat{V}_O = 9\,V_{pico}$; $R_L = 1k\Omega$

$\hat{I}_I = 0{,}1\,mA_{pico}$

calcule A_v, A_i, A_p, P_{cc}, P_{diss}, η

• $A_v = \frac{\hat{V}_O}{\hat{V}_I} = \frac{9}{1} = 9\,V/V$ ou $G_v = 20 \log 9 = 19{,}1\,dB$

• $\hat{I}_O = \frac{9V}{1k\Omega} = \frac{\hat{V}_O}{R_L} = 9m\,A_{pico}$

• $A_i = \frac{9m}{0{,}1m} = 90\,A/A$ ou $G_i = 20 \log 90 = 39{,}1\,dB$

($9m \to \hat{I}_O$; $0{,}1m \to \hat{I}_i$)

• $P_L = V_{o\,rms} . I_{o\,rms} = \frac{9}{\sqrt{2}} . \frac{9m}{\sqrt{2}} = 40{,}5\,mW$

• $P_I = V_{i\,rms} . I_{i\,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} . \frac{0{,}1m}{\sqrt{2}} = 0{,}05\,mW$

• $A_p = \frac{P_L}{P_I} = \frac{40{,}5}{0{,}05} = 810\,W/W$ ou $G_p = 10 \log 810 = 29{,}1\,dB$

• $P_{cc} = 10 . 9{,}5m + 10 . 9{,}5m = 190\,mW$

• $P_{diss} = P_{CC} + P_I - P_L = 190 + 0,05 - 40,5 = 149,6\,mW$

• $\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \times 100 = 21,3\%$ → AMPLIFICADOR CONVERTE

PARTE DA POTÊNCIA CC QUE ELE DRENA DAS FONTES DE ALIMENTAÇÃO EM POTÊNCIA FORNECIDA AO SINAL QUE É ENTREGUE À CARGA.

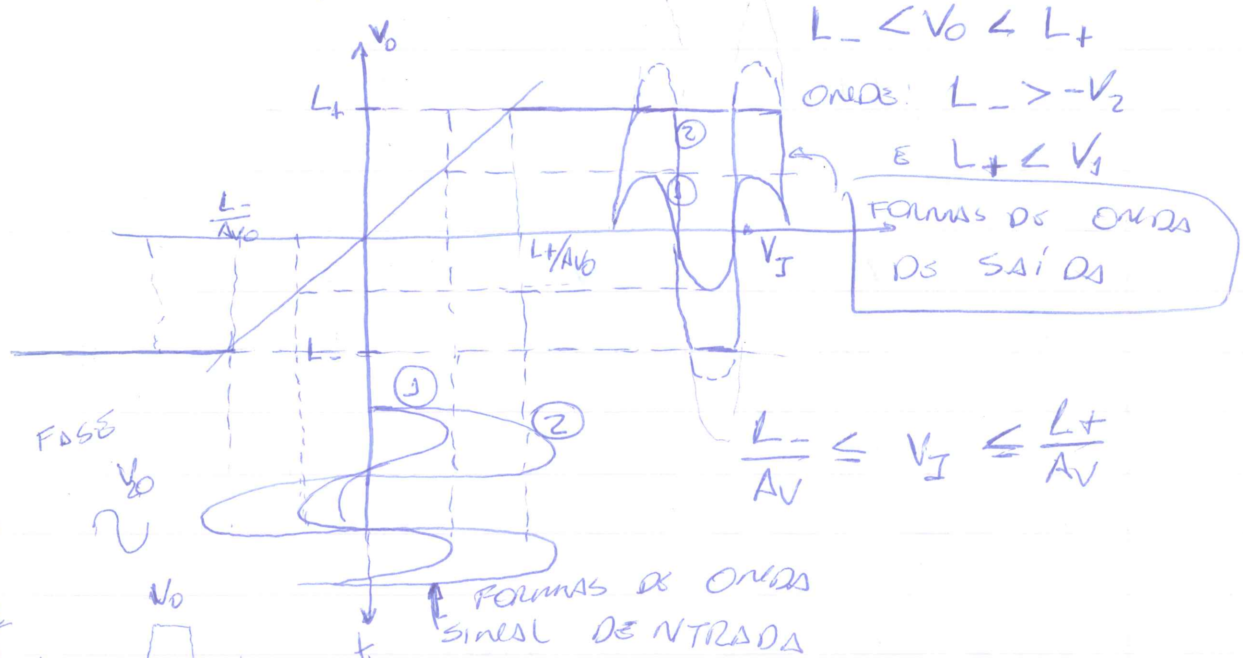
• A SATURAÇÃO DO AMPLIFICADOR → $-0,9V_{EE} < V_O < 0,9V_{CC}$

NA PRÁTICA, AMP É LINEAR NUMA FAIXA

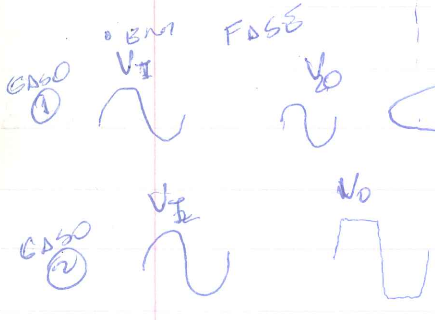
$L_- < V_O < L_+$

ONDE: $L_- > -V_2$

E $L_+ < V_1$



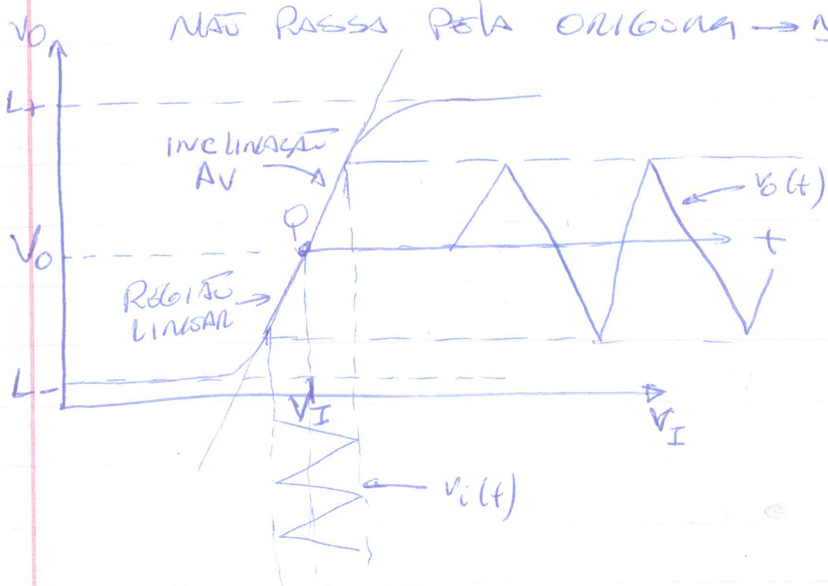
$\frac{L_-}{A_V} \leq V_I \leq \frac{L_+}{A_V}$

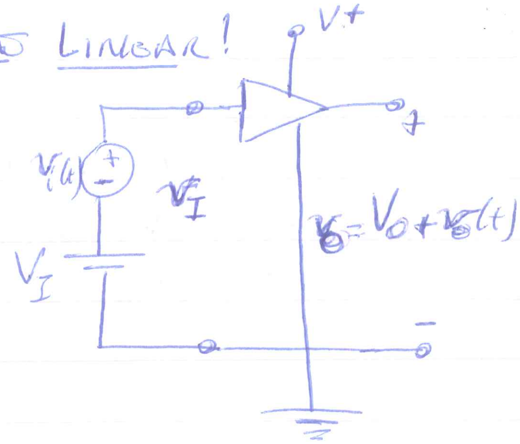


• CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA NÃO-LINEAR E POLARIZAÇÃO

AMPLIF. PODE NÃO SER LINEAR $= f\Big($SOFISTICAÇÃO DO CIRCUITO E DO PROJETO$\Big)$

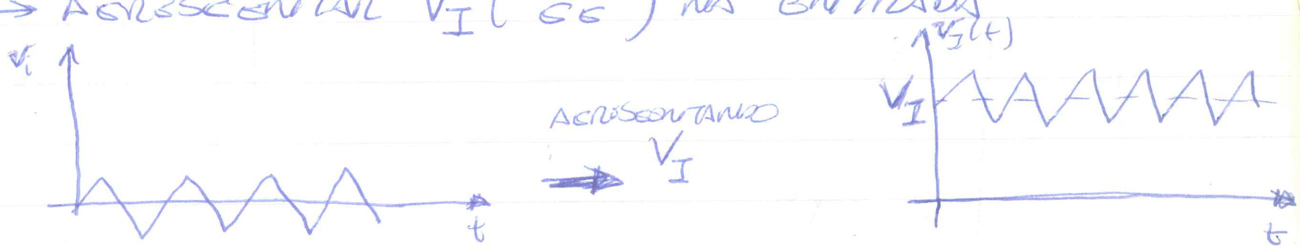
Ex: Amp. c/ 1 fonte CC a curva de transferência não passa pela origem → não linear!





→ p/ obter amplificação linear de um amplificador não linear → $\boxed{\text{POLARIZAR}}$ → o circuito p/ operar próximo ao p^{to} médio da característica de transferência → p^{to} Q → Quiescente (V_I, V_O)

→ Acrescentar V_I (fonte CC) na entrada



∴ $v_I(t) = V_I + v_i(t)$ ⇒ p/ $v_i(t)$ ↓↓ → restrito à região linear

⇒ $v_O(t) = V_O + v_o(t)$ p/ $v_o(t) = A_v \cdot v_i(t)$

↳ inclinação do segmento quase linear

e $A_v = \left.\dfrac{dv_O(t)}{dv_I(t)}\right|_{p^{to}\,Q}$

Se $v_i(t)$ ↑
↓
distorção

10

Exemplo 1.2

$$v_O = 10 - 10^{-11} e^{40 v_I}$$

VÁLIDO P/ $v_I \geq 0\,V$ E $v_O \geq 0{,}3\,V$

DET. → • L_- E L_+ E OS VALORES DE v_I CORRESPONDENTES

• V_I P/ $V_O = 5V$ (pto Q)

• A_{v_Q}

Sol. ⇒ $L_- = 0{,}3V$ (POIS $v_O \geq 0{,}3V$) ⇒ P/ $v_O = 0{,}3$ ⇒ $v_I = 0{,}690\,V$

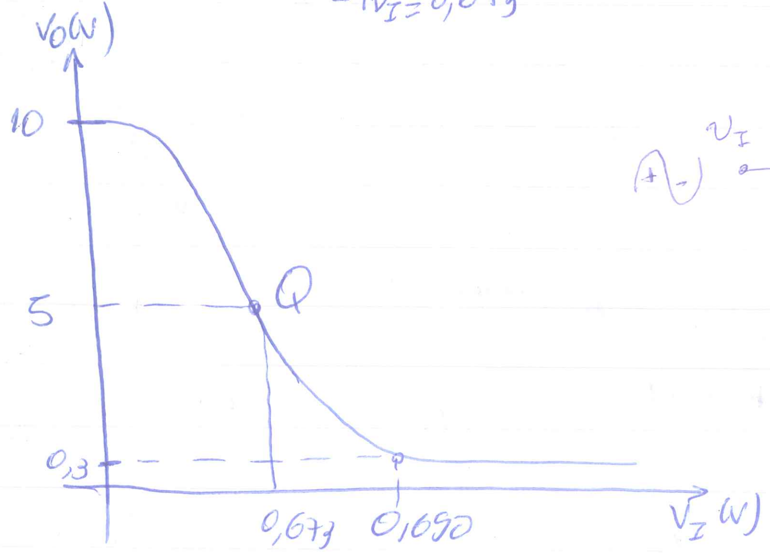
L_+ → P/ $v_I = 0$

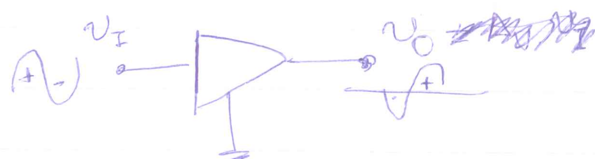
P/ $v_I(L_+) = 0$ ⇒ $L_+ = 10 - 10^{-11} \simeq 10V$

• pto Q : $V_O = 5V$ ⇒ $v_O = 5V$ ⇒ $V_I = 0{,}673$

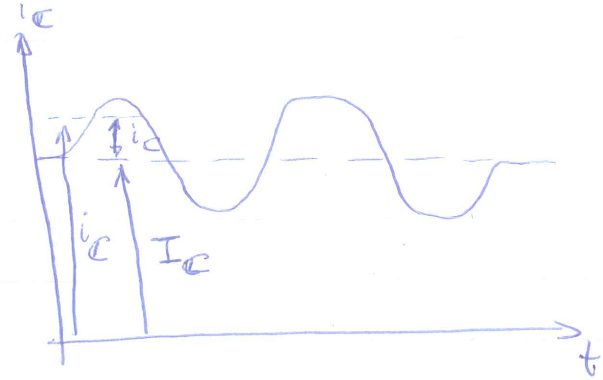
• GANHO $A_v = \left.\dfrac{dv_O}{dv_I}\right|_{v_I = 0{,}673} = -10^{-11} \cdot 40\, e^{40 v_I} = \ominus 200\ V/V$

TIPO INVERSOR OU $\Theta = 180°$





CONVENÇÃO DE NOTAÇÃO



INSTANTÂNEO: $i_A(t), v_B(t)$

CC: I_A, V_B

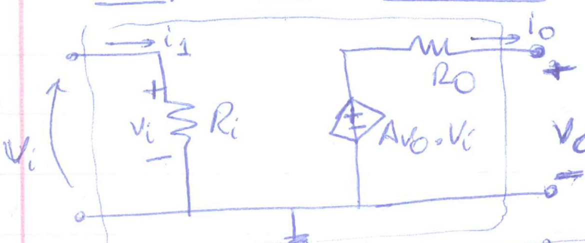
INCREMENTO: $i_a(t), v_b(t)$

- $i_A(t) = I_A + i_a(t)$
- $v_B(t) = V_B + v_b(t)$

1.5 MODELOS DE CIRCUITOS P/ AMPLIF.

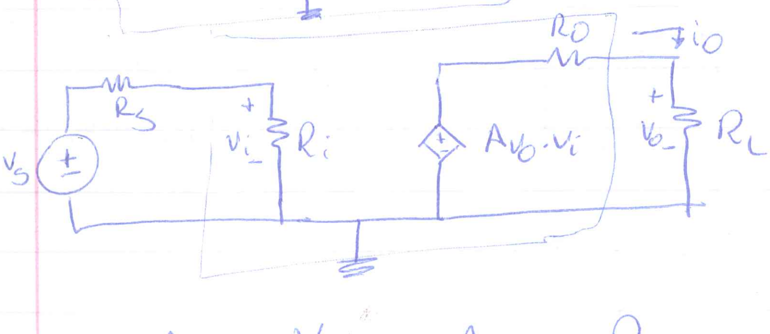
Amp. = 1 a 20 dispositivos ou mais
↳ necessita-se → modelo de bloco p/ uso p/ ∀ sistema

- Amp. de tensão → c/ carga:



$A_{VO} \cdot v_i = R_O \cdot i_O + v_O$, $i_O = v_O/R_L$

$A_{VO} \cdot v_i = R_O\left(\frac{v_O}{R_L}\right) + v_O$



$v_O\left[\frac{R_O + R_L}{R_L}\right] = A_{VO} \cdot v_i$

$v_O = A_{VO} \cdot v_i \left[\frac{R_L}{R_O + R_L}\right]$

→ $A_V = \frac{v_O}{v_i} = A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O}$ → IDEAL → $R_O \to 0$
↳ se $R_L \to \infty \Rightarrow A_V = A_{VO}$
↓ ganho de circuito aberto

→ na entrada: $R_S \Rightarrow v_i < v_S$

Divisor de tensão → $v_i = \frac{R_i}{R_i + R_S} \cdot v_S$ ∴ Projetar amplificador c/ $R_i \gg R_S$ pois → $v_i \approx v_S$

IDEAL $R_i \to \infty$

v_i/R_i
$v_S = i_a\left(R_S + v_i\right)$
$v_S = v_i\left(\frac{R_S}{R_i} + 1\right)$
$v_S =$
$v_i = \frac{R_i \, v_S}{R_S + R_i}$

- P/ $R_i \to \infty \Rightarrow i_i \to 0$ (CIRCUITO ABERTO)

$\therefore A_i = i_o/i_i \Rightarrow A_i \to \infty$

E $A_p = A_v \cdot A_i \Rightarrow A_p \to \infty$

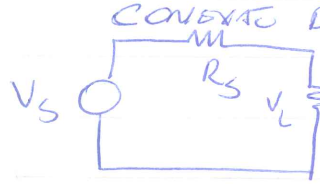
- GANHO GLOBAL (CONSIDERANDO A FONTE E A CARGA)

$$\frac{V_O}{V_S} = \left(\frac{V_O}{V_i}\right)\left(\frac{V_i}{V_S}\right) = A_{VO}\left(\frac{R_L}{R_L+R_O}\right)\left(\frac{R_i}{R_i+R_S}\right)$$

- SITUAÇÕES → QUERO A_p E NÃO DE A_V

Ex: FONTE C/ $V_S \uparrow$ E $R_S >> R_L$

CONEXÃO DIRETA



$\Rightarrow V_L = \frac{R_L}{R_S+R_L} \cdot V_S$

P/ $R_S = 100 . R_L$

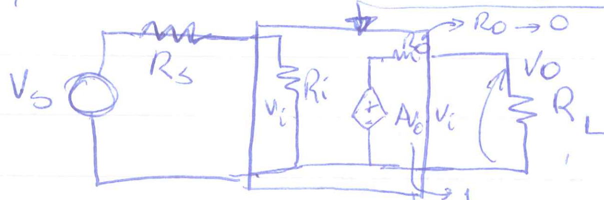
$\Downarrow$

$\boxed{V_L \simeq 0{,}01 V_S}$

↳ PERDA

$\therefore$ NECESSITA-SE DE AMPLIFICADOR ISOLADOR (BUFFER) C/ $A_V \simeq 1$ E $R_i >> R_S$

↳ CASADOR DE IMPEDÂNCIA



$V_i = \frac{R_i}{R_i+R_S} \cdot V_S$

P/ $R_i = 100 . R_S \Rightarrow \boxed{V_i \simeq V_S}$

$$V_O = \cancel{A_{VO}}^{1} \cdot \cancel{V_i}^{V_S} \left[\frac{R_L}{R_O + R_L}\right] \Rightarrow \boxed{V_O \simeq V_S}$$

Exemplo 1.3: AMPLIFICADOR C/ 3 ESTÁGIOS EM CASCATA

$A_{VO1} = 10$, $V_{O1} = V_{i2}$
$R_{O1} = 1K$
$R_{L1} = 100K = R_{i2}$

$A_{VO2} = 100$, $V_{O2} = V_{i3}$
$R_{O2} = 1K$
$R_{L2} = 10K = R_{i3}$

$A_{VO3} = 1$, $V_{O3} = V_L$
$R_{O3} = 10$
$R_L = 100 \Omega$

13

• ESTÁGIO 1

$$A_{V1} \equiv \frac{V_{i2}}{V_{i1}} = A_{VO_1} \cdot \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{O1}} = 10 \cdot \frac{100k}{101k} = 9{,}9\ V/V$$

$V_{i2} \to V_{O1}$; $A_{VO_1} = 10$; $R_{L1} = 100k = R_{i2}$; $R_{O1} = 1k$

• ESTÁGIO 2:

$$A_{V2} \equiv \frac{V_{i3}}{V_{i2}} = A_{VO_2} \cdot \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{O2}} = 100 \cdot \frac{10k}{11k} = 90{,}9\ V/V$$

$V_{i3} \to V_{O2}$; $A_{VO_2} = 100$; $R_{L2} = 10k = R_{i3}$; $R_{O2} = 1k$

• ESTÁGIO 3:

$$A_{V3} \equiv \frac{V_O}{V_{i3}} = A_{VO_3} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{O3}} = 1 \cdot \frac{100}{110} = 0{,}909\ V/V$$

$V_O \to V_L$; $A_{VO_3} = 1$; $R_L = 100$; $R_{O3} = 10$

• GANHO TOTAL DOS 3 ESTÁGIOS:

$$A_V \equiv \frac{V_L}{V_{i1}} = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} = (9{,}9) \cdot (90{,}9)(0{,}909)$$

$$= 818\ V/V \Rightarrow G_V = 20 \log |A_V| = 58{,}3\ dB$$

• GANHO CONSIDERANDO A FONTE $\Rightarrow A_{VS}$

$$A_{VS} \equiv \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{V_{i1}} \cdot \frac{V_{i1}}{V_S} = A_V \cdot \frac{V_{i1}}{V_S} \quad e \quad V_{i1} = \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_S} \cdot V_S = 0{,}909\ V_S$$

$R_{i1} = 1M$; $R_S = 100k$

$$\therefore A_{VS} = 818 \cdot 0{,}909 = 743{,}6\ V/V \Rightarrow G_{VS} = 57{,}4\ dB$$

• GANHO DE CORRENTE:

$$A_i \equiv \frac{i_O}{i_I} = \frac{V_L/R_L}{V_{i1}/R_{i1}} = A_V \cdot \frac{R_{i1}}{R_L} = 8{,}18 \times 10^6\ A/A$$

$A_V = 818$; $R_{i1} = 1M\Omega$; $R_L = 100\,\Omega$

$$ou \quad G_i = 20 \log |A_i| = 138{,}3\ dB$$

$$\frac{i_O}{i_I} = \left(\frac{V_L}{R_L}\right) \frac{1}{\frac{V_{i1}}{R_{i1}}}$$

$$\frac{i_O}{i_I} =$$

14

• GANHO DE POTÊNCIA:

$$A_P \equiv \frac{P_L}{P_I} = \frac{v_L \cdot i_o}{v_I \cdot i_I} \equiv A_v \cdot A_i = 66{,}9 \times 10^8 \ W/W$$

$G_P = 10 \log |A_P| \rightarrow$ OU 98,3 dB

OBSERVE QUE: $A_P(dB) = \frac{1}{2}\left[A_v(dB) + A_i(dB)\right]$

$\Uparrow$

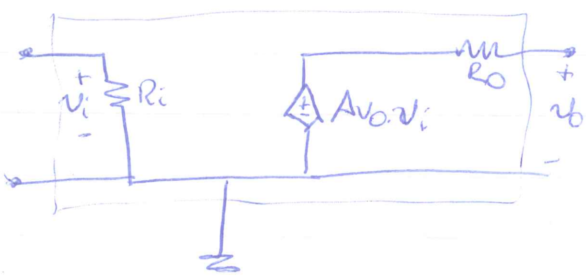
$G_P(dB) = \frac{1}{2}\left[G_v(dB) + G_i(dB)\right]$

$G_P = 10 \log(A_i \cdot A_v)$

$G_P = 10 [\log A_i + \log A_v]$

OUTROS TIPOS DE AMPLIFICADORES

• AMPLIFICADOR DE TENSÃO:



GANHO DE TENSÃO EM CIRCUITO ABERTO

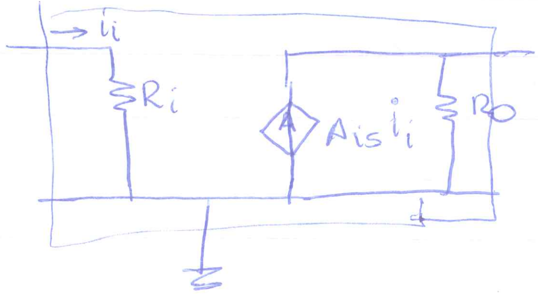
$$A_{vo} \equiv \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{i_o = 0} (V/V)$$

IDEAL

$R_i = \infty$

$R_o = 0$

• AMPLIFICADOR DE CORRENTE:



GANHO DE CORRENTE EM CURTO-CIRCUITO

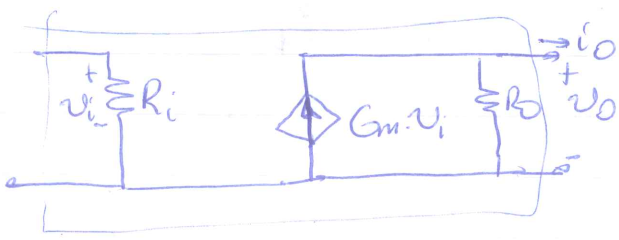
$$A_{is} \equiv \left.\frac{i_o}{i_i}\right|_{v_o = 0} (A/A)$$

IDEAL

$R_i = 0$

$R_o = \infty$

• AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA:



TRANSCONDUTÂNCIA EM CURTO CIRCUITO

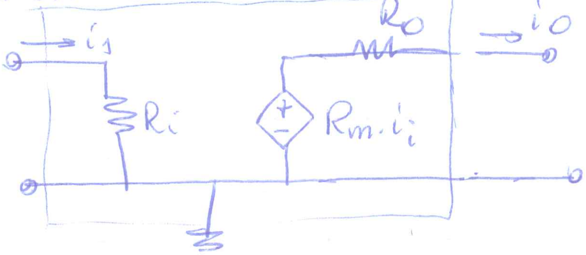
$$G_m \equiv \left.\frac{i_o}{v_i}\right|_{v_o = 0}$$

IDEAL

$R_i = \infty$

$R_o = \infty$

- AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTÊNCIA



TRANSRESISTÊNCIA EM CIRCUITO ABERTO

$$R_m \equiv \left.\frac{v_o}{i_i}\right|_{i_o=0} \quad (V/A)$$

IDEAL
$R_i = 0$
$R_o = 0$

* O SINAL DE INTERESSE PODE SER i OU v TANTO NA ENTRADA COMO NA SAÍDA

EX: ALGUNS TRANSDUTORES SÃO FONTE DE i

AS RELAÇÕES ENTRE OS 4 MODELOS DE AMPL.

- P/ CADA APLICAÇÃO OPTA-SE PREFERENCIALMENTE POR 1 DOS 4 MODELOS

- PORÉM, $\forall$ 1 DOS 4 MODELOS PODE SER USADO.

- $\exists$ RELAÇÕES ENTRE PARÂMETROS DOS 4 MODELOS

EX: AMP. $v \longleftrightarrow$ AMP. i

AMBOS EM ABERTO DEVEM TER MESMO v_o

$$\left.\begin{aligned} a)\ & v_o = A_{vo} \cdot v_i \\ b)\ & v_o = A_{is} \cdot i_s R_o \\ & \quad = A_{is} \cdot \frac{v_i}{R_i} R_o \end{aligned}\right\} \Rightarrow A_{vo} = A_{is} \frac{R_o}{R_i}$$

ANALOGAMENTE: $A_{vo} = G_m \cdot R_o$; $A_{vo} = \dfrac{R_m}{R_i}$

ESTAS RELAÇÕES $\rightarrow$ RELACIONAM OS GANHOS A_{vo}, A_{is}, G_m E R_m

Exemplo 1.4

O BJT (TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO)

$\Downarrow$

DISPOSITIVO NÃO LINEAR

$\Downarrow$

PORÉM EM TORNO DE 1 pto DE OPERAÇÃO E PEQUENOS SINAIS

$\Downarrow$

OPERAÇÃO LINEAR

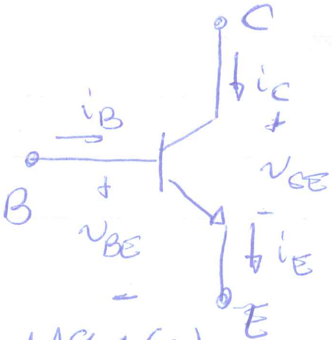


Fig. 1.19 (a)

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$
$$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

$$i_B = I_B + i_b$$
$$i_C = I_C + i_c$$
$$i_E = I_E + i_e$$

* Cap. 4 MOSTRAREMOS $\Rightarrow$ CIRCUITOS EQUIVALENTES

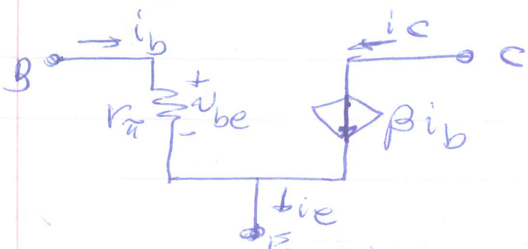


Fig. 1.19 (b)

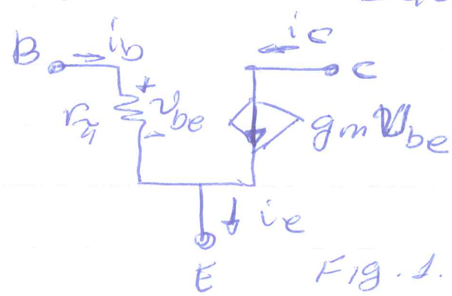


Fig. 1.19 (c)

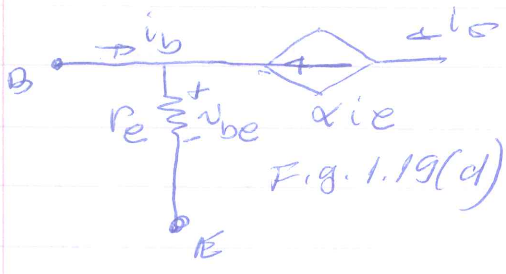


Fig. 1.19 (d)

- CONSIDERANDO ESTES MODELOS EQUIVALENTES: DETERMINAR EXPRESSÕES P/ PARÂMETROS DOS MODELOS (c) e (d) EM TERMOS DO MODELO (b)

- da Fig (b) $\Rightarrow$ $i_b = \dfrac{v_{be}}{r_\pi}$

$$i_c = \beta i_b$$
$$i_e = (\beta + 1) i_b$$

- Fig. (c) $\Rightarrow$ $i_c = g_m v_{be}$

$\rightarrow i_c = g_m (i_b r_\pi) = g_m \dfrac{i_c}{\beta} r_\pi \Rightarrow \boxed{g_m = \dfrac{\beta}{r_\pi}}$

- Fig (d): $i_b = (1-\alpha) i_e$ como $i_c = \beta i_b$

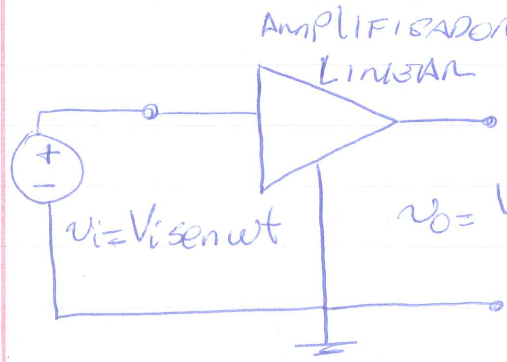
$i_c = \alpha i_e$ $\quad i_e = (\beta+1) i_b$

$i_e = \dfrac{v_{be}}{r_e}$ $\quad \dfrac{i_c}{i_e} = \dfrac{\beta}{\beta+1}$

$\boxed{\alpha = \beta/(\beta+1)}$

de $\left.\begin{array}{l} i_b = \dfrac{v_{be}}{r_\pi} \\ i_e = (\beta+1) i_b \end{array}\right\} \Rightarrow i_e = \dfrac{\beta+1}{r_\pi} v_{be} \rightarrow \boxed{r_e = \dfrac{r_\pi}{\beta+1}}$

1.6 - Resposta em Frequência dos Amps.



$v_o = V_o \operatorname{sen}(\omega t + \phi)$

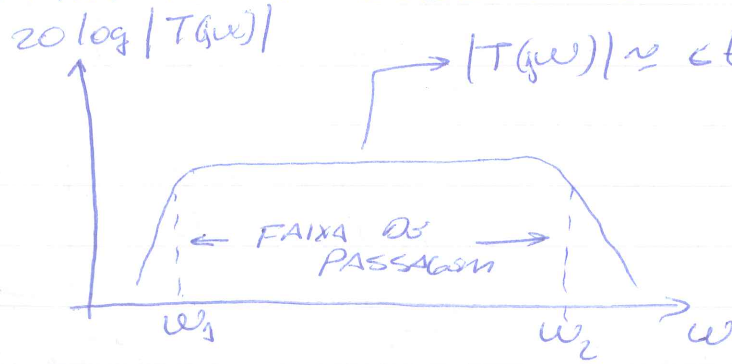
Medida $\rightarrow$ variando ω

$\Rightarrow |T(\omega)| = \dfrac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}$

$\angle T(\omega) = \phi$

constituem a resposta em freq. do amplificador

- Faixa de Passagem do Amplificador



$|T(j\omega)| \simeq$ cte entre ω_1 e ω_2 $\hookrightarrow$ Faixa de Passagem

O amp. deve ter ω_1 e ω_2 compatível c/ aplicação ou c/ as freqs. do sinal p/ não distorcer!

AVALIANDO A RESPOSTA EM FREQ. DO AMP.

VEREMOS EXPRESSÕES ANALÍTICAS. DEVEMOS LEVAR EM CONTA TODOS OS COMPONENTES REATIVOS (CAPACITORES $\rightarrow X_C$ E INDUTORES $\rightarrow X_L$)

$$T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = f\left(1/j\omega C,\ j\omega L,\ \text{etc}\right)$$

USAR A VARIÁVEL COMPLEXA s → $L \rightarrow sL$; $C \rightarrow \frac{1}{sC}$

$$\boxed{T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)}}$$

REDES C/ CONSTANTE DE TEMPO SIMPLES = CTS

É UMA REDE QUE PODE SER REDUZIDA A UM COMPONENTE REATIVO E UMA RESISTÊNCIA.

Ex. → CIRCUITOS C/ R E C → $\tau = RC$
→ " C/ R E L → $\tau = L/R$

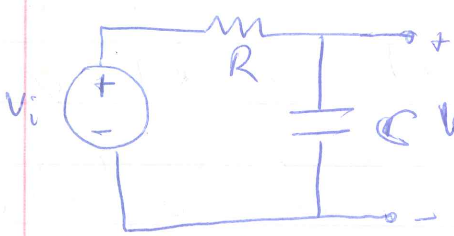
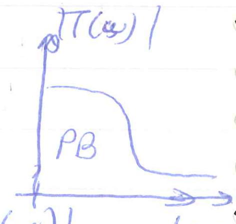


Fig. 1.22(a)

Fig. 1.22(b)

CATEGORIAS DE REDES CTS ⇒ PASSA BAIXAS (PB) ↳ Fig 1.22.a
PASSA ALTAS (PA) ↳ Fig. 1.22.b



$T(s) = \frac{K}{1+(s/\omega_0)}$

$\frac{1 - j\omega RC}{1^2 + \omega^2 R^2 C^2}$ → $\phi = \text{arctg}\left[\frac{-\omega RC}{1}\right]$

→ PASSA-BAIXAS (Fig. 1.22a)

$$V_o(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \cdot V_i(j\omega) \qquad \phi = \text{arctg}\left[-\omega RC\right] = \text{arctg}\left[\frac{\omega}{\omega_0}\right]$$

$$T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1/j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0} + 1} = \frac{K}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \qquad K = 1$$

EM REGIME PERMANENTE SENOIDAL

19

ONDE: $\omega_0 = \dfrac{1}{\tau} = \dfrac{1}{RC} \Rightarrow |T(j\omega)| = \dfrac{|k|}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$

• PASSA ALTAS → Fig. 1.22 b

$V_o(\omega) = \dfrac{R}{R+\frac{1}{j\omega C}} \cdot V_i(\omega) \Rightarrow \dfrac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} = \dfrac{R}{R+\frac{1}{j\omega C}} = \dfrac{1}{1+\frac{1}{j\omega CR}}$

$\dfrac{j\omega}{j\omega+\omega_0}$

$\dfrac{1+j/\omega CR}{1^2+(1/\omega CR)^2}$

$$\boxed{T(j\omega) = \frac{1}{1-j\frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{k}{1-j\frac{\omega_0}{\omega}}}$$

ONDE: $\boxed{\omega_0 = 1/RC}$

$\emptyset = \text{arc tg}\left[1/j\omega CR\right]$

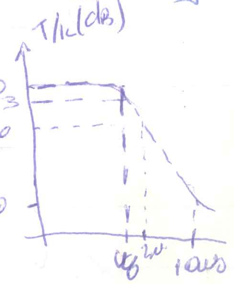
$\emptyset = \text{arctg}\left[\omega_0/\omega\right]$

$\boxed{T(s) = \dfrac{ks}{s+\omega_0}}$

EM MÓDULO

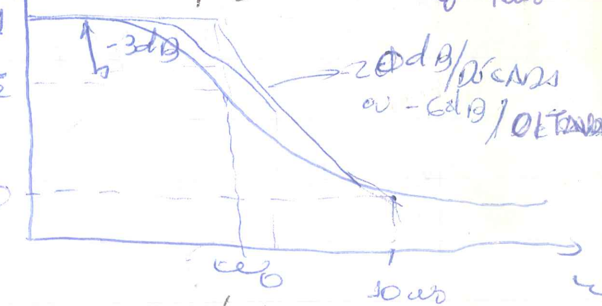
$|T(\omega)| = \dfrac{|k|}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}}$

• PB → $|T(j\omega)| = \dfrac{|k|}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$



APROX. DE BODE

	ω	$\lvert T(\omega)\rvert/k$
1 →	0	1 → 0 dB
2 →	ω_0	$1/\sqrt{2}$ → −3 dB
5 →	∞	0
4 →	$10\omega_0$	$\sim \frac{1}{\sqrt{100}} \sim \frac{1}{10}$ → −20 dB/DÉCADA
3 →	$2\omega_0$	$1/\sqrt{5} \simeq 0{,}44$ → ~ −6 dB/OITAVA



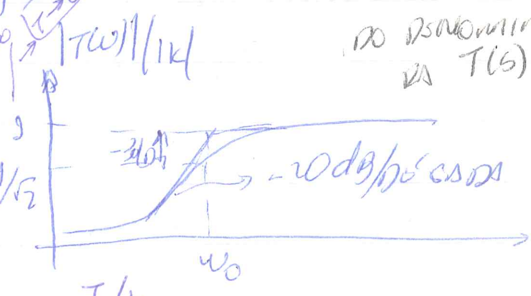
CAI 20dB/DÉCADA

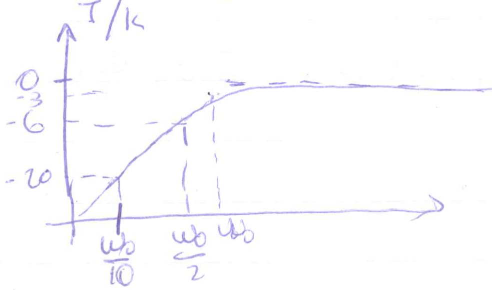
A ω_0 É UM POLO DA T(s) → RAÍZES DO DENOMINADOR DA $T(s) = \frac{(s-a)s}{}$

• PA → $|T(j\omega)| = \dfrac{|k|}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}}$

$\omega = 0 \left| \dfrac{\omega_0}{\omega} \to \infty \right.$ $1/\infty \to 0$

	ω	$\lvert T(j\omega)\rvert/\lvert k\rvert$
1	0	0
4	ω_0	$1/\sqrt{2}$ → −3 dB
5	∞	1 → 0 dB
2	$\omega_0/10$	$\sim \frac{1}{10}$ → −20 dB/DÉCADA
3	$\frac{\omega_0}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{5}} \sim$ −6 dB/OITAVA





APROX. DO BODE

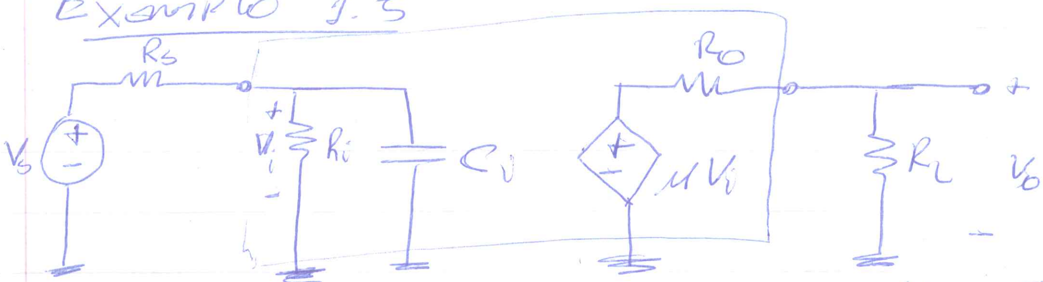
$$T(s) = \frac{(s-z_1)(s-z_2)\ldots(s-z_n)}{(s-p_1)(s-p_2)\ldots(s-p_n)}$$

• ZEROS DE TRANSMISSÃO → SOBE 20dB/DÉCADA

• POLOS → DESCE 20dB/DÉC

20

EXEMPLO 1.5



· AMP. DE V c/ Z ENTRADA $= R_i // C_i$ → USAR ADMITÂNCIA

· FATOR GANHO μ

· R DE SAÍDA $= R_O$

a) DET. $\frac{V_O}{V_S} \times f$

· NA ENTRADA

$$V_i = V_S \cdot \frac{Z_i}{Z_i + R_S} = V_S \cdot \frac{1}{1 + R_S Y_i} \quad \text{ONDE} \quad Y_i = \frac{1}{Z_i}$$

$Re(Y_i) = G_i$

$Im(Y_i) = B$

$Y_i = G_i + jB$

$$= V_S \frac{1}{1 + R_S [1/R_i + sC_i]}$$

$$\therefore \frac{V_i}{V_S} = \frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_i} + sR_SC_i} \Rightarrow$$

NA FORMA NORMALIZADA P/ UMA REDE STS

$$\frac{K}{1 + [s/\omega_0]} \Rightarrow \text{P. B.}$$

$$\frac{V_i}{V_S} = \left[\frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_i}}\right] \frac{1}{1 + sC_i \cdot \left[\frac{R_S R_i}{R_S + R_i}\right]}$$

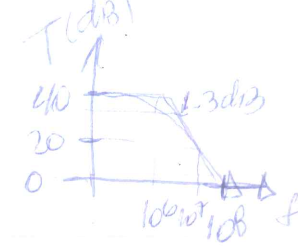
· NA SAÍDA:

$$V_O = \mu V_i \left[\frac{R_L}{R_L + R_O}\right] \Rightarrow \frac{V_O}{V_i} = \mu \left[\frac{1}{1 + \left(\frac{R_O}{R_L}\right)}\right]$$

$$\therefore \frac{V_O}{V_S} = \mu \left[\frac{1}{1 + (R_S/R_i)}\right] \left[\frac{1}{1 + \left(\frac{R_O}{R_L}\right)}\right] \left[\frac{1}{1 + sC_i[(R_S R_i)/(R_S + R_i)]}\right]$$

ONDE: $\tau = C_i \cdot \frac{R_S R_i}{R_S + R_i} = C_i (R_S // R_i)$

2)



• GANHO CC

$$K \equiv \frac{V_o}{V_s}(s=0) = \mu \frac{1}{1+R_s/R_i} \cdot \frac{1}{1+R_o/R_L}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{C_i(R_s \| R_i)}$$

• DIAGRAMAS DE BODE
FIGURA 1.23

(b) SUBSTITUINDO-SE VALORES $\mu = 144\,V/V$, $R_s = 20K$, $R_i = 100k$
$C_i = 60pF$, $R_o = 200\Omega$, $R_L = 1k$

$$K = 144 \frac{1}{1+\left(\frac{20k}{100k}\right)} \cdot \frac{1}{1+\left(\frac{200}{1000}\right)}$$

$$= 100 V/V \Rightarrow 40dB$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C_i(R_s \| R_i)} = \frac{1}{60p(20k \| 100k)} = 10^6 \text{ rad/s} \Rightarrow f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 159{,}2 KHz$$

COMO $K = 40dB$ E CAI A $-20dB/dec \Rightarrow$ 2 DÉCADAS P/ CAIR ATÉ 0 dB

$\therefore \omega(\text{GANHO}=1) = 10^2 \omega_0 = 10^8 \text{ rad/s} \Rightarrow 15{,}92$ MHz

FREQUÊNCIA DE GANHO UNITÁRIO

(c) DET. $v_o(t)$ P/ AS SEGUINTES ENTRADAS:

i) $v_s = 0{,}1 \cdot sen\, 10^2 t$
ii) $v_s = 0{,}1 \cdot sen\, 10^5 t$
iii) $v_s = 0{,}1 \cdot sen\, 10^6 t$
iv) $v_s = 0{,}1\, sen\, 10^8 t$

$$T(j\omega) \equiv \frac{V_o}{V_s}(j\omega) = \frac{100}{1 + j(\omega/10^6)}$$

i) $\omega = 10^2$ rad/s $\rightarrow |T| \simeq 100$, $\phi = -\arctg 10^{-4} \simeq 0°$
$v_o(t) = 10\, sen\, 10^2 t$ V

ii) $\omega = 10^5$ rad/s $\rightarrow |T| = 99{,}5$, $\phi = -\arctg 0{,}1 = -5{,}7°$
$v_o(t) = 9{,}95\, sen(10^5 t - 5{,}7°)$ V

iii) $\omega = 10^6 = \omega_0 \rightarrow |T| = 70{,}7 = 37dB$, $\phi = -45°$
$v_o(t) = 7{,}07\, sen(10^6 t - 45°)$ V

FIG. 1.23 (b)

iv) $\omega = 10^8$ rad/s $\Rightarrow |T| = 1$, $\phi = -89{,}4°$
$v_o(t) = 0{,}1\, sen(10^8 t - 89{,}4°)$, V

CLASSIFICAÇÃO DOS AMP.S C/ BASE EM RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

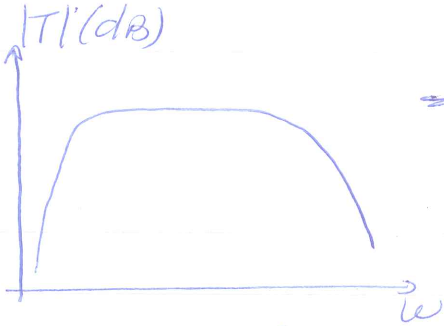


FIG. 1.26 a

→ AMP. CAPACITIVAMENTE ACOPLADO COMUM P/ AMP. DE ÁUDIO

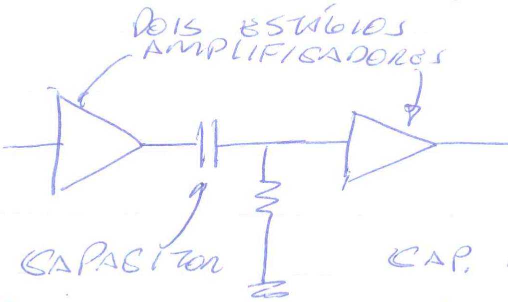
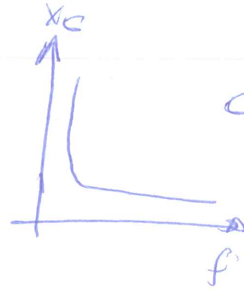


Fig 1.27



CAP. NA B:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$\begin{cases} f \to 0 \to X_C \to \infty \\ f \to \infty \to X_C \to 0 \end{cases}$$

CAP. NA ENTRADA $|T| \downarrow$ p/ $f \downarrow$

$f \uparrow$ CAP. INTERNAS $\to |T| \downarrow$

$C \simeq$ FRAÇÃO A DEZENAS DE $\mu F \Rightarrow \frac{1}{j\omega C} \downarrow$ p/ $f \uparrow$

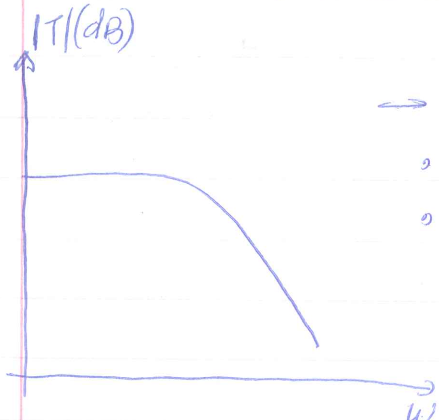


FIG 1.26 b

→ AMP. DIRETAMENTE ACOPLADO
- É IMPORTANTE P/ ALGUMAS APLICAÇÕES
- EM C.I. Ñ PERMITE INCLUIR C ALTO →
  → EVITA-SE CAP. ACOPLAMENTO INTERNO
- AMP. PASSA BAIXAS

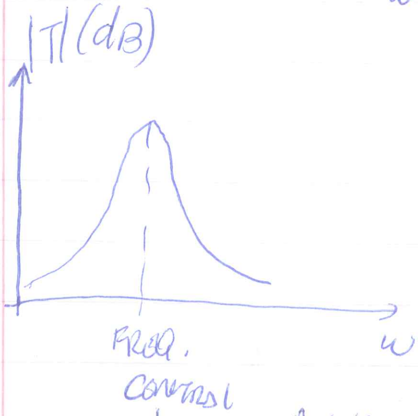


FIG. 1.26 c

→ AMP. SINTONIZADO OU PASSA FAIXA

→ USO EM RECEPTORES RÁDIO E TV

→ CIRCUITO RLC → SÉRIE

$$Q \cong \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi}$$

↳ RESSONÂNCIA → $X_C = X_L \Rightarrow \frac{1}{2\pi f C} = 2\pi f . L \Rightarrow 4\pi^2 f^2 = L.C$

$$Q > 100 \Rightarrow Q \cong \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi L . f}{R} \neq \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

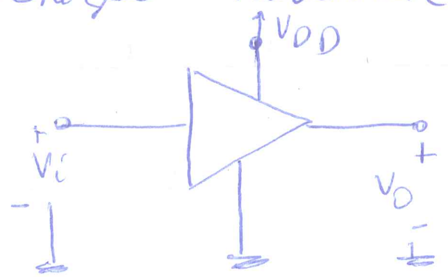
$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{L.C}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

1.7 O Inversor Lógico Digital

→ elemento básico p/ circuitos digitais
↳ Tem papel similar do Amp. p/ circuitos analógicos

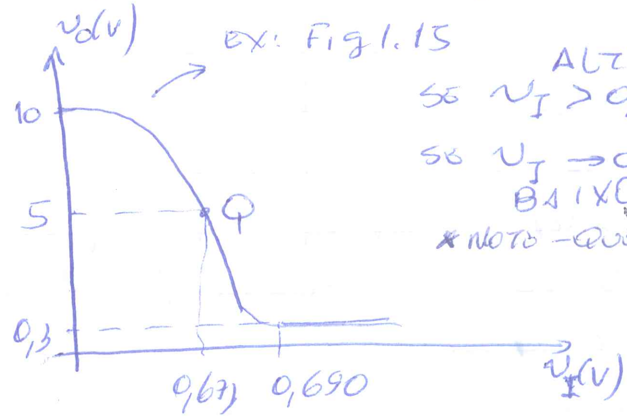
Função inversor



V_i		V_o
0	→	1
1	→	0

A Característica de Transferência de Tensão (CTT)

ex: Fig 1.15



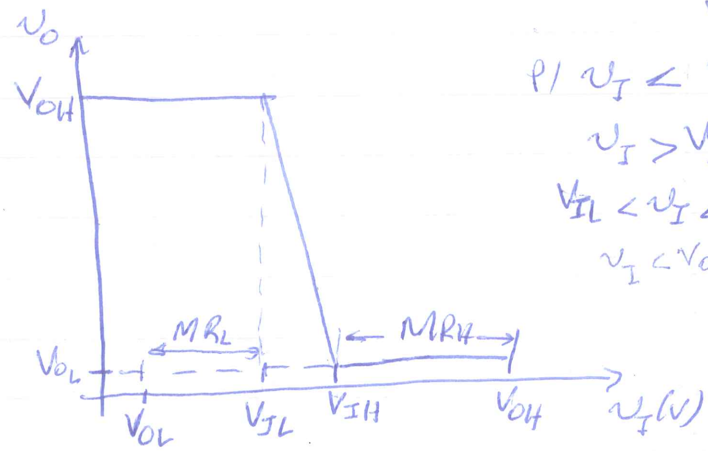
Se $v_I > 0{,}69V$ (ALTO → V_{IH}) → $v_O = 0{,}3V = V_{OL}$ (BAIXO)

Se $v_I \to 0$ (BAIXO → V_{IL}) ⇒ $v_O \simeq 10V = V_{OH}$ (ALTO)

* Note que: v_O alto → V_{OH} ⇒ não depende do valor exato de v_I p/ $v_I < V_{IL}$

v_O baixo → V_{OL} não depende do valor exato de v_I p/ $v_I > V_{IH}$

• Aplicação digital: usa-se a não linearidade CTT
• " Ampl.: " " " " "



→ máximo valor que v_I pode assumir e ainda ser interpretado como nível 0

p/ $v_I < V_{IL}$ → $v_O = V_{OH}$

$v_I > V_{IH}$ → $v_O = V_{OL}$

→ mínimo valor que v_I pode assumir e ainda ser interpretado como nível 1

$V_{IL} < v_I < V_{IH}$ → Reg. transição

$v_I < V_{OL}$ → suscetível à ruído

Margens de Ruído

→ regiões permitidas

v_O é insensível a $\Delta v_i < MR$ → grande vantagem de circ. digitais

Alto → $MR_H = V_{OH} - V_{IH}$
Baixo → $MR_L = V_{IL} - V_{OL}$

→ margem de segurança contra possíveis ruídos elétricos que possam ocorrer na entrada

Alterações na entrada, dentro de MR são rejeitadas pelo inversor

⇒ • Ruído não é propagado adiante;

• O inversor restaura os níveis de tensão nos valores-padrão V_{OL} e V_{OH}

A CTT ideal

• Qual a CTT ideal do inversor?

→ $MR_L = MR_H$ e máximos

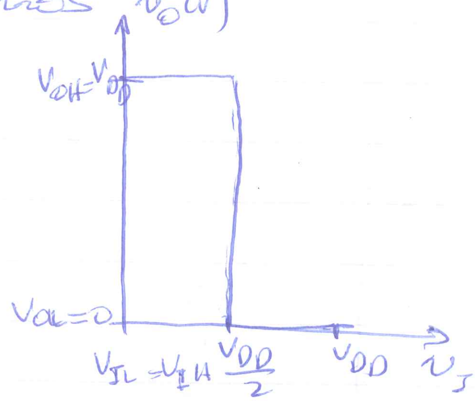
→ $V_{OH} = V_{DD}$

$V_{OL} = 0$

$V_{IL} = V_{IH} = \frac{V_{DD}}{2}$

V_{IL} até $V_{DD}/2 \rightarrow v_O = V_{OH}$

$V_{IH} > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow v_O = V_{OL}$

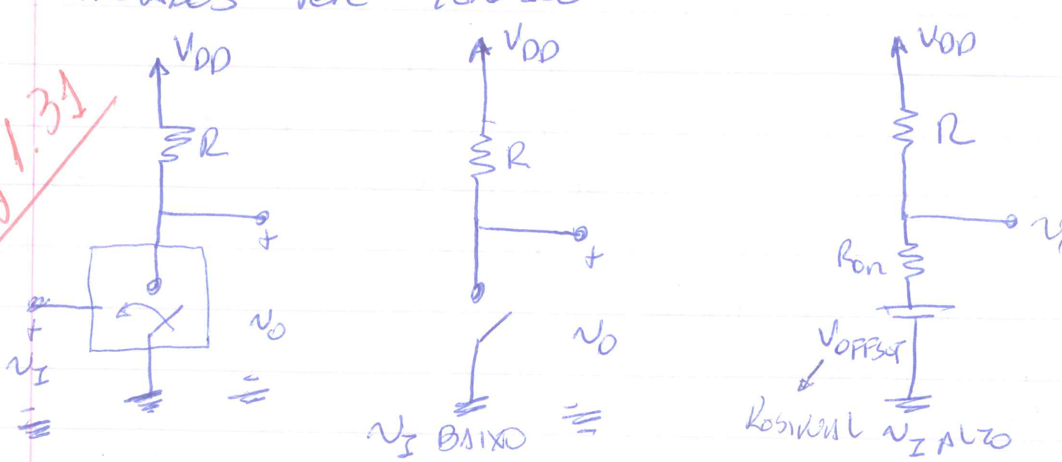


• Inversor CMOS possui próximo ao ideal (Cap. 5)

Implementação de um inversor

• Usa-se transistor como chaves (Cap. 4 e 5) controlados por tensão

Fig 1.31



• Implementação mais simples c/ 1 chave controlada por tensão

v_I baixo → chave aberta → $I_R = 0 \Rightarrow v_O = V_{DD}$

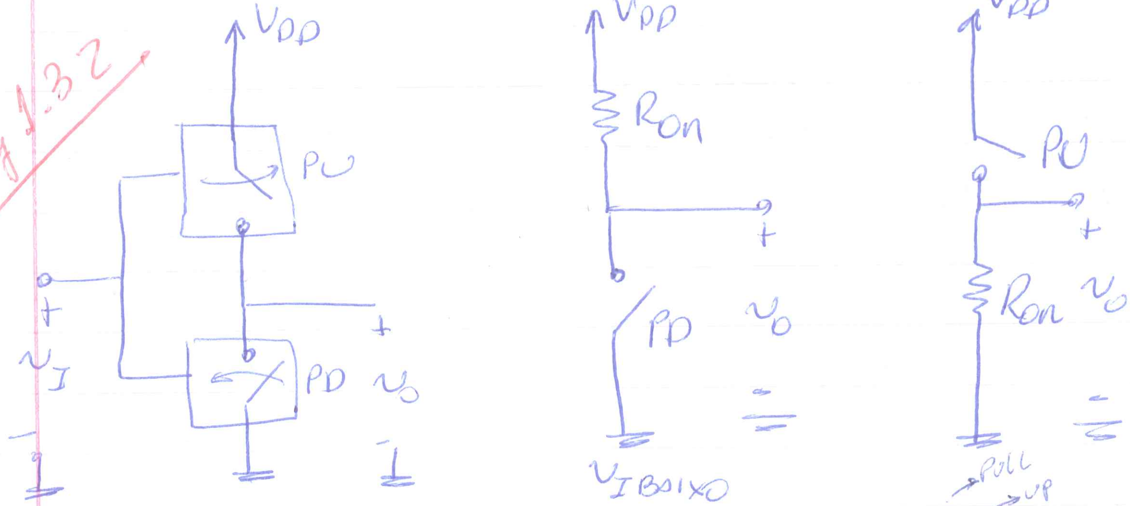
v_I alto → chave "fechada" c/ R_{on} e V_{offset}

$\therefore I_R \neq 0 \Rightarrow v_O \neq 0$

25

• Implementações mais elaboradas:

Fig 1.32



• Par de chaves complementares { Levantadora PU (pull up) / Abaixadora PD (pull down)

v_I baixo (v_O alto) → { PU fechada / PD aberta

v_I alto (v_O baixo) → { PU aberta / PD fechada

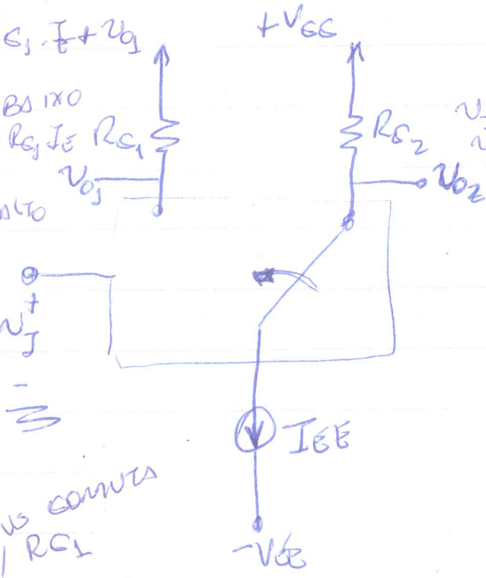
} Pot = 0! $V_{OL} = 0$ $V_{OH} = V_{DD}$ = Base do inversor CMOS!

• Outras implementações c/ 1 chave e 2 posições p/ corrente → direcionar I_{EE} p/ 1 dos 2 transistores

{ $V_{CC} = R_{C_1} \cdot I + v_{O_1}$
{ v_I alto

$v_{O_1} = V_{CC} - R_{C_1} I_E$ (baixo)

$v_{O_2} = V_{CC}$ (alto)



v_I alto
$v_{O_2} = V_{CC}$

se v_I alto → I_{EE} → (comuta) R_{C_1}

→ $v_{O_1} < v_{O_2} = V_{CC}$

v_{O_1} independe de R_{on} da chave

= chave modo de corrente

é base da lógica de acoplamento pelo emissor = ECL

é a lógica mais rápida possível!

chave comuta p/ R_{C_1}

v_I alto { $v_{O_1} = V_{CC} - R_{C_1} I_E$ → baixo / $v_{O_2} = V_{CC}$ → alto

chave comuta p/ R_{C_2}

v_I baixo { $v_{O_1} = V_{CC}$ → alto / $v_{O_2} = V_{CC} - R_{C_2} \cdot I_E$ → baixo

Dissipação de Potência

Tendência → SoC

⇒ nº de portas/chip ↑↑ (milhões)

→ Cada inversor deve ter mínima potência

a) Pot. estática

Fig. 1.31 $v_I \downarrow \to P = 0$

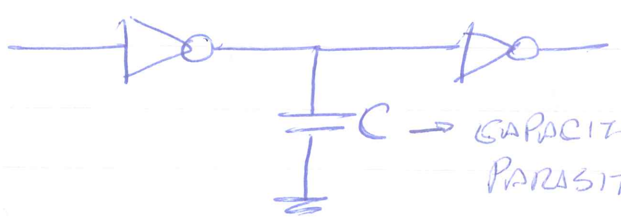
$v_I \uparrow \to P = \frac{V_{DD}^2}{R}$

Fig 1.32 $\begin{cases} v_I \downarrow \to P = 0 \\ v_I \uparrow \to P = 0 \end{cases}$

⇓

$P_{EST} = 0$!

b) Pot. dinâmica



$P_{din} = f \cdot C V_{DD}^2$

C → capacitância parasitária → (conexões, fios material)

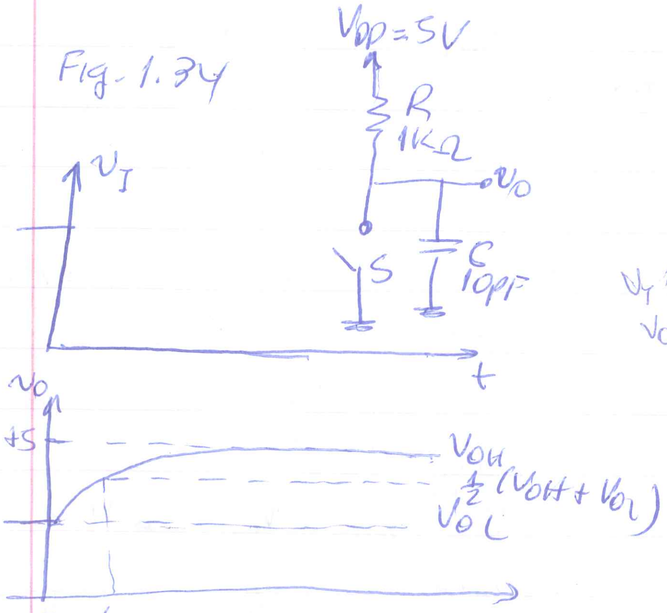
Atraso na Propagação

Comportamento dinâmico:

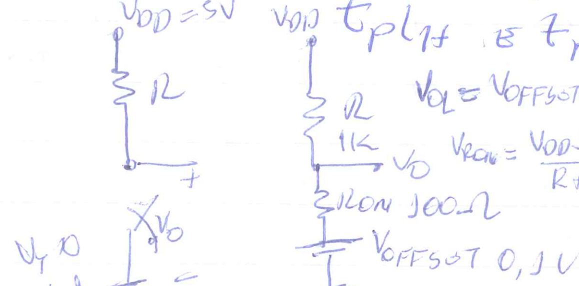
Amp → resposta em freq.

Inversores → atraso temporal entre Δv_I e $-\Delta v_O$ = atraso de propagação

Fig. 1.34



t_{pLH} → tempo de propagação de nível baixo p/ alto



t_{pLH} e t_{pHL}

$V_{OL} = V_{OFFSET} + V_{RON}$

$V_{RON} = \frac{V_{DD} - V_{OFFSET}}{R + R_{ON}} R_{ON}$

t p/ atingir $(V_{OH} + V_{OL})/2$

↳ atraso de propagação

p/ $t < 0$ → chave fechada

$V_{OL} = V_{OFFSET} + \frac{V_{DD} - V_{OFFSET}}{R + R_{ON}} R_{ON}$

$V_{OL} = 0,1 + \frac{5 - 0,1}{1,1} 0,1 = 0,55V$

p/ $t = 0^+$ → capacitor descarregado

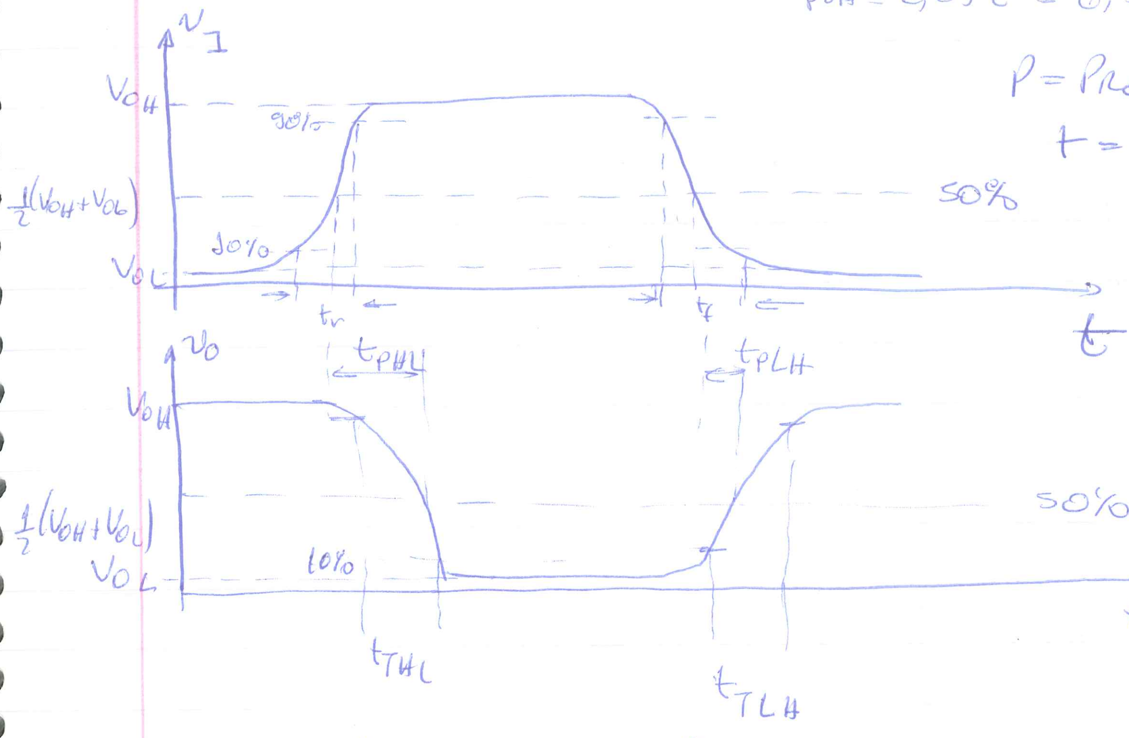
$2^{\underline{a}}$ $v_O(t) = 5 - (5 - 0{,}55)e^{-t/\tau}$ $v_O(\infty) = 5V$ e $v_O(0_+) = 0{,}55V$ $\tau = CR$

P/ $t = t_{pLH} \Rightarrow v_O(t_{pLH}) = \frac{1}{2}(V_{OH} + V_{OL}) = \frac{1}{2}(5 + 0{,}55)$

$= 5 - (5 - 0{,}55)e^{-t_{pLH}/\tau}$

$t_{pLH} = 0{,}69\tau = 6{,}9\,ns$

Fig. 1.35



P = PROPAGAÇÃO

t = TRANSIÇÃO

PROBLEMAS DO CAPÍTULO 1

1.3 – ESCREVA AS EXPRESSÕES DOS SINAIS SENOIDAIS C/ AS SEGUINTES CARACTERÍSTICAS:

(a) Amplitude de $10V_{pico}$ e Frequência de $10kHz$:

$v(t) = 10\,.\,sen(2\pi\,.\,10^4 t)$

(b) $120V_{rms}$ e Frequência de $60Hz$:

$\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} = V_{rms} \Rightarrow V_{pico} = V_{rms}\,.\,\sqrt{2} = 169{,}7\,V_{pico}$

$v(t) = 169{,}7\ sen(120\pi t)$

(c) $0{,}2V_{pp} \Rightarrow 0{,}1V_p$ (Amplitude) e $\omega = 1000\ rad/s$

$v(t) = 0{,}1\ sen(1000\,t)$

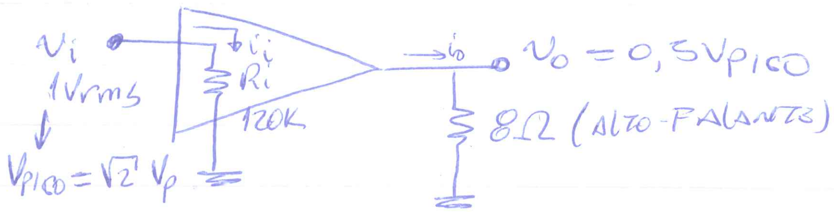
(d) $100mV_p$ e $T = 1ms \Rightarrow f = \frac{1}{1.10^{-3}} = 10^3\,Hz$

$v(t) = 100m\,.\,sen(2\pi\,.\,10^3 t)$

28

SEÇÃO 1.4 – AMPLIFICADORES

1.7. AMPLIFICADOR DE ÁUDIO DE POTÊNCIA



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{0{,}5}{\sqrt{2}} = 0{,}353\ V/V \Rightarrow A_v(dB) = -9{,}04dB$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o}{R_L} \cdot \frac{R_i}{v_i} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_L} = 0{,}353 \cdot \frac{120.K}{8}$$

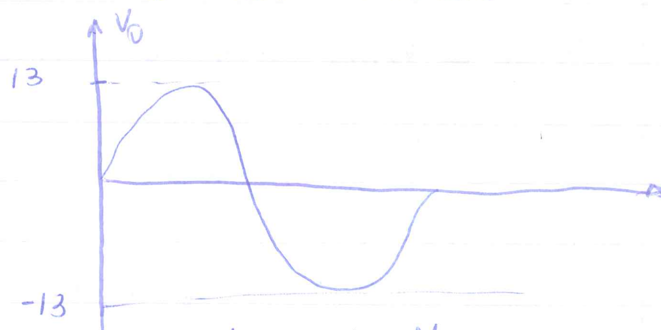
$$A_i = 5295\ A/A \Rightarrow A_i(dB) = 74{,}47dB$$

$$A_p = A_v \cdot A_i = 0{,}353 \cdot 5295 = 1869.135\ W/W$$

$$A_p(dB) = +32{,}72\ dB$$

1.9 → $V_{cc} = \pm 15V \Rightarrow L = \pm 13 \rightarrow L_+ = 13V = V_{omax_{PICO}}$
$\quad \rightarrow L_- = -13V = V_{omin_{PICO}}$

$A_V = 100\ V/V$. ENCONTRAR $V_{I_{MAX}}$ EM RMS P/ QUE NÃO OCORRA CEIFAMENTO NA SAÍDA



$$V_{O_{PICO}} = A_V \cdot V_{I_{PICO}}$$

$$V_{I_{PICO}} = \frac{V_{O_{PICO}}}{A_V} = 0{,}13V_{PICO}$$

$$V_{I_{rms}} = \frac{0{,}13V_p}{\sqrt{2}} = 0{,}092\ V_{ef}$$

24

EXERCÍCIO EXTRA

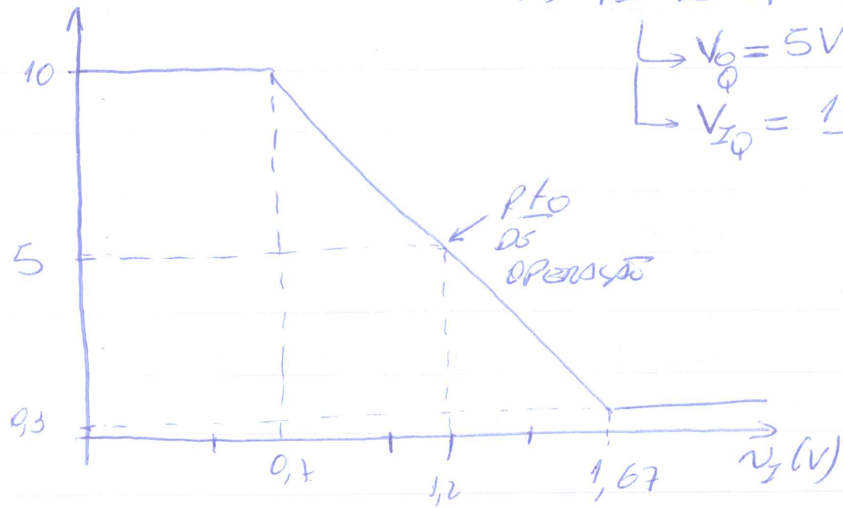
$v_O = 17 - 10 v_I \quad p/ \quad 0{,}3V \le v_O \le 10V$

$\hookrightarrow v_I = \dfrac{17 - v_O}{10} \Rightarrow p/ \; v_O = 10 \Rightarrow v_I = 0{,}7V \rightarrow$ pto 1 $(0{,}7,\ 10)$

$p/ \; v_O = 0{,}3 \Rightarrow v_I = 1{,}67V \rightarrow$ pto 2 $(1{,}67,\ 0{,}3)$

CURVA DE TRANSFERÊNCIA

$v_O(V)$



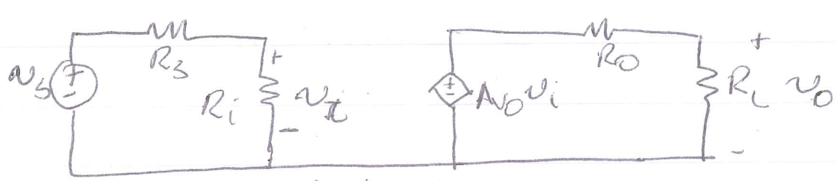
$\therefore$ Pto de operação Q $\approx \dfrac{V_{alimentação\,máx}}{2}$

$\hookrightarrow V_{O_Q} = 5V$

$\hookrightarrow V_{I_Q} = \dfrac{17-5}{10} = 1{,}2V$

GANHO $A_V = \left.\dfrac{dv_O(t)}{dv_i(t)}\right|_{PtoQ} = -10\ V/V$

1.11



$$\frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{R_i}{R_i + R_s}\right)\left(A_{vo}\right)\frac{R_L}{R_L + R_O}$$

(a) $\dfrac{v_o}{v_s} = \left(10R_S / 11R_S\right) \cdot 10 \cdot \left(\dfrac{10R_O}{11R_O}\right) = 8{,}26\ \dfrac{V}{V} = 18{,}3dB$

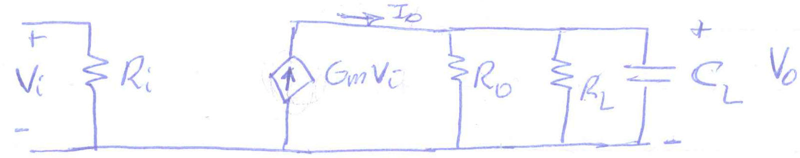
(b) $\dfrac{v_o}{v_s} = \dfrac{1}{2} \cdot 10 \cdot \dfrac{1}{2} = 2{,}5\ \dfrac{V}{V} = 8dB$

(c) $\dfrac{v_o}{v_s} = \left(\dfrac{1/10}{11/10}\right) \cdot 10 \cdot \left(\dfrac{1/10}{11/10}\right) = 0{,}08\ \dfrac{V}{V} = -22dB$

30

EXERCÍCIO – P1.16

CONSIDERE UM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA



$G_m = 10\,\frac{A}{V}$, $R_i = 5K\Omega$, $R_O = 50K\Omega$; $R_{L_{MIN}} = ?$ P/ GANHO DE 40 dB?

P/ ESTE R_L → CALCULE O MENOR VALOR DE C_L P/ UMA FAIXA DE PASSAGEM (3dB) DE PELO MENOS 100 kHz

$$V_O = I_O \cdot \cancel{R}\, Z_{SAÍDA} = (G_m V_i)\, Z_{SAÍDA} = G_m V_i \left[R_O // R_L // C_L\right] \quad \frac{1}{sC_L}$$

$$V_O = \frac{G_m V_i}{\left[\frac{1}{R_O} + \frac{1}{R_L} + sC_L\right]} \Rightarrow \text{ASSIM:} \quad \boxed{\frac{V_O}{V_i} = \underbrace{\boxed{\frac{G_m}{\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}}}}_{K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{sC_L}{\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}}}}$$

QUE É DO TIPO CTS PASSA-BAIXAS $\frac{K}{1+s/\omega_O}$, ONDE: $\omega_O = \frac{1}{C_L}\left(\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}\right)$

E $K = \frac{G_m}{\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}}$ 40dB

$$\therefore \text{GANHO DC} = \frac{G_m}{\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}} \geq 100$$

$$\frac{1}{R_O} + \frac{1}{R_L} \leq \frac{G_m}{100} = \frac{10m}{100} = 0{,}1\ mA/V$$

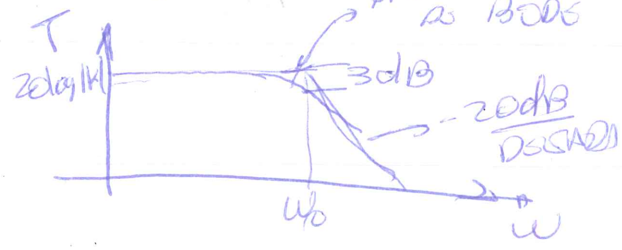
$\frac{1}{5} = 0{,}2 \cdot 10^{-4}$

$$\frac{1}{R_L} \leq 0{,}1m - \frac{1}{R_O \to 50K} = 0{,}08\ mA/V$$

$$\therefore R_L \geq \frac{1}{0.08}\ K\Omega = 12.5\ K\Omega$$

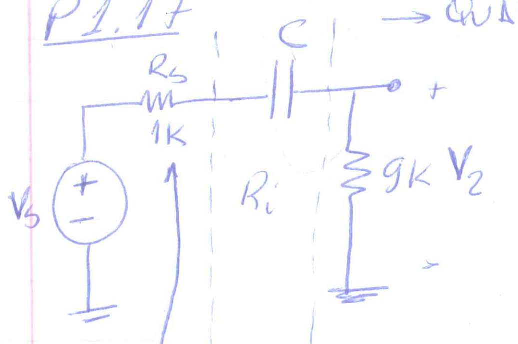
$$\omega_O = \frac{1}{C_L}\left(\frac{1}{R_O}+\frac{1}{R_L}\right) \geq 2\pi \times 100\ kHz \quad P/\ R_L = 12{,}5k\Omega$$

$$C_L \leq \frac{\left(\frac{1}{50\times10^3} + \frac{1}{12{,}5\cdot10^3}\right)}{2\pi\times10^5} = 159.2\ pF$$



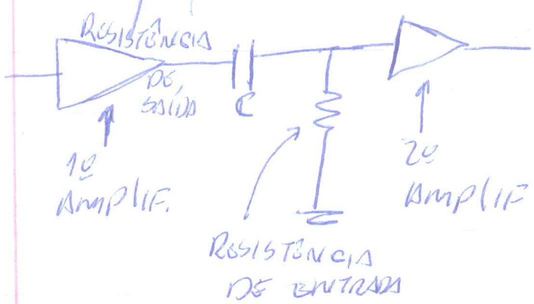
EXERCÍCIO

P1.17



→ QUAL C_{MIN} P/ f_{3dB} NÃO SEJA > 100Hz?

- V_S e R_S → TENSÃO E A RESISTÊNCIA DE SAÍDA DO 1º AMPLIFICADOR
- C É O CAPACITOR DE ACOPLAMENTO
- R_i → RESISTÊNCIA DE ENTRADA DO SEGUNDO AMPLIFICADOR



→ DIVISOR DE TENSÃO:

$$\therefore \frac{V_2}{V_S} = \frac{R_i}{R_S + \frac{1}{sC} + R_i}$$

$$\frac{V_2}{V_S} = \left[\frac{R_i}{R_S + R_i}\right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{sC(R_S+R_i)}} \Rightarrow$$

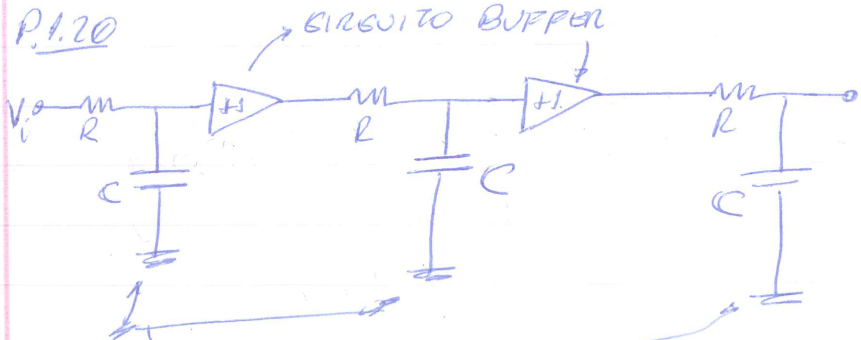
$$\Rightarrow \frac{V_2}{V_S} = \left[\frac{R_i}{R_S + R_i}\right] \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C(R_S+R_i)}}$$ → REDE CTS P.A. DO TIPO: $k \cdot \frac{s}{s+\omega_0}$

ONDE: $k = \left[\frac{R_i}{R_S+R_i}\right]$ → GANHO DC $\Rightarrow k = \frac{9}{10} = 0{,}9$

$$\omega_0 = \frac{1}{C(R_S+R_i)} \Rightarrow f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\omega_0} = \frac{1}{2\pi C(R_S+R_i)} \leq 100Hz$$

$$2\pi C(1k + 9k) \geq \frac{1}{100} \Rightarrow C \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10k} = 0{,}16\mu F$$

P.1.20



→ CONFIRME QUE O GANHO TOTAL CAIRÁ 3dB EM RELAÇÃO AO GANHO DC (MÁXIMO) NA FREQUÊNCIA ONDE O GANHO DE CADA CIRCUITO RC É DE -1 dB. Calcule f.

3 REDES CTS P.B. $\Rightarrow T(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$

$\omega_0 = 1/RC$

→ GANHO TOTAL C/ QUEDA DE 3dB PARA AMPLIFICADOR C/ 3 REDES CTS EM CASCATA:

∴ O GANHO DE CADA REDE SAIRÁ PARA:

$$\frac{-3\,dB}{3} = -1\,dB \text{ P/ CADA REDE}$$

→ A FUNÇÃO DE TRANSF. DE CADA REDE É

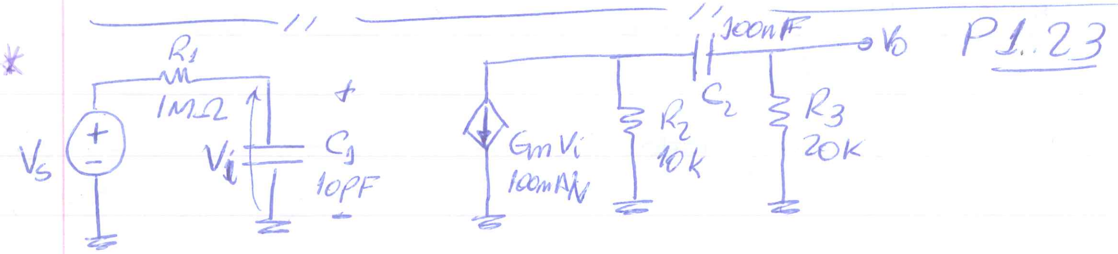
$$T(s) = \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_0}} \Rightarrow |T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$$

$$20\log\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_{1dB}/\omega_0)^2}} = -1$$

$$\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_{1dB}/\omega_0)^2}} = 10^{-[1/20]} = 0{,}89125$$

$$\frac{1}{1+\left(\frac{\omega_{1dB}}{\omega_0}\right)^2} = (0{,}89125)^2 \Rightarrow \omega_{1dB} = 0{,}508\,\omega_0 = \frac{0{,}508}{RC}$$

P1.23



• DETERMINE: $T_i(s) = \frac{V_i(s)}{V_s(s)}$ E A FREQ. DE CORTE:

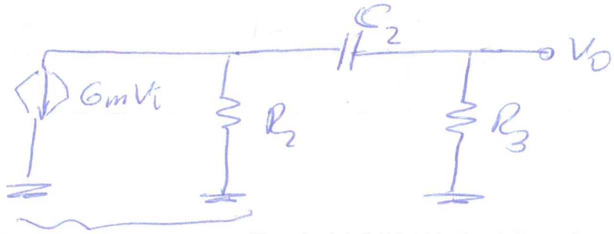
• DETERMINE: $T_o(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$ E A FREQ. DE CORTE

• DETERMINE A TRANSF. GLOBAL: $T(s) = T_i(s) \times T_o(s)$

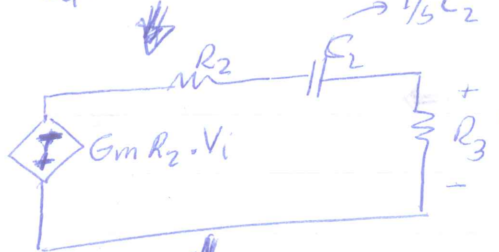
$\circ\ V_i(s) = \frac{1/sC_1}{R_1 + 1/sC_1} \cdot V_s(s) \Rightarrow \frac{V_i(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{sR_1C_1 + 1} = \frac{1}{1 + s/\omega_{0_i}}$

ONDE: $\omega_{0_i} = 1/R_1C_1 \Rightarrow \omega_{0_i} = \frac{1}{1M \cdot 10 \cdot 10^{-12}} \Rightarrow \boxed{f_{0_i} = 15.9 kHz}$

$\hookrightarrow \omega_{0_i} = 2\pi f_{0_i} \to$ FREQ. DE CORTE $\to$ 3dB



EQ. THEVENIN



$T_0(s) = K \cdot \frac{s}{s + \omega_{0_0}}$

$T_0(s) = \left(-G_m (R_2 \| R_3)\right) \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_2(R_2+R_3)}}$

$G_m = 100 mA/V$

$V_0 = \frac{R_3}{R_2 + R_3 + \frac{1}{sC_2}} (-G_m R_2 \cdot V_i) \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = -G_m R_2 \cdot R_3 \cdot \frac{\frac{1}{(R_2+R_3)}}{R_2 + R_3 + \frac{1}{sC_2} \cdot \frac{1}{(R_2+R_3)}}$

$\frac{V_0}{V_i} = -\left[\frac{G_m R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}\right] \frac{s}{s\left(1 + \frac{1}{sC_2(R_2+R_3)}\right)}$

$\therefore\ \omega_{0_0} = \frac{1}{C_2(R_2+R_3)} \Rightarrow f_{0_0} = \frac{1}{2\pi C_2(R_2+R_3)} = \underline{53 Hz}$

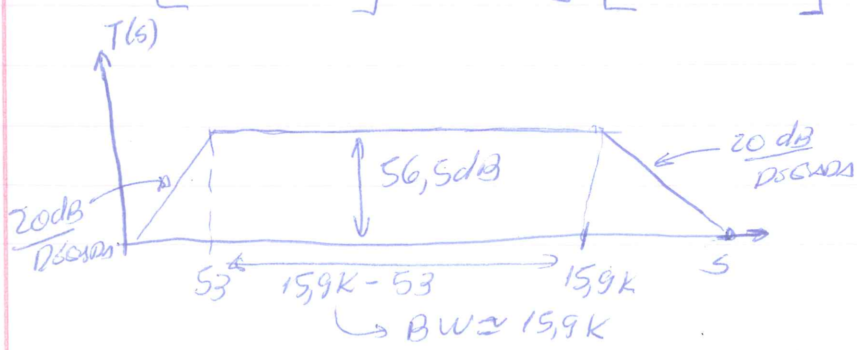
↓ CORTE

↓ 3dB

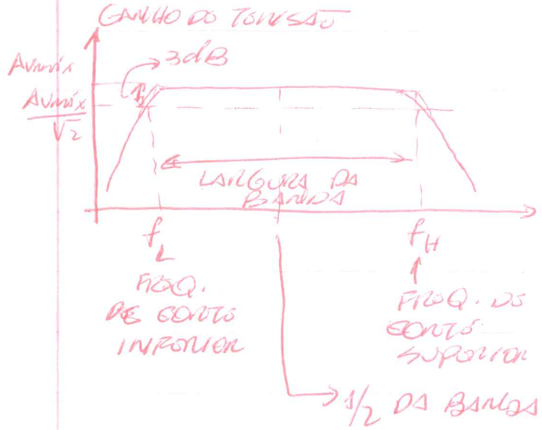
GANHO DE → 56,5 dB

$\circ\ T(s) = T_i(s) \cdot T_0(s) = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \cdot \left[-\frac{G_m R_2 R_3}{R_2 + R_3}\right] \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_2(R_2+R_3)}}$

$T(s) = \left[\frac{1}{1 + 10^{-5}s}\right] \cdot \left[-666,7\right] \cdot \left[\frac{s}{s + 333}\right]$



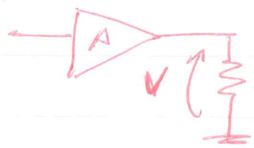
Resposta em Frequência



- Largura da banda:

$$B = f_H - f_L$$

- Freq. de corte ⇒ queda de 3dB
  ↳ fator de $1/\sqrt{2}$ na tensão



$\Rightarrow P_{1/2\,banda} = \dfrac{V^2}{R}$ watts

No corte $\Rightarrow V_{saída} = \dfrac{V}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_{corte} = \dfrac{(V/\sqrt{2})^2}{R}$

$\Rightarrow P_{corte} = \dfrac{V^2}{2R} = \dfrac{P_{1/2\,banda}}{2}$

∴ Frequências de corte (queda de 3dB) ⇒ Freq. de 1/2 potência máxima

Cap. 2 — Amplificadores Operacionais

- Muito versátil
- Permite fazer inúmeras funções
- Tem características próximas à ideais

$Z_{in} \simeq \infty$ (Real → MΩ)

$Z_{out} \simeq 0$ (50Ω)

$A_V \cong \infty$ (10^5 a 10^6)

RRMC $= \infty$ (10^4 a 10^5) — 70 a 100 dB

Razão Rejeição Modo Comum

Resposta em freq. infinita

2.1 Encapsulamento do Amp. Op

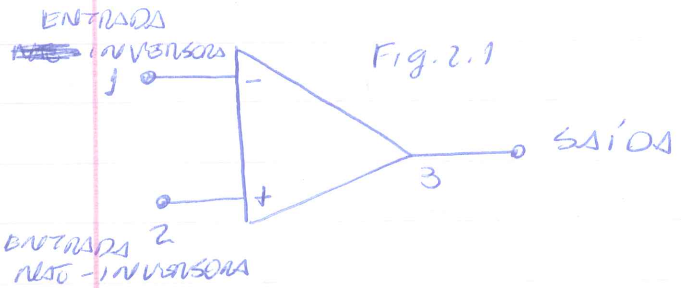
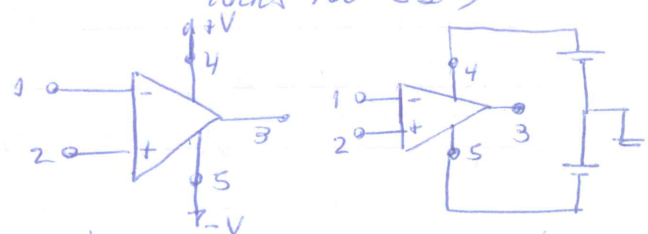


Fig. 2.1

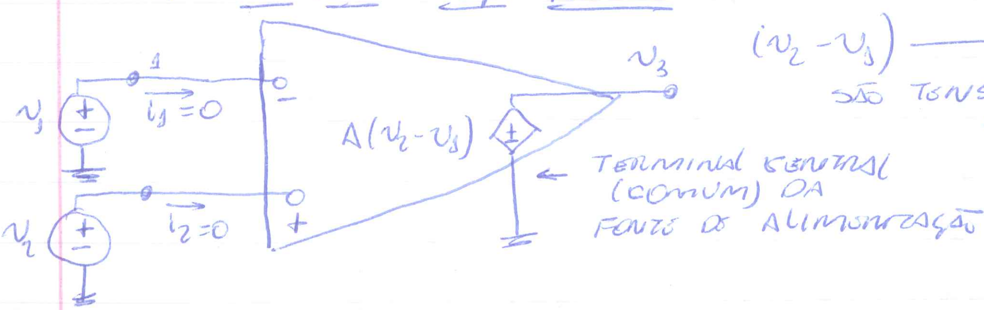
+ Alimentação DC — normalmente simétrica (não há terminal p/ terra no CI)



P/ simplificar omite-se a alimentação CC

∃ outros terminais { – compensação de freq. – anulação de off-set

2.2 O Amp. Op. Ideal



$(v_2 - v_1) \longrightarrow A(v_2 - v_1) = v_3$

são tensões em relação ao terra

Amp. Op. Ideal:

- $i_1 = i_2 = 0$ ou $Z_1 = Z_2 = \infty$
- (3) = fonte de tensão ideal c/ $v_3 = A(v_2 - v_1)$ independente de i_3 ⇒ $R_o = 0$

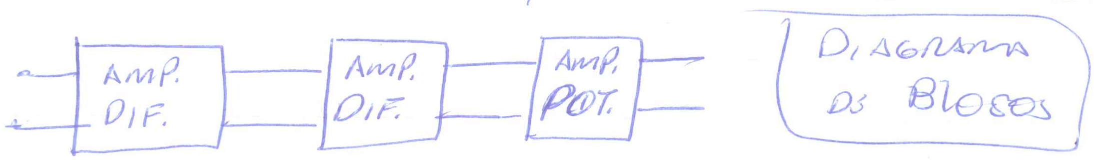
NOTE QUE: v_3 EM FASE c/ v_2 E OPOSIÇÃO A v_1

$\therefore$ $v_1 \rightarrow (-) \rightarrow$ TERMINAL DE ENTRADA INVERSORA

$v_2 \rightarrow (+) \rightarrow$ " " " NÃO-INVERSORA

- SE $v_1 = v_2 \Rightarrow v_3 = 0 \Rightarrow$ REJEIÇÃO AO MODO COMUM $= \infty$

- É AMP. DIFERENCIAL c/ ENTRADA DIFERENCIAL E SAÍDA SIMPLES



A = GANHO DIFERENCIAL = GANHO EM MALHA ABERTA

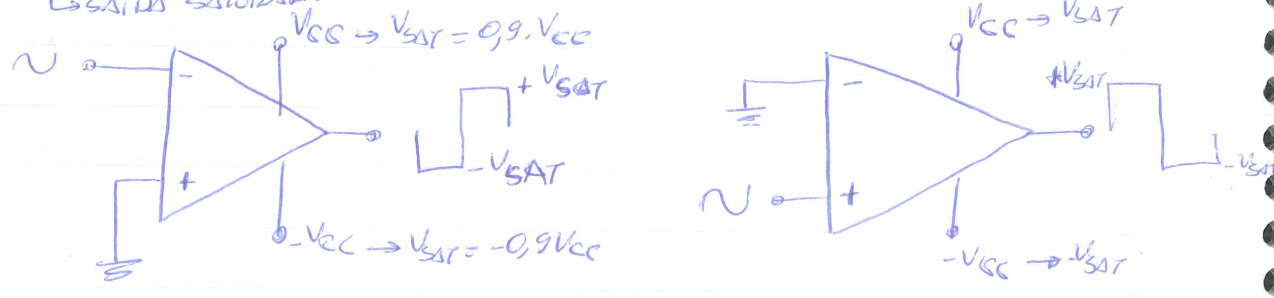
0,5

- É DISPOSITIVO DE ACOPLAMENTO DIRETO (d.a.)

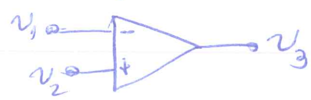
$\Rightarrow$ AMPLIFICA SINAIS MESMO c/ $f \downarrow\downarrow$ OU $= 0$ (cc)

- TEM $w_0 = \infty$ ou $A = cte$ c/ f DE 0 a ∞
- $A \uparrow\uparrow \infty \rightarrow$ COMO PODEMOS USAR?

↳ SAÍDA SATURADA



$\Rightarrow$ NÃO SE USA Amp. Op. EM MALHA ABERTA MAS c/ REALIMENTAÇÃO



$v_3 = A(v_2 - v_1)$

EXERCÍCIOS

2.2 SEJA Amp. Op. IDEAL, EXCETO $A = 10^3$. DET. TENSÕES:

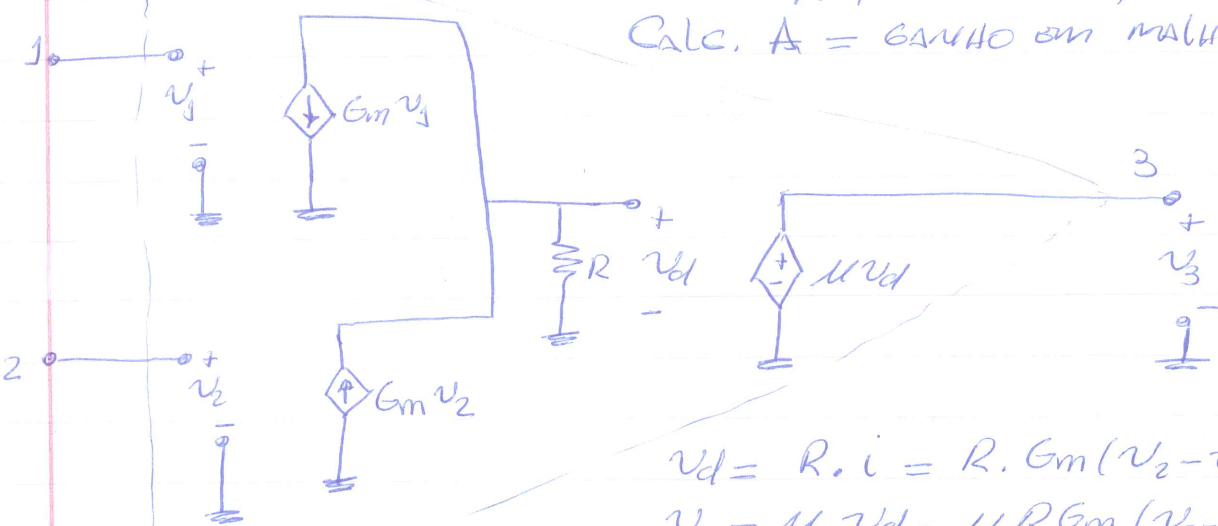
a) $v_2 = 0$; $v_3 = 2V \rightarrow v_1 = ?$ $(= -0,002V)$

b) $v_2 = 5V$, $v_3 = -10V$, $v_1 = ?$ $(= 5,01V)$

c) $v_1 = 1,002V$, $v_2 = 0,998 \Rightarrow v_3 = ?$ $(-4V)$

d) $v_1 = -3,6V$, $v_3 = -3,6V \Rightarrow v_2 = ?$ $(= -3,6036V)$

2.3 → Fig. E.2.3 EXPRESSE $v_3 = f(v_1, v_2)$ P/ $G_m = 10\,mA/V$, $R = 10k\Omega$, $\mu = 100$.
Calc. A = GANHO EM MALHA ABERTA.



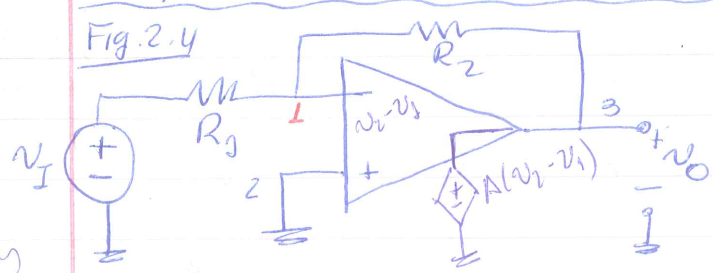
$v_d = R.i = R.G_m(v_2 - v_1)$

$v_3 = \mu.v_d = \mu R G_m (v_2 - v_1)$

$= A(v_2 - v_1) \Rightarrow A = 10000\ V/V$

2.3. ANÁLISE DE CIRCUITOS C/ AMPS. OPS. IDEAIS – A CONFIGURAÇÃO INVERSORA

Fig. 2.4



• R_2 APLICA UMA REALIMENTAÇÃO NEGATIVA $A\downarrow$

• R_2 FECHA A MALHA EM TORNO DO AMP. OP.

• SE R_2 ENTRE (3) E (2) → REALIMENTAÇÃO POSITIVA → $A\uparrow$

COMO AMP. OP. IDEAL, v_O INDEPENDE DA CORRENTE DE SAÍDA, E PORTANTO, INDEPENDE DA CORRENTE QUE PASSA EM R_2!

FIG 2.5

GANHO EM MALHA FECHADA: $G \equiv \frac{v_O}{v_I}$

PARTIMOS DA HIPÓTESE QUE v_O = FINITO

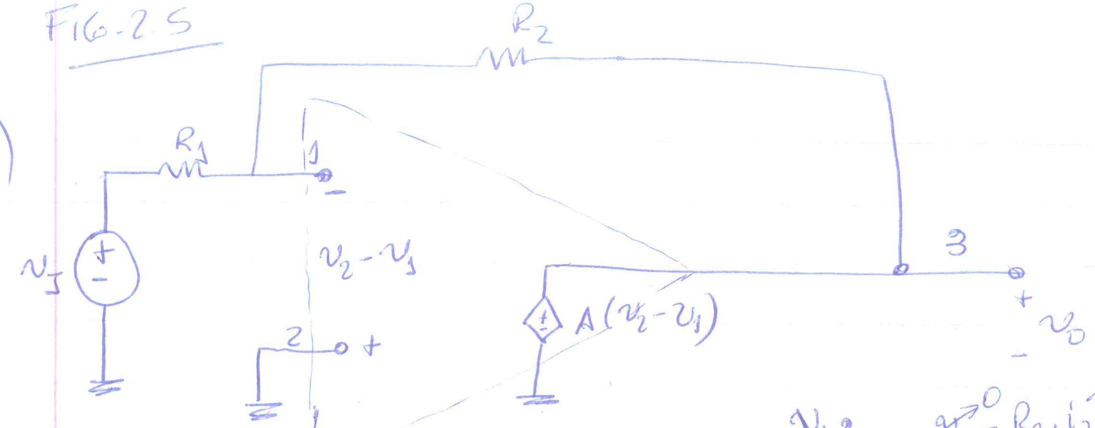
$\Rightarrow v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A} \approx 0 \Rightarrow v_1 \simeq v_2$ POIS $A \to \infty$ → "CURTO-CIRCUITO VIRTUAL" ENTRE (1) E (2)

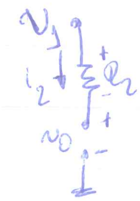
$\Rightarrow i_2 = i_1 = 0$

↳ $Z_{in} \to \infty$ (ABERTO)

FIG-2.5

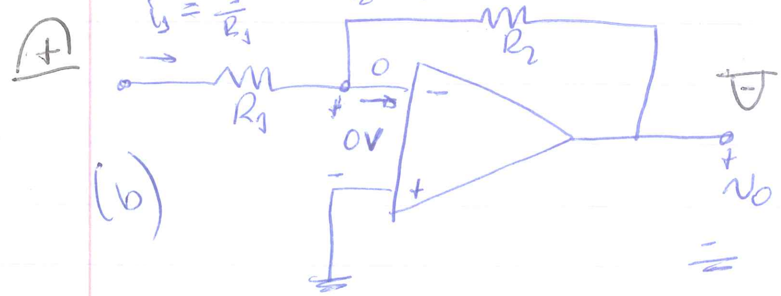
(a)





$\cancel{v_1}^{0} = R_2 \cdot \overset{v_I/R_1}{i_2} + v_O$

$i_2 = i_1 = v_I/R_1$



(b)

$v_O = 0 - \frac{v_I}{R_1} R_2$

$= \boxed{v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_I}$

CASO ② EM TERRA ⇒ ① = TERRA VIRTUAL

ANÁLISE: $i_1 = \frac{v_I - \cancel{v_1}^{0}}{R_1} \simeq \frac{v_I}{R_1}$ $\qquad i_2 = \frac{\cancel{v_1}^{0} - v_O}{R_2} \Rightarrow i_2 = \frac{-v_O}{R_2}$

COMO Z_I (Amp Op) $= \infty \Rightarrow i_{(1)} = 0 \Rightarrow i_1 = i_2$

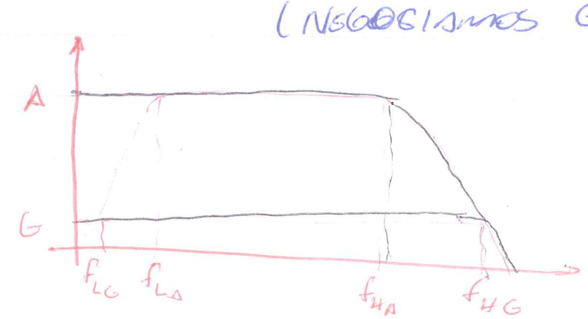
$v_O = v_1 - R_2 i_2 = 0 - R_2 \frac{v_I}{R_1} \Rightarrow \boxed{G = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}}$

SINAL ⊖ ⇒ INVERSÃO DO SINAL NA SAÍDA/ENTRADA

↳ CONFIGURA INVERSORA

∴ GANHO DE MALHA FECHADA:

- DEPENDE DOS COMPONENTES PASSIVOS EXTERNOS
- INDEPENDE DO VALOR EXATO DE A
- G<<A, PORÉM ESTÁVEL E PRECISO (NEGOCIAMOS GANHO PELA PRECISÃO!)



39

O EFEITO DE UM GANHO FINITO EM MALHA FECHADA

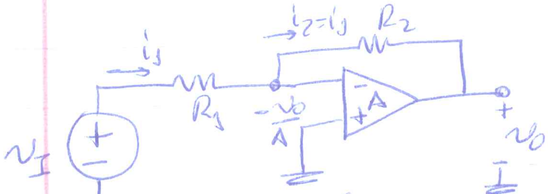


FIG. 2.6

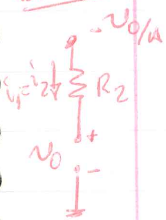
POR ANÁLISE PROVA-SE QUE A NÃO NECESSITA SER ∞, BASTA TER $1 + \frac{R_2}{R_1} << A$, POIS:

(1)

$$\boxed{i_1 = \frac{v_I - (-v_0/A)}{R_1} = \frac{v_I + v_0/A}{R_1}} \qquad \boxed{i_2 = \frac{\left(-\frac{v_0}{A}\right) - v_0}{R_2}}$$

A IMPEDÂNCIA DE ENTRADA INFINITA DO AMP. OP. FORÇA A CORRENTE i_1 A CIRCULAR TOTALMENTE ATRAVÉS DE R_2. A TENSÃO DE SAÍDA v_0 PODE SER DETERMINADA POR:

REALIMENTAÇÃO



$-\frac{v_0}{A} = v_0 + i_1 R_2$

$$v_0 = -\frac{v_0}{A} - i_1 R_2 = -\frac{v_0}{A} - \left[\frac{v_I + v_0/A}{R_1}\right] R_2$$

$$v_0 + \frac{v_0}{A} + \frac{v_0 R_2}{A R_1} = -v_I \frac{R_2}{R_1}$$

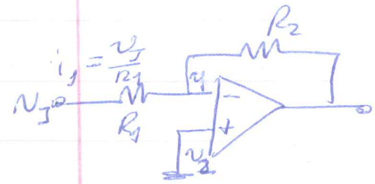
$$v_0 \left[1 + \frac{1}{A} + \frac{1}{A}\frac{R_2}{R_1}\right] = -v_I \frac{R_2}{R_1}$$

$$G = \frac{v_0}{v_I} = \frac{-(R_2/R_1)}{1 + (1 + (R_2/R_1))/A}$$

P/ $A \to \infty \Rightarrow \boxed{G = -\frac{R_2}{R_1}}$ IDEAL

RESISTÊNCIAS DE ENTRADA E DE SAÍDA

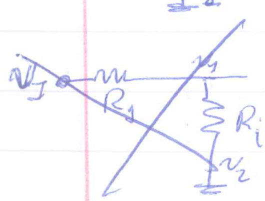
P/ $A \to \infty \rightarrow v_1$ = TERRA VIRTUAL $(v_1 = v_2 = 0)$ E $(i_1 = i_2 = 0)$



$$R_i = \frac{v_I}{i_1} = \frac{v_I}{v_I/R_1} = R_1$$

$\therefore$ P/ TER $R_i \uparrow \Rightarrow R_1 \uparrow$

PORÉM $\rightarrow$ P/ $G \uparrow \rightarrow R_2 >> R_1$

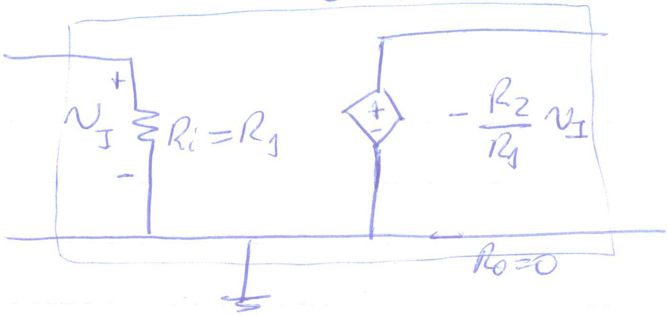


$\therefore$ CONFIGURAÇÃO INVERSORA TEM $R_i \downarrow$ (SOL. NO EX. 2.2)

PELA Fig 2.5a $\Rightarrow v_0 = A(v_2 - v_1)$ E $R_0 = 0$

$\therefore$ MODELO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO AMP.

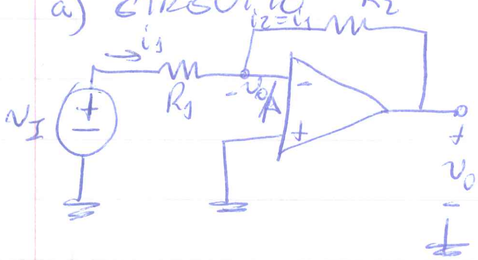
NA CONFIGURAÇÃO INVERSORA → Fig. 2.7



EXEMPLO 2.2

DESEJA-SE $G = -100$ E $R_i = 1M\Omega$

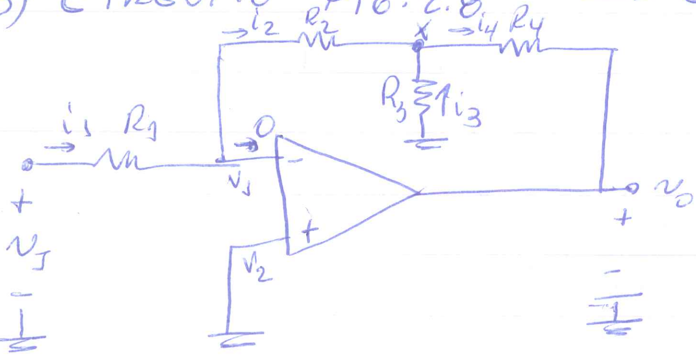
a) CIRCUITO



$R_i = R_1 = 1M\Omega$

$G = -\frac{R_2}{R_1} = -100 \Rightarrow R_2 = 100R_1$
$= 100M\Omega$

b) CIRCUITO FIG. 2.8 → CALCULAR RESISTORES P/ $R \leq 1M\Omega$

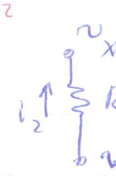


$i_2 = \frac{v_I - v_x}{R_2}$

$v_I^{\nearrow 0} = R_2 . i_2 + v_x$

ANÁLISE: $v_1 = -\frac{v_o}{A} = -\frac{v_o}{\infty} = 0$

$\Rightarrow i_1 = \frac{v_I}{R_1} = i_2 \Rightarrow v_x = -\frac{R_2}{R_1} . v_I$



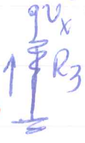
$i_1 = i_2 = \frac{0 - v_x}{R_2}$

$\frac{v_I}{R_1} = -\frac{v_x}{R_2}$

$0 = R_3 . i_3 + v_x$

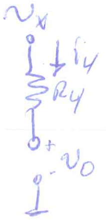
$i_3 = \frac{0 - v_x}{R_3}$

$\Rightarrow i_3 = -\frac{v_x}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 R_3} v_I$



$i_3 = \frac{0 - v_x}{R_3}$

$\Rightarrow i_4 = i_2 + i_3 = \frac{v_I}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} . v_I$



$v_x = R_4 . i_4 + v_0$

$v_0 = v_x - R_4 . i_4$

4)

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_I - \left(\frac{v_I}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} v_I \right) R_4$$

$$\therefore \frac{v_O}{v_I} = -\left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)\right]$$

$$= -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

DESEJAMOS $R_i = R_1 = 1 M\Omega$ E DEMAIS

$R_S \leq 1 M\Omega$

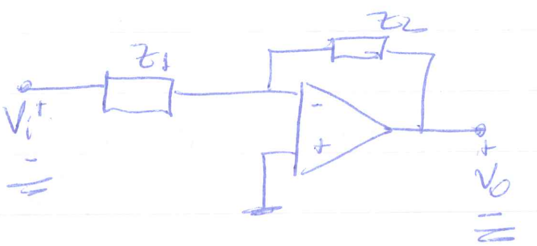
$\Rightarrow$ ADOTAMOS $R_2 = \text{MÁX} = 1 M\Omega$

$$\Rightarrow G = -\left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}\right) = 100$$

ADOTANDO $R_4 = \text{MÁX} = 1 M\Omega \Rightarrow R_3 = 10{,}2 K\Omega$

2.4 OUTRAS APLICAÇÕES P/ CONF. INVERSORA.

2.4.I CONF. INV. C/ IMPEDÂNCIAS Z_1 E Z_2



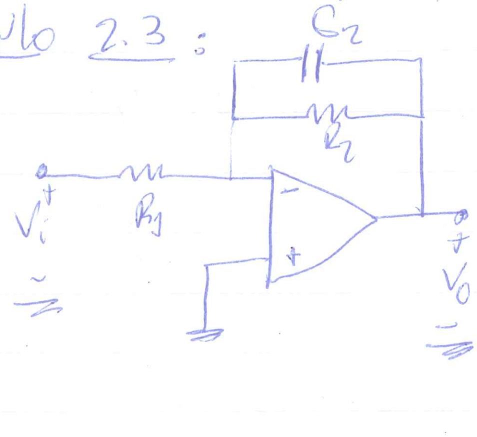
$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \Rightarrow \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

TROCANDO $j\omega$ POR s

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM REGIME PERMANENTE SENOIDAL $\rightarrow |T(\omega)|$ E $\angle T(\omega)$

(2)

EXEMPLO 2.3 : $C_2 \rightarrow 1/sC_2$



a) det $\frac{V_0(s)}{V_i(s)}$ e ω_0(CORTE)

$Z_1 = R_1$; $Z_2 = R_2 \,//\, (1/sC_2)$

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{1}{Z_1(s)\, Y_2(s)}$$

$$\boxed{\frac{1}{R_2} + sC_2}$$

42

Polo: $s = -1/R_2C_2 = -\omega_0$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + sC_2R_1} \Rightarrow T(s) \text{ DE } 1^a \text{ ORDEM}$$

C/ GANHO DE FINITO

$\hookrightarrow \boxed{K = -R_2/R_1}$

$$= \frac{-R_2/R_1}{1 + sC_2R_2} \quad \boxed{\omega_0 = 1/R_2C_2}$$

CORRESPONDE A $T(s)$ DE REDE P.B $\Rightarrow T(s) = \dfrac{K}{1+s\left(\frac{1}{\omega_0}\right)}$

(3)

c/ $K = -R_2/R_1$ e $\omega_0 = 1/R_2C_2$

b) PROJETE O CIRCUITO P/ GANHO DE $= 40dB$, $f_0 = 1kHz$ e $R_i = 1k\Omega$

$\cdot\, 40dB = 20\log|K| \Rightarrow K = 100 \Rightarrow \dfrac{R_2}{R_1} = 100$

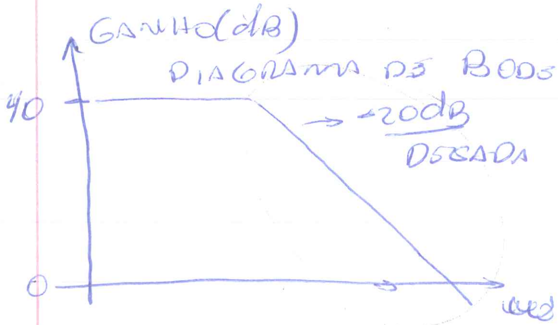
x

P/ $R_i = R_1 = 1k\Omega \Rightarrow R_2 = 100k\Omega$

$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \times 10^3 = \dfrac{1}{R_2C_2} \Rightarrow C_2 = 1{,}59\,nF$

c) DET. f ONDE GANHO $= 1$ (f_T). QUAL A FASE DO SINAL NESTA FREQ.?

GANHO $= 1 = 0\,dB \Rightarrow$ O DIAGRAMA DE BODE CAI A $-20dB/dec$.



$\therefore$ EM 2 DECADAS CAI DE 40dB ATÉ 0dB

COMO $f_0 = 1kHz \Rightarrow f_T = 100 f_0$

$f_T = 100kHz$

$$\phi = -\text{arc tg}(\omega/\omega_0) = -\text{arc tg}(f_T/f_0) = -\text{arc tg}\, 100$$

$$= -89{,}4^\circ \simeq -90^\circ$$

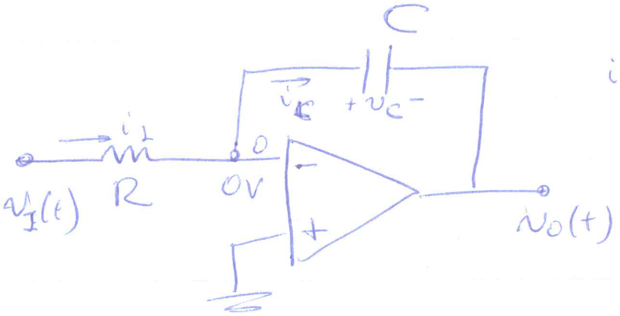
PORÉM EM DC JÁ TEMOS INVERSÃO $= -180^\circ$

$\Rightarrow$ EM 100 KHz $\Rightarrow \phi = -180^\circ - 90^\circ = -270^\circ = +90^\circ$

43

$0 - v_C + v_O = 0$

2.4.2 – O Circuito Integrador Inversor



$$i_C = C\frac{d[0 - v_O(t)]}{dt} = -C\frac{dv_O(t)}{dt}$$

$$i_I = \frac{v_I(t) - 0}{R} = \frac{v_I(t)}{R}$$

$$i_C = i_I \Rightarrow -C\frac{dv_O(t)}{dt} = \frac{v_I(t)}{R}$$

$$\Rightarrow v_O(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_I(t)\,dt - V_C$$

V_C é a tensão no cap. em $t=0$

$\therefore$ $v_O(t)$ = integral temporal de $v_I(t)$ e

V_C = condição inicial

RC = cte de tempo de integração

• Este circuito integrador é tipo inversor = integrador Miller

Alternativa: no domínio da freq.

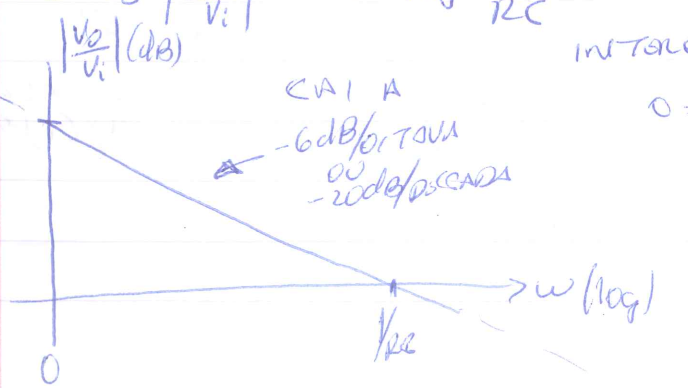
$$Z_1(s) = R \quad , \quad Z_2(s) = \frac{1}{sC} \Rightarrow Y_2(s) = sC$$

$$\Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{Z_1(s)\,Y_2(s)} = -\frac{1}{sRC}$$

$$\text{ou} \quad \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} = -\frac{1}{j\omega RC} \Rightarrow \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{1}{\omega RC}$$

$$\hookrightarrow \frac{V_o}{V_i} = 0 + j\frac{1}{\omega RC} \Rightarrow \phi = \text{arc tg}\left[\frac{1/\omega RC}{0}\right] = +90^\circ$$

$$20\log\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = 20\log\frac{1}{RC} - 20\log\omega$$



Interceptação em 0 dB $\Rightarrow \omega_{INT}$ ($V_o = V_i$)

$$0 = 20\log\frac{1}{RC} - 20\log\omega_{INT}$$

$$\omega_{INT} = \frac{1}{RC}$$ = freq. do integrador
||
inverso da constante de tempo do integrador

44

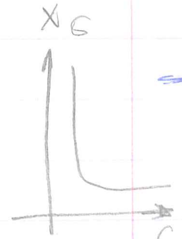
NOTA: $T(\omega)$ É DO TIPO PASSA-BAIXAS c/ $\omega_0 = 0$ → Ex. 2.3

$$T(s) = \frac{k}{1+s/\omega_0} \Rightarrow \text{EM } \omega = 0$$

$$T(\omega) = \frac{k}{1+j\omega/\omega_0 \to 0} \quad \text{P/ } \omega = 0 \longrightarrow T(0) = \infty$$

POIS C = ABERTO EM CC!

4,5



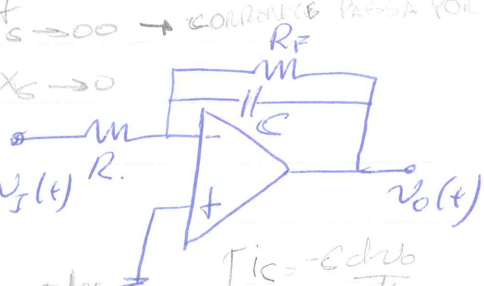
⇒ Q.Q. COMPONENTE CC NA ENTRADA ⇒ $v_0 \to \infty$

NA VERDADE SATURA $\pm 0{,}9 \cdot V_{CC}$

SOLUÇÃO: $R_F // C$

P/ $f \to 0 \Rightarrow X_C \to \infty$ → CORRENTE PASSA POR RF

P/ $f \to \infty \Rightarrow X_C \to 0$



• R_F FECHA O ELO DE REALIMENTAÇÃO EM CC, PORÉM, ELE DEIXA DE SER UM INTEGRADOR IDEAL

∴ ESCOLHER $R_F \uparrow\uparrow$ (MAIS SOBRE R_F EM 2.9) → ~1 MΩ

$$\frac{v_I}{R} = -\frac{v_0}{R_F} - C\frac{dv_0}{dt}$$

$$\begin{cases} i_C = -C\dfrac{dv_0}{dt} \\ i_{R_F} = -\dfrac{v_0}{R_F} \end{cases}$$

Exemplo 2.4

a) ACHE $v_0(t)$ NO INTEGRADOR MILLER, P/ $v_I(t)$ = PULSO DE 1V E 1ms

SENDO $R = 10k$

$C = 10nF$

$$v_0(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t 1\,dt$$

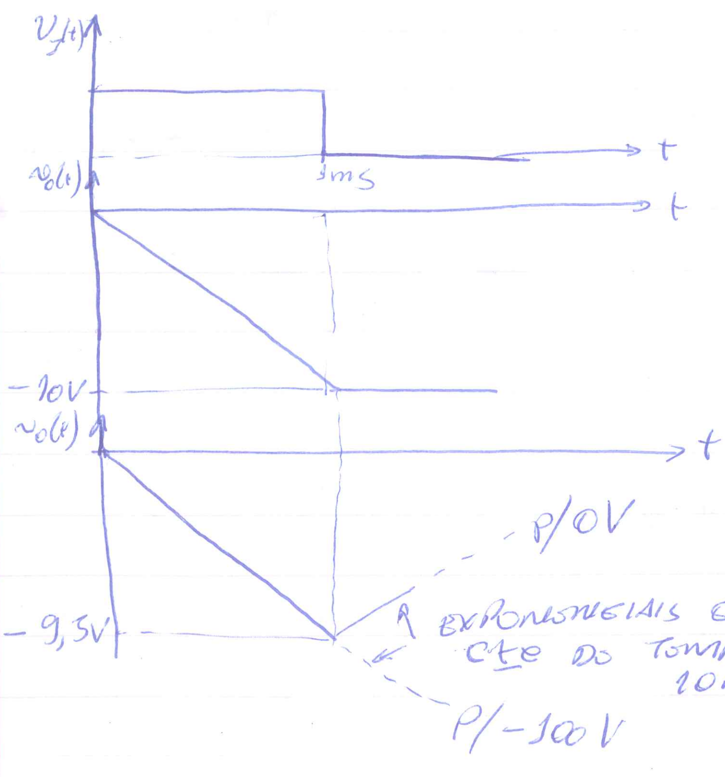
P/ $0 \leq t \leq 1ms$

P/ $V_C = 0$

$v_0(t) = -10{,}000t$

b) ADICIONANDO $R_F = 1M\Omega$ EM // c/ C

COMO ALTERA $v_0(t)$?



45

∴ TEMOS UMA FONTE DE CORRENTE $= \frac{v_I}{R}$ ALIMENTANDO $R_F // C$:

$$v_O(t) = v_O(\infty) - \left[v_O(\infty) - v_O(0^+)\right] e^{-t/R_F C}$$

ONDE: $v_O(\infty) = -R_F I = -\frac{R_F}{R} \cdot 1V = -100V$

$v_O(0^+) = V_C = 0$

$\tau = R_F C = 1M \times 10n = 10ms$

∴ É UMA EXPONENCIAL SAINDO DO $\emptyset$ E INDO A $-100V$ c/ $\tau = 10ms$

A EXPONENCIAL É INTERROMPIDA EM $t = 1ms \Rightarrow$

$v_O(1ms) = -9{,}5V \rightarrow$ APÓS C COMEÇA A DESCARREGAR c/ $\tau = 10ms$

∴ $T_{v_I} \ll R_F C$

Exemplos: → APLICAÇÕES DE INTEGRADORES:

— GERAR ONDA TRIANGULAR A PARTIR DE ONDA QUADRADA

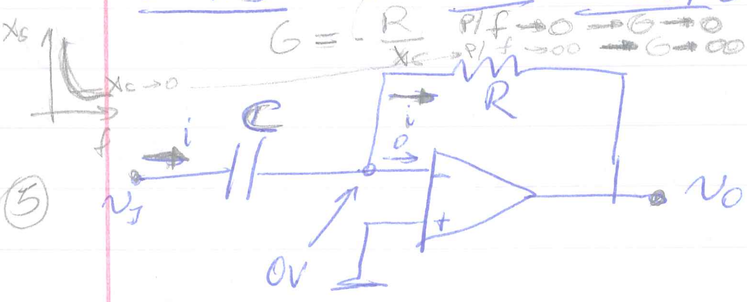
— PROJETO DE FILTROS (CAP. 11)

— COMPUTAÇÃO ANALÓGICA

2.4.3 → O CIRCUITO DIFERENCIADOR INVERSOR

$G = -\frac{R}{X_C}$ P/ $f \to 0 \to G \to 0$; P/ $f \to \infty \to G \to \infty$

• RESISTOR NA ENTRADA LIMITA O GANHO P/ ALTA FREQ



(5)

$i(t) = C\frac{d[v_I(t) - 0]}{dt}$

$i(t) = \frac{0 - v_O}{R}$

$-\frac{v_O}{R} = C\frac{dv_I(t)}{dt}$

FUNÇÃO DIFERENCIAÇÃO

$v_O(t) = -CR\frac{dv_I(t)}{dt}$ OU $\frac{V_O}{V_i} = -sCR$ → ZERO → $s = 0$

SOBE CONTINUAMENTE

$\hookrightarrow = -\frac{Z_2}{Z_1} = -sCR$ ($Z_2 \to R$, $Z_1 \to \frac{1}{sC}$)

OU

$\frac{V_O(\omega)}{V_i(\omega)} = 0 - j\omega RC$

46

MÓDULO DA FUNÇÃO DE TRANSF.

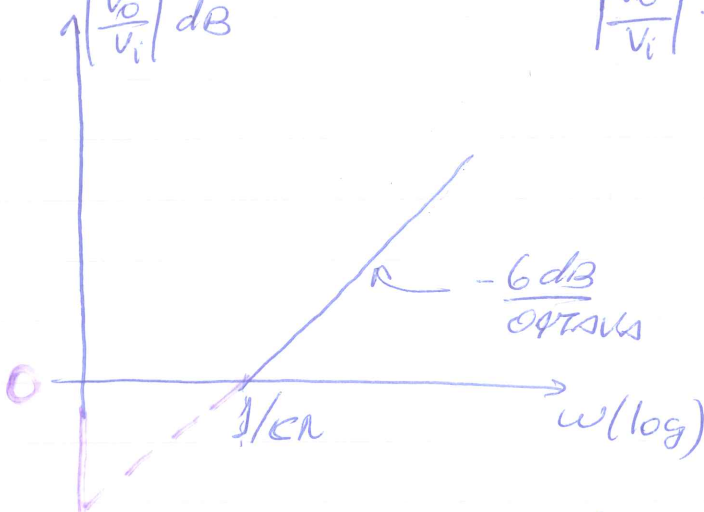
$$\left|\frac{V_0}{V_i}\right| = \omega RC \quad \text{E} \quad \phi = \text{arctg}\left[\frac{-\omega RC^{\to\infty}}{0}\right] = -90^\circ$$

$$\left|\frac{V_0}{V_i}\right| = 0\,dB \quad \text{OU} \quad \left|\frac{V_0}{V_i}\right| = 1$$

EM $\omega = (RC)^{-1}$

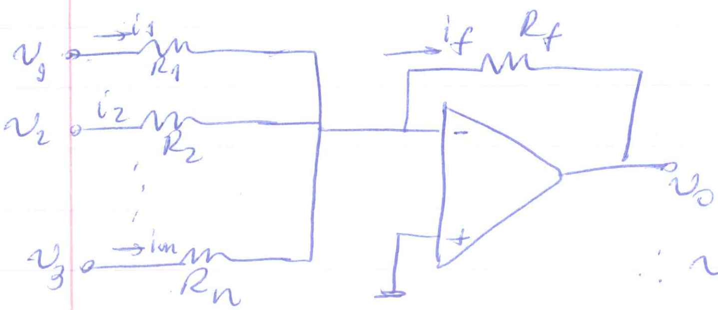
ONDE:
RC É A CTE DE TEMPO DO DIF.

6



3

2.4.4 – O CIRCUITO SOMADOR



$i_1 = v_1/R_1$; $i_2 = v_2/R_2 \dots i_n = \frac{v_n}{R_n}$

$i_f = i_1 + i_2 + \dots + i_n$

$v_0 = -i_f R_f$

$$\therefore v_0 = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}\cdot v_n\right)$$

= SOMADOR (PONDERADO)

∴ PODEMOS: INTEGRAR, DIFERENCIAR, SOMAR = OP. MAT.

↳ AMP. OPERACIONAL

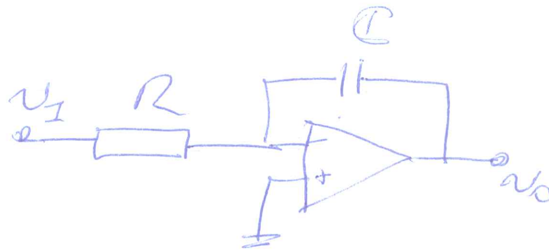
CONSTITUEM BLOCOS FUNCIONAIS P/ OPERAÇÕES DE COMPUTAÇÃO ANALÓGICA

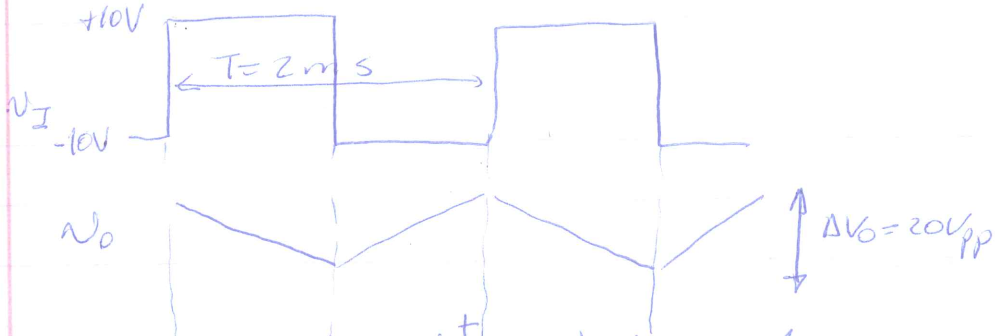
AMP. OP. C/ MUITAS OUTRAS APLICAÇÕES

4X

EXERCÍCIOS:

2.6 INTEGRADOR MILLER





$v_O(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_I(t)\,dt - V_C$

$\Delta v_O = \frac{1}{RC} v_{Ip}$

$\therefore \Delta V_O\left(\frac{T}{2}\right) = 20V = \frac{1}{RC}(+10V)(1ms) = 20V$

$\Rightarrow RC = 0{,}5ms$

2.7 INTEGRADOR MILLER, c/ $R_i = 10k\Omega$, cte INTEGRAÇÃO = 1ms. CALC:

a) $C \rightarrow R_iC = 1ms \rightarrow C = 0{,}1\mu F$

b) $\left|\frac{V_O}{V_i}\right|$ e ϕ em $\omega = 10rad/s$ e $1rad/s$.

$\frac{V_O(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{j\omega RC} \Rightarrow \phi = \operatorname{arctg}\left[\frac{\cancel{1/\omega RC}}{\cancel{0}}\right]^{\infty} = +90°$

$\left|\frac{V_O}{V_i}\right| = \frac{1}{\omega RC} \Rightarrow \omega = 10rad/s \rightarrow \left|\frac{V_O}{V_i}\right| = \frac{1}{10 \times 1m} = 100$

$\omega = 1rad/s \rightarrow \left|\frac{V_O}{V_i}\right| = \frac{1}{1 \times 1m} = 1000$

c) $\omega_I = ?$ p/ $\left|\frac{V_O}{V_i}\right| = 1$

$\omega_I = \frac{1}{RC} = \frac{1}{1m} = 1000 rad/s$

2.8 PROJETO DIFERENCIADOR c/ $R_F C = 10^{-2}$ e $C = 0{,}01\mu F$

a) $RF = ?$ $\quad R_F C = 10^{-2} \Rightarrow R_F = \dfrac{10^{-2}}{0{,}01\mu} = 1 M\Omega$

b) $\left|\dfrac{V_o}{V_i}\right| = ?$ $\quad \phi = ?$ $\quad$ p/ $\omega = 10$ e 10^3 rad/s

$$\frac{V_o}{V_i} = 0 - j\omega C R \Rightarrow \phi = \text{arctg}\left[\frac{-\omega CR}{0}\right]^{\infty} = -90°$$

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \omega RC \Rightarrow \omega = 10\,\text{rad/s} \rightarrow \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = 0{,}1\ V/V$$

$$10^3\,\text{rad/s} \rightarrow \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = 10\,V/V$$

c) P/ LIMITAR G = 100 P/ HF, QUAL VALOR DO Ri EM SÉRIE?

$$Z_1(s) = R_i + 1/sC$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{Z_1(s)\,Y_2(s)} \quad \text{onde} \quad Y_2(s) = 1/R_F$$

$$\therefore \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-R_F}{R_i + \frac{1}{sC}} = -\frac{sCR_F}{1 + sCR_i} \quad \text{ou} \quad \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} = \frac{-j\omega R_F C}{1 + j\omega C R_i}$$

$\cancel{\text{p/ } \omega\uparrow\uparrow \Rightarrow \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \omega C R_F}$ $\quad \left|\dfrac{V_o}{V_i}\right| = \dfrac{\omega C R_F}{\sqrt{1 + (\omega C R_i)^2}}$

$$\text{p/ } \omega\uparrow\uparrow \Rightarrow \left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx \frac{\omega C R_F}{\omega C R_i} = \frac{R_F}{R_i} = 100$$

$$R_i = \frac{1M}{100} = 10k\,\Omega$$

49

2.9 Projete somador, onde: $v_O = -(v_1 + 5v_2)$

Tal que p/ $V_{O\,máx} = 10V \Rightarrow i_2 \leq 1mA$

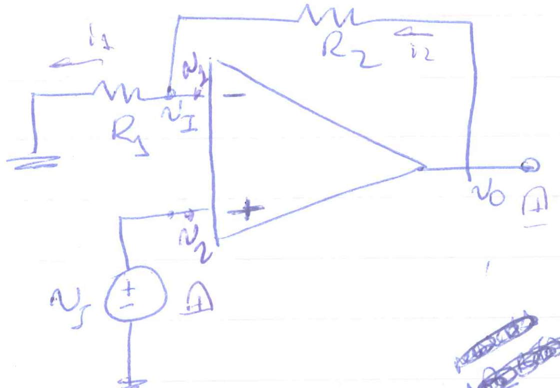
$$i_F = -\frac{v_O}{R_F} \Rightarrow R_F = \left|\frac{V_{O\,máx}}{i_{2\,máx}}\right| = \frac{10}{1m} = 10k\Omega$$

$$v_O = -\left(\frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2\right) = -\left(v_1 + 5v_2\right)$$

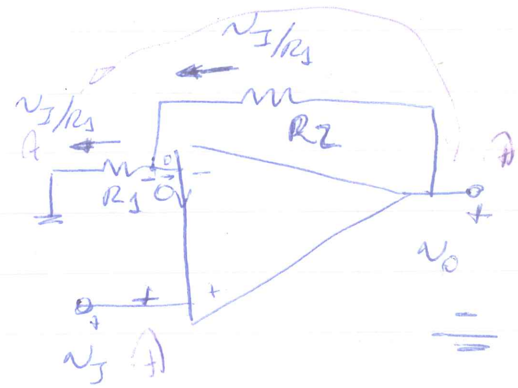
$$\Rightarrow R_1 = R_F = 10k\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_F}{5} = 2k\Omega$$

2.5 A configuração não-inversora



$\equiv$



6,5

O efeito de um ganho infinito

em malha fechada

Como $A = \infty \Rightarrow v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A} = 0$

$$\Rightarrow v_1 = v_2 = v_I$$

$$\Rightarrow i_1 = \frac{v_1}{R_1} = \frac{v_I}{R_1} = \frac{v_I - 0}{R_1}$$

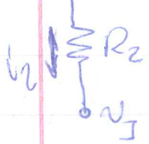
$$\boxed{i_2 = \frac{V_O - v_I}{R_2}}$$

$$\frac{v_I}{R_1} = \frac{v_O - v_I}{R_2}$$

$$\boxed{v_I\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot R_2 = v_O}$$

$$i_2 = i_1$$

$$\Rightarrow v_O = R_2 \cdot i_2 + v_I \Rightarrow v_O = R_2 \cdot \frac{v_I}{R_1} + v_I$$



$$v_O = v_I\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\Rightarrow G = \frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$ é positivo e

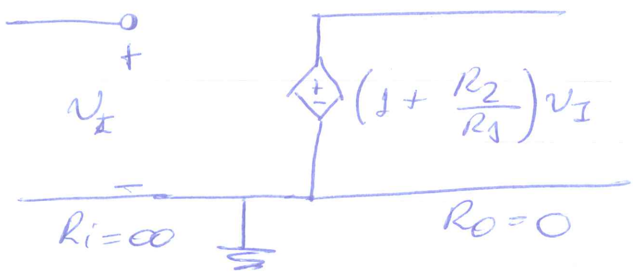
$\therefore$ não-inversora

MODELO EQUIVALENTE DA CONF. NÃO-INVERSORA

$R_i = \infty$ POIS $i_{\cancel{1}} = i_{\cancel{2}} = 0$ $\qquad R_i = \frac{v_I}{\cancel{I_I}^{\,0}}$

NÃO FLUI CORRENTE NO TERMINAL (+)

NA SAÍDA TEMOS UMA FONTE IDEAL C/ $R_O = 0$



4,5

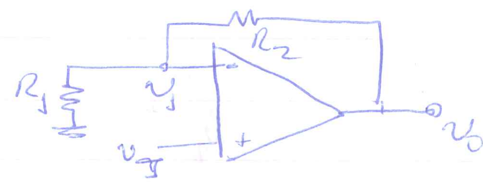
4,5

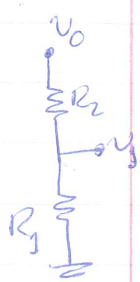
EFEITO DO GANHO DE MALHA ABERTA FINITO NO Op. Amp.

SUPONDO $A < \infty$:

$$v_O = A(v_I - v_1)$$

$$v_1 = v_O \frac{R_1}{(R_1+R_2)}$$





$$\Rightarrow G = \frac{v_O}{v_I} = \frac{1+R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

$\therefore$ SE $A \gg 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow G = 1 + R_2/R_1$

SIMILAR AO CASO DA CONF. INV.

O CIRCUITO SEGUIDOR DE TENSÃO

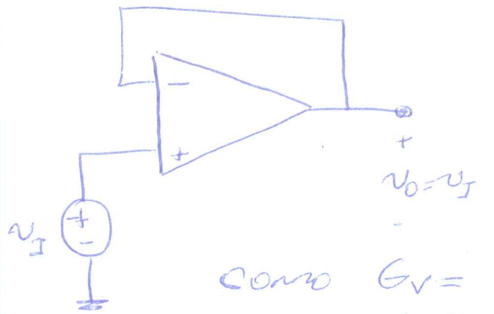
CARACTERÍSTICA $R_i=\infty$ $\Rightarrow$ DESEJÁVEL P/ AMP. ISOLADOR (BUFFER) $\Rightarrow$ CONECTA ESTÁGIO C/ $R_O\uparrow$ C/ ESTÁGIO $R_i\downarrow$

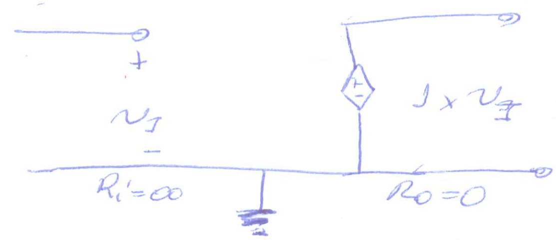
$\Downarrow$

NÃO NECESSITA G_V $\Rightarrow$ MAS APENAS UM TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA E/OU G_{pot}

$\downarrow$

$i_i = 0$ E $i_o \neq 0$





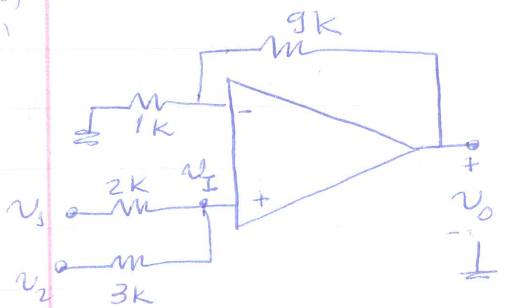
Como $G_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ p/ $R_2 = 0$ e $R_1 = \infty$

↳ $\boxed{G_V = 1}$ = Seguidor de tensão

$\boxed{v_O = v_I}$

Exercícios

2.10 → Calcule v_O

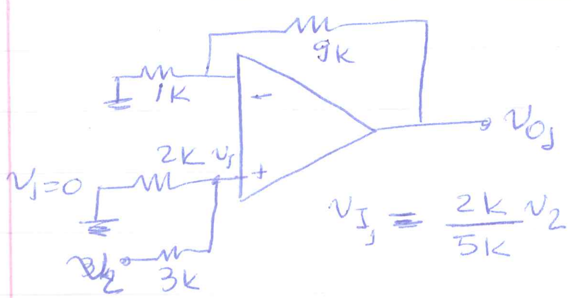


$$v_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_I$$

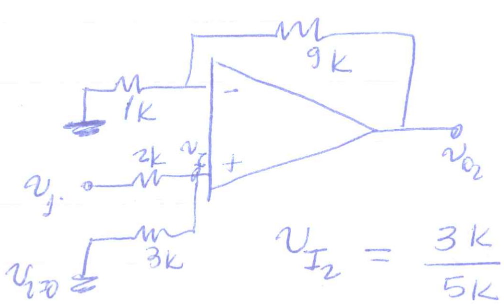
$$v_O = \left(1 + \frac{9k}{1k}\right) v_I = 10 v_I$$

8,5

Teorema da superposição



$$v_{I_1} = \frac{2k}{5k} v_2 \Rightarrow v_{O_1} = 10 \cdot v_{I_1} = \frac{20}{5} v_2 = 4 v_2$$

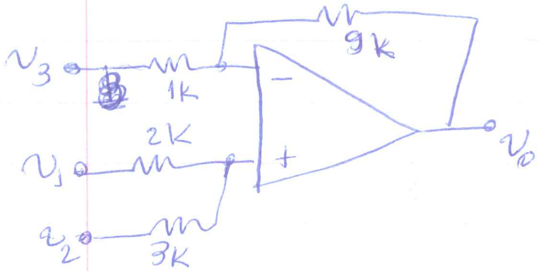


$$v_{I_2} = \frac{3k}{5k} \cdot v_1 \Rightarrow v_{O_2} = 10 \cdot v_{I_2} = \frac{30}{5} v_1 = 6 v_1$$

$$\boxed{v_O = 6 v_1 + 4 v_2}$$

52

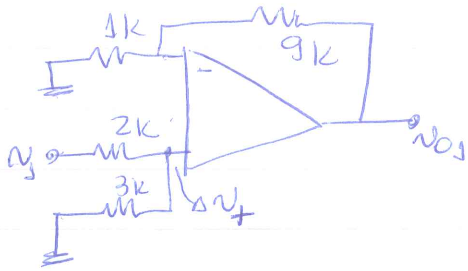
2.11



Ts

Teorema da superposição:

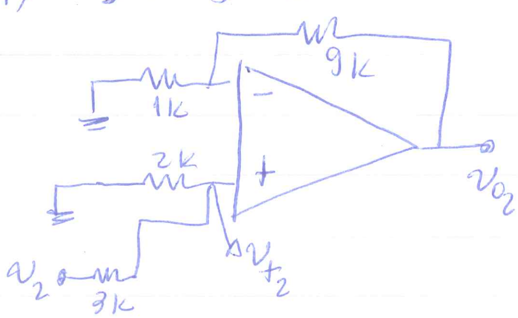
P/ $v_2 = v_3 = 0$



$$v_{o1} = \left(1 + \frac{9k}{1k}\right) v_{+1} = 10 v_{+1}$$

$$v_{+1} = \frac{3k}{5k} \cdot v_1 \Rightarrow v_{o1} = 6 v_1$$

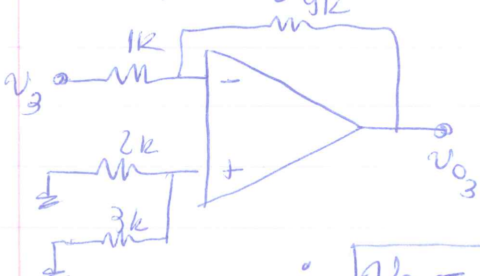
P/ $v_1 = v_3 = 0$



$$v_{o2} = 10 v_{+2}$$

$$v_{+2} = \frac{2k}{5k} \cdot v_2 \Rightarrow v_{o2} = 4 v_2$$

P/ $v_1 = v_2 = 0$

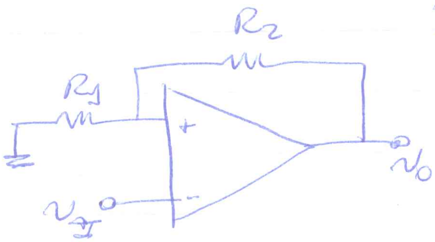


$$v_{o3} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-9k}{1k} = -9 v_3$$

$$\therefore \boxed{v_0 = 6 v_1 + 4 v_2 - 9 v_3}$$

53

2.12 Projete Amp. Não Inv. c/ $G = 2$, $v_{O\,máx} = 10V$ e $I_{máx} = 10\,\mu A$



$$\frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow \boxed{R_2 = R_1}$$

$$I_{máx} = \frac{v_{O\,máx}}{R_1 + R_2} = 10\,\mu A = 10V$$

$$R_1 + R_2 = 1M\Omega \Rightarrow R_1 = R_2 = 0{,}5M\Omega$$

2.6 - Exemplos de Circuitos c/ Op. Amps

Ex. 2.5 - Um Voltímetro Analógico Simples

→ Medidor de Bobina Móvel

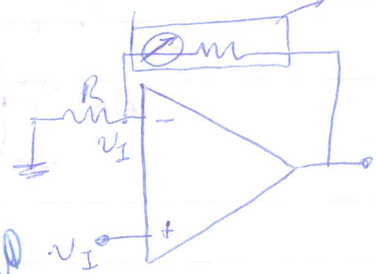


Fig 2.20

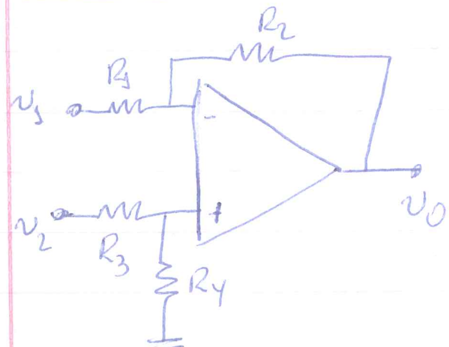
= Voltímetro analógico de bobina móvel c/ $R_i \uparrow\uparrow$ e baixo custo

Det. R p/ $I_{BOB} = 100\,\mu A$ = fundo de escala p/ $v_I = +10V$

p/ $v_+ = v_- = v_I = 10V = R.I = R \times 100\,\mu A \rightarrow \boxed{R = 100k\Omega}$

Nota: $I \propto V$ e independe da R da bobina

Ex. 2.6 - Um Amplificador de Diferenças



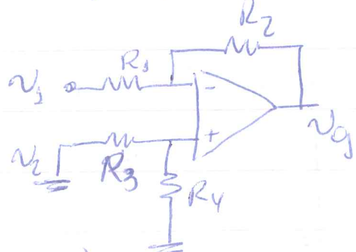
0,5

9

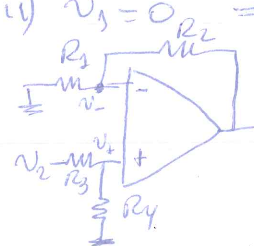
Det. $v_O = f(v_2 - v_1)$

— Princípio da superposição:

i) $v_2 = 0 \Rightarrow v_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1$



ii) $v_1 = 0 \Rightarrow v_{O2} = v_+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$



$v_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 = v_-$

$$v_{O2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

54

iii) $v_O = v_{O1} + v_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} v_2$

b) Qual a condição p/ funcionar com amp. de diferenças $\Rightarrow v_O \propto (v_2 - v_1)$ e rejeite sinal no modo comum $v_2 = v_1 \Rightarrow v_O = 0$?
↳ Produza saída igual a zero qdo $v_1 = v_2$

Impondo $v_O = 0$ p/ $v_1 = v_2 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

0,5
0,5

$\Rightarrow v_O = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$ = Amp. de diferenças c/ $G = \frac{R_2}{R_1}$

$v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} v_2$

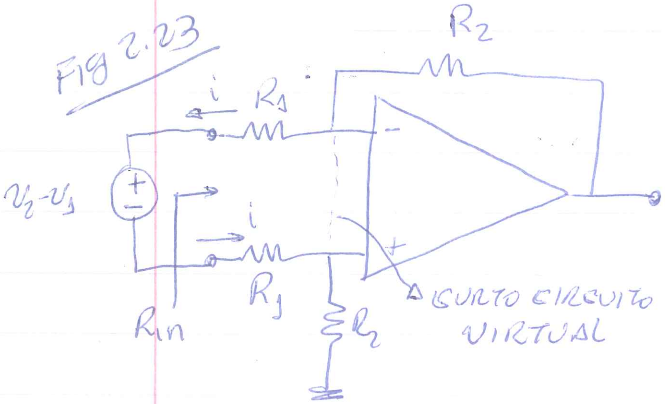
$v_O = -\frac{R_2(1+R_4/R_2) v_1}{R_1(1+R_4/R_2)} + \frac{(R_1+R_2)}{(R_3+R_4)} v_2$

$v_O = \frac{-R_2 v_1 - R_4 v_1 + R_4^2/R_2}{R_1 + R_4^2/R_2} (R_3+R_4)$

$v_O = \frac{(v_1 ...)(R_3+R_4)}{R_2 R_1 + R_4^2} R_2$

c) Det. R_{in}:

Fig 2.23



$R_{in} = \frac{v_2 - v_1}{i}$

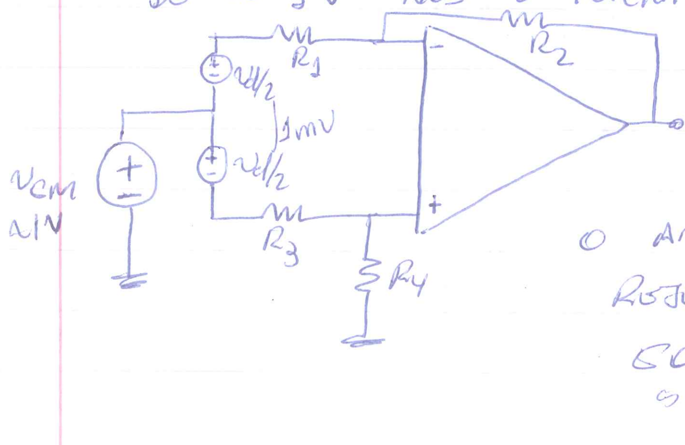
$v_2 - v_1 = R_1 \cdot i + 0 + R_1 \cdot i$

$v_2 - v_1 = 2 R_1 \cdot i \Rightarrow \frac{v_2 - v_1}{i} = \boxed{2R_1 = R_{in}}$

Note: se desejamos $G \uparrow \Rightarrow R_{in} = 2R_1 \downarrow$ = desvantagem

d) Aplicações: várias áreas, sendo + notável na instrumentação

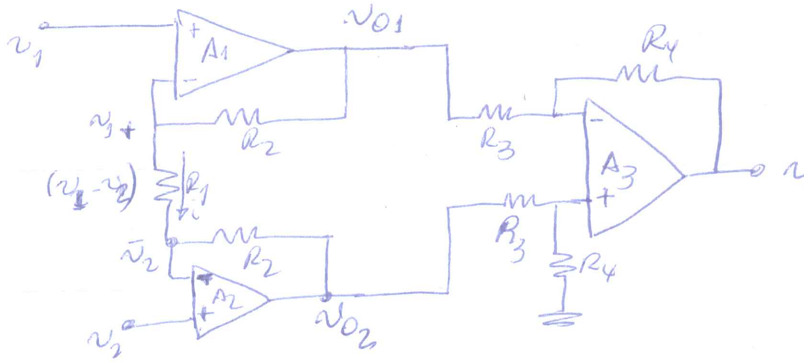
Ex: sensor que produz $v_2 - v_1$ pequeno, ex. 1mV, porém tem interferência de outro sinal = ruído de ~ 1V nos 2 terminais



O amp. de diferenças rejeita o sinal de modo comum e ampl. o sinal do modo diferencial

EXEMPLO 2.7 – AMP. DE INSTRUMENTAÇÃO

- Corrige limitações do anterior qto a R_{int} e difícil de mudar ganho $\rightarrow$ 2 estágios:

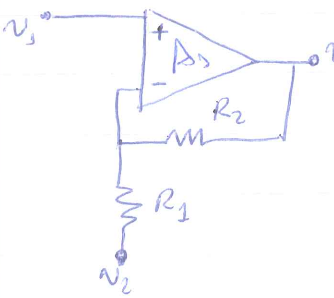


i) A_1, A_2, R_1, R_2

ii) A_3, R_3, R_4 = circ. anterior

a) Det. v_O

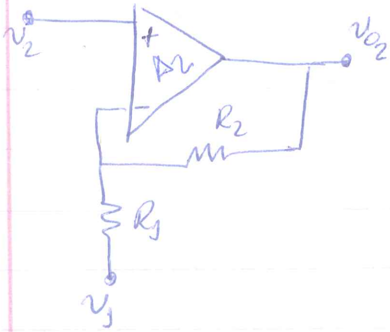
- Separando as entradas



superposição

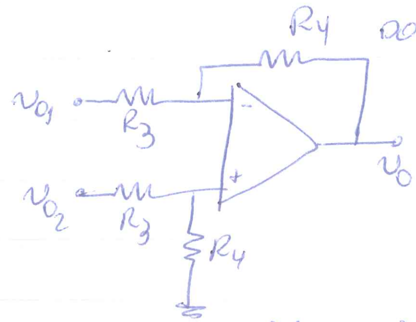
$$v_{O1} = \overset{v_1=0}{v_{O11}} + \overset{v_2=0}{v_{O12}}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1}v_2 + v_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = v_1 + (v_1 - v_2)\frac{R_2}{R_1}$$



$$v_{O2} = \overset{v_1=0}{v_{O21}} + \overset{v_2=0}{v_{O22}}$$

$$= v_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) + \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)v_1 = v_2 - (v_1 - v_2)\frac{R_2}{R_1}$$



- do Ex. 2.6:

$$v_O = -\frac{R_4}{R_3}(v_{O1} - v_{O2})$$

onde: $v_{O1} - v_{O2} = v_1 + (v_1 - v_2)\frac{R_2}{R_1} - v_2 + (v_1 - v_2)\frac{R_2}{R_1}$

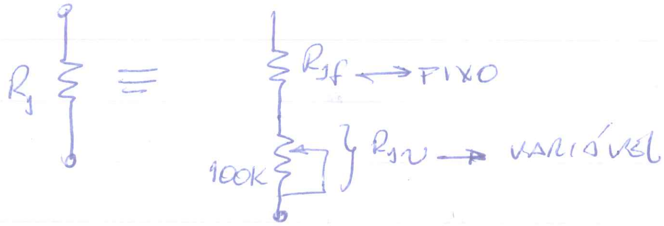
$$v_{O1} - v_{O2} = (v_1 - v_2)\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

$$v_O = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1)$$

$$\therefore A_d = \frac{v_O}{v_2 - v_1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3} \leftarrow$$ circuito possui rejeição ao modo comum

b) Sugira uma forma p/ ter ganho variável:

↳ $R_1 \rightarrow$ variável



c) $R_{in} = ?$ $\rightarrow$ conf. não-inversora $\rightarrow$ $R_{in} = \infty$!

d) Projete circ. p/ A_d variável entre 2 e 1000 c/ resistor variável de $100\,k\Omega$

• Procedimento usual: i) ganho no 1º estágio
ii) 2º estágio c/ ganho 1 e diferenças c/ alta RMC

$\therefore$ 2º estágio p/ ex. $\Rightarrow R_3 = R_4 = 10\,k\Omega$

1º estágio $\quad 1 + \dfrac{2R_2}{R_{1f} + R_{1v}} = 2$ a 1000

p/ $R_{1v} = 0$
↳ $1 + \dfrac{2R_2}{R_{1f}} = 1000$

p/ $R_{1v} = 100k$
↳ $1 + \dfrac{2R_2}{R_{1f} + 100k} = 2$

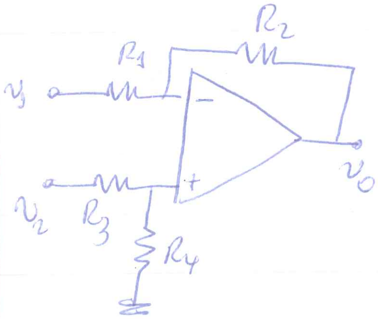
$\therefore R_{1f} = 100{,}2\,\Omega$ e $R_2 = 50{,}5\,\Omega$

Valores comerciais podem ser escolhidos:
$R_{1f} = 100\,\Omega$ e $R_2 = 49{,}9\,\Omega$ ~~como~~ resistores de filme metálico c/ tolerância de 1%

57

Exercícios

2.14 – Calc. resistores do circuito p/ $A_d = 100$ e $R_{in} = 20k\Omega$



P/ $R_1 = R_3$ e $R_2 = R_4$

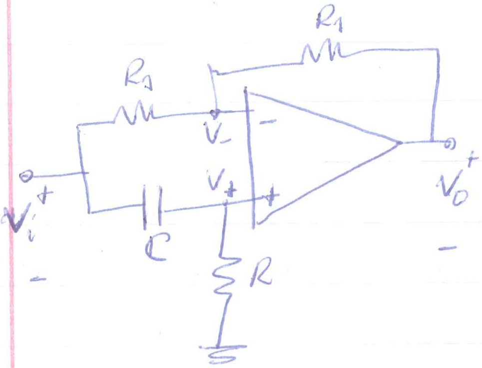
$\Downarrow$

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \Rightarrow A_d = \frac{v_0}{v_2 - v_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

e $R_{in} = 2R_1 = 20k\Omega \Rightarrow R_1 = 10k\Omega$

como $A_d = 100 \Rightarrow R_2 = 1M\Omega$

2.15 – Fig. 2.15 $\Rightarrow$ a) $T(s) = ?$ Det. o módulo e a fase de $T(j\omega)$



$$\frac{V_i - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_0}{R_1} \Rightarrow V_- = \frac{V_i + V_0}{2} = V_+$$

e $$V_+ = \frac{R}{R + 1/sC} \cdot V_i$$

$$\therefore \frac{V_i + V_0}{2} = \frac{R}{R + 1/sC} \cdot V_i$$

$$V_i(R + 1/sC) + V_0(R + 1/sC) = 2RV_i$$

$$V_0(R + 1/sC) = V_i(2R - R - 1/sC)$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{(R - 1/sC)}{(R + 1/sC)} = \frac{s - 1/RC}{s + 1/RC}$$

$\Rightarrow \left|\frac{V_0}{V_i}\right| = 1$ (não depende da freq. !) $\rightarrow$ Passa-todas !

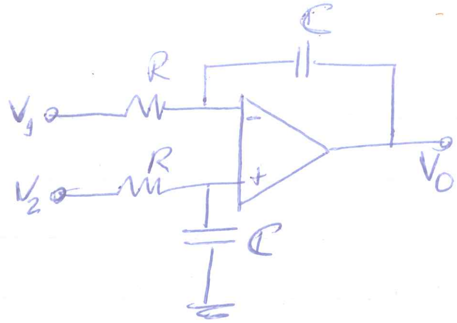
$\hookrightarrow$ substituindo $j\omega = s$

$$T(j\omega) = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \ominus \frac{(1/RC) - j\omega}{(1/RC) + j\omega}$$

$$\phi = 180° - 2\,\mathrm{arctg}(\omega RC)$$

5B

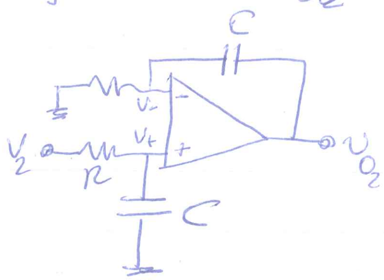
2.16



MOSTRAR QUE:
$$V_O = (V_2 - V_1)/sCR$$
USE O TEOREMA DA SUPERPOSIÇÃO

P/ $V_2 = 0 \Rightarrow V_{O_1} = -\frac{1/sC}{R} V_1 = -\frac{1}{sCR} V_1$

P/ $V_1 = 0 \Rightarrow V_+ = \frac{(1/sC)}{R + (\frac{1}{sC})} \cdot V_2$



E $V_{O_2} = \left[1 + \frac{1/sC}{R}\right] \cdot V_+$

$\therefore V_{O_2} = \left[1 + \frac{(1/sC)}{R}\right] \cdot \frac{(1/sC)}{R + (\frac{1}{sC})} \cdot V_2$

$$V_{O_2} = \frac{1}{sCR} V_2$$

ENTÃO: $V_O = V_{O_1} + V_{O_2} = \frac{1}{sCR}(-V_1 + V_2) = \frac{1}{sCR}(V_2 - V_1)$

05 → 1/5

10

2.7 EFEITO DO GANHO FINITO EM MALHA ABERTA E DA FAIXA DE PASSAGEM NO DESEMPENHO DO CIRCUITO

A → ∞
↳ RESPOSTA EM f → ∞

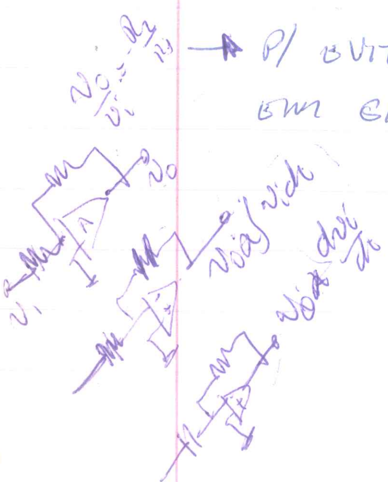
PODEM OSCILAR → SEM ESTABILIDADE

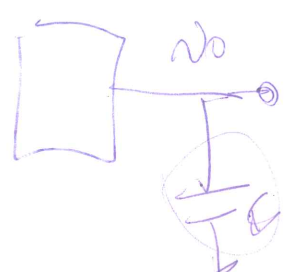
→ Op. Amp. Ñ IDEAIS → ALTERA DESEMPENHO → FAIXA DE OPERAÇÃO

→ P/ EVITAR OSCILAÇÕES (geram instabilidade) EM CIRCUITOS C/ Op. Amps → Op. Amps. CONTÉM CAP. INTERNO INTRODUZ UM PÓLO SIMPLES PASSA-BAIXAS

⇓

COMPENSAÇÃO DE FREQUÊNCIAS



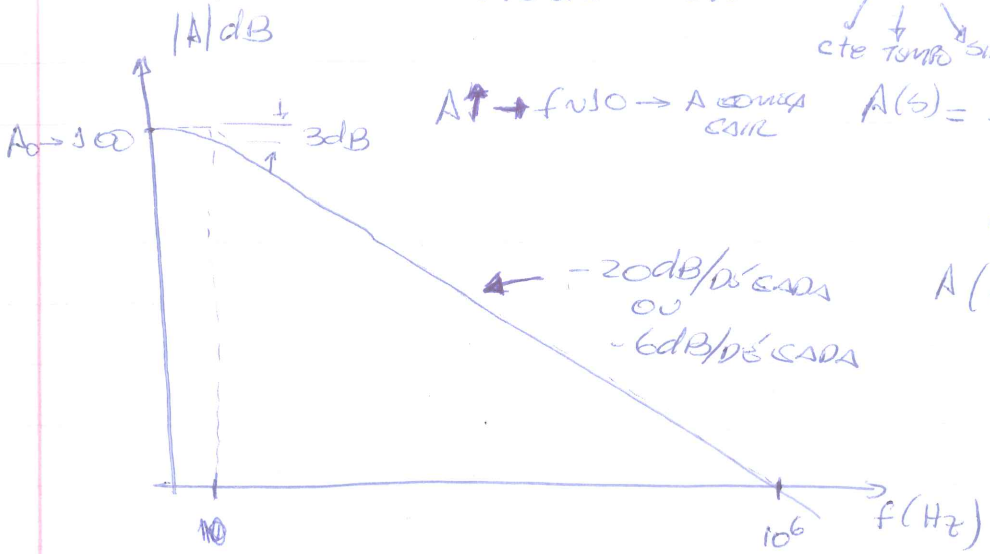


EX: 741 → COMPENSADO INTERNAMENTE → REDE CTS → PB → COMPENSAR FREQUÊNCIA

UM CAPACITOR

cte TEMPO SIMPLES

CIRCUITOS NÃO OSCILEM



A↑ → f↓ → A COMEÇA CAIR

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_b}$$

OU

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_b}$$

A_0 = GANHO CC

ω_b = FREQ. DE CORTE OU DE 3dB

NO EX. DO 741 ⇒ $A = 10^5$ V/V E $\omega b = 2\pi \times 10$ rad/s

P/ $\omega >> \omega b \Rightarrow A(j\omega) \simeq \frac{A_0 \omega b}{j\omega}$ ⇒ $|A(j\omega)| = \frac{A_0 \omega b}{\omega}$

P/ $\omega_t = A_0 \omega b \Rightarrow |A(j\omega)| = 1$ (OU 0dB) = FAIXA DE PASSAGEM DO GANHO UNITÁRIO

NORMALMENTE ESPECIFICADO NO CATÁLOGO ← $\boxed{f_t = \frac{\omega_t}{2\pi}}$

$A(s) \simeq \frac{A_0 \omega b}{s}$

COMO $\omega_t = A_0 \omega b \Rightarrow A(s) \simeq \omega t/s$, POIS $A(s) \simeq \frac{A_0 \omega b}{s}$

∴ $A(j\omega) \simeq \frac{\omega t}{j\omega}$ P/ $\omega >> \omega b$

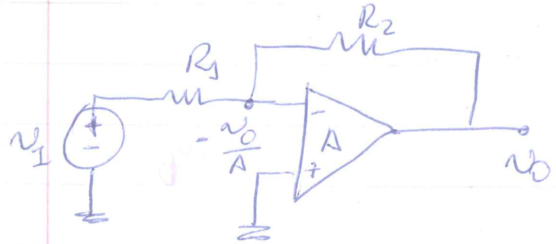
∴ AMP. OP. SE COMPORTA COMO INTEGRADOR C/ $\tau = 1/\omega_t$

O MÓDULO DO GANHO: $|A(j\omega)| \simeq \frac{\omega_t}{\omega} = f_t/f$

∴ ESPECIFICADO f_t PODEMOS CALCULAR $|A|$ P/ $\forall f < f_T$ e $>> f_b$

RESPOSTA EM FREQ. DOS AMPLIFICADORES EM MALHA FECHADA

QUAL O EFEITO DE A_0 FINITO E f_T SOBRE DESEMPENHO DOS CIRCUITOS? INVERSOR E NÃO-INVERSOR



VIMOS P/ CIRC. INVERSOR:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

12

COMO $A(s) = \dfrac{A_0}{1+s/\omega_b}$ $\Rightarrow$ $\dfrac{V_0(s)}{V_i(s)} = \dfrac{-R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A_0/(1+s/\omega_b)}$ $\Rightarrow$

E $\omega_t = A_0\omega_b$

3,5

$$\Rightarrow \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{-R_2/R_1}{1+\frac{1}{A_0}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+\frac{s}{\omega_t/(1+R_2/R_1)}} \simeq \frac{-R_2/R_1}{1+\frac{s}{\omega_t/(1+R_2/R_1)}}$$

POIS NORMALMENTE $A_0 \gg 1+R_2/R_1$

$\therefore$ TEM FORMA DE REDE STC PASSA-BAIXAS COM

$K = -R_2/R_1$ $\rightarrow K$

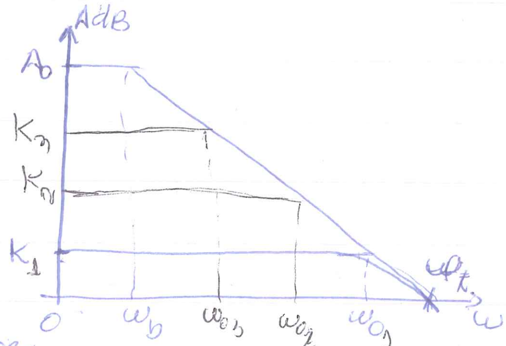
E

$$\omega_0 = \frac{\omega_t}{1+R_2/R_1} = \omega_{3dB}$$

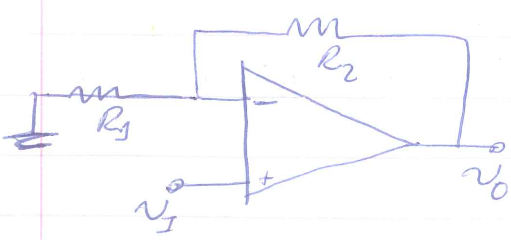
PRODUTO → GANHO x BANDA PASSANTE → K, ω_0

$$\omega_0(1+R_2/R_1) = \omega_t \Rightarrow \boxed{\omega_0 \frac{R_2}{R_1} = \omega_t - \omega_0} \simeq \omega_t$$

($\frac{R_2}{R_1} \rightarrow K$)



SIMILAR P/ CIRC. NÃO-INVERSOR:



$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1+R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

SUBSTITUINDO:

$A(s) = \dfrac{A_0}{1+s/\omega_b}$ E $\omega_t = A_0\omega_b$

P/ $A_0 \gg 1+R_2/R_1$

$$\Rightarrow \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{1+R_2/R_1}{1+\frac{s}{\omega_t/(1+R_2/R_1)}}$$

60

∴ TEM A FORMA DE REDE CTS PASSA-BAIXAS COM: $K = 1 + R_2/R_1$ E $\omega_{3dB} = \dfrac{\omega_t}{1+R_2/R_1}$

$\omega_{3dB} \cdot \underbrace{(1 + R_2/R_1)}_{K} = \omega_t$

Ex. 2.8 — Op. Amp. c/ $f_t = 1\,MHz$.

a) CALC. f_{3dB} DO CIRC. EM MALHA FECHADA C/ GANHO NOMINAIS = 1000, 100, 10, 1, −1, −10, −100 E −1000

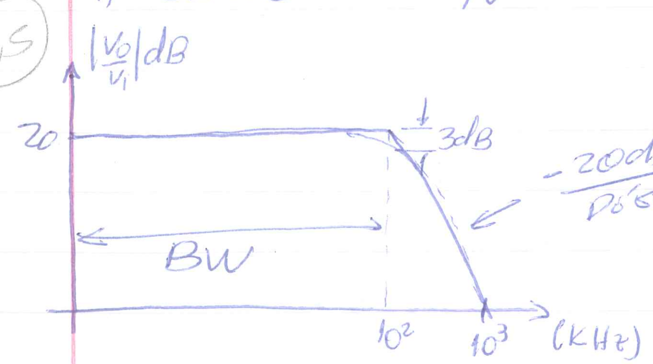
P/ $\omega_{3dB} = \dfrac{\omega_t}{1+R_2/R_1}$

GANHO EM MALHA FECHADA	R_2/R_1	$f_{3dB} = f_t/(1+R_2/R_1)$, f_t = 1 MHz
$+10^3$	999	1 KHz
$+10^2$	99	10 KHz
+10	9	100 KHz
+1	0	1 MHz → f_t
−1	1	0,5 MHz → $f_t/2$
−10	10	90,9 KHz
−100	10^2	9,9 KHz
-10^3	10^3	≃ 1 KHz

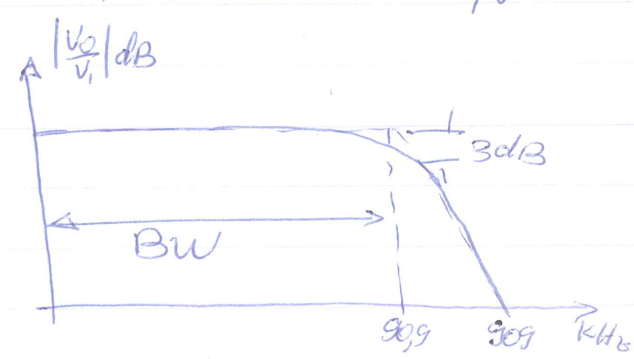
NÃO-INVERSOR ↑ GANHO → ; GANHO → ↓ INVERSOR

12,5

• P/ GANHO = +10 V/V



• P/ GANHO = −10 V/V



⇒ COMPROMISSO: PRODUTO GANHO EM MALHA FECHADA × BW (FAIXA DE PASSAGEM)

↳ P/ UM DADO Op. Amp. GANHO ↑ ⇒ BW ↓

K

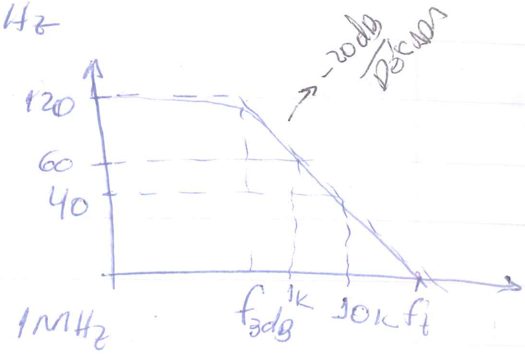
K ↓ ⇒ BW ↑

⇒ CONF. NÃO-INVERSORA ⇒ PRODUTO $\boxed{K \times BW = f_t}$

62

Ex. 2.17 Amp. Op. compensado interno possui ganho CC em malha aberta = 10^6 V/V e ganho ac em malha aberta de 40dB em 10KHz

a) Estime f_{3dB} e f_t



$A_0 = 10^6 \text{ V/V} = 120 \text{ dB}$

$|A| = 40\text{dB} = 100 \text{ p/ } f = 10\text{kHz}$

Mas $|A| \simeq \frac{f_t}{f} \Rightarrow 100 = \frac{f_t}{10k} \Rightarrow f_t = 1\text{MHz}$

E $f_b = \frac{f_t}{A_0} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{10^6} = 1 \text{ Hz}$

b) Produto ganho – faixa de passagem

$A_0 \times f_{3dB} = 10^6 \times 1\text{Hz} = 1\text{MHz}$

c) $A(1\text{KHz}) = ?$

p/ $f = 1\text{KHz} \Rightarrow |A| \simeq \frac{f_t}{f} = \frac{1M}{1k} = 10^3 \text{ V/V} = 60 \text{ dB}$

Ex. 2.18 Amp. Op. c/ ganho CC = 106dB e $f_t = 2\text{MHz}$

Calc. ganho em $f = 1\text{ kHz}$, 10 kHz e 100kHz

$106\text{dB} \Rightarrow A_0 = 200000$

$|A| = \frac{f_t}{f}$

$f = 1\text{kHz}$ $\quad |A| = 2\text{MHz}/1\text{kHz} = 2000 \text{ V/V}$

$f = 10\text{kHz}$ $\quad |A| = 2\text{MHz}/10\text{kHz} = 200 \text{ V/V}$

$f = 100\text{kHz}$ $\quad |A| = 2\text{MHz}/100\text{kHz} = 20 \text{ V/V}$

2.8 - OPERAÇÃO DOS AMP. OPS P/ GRANDES SINAIS

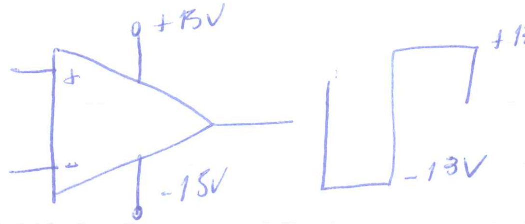
LIMITAÇÕES DO CIRC. QDO SINAIS DE GRANDE AMPL. NA SAÍDA

SATURAÇÃO DA SAÍDA:

AMPS. OPS. OPERAM LINEARMENTE P/ $L_- < v_O < L_+$

ONDE: $L \simeq V_{CC} - \Delta$, $\Delta \simeq 1$ A $3V$

$\therefore$ SE $V_{CC} = \pm 15V \rightarrow$ SATURAÇÃO EM $+13$ E $-13V$



⇒ TENSÃO DE SAÍDA NOMINAL (RATED OUTPUT VOLTAGE) É ESPECIFICADA $\pm 13V$

13,5

• P/ EVITAR CEIFAMENTO E DISTORÇÃO ⇒ v_O DEVE SER PEQUENO

EX. 2.20 - SE TENSÃO DE SAÍDA NOMINAL $= \pm 10V$ E GANHO $= 200$, QUAL MAX v_i SEM CEIFAMENTO NA SAÍDA?

$$\frac{20V}{200} = 0,1 V_{\text{PICO A PICO}}$$

TAXA MÁXIMA DE VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA (SLEW RATE)

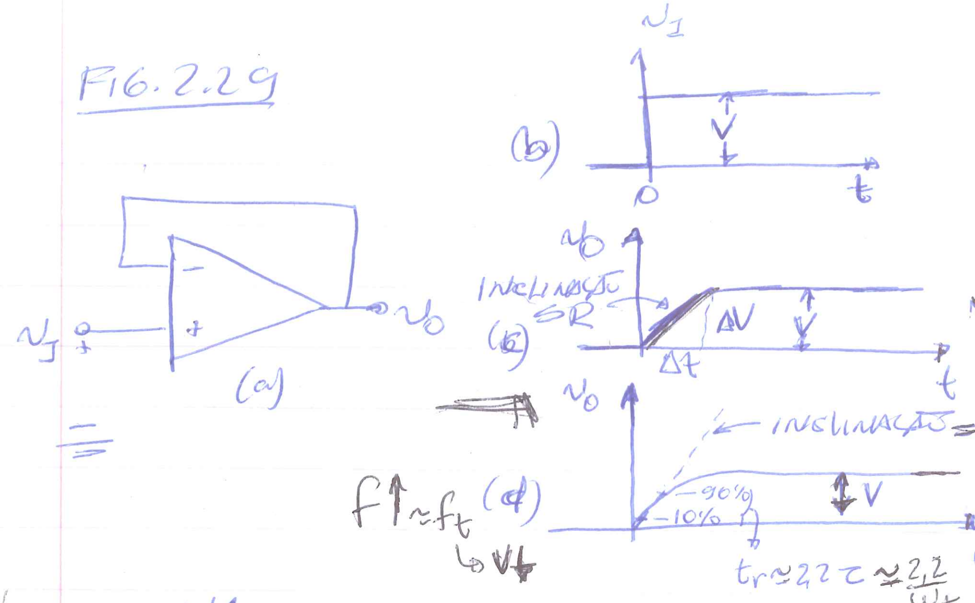
OUTRO FENÔMENO ⇒ DISTORÇÃO NÃO LINEAR QDO HÁ GRANDES SINAIS NA SAÍDA DEVIDO À LIMITAÇÃO NA TAXA DE VARIAÇÃO = SR

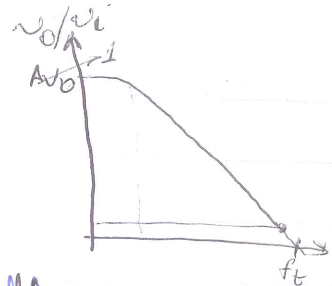
$$SR = \left.\frac{dv_O}{dt}\right|_{máx}$$ — RELACIONADO AO CIRC. INTERNO DO AMP. OP.

↳ ESPECIFICADO NO CATÁLOGO EM V/μs

64

FIG. 2.29





14,5

CASO $V\uparrow \Rightarrow v_O = $ fig. c $\rightarrow$ LIMITADO POR SR $\rightarrow$ FENÔMENO NÃO-LINEAR

- LIMITAÇÃO À FAIXA DE PASSAGEM FINITA $\rightarrow$ FENÔMENO LINEAR

$\downarrow$

NÃO MODIFICA NA FORMA DA SENÓIDE DE ENTRADA $\rightarrow$ SENÓIDE CONTINUA SENÓIDE, APENAS AMPLITUDE$\downarrow$

6,5

- P/ $V\downarrow$, TAL QUE $\omega_t \cdot V \leq SR \rightarrow$ Fig. d

- NO SEGUIDOR DE TENSÃO $R_1 = \infty$ E $R_2 = 0$

ESCURSÃO DO v_O DE 10% — 90%

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t/(1+R_2/R_1)}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t}} \Rightarrow$$ RESPOSTA CTS P. B. c/ $\tau = \frac{1}{\omega_t}$

$\therefore$ SUA RESPOSTA AO DEGRAU SERIA:

$t_r \simeq 2.2\tau \Leftarrow v_O(t) = V(1 - e^{-\omega_t t}) \rightarrow$ P/ $V\downarrow \rightarrow$ FIG. d

$t_r \simeq \frac{2{,}2}{\omega_t} \simeq \frac{0{,}35}{f_t}$

$\therefore$ ENQUANTO $\omega_t V \leq SR \rightarrow$ A LIMITAÇÃO É POR FAIXA DE PASSAGEM

EX. 2.21: SEJA AMP. OP. c/ $SR = 1V/\mu s$, $f_t = 1MHz$ CONFIGURAÇÃO SEGUIDORA DE GANHO UNITÁRIO (Fig 2.29a)

1/2

a) CALC. $V_{máx}$ EM DEGRAU P/ SAÍDA = Fig. d (LIMITADO POR FAIXA DE PASSAGEM)

$$\omega_t V < SR \Rightarrow V < \frac{1V/\mu s}{2\pi \cdot 10^6} = \frac{1}{2\pi} V = 0{,}16V$$

65

b) PARA ESTA ENTRADA DE 0,16 V → $\Delta t_{SAÍDA}$ ENTRE 10% E 90% DE v_O

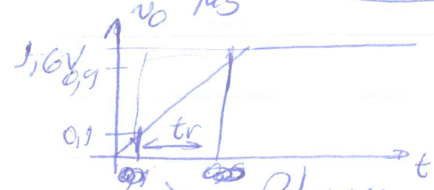
$t_r = ?$

$t_r \simeq 2,2\,\tau \simeq 2,2/\omega_t \simeq \frac{2,2}{2\pi.10^6} = 0,35\mu s$

c) P/ ENTRADA = 10 x 0,16 V = 1,6V → QUAL $\Delta t_{SAÍDA}$ 10% 90%

$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{0,8 \times 1,6}{\Delta t} = SR = \frac{1V}{\mu s} \Rightarrow \boxed{\Delta t = 1,28\mu s}$

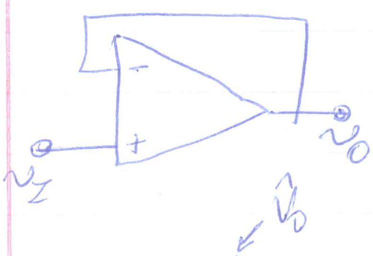
0,1 — 0,9



FAIXA DE PASSAGEM À PLENA POTÊNCIA

SR → PODE PROVOCAR UMA DISTORÇÃO NÃO-LINEAR EM ONDA SENOIDAL P. EX:

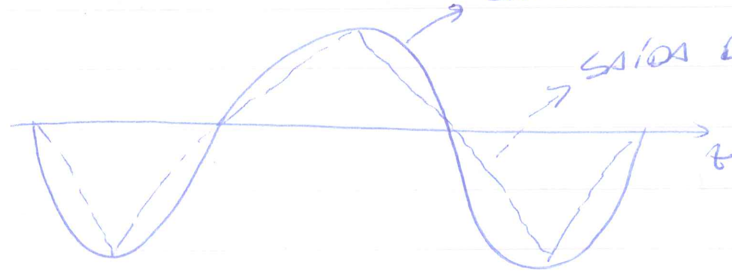
• CONSIDERE O SEGUIDOR DE GANHO UNITÁRIO



$v_I = \hat{V}_i . sen\,\omega t$ e $v_I = v_O$

$SR = \frac{dv_I}{dt} = \omega \hat{V}_i . cos\,\omega t$ → VALOR MÁX $\omega . \hat{V}_i$

SE $\omega \hat{V}_i > SR$ ⇒ DISTORÇÃO NA SAÍDA



ASSIM DEFINE-SE f_M = FAIXA DE PASSAGEM À PLENA POTÊNCIA

TAL QUE: $\omega_M . V_{O\,máx} = SR$

$$\boxed{f_M = \frac{SR}{2\pi V_{O\,máx}}}$$

• p/ $\hat{V}_o < V_{omáx}$ ⇒ A DISTORÇÃO OCORRE EM $f > f_M$

• DA RELAÇÃO $\omega \hat{V}_i = \omega \hat{V}_o = SR = \omega_M . V_{omax}$ →
⇒ OBTÉM-SE ⇒ $\hat{V}_o = V_{omáx} \dfrac{\omega_M}{\omega}$

LEMBRETE: $\boxed{SR = 2\pi f_M . V_{omáx}}$

Ex. 2.22: 1 Amp. Op tem saída nominal ± 10V, SR = 1 V/μs

SIM

a) Qual a faixa de passagem à plena potência?
$V_{omáx} = 10V$
$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_{omáx}} = \frac{1 V/\mu s}{2\pi . 10} = 15,9 \ kHz$$

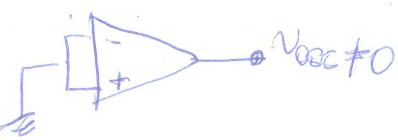
CIRCUITO SEGUIDOR DE TENSÃO (A=1)

b) Se $f = 5 f_M$, qual $\hat{V}_i$ ($\hat{V}_o$) pode ser aplicado sem distorção produzida pelo SR?

$$\hat{V}_i = \hat{V}_{omax} . \frac{f_M}{f} = 10 \times \frac{1}{5} = 2 V_{pico}$$

2.9 — IMPERFEIÇÕES CC

TENSÃO DE OFF-SET (DESVIO)
↳ DEVIDO À DESCASAMENTO ENTRE DISPOSITIVOS INTERNOS NO CI DO OP AMP, C/ ALTO GANHO E C/ ACOPLAMENTO DIRETO
∴ DESEQUILÍBRIO → MESMO C/ $v_1 = v_2$ = TERRA
⇓
v_o É FINITO
POSITIVO OU NEGATIVO
⇓ ENTRADA ↳ VOS



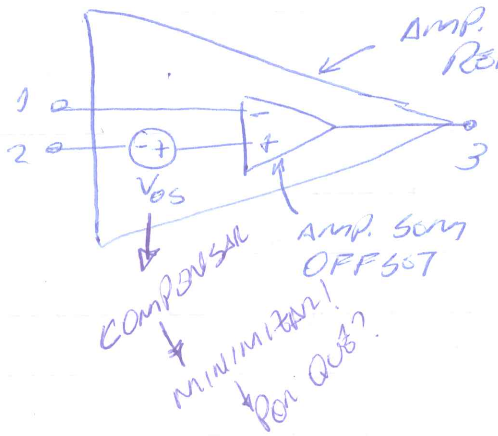
6x

→ PODEMOS IMPOR $v_{OS} = 0$ → CONECTANDO UMA FONTE CC DE VALOR E POLARIDADE APROPRIADA

⇓

ESTA FONTE COMPENSA A TENSÃO DE ENTRADA DE OFFSET DO AMP. OP DE POLARIDADE OPOSTA E VALOR IGUAL.

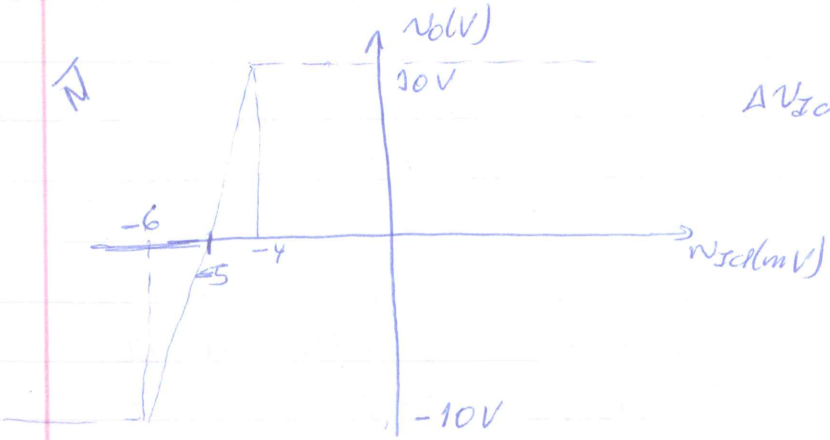
MODELO DO AMP. REAL = AMP. OP. SEM OFFSET + FONTE V_{OS}



- V_{OS} TÍPICO → 1 A 5 mV
- V_{OS} DEPENDE DE T
- CATÁLOGOS
  - V_{OS} TÍPICO E MÁXIMO (S/ POLARIDADE)
  - COEF. DE T DE V_{OS} ($\mu V/°C$)

<u>EX. 2.23</u>: AMP. OP. C/ $A_0 = 10^4$, $v_{O\,máx} = \pm 10V$ E $V_{OS} = 5mV$.

ESBOCE A CARACTERÍSTICA DE TRANSF. $v_O \times v_{Id}$



$$\Delta v_{Id\,máx} = \frac{\Delta v_{O\,máx}}{A_0} = \frac{20}{10^4} = 2mV$$

Podemos determinar o efeito de V_{OS} sobre V_{OCC}:

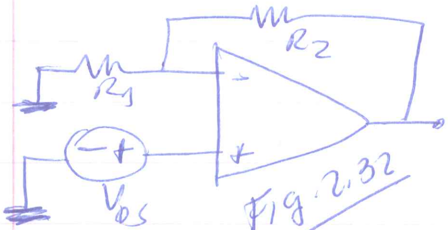


Fig. 2.32

Tanto p/ config. inversora quanto p/ config. não-inversora

$$V_{OCC} = V_{OS}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$ ⇒ V_{OCC} pode ser bem alto

Ex.: Amp. Op. config. n. inversora e ganho malha fechada = 1000 e $V_{OS} = \pm 5mV$

⇒ $V_{OCC} = \pm 5V$ (dependendo da polaridade de V_{OS}) em vez de 0V

⇒ Agora → Q^do um sinal é aplicado à entrada do amplificador → correspondente sinal de saída será sobreposto à tensão CC de 5V

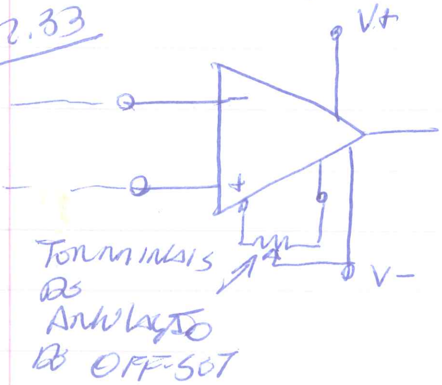
2,5

⇒ Redução da excursão do sinal de saída

→ Se entrada CC → não sabemos se saída é devido ao V_I ou V_{OS}!

Solução: Amps Ops são providos de + 2 terminais p/ aplicar tensão p/ zerar V_{OCC}

Fig. 2.33



Persiste problema de $\boxed{V_{OS} = f(T)}$

EX. 2.24 → AMPLIF. INVERSOR C/ GANHO 1000 CONSTRUÍDO C/ AMP. OP. C/ $V_{OS} = \pm 3mV$ e $v_{Omáx} = 10V$

a) Qual $\hat{V}_{Imáx}$ p/ evitar ceifamento na saída?

$|v_{OCC}| = 1000 \times 3mV = 3V \Rightarrow \hat{v}_{Omáx} = 7V \Rightarrow$

$\hat{V}_{Imáx} = 7mV$.

b) Se anulamos V_{OS} à T ambiente, qual $\hat{V}_{Imáx}$

i) p/ T cte = ambiente (25°C)?

$V_{Imáx} = 10mV$

ii) p/ T variável entre 0 e 75°C p/ coef. de T de $V_{OS} = 10 \mu V/°C$

$\Delta T_{máx} = 75 - 25 = 50°C \Rightarrow \Delta V_{OS} = 50°C \times 10 \mu V/°C$

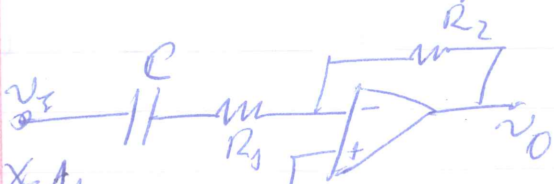
$= 0{,}5 mV$

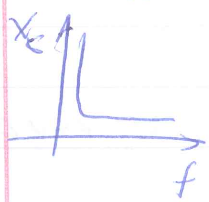
$\Rightarrow V_{Imáx} = 10 - 0{,}5 = 9{,}5 mV$

• Uma forma de superar o problema do OFF-SET em CC:

Acoplamento capacitivo do amplif.

↳ limitado p/ aplicações → sem amplificação CC ou c/ f ↓↓





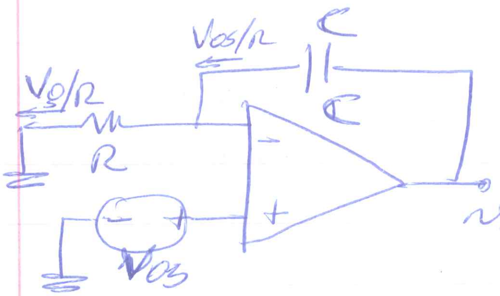
CAP. C ⇒ • ganho CC = 0
• ganho AC $= -\frac{R_2}{R_1}$ se $\omega >> \omega_0$ onde $\omega_0 = 1/R_1 C$

• V_{OS} não será amplificado, pois V_{OS} vê um seguidor de ganho unitário $\left(1 + \frac{R_2}{Z_{I\to\infty}}\right) \cdot V_{OS} = v_{OCC}$

$\Rightarrow v_{OCC} = V_{OS}$ ao invés de $+ V_{OS}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

70

• O CIRC. INTEGRADOR MILLER É TB AFETADO POR V_{OS}:



c/ $v_I = 0 \rightarrow v_O = V_{OS} + \frac{1}{C}\int_0^t \frac{V_{OS}}{R}\,dt$

• $v_O = V_{OS} + \frac{V_{OS}}{RC}\,t \rightarrow$ INACEITÁVEL!

$v_O = V_{OS} + \frac{1}{C}\int \frac{V_{OS}}{R}\,dt$

SOLUÇÃO: COLOCAR R_F EM // AO C.

$\Rightarrow v_{OCC} = V_{OS}\left[1 + \frac{R_F}{R}\right] = cte$

p/ v_{OCC} PEQUENO $\Rightarrow R_F \downarrow$

PORÉM $R_F \downarrow \Rightarrow$ INTEGRADOR NÃO IDEAL

$\therefore$ R_F É UM COMPROMISSO

EX. P.2.25: INTEGRADOR MILLER c/ $RC = 1ms$ E $R_i = 10k\Omega$ c/ AMP. OP c/ $V_{OS} = 2mV$ E $V_{OSAT} = \pm 12V$.

SIM

a) SUPONDO $V_C(t=0) = 0$. APÓS QTO TEMPO $v_O = v_{OSAT}$?

$v_O = V_{OS} + \frac{V_{OS}}{RC}\cdot t = 2m + \frac{2m}{1m}\,t = 12V$

$\boxed{t \approx 6s}$

b) DET. R_F P/ QUE v_O POSSA VARIAR ENTRE $\pm 10V \Rightarrow v_{OCC} \leq 2V$

$v_{OCC} = V_{OS}\left[1 + \frac{R_F}{R}\right] = 2m\left[1 + \frac{R_F}{10k}\right] \Rightarrow \boxed{R_F = 10M\Omega}$

c) Qual a freq. de corte da rede ETS resultante?

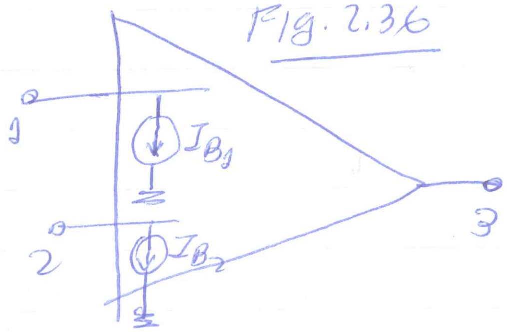
$\tau = RC = 1ms = 10k \cdot C \Rightarrow \boxed{C = 0,1\mu F}$

$C // R_F \rightarrow \omega_0 = \dfrac{1}{R_F C} \Rightarrow f_{corte} = \dfrac{1}{2\pi R_F C} = 0,16\,Hz$

Correntes de Polarização de Entrada

Amp. Op. real não tem R_{in} ∞, mas finito e necessita de correntes de polarização de entrada

Fig. 2.36



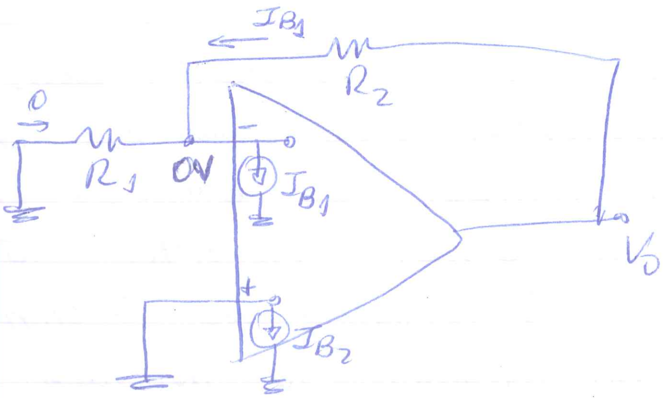
Catálogos normalmente especificam I_B e I_{os} onde:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

e

$$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

- P/ Amp.Op. c/ transistores bipolares → típico $I_B \approx 100nA$, $I_{os} \approx 10\,nA$
- " " " " " MOS → $I_B \approx pA$
- Qual V_O devido às correntes de polarização?



$V_0 = I_{B1} \cdot R_2 \approx I_B \cdot R_2$

↓

Isto limita o valor de R_2!

CURTO VIRTUAL $\Rightarrow v_1 = v_2$ E $I_{B_2} = \frac{0 - v_2}{R_3} \Rightarrow v_2 = -I_{B_2} R_3$

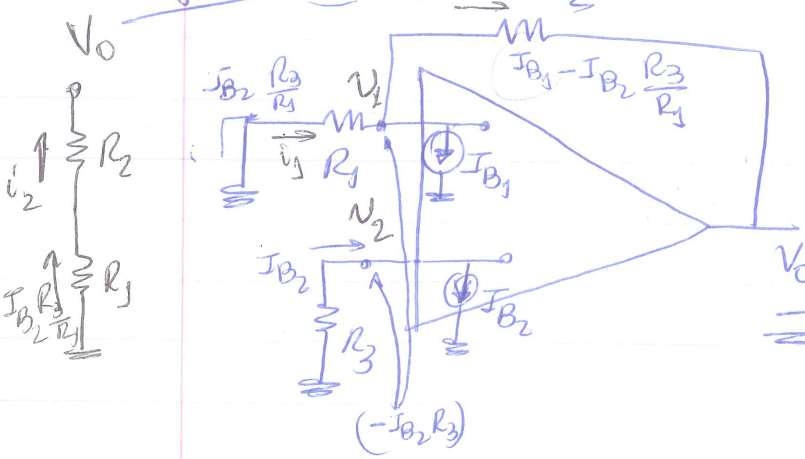
$i_1 = \frac{0 - v_1}{R_1} = \frac{-(-I_{B_2} R_3)}{R_1} = I_{B_2} \frac{R_3}{R_1}$

E $i_1 = i_2 + I_{B_1} \Rightarrow i_2 = I_{B_2} \cdot \frac{R_3}{R_1} - I_{B_1}$

• ALTERNATIVA: INTRODUZIR R_3 NA ENTRADA V_+

Fig. 2.38

$0 - V_0 = \frac{R_3}{\cancel{R_1}} I_{B_2} \cdot \cancel{R_1} + R_2 \cdot i_2$



$V_0 = -I_{B_2} R_3 + R_2 \left(I_{B_1} - I_{B_2} \frac{R_3}{R_1} \right)$

CONSIDERANDO

$I_{B_1} = I_{B_2} = I_B$

$\Rightarrow V_0 = 0$

SE $R_3 = \frac{R_2}{1 + R_2/R_1}$

RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO $\Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$

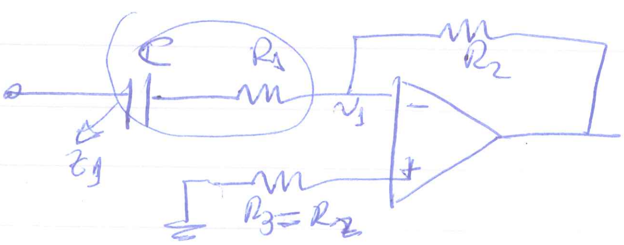
• TORNANDO $R_3 = R_1 // R_2$ → QUAL EFEITO DO I_{OS}?

SEJA $I_{B_1} = I_B + \frac{I_{OS}}{2}$ E $I_{B_2} = I_B - \frac{I_{OS}}{2}$

$\Rightarrow V_0 = I_{OS} R_2 \simeq \frac{1}{10} V_0(\text{sem } R_3) \simeq \frac{1}{10} I_B R_2$

∴ DEVEMOS USAR R_3 EM V_+ = RESISTÊNCIA CC VISTA EM V_-

⇒ SE ACOPLAMENTO CA EM v_1 ⇒ $R_3 = R_2$



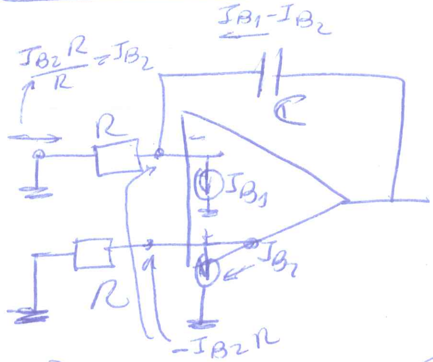
$R_3 = z_1 // R_2$ ∴ $\rightarrow R_3 = R_2$

↳ P/ CC → $z_1 \rightarrow \infty$

• NO CASO DO AMPLIF. C/ ACOPLAMENTO CA, SEMPRE DEVEMOS PROPORCIONAR UM CAMINHO ENTRE CADA UM DOS TERMINAIS DE ENTRADA DO Amp. Op. ASSIM O CIRC. Fig. 2.40 NÃO FUNCIONARIA SEM R_3 LIGADO AO TERRA E R_3 REDUZ R_{in} DO TERMINAL NÃO INVERSOR

χ^3

EX. 2.26 : INTEGRADOR Miller c/



c/ $I_{B_1} = I_B + \frac{I_{os}}{2}$; $I_{B_2} = I_B - \frac{I_{os}}{2}$

$v_0 = -\left(I_B - \frac{I_{os}}{2}\right)R + \frac{I_{os}}{C}t$

a) Mostre que, sendo ($V_C = 0$ p/ $t = 0$)

$$v_0 = -I_{B_2}R + \frac{1}{C}\int_0^t (I_{B_1}-I_{B_2})\,dt \qquad i = C\frac{dV}{dt}$$

Assim

$$v_0 = -\left(I_B - \frac{I_{os}}{2}\right)R + \frac{I_{os}}{C}t$$

b) c/ R_F em // a C, c/ $R_F >> R$ mostre que $v_{os} \simeq I_{os}R_F$

$\Rightarrow i_C = 0$ e $I_{R_F} = -I_{os}$, pois

$$v_0 = -I_{B_2}R + (I_{B_1}-I_{B_2})R_F$$

$$= -\left(I_B - \frac{I_{os}}{2}\right)R + I_{os}R_F$$

p/ $R_F >> R \Rightarrow \boxed{v_0 \simeq I_{os}R_F}$

Cap. 3. Diodos

Introdução: Cap. 2 — Circuitos lineares, exceto a saturação dos amps.

Há outras funções que necessitam circuitos não lineares

Ex — geração de tensão cc a partir de fonte ca

— " " sinais de várias formas (senóides, quadrada, pulsos, etc)

— circ. lógicos digitais.

⇒ Elemento não linear fundamental e simples

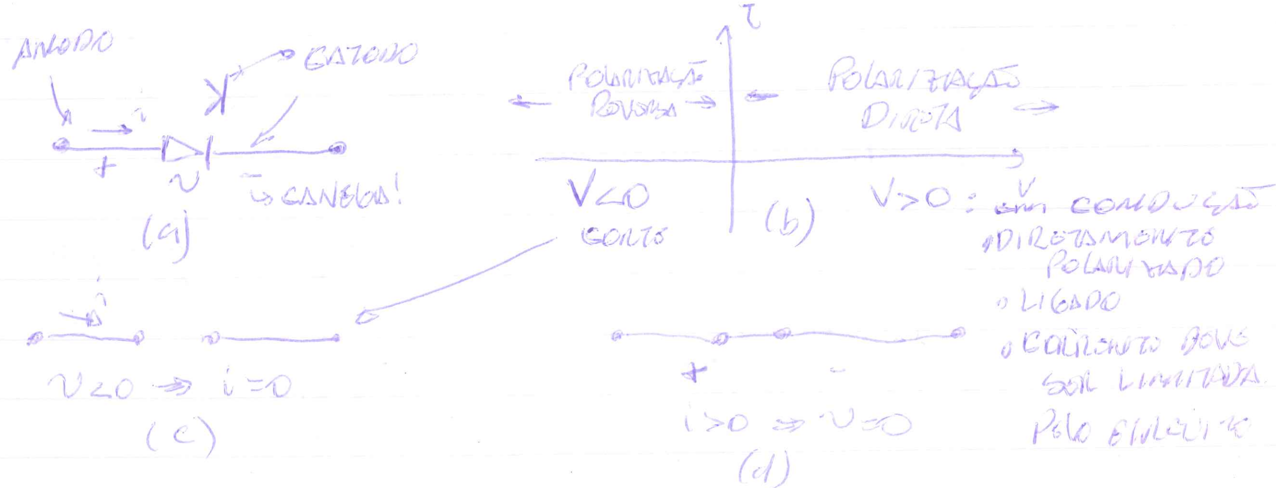
↳ Diodo

2 terminais c/ I-V não linear

- Diodo ideal
- Diodo de junção de Si
- Técnicas de análise de circuitos c/ diodos
- Semicondutores
- junção pn
- aplicações

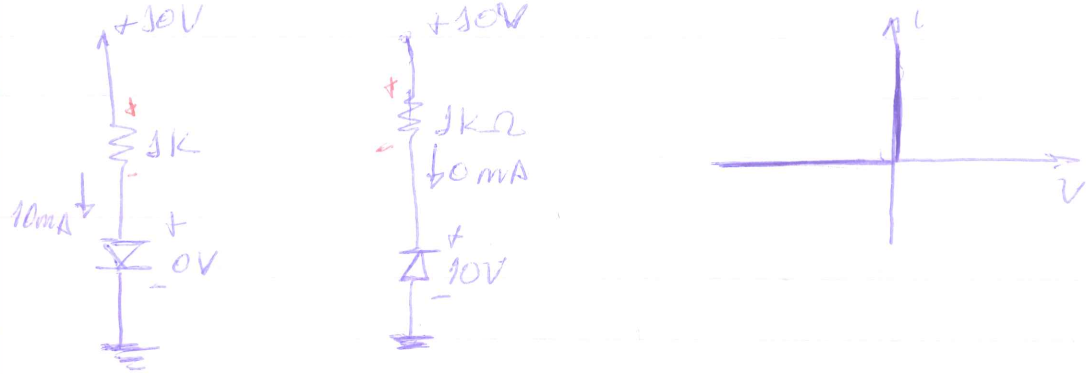
$\Big\}$ = base p/ BJTs e MOSFETs

3.1 — O Diodo Ideal



75

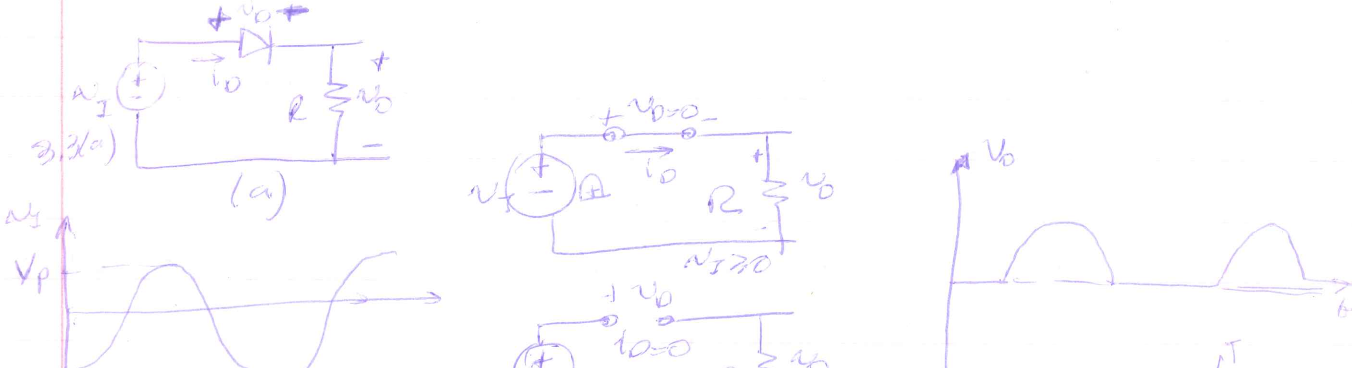
Ex. Fig. 3.2



• I-V do diodo ideal é não linear — 2 segmentos lineares

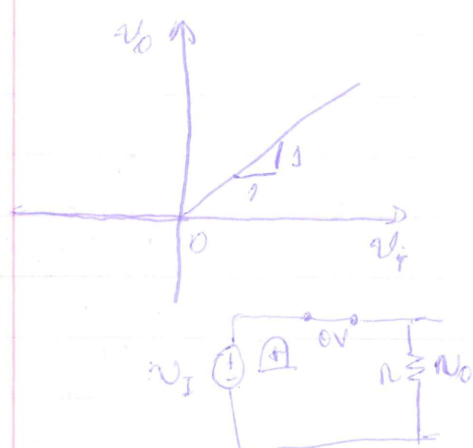
• Curva ñ linear c/ segmentos de linhas retas

Uma Aplicação Simples: O Retificador

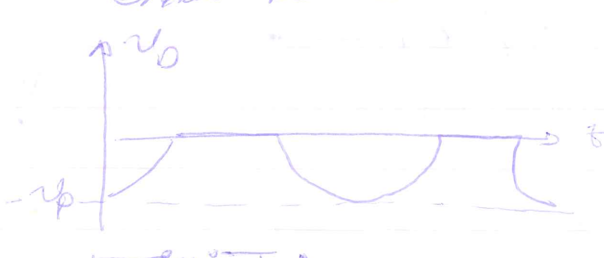


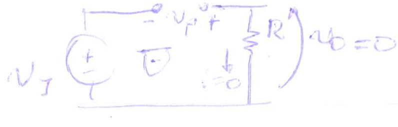
$$V_{om} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{1}{T}\int_0^T v\,dt$$

Ex. 3.1 → P/ o circuito da Fig. 3.3(a) esboce a característica de transf. $v_O \times v_I$



Ex. 3.2 — Esboce a forma de onda de v_O





X4

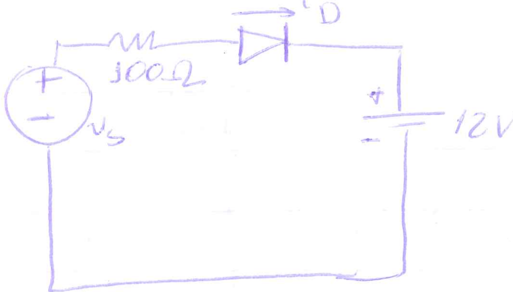
Ex. 3.3 $v_{I\,pico} = 10V$ e $R = 1k\Omega$

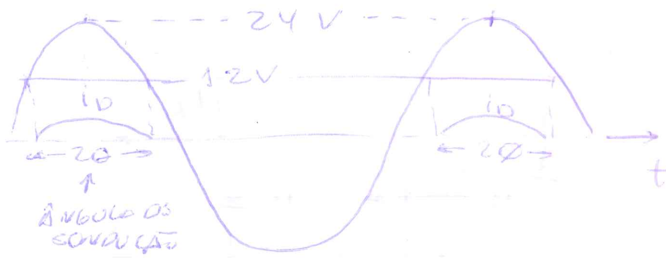
a) $i_{D\,pico} = ?$ $\Rightarrow i_{Dp} = \frac{v_{Ip}}{R} = \frac{10}{1k} = 1mA$ pico

b) v_{occ} do v_o $\Rightarrow v_{occ} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} 10 \cdot sen\,\omega t \, dt$

$$v_{occ} = -\frac{10}{T}\frac{1}{\omega}\cos\omega t \Big|_0^{T/2} = -\frac{10}{2\pi}(-1-1) = 3.18V$$

Exemplo 3.1 - Carregar uma bateria de 12V c/ $v_S = 24\,V_{pico}$. Det.: a) Fração do ciclo quando diodo conduz; c) V_D reversa pico; b) $I_{d\,pico}$





• Diodo conduz p/ $v_S > 12V$

Sol: a) θ limites $\Rightarrow 24\cos\theta = 12 \Rightarrow \theta = 60$

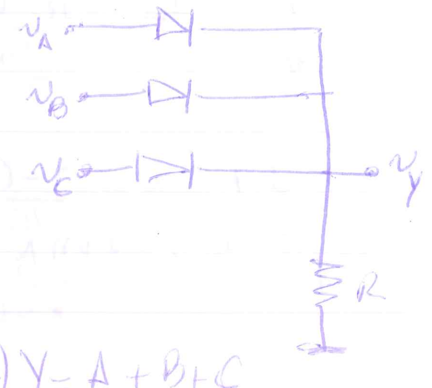
$\Rightarrow \Delta\theta = 2\theta = 120° = \frac{1}{3}$ ciclo

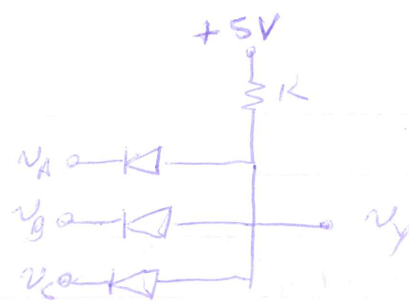
b) $I_{d\,pico} = \frac{24-12}{100} = 0,12A$

c) $v_{D\,rev.\,máx} = \overset{\text{semi-ciclo (+)}}{12} - \overset{\text{semi-ciclo (-)}}{(-24)}V = 36V$

Outras aplicações: Porta lógicas com diodos

Diodos e resistores — implementação funções lógicas digitais

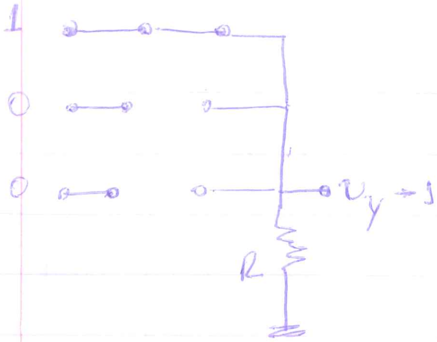


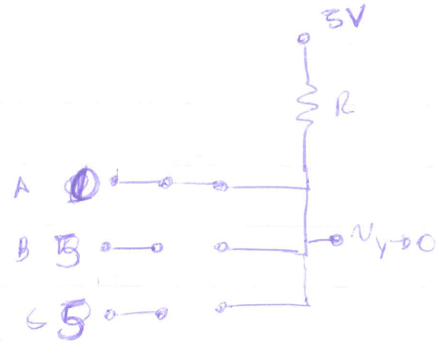


a) $Y = A + B + C$

b) $Y = A \cdot B \cdot C$

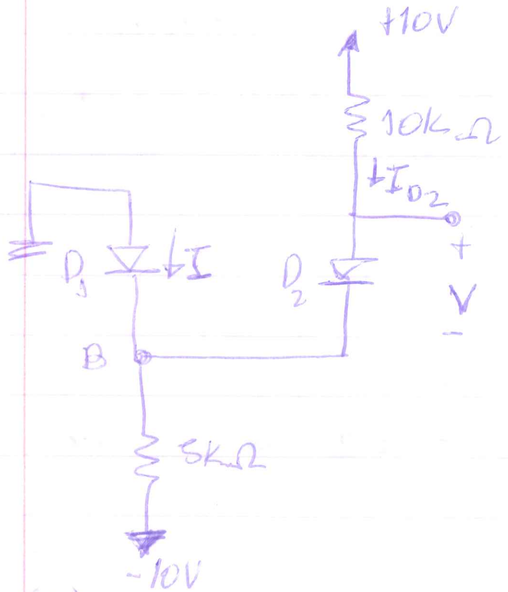
77





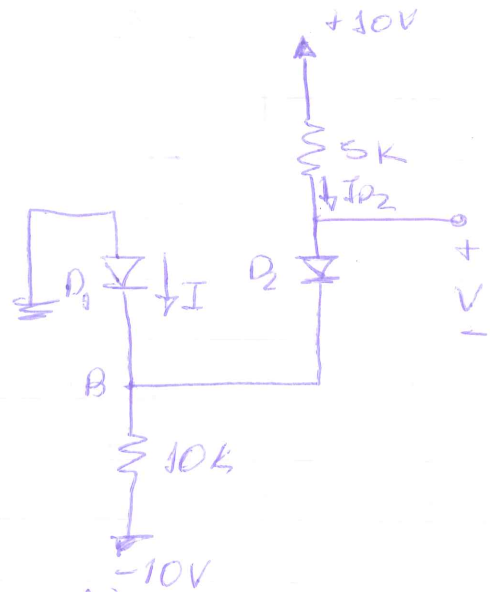
A	B	C	Y
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0
⋮			
1	1	1	1

Exemplo 3.2 → Diodos ideais, calcule I e V



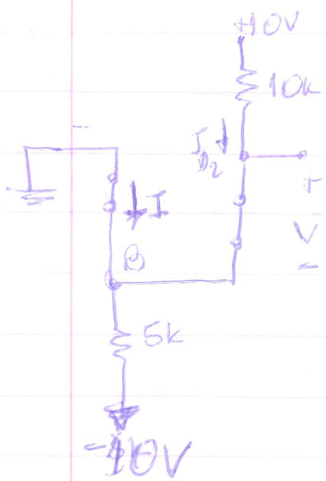
(a)

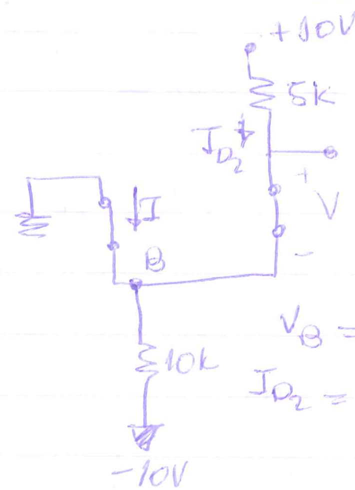
2 diodos em condução



(b)

2 diodos em condução





$V_B = 0 \Rightarrow V = 0$

$I_{D_2} = \dfrac{10 - \cancel{V_B}^{0}}{10k} = 1mA$

Nó B $\Rightarrow \Sigma i = 0 \Rightarrow I + \cancel{I_{D_2}}^{1mA} = \dfrac{\cancel{V_B}^{0} - (-10)}{5k}$

$\boxed{I = 1mA}$ e $V = 0$

$V_B = 0 \Rightarrow V = 0$

$I_{D_2} = \dfrac{10 - \cancel{V_B}^{0}}{5k} = 2mA$

Nó B $\Rightarrow I + 2mA = \dfrac{0 - (-10)}{10}$

$\Rightarrow I = -1mA$

Impossível → diodo D_1 está cortado

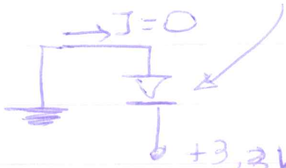
78

Supondo D_1 cortado e D_2 em condução

$$\Rightarrow I_{D_2} = \frac{10-(-10)}{15K} = 1{,}33\,mA$$

$$\Rightarrow V_B = -10 + 10K \cdot 1{,}33m = +3{,}3V \Rightarrow D_1 \text{ cortado}$$

$$\begin{cases} V = V_B = +3{,}3V \\ I = 0 \end{cases}$$



$I_{D_2} = \frac{V_B-(-10)}{10K}$

$1{,}33 \cdot 10^{-3} = \frac{V_B+10}{10K}$

$V_B = -10 + 13{,}3$

$\boxed{V_B = +3{,}3V}$

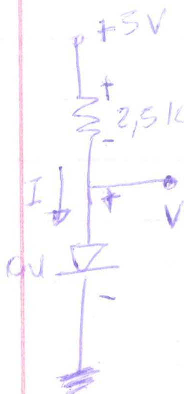
$I_{D_2} = \frac{10-V_B}{5K} = 1{,}33 \cdot 10^{-3}$

$-V_B = 5K \cdot 1{,}33 \cdot 10^{-3} - 10$

$\boxed{V_B = 3{,}35V}$

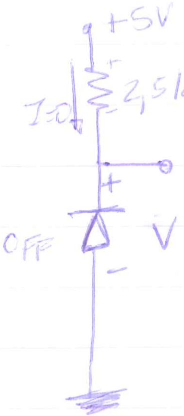
Exercícios

3.4 → Calcule I e V → Figura E3.4



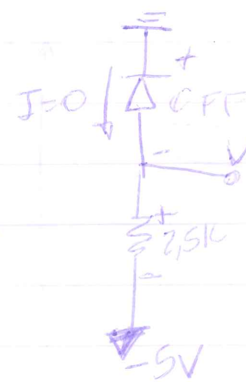
$I = \frac{5-0}{2{,}5K} = 2{,}0\,mA$

(a)



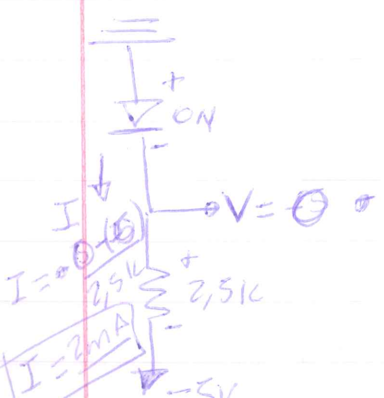
$V = 5 - 0 \cdot 2{,}5 = 5V$

(b)



$V = -5 - 0 \cdot 2{,}5K = -5V$

(c)

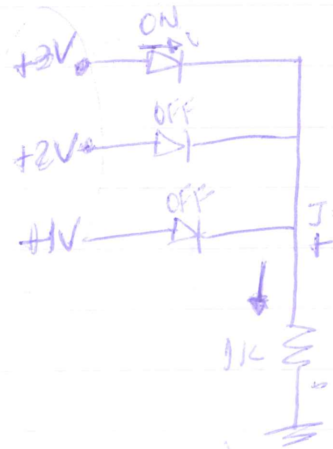


$V = 0$

$I = \frac{0-(-5)}{2{,}5K}$

$\boxed{I = 2mA}$

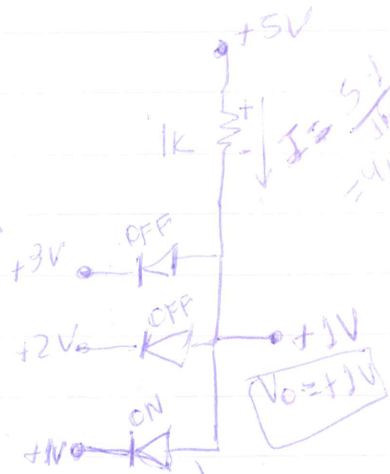
(d)



$I = \frac{3-0}{1K} = 3\,mA$

$V = 3V$

(e)



$I = \frac{5-1}{1K} = 4\,mA$

$\boxed{V_0 = +1V}$

(f)

e → maior potencial

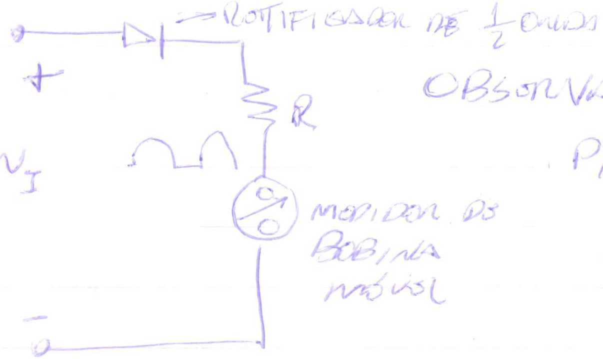
↓

caminho do menor impedância

79

3.5 → Voltímetro ac, fundo de escala p/

$I_{médio} = 1mA$, $R_{BOB} = 50\Omega$



Observa-se I fundo de escala

p/ $v_I = 10 \operatorname{sen} \omega t$, calcule R

$$I_{médio} = \frac{I_P}{\pi} = \frac{V_P}{\pi(R+50)} = 1mA$$

$$R + 50 = \frac{10}{\pi} k \Rightarrow R = 3,133 k\Omega$$

3.2 Características dos Diodos de Junção

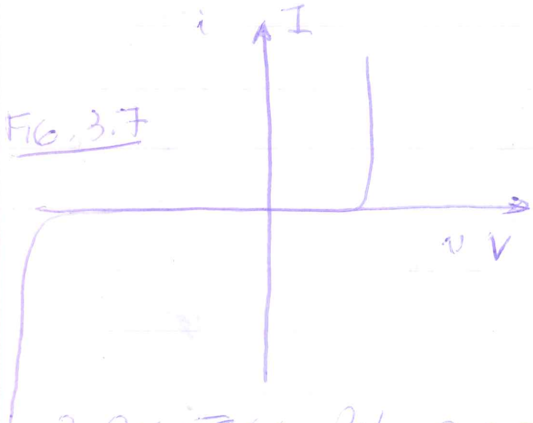


Fig. 3.7

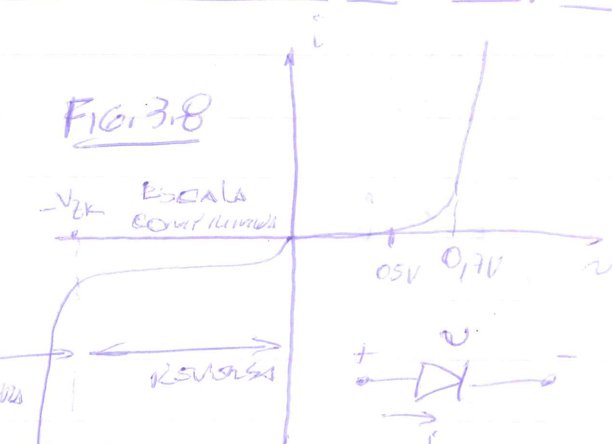


Fig. 3.8

3 regiões: Pol. direta → $v > 0$

Pol. reversa → $v < 0$

Ruptura → $v < -V_{ZK}$

A Região de Polarização Direta

$$i = I_S\left(e^{v/nV_T} - 1\right)$$

I_S = cte p/ dado diodo e T fixa

I_S = corrente de saturação

= corrente de escala, pois $I_S \propto A$ → transv. do diodo

≈ ordem de grandeza de 10^{-15} A p/ diodo de sinal p/ baixas potências

I_S → DEPENDE FORTEMENTE DE T (~ DOBRA p/ $\Delta T = 5°C$)

V_T = TENSÃO TÉRMICA
$= kT/q$

A T AMBIENTE: $20°C \rightarrow V_T = 25,2\ mV$
$300K \rightarrow V_T = 25,9\ mV$
LIVRO → ADOTA → $V_T = 25\ mV$

η = FATOR DE IDEALIDADE → $1 \le \eta \le 2$
- EM CI's → $\eta \simeq 1$
- EM DISCRETOS → η MAIS PRÓXIMO DE 2
- DEPENDE DO MATERIAL E DA ESTRUTURA FÍSICA
- ADOTAREMOS $\eta = 1$

p/ $v \gg V_T$ (EX: 3 A 4 V_T)
$\Rightarrow e^{v/\eta V_T} \gg 1 \Rightarrow i \gg I_S \therefore i \simeq I_S e^{v/\eta V_T}$
OU $v = \eta V_T \ln[i/I_S]$ → VALOR p/ ~~VALOR p/~~ FATOR DE 10^t
($i \simeq 10^t I_S$)

$$\left.\begin{aligned} \text{p/ } v = V_1 &\Rightarrow I_1 = I_S e^{V_1/\eta V_T} \\ \text{p/ } v = V_2 &\Rightarrow I_2 = I_S e^{V_2/\eta V_T} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = e^{[(V_2 - V_1)/\eta V_T]}$$

OU $V_2 - V_1 = \eta V_T \ln[I_2/I_1] = 2.3\,\eta V_T \log[I_2/I_1]$
↳ $\log_e x = 2.3 \log_{10} x$

$\therefore$ SE $\dfrac{I_2}{I_1} = 10 \equiv 1$ DÉCADA → $\Delta V = 2.3\,\eta V_T \simeq 60mV$ (p/ $\eta = 1$)

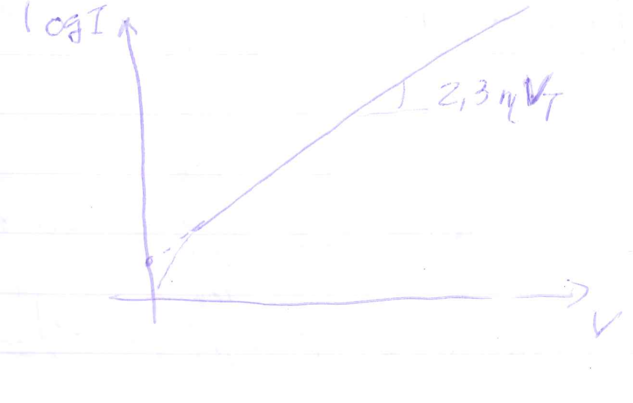


FIG. 3.8

$0,5V \equiv$ TENSÃO DE CORTE

$0,6$ A $0,8\ V$ = CONDUÇÃO PLENA

↳ modelo simples: $\boxed{V_{D\,condução} = 0,7V}$

80

Exercícios do Capítulo 1

1.7

$v_O = 10 - 10^{-11} e^{40 v_I} \Rightarrow$ p/ $V_O = 5V \Rightarrow V_I = 0,673$

$v_I = \overset{DC}{V_I} + \overset{AC}{v_i}$ e $v_O = V_O + v_o = 5 + v_o$

$5 + v_o = 10 - 10^{-11} \left(e^{40 V_I}\right) \cdot e^{40 v_i} \Rightarrow 5 + v_o = 10 - 5 e^{40 v_i}$

5.10^{11}; $0,673$

$5.10^{11} = e^{40 V_I} \Rightarrow \ln[5.10^{11}] = 40 V_I \Rightarrow V_I = \dfrac{\ln[5.10^{11}]}{40} = 0,673$

$$\boxed{v_o = 5 - 5e^{40 v_i}}$$

p/ $v_i = 1mV$

- $A = -200 V/V$

  $v_o = -200 \cdot 1mV = \underline{-0,2V}$

- cálculo direto:

  $v_o = 5 - 5e^{40.(1mV)} = -0,204V$

p/ $v_i = 5mV$

- $A = -200 V/V \Rightarrow v_o = -200.5mV$

  $v_o = -1V$

- cálculo direto:

  $v_o = 5 - 5e^{40(5mV)} = -1,107V$

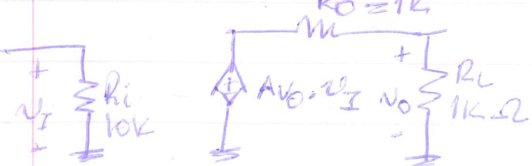
p/ $v_i = 10mV$

- $A = -200 V/V \Rightarrow v_o = -200.10mV \Rightarrow v_o = -2V$
- $v_o = 5 - 5e^{40(10mV)} = -2,459V$

1.10 $\rightarrow A_{vo} = 40dB = 100 V/V$

$P_L = \dfrac{v_o^2}{R_L} = (\overset{100}{A_{vo}} \cdot v_I)^2 \left[\dfrac{\overset{1k}{R_L}}{\underset{1k}{R_L} + \underset{1k}{R_O}}\right]^2 \cdot \dfrac{1}{\underset{1k}{R_L}} = v_I^2 \cdot 10^4 \cdot \left[\dfrac{1}{2k}\right]^2 \cdot \dfrac{1}{1k}$

$= 2,5 v_i^2$



$P_i = \dfrac{v_i^2}{R_i} = \dfrac{v_i^2}{10k}$

$A_p = \dfrac{P_L}{P_i} = \dfrac{2,5 \cancel{v_i^2}}{\frac{\cancel{v_i^2}}{10k}} = 2,5.10^4 V/V$

$v_o = \dfrac{R_L}{R_L + R_o} \cdot (A_{vo} \cdot v_I)$

$A_p(dB) = 10 \log(2,5.10^4) = 44dB$