AMPLIFICADOR OPERACIONAL

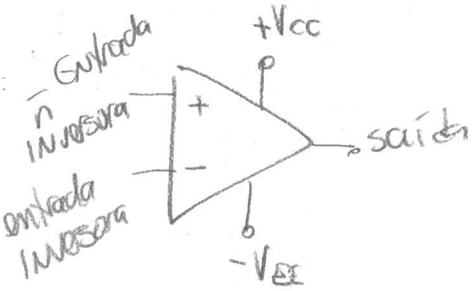
Chip cuja:
- → entrada é um amplificador diferencial
- → seguido de estágios de ganho posterior
- → estágio saída tipo coletor comum (baixo Z_o)

- ZIN ENORME (não consome / carrega crct. entrada)
- ZOUT BAIXO (consegue ter capacidade fornecer corrente p/ cargas)
- GANHO enorme

Aplicações
- Lineares
  - Amplificador
  - integrador
  - diferenciador
  - Soma / Produto
- Não Lineares
  - comparador
  - gerador histerese
  - gerador onda quadrada

Ver página curso material sobre arquitetura interna do opamp.

Símbolo:



obs
Alimentação simétrica

senão

corta semi-ciclo negativo!

Característica opamp → alto CMRR
elimina ruído modo comum nas entradas. Valor absurdo de alto (ex: 120 dB)

NOTA: opamp + comum LM 741 (velho) 90 - 95 dB

$$CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$$

ex: $\frac{100}{20} = \log \frac{A_d}{A_c}$; $\frac{A_d}{A_c} = 10^5$

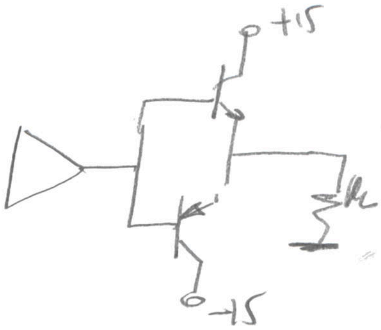
DEMAIS PARAMETROS → ① Av ganho tensão diferencial
$A_{VOL} \simeq 106$ dB
↳ em open loop, ninguém vai usar isso em laço aberto, explicar que vira um crct. comparador

② RESISTENCIA INPUT
~ 1MΩ BIPOLAR
~ 10^{15} Ω biMOS
~ 10^{12} Ω bi FET

③ RESISTÊNCIA SAÍDA

$R_o \approx 100\,\Omega$

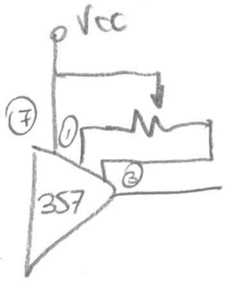
P/ aumentar (boost) output current



④ TENSÃO OFFSET → Vd que faz $V_o = 0$

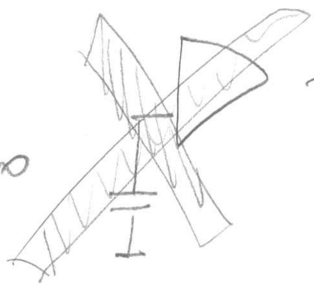
Como ganho é ENORME se Vd for µV terei uma saída gigante. Se juntar os dois inputs (Vd=0) não terei obrigatoriamente $V_o = 0$ [devido a arquitetura interna do IO].

há ajuste externo p/ offset

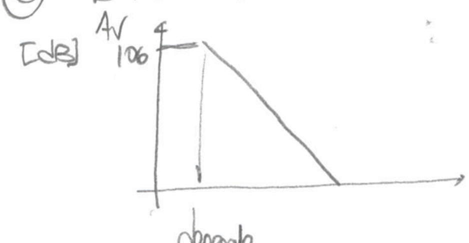


⑤ INPUT BIAS CURRENT   BJT → µA   FET → pA   80 nA → 741

terminais entrada ñ podem ter capacitor; DC deve passar ele é pequeno mas é necessário



⑥ BANDA PASSANTE



~ KHz

100HZ 741!

AMPLIFICA DC!

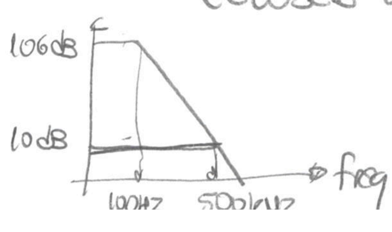
GBW 741 = 1MHZ

i.e. em 1MHZ Av=1

LEMBRAR GBW = CTE

Por isso Não uso jamais opamp em open loop p/ amplificador, sempre em realimentação (CLOSED LOOP)

741 $$A_f = \frac{10^4}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{100}\right)^2}}$$

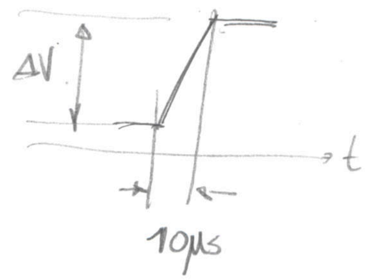


OPAMP-2

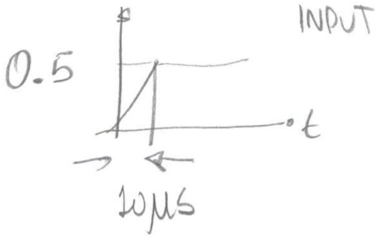
⑦ SLEW-RATE $SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$ $[V/\mu s]$

quão rápida a saída varia com a entrada. Lembrar há capacitores no circuito!

se ganho alto → banda cai (GBW = cte) → se f_H ↓ transições não são reproduzidas fielmente → why transitions it's where high frequencies are!?



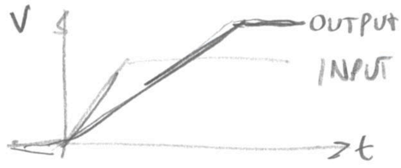
Exemplo: $SR = 2V/\mu s$ do chip. Qual o máximo ganho tensão em closed loop que pode ser usado se o sinal entrada varia 0.5V em 10μs?



$V_o = A_{CL} \cdot V_i$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = A_{CL} \cdot \frac{\Delta V_i}{\Delta t} \rightarrow A_{CL} = \frac{\Delta V_o / \Delta t}{\Delta V_i / \Delta t} = \frac{SR}{\Delta V_i / \Delta t} = \frac{2V/\mu s}{0.5V/10\mu s}$$

$A_{CL} = 40$ se for maior que isso a banda (f_H) cai



DISTORCE O INPUT PULSO

máxima frequência do sinal → relação direta evidente entre SR (Δt) − Banda (Δf)

se $V_o = K \cdot \sin(2\pi f t)$

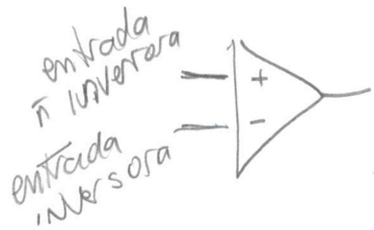
máxima variação temporal $\max\left[\frac{\partial}{\partial t} K \sin(2\pi f t)\right] = 2\pi f K$

p/ não haver distorção $2\pi f K \leq SR \therefore f \leq \frac{SR}{2\pi K}$

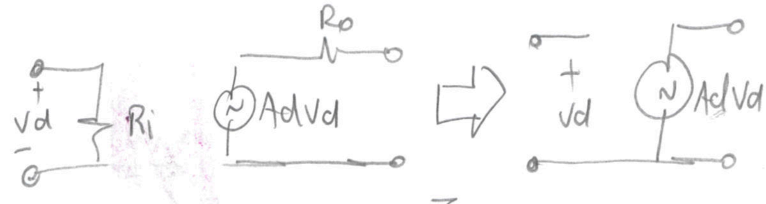
K: GAIN (Vo Range)

OPAMP - ANÁLISE EM CIRCUITOS

ALTO GANHO - Z_i ALTO - Z_o BAIXO

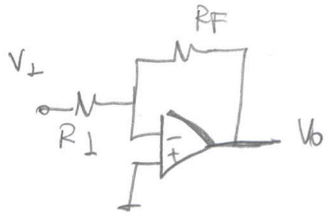


modelo AC



$Z_o = 0$
$Z_i = \infty$

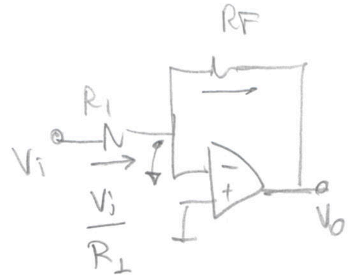
AMPLIFICADOR BÁSICO INVERSOR



PRESSUPOSTOS [RN ONLY]

① $Z_i = \infty$ não entra corrente p/ dentro do IC

② $(V+) = (V-) \Rightarrow$ TERRA VIRTUAL



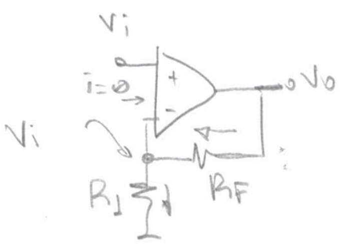
$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_F}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = A_V = -\frac{R_F}{R_1}$$

ex: $R_F = 220K$, $R_1 = 1K$ $\Rightarrow$ $A_V = -220$

Naturalmente Alimentação restringe output amplitude

AMPLIFICADOR NÃO INVERSOR



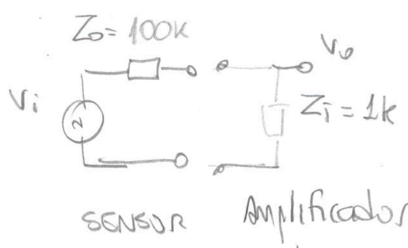
$$\frac{V_o - V_i}{R_F} = \frac{V_i}{R_1} \rightarrow \frac{V_o}{R_F} = V_i\left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F}\right] = V_i\left[\frac{R_1 + R_F}{R_1 R_F}\right]$$

$$\frac{V_o}{V_i} = A_V = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

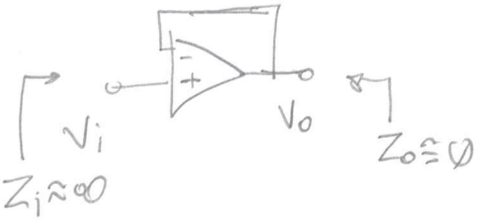
qual é melhor? inversor ou não inversor? MESMA COISA, MAS INVERSOR PODE TER $A_V < 1$

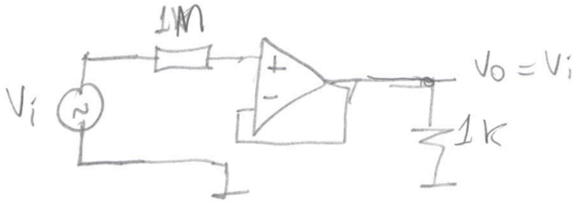
BUFFER / UNITY GAIN

$A_V = 1 \rightarrow$ Isola estágio de baixo Z_i de outro com ALTO Z_o

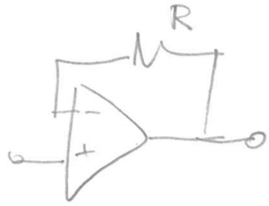


$$V_o = \frac{1}{101} V_i \approx \frac{V_i}{100} \;!$$

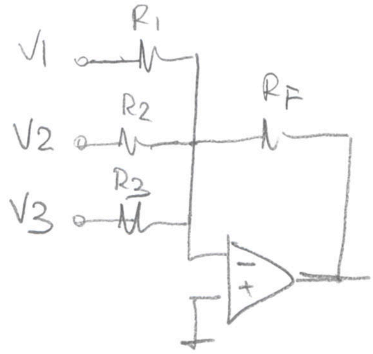




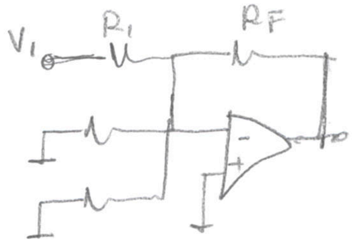
eventual problema instabilidade →



AMPLIFICADOR SOMADOR



Como resolve? superposição.



$$V_{o_1} = -\frac{R_F}{R_1} \quad ///$$

$$V_o = -\frac{R_F}{R_1}V_1 - \frac{R_F}{R_2}V_2 - \frac{R_F}{R_3}V_3$$

$$V_o = -\left[\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2 + \frac{R_F}{R_3}V_3\right]$$

CIRCUITO INTEGRADOR

Integrador com RC (passa baixa)

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{sC}$$

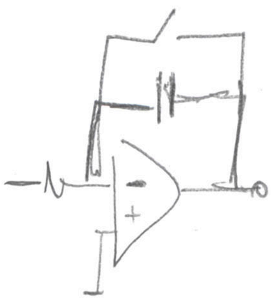
$$I = \frac{V_i}{R} = -\frac{V_o}{X_C}$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{X_C}{R} = \frac{-1}{RCs}$$

MAS: $\frac{1}{s} \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}} \int \Rightarrow V_o(t) = -\frac{1}{RC}\int V_i(t)\,dt$

Laplace Df — Dt

mas no Dt o capacitor acaba carregado no valor máximo.. tem que periodicamente descarregá-lo

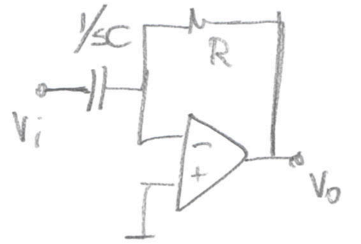


USO INTEGRADORES

→ INSTRUMENTAÇÃO P/ TOMAR N AMOSTRAS E ∫ → RUÍDO É ELIMINADO EM CERTO GRAU

DIFERENCIADOR

(PASSA ALTA)



$$\frac{V_o}{R} = -V_i SC$$

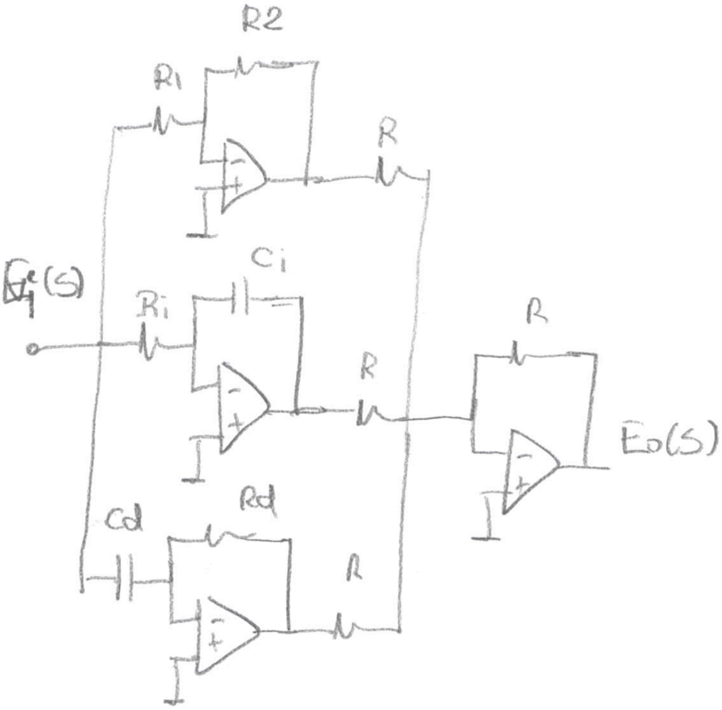
$$\frac{V_o}{V_i} = -RSC$$

$$S \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}} \frac{\partial}{\partial t} \Longrightarrow V_o(t) = -RC\frac{dV_i}{dt}$$

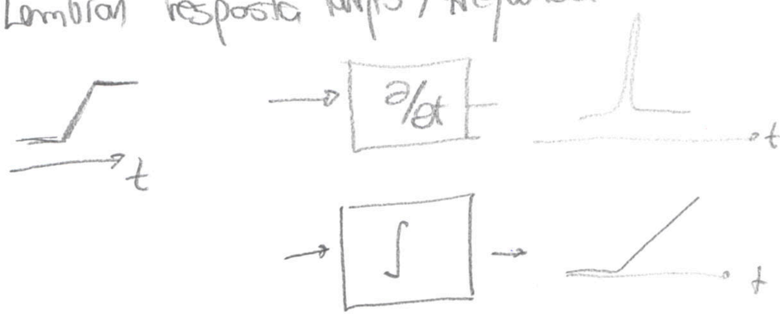
Diferenciador não tão comum quanto integrador. Ruídos rápidos no tempo ("spikes") fazem saída saturar.

CONTROLADOR ANALÓGICO PID

- Ação proporcional: $-\frac{R_2}{R_1}$
- Ação derivativa $-R_d C_d S$
- Ação integradora $-\frac{1}{R_i C_i S}$



Lembrar resposta tempo / frequencia



HPF sinal no tempo "nervoso"

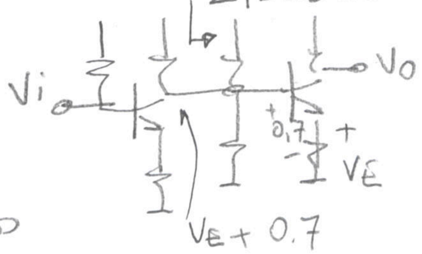
LPF sinal no tempo "suave"

MULTIPLOS ESTÁGIOS

$Z_i = Z_L$ do 1º estágio

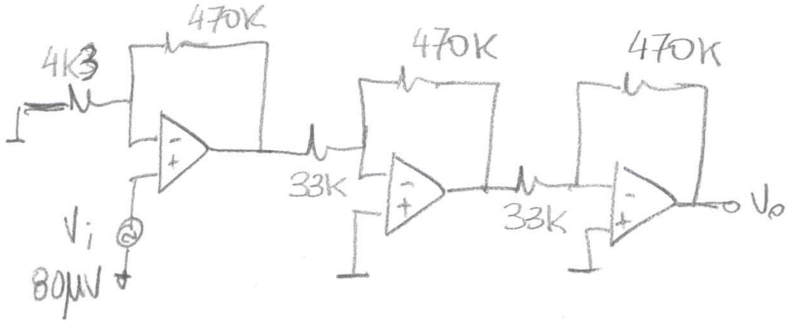
problema transistor

Bias
Loading entre estagios



OPAMP-6

Exemplo Com opamp basta empilhá-los, já que $Z_i = \infty$ e $Z_o \approx 0$!
bias ñ me preocupo



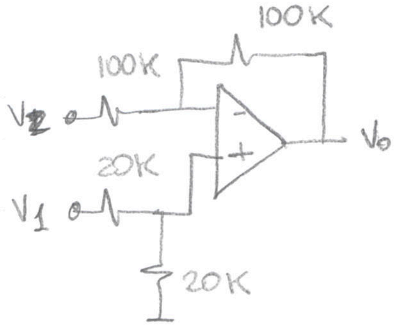
$$A_1 = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{470}{4{,}3} = 110{,}3 \qquad A_2 = -\frac{470}{33} = -14{,}2 = A_3$$

$$A_T = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 = (110{,}3)(-14{,}2)^2 = 22{,}2E3$$

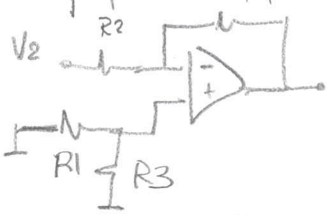
$$V_o = A_T \cdot V_i = 80\mu V \cdot (22{,}2E3) = \underline{1{,}78V}$$

obs: Ganho demais cria risco oscilação! (microfonia) & Distorção

Exemplo Ache a saída V_o do CKT.

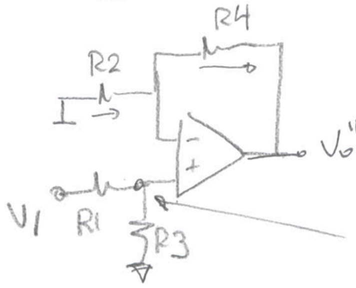


Superposição



$$V_o' = -\frac{R_4}{R_2} V_2$$

(+)



$V_o'' =$ ÷ tensão

$$V_+ = V_1 \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

R.N. → $(V+) = (V-)$ →

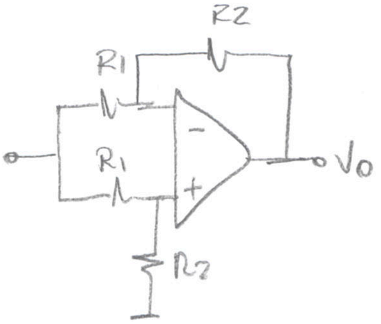
$$\frac{V_o'' - V_-}{R_4} = \frac{V_-}{R_2} \rightarrow V_o'' = V_-\left[1 + \frac{R_4}{R_2}\right]$$

$$V_o'' = V_1 \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \left[1 + \frac{R_4}{R_2}\right]$$

Logo $$V_o = V_o' + V_o'' = V_1\left[1 + \frac{R_4}{R_2}\right]\left[\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right] - V_2\left(\frac{R_4}{R_2}\right)$$

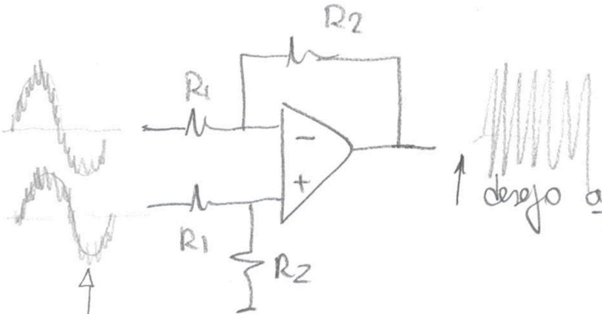
$$V_o = \left[\frac{20}{20+20}\right]\left[\frac{100+100}{100}\right] V_1 - \frac{100}{100} V_2 = \underline{\underline{V_1 - V_2}}$$

CMRR - taxa rejeição modo comum



$V_o = A_c \cdot V_c$ → A_c: ganho modo comum

→ V_c: tensão modo comum (mesmo sinal nos dois terminais)



↑ desejo apenas sinal 1KHZ amplificado

60HZ ruído acoplado no fio + sobre ele sinal diferencial 1KHZ bem pequeno

Exemplo ckt anterior

$$V_o = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V$$

$$= \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

Como $V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$

→ se $V_2 = V_1$ (COMMON MODE) $V_o = 0$ MATA!!

→ Se $V_2 = -V_1$ (Diff. mode) $V_o = \frac{R_2}{R_1} V_d$ AMPLIFICA!

Dentro do chip há um certo ganho A_c (modo comum): CKT não é perfeito. Ex 741 CMRR = 90 dB

$$90 = 20 \log \frac{A_d}{A_c} \rightarrow \frac{A_d}{A_c} = 10^{4,5}$$

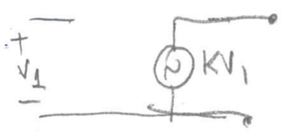
Obs: vale só até 200 KHZ.

Principal modo comum noise: 60 HZ

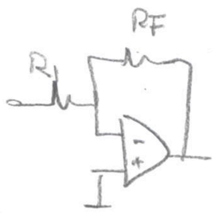
FONTES CONTROLADAS TRANSFORMAM

IN		OUT
V I	⟺	V I

V-V

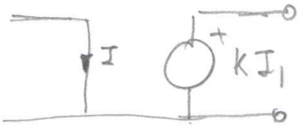


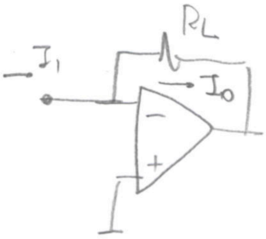
Resposta típica do amplificador



$$V_o = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) V_1 = K V_1$$

I → V



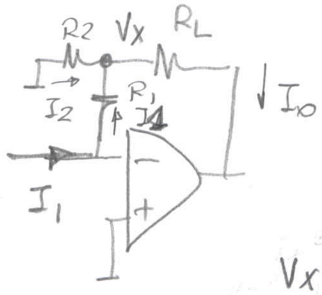


$V_0 = -I_1 R_L = K I_1$

CONVERSOR I P/ V

NENHUM DEPENDE DE R_L!

I → I



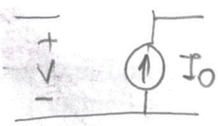
$V_x = -I_1 R_1 = -I_2 R_2$

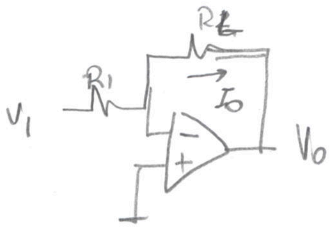
$I_2 = \frac{R_1}{R_2} I_1$

$I_0 = I_1 + I_2 = I_1 + I_1\left[\frac{R_1}{R_2}\right] = \underbrace{\left[1 + \frac{R_1}{R_2}\right]}_{K} I_1$

V → I

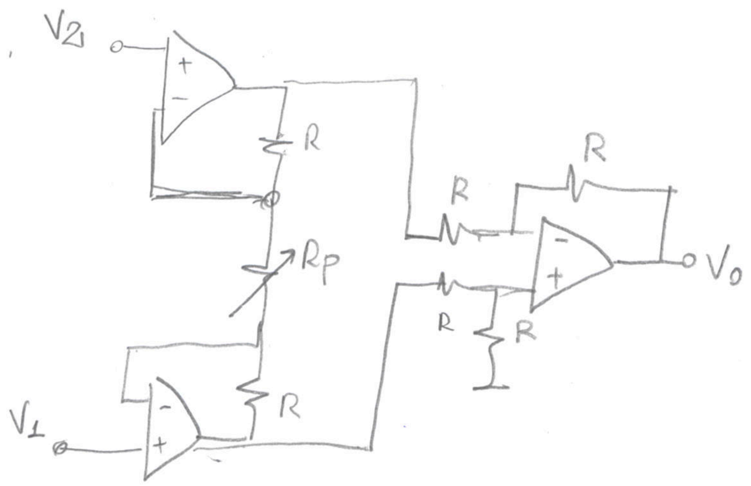
Conversor V P/ I





$I_0 = \frac{V_1}{R_1} = k V_1$

AMPLIFICADOR INSTRUMENTAÇÃO



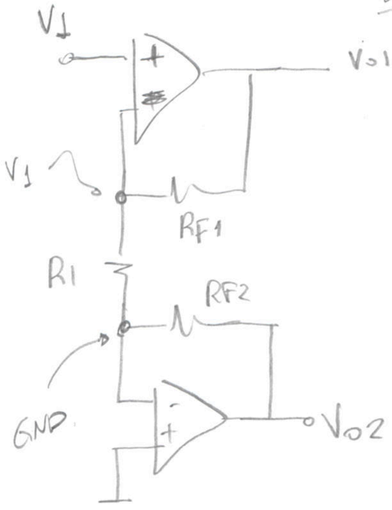
$V_0 = \underbrace{[V_1 - V_2]}_{V_d}\left[1 + \frac{2R}{R_p}\right]$

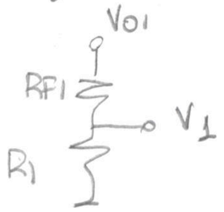
Nota: posso montar esse ckt mas difícil todos R's serem matched. Compro chip comercial (ex: AD620) mas caros! ~BRL 40 ~ USD 10,00

NOTA: opamp em ckt aberto

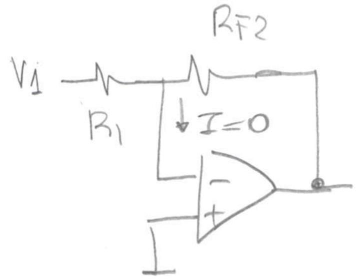
NÃO pode ser usado como amplificador! $A_d \to \infty$ ele age como comparador!

DIFFERENTIAL OUTPUT AMPLIFIER





$$V_1 = V_{o1}\,\frac{R_1}{R_1 + R_{F1}} \rightarrow V_{o1} = \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_1}\right)$$

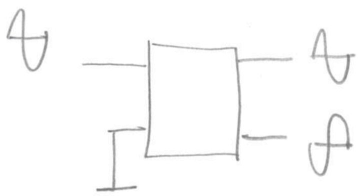


$$V_{o2} = -\frac{R_{F2}}{R_1}\,V_1$$

Desejo $V_{o2} = -V_{o1}$ [180° defasado]

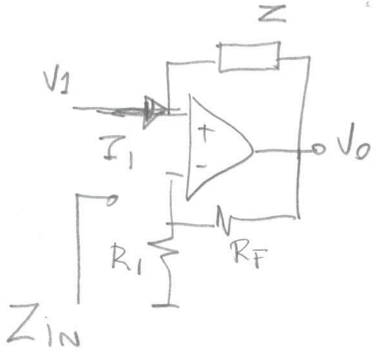
$$\left[1 + \frac{R_F}{R_1}\right] = \frac{R_{F2}}{R_1} \rightarrow \frac{R_1 + R_F}{\cancel{R_1}} = \frac{R_{F2}}{\cancel{R_1}} \rightarrow \boxed{R_{F2} = R_{F1} + R}$$

Nessa condição $\rightarrow$ $V_{o1} = -V_{o2} = \frac{R_{F2}}{R_1} \Rightarrow V_{o1} - V_{o2} = 2\,\frac{R_{F2}}{R_1}\,V_1$



SOMA COMPON. DIFF.?

NEGATIVE IMPEDANCE CONVERTER



R.N. Amplificador não inversor $V_o = \left[1 + \frac{R_F}{R_1}\right] V_1$

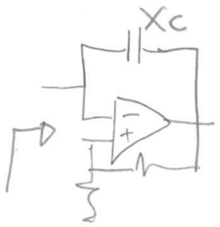
em $Z \rightarrow I_1 = \frac{V_1 - V_o}{Z}$ $\quad I_1 Z = V_1 - \left[1 + \frac{R_F}{R_1}\right] V_1$

$$I_1 Z = -\frac{R_F}{R_1}\,V_1$$

MAS $\frac{V_1}{I_1} = Z_{IN} = -\frac{R}{R_F}\,Z$ $\Rightarrow$ se Z = —||— $\quad$ Z_{IN} = —m—

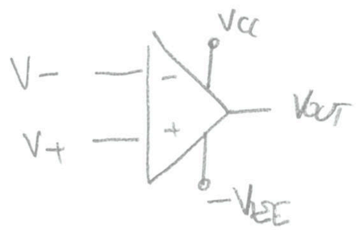
se Z = —m— $\quad$ Z_{IN} = —||—

GYRATOR

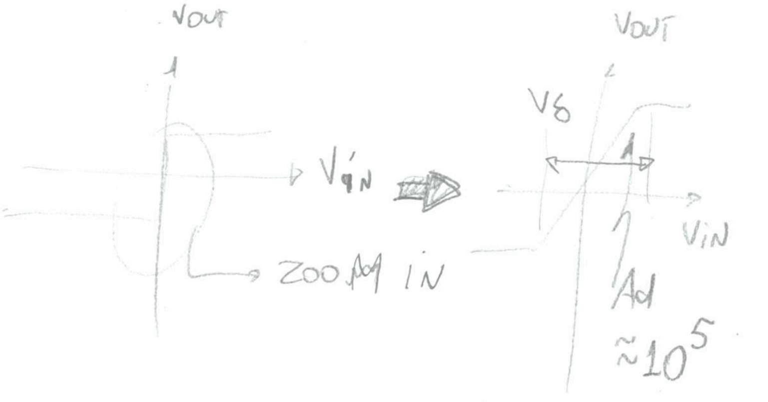


$$-\frac{R_1}{R_F}\,X_C$$

COMPARADOR

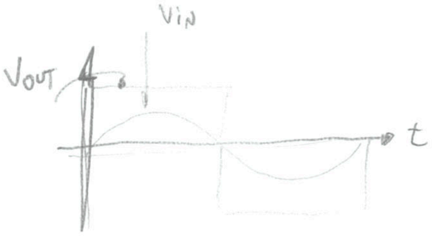


Se $(V_-) > (V_+) \rightarrow V_{OUT} = V_{EE}$
$(V_+) > (V_-) \rightarrow V_{OUT} = V_{CC}$

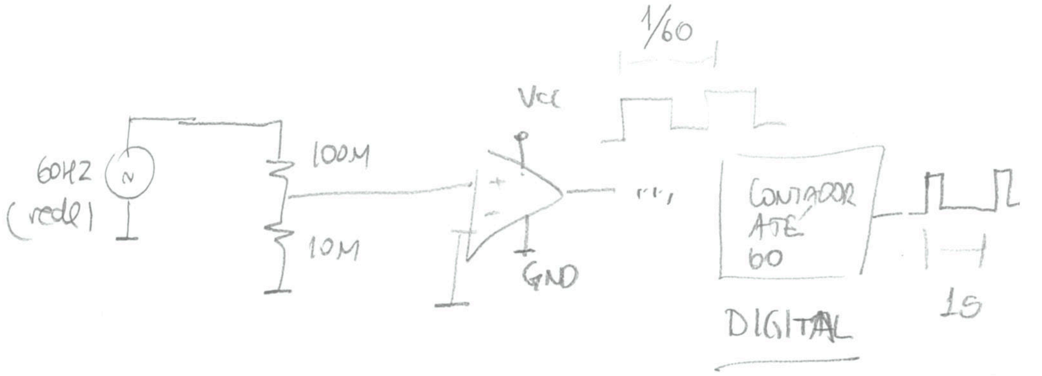


Comparador é um opamp com laço aberto (s/ feedback)

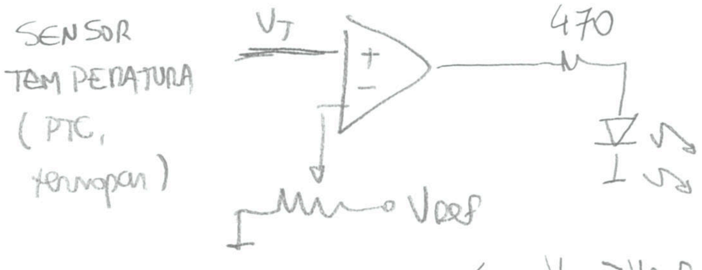
$V_d \rightarrow$ região minúscula



BASE TEMPO 1 segundo
Rede 60 HZ
T = 1/60
contando 60 dá 1s !
(relógio digital ou temporizador)



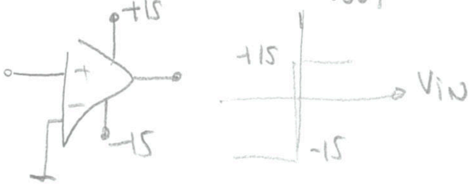
ALARME EM SENSOR

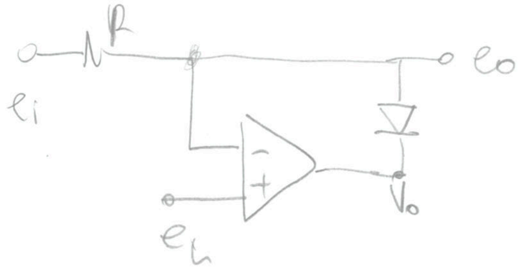


Se $V_T > V_{ref}$ Led acende (muito quente)

Chip pode ser qquer opamp (em open loop) mas há chips específicos para comparador (ex. LM 311)

UTIL detetor cruzamento por zero (ex: PLC X10 explicar)

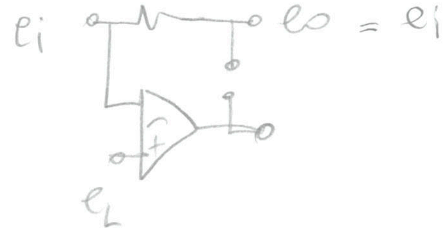


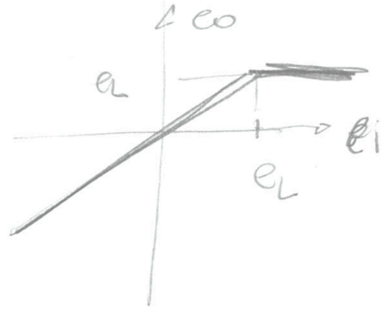


tem feedback (RN) se DIODO está ON

está ON se $V_o = -V_{cc}$

se $e_L > e_i \rightarrow V_o = +V_{cc}$ DIODO OFF

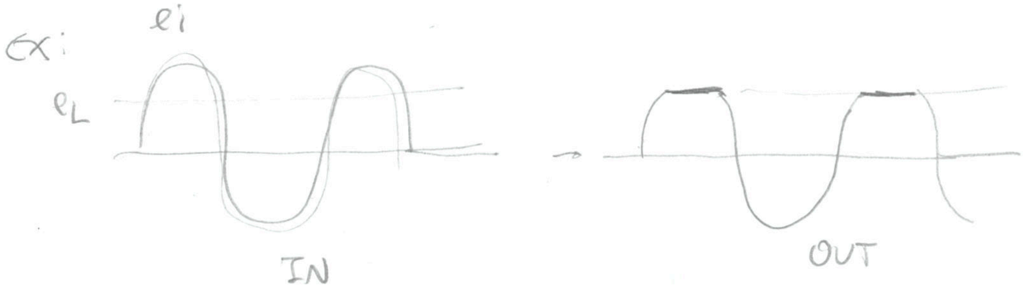




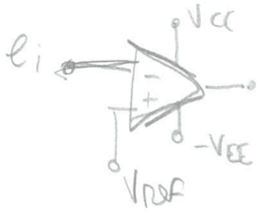
se $e_i > e_L$ DIODO ON

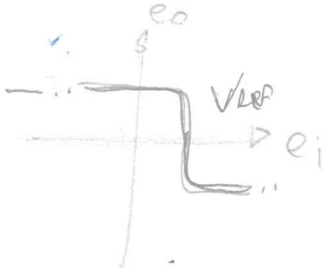
VOLTAGE CONTROLLED CLAMPING

ex:



Detetor nível





Com Zener no laço realimentação

← Não faz nada (n passa corrente)

→ $(V_+) = \emptyset$

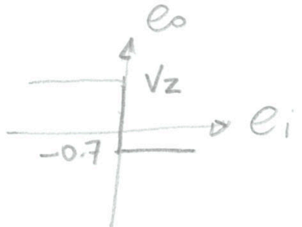
Se $e_i > 0 \rightarrow e_o = -V_{EE}$

MAS ZENER com 0.7

$e_o = -0.7\,V$

Se $e_i < 0 \rightarrow e_o = V_{CC}$

MAS ZENER com V_Z

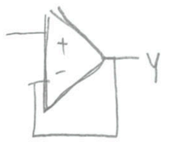


$e_o \rightarrow V_{CC}$

$e_o = V_Z$

REALIMENTAÇÃO POSITIVA

R.N.



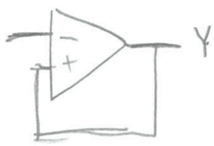
R.N. → $Y \downarrow \rightarrow (V_-) \downarrow$ (estão em curto)

$[(V_+) - (V_-)] = V_d \uparrow$

$Y = A[(V_+) - (V_-)] \uparrow$ para contrabalançar o efeito →

NEGATIVE FEEDBACK

R.P.



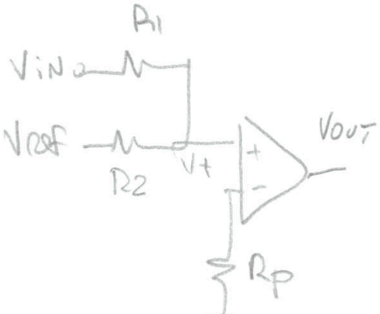
R.P → $Y \uparrow \rightarrow (V_+) \uparrow$

$[(V_+) - (V_-)] = V_d \uparrow$

$Y = A[(V_+) - (V_-)] \uparrow$ saída vai aumentar ainda mais!

POSITIVE FEEDBACK

Comparador

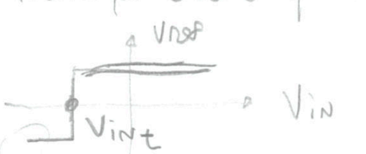


$V_+ = V_{in}\frac{R_2}{R_1+R_2} + V_{ref}\frac{R_1}{R_1+R_2}$ ⇒ by superposição

transição ocorre quando $V^+ = V^- = $ zero

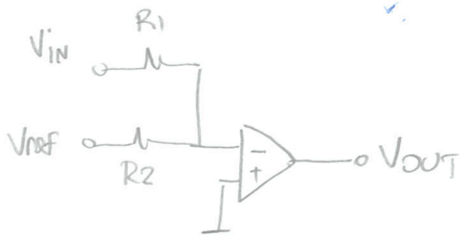
$V_{in}\frac{R_2}{R_1+R_2} = -V_{ref}\frac{R_1}{R_1+R_2}$

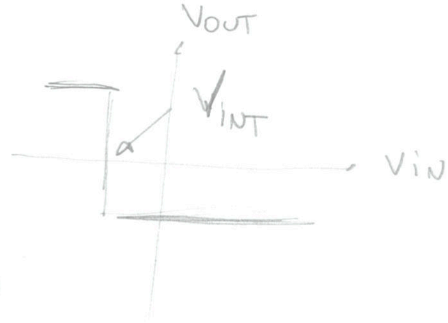
$V_{in_t} = -(R_1/R_2)\,V_{ref}$



supõe $V_{in} = -\infty \rightarrow V_{out} \cong -V_{cc}$

FAZER INPUT
no outro terminal:

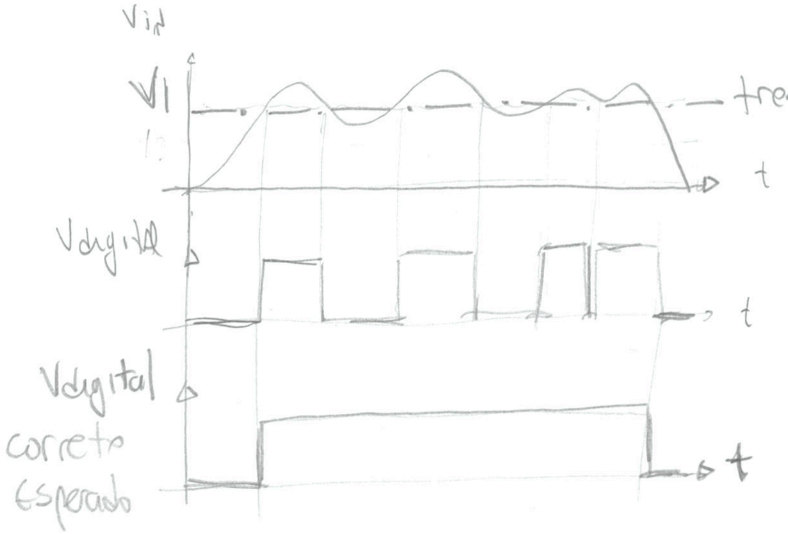




Imagina $V_{IN} = -\infty$ logo

$(V+) > (V-) \rightarrow V_{OUT} = V_{CC}$

problema comum eletrônica digital, acionamento & sensores = flutuações ruído

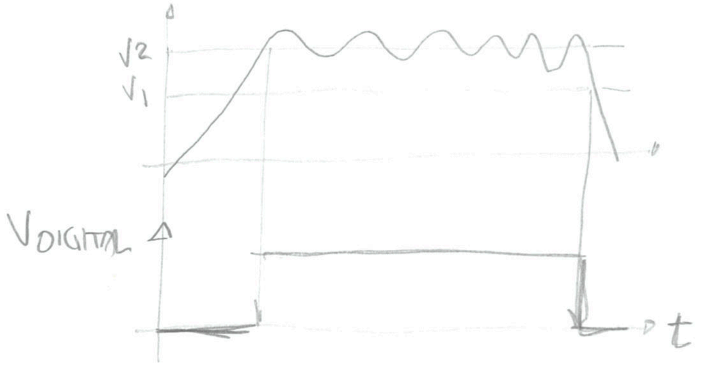


V1 ⇨ transições TTL 74XX
V2 ⇨ "LOW" → $(0 \rightarrow 0.8)$V
"HIGH" → $(2 \rightarrow 5)$V
$(0,8 \rightarrow 2)$? GRAY ZONE

INDETERMINADO

CMOS: 40XX
- $0 \rightarrow 1.5$ "0"
- $3,5 \rightarrow 5$ "1"

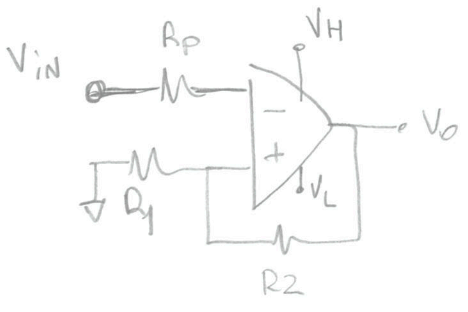
Correção: Impor uma <u>banda</u> de imunidade



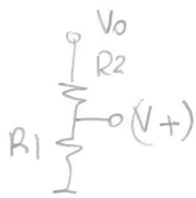
Sinal só muda de estado após cruzar <u>2x</u> os limites.

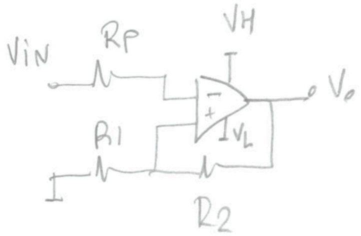
Perceba que o ckt. possui um efeito de <u>MEMÓRIA</u>: ele "lembra" que cruzou 1x p/ trocar estado

CIRCUITO QUE FAZ ESSA FUNÇÃO ⇨ SCHMITT-TRIGGER (R.P.)



$$V_+ = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$





Imagina $V_{IN} = -\infty \rightarrow (V+) > (V-)$ FAZ $V_o = V_H$

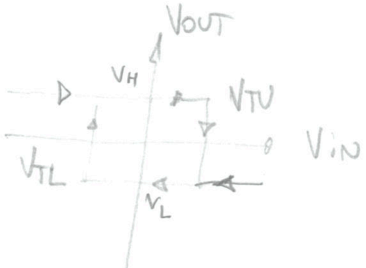
quando muda? quando V_{IN} chegar em:

$$(V+) = V_H \cdot \frac{R1}{R1+R2} = (V-)$$

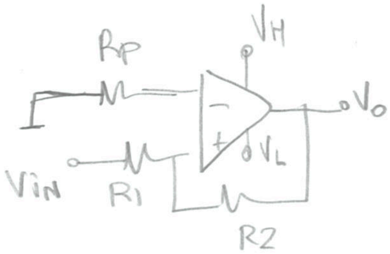
Depois muda para $V_o = -V_L$. Começo a diminuir de novo a tensão V_{IN}. Quando chaveia?

$$(V-) = (V+) = V_L \cdot \frac{R1}{R1+R2}$$

chamado V_{TL}



Schmitt Trigger não inversor



Imagina $V_{IN} = -\infty \rightarrow (V+) < (V-)$ logo

$V_{OUT} = V_L$

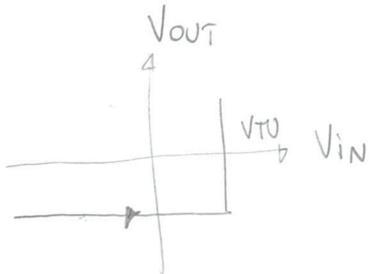
$$V+ = V_{IN} \frac{R2}{R1+R2} + V_o \frac{R1}{R1+R2}$$ Superp.

assume $V_{IN} = -\infty$ logo $V_{OUT} = V_L$

transição ocorre quando $(V+) = (V-) = \emptyset$

$$0 = V_{TU} \cdot \frac{R2}{R1+R2} + V_L \cdot \frac{R1}{R1+R2}$$

$$\rightarrow V_{TU} = -\frac{R1}{R2} V_L$$

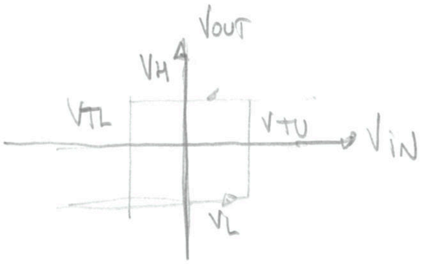


assume $V_{IN} = +\infty$ logo $V_{OUT} = V_H$

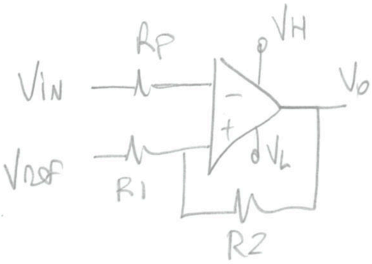
transição ocorre quando $(V+) = (V-) = \emptyset$

$$0 = V_{TL} \cdot \frac{R2}{R1+R2} + V_H \cdot \frac{R1}{R1+R2}$$

$$\rightarrow V_{TL} = -\frac{R1}{R2} V_H$$



USANDO VOLTAGEM REFERÊNCIA



$$(V+) = V_0 \frac{R1}{R1+R2} + V_{ref} \frac{R2}{R1+R2}$$

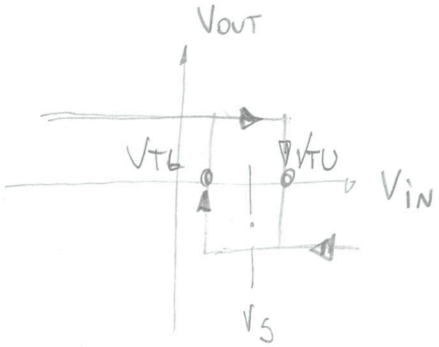
transição muda p/ $V_S = V_{ref} \cdot \frac{R2}{R1+R2}$ NÃO!

Imagina $V_{IN} = -\infty \rightarrow V_{OUT} = V_H$ muda quando

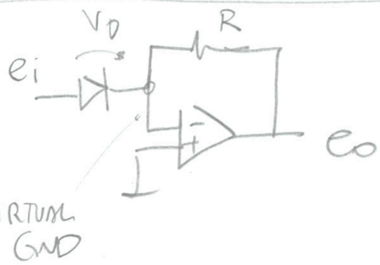
$$V_{IN} = V_{TU} \Rightarrow V_{IN} = V_H \frac{R1}{R1+R2} + V_{ref} \frac{R2}{R1+R2}$$

Imagina $V_{IN} = +\infty \rightarrow V_{OUT} = V_L$. muda quando:

$$V_{IN} = V_{TL} \Rightarrow V_{IN} = V_L \frac{R1}{R1+R2} + V_{ref} \frac{R2}{R1+R2}$$



SAÍDA EXPONENCIAL



DIODO eq.

$$I_D = I_S \left[e^{V_D/V_\gamma} - 1 \right]$$

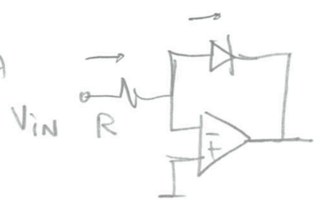
$$e_0 = -R I_D$$
$$= -R I_S \left[e^{V_D/V_\gamma} - 1 \right]$$

$$V_D = e_i$$

obs eq. diodo
$$V_\gamma = V_T = \frac{KT}{q} = 26mV$$

Saída $\propto$ exponencial da tensão da entrada

SAÍDA LOGARITMICA

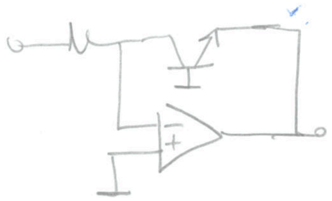


$$\frac{V_{IN}}{R} = I \Rightarrow I_D = I_S \left[e^{V_D/V_\gamma} - 1 \right]$$
$$\sim I_S e^{V_D/V_\gamma}$$

logo $\frac{V_{IN}}{R} = I_S e^{V_D/V_\gamma}$ e $V_D = -V_0$

$$\ln \left[\frac{V_{IN}}{R I_S} \right] = \frac{V_0}{V_\gamma} \rightarrow V_0 = -V_\gamma \ln \left[\frac{V_{IN}}{R I_S} \right]$$

Posso usar BJT



$e_o = -V_{be}$

$i_c = \alpha_F I_{ES} \left[e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1 \right]$

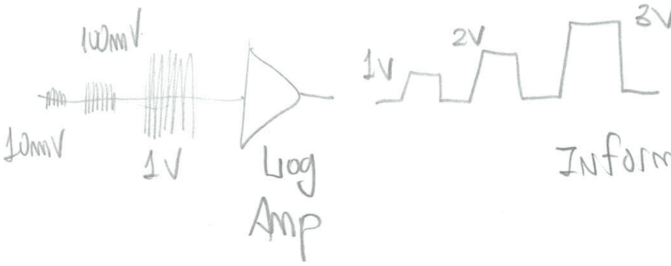
$\alpha_F \simeq 1$

diodo tem variação com temperatura, BJT é mais estável

APLICAÇÃO AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO

detecção RF (saída em dB), Radar, ótica

demodulação ASK (Amplitude shift keying)

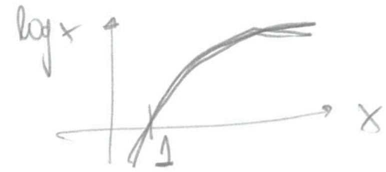


Informação está codificada em $\varnothing \to \nexists$ RF

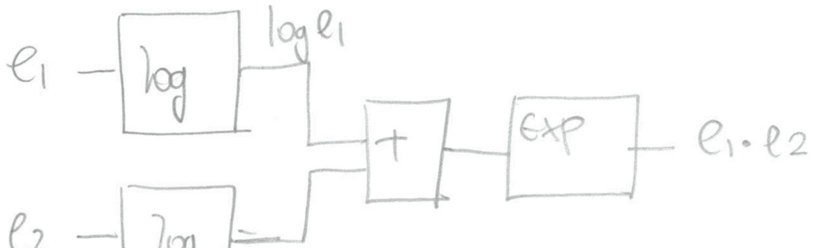
$1 \to \exists$ RF

amplitude ñ importa (depende da distância)

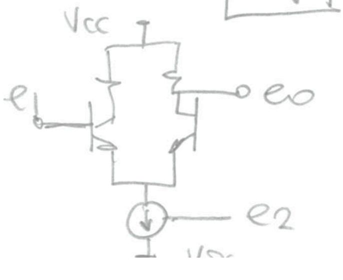
Como faixa dinâmica muito grande o log comprime a faixa



Como faz produto? $\log(AB) = \log A + \log B$



ou



$e_o = e_1 \cdot e_2$ (Gilbert Cell)