OSCILADORES → Colpitts → Reg Tipo Rusia
Hartley → Reg 902, Rashid

↳ circuitos que generan una forma de onda repetitiva de amplitud fija en una frec. fija sin señal de entrada externa.

↳ REALIMENTACIÓN ⊕

Siendo $A = \dfrac{a}{1 - a\beta}$

↳ Si $a\beta = 1 \Rightarrow$ el sistema es inestable

⊛ $a\beta = 1 < 0°$ o $1 < 360°$

→ Esta condición ⊛ debe cumplirse sólo a una frecuencia determinada y no a otras

La frecuencia de oscilación está determinada por los componentes de la realimentación.

- RC → ondas sinusoidales (Hz ~ varios KHz)
- LC → ondas cuadradas (100K ~ 100M)
- Cristales → ondas triangulares o diente de sierra. (10K ~ 10M)

ESTABILIDAD EN FRECUENCIA → Se logra haciendo que el desfasaje dependa mucho de la frec de resonancia

$\dfrac{d\phi}{dw} \uparrow$ si $w \to w_0$ — se requiere un pequeño cambio en w para corregir cualquier desfasaje y devolver la ganancia de lazo a $\phi = 0$

→ Q alto

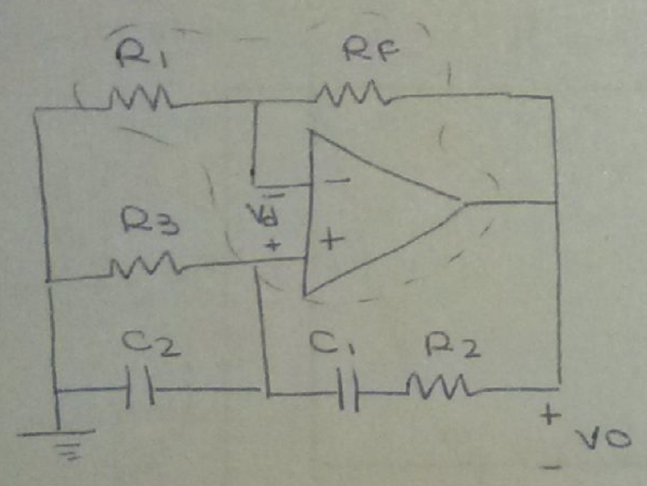
ESTABILIDAD EN AMPLITUD → un aumento en amplitud debe resultar en una disminución de la ganancia y viceversa

OSCILADOR PUENTE DE WIEN → Se usa para medir capacitores o resistencias desconocidas

Ampli no inversor

$a(s) = 1 + \dfrac{R_F}{R_1}$

↳ R_1 o R_F actúan como un resistor calibrado, la resistencia se varía hasta obtener $V_d = 0$



Oscilador de Wien → $R_2 = R_3 = R$, $C_1 = C_2 = C$

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{RCs}{R^2C^2s^2 + 3RCs + 1}$$

Buscamos $a\beta = 1 \longrightarrow \left(1 + \dfrac{R_F}{R_1}\right) \dfrac{RCs}{R^2C^2s^2 + 3RCs + 1} = 1$

$s = jw$

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{RCjw}{-R^2C^2w^2 + j3RwC + 1} = 1$$

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot RCjw = 3RCjw$$

$$0 = -R^2C^2w^2 + 1$$

$$\boxed{1 + \frac{R_F}{R_1} = 3}$$

$$\Longrightarrow \boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi RC}}$$

GENERADORES NO SINUSOIDALES → Pág 1110 Rashid

Comparador → compara la tensión de una señal v_s en un terminal de entrada con una tensión conocida o de referencia, V_{ref}, en la otra entrada

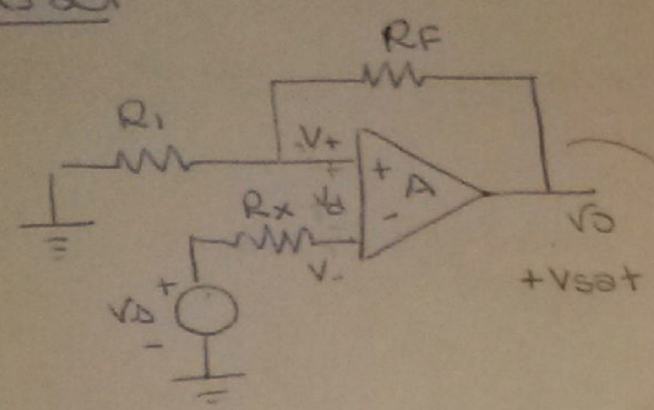
→ ADC de 1 bit

Se evita que el ruido provoque cambios en la salida.

Realim //, serie

Schmitt Trigger

Inversor



$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_F}$$

$$+V_{th} = V_{HT} = \frac{R_1}{R_1+R_F}(+V_{SAT})$$

$$-V_{th} = V_{LT} = \frac{R_1}{R_1+R_F}(-V_{sat})$$

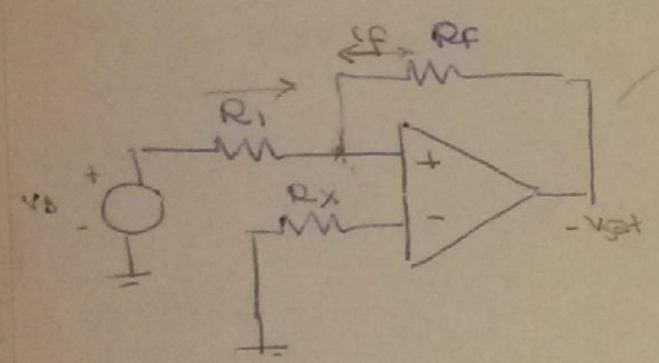
→ R_F realimenta positivamente.

Ni bien v_o empieza a cambiar, la realim ⊕ incrementa la tensión diferencial v_d, lo cual cambia aún más la salida.

Una vez que se inicia la transición por un cambio en v_d, la realimentación ⊕ fuerza al comparador a completar la transición de un estado a otro rápidamente y operar en saturación

No inversor

Realim //, //



realimento una corriente, con $\beta = \frac{1}{R_F}$

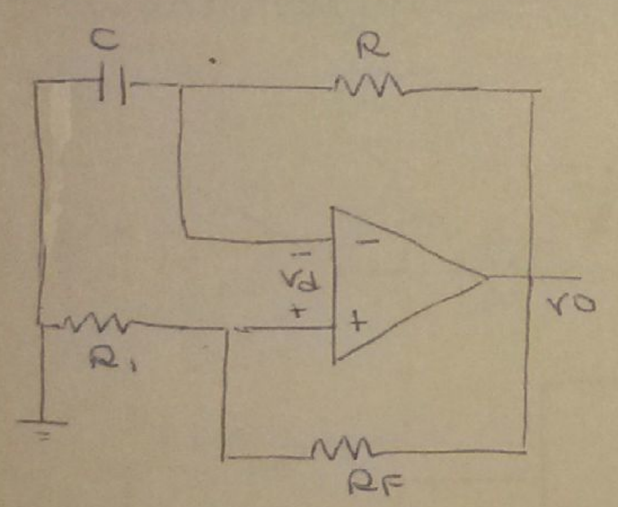
Cuando la tensión de salida empieza a cambiar, aumenta $i_f \Rightarrow \uparrow v_d$ $\Rightarrow$ cambia v_o

$$V_{LT} = -V_{sat}\,\frac{R_1}{R_F}$$

$$V_{HT} = +V_{sat}\cdot\frac{R_1}{R_F}$$

→ PÁG 1111 Rashid

GENERADORES DE ONDA CUADRADA



En $t=0$, cuando se conecten V_{EE} y V_{CC}, la tensión sobre el capacitor valdrá $V_{OFFSET} = V_+ - V_-$

Esta pequeña ddp ⊕ entre las entradas hará saturar al comparador, con $v_o = +V_{sat}$

$\Rightarrow$ C comienza a cargarse hacia V_{sat}, pero ni bien $|V_c| > |V_+| \Rightarrow v_o$ se hará ⊖

$\Rightarrow v_o = -V_{sat}$

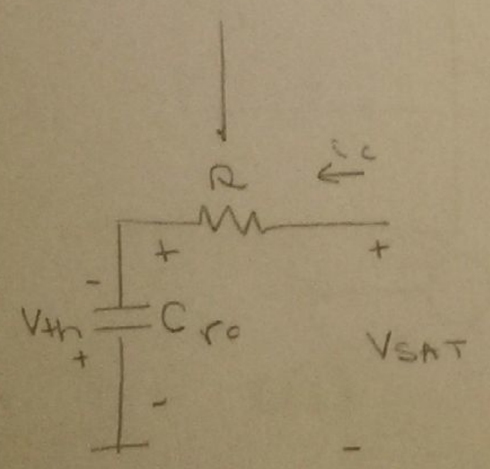
↳ C se descarga hacia $-V_{sat}$, a través de R

Si $v_d > 0$

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1+R_F}\cdot +V_{sat}$$

$v_d < 0$

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1+R_F}(-V_{sat})$$



$$\longrightarrow \quad i_c = \frac{V_{SAT} - V_c}{R}$$

$$V_{SAT} = i_c R + V_c - V_{TH} = i_c R + \frac{1}{C}\int i_c\,dt - V_{TH}$$

$$\longrightarrow \quad \frac{di}{dt}\cdot R + \frac{1}{C}\,i = 0$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = 0$$

↳ $\alpha A e^{\alpha t} + \frac{1}{RC} A e^{\alpha t} = 0$, $\alpha = \frac{-1}{RC}$ $\Rightarrow i = A e^{-t/RC}$

$$\Rightarrow i(t=0) = \frac{V_{SAT} + V_{th}}{R} \Rightarrow i = \frac{V_{SAT} - V_c}{R}\,e^{-t/RC}$$

$\Rightarrow V_C = V_{SAT} - i_C R$

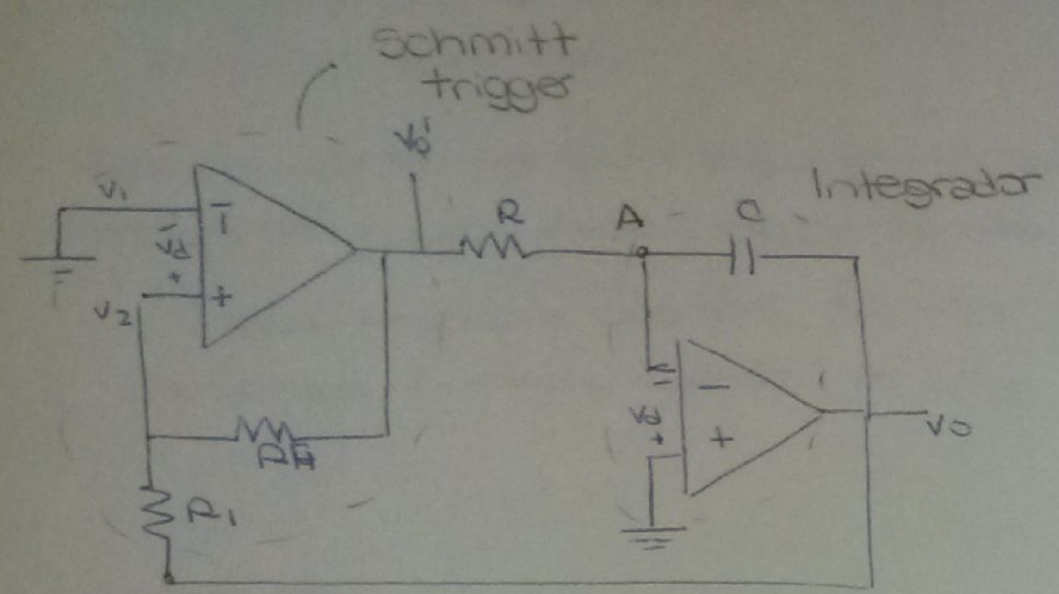
$= V_{SAT} - \frac{(V_{SAT}+V_{th})}{R} e^{-t/RC} \cdot R$

$V_C(t=t_1) = V_{th}$

$V_{th} = V_{SAT} - (V_{SAT}+V_{th}) \cdot e^{-t_1/RC}$ ⟶ despejo t_1, con D=0,5 calculo T ⟶ F

↳ $t_{rise} + t_{fall}$

GENERADOR DE ONDA CUADRADA Y TRIANGULAR



Cuando se conectan las fuentes, se tiene

$V_d = V_{OFFSET} \longrightarrow V_o' = +V_{SAT}$

↓

entrada del integrador inversor

$\Rightarrow V_o$ = rampa ⊖

Cuando la rampa de pendiente ⊖ vaya por debajo de V_{th}^- $\Rightarrow V_d < 0 \Rightarrow V_o' = -V_{SAT}$

$\Rightarrow V_o$ = rampa ⊕

Cálculo del período y la frec.

Nodo A

$\frac{-V_o \cdot sC}{R} = \frac{V_{in}}{sCR} = V_{in} = \int \frac{V_{in}}{RC} dt = \frac{V_{SAT}}{RC} \cdot t - V_{th} = V_o = V_C$

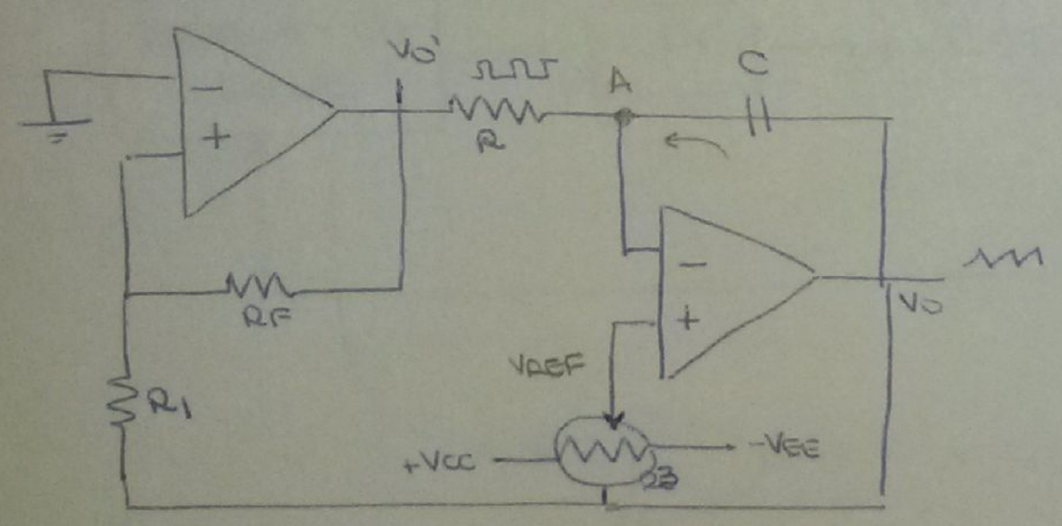
$\frac{1}{R} V_o' + sC V_o = 0$

$V_o = \frac{1}{RCs} \overset{\frac{V_{SAT}}{s}}{V_o'} = \frac{V_{SAT}}{RC} t - V_{th}$

$V_C(t=t_1=\frac{T}{2})$ se tiene: $V_C = V_{TH} = \frac{V_{SAT}}{RC}\left(\frac{T}{2}\right) - V_{th}$

↳ $T = \frac{4RCR_1}{R_F}$, $f = \frac{R_F}{4RCR_1}$

GENERADOR DE DIENTE DE SIERRA



Para el nodo A:

$\frac{\overset{cte}{V_{ref}}}{}\left(\frac{1}{R}+sC\right) - \frac{V_o'}{R} - V_o sC = 0$

⟶ $V_o = -V_o' \cdot t + (V_{th} - V_{ref})$

$V_o = V_{ref}\left(\frac{1}{sCR}+1\right)$

$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{V_{ref}}{RC} t + V_{ref}$

$\Rightarrow V_o = V_{ref} + \frac{V_{ref} - V_{SAT}}{RC} t$

$i_C = \frac{V_{REF} - V_o'}{R}$

$C \frac{dV_C}{dt} = \frac{V_{REF} - V_o'}{R}$

$V_C = \int_{t_0}^{t} \frac{V_{ref} - V_o'}{RC}$ ⟶ $V_o - V_{ref} = V_C$

↳ $V_C = V_{th} - V_{ref} + \frac{V_{ref} - V_o'}{RC} t$ $\Rightarrow$ $\boxed{V_o = V_{th} + \frac{V_{ref} - V_o'}{RC} t}$

$$V_o(t) = V_{th} + \frac{V_{sat} - V_{sat}}{RC} \cdot t$$

→ En $t = t_1$, cuando $V_{sat} > 0$, $V_o(t) = -V_{th}$

$t = t_2$, — $V_{sat} < 0$, $V_o(t) = V_{th}$

⇒ $T = t_1 + t_2$ ⟶ Calculo f

$$D = \frac{t_1}{T}$$

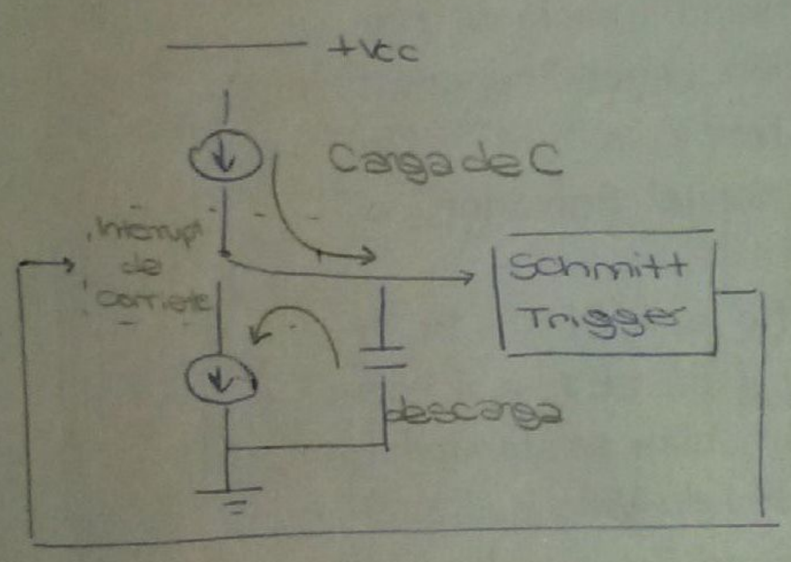
→ Rashid: 1124

VCO → circuito oscilador en donde la frec de oscilación es controlada por una tensión externa.

↳ Para convertir tensión en frecuencia, se carga y descarga un capacitor a corriente constante, cuyos valores dependen de la tensión externa

Carga → inicia cuando $V_C < V_L$

Descarga → inicia cuando $V_C < V_H$



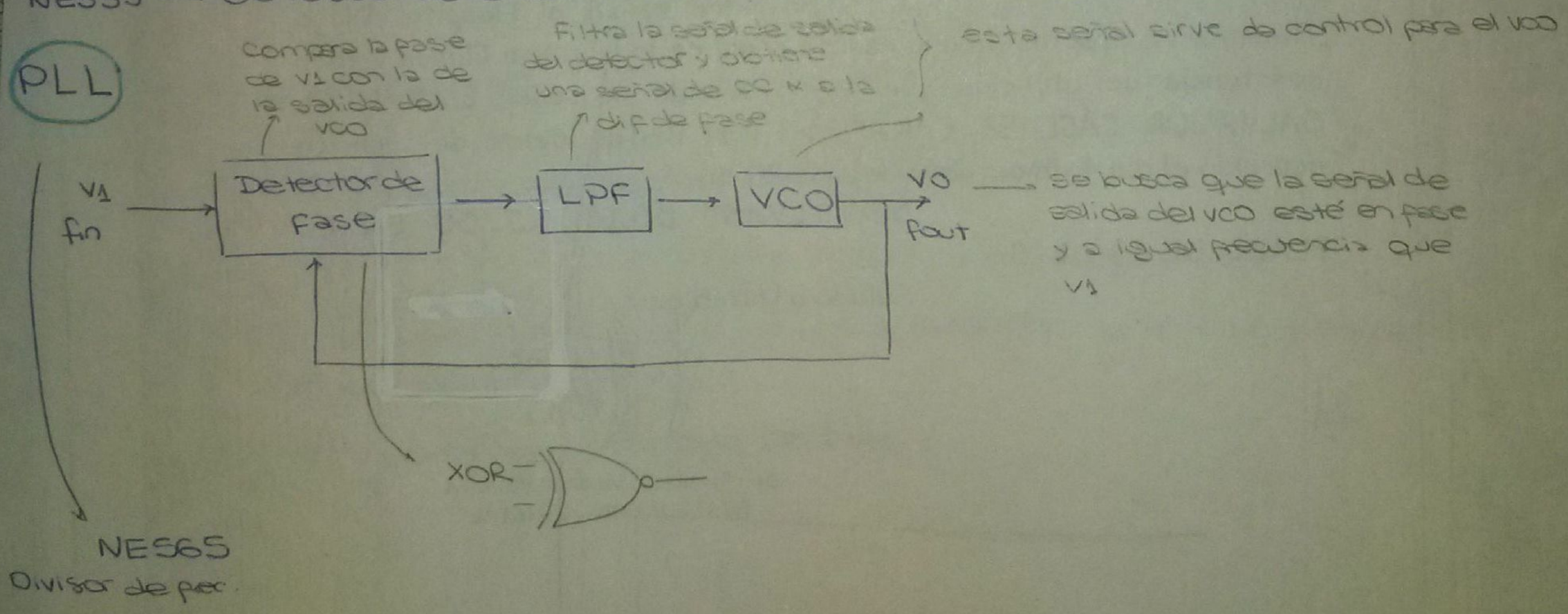
La salida del schmitt, V_L y V_H, controlan la apertura y cierre del interruptor de corriente.

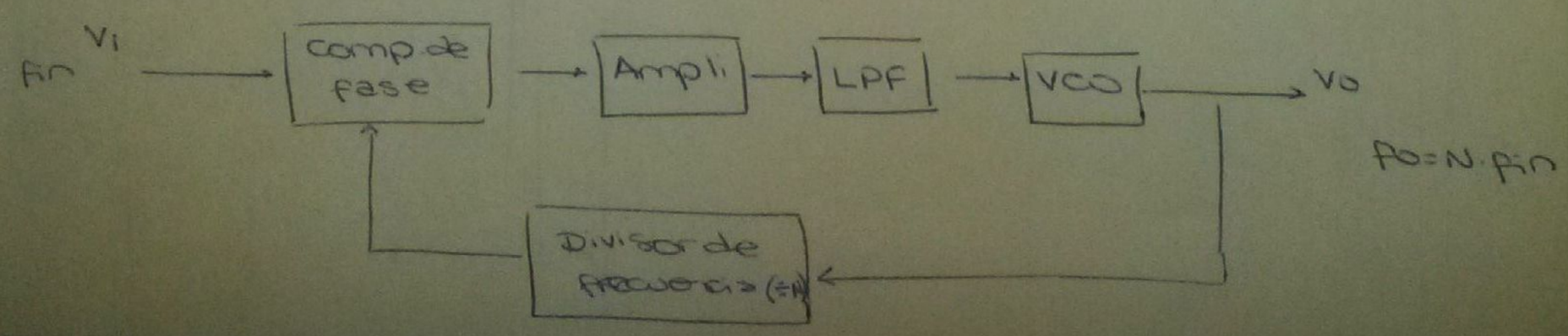
NE565 → VCO

↳ hasta 1MHZ

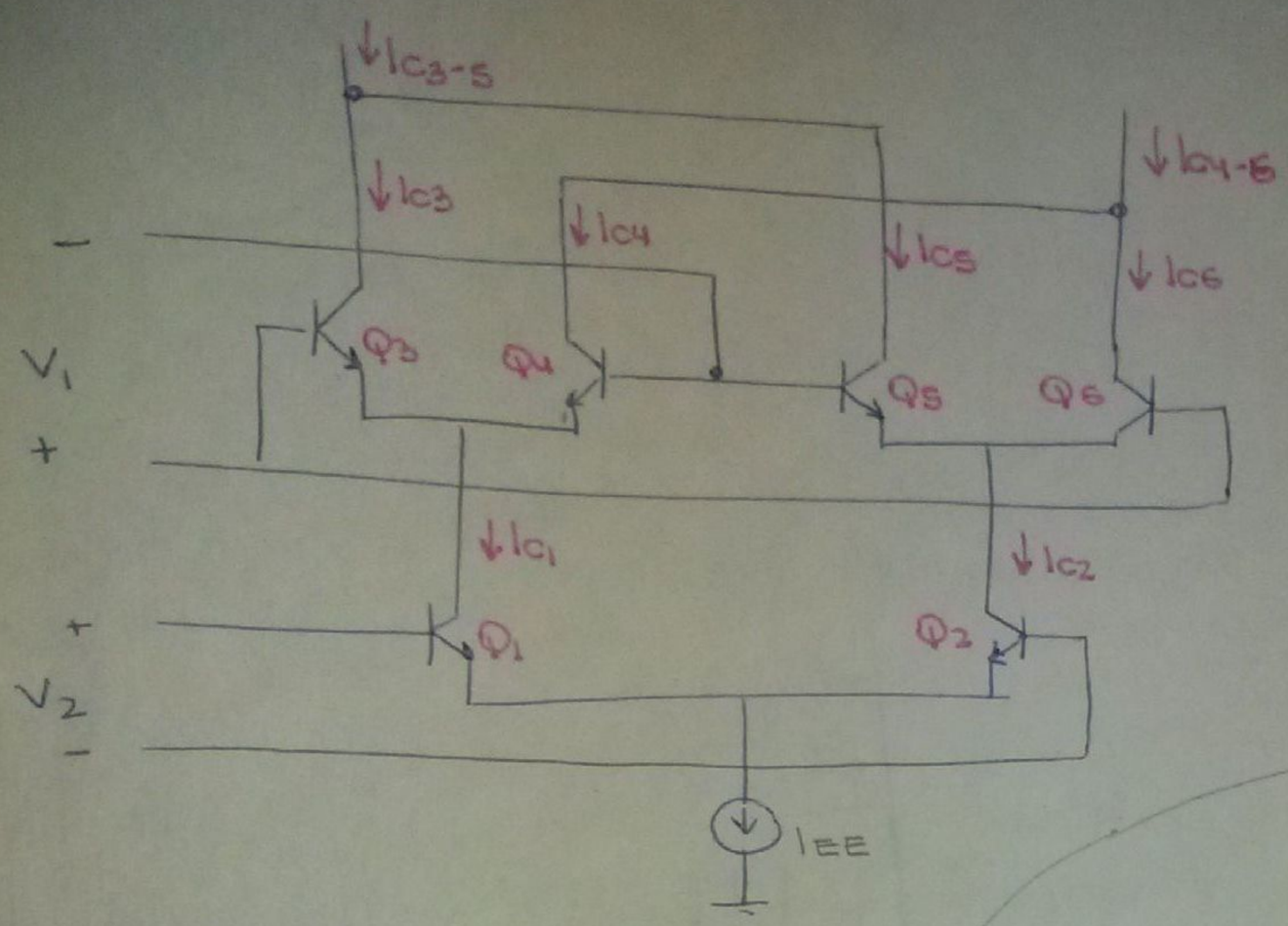
NE565 → Generador de onda cuadrada o de onda triangular

PLL





celda de Gilbert



$V_1, V_2 \ll V_T$

$V_{be1} = V_{be2}$

Sale de acá

$$I_{c3} = \frac{I_{c1}}{1 + e^{\left(\frac{-V_1}{V_T}\right)}} \qquad I_{c4} = \frac{I_{c1}}{1 + e^{V_1/V_T}}$$

(hago lo mismo con I_{c5}, I_{c6}, I_{c1}, I_{c2})

Luego planteo:

$$\Delta I = I_{c3-5} - I_{c4-6}$$

$$\Delta I = I_{EE}\left(\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right)\right)\left(\tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right)\right)$$

Si $V_1, V_2 \ll V_T$

$$\Delta I = I_{EE} \cdot \frac{V_1}{2V_T} \cdot \frac{V_2}{2V_T}$$

- Fu 3 tipos de aplicaciones

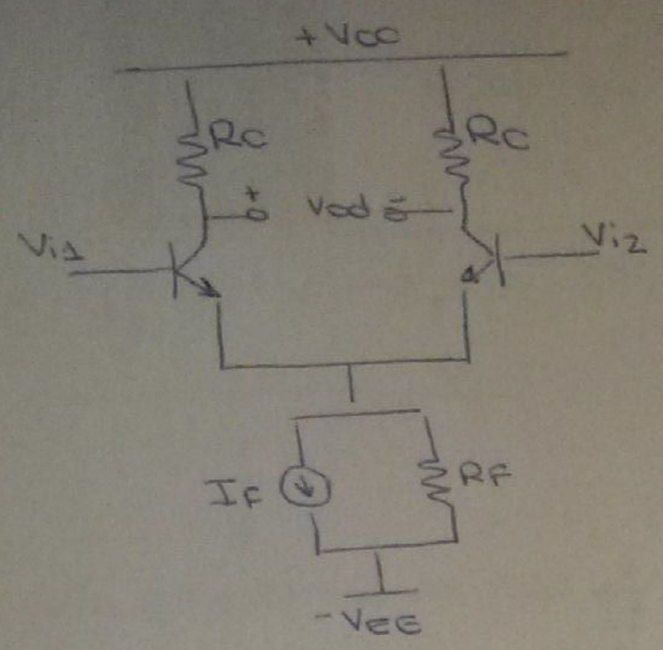
  - Si $V_1, V_2 \ll V_T \Rightarrow$ MULTIPLICADOR ANALÓGICO
  - Si $V_1 \ll V_T \wedge V_2 > V_T \vee V_1 > V_T \wedge V_2 \ll V_T \Rightarrow$ MODULADOR

    El transistor sobre el cual se aplica esta gran señal opera en conmutación, en vez de en MAD.
  - Si $V_1, V_2 \gg V_T \Rightarrow$ DETECTOR DE FASE.

ETAPA DE ENTRADA

Sensible a la diferencia entre dos tensiones de entrada, rechazando señales comunes a las mismas.

Par diferencial con carga resistiva



Se puede escribir $V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2}$

$V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2}$

Separando en hemicircuitos, para modo:

- Diferencial

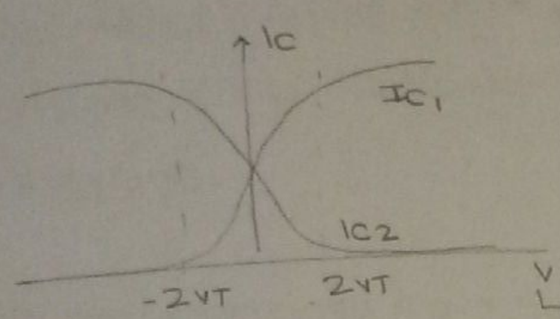
$$\frac{V_{od}}{2} = -g_m \cdot R \cdot \frac{V_{id}}{2}$$

$$\Rightarrow A_{vd} = -g_m \cdot R$$

- Común:

$$V_{oc} = \frac{-g_m \cdot R}{1 + g_m 2R_F} V_{ic}$$

$$\Rightarrow A_{vc} = -\frac{g_m R}{1 + g_m 2 R_F}$$



Si quiero aumentar este rango, tengo que agregar R_E

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = 1 + 2 g_m R_F \Rightarrow$$ a mayor R_F, mejor es el RRMC del circuito.

Impedancia de entrada y de salida?

$R_{id} = ? \longrightarrow \frac{V_{id}}{2} = i_b \cdot r_\pi \Rightarrow R_{id} = 2 r_\pi \longrightarrow$ la resistencia de entrada del ampli en modo diferencial depende de r_π

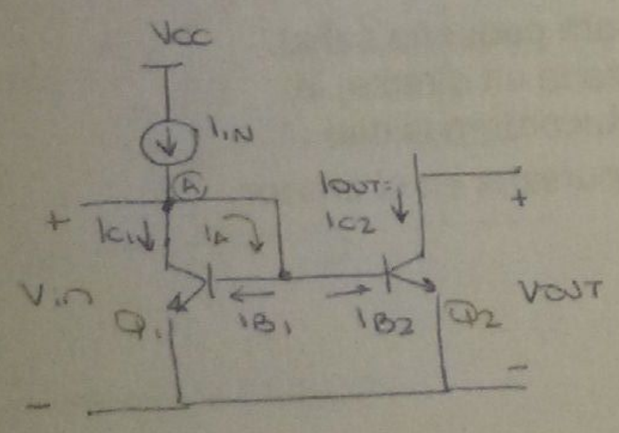
$r_\pi \longrightarrow$ A mayor r_π, mayor R_{id}

$\downarrow$ se logra con $\downarrow I_C$, necesito una corriente de bias chica.

$$R_{ic} = r_\pi + \beta \cdot 2R_F$$

Fuentes de corriente

- Fuente espejo simple



$$V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

$$\Rightarrow I_{C2} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \cdot I_{C1}$$

Si $I_{S2} = I_{S1} \Rightarrow I_{C2} = I_{C1}$

Pase el nodo A:

$$I_{IN} - I_{C1} - \frac{I_{C1}}{\beta} - \frac{I_{C2}}{\beta} = 0$$

$$I_{IN} - I_{C1}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) = 0$$

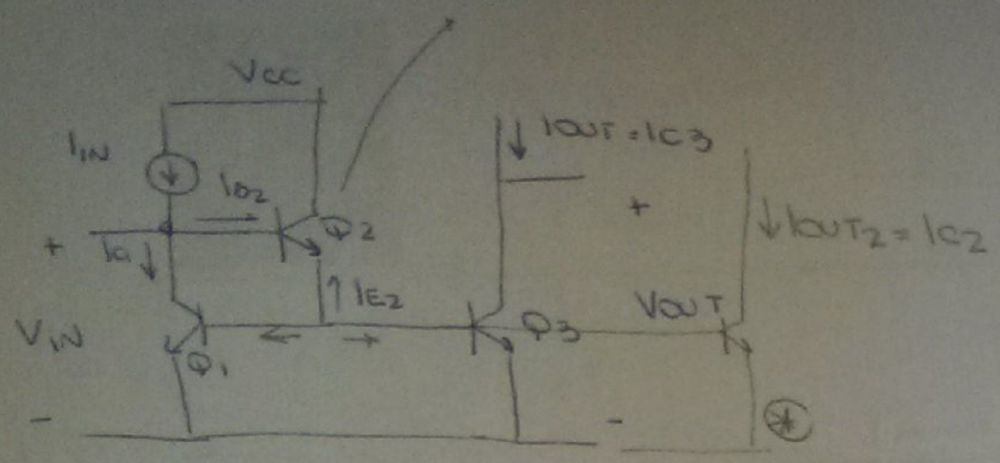
$$\Rightarrow I_{C1} = \frac{I_{IN}}{1 + 2/\beta}$$

Si $\beta \longrightarrow \infty \Rightarrow \underline{I_{C1} = I_{IN}}$

espejo con "beta helper" En los MOS, $\beta \to \infty$ por lo que no hace falta agregarlo

Si el valor finito de β, existe cierta diferencia entre I_{C_1} e I_{IN}.

SOLUCIÓN: Reduce la corriente chupada de la entrada en un factor β



Asumiendo $I_{S1} = I_{S2}$

$$I_{E2} = -\frac{I_{C1}}{\beta} - \frac{I_{C3}}{\beta} = -\frac{2}{\beta} I_{C1}$$

$$\Rightarrow I_{B2} = \frac{2}{\beta(\beta+1)} I_{C1}$$

$$\Rightarrow I_{IN} - I_{C1} - \frac{2}{\beta(\beta+1)} I_{C1} = 0$$

$$I_{IN} - \left(1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}\right) I_{C1} = 0$$

Se usa generalmente para fuentes de corriente con transistores pnp, debido a su bajo β.

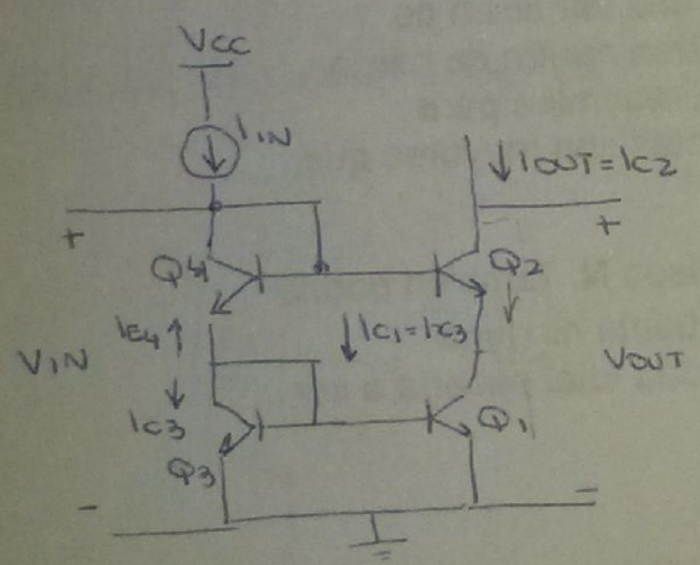
Siendo $Q_1 = Q_3 \Rightarrow I_{C3} = I_{C1}$

* Fuente de corriente con salidas múltiples

$$\Rightarrow I_{OUT} = \frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}} \cong I_{IN}\left(1 - \frac{2}{\beta(\beta+1)}\right)$$

El error entre I_{IN} e I_{OUT} se redujo en un factor $\beta+1$

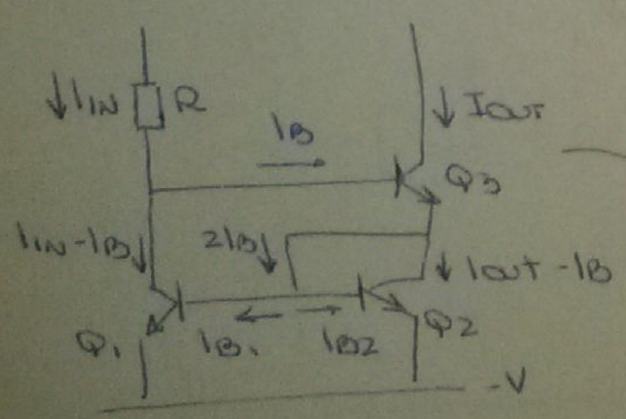
- Fuente espejo simple con R_E → aumenta la resistencia de salida.
  → ayuda a bajar el error entre I_{IN} e I_3, I_{IN} e I_4
- Fuente de corriente cascode → logra una alta resistencia de salida.
  ↳ Problema → Peor error con β que la fuente simple.
  ↳ Lo soluciona la fuente Wilson



$$R_O \simeq r_{O2} \cdot \left(1 + \frac{\beta r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} + r_{O2}}\right) \simeq \frac{\beta \cdot r_{O2}}{2}$$

Por la fuente formada por Q_3 y Q_1

- Fuente Wilson



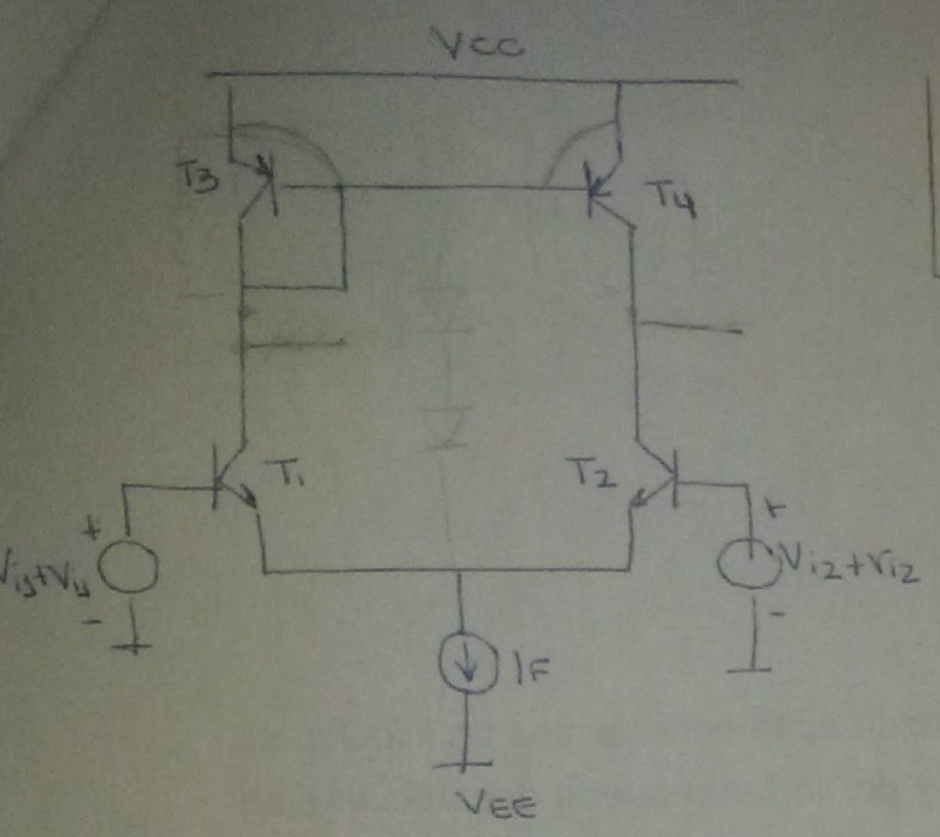
$$I_{OUT} = I_{IN}\left(1 - \frac{2}{\beta^2 + \beta + 2}\right)$$

→ Estabiliza la corriente de salida

→ $\uparrow I_{C3} \Rightarrow \uparrow I_{C2} \Rightarrow \uparrow I_{C1} \Rightarrow \downarrow I_{B3} \Rightarrow I_{C3}$ (I_{IN} = cte)

ACTIVA

El par diferencial con bela los 2dos armónicos



Dado que $T_3 = T_4 \Rightarrow I_{C3} = I_{C4}$

↓

→ La carga activa espejo ayuda a balancear las ramas del par, cancelando los armónicos de orden 2 o superior

→ Mejora el slew rate en comparación del caso con carga resistiva. (la etapa de entrada puede entregar o chupar corriente de Cdom sin desperdiciarla en una carga de colector.

→ Aumenta la ganancia de la primera etapa

Si quiero mejorar la linealidad de la etapa de entrada, agrego una realimentación local por medio de resistencias en los emisores

(ahora v_i puede ser mayor a V_T en un valor $I_C \cdot R_E$)

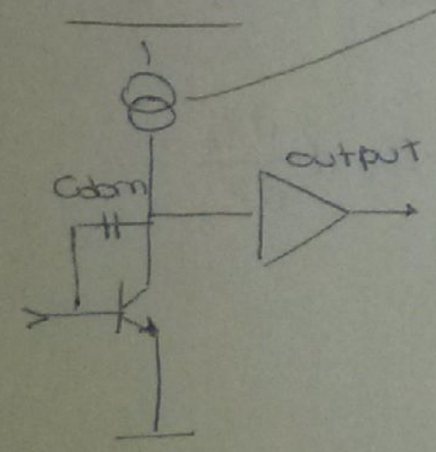
DOBLE PAR DIFERENCIAL → Baja distorsión (transferencia altamente lineal)
Cancelación de armónicos (x la simetría)
Cancelación mutua de las corrientes de polarización de bases entre ambos pares → mejora del corrimiento de la tensión de salida originado por la polarización

VAS (Voltage amplifier Stage)

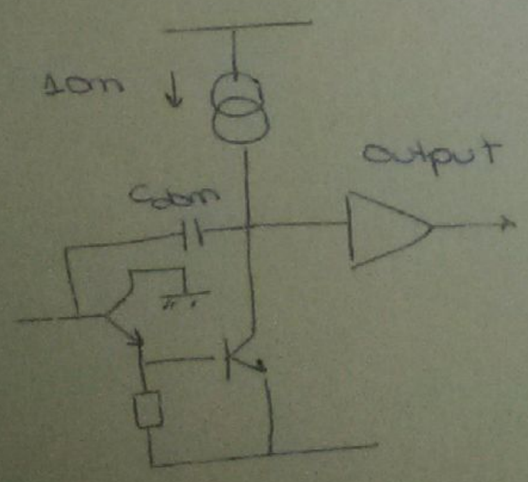
CONFIGURACIONES DE VAS

Necesito una impedancia de carga alta, para lograr una elevada ganancia (si pongo una Rc gde ⇒ ↓Ic ⇒ Av cte)

VAS CONVENCIONAL CON FUENTE DE CORRIENTE



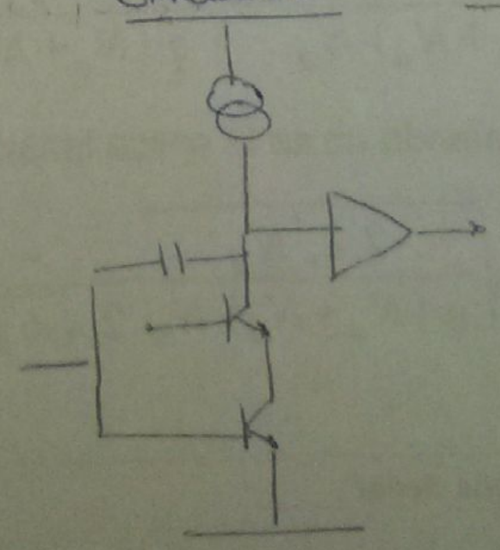
→ Limitada por el efecto Early
La impedancia del colector depende de Ro del VAS



↓

Aumento el β del VAS, por lo que necesito chuparle menos corriente a la entrada

CASCODE

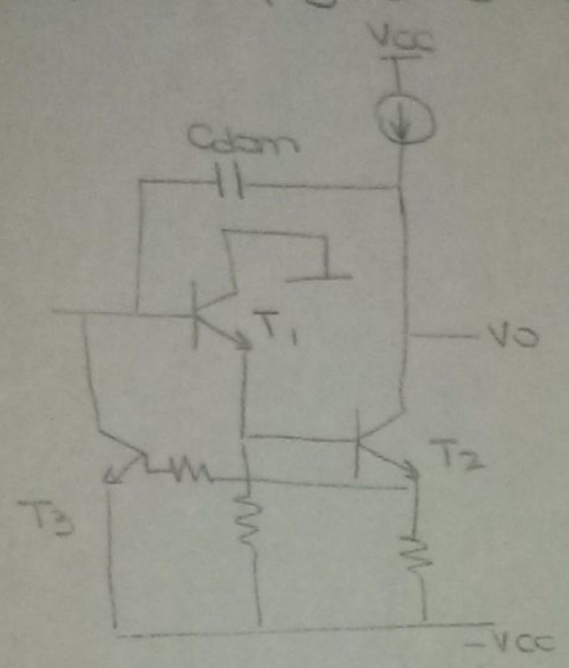


→ Aumento la impedancia de colector para obtener una mayor ganancia local.

tiene que la VAS opere con una corriente de polarización elevada, de modo de lograr ...ión deseada a plena carga.

se usa una configuración sin el seguidor por emisor previo al ~~colector~~ emisor común, ...ebe verse que no se chupe mucha corriente de la etapa de entrada, sino se desbalancea el par.

→ La mejor configuración del VAS parece ser la que tiene un buffer de corriente



T3 → Introduce una realim local que muestrea I_{C2}.

En caso de que I_{C2} sea muy grande ⇒ se prende T3 y le saca corriente a la base de T_1

⇒ I_{C2} ↓

ETAPA DE SALIDA

Salida con cuasi darlingtons → presentan mejor estabilidad térmica que la salida Darlington, pues el vbe de los transistores de salida no se encuentra en el "camino de la señal"

← El transistor más externo no se controla por tensión sino por corriente

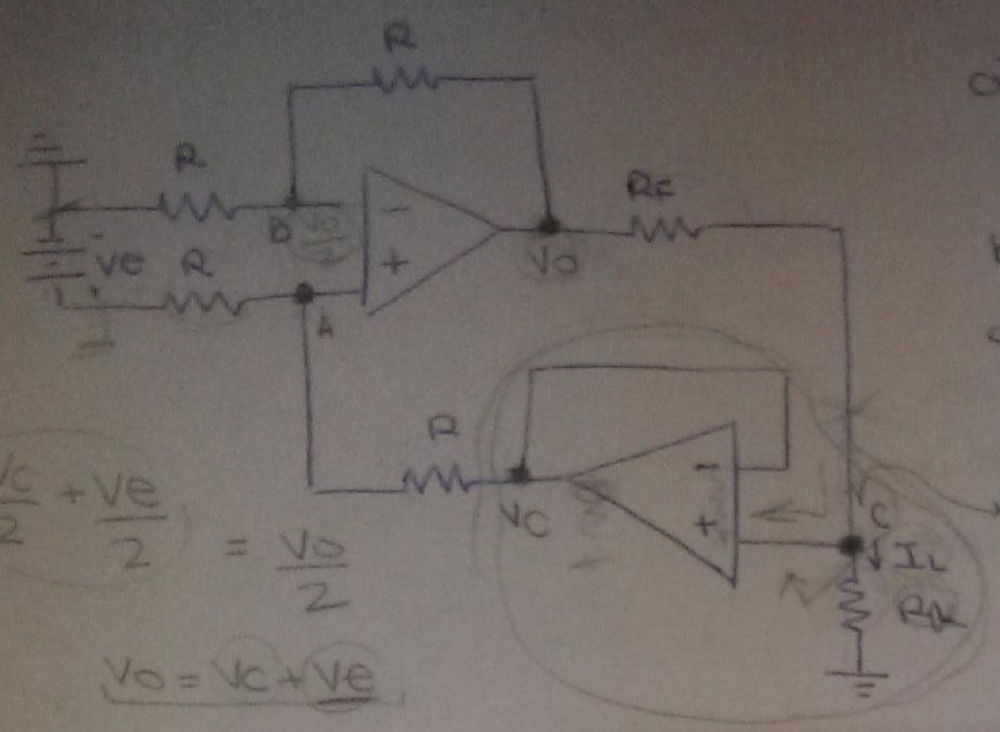
Entonces, cómo logro una mayor estabilidad térmica de la etapa de salida?

→ Agrego una RE en los transistores de salida de manera de lograr una realimentación en su polarización.

→ $>\beta$ de los transistores de salida con tecnología Darlington/ se logre el aumento de la ganancia de la segunda etapa aislándola de la impedancia de carga.

Ejercicio

1



$$\frac{V_c}{2} + \frac{V_e}{2} = \frac{V_o}{2}$$

$$V_o = V_c + V_e$$

a) La corriente I_L a través de la carga R_L es independiente del valor de R_L.

b) La impedancia de salida es nula.

c) Es un amplificador cuya ganancia depende fuertemente de R_L → $\frac{i}{V}$

$$\frac{V_o - V_c}{R_F} = \frac{V_c}{R_L}$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right) V_c$$

a) Resuelvo el circuito por nodos

A) $$V_A\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R}\right) - V_e \frac{1}{R} - \cancel{V_c} \cdot \frac{1}{R} = 0$$

B) $$V_A\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R}\right) - \cancel{V_o} \cdot \frac{1}{R} = 0 \longrightarrow V_A \frac{2}{R} - V_o \cdot \frac{1}{R} = 0 \longrightarrow V_A = \frac{V_o}{2}$$

C) $$V_c\left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_L}\right) - V_o \frac{1}{R_F} = 0 \longrightarrow V_o = V_c \; R_F\left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_L}\right)$$

$$\frac{V_c}{\cancel{2}} \cdot R_F\left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_L}\right) \cdot \frac{\cancel{2}}{\cancel{R}} - \frac{V_e}{\cancel{R}} - \frac{V_c}{\cancel{R}} = 0$$

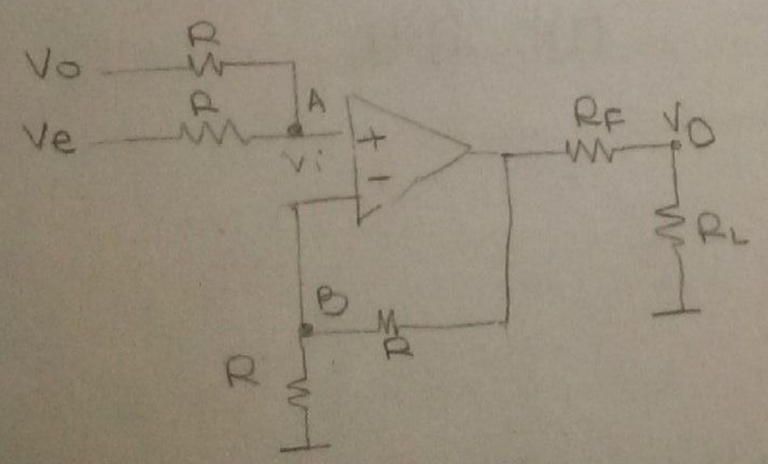
$$\left(\frac{R_F(R_F + R_L)}{R_F R_L} - 1\right) V_c - V_e = 0$$

$$\frac{R_F^2 + R_F\cancel{R_L} - R_F\cancel{R_L}}{R_F R_L} V_c = V_e$$

$$\frac{R_F}{R_L} V_c = V_e \Rightarrow V_c = \frac{R_L}{R_F} \cdot V_e \Longrightarrow \boxed{i_L = \frac{V_e}{R_F}}$$

La corriente es indep. de la carga.

→ Método ② → Simplifico el circuito



$$\Longrightarrow$$

A) $$V_A \cdot \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R}\right) - V_o' \frac{1}{R} - V_e \cdot \frac{1}{R} = 0$$

$$2V_A = V_o + V_e$$

B) $$V_A \frac{2}{R} - \frac{V_o'}{R} = 0 \longrightarrow V_o' = 2V_A = V_o + V_e$$

C) $$V_o\left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_L}\right) - V_o' \frac{1}{R_F} = 0$$

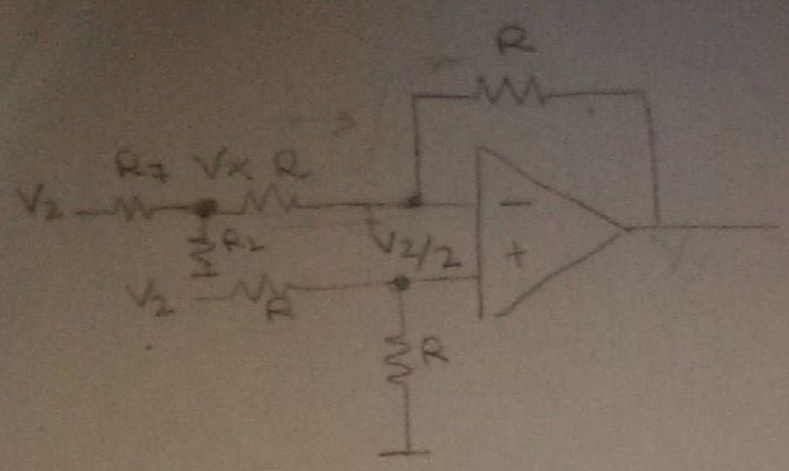
$$V_o\left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_L}\right) - (V_o + V_e)\frac{1}{R_F} = 0$$

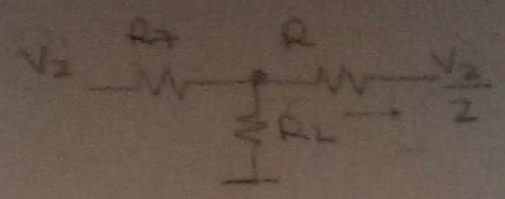
$$V_o \frac{R_F + R_L}{R_F R_L} - \frac{V_o}{R_F} - \frac{V_e}{R_F} = 0 \Longrightarrow i_o \text{ es indep. de } R_L$$

$$\Longrightarrow V_o\left(-\frac{1}{\cancel{R_F}} + \frac{R_F + R_L}{\cancel{R_F} R_L}\right) = \frac{V_e}{\cancel{R_F}}$$

$$V_o \frac{R_F + \cancel{R_L} - \cancel{R_L}}{R_L} = V_e$$

$$\Longrightarrow V_o = \frac{R_L}{R_F} \cdot V_e \Rightarrow i_o = \frac{V_e}{R_F}$$





$$V_x = V_2 \cdot \frac{R_L // R}{R_L // R + R_7} + \frac{V_2}{2} \cdot \frac{R_7 // R_L}{R_7 // R_L + R}$$

$$\Rightarrow I_x = \frac{V_x - V_2}{R} \qquad I = \frac{V_2 - V_y}{R}$$

$$I_x \cdot R = V_x - V_2 \qquad I_R = V_2 - V_y$$

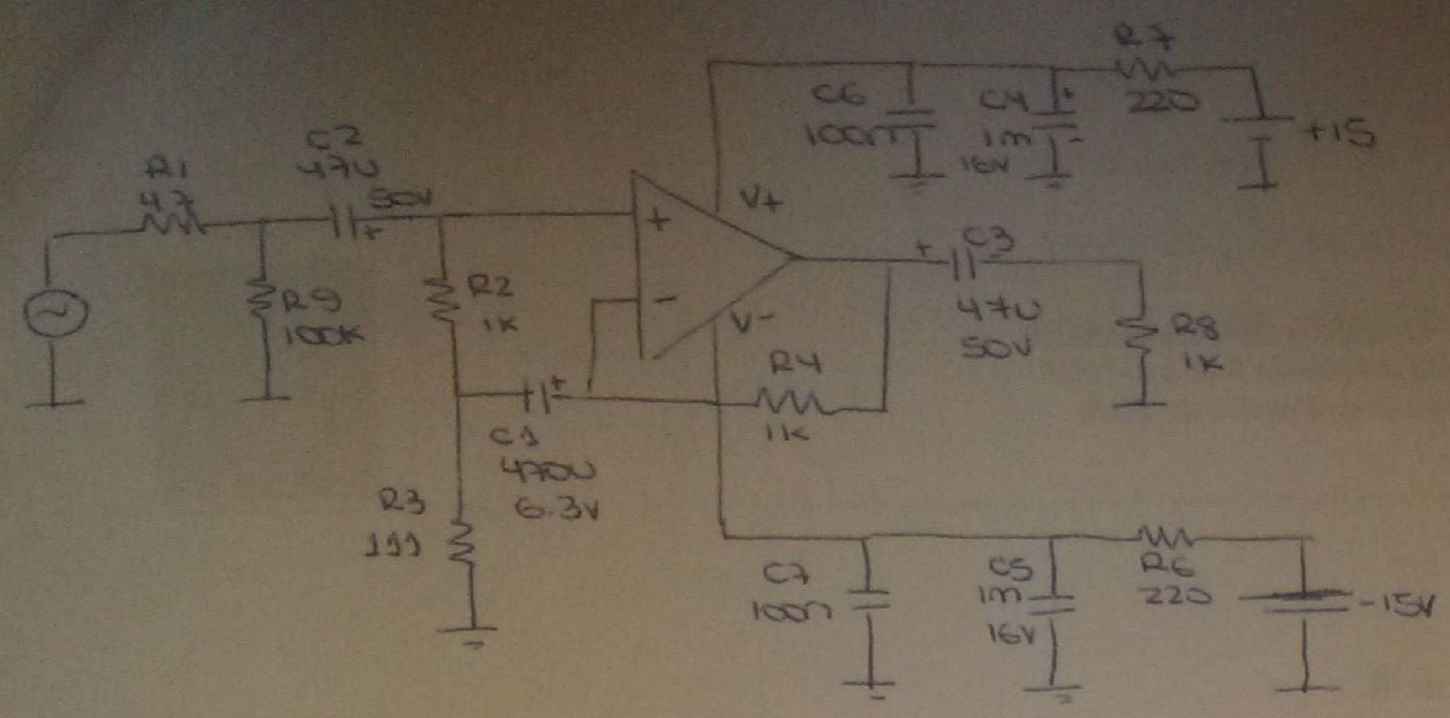
$$\Rightarrow V_x - \frac{V_2}{2} = V_2 - V_y$$

$$\underbrace{V_y = -V_2 - V_x}$$

$$\hookrightarrow V_y = 0$$

$$V_x = V_2 \frac{R_L // R}{R_L // R + R_7} + \cancel{\frac{V_2}{2} \frac{R_7 // R_L}{R_7 // R_L + R}}$$

$$V_x = V_2 \cdot \frac{R_L // R}{R_L // R + R_7} \approx V_2$$



$a_v = 80dB$

$r_i = 2M$

$r_o = 75$

$SR = 0{,}5 V/\mu s$

$I_{os} = 200n$

$I_o = 500n$

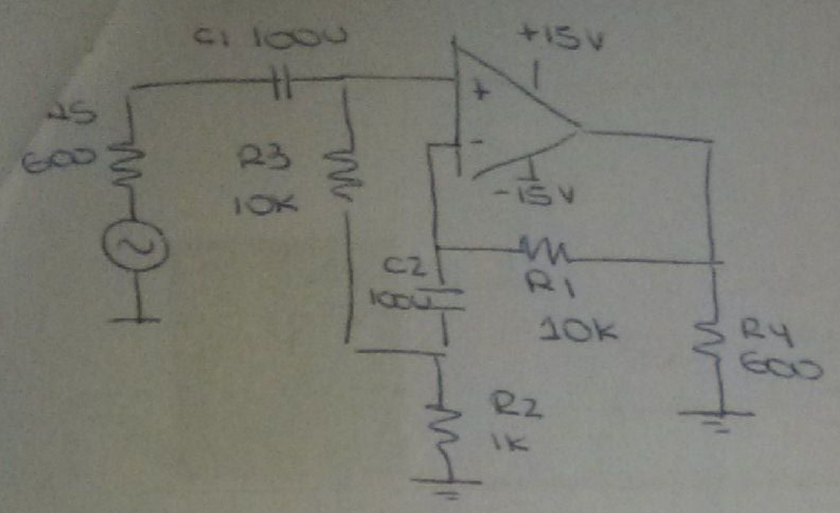
$V_{os} = 5mV$

$V_{omax} = V+ - 2V$

$-V_{omax} = V- + 2V$

Zin que ve el generador?

Zo que ve la carga?

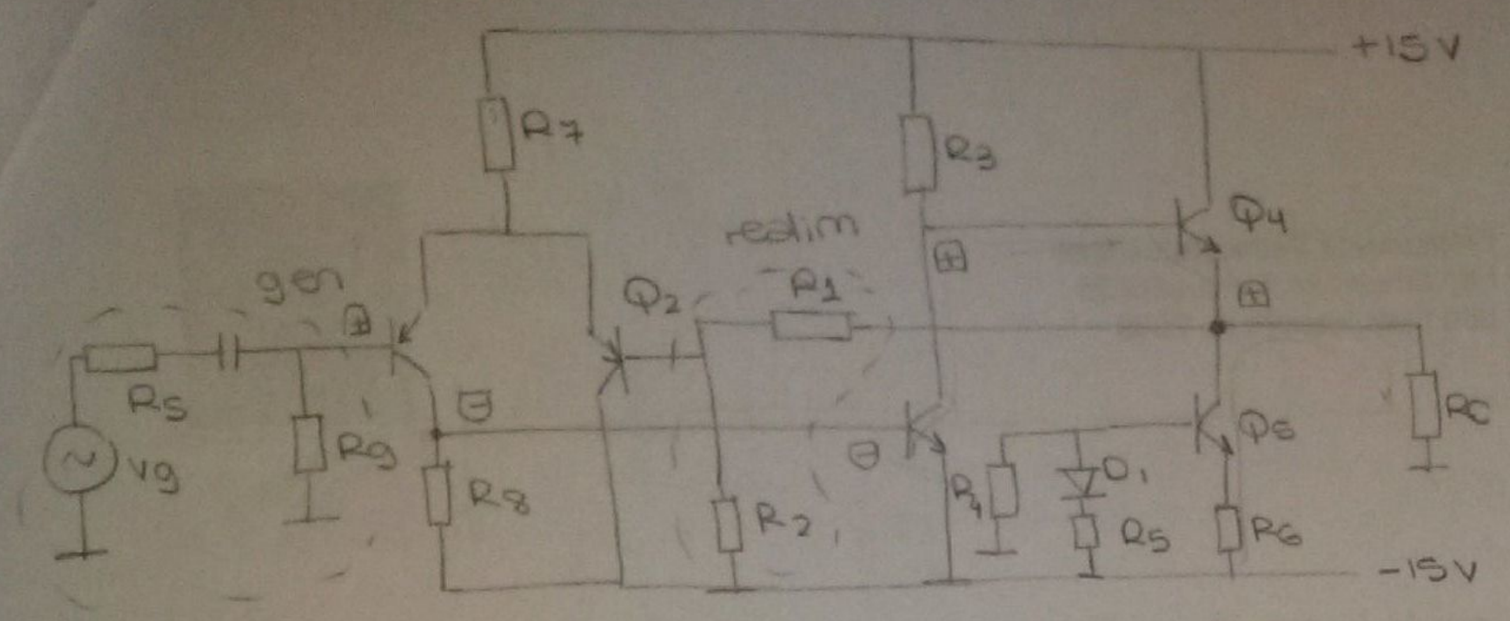


Ganancia de tensión

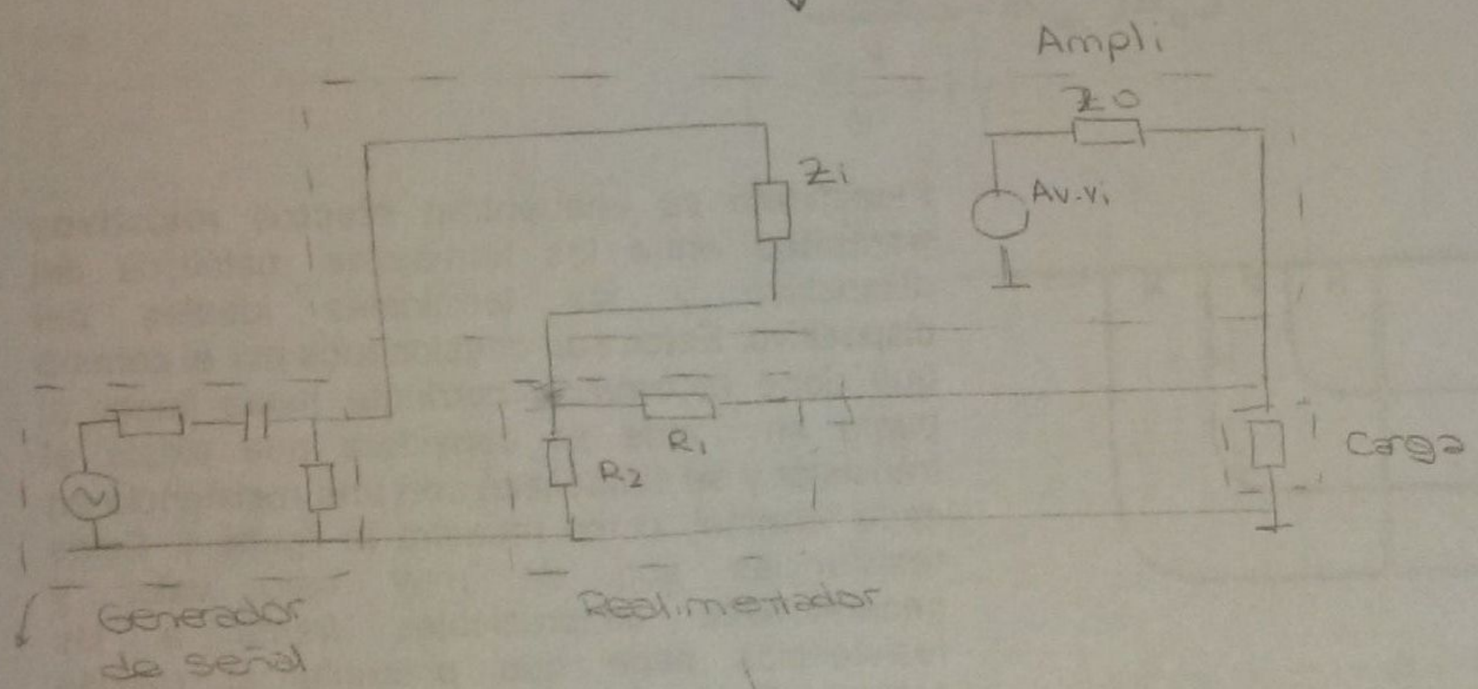
Slew rate

Imp. de entrada

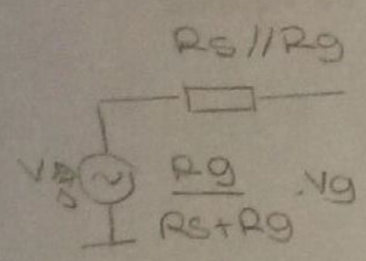
Imp. de salida



se puede modelar como

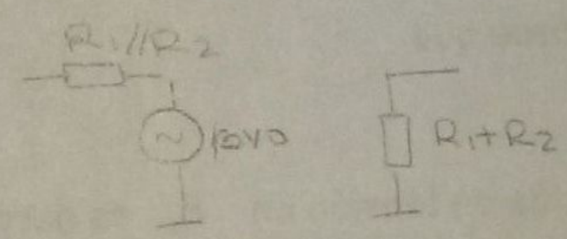


Equiv de Trev del generador



$R_x = R_1 // R_2$ $\qquad$ $R_y = R_1 + R_2$

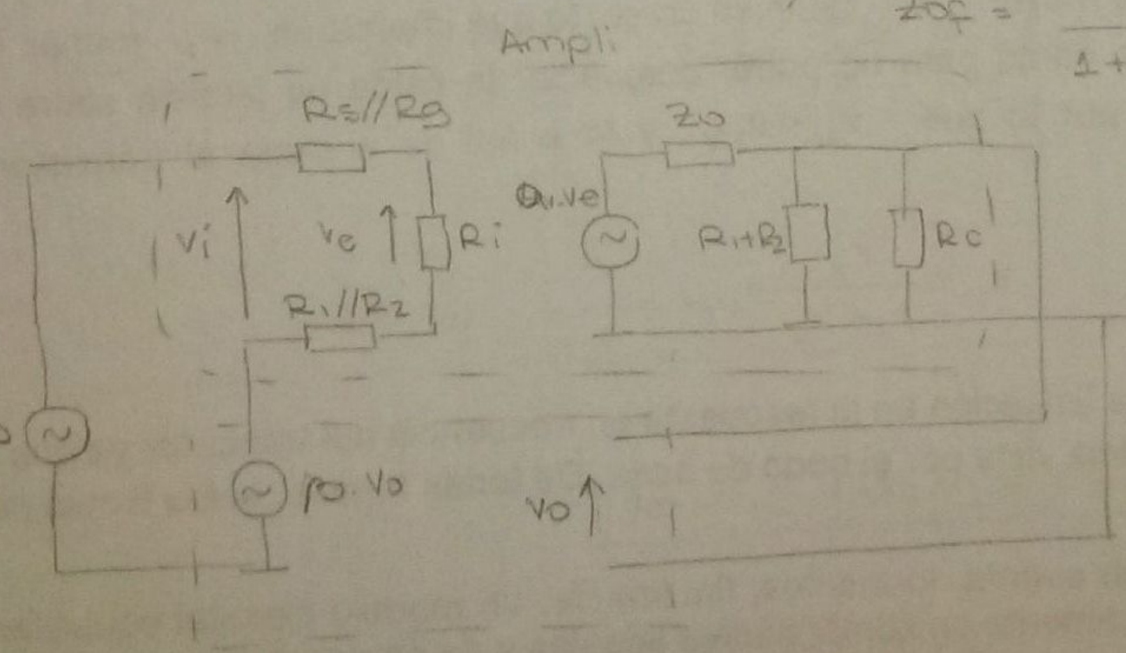
$V_f = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_o$



Reagrupo:

$Z_{if} = (1+af) \cdot (R_s//R_g + R_i + R_1//R_2)$

$Z_{of} = \frac{1}{1+af} \cdot (Z_o + (R_1+R_2)//R_c)$



$V_e = \frac{R_i}{R_i + R_s//R_g + R_1//R_2} \cdot V_i$

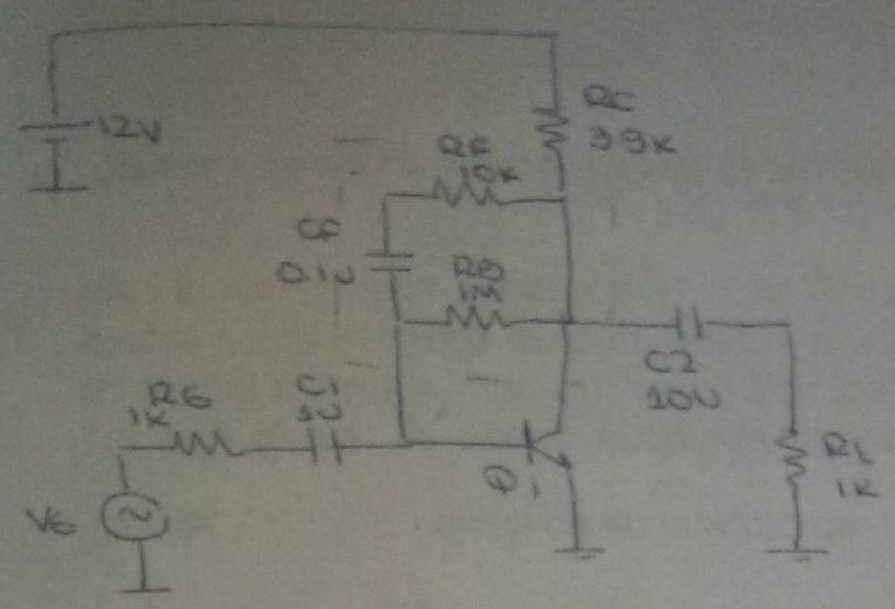
$$a = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{(R_1+R_2)//R_c}{Z_o + (R_1+R_2)//R_c} \cdot a_v \cdot V_e}{\frac{R_i + R_1//R_2 + R_s//R_g}{R_i} \cdot V_e} = a_v \frac{(R_1+R_2)//R_c}{Z_o + (R_1+R_2)//R_c} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_1//R_2 + R_s//R_g}$$

Si $af \gg 1$

$\Longrightarrow \boxed{A = \frac{1}{f}}$

→ Para calcularla se desactiva el retroalimentador

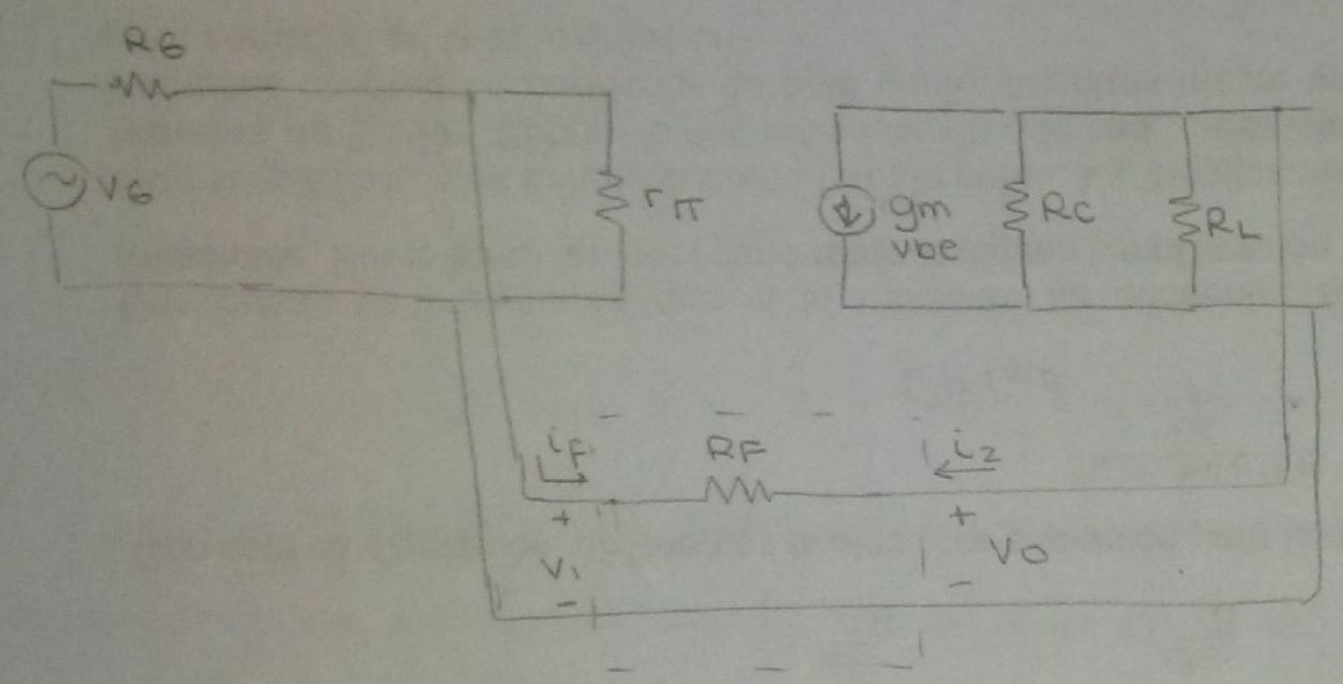
y de las dispo.



Si tomamos

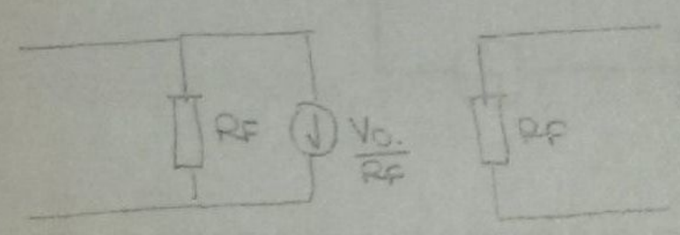
$R_F = 10K // 1M \simeq 9{,}9K$

→ muestrea tensión y suma corriente

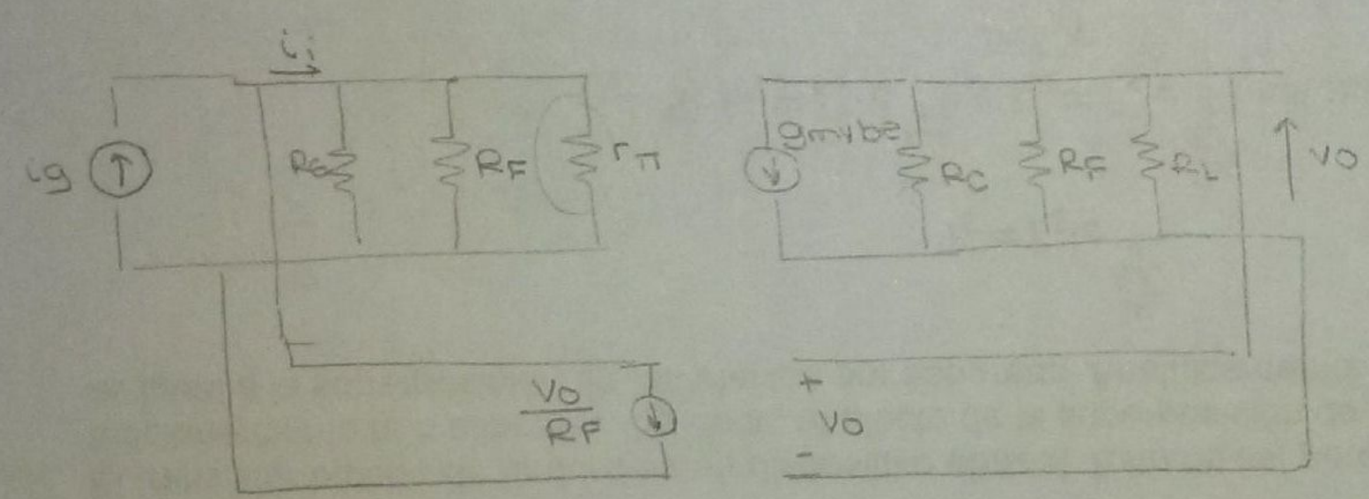


$$\left.\frac{i_f}{V_o}\right|_{V_1=0} = \frac{1}{R_F}$$

Tengo que hallar el equivalente del realimentador



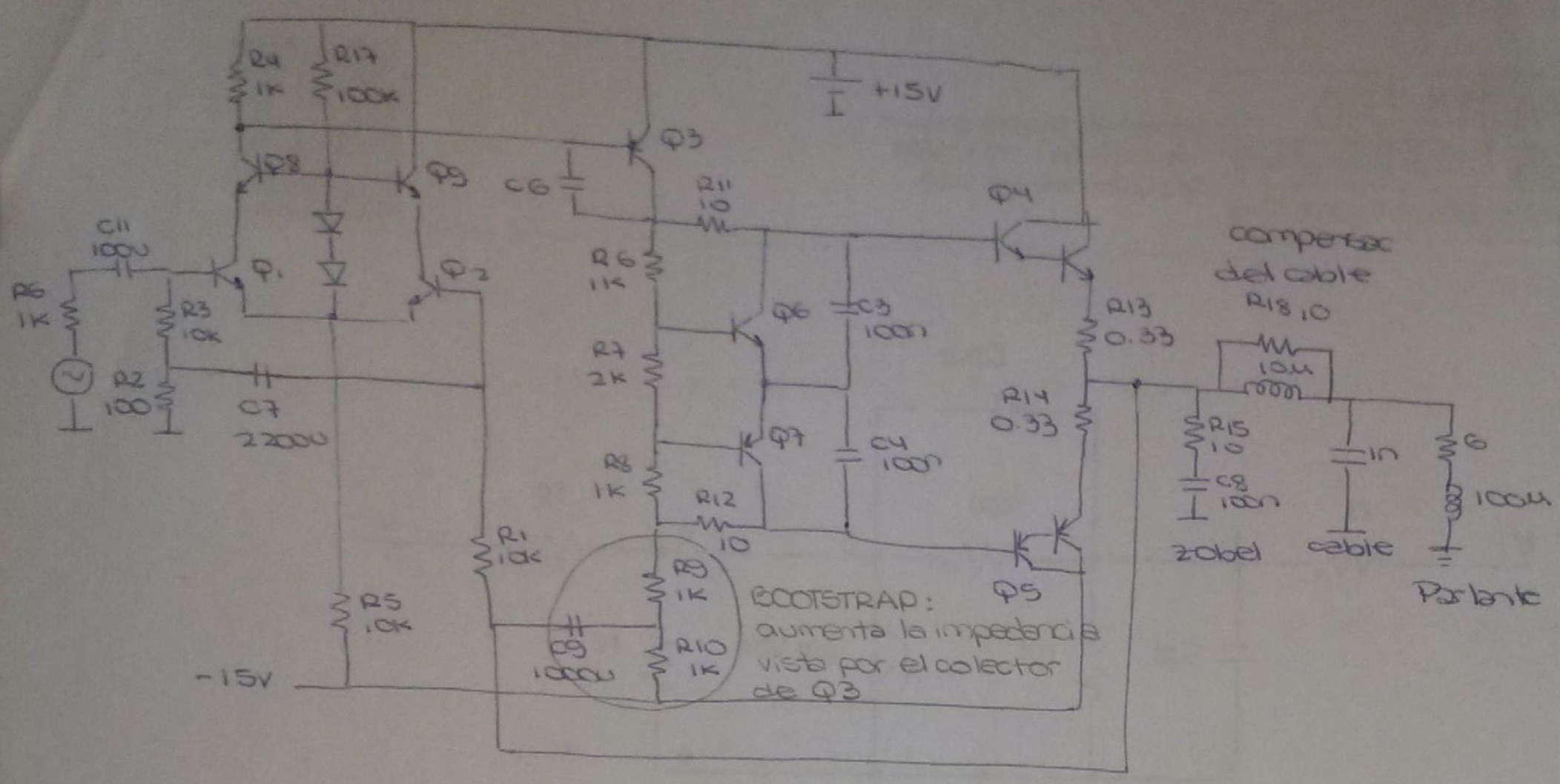
Entonces, el equivalente del circuito considerando un realimentador ideal es:



$$A_i = \frac{V_o}{i_g} \qquad a = \frac{V_o}{i_i} = \frac{-g_m v_{be}\,(R_C // R_F // R_L)}{\dfrac{v_{be}}{R_G // R_F // r_\pi}} = -g_m \cdot (R_C // R_F // R_L)(R_G // R_F // r_\pi)$$

$$R_{if} = \frac{1}{1+af} \cdot (R_G // R_F // r_\pi) \qquad R_{of} = \frac{1}{1+af} \cdot (R_C // R_F // R_L)$$

.0 de Parcial 26/5



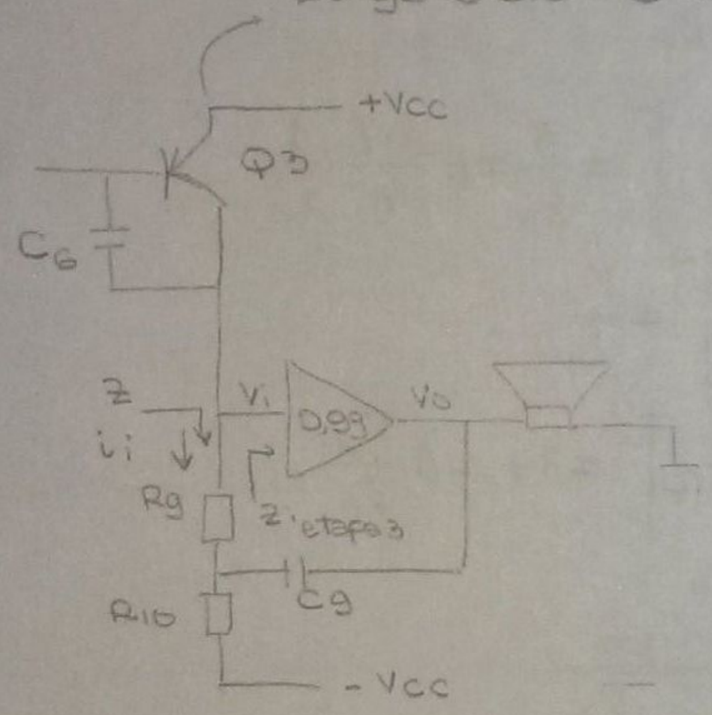
con R=2 ⟶ av = 70dB p1 = 22K , p2 = 1,4M , p3 = 70M

¿ El ampli requiere una compensación (C6>0pF) para R2=100Ω? SI NO

calcular la impedancia de salida (que ve el parlante) a 1 kHz

C9, R9 y R10 forman un circuito bootstrap:

La ganancia de tensión de esta etapa es $g_{m2} \cdot Z // \underbrace{Z_{i\,etapa\,3}}_{\beta_1\ \beta_2\ R_{parlante}}$



$V_o = 0{,}99\, V_i$

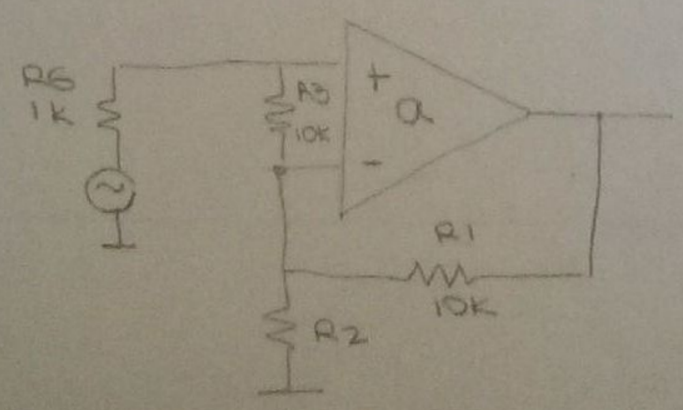
$i_i = \frac{V_i - V_o}{R_g}$

$Z = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_i}{V_i - V_o} \cdot R_g$

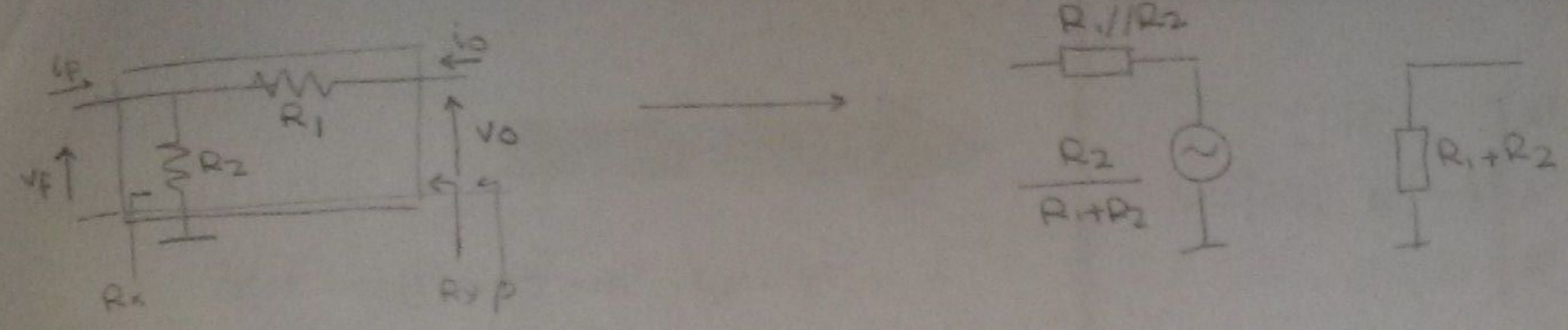
$= \frac{V_i}{0{,}001\, V_i} R_g$

$= 100\, R_g$

_Separación del circuito en bloques:

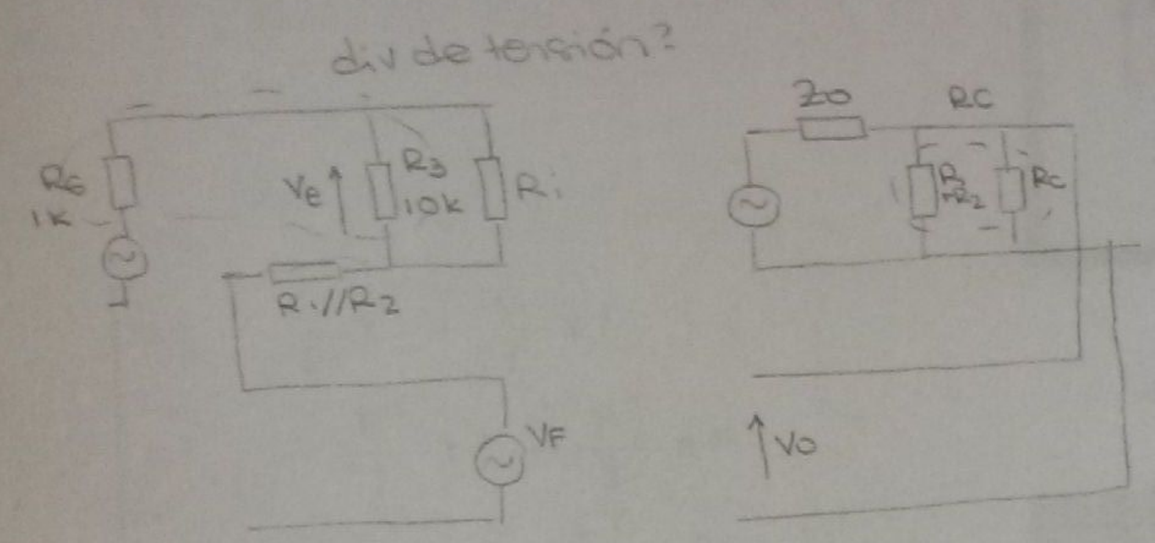


...ettador



$$f = \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{100}{10K+100} = 9{,}9 \cdot 10^{-3}$$

Puedo reescribir el circuito, como generador + ampli + realimentador ideal



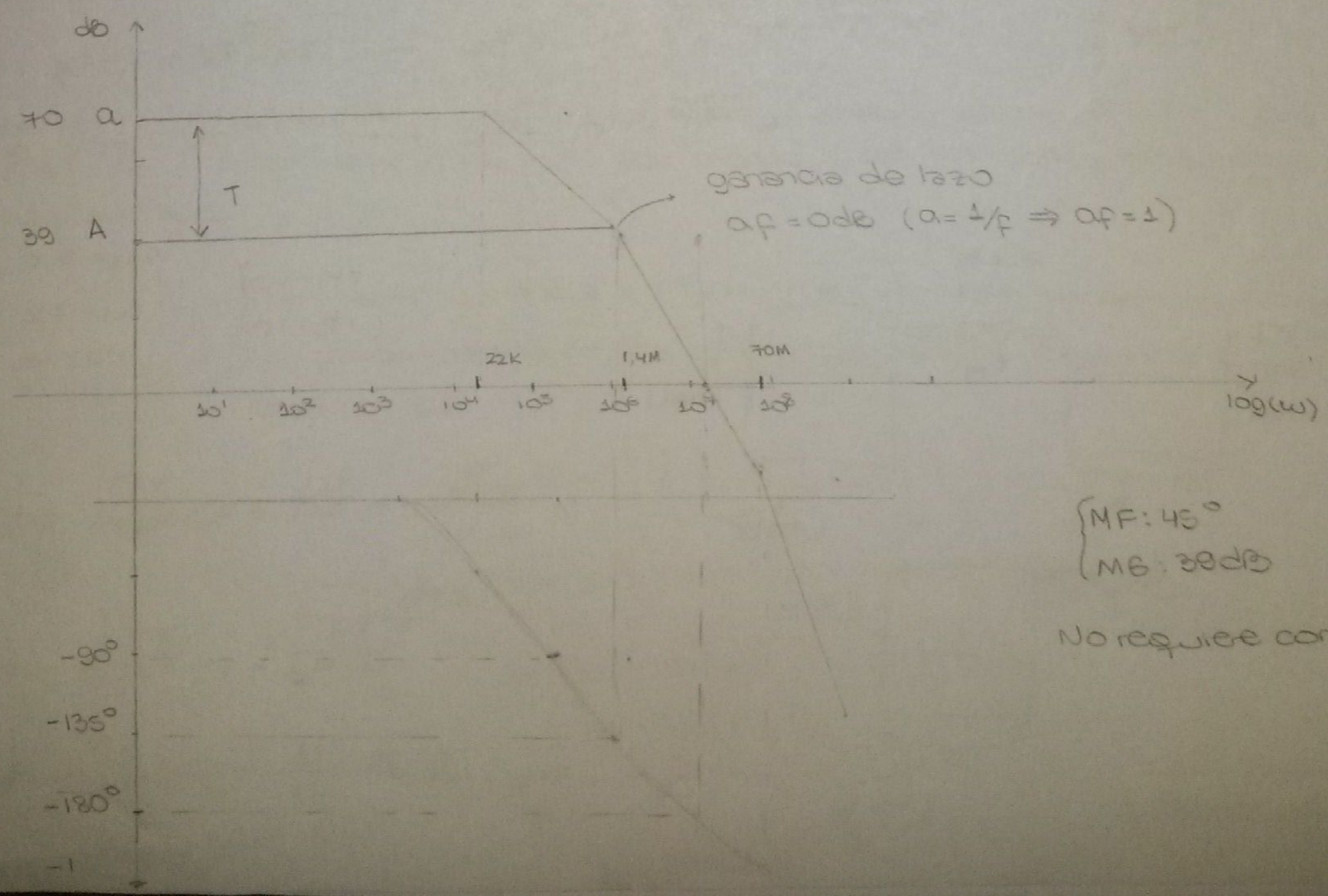
$a_v \longrightarrow$ ganancia del ampli a lazo abierto

$a \longrightarrow$ ganancia del ampli modificado a lazo abierto

$\hookrightarrow$ si $R2 = 0 \Rightarrow a_v = a$

$$\Rightarrow T = af = \underbrace{70dB}_{3{,}16 \cdot 10^3} \cdot f = 3{,}16 \cdot 9{,}9 = 31$$

$$A = \frac{a}{1+af} \cong \frac{1}{f} \cong 101 \longrightarrow A \cong 92 \longrightarrow 39dB$$



$\begin{cases} MF: 45° \\ MG: 39dB \end{cases}$

No requiere compensación

6 DE COMPENSACION

Ganancia del ampli. en baja frec: 50000 $\longrightarrow a_0 \cong 74dB$

$p_1 = 250K$

$p_2 = 5M$

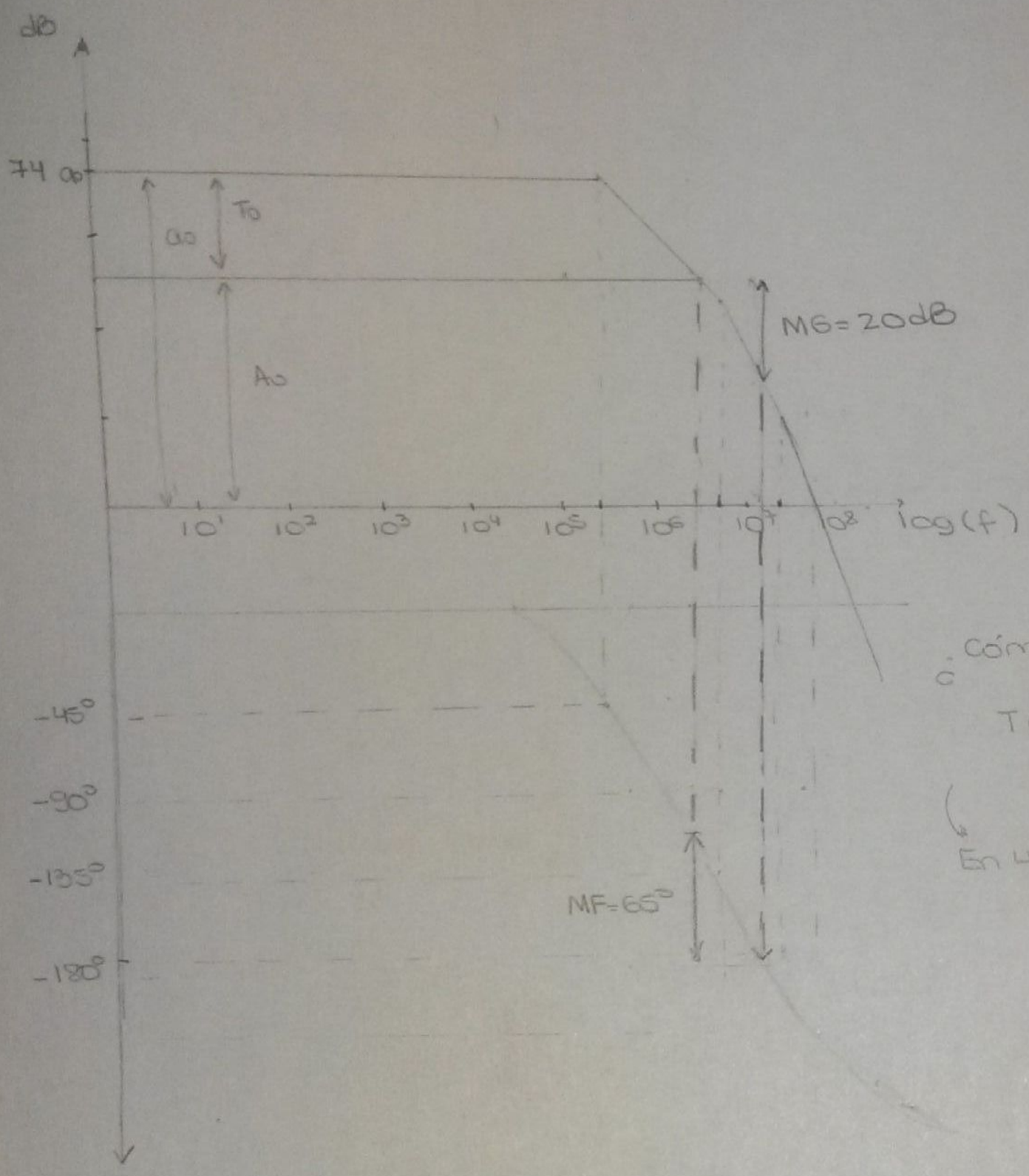
$p_3 = 25M$

forward gain: A

feedback factor: f

a_0: low frequency gain

DIAGRAMA DE MÓDULO Y FASE



Sistema realimentado

$\longrightarrow$ ganancia = 50dB

$A = 50dB$

$\Rightarrow T_0 = 24dB = 15,85$

$\Rightarrow BW = (1+15,85).250K = 4,2MHz$

¿Cómo calculo el MF?

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{(1+j\frac{f}{p_1})(1+j\frac{f}{p_2})(1+jf/p_3)}$$

En 4,2MHz: $p_1 \rightarrow 86,6°$, $p_2 \rightarrow 40°$, $p_3 \rightarrow 8,5°$

$\Rightarrow \measuredangle T(j\omega) = -136,1°$

$\Rightarrow \underline{MF = 43,9°}$

- Compensar por polo dominante para utilizar el amplificador realimentado con ganancia unitaria y un margen de fase de 45°, asumiendo que los polos originales no resultan alterados

$\hookrightarrow$ Para tener ganancia unitaria y MF de 45°, tengo que agregar un polo dominante p_D en una frecuencia inferior a p_1 tal que en p_1:

$$|T(j2\pi p_1)| = 1 \quad y \quad \measuredangle |T(j2\pi p_1)| = -135°$$

Entonces, para $f = 1$, esto debe ocurrir para

$$a_0 p_D = 1 \cdot p_1$$

$$\underline{p_D = \frac{p_1}{a_0} = 50 Hz}$$

pensar el ampli realimentado para una ganancia de 20dB y un margen fase de 45° $\longrightarrow$ $\angle(T(j2\pi p_2)) = -135°$ $\quad |T(j2\pi p_2)| = 1$

$\longrightarrow$

$$p_0 \cdot a_0 = p_1 \cdot 20dB \longrightarrow p_0 = \frac{250K \cdot 20dB}{74dB} = \underline{67{,}5K}$$

$$p_0 = \frac{p_1 \cdot 20dB}{a_0} = \frac{p_1}{\frac{a_0}{20dB}} \quad \frac{6}{10}$$

Ampli de tensión compensado

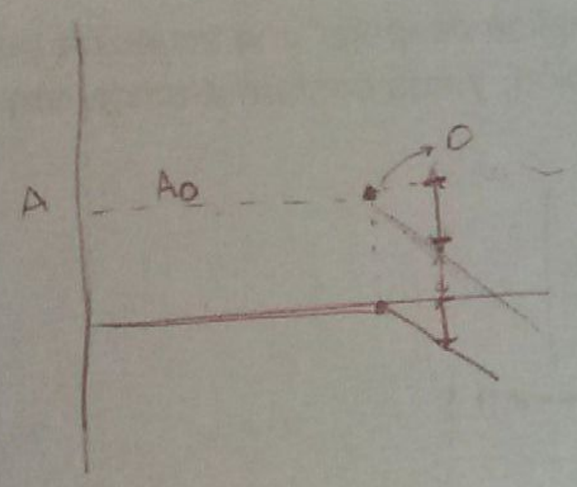
MF = 45°

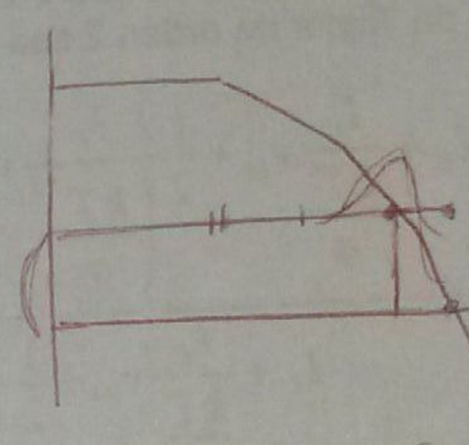
Ganancia de 0 dB

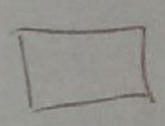
BW = 1MHz

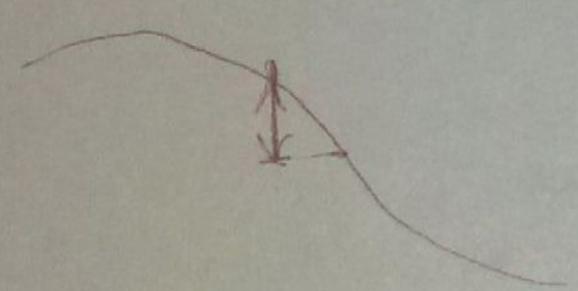
THD = 0,005%

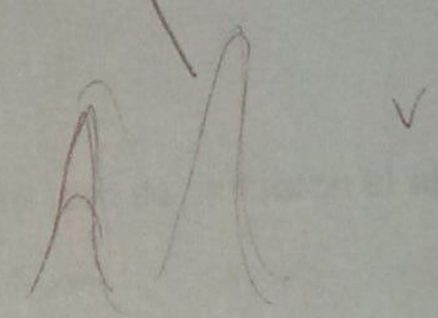
Se quiere modificar el ampli para usarlo en un preampli con ganancia de 40dB.











ENSACIÓN (2)

ampli de tensión

MF = 45°, G = 0dB

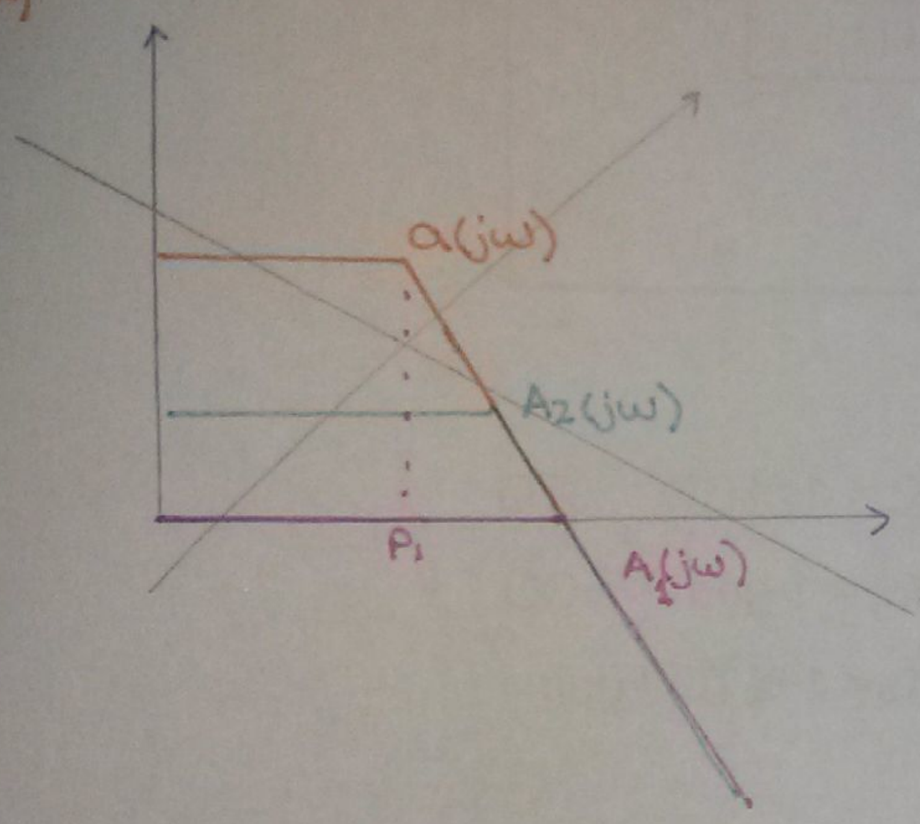
BW = 1MHz

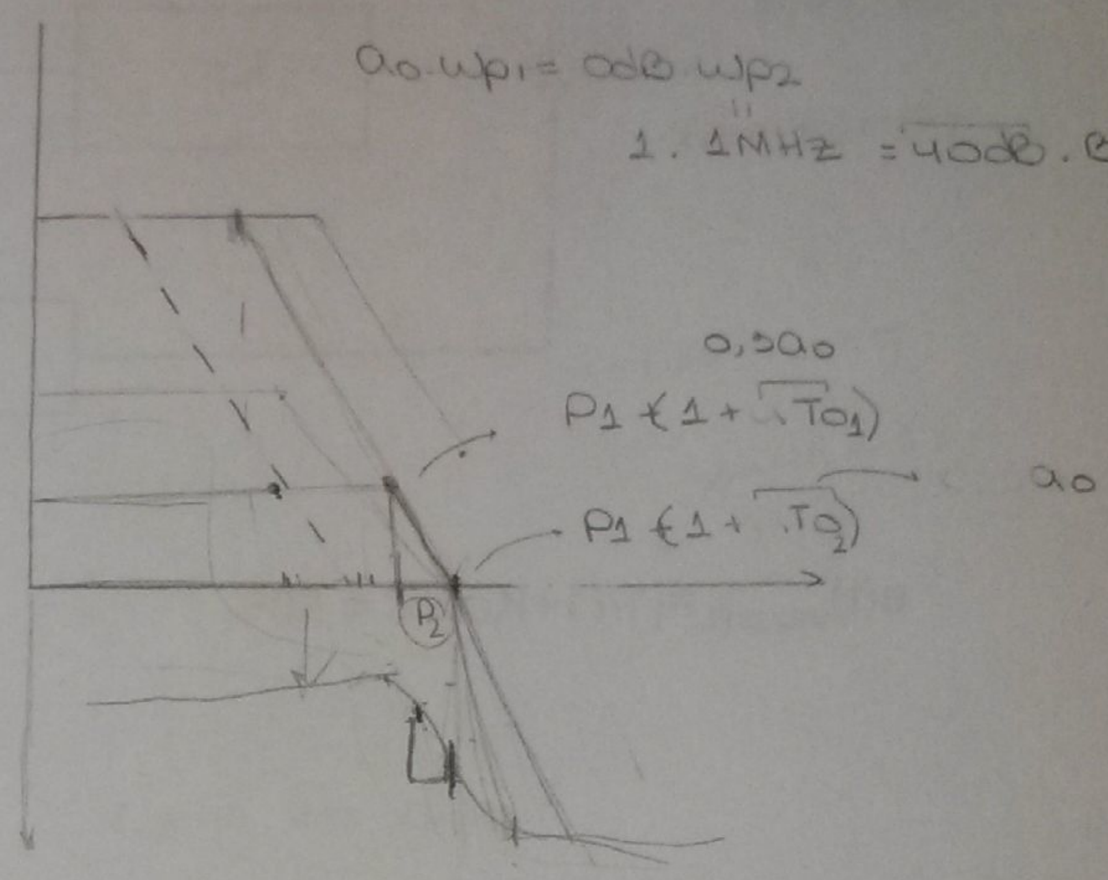
THD = 0,005%

$A = \frac{1}{f} \Rightarrow f = \frac{1}{3,15} = 0,316$

→ Preampli: MFG = 40dB

a)





$a_0 \cdot w_{p1} = 0dB \cdot w_{p2}$

$1 \cdot 1MHz = 40dB \cdot BW_1$

$(1 + a_0) \cdot P_1 = 315K$

$P_1 = \frac{315K}{1 + 0,3a_0} = \frac{1M}{1 + a_0}$

$0,3(1 + a_0) = 1 + 0,3a_0$

$\frac{\infty}{1 + j\frac{315K}{1M}}$ 17°

$-y_1 + a x_1 + b = -y_2 + a x_2 + b$

$y_2 - y_1 = -a(x_2 - x_1) \longrightarrow 40dB = -20dB \cdot (x_2 - 6)$

$20dB = \frac{\overbrace{y_1 - y_2}^{40dB}}{x_1 - x_2}$

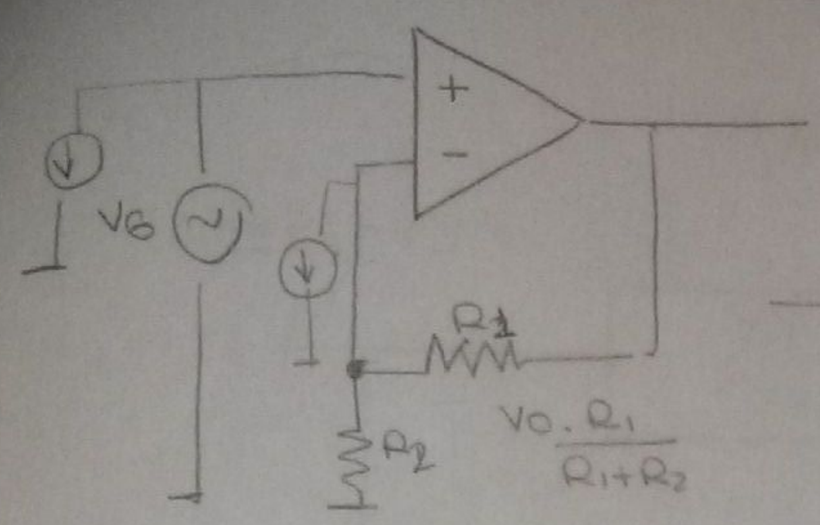
$-2 + 6 = x_2$

$4 = x_2$

$x_1 - x_2 = 2$

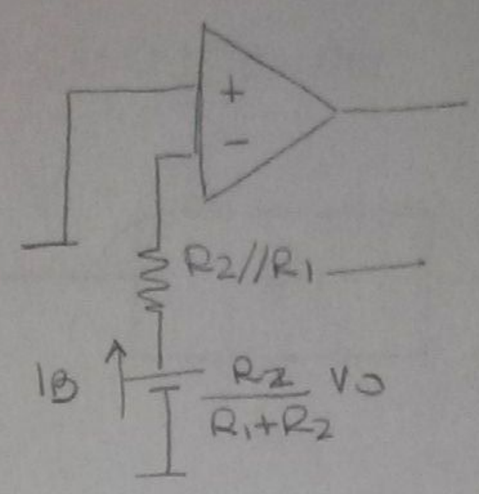
SR(w)V

...NTO DE LA TENSIÓN DE SALIDA EN OPAMPS



$I_B = 1\mu A$

$I_{OS} = 0$



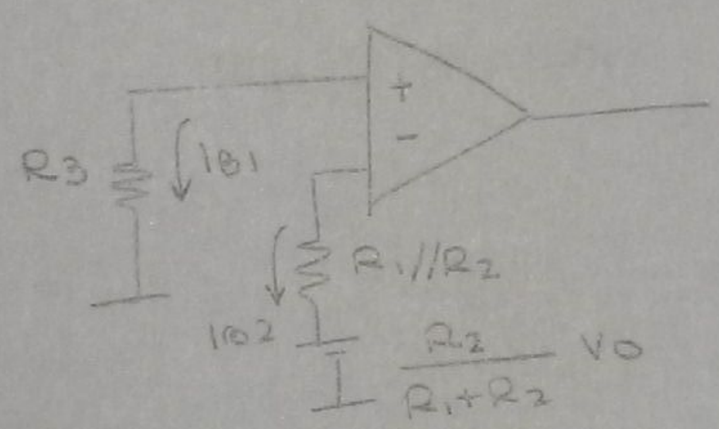
$\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$

$\Longrightarrow I_B = \frac{V_O}{R_1}$

$\longrightarrow I_B \cdot R_1 = V_O$

$1\mu \cdot 1M = 1V$

Cómo se compensa el corrimiento?



$V_{id} = 0 \Longrightarrow V_+ = V_-$

$I_{B1} R_3 = I_{B2}(R_1 // R_2) + V_O \frac{R_2}{R_1+R_2}$

Si $R_3 = R_1 // R_2$

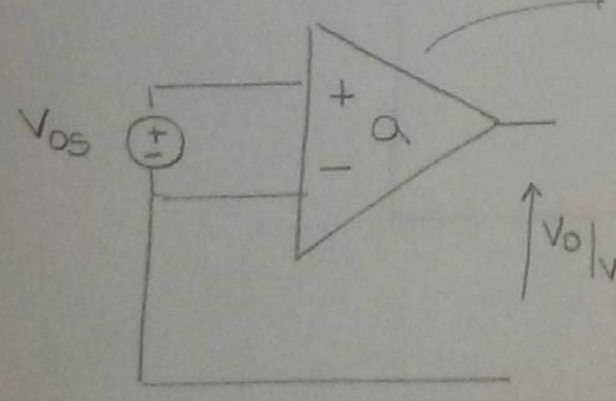
$\Longrightarrow \frac{I_{OS}(R_1 // R_2)}{\frac{R_2}{R_1+R_2}} = V_O \Rightarrow \underline{V_O = R_1 I_{OS}}$

Si $I_{OS} = 0$
$\Longrightarrow V_O = 0$

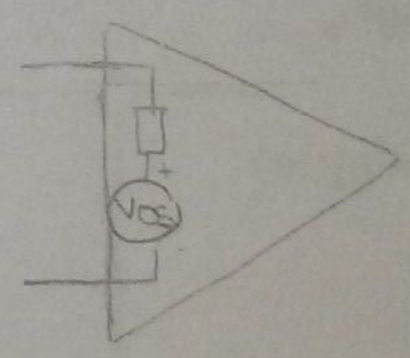
Tensión de offset a la entrada ($V_{id} \neq 0$)

Si $V_O \neq 0$, incluso cuando $V_{id} = 0$, se debe corregir este corrimiento aplicando a la entrada una tensión continua.

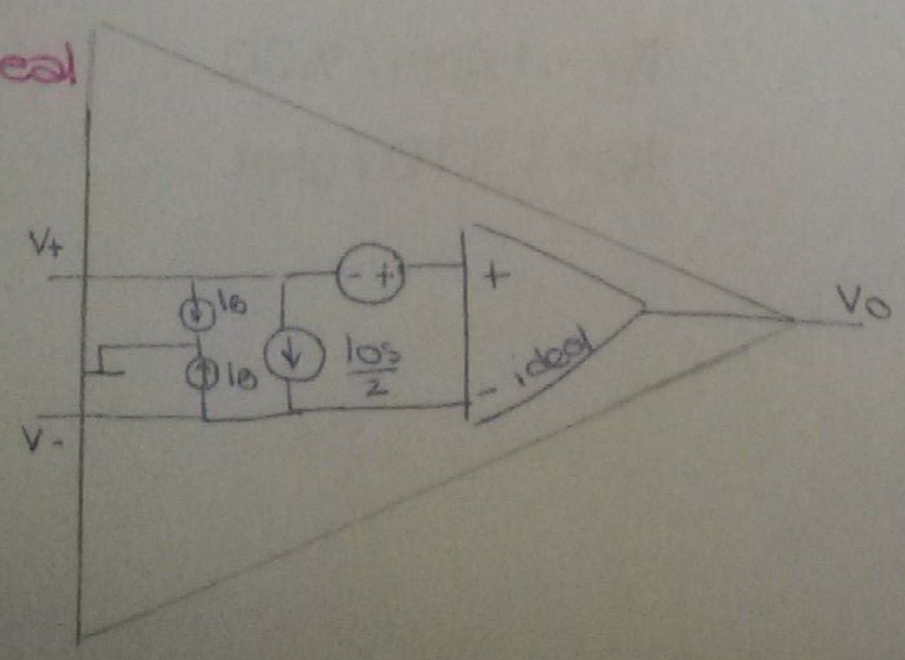
Se considera V_{OS} aplicada a la entrada (+)

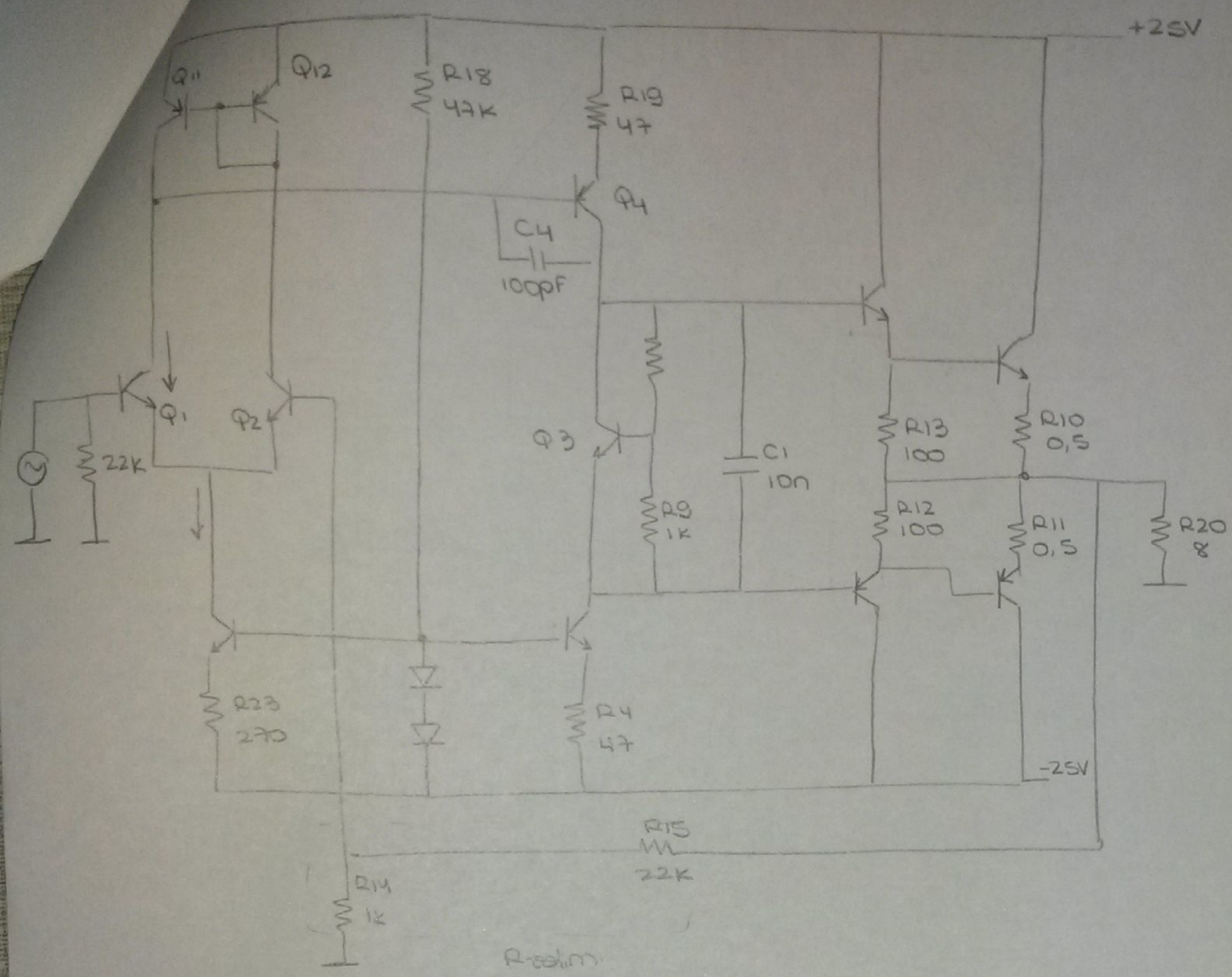


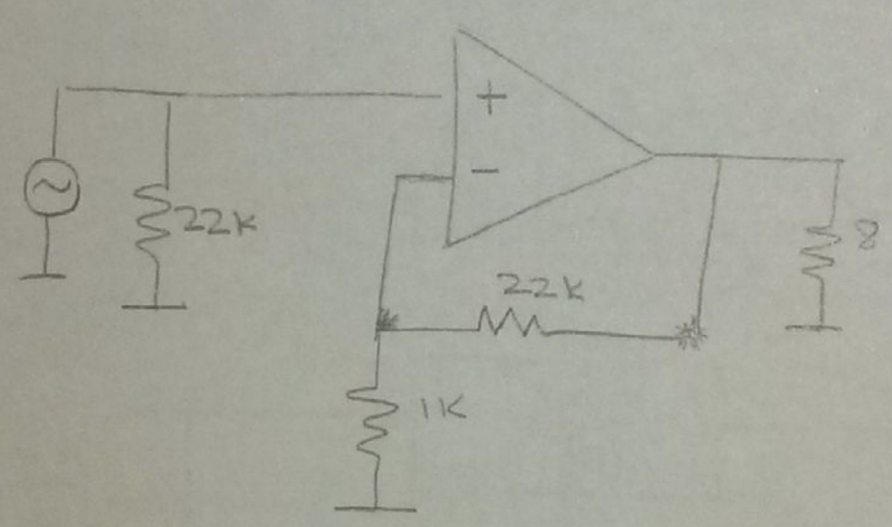
$V_{OS} = \frac{V_O|_{V_{id}=V_{OS}}}{a} = 0$



⇒ Ampli real







Parámetros del ampli sin realimentar?

Etapa 1

$$-g_{m1} \cdot \left[r_{o1} // r_{o11} // (r_{\pi 4} + \beta R_{19}) \right]$$

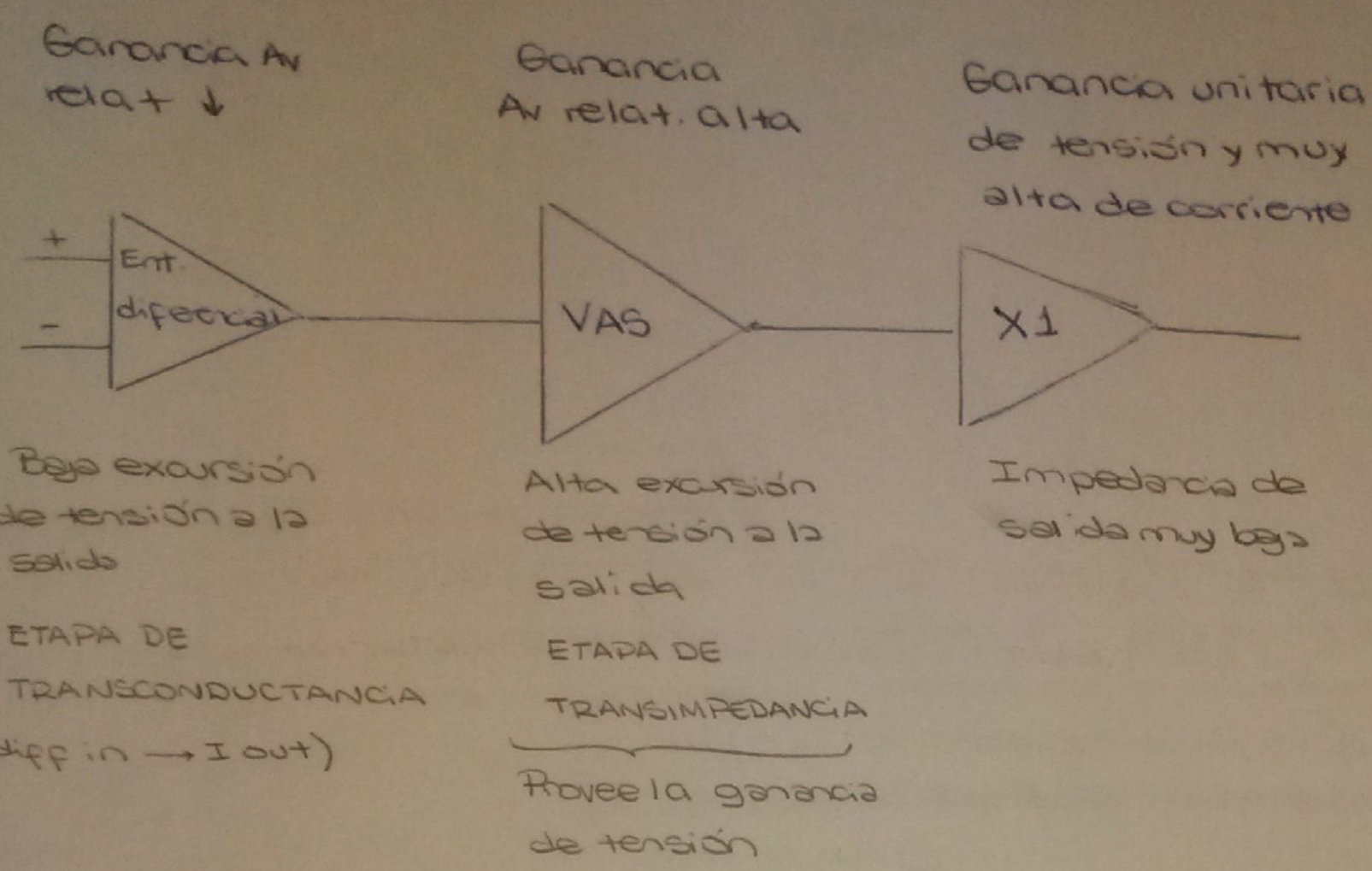
Etapa 2

$$-g_{m4}$$

CIRCUITOS II -

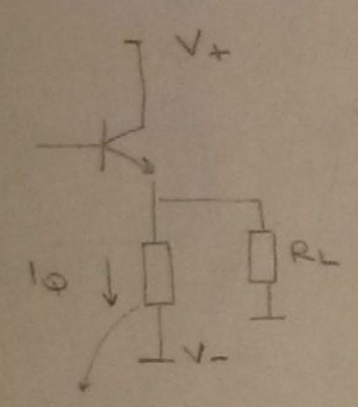
Amplificadores de audio

AMPLIFICADOR DE 3 ETAPAS:



CLASES DE AMPLIFICADORES

Clase A: → En esta clase de amplificadores, la corriente circula continuamente por los dispositivos de salida (independientemente de si hay o no salida de audio)

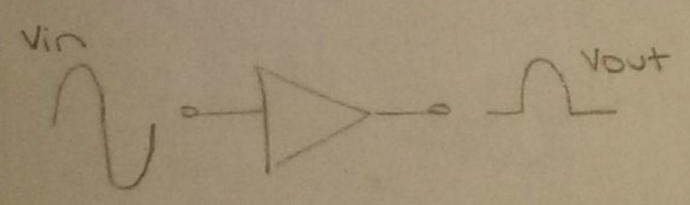


→ Ventaja: Lineales

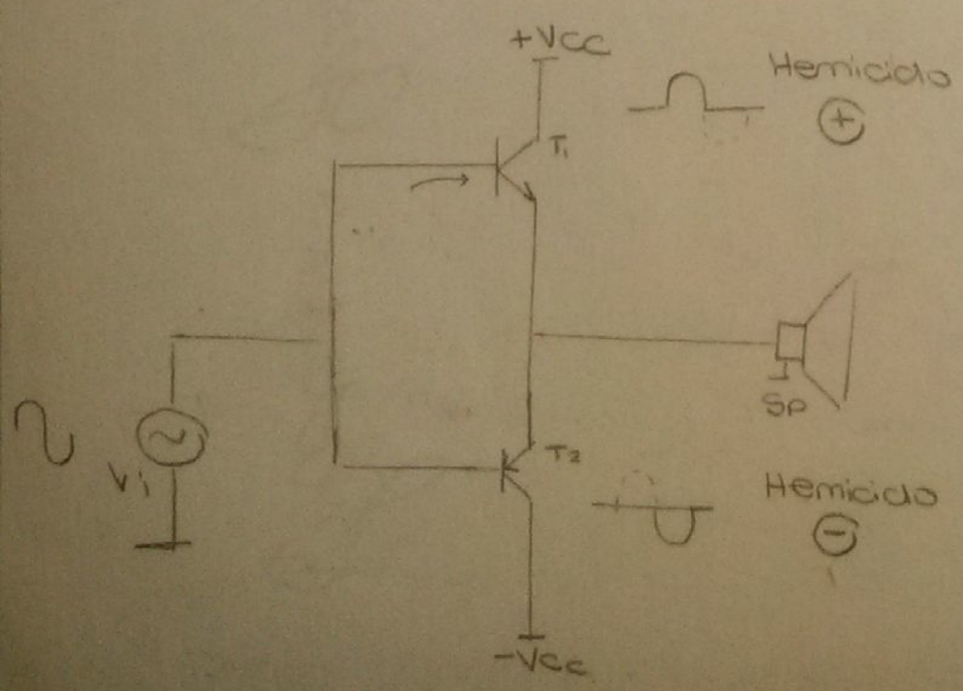
→ Desventaja: Ineficientes (15% ~ 35%)

RE limita la máx. excursión

Clase B: → Conduce sólo en medio ciclo de la señal de entrada.



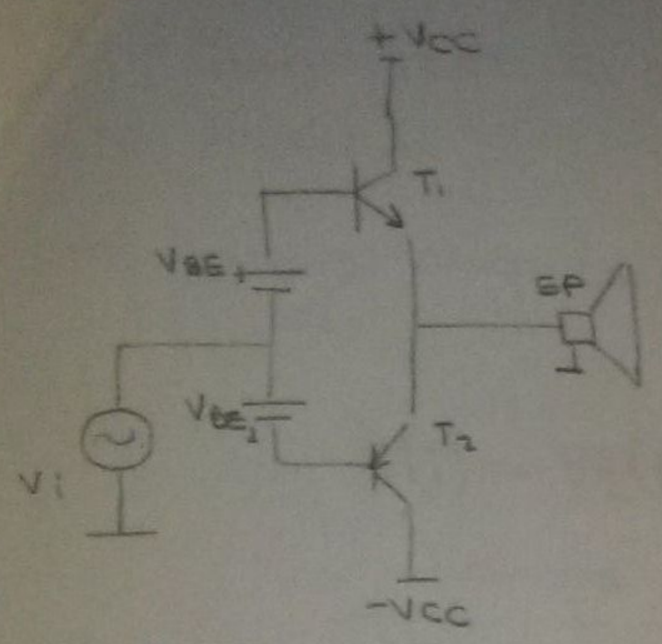
Ejemplo → Clase B Push-Pull: se emplean transistores complementarios, para que cada uno amplifique un semiciclo de la señal y luego ambos se sumen a la salida.



↳ VENTAJA: Eficiencia

↳ DESVENTAJA: Crossover

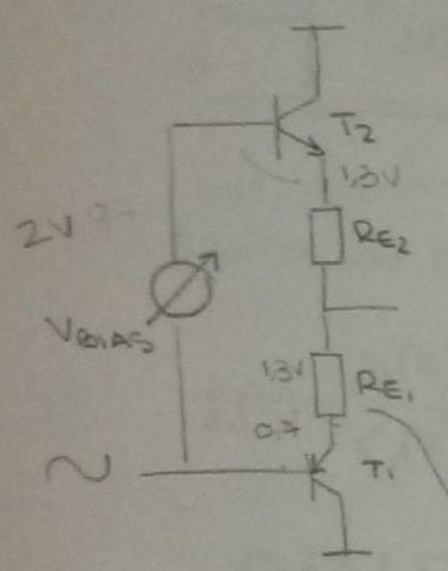
...tar la distorsión por cruce se emplea la siguiente configuración



Otra opción, en lugar de poner fuentes de valor V_{BE} es poner diodos.

OBS:

Si armamos la siguiente configuración:



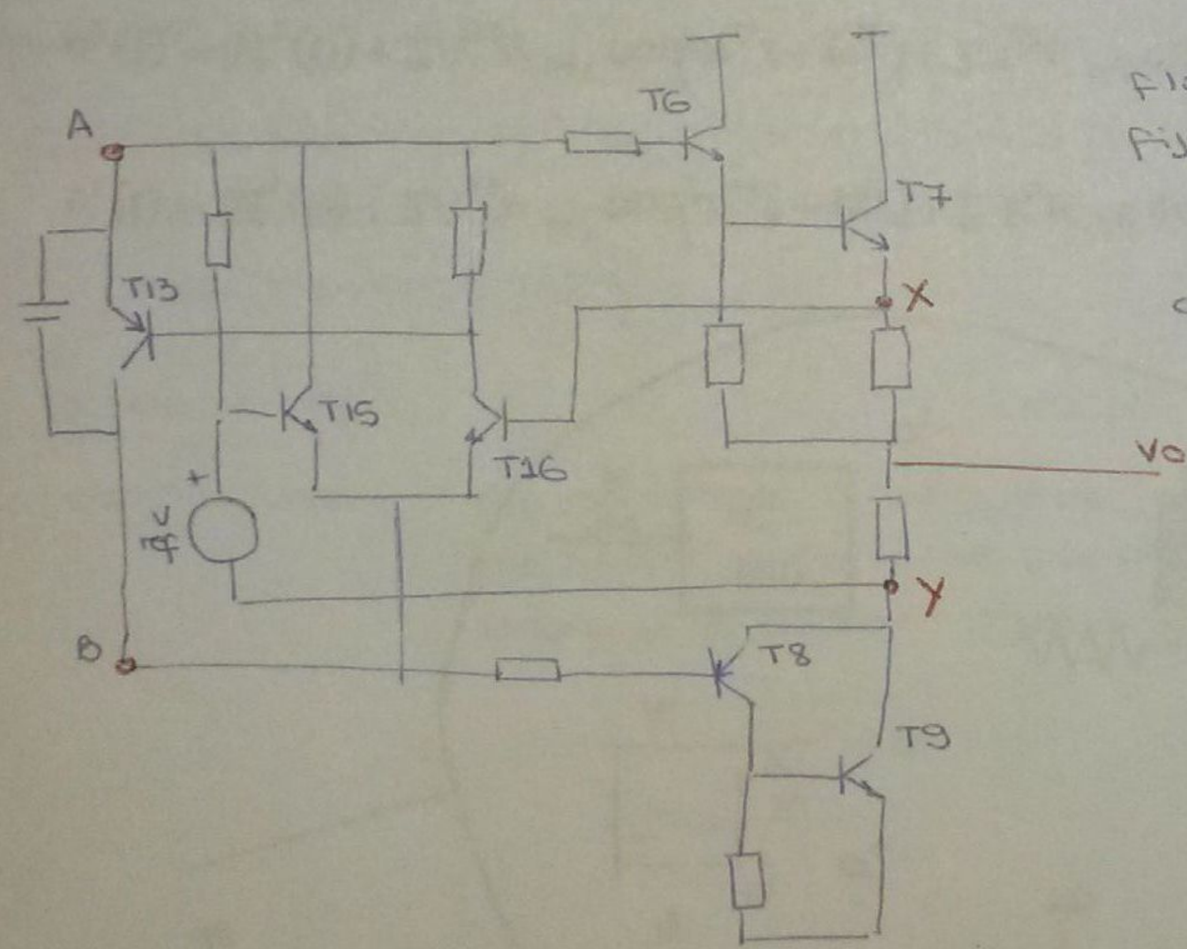
Si la tensión de polarización V_{BIAS} es lo suficientemente elevada, la configuración operará como clase A, en lugar de clase B

↳ Los transistores conducen durante todo el ciclo de la señal de audio.

Estos resistores R_E pueden utilizarse para estabilizar el punto de operación → sensando la tensión aquí, se puede tener una idea de la corriente de polarización que circula por la rama → si esta corriente es excesiva, se activa un sistema de control para bajarla.

Ejemplo del self:

CONFIGURACIÓN PARA REGULAR LA CORRIENTE



Queremos comparar la tensión flotante entre X e Y con una referencia fija ⇒ usamos un par diferencial.

Una de las entradas del par tiene como tensión en la base Y + Vref.

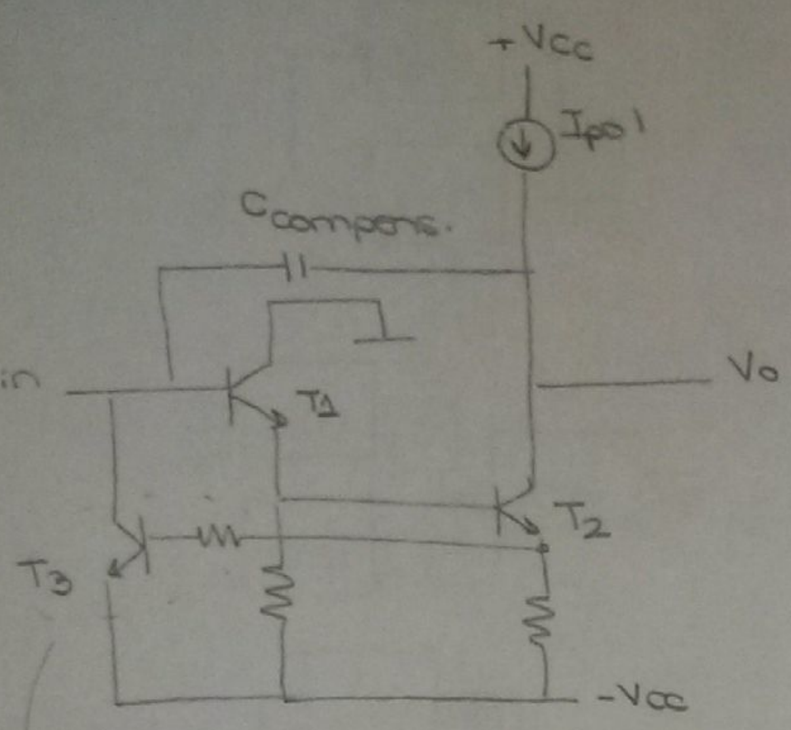
⇒ T15 y T16 comparan la tensión en X con Y + Vref. Si hay demasiada polarización ⇒ T16 se prende, prendiendo más a T13.

Si T13 conduce más, cae la tensión de Bias

oltage Amplifier Stage)

→ Provee toda la ganancia de tensión, pero también debe dar toda la excursión de salida.

Posible configuración para un VAS:



con realim ⊖ de corriente
(EVITA UN EMBALAMIENTO DEL VAS)

T1: seguidor por emisor, actúa a modo de buffer para disminuir el efecto de carga sobre la etapa anterior (no provocar un desbalance de la corriente del par diferencial)

T2: etapa en emisor común → alta ganancia

T3: introduce una realimentación local que muestrea la corriente $I_{C_{T_2}}$. En caso de que esta sea muy grande, se prende T3, ⇒ crea un camino de baja impedancia para la corriente de entrada, que fluye directamente a -Vcc (o gnd para señal)

COMPENSACIÓN

La compensación de un amplificador se relaciona con el ajuste de sus características (amplitud, fase) a lazo abierto de modo que éste sea estable cuando se lo realimente, cerrando el lazo (globalmente)

↳ Qué quiero lograr? que la ganancia de lazo sea menor a 1 cuando la diferencia de fase alcance los 180°, de modo que el sistema NO OSCILE. (realimentación ⊕)

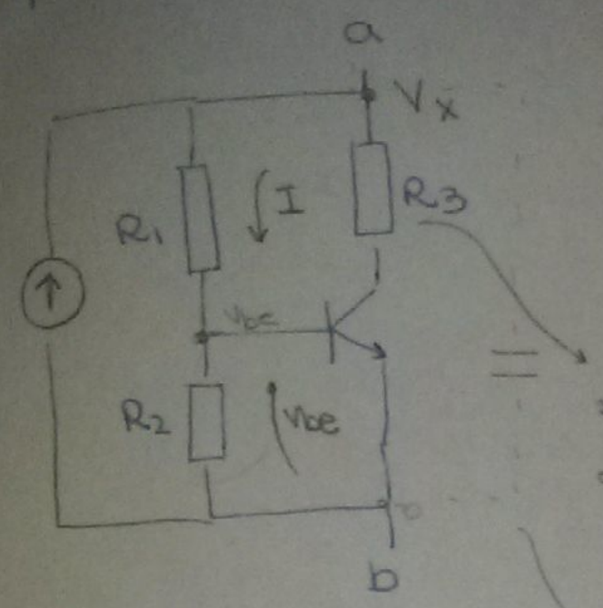
Por POLO DOMINANTE

- TÉCNICA DE MILLER → Agregamos C pequeños (<100pF tip) usando la técnica de multiplicación de Miller → Permite partir polos (correr el polo inferior hacia abajo y el superior hacia arriba)

Multip de Vbe

↓

Además de ser útil en la corrección de distorsión porque se puede utilizar para hacer un seguimiento térmico de los transistores de salida y corregir su punto de polarización en caso de que este cambie debido a la temp.



$$V_{R_1} = I \cdot R_1 \longrightarrow V_{R_1} = \frac{V_{BE}}{R_2} \cdot R_1$$

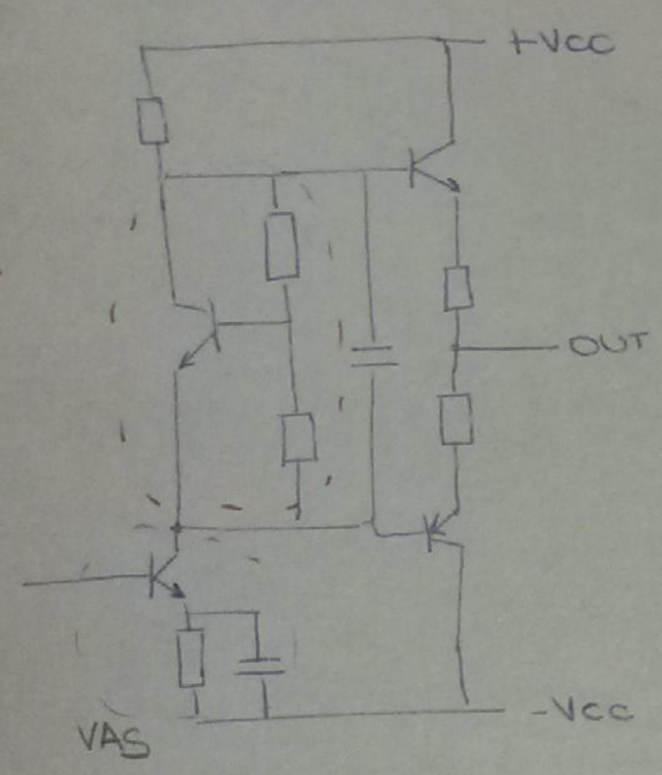
$$V_{R_2} = I \cdot R_2 = V_{BE}$$

Para independizarlo de la corriente de col

$$\Longrightarrow V_{CE} + V_{R_3} = V_{BE}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Capacitor de compensación

⇒ Etapa de salida clase B



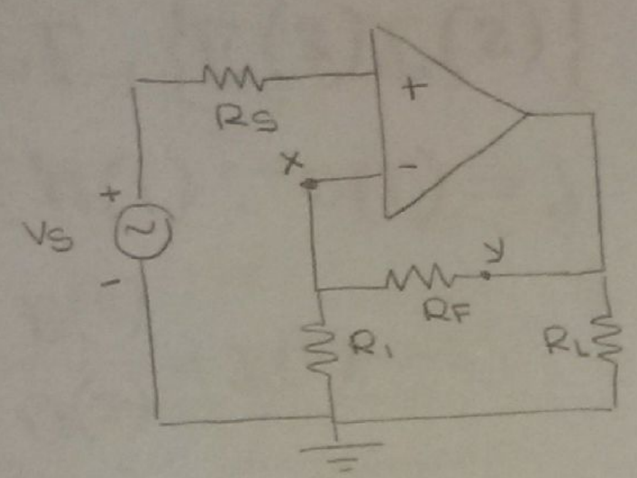
REALIMENTACIÓN

ANÁLISIS DE REALIMENTACIÓN:

1. Identificar la red de realimentación
2. Identificar el tipo de realimentación a la entrada y a la salida.
3. Tener en cuenta los efectos de la red de realimentación sobre la ganancia a lazo abierto, modificando el ampli de la siguiente manera:

a. Cortocircuitar los terminales de realim colgados en // , de modo que no haya señal de tensión ~~que~~ en la red de realim. (conectar a tierra)

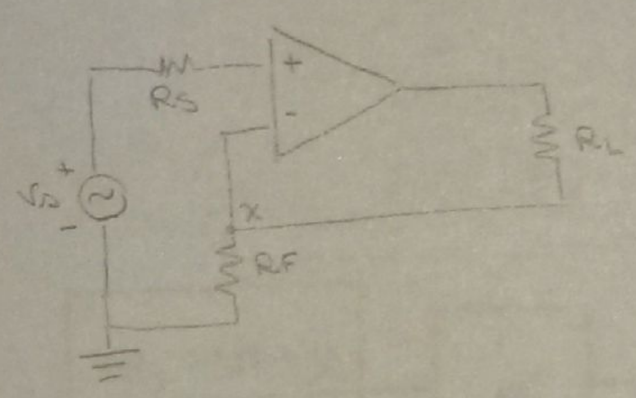
Por ej:



→ En este caso, se conectaría 'y' a gnd. (Pongo el nodo a masa)

b. Abrir la realimentación serie de modo que no haya señal de corriente que vaya hacia la red de realimentación.

Por ej:

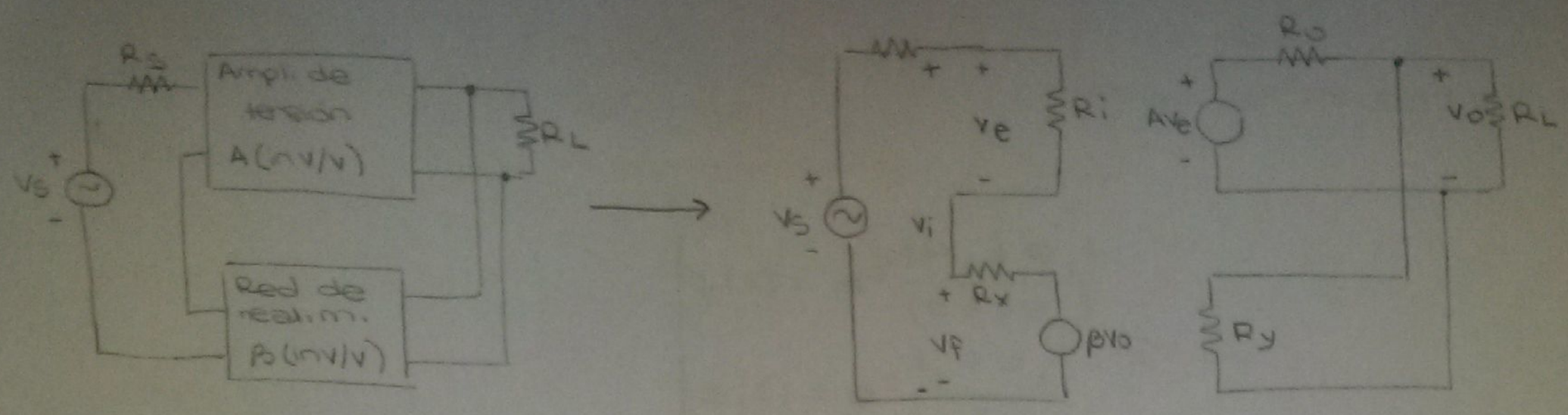


→ Desconectar x del opamp de modo que no haya flujo de corriente hacia el circuito realimentado y R_1 quede en serie con RF

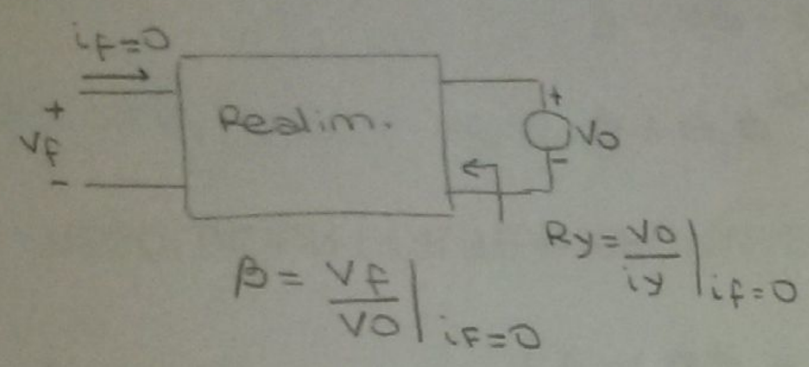
4. Representar el ampli modificado usando una topología equivalente.
   → calcular R_i, R_o, A.

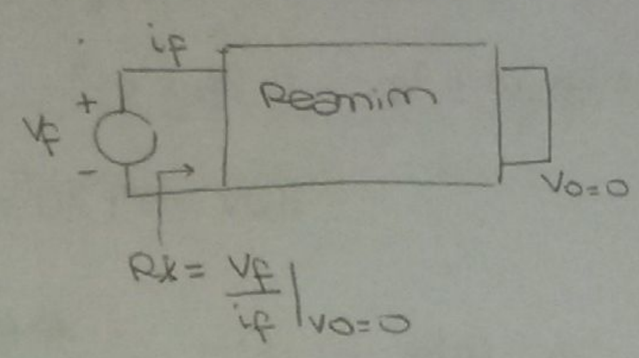
5. Hallar el factor de realimentación β.

MENTACIÓN SERIE PARALELO → en general va para amplio de tensión



¿Cómo obtengo los parámetros del realimentador?





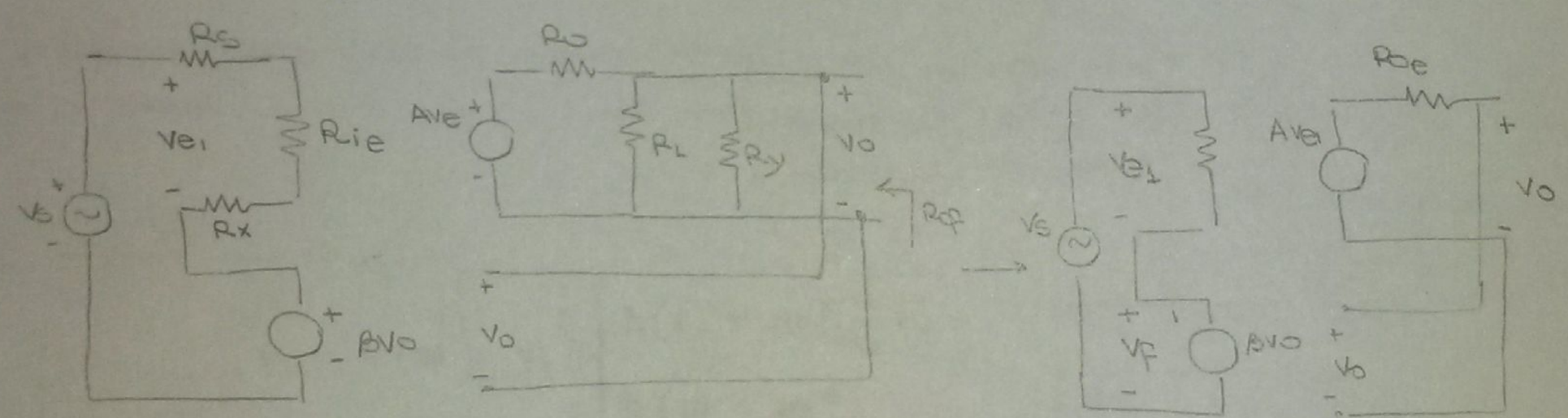
Se cumple la condición de:

conexión // → pongo a ⏥

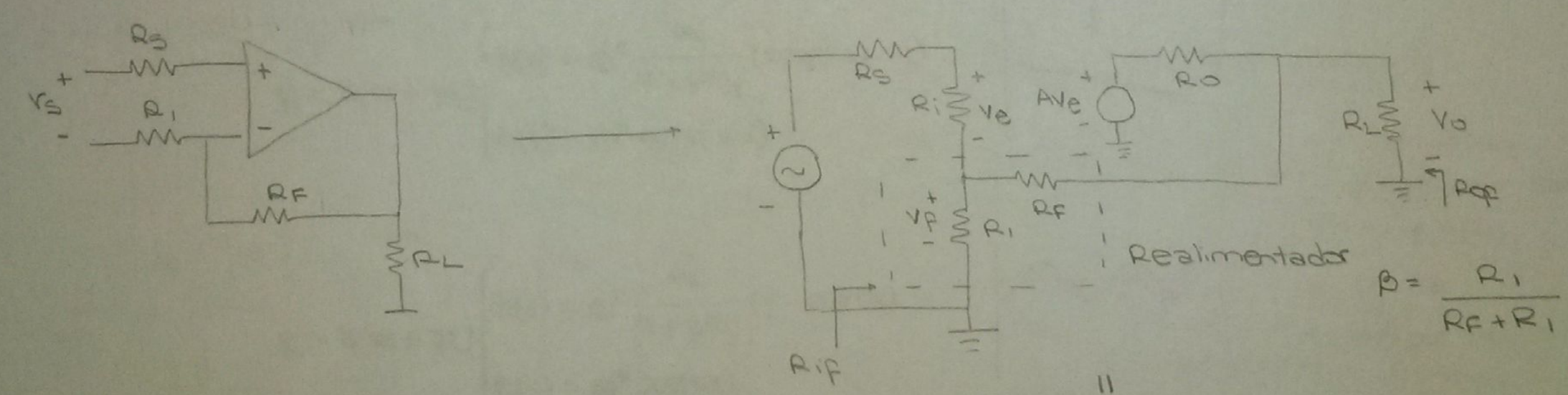
conexión serie → abro el lazo

(miro desde la entrada, para desconectar el realimentador del ampli tengo que abrir la malla ⇒ if=0)

Lo que se hace ahora es llevar el circuito a un modelo de ampli + realim ideal (sin Rx ni Ry), quedando:



Ejemplo



¿pasa si no tengo el dato de Aol?

$$A_{ol} = \frac{v_o'}{v_i'} = \frac{\dfrac{R_L // (R_F + R_1)}{R_L // (R_F + R_1) + R_o} \cdot A v_e}{\dfrac{R_i + R_1 // R_F}{R_s + (R_1 // R_F) + R_i} \cdot v_e}$$

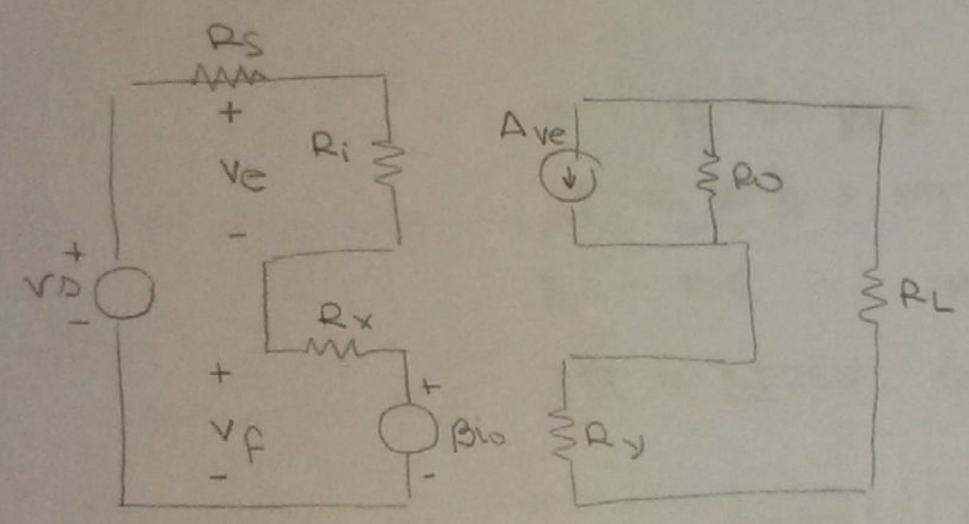
depende de A! (la tengo que conocer?)

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta}, \quad R_{if} = R_i (1 + \beta A)$$

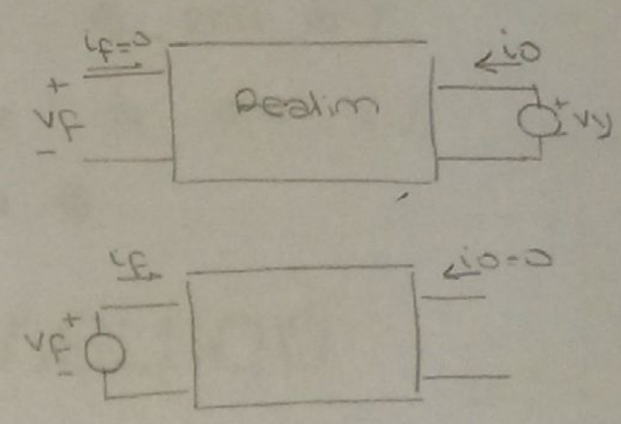
$R_s + R_i + (R_1 // R_2)$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A\beta} \longrightarrow r_o // R_L // (R_F + R_1)$$

REALIMENTACIÓN SERIE-SERIE → Normalmente se emplea en un amplificador de transconductancia (A/V)



Parámetros del realim?



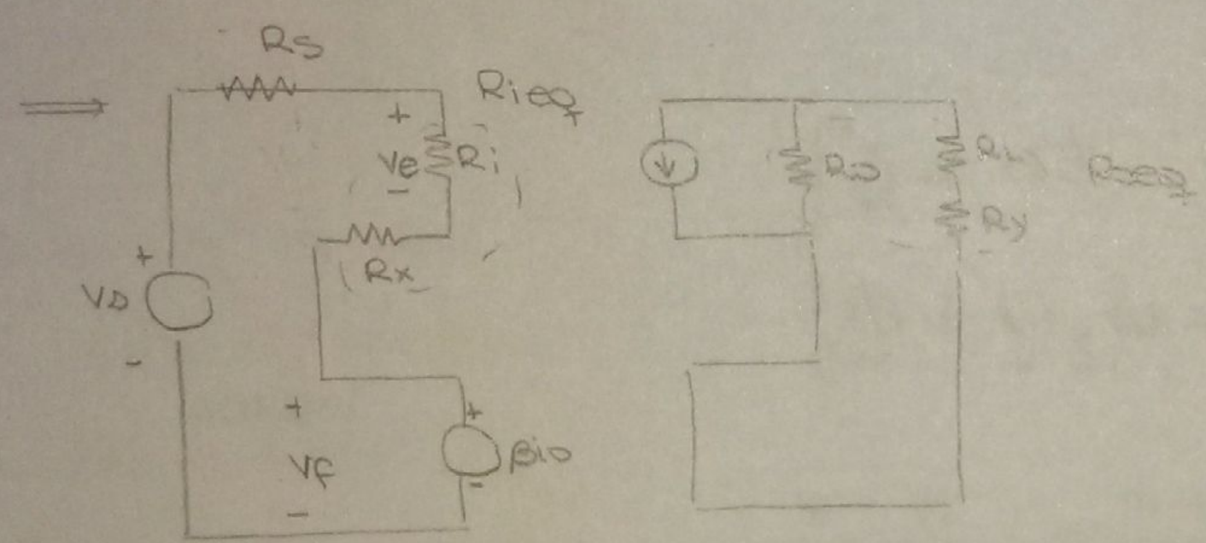
$$\beta = \frac{v_f}{i_o}\Big|_{i_f=0}$$

$$R_y = \frac{v_y}{i_o}\Big|_{i_f=0}$$

$$R_x = \frac{v_f}{i_f}\Big|_{i_o=0}$$

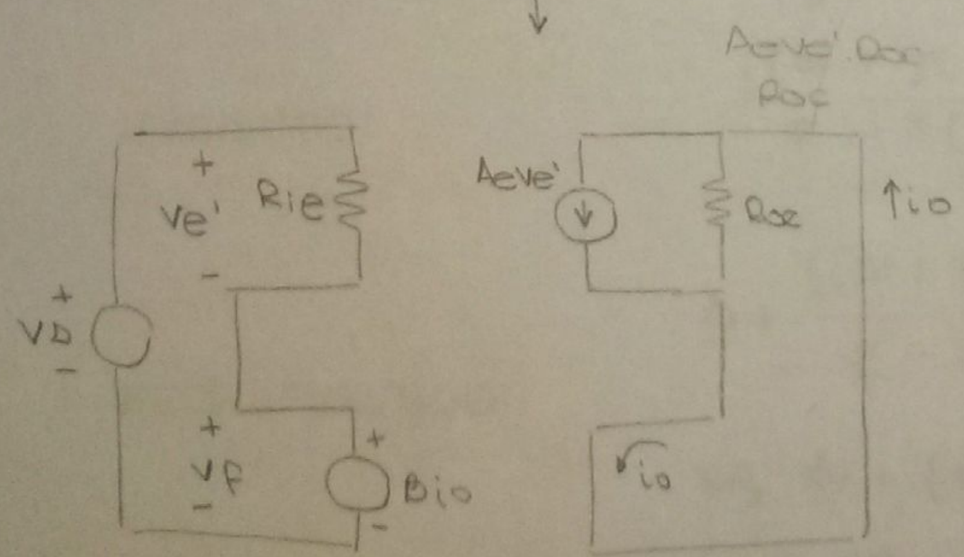
Nuevamente pasamos el realimentador al modelo ideal (sin Rx ni Ry), de modo que se pueda calcular Acl, Rif y Rof

↓ Modelo serie-serie ideal:



$$R_{if} = R_i (1 + A\beta)$$

$$R_{of} = R_o (1 + A\beta)$$



CÁLCULO DE PARÁMETROS

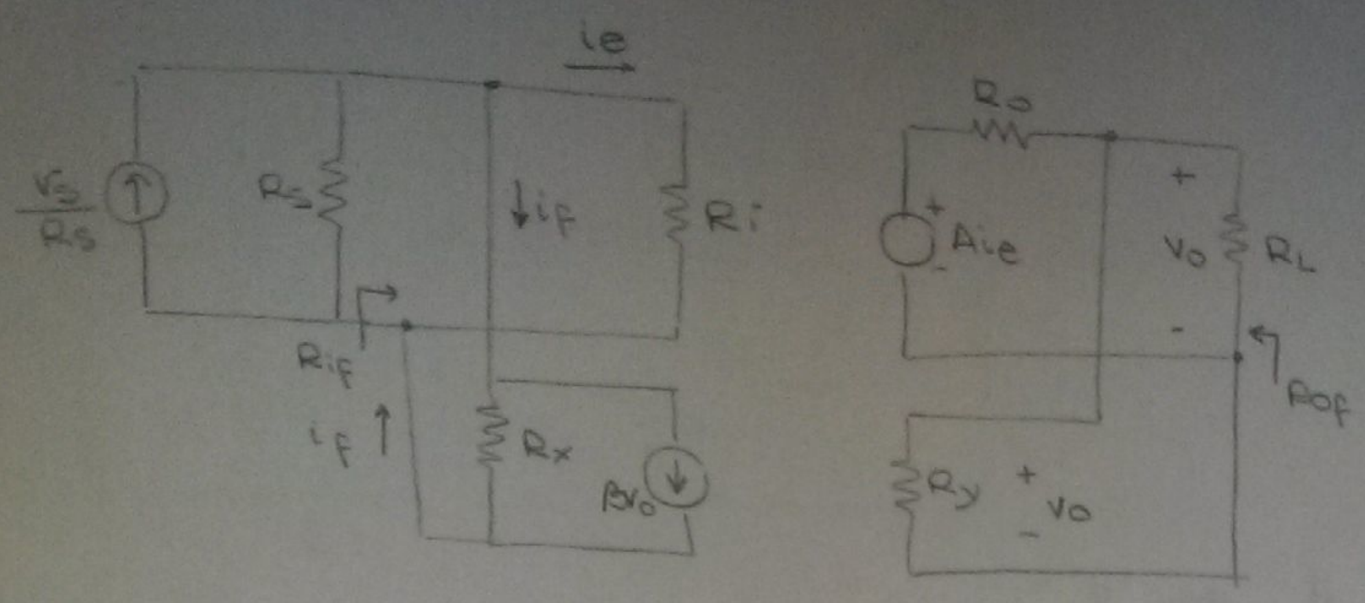
io? → $i_o = A_e v_e' \dfrac{R_o}{R_o + R_L + R_y}$

$$v_e = \frac{R_i}{R_s + R_x + R_i} \cdot \underbrace{v_e'}_{v_s - \beta i_o}$$

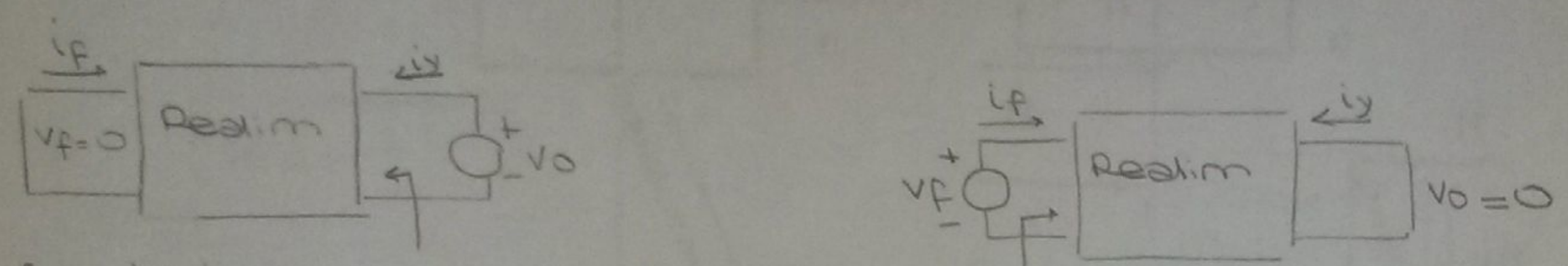
$$\Longrightarrow A_v = \frac{i_o}{v_e} = A \frac{R_o}{R_o + R_L + R_y} \cdot \frac{R_s + R_x + R_i}{R_i}$$

$R_i' = R_i + R_s + R_x$ $\quad R_o' = R_o + R_L + R_y$

PARALELO → Amplide transresistencia



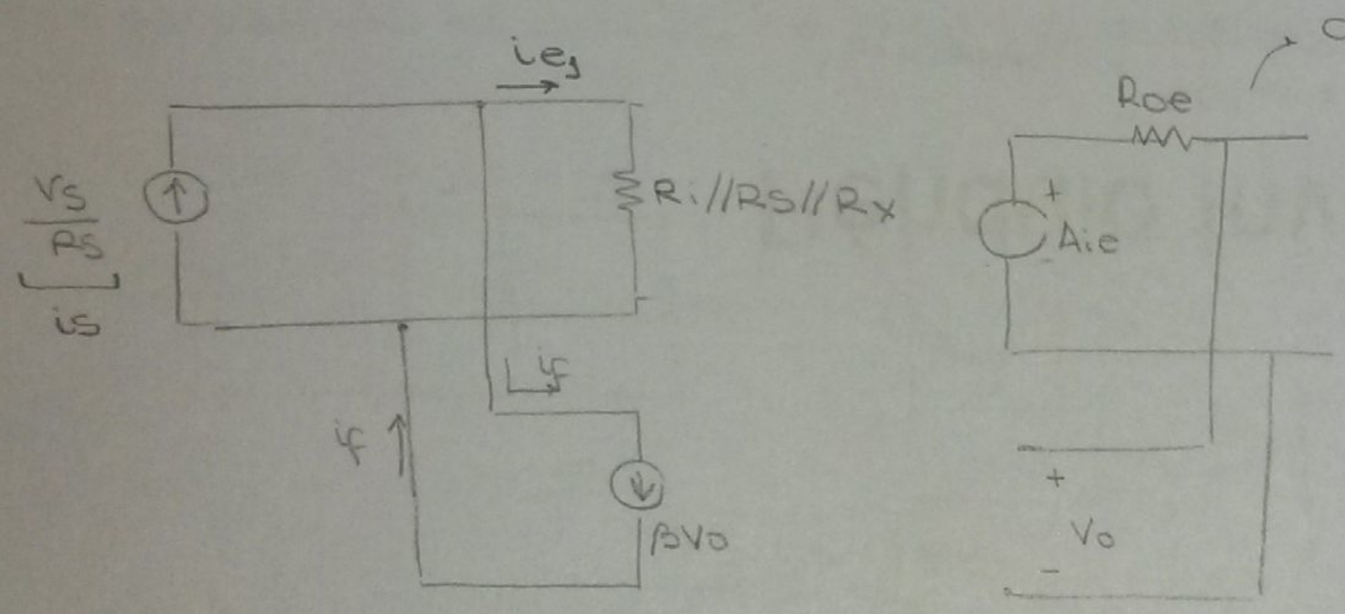
Parámetros del realimentador



$\beta = \left.\frac{i_f}{V_o}\right|_{V_f=0}$ $\quad R_y = \left.\frac{V_o}{i_y}\right|_{V_f=0}$ $\quad R_x = \left.\frac{V_f}{i_f}\right|_{V_o=0}$

Paso el realimentador al modelo ideal:

CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO (*)



$$A_f = \frac{A}{1+\beta A}$$

$$R_{if} = R_i(1+\beta A)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1+\beta A}$$

Queda entonces:

$R_e = R_i // R_s // R_x$

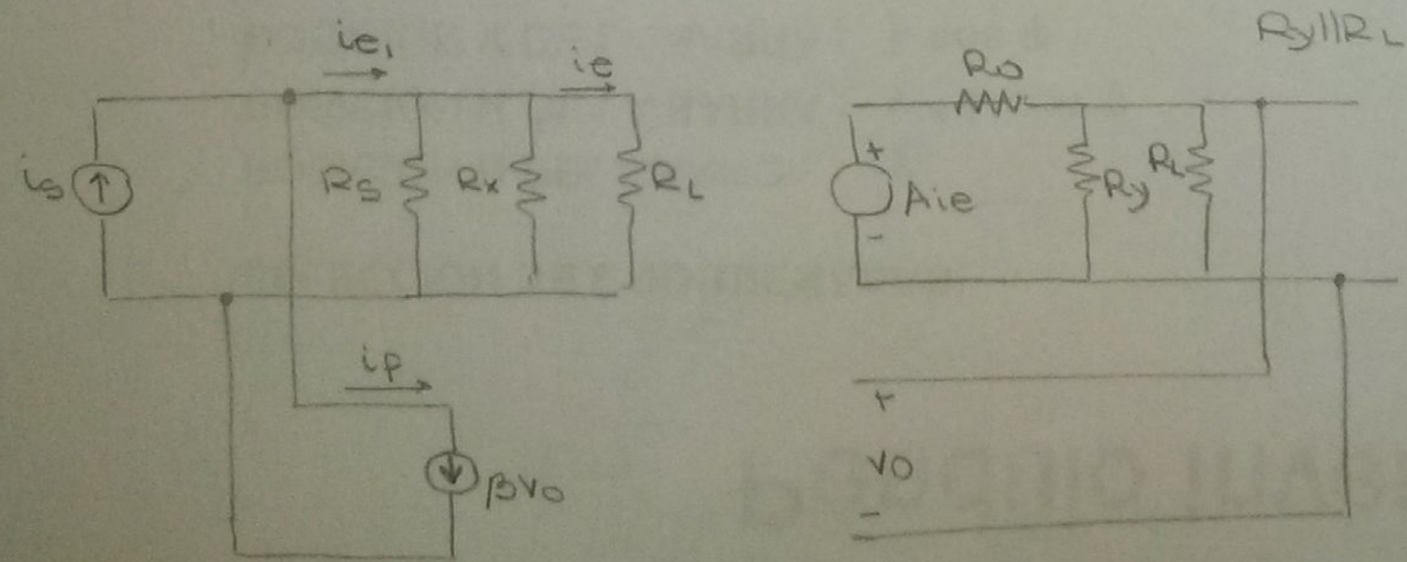
$R_{oe} = R_y // R_L // R_o$

$A_e? \longrightarrow A_e = \frac{V_o}{i_{e_1}}$

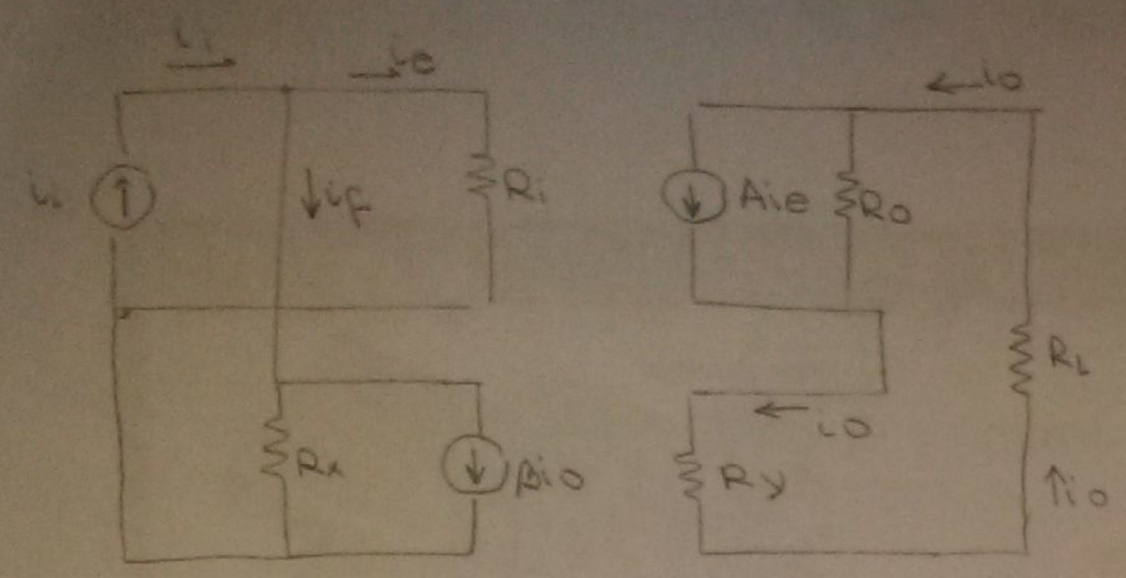
$V_o = \frac{R_y // R_L}{R_y // R_L + R_o} \cdot A_{ie}$

$i_e = \frac{R_s // R_x}{R_s // R_x + R_i} \cdot i_{e_1}$

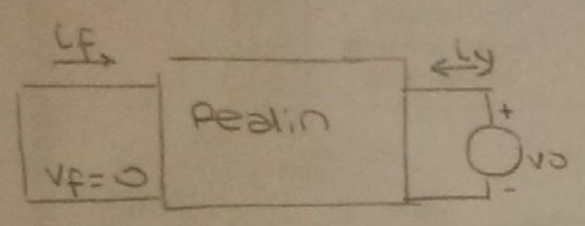
(*) es más útil verlo así $\Longrightarrow A_e = \frac{R_y // R_L}{R_y // R_L + R_o} \cdot \frac{R_s // R_x}{R_s // R_x + R_i} \cdot A$

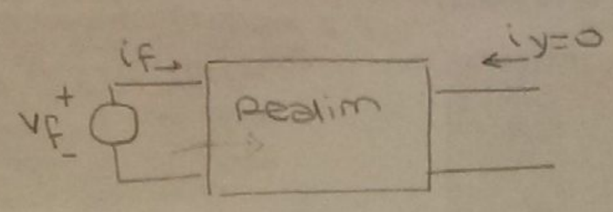


ENTACIÓN PARALELO-SERIE



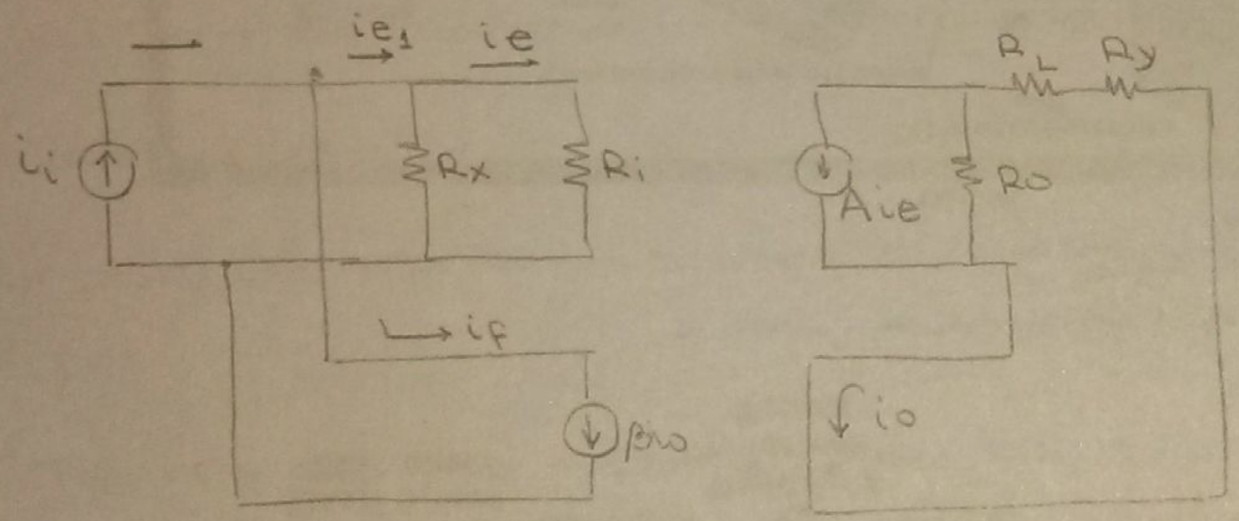
Cálculo de parámetros del realimentador





$$\beta = \frac{i_f}{i_o}\Big|_{v_f=0} \qquad R_y = \frac{v_o}{i_y}\Big|_{v_f=0} \qquad R_x = \frac{v_f}{i_f}\Big|_{i_y=0}$$

Reorganizando el circuito de modo que quede un realimentador ideal:



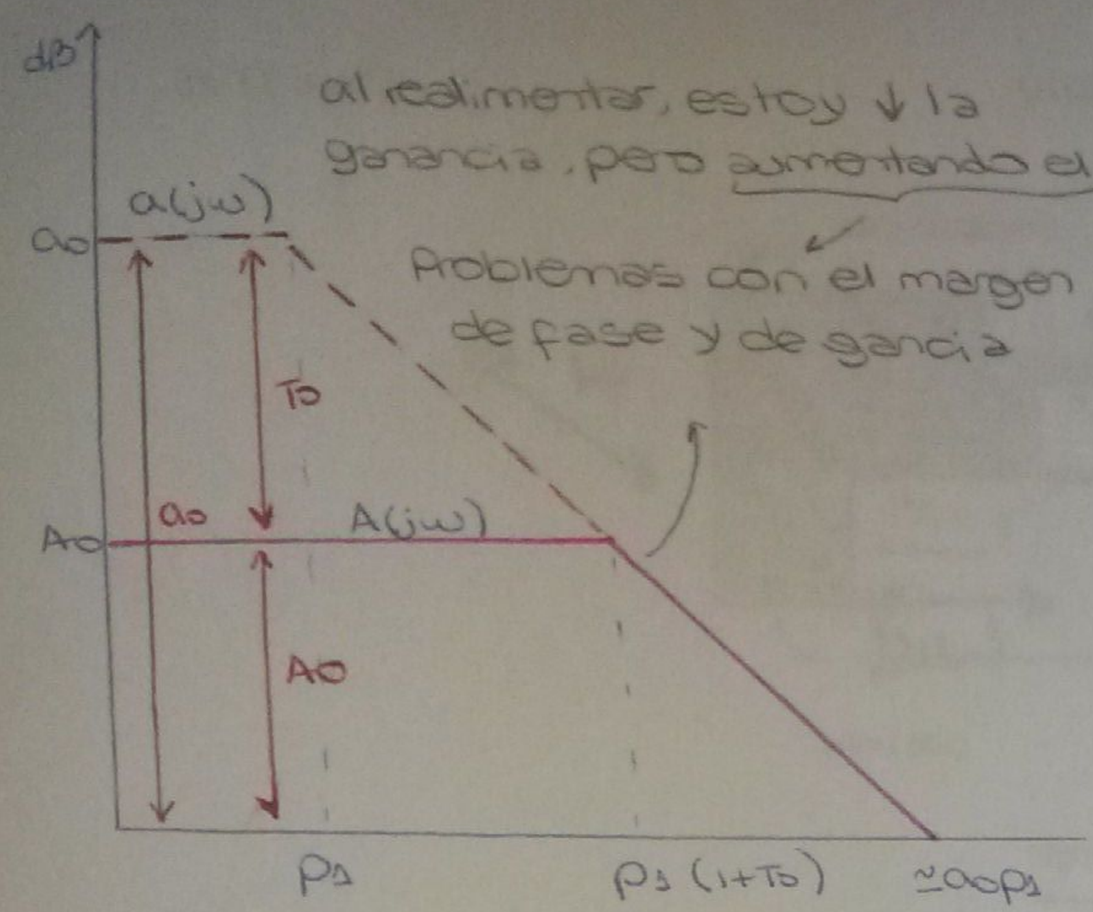
$$R_{i_e} = \frac{R_i}{1+A\beta} \qquad R_{o_e} = R_o(1+A\beta)$$

Calculo la ganancia equivalente a circuito abierto:

$$A_e = \frac{i_o}{i_{e_1}} \qquad i_o = \frac{R_o}{R_o+R_L+R_y} A i_e \qquad i_e = \frac{R_x}{R_i+R_x} \cdot i_{e_1}$$

$$\Rightarrow A_e = \frac{R_o}{R_o+R_L+R_y} \cdot \frac{R_x}{R_i+R_x} \cdot A$$

Comportamiento de un sistema realimentado con 1 polo



al realimentar, estoy ↓ la ganancia, pero aumentando el BW

Problemas con el margen de fase y de ganancia

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - s/p_1}$$

$$\Downarrow$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 - \frac{s}{p_1(1+T_0)}}$$

$$T_0 = a_0 f$$

$$A_0 = \frac{a_0}{1+T_0}$$

MARGEN DE FASE → ∡ que le falta a la fase para llegar a -180° cuando se alcanza la frecuencia de cruce de la ganancia.

MARGEN DE GANANCIA → ganancia de lazo (mayor a 0 dB) cuando se alcanza la frecuencia de cruce de la fase.

Si $a_0 f = -1 \Rightarrow$ oscilación → sistema INESTABLE

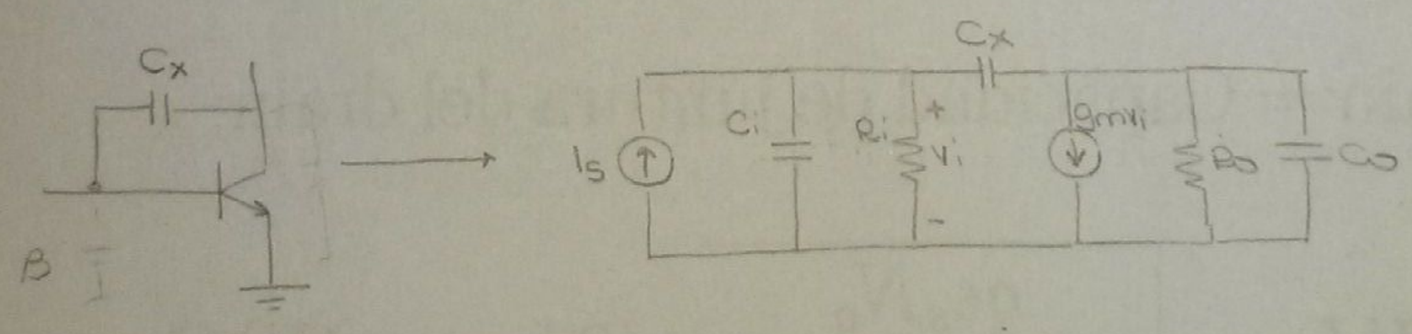
⇒ COMPENSACIÓN

Por polo dominante → se crea o mueve un polo a baja frecuencia, de manera de llevar nuevamente la frecuencia de cruce a p_1

└ Técnica de Miller → permite usar capacitores pequeños

Se coloca un capacitor pequeño Cx entre la entrada y la salida del VAS.

TRANSISTOR EQUIVALENTE



En ausencia de Cx los polos serían

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi C_i R_i} \qquad f_{P2} = \frac{1}{2\pi C_o R_o} \xrightarrow{\text{con } C_x}$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi g_m R_o R_i C_x}$$

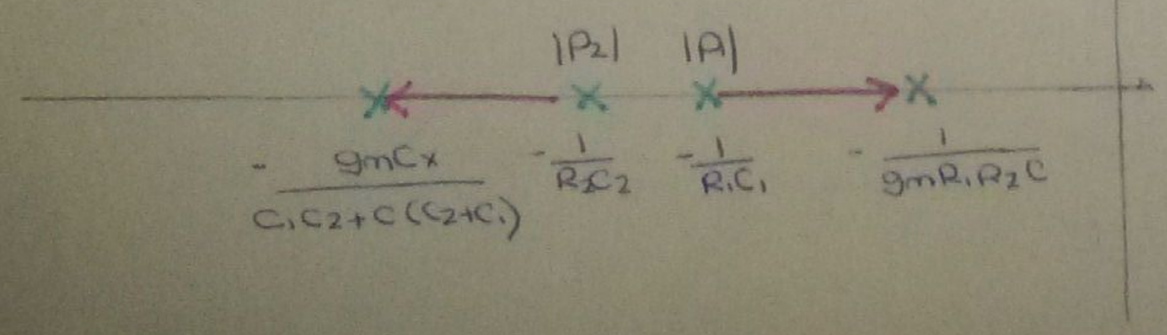
↓

Cx se refleja a la entrada como $g_m R_o C_x$ y domina en el // con C_i

$$f_{P2} = \frac{g_m C_x}{C_i C_o + C_x(C_i + C_o)}$$

↓

Esto sale de plantear la transferencia



ACIÓN POR ADELANTO DE FASE

- Se agrega un cero en el realimentador de manera de compensar el polo del amplificador.

ye

ximum rate of voltage change that an amplier can achieve

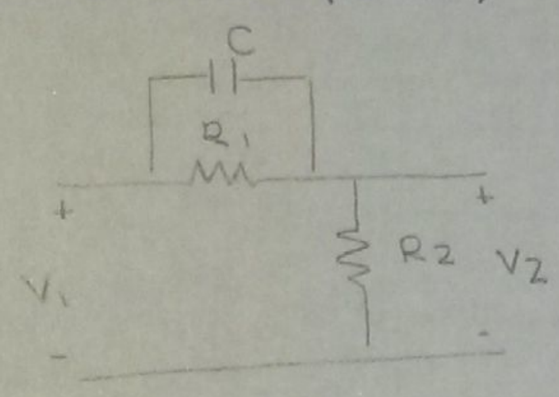
$$SR = \frac{I_{max}}{C_{Miller}} \Rightarrow f_{max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p}$$

$$SR = \frac{dV}{dt} \qquad C = \frac{Q}{V} \qquad V = \frac{Q}{C} \cdot \overbrace{\frac{dV}{dt}}^{SR} = \frac{\overbrace{dQ/dt}^{I}}{C}$$

⇒ Si se reduce C_{Miller} ⇒ el capacitor se carga más rápido ante un escalón de tensión y se minimiza el slew rate.

↳ Cómo hago para hacer esto y no joder la compensación

→ se agrega un capacitor chico en la red de realimentación (adelanto de fase)



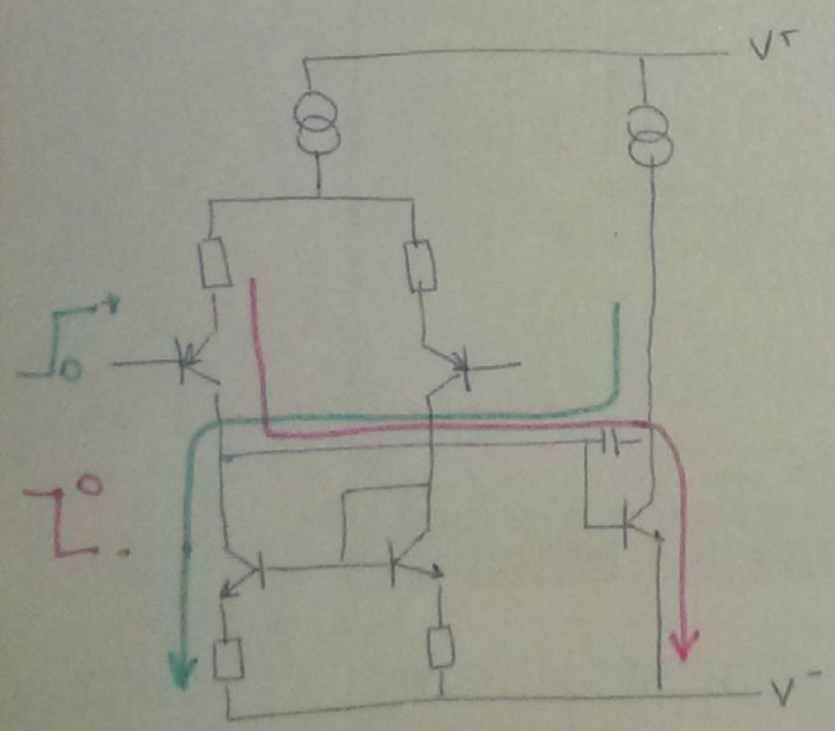
¿Cómo mido el SR?

Pongo una cuadrada a la entrada y mido sobre R_L qué tengo.

Si el par diferencial tiene una carga activa ⇒ casi toda la corriente de la fuente del par es entregada a Cdom. Entonces, si aumento I_F, ↑ el SR?

NO → el SR para un flanco ⊕ está limitado por la corriente que pueda entregar la fuente del VAS.

En cambio para SR ⊖, ~~se puede~~ el transistor del VAS se puede prender y chupar la corriente de Cdom, sin involucrar a la carga del colector del VAS.

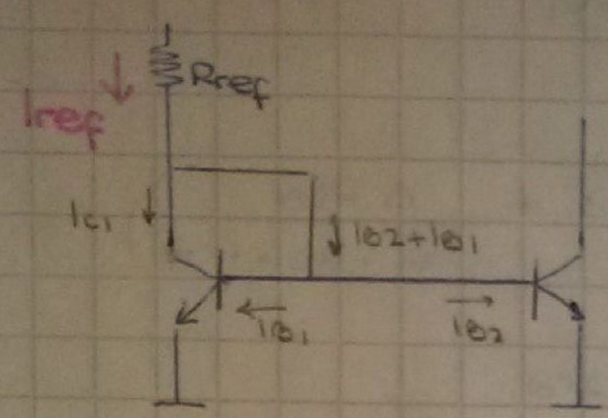


CIRCUITOS ELECTRÓNICOS I

RESUMEN AD

RESUMEN FUENTES DE CORRIENTE

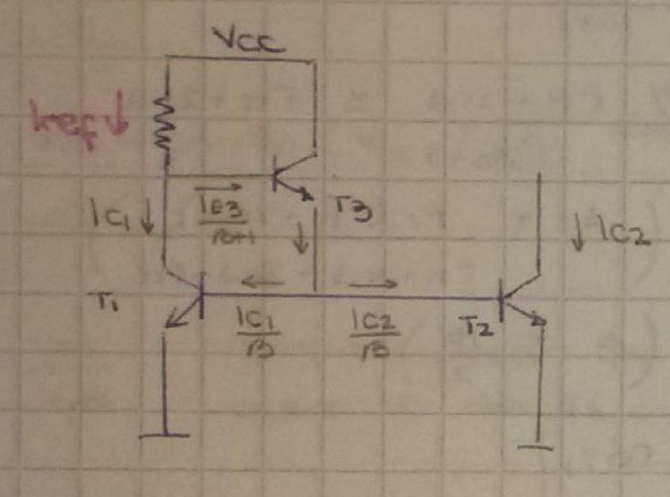
Espejo simple



$$I_{ref} = I_{B1} + I_{B2} + I_{C1}$$
$$= 2I_{B1} + I_{C1}$$
$$I_{ref} = \left(\frac{2}{\beta} + 1\right) I_{C1}$$
$$\Rightarrow \boxed{I_O = \frac{\beta}{\beta+2} \cdot I_{ref}}$$

$$\boxed{R_O = r_{oT_2}}$$

Espejo con ganancia



$$\boxed{R_O \simeq r_{oT_2}}$$

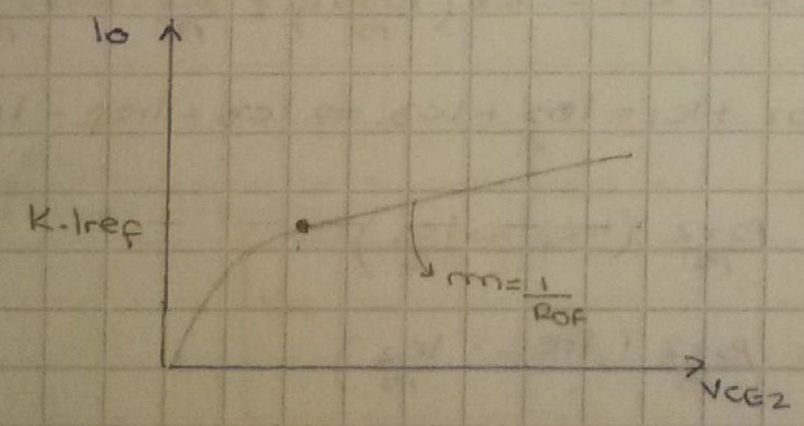
Suponiendo $V_{C2} = V_{CE1}$

$$I_{ref} = I_{C1} + \frac{I_{E3}}{\beta+1}$$
$$I_{ref} = I_{C2} + \frac{1}{\beta+1}\,\frac{2}{\beta} \cdot I_{C2}$$
$$I_{ref} = \left(1 + \frac{2}{\beta^2+\beta}\right) I_{C2}$$
$$I_{ref} = \frac{\beta^2+\beta+2}{\beta^2+\beta}\, I_{C2}$$
$$\Rightarrow I_O = I_{C2} = \frac{\beta^2+\beta}{\beta^2+\beta+2} \cdot I_{ref}$$
$$I_O = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}} \cdot I_{ref} \simeq \boxed{\frac{1}{1+2/\beta^2}\, I_{ref}}$$

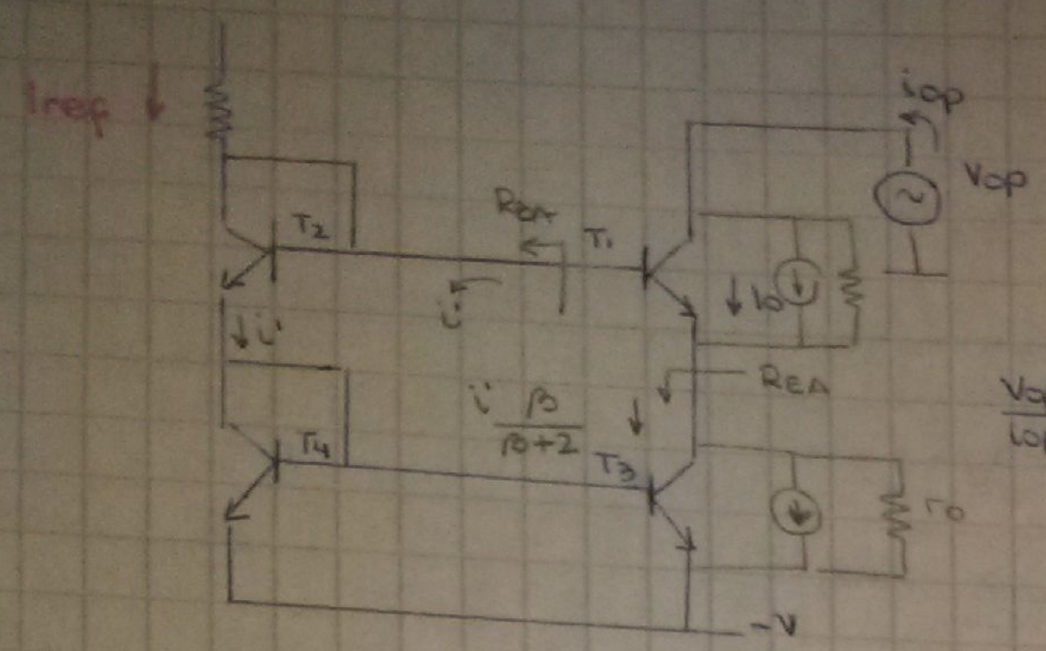
Ro

¿Qué pasa si $V_{CE2} \neq V_{CE1}$?

$\Rightarrow$ Empieza a pesar el efecto Early: $I_O = K\, I_{ref} + \frac{V_{CE2} - \cancel{V_{CE2sat}}}{R_{OF}}$



Fuente Cascode



$$\boxed{I_o = I_{ref}}$$

$$I_{ref} = \frac{-V + 1{,}4\,V}{R_{ref}}$$

$$\left.\frac{V_{op}}{i_{op}}\right|_{i_{ref}=0} = R_{OF} = r_{oT_1}\left(1 + \frac{\beta R_{EA}}{R_{EA} + R_{BA} + r_\pi}\right)$$

¿R_{BA}? $R_{BA} = 2r_d$

Al circular corriente por la base, se prende el generador de T_3

$$R_{EA} = r_{o7} \,//\, \frac{V_{E1}}{i'\frac{\beta}{\beta+2}} \longrightarrow V_{E1} = i'\cdot(r_\pi + 2r_d)$$

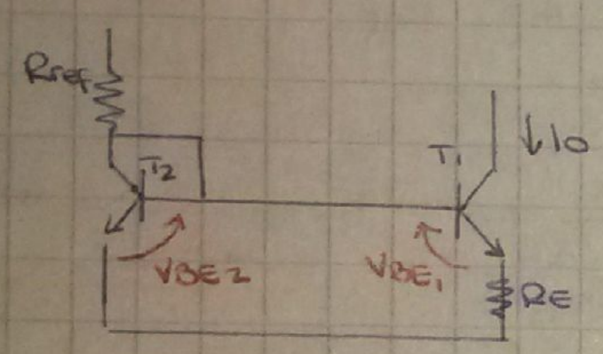
$$R_{EA} = r_{o7} \,//\, \frac{r_\pi + 2r_d}{\beta/\beta+2} \simeq r_\pi + 2r_d$$

$$\Rightarrow R_{OF} = r_{oT_1}\left(1 + \frac{\beta(r_\pi + 2r_d)}{r_\pi + 2r_d + 2r_d + r_\pi}\right)$$

$$= r_{oT_1}\left(1 + \frac{\beta}{2}\right)$$

$$\boxed{R_{OF} \simeq \frac{\beta}{2} r_{oT_1}}$$

Fuente Widlar



$$\boxed{R_O \simeq r_{oT_1}}$$

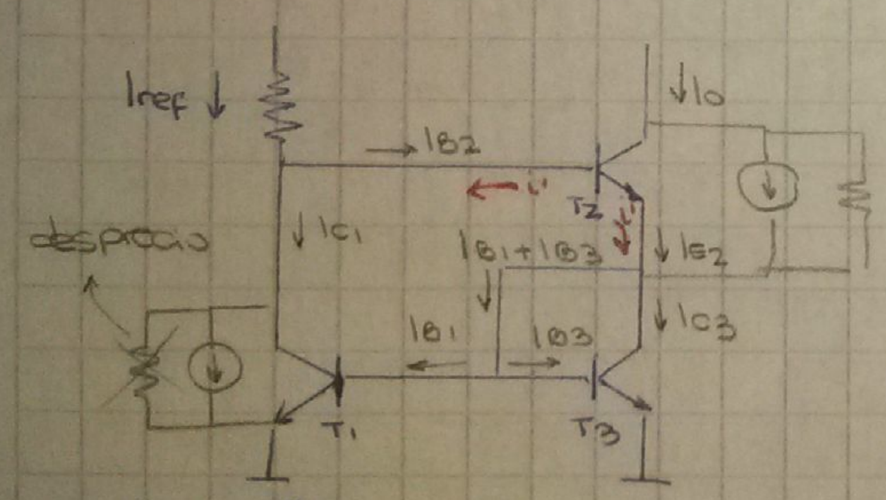
$$V_{BE_2} - V_{BE_1} = I_o \cdot R_E$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_o}{I_S}\right) = I_o \cdot R_E$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_o}\right) = I_o R_E$$

$$\frac{V_T}{R_E} \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_o}\right) = I_o \quad \text{Iteración}$$

Fuente Wilson



$$I_{C1} = I_{C3}$$

$$I_{E2} = I_{B1} + I_{B3} + I_{C3} = I_{C3}\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{\beta+2}{\beta}\cdot I_{C3}$$

$$\Rightarrow I_{ref} = I_{B2} + I_{C1} = I_{B2} + I_{C3} \Rightarrow I_{C3} = I_{ref} - I_{B2}$$

$$\Rightarrow I_{E2} = \frac{\beta+2}{\beta}\left(I_{ref} - \frac{I_{C2}}{\beta}\right)$$

$$\frac{\beta+1}{\beta+2} I_{C2} = \frac{\beta+2}{\beta}\left(I_{ref} - \frac{I_{C2}}{\beta}\right)$$

$$\frac{\beta+1}{\beta+2} \cdot I_{C2} + \frac{I_{C2}}{\beta} = I_{ref}$$

$$I_{C2}\,\frac{\beta^2 + \beta + \beta + 2}{\beta^2 + 2\beta} = I_{ref} \longrightarrow I_o = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} I_{ref}$$

$$\simeq \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) I_{ref}$$

$$\boxed{I_o \simeq \left(1 - \frac{2}{\beta^2}\right) I_{ref}}$$

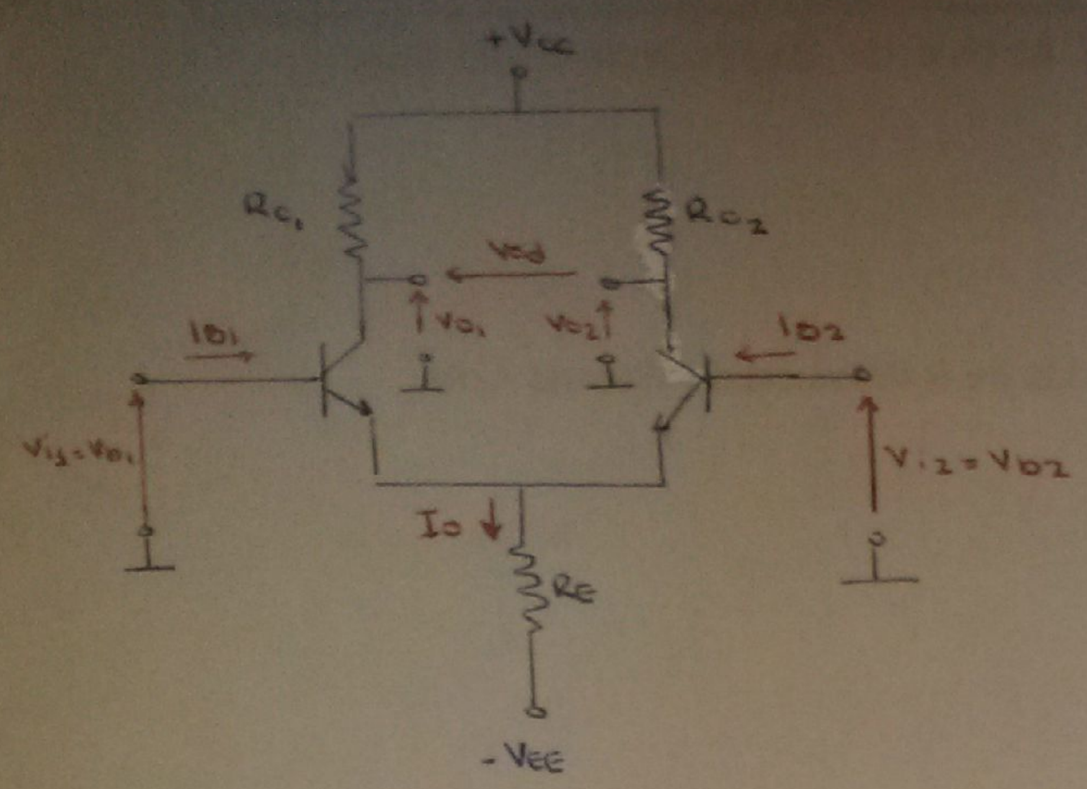
Cálculo de R_O:

$$\frac{V_{E2}}{(r_\pi + r_{gen})\,i'} = \frac{V_{E2}}{r_d} \Rightarrow r_{gen} = r_d - r_\pi < 0$$

$$R_O = r_{O2}\cdot\left(1 + \frac{\beta \cdot r_d}{r_d + r_d - r_\pi + r_\pi}\right) = r_{O2}\left(1 + \frac{\beta_2}{2}\right)$$

$$\boxed{R_O \simeq \frac{\beta_2}{2} \cdot r_O}$$

-IFICADOR DIFERENCIAL



$$V_{o1}\big|_{V_{i2}=0} = V_{i1}\left(-\frac{g_m R_c}{2}\right)$$

↳ Queda $R_E // r_{d2} \Rightarrow V_{be} = 0{,}5 V_i$

$$V_{o1}\big|_{V_{i1}=0} = V_{i2}\left(\frac{g_m R_c}{2}\right)$$

↳ Queda $R_E // r_{d1} \Rightarrow V_{be_1} = -0{,}5 V_i$

$$V_{o1} = -\frac{g_m R_{c_1}}{2}\underbrace{(V_{i1} - V_{i2})}_{V_{id}}$$

Amplifica la dif.

$$V_{o2} = -\frac{g_m R_{c_2}}{2}(V_{i2} - V_{i1})$$

Si $R_{c1} = R_{c2} = R_c$

$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = -g_m R_c (V_{i1} - V_{i2})$ SALIDA DIFERENCIAL

se define:

$A_{vid} = \frac{V_{o1}}{V_{id}}$ Amplificación de tensión de modo diferencial tomando como salida el colector de T_1

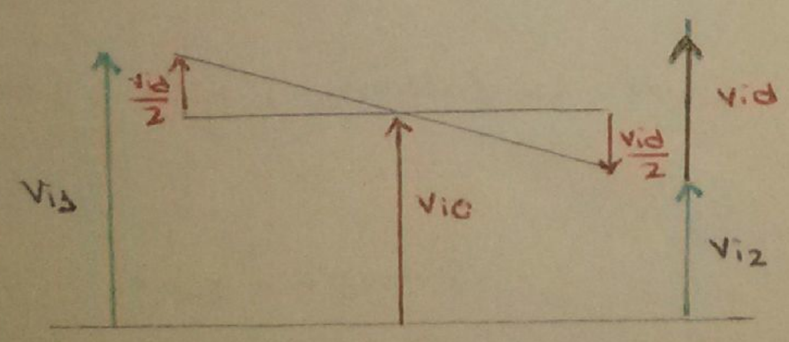
$$A_{vid} = -\frac{g_m R_c}{2}$$

$A_{vdd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -g_m R_c$ ⟶ Entro y saigo con la diferencia

Por otro lado se tiene:

$V_{ic} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}$ entrada de modo común

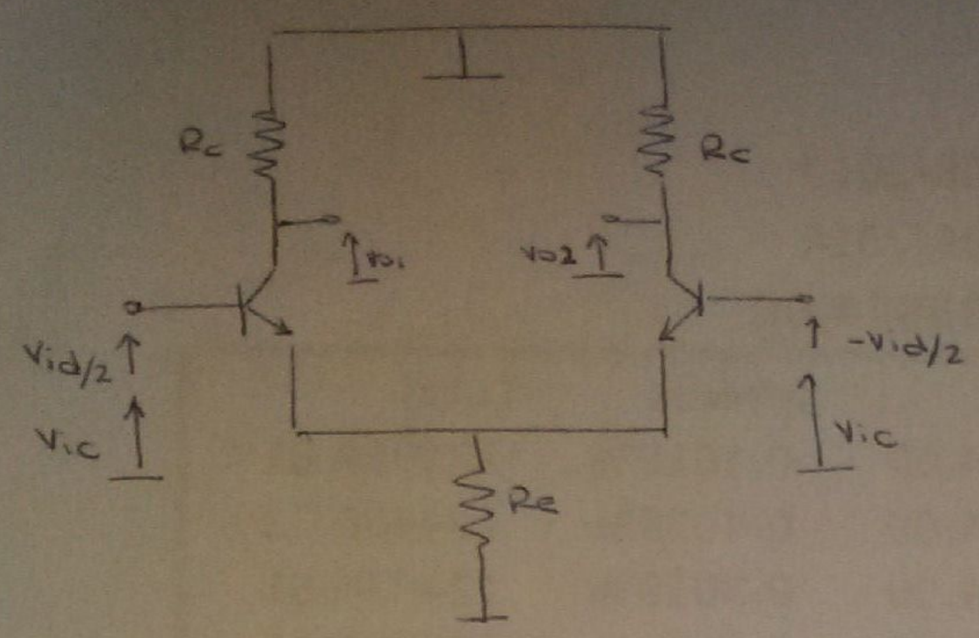
Puede escribirse entonces al par de generadores de tensión de señal de entrada V_{i1} y V_{i2} en función de V_{ic} y V_{id}:



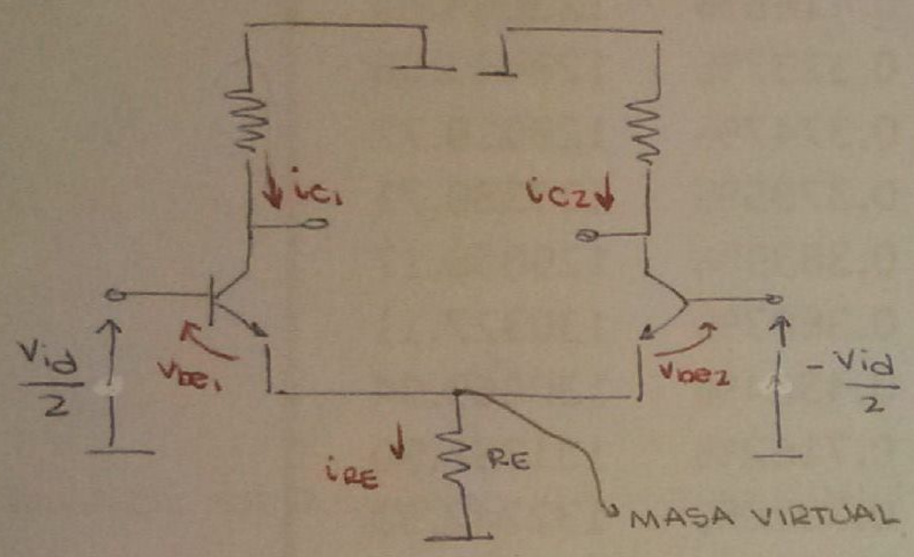
$$V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2}$$

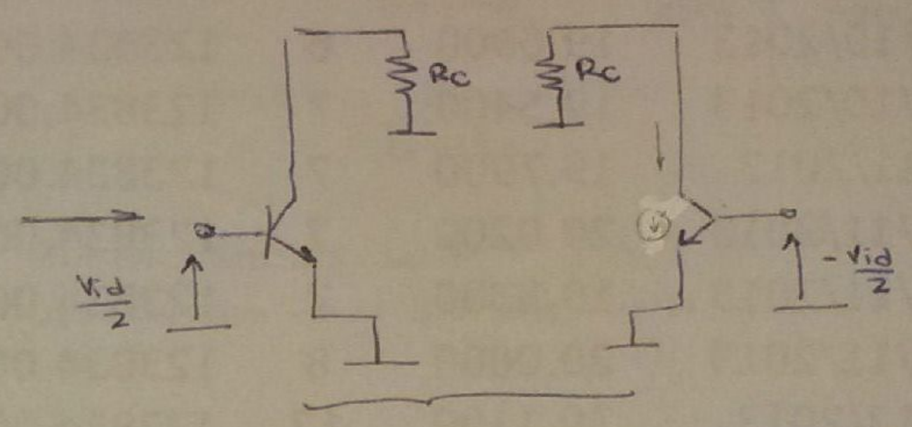
$$V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2}$$

Pero, para V_{ic} aplicada a ambas entradas se tiene ~~vi~~ $V_o = 0$



Si $v_{ic} = 0$:





2 hemicircuitos → amplif en EC

Si hay un incremento positivo en la base de T_1 $\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$

$\Rightarrow \uparrow v_{be1} \Rightarrow \uparrow i_{c1}$

A su vez, siendo $v_{i2} = -\frac{v_{id}}{2}$ $\longrightarrow$ $\downarrow v_{be2} \Rightarrow \downarrow i_{c2}$

Para que el exceso en i_{c1} se compense, $\Rightarrow$

el exceso se emplea para contrarrestar la disminución

de i_{c2}

$\Rightarrow i_E = 0$ $\exists$ un incremento de tensión nulo

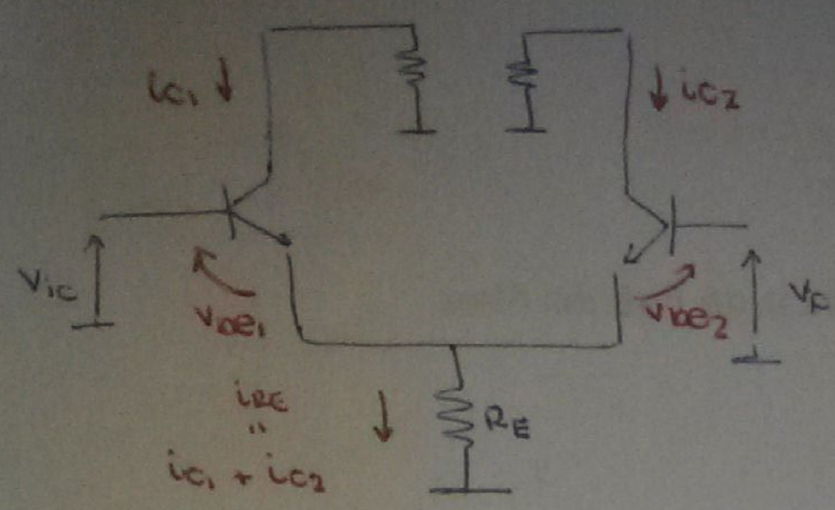
en la unión de ambos emisores

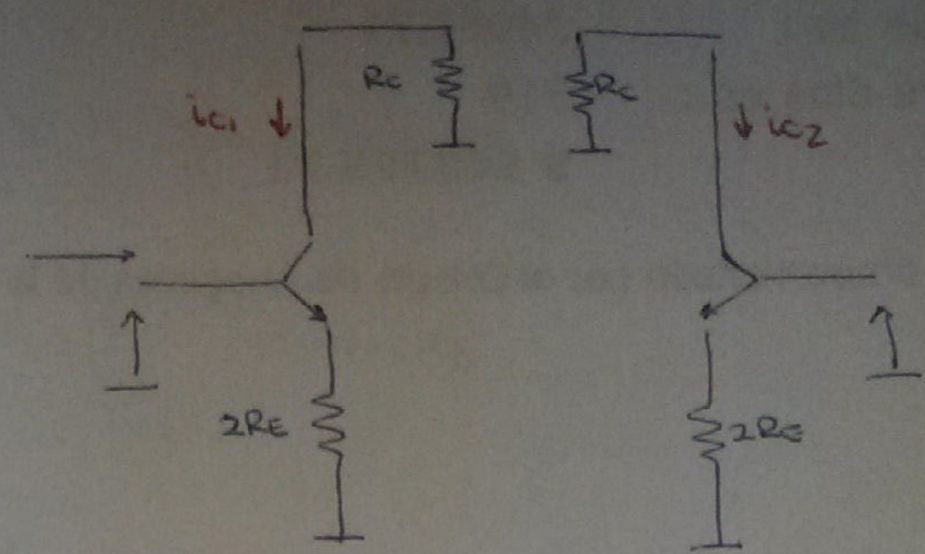
$v_e = 0$

$V_E = V_E = -V_{BE} = -0{,}7V$

$$\begin{cases} v_{o1} = \frac{v_{id}}{2}(-g_m R_c) \Rightarrow A_{v_{1d}} = \frac{-g_m R_c}{2} \\ v_{o2} = -\frac{v_{id}}{2}(-g_m R_c) \Rightarrow A_{v_{2d}} = \frac{g_m R_c}{2} \end{cases}$$

$A_{v_{dd}} = -g_m R_c$





$i_{RE} = i_{c1} + i_{c2} = 2i_C$

$\Rightarrow 2i_C R_E = i_C R_E^*$

$\rightarrow \underline{R_E^* = 2R_E}$

$\frac{V_{o1}}{V_C}$

$$V_{o1} = V_{ic} \cdot \frac{-\beta \cdot R_C}{r_\pi + \beta R_E} \Rightarrow -V_{ic} \frac{R_C}{r_d + 2R_E} \Rightarrow \left.\begin{array}{l} A_{v1c} = -\frac{R_C}{r_d + 2R_E} \simeq -\frac{R_C}{2R_E} \\ A_{v2c} = -\frac{R_C}{r_d + 2R_E} \end{array}\right\} A_{vcc} = -\frac{R_C}{R_E}$$

Puede verse que si $R_E \rightarrow \infty \Rightarrow$ La amplificación en modo común es nula.

RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN $\longrightarrow$ Factor de mérito que mide las aptitudes del AD de rechazar las señales de modo común

$$RRMC = \frac{A_{vdd}}{A_{vcc}} = g_m R_E$$

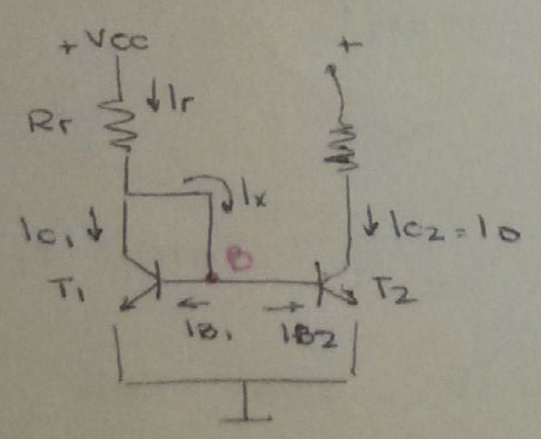
$\hookrightarrow \uparrow R_E \Rightarrow RRMC \longrightarrow \infty$

- FUENTES DE CORRIENTE

Para minimizar los efectos de las señales de modo común, $\rightarrow$ se necesita aumentar R_E frente a variaciones de V_{ic} sin modificar los valores de reposo

$\Rightarrow$ se utiliza una FI cte para polarizar emisores o sources, que posea la mayor resistencia dinámica de salida posible

FUENTE ESPEJO



Fijando la corriente por la rama de ref I_r $\left(I_r = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_r}\right)$

Si $T_1 = T_2 \rightarrow I_o \simeq I_r$ dado que $V_{BE1} = V_{BE2}$

B) $I_x = I_{B1} + I_{B2} = I_r - I_{c1}$

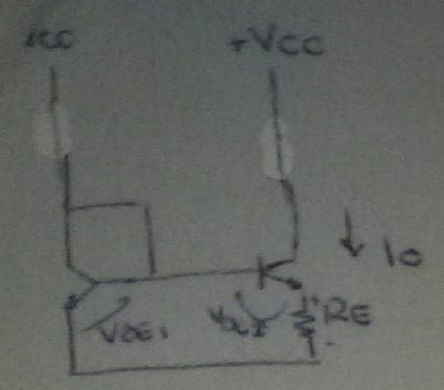
Si $I_{B1} = I_{B2} \Longrightarrow I_{c1} = I_r - 2\overbrace{I_B}^{\frac{I_o}{\beta}} = I_o$

$$\Longrightarrow I_o + 2\frac{I_o}{\beta} = I_r$$

$$I_o\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right) = I_r$$

$$I_o = \underbrace{\frac{\beta}{\beta+2}}_{\text{FACTOR DE COPIA}} I_r$$

WIDLAR → brinda mayor inmunidad de su corriente de salida respecto a las variaciones de Vcc.



$$V_{BE_1} - V_{BE_2} = I_o \cdot R_E$$

$$V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{S_1}} - V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{S_2}} = I_{C_2} \cdot R_E$$

$$V_T \ln \frac{\frac{I_{C_1}}{I_{S_1}}}{\frac{I_{C_2}}{I_{S_2}}} = I_{C_2} R_E$$

Si $T_1 = T_2 \Rightarrow I_{S_1} = I_{S_2}$

$$V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = I_{C_2} R_E$$

$$\boxed{V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_o} = I_o \cdot R_E}$$

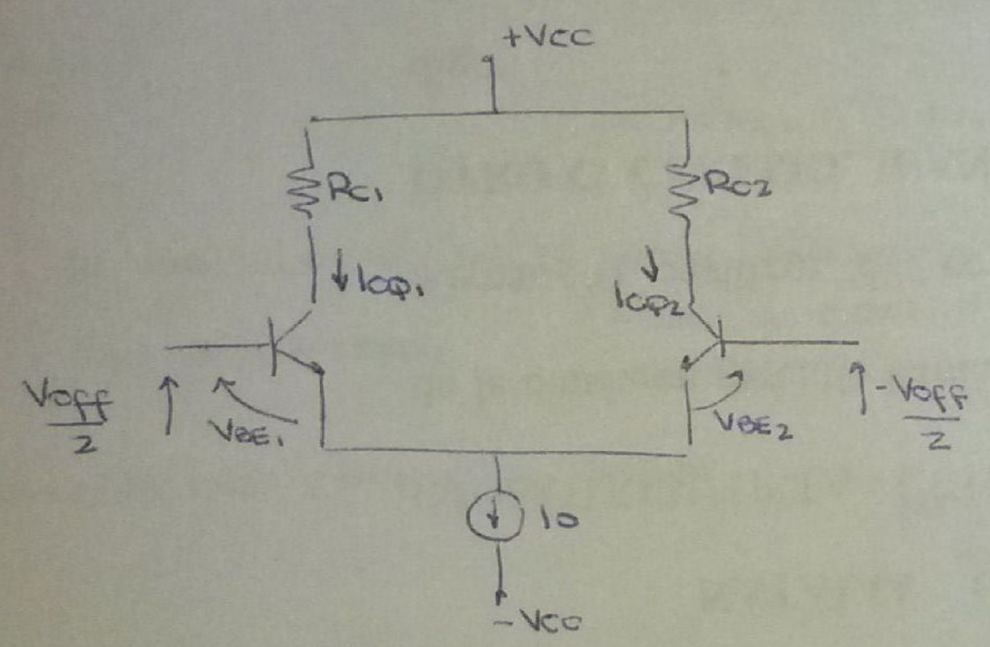
→ Permite, a partir de una corriente de referencia de algunos mA obtener una corriente de polarización de decenas de μA

$\Rightarrow \downarrow I_o \rightarrow \downarrow g_m \rightarrow \downarrow A_{vd}$

OFFSET

Vi necesaria / Vod = 0

→ Voff: Vid necesaria a aplicar en reposo al amplificador, con el fin de minimizar los efectos de desapareamiento, de modo tal que afecten lo menos posible a la señal dif. útil aplicada.



1º Forma de calcular Voff (ΔR_c)

tensión dif de salida en reposo

$$I_{CQ_1} \cdot R_{C_1} - I_{CQ_2} \cdot R_{C_2} = V_{odQ}$$

Pero $V_{off} \cdot A_{vdd} = \Delta V_{od} = -V_{odQ}$ → quiero que en señal se compense V_{odQ}

$$\Rightarrow V_{off} = \pm \frac{R_{C_1} I_{CQ_1} - R_{C_2} I_{CQ_2}}{A_{vdd}}$$

con $A_{vdd} = g_m \cdot R_C = \frac{I_{CQ}}{V_T} \cdot R_C$

si $I_{CQ_1} = I_{CQ_2}$

$$\Rightarrow V_{off} = \frac{R_{C_1} - R_{C_2}}{\frac{R_C}{V_T}} = \frac{\Delta R_C}{R_C} V_T$$

2º Forma (ΔI_S)

$$V_{off} = V_{BE_1} - V_{BE_2} = V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{S_1}} - V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{S_2}}$$

$$= V_T \ln \left(\frac{\cancel{I_{C_1}} \cdot I_{S_2}}{\cancel{I_{C_2}} \cdot I_{S_1}} \right)$$

$$= V_T \ln \left(\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \right)$$

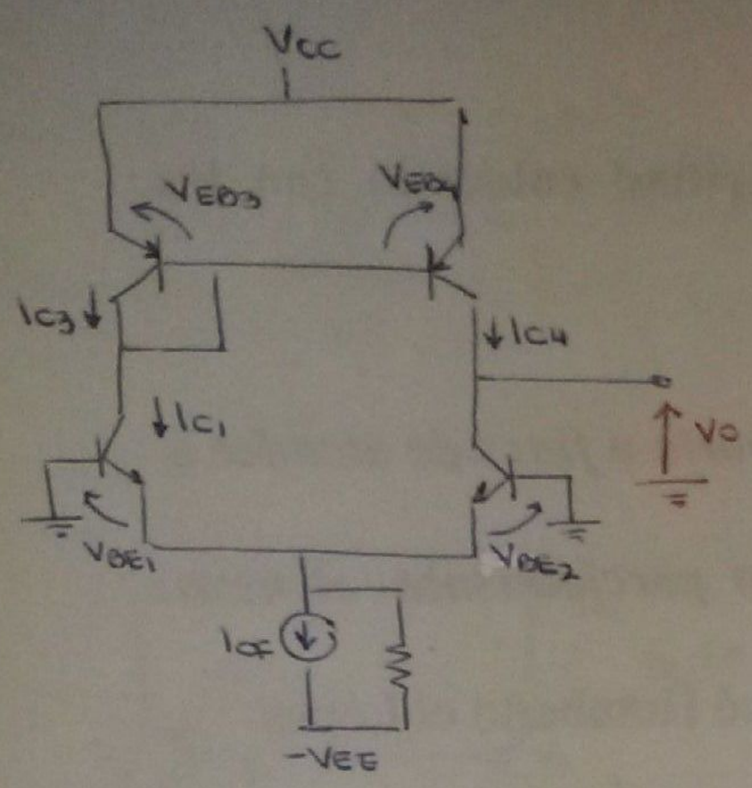
$$= V_T \ln \left(\frac{\Delta I_S + I_{S_1}}{I_{S_1}} \right)$$

$$\simeq V_T \ln \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \quad \simeq V_T \cdot \frac{\Delta I_S}{I_S}$$

CARGA ACTIVA

ndiciones de reposo

Suponiendo $T_1 = T_2 = T_3 = T_4$



$\Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} \simeq I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{OF}}{2}$

Considerando $V_{EC4} = V_{EB4}$ (sat incipiente)
(es decir, se tiene un corto virtual entre colector y base de T_4), pues

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{C4}}{I_{C3}} = \frac{I_S \cancel{e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}} (1 + V_{EC4}/V_A)}{I_S \cancel{e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}} (1 + V_{EC3}/V_A)} = 1$$

Si $V_{EC3} = V_{EB3} \Rightarrow V_{EC4} = V_{EB3}$

$\Rightarrow V_O = V_{CC} - V_{EB3}$

(esto es sin considerar ningún tipo de desapareamiento)

SE. siendo para $V_{i1} = V_{i2} = 0$, $I_r = I_{C1} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B4}$
(el factor de copia de la fuente espejo no es unitario)

$\Rightarrow$ Si $I_{C1} > I_{C4} = I_{C2}$

$\Rightarrow I_{C1} > I_{C2}$

siendo $V_{BE1} = V_{BE2}$, para esto ($I_{C1} \neq I_{C2}$) deberá tenerse en cuenta VA

$\Rightarrow$ si $V_{CE1} > V_{CE2}$, $I_{C1} > I_{C2}$

$\downarrow$

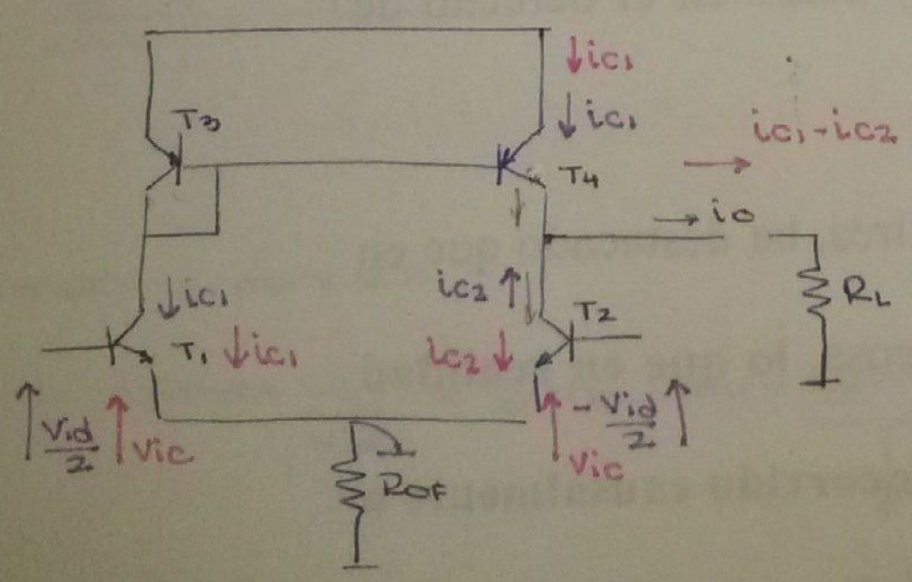
$\Rightarrow V_{EC4} > V_{EB3}$

Si se busca $I_{CQ1} = I_{CQ2}$, deberá inyectarse una corriente en el colector de T_2
(Fte de corriente o transistor PNP con área doble que T_3 y T_4 e igual β)

$I_L = I_{BQ3} + I_{BQ4}$

* Análisis de pequeña señal

Modo dif
Para señales incrementales de modo dif.
$i_{C4} \simeq i_{C1}$



siendo $i_{C2} \simeq i_{C1}$

$\Rightarrow i_O = i_{C2} + i_{C4} = +i_{C1} + i_{C1} = +2 i_{C1}$

$\Rightarrow$ io es ~~entrante al nodo~~

$\Rightarrow V_O = 2 i_{C1} \cdot R_L > 0$

MODO COMÚN

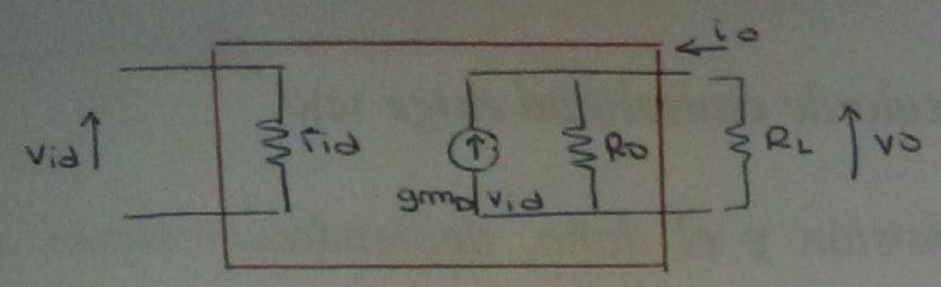
$V_O = (i_{C1} - i_{C2}) R_L \longrightarrow 0$ (para trans apareados)

$\Longrightarrow A_{MC} = 0$

DF EN MODO DIF Y RESIST DE E/S

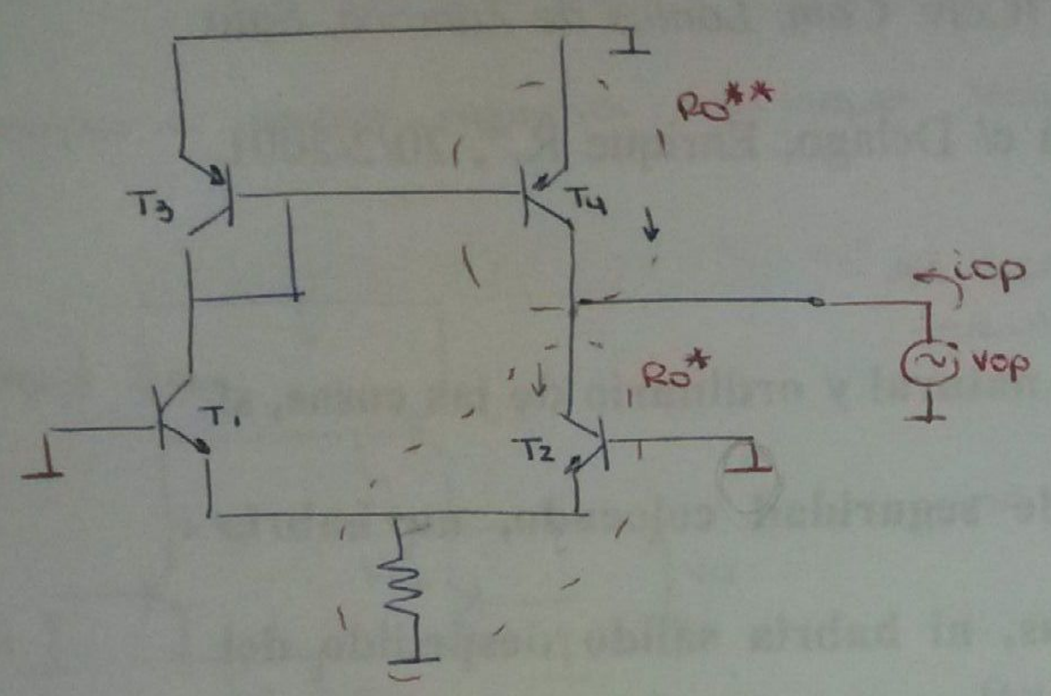
STEMA AD-CAE)

e modela (o busca modelar) el sistema como:



$$g_{mD} = \left.\frac{-i_o}{v_{id}}\right|_{v_o=0} \qquad R_o = \left.\frac{v_{op}}{i_{op}}\right|_{v_i=0} \qquad R_{id} = \left.\frac{v_{id}}{i_{id}}\right|_{v_o=0}$$

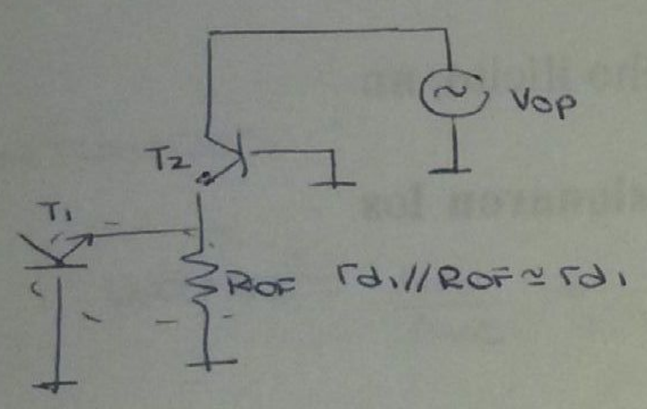
Para Ro



Para Ro* se tiene:

$$\frac{r_o \cancel{\parallel} r_d}{r_d + r_\pi} \simeq 1$$

Para Ro* se tiene:

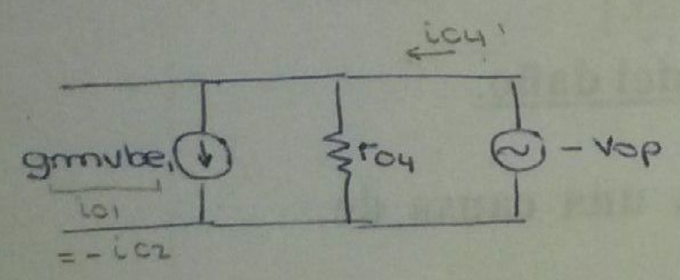


$r_{d1} // R_{of} \simeq r_{d1}$

$$R_o^* = r_{o2}(1 + g_m R_E)$$

$$= r_{o2}(1 + \underbrace{g_m r_d}_{1}) = 2r_{o2}$$

Para Ro**:



$$\Rightarrow R_o^{**} = r_{o4} // \overbrace{\left(\frac{-v_{op}}{-i_{c2}}\right)}^{R_o^*} = r_{o4} // 2r_{o2}$$

$$\Rightarrow R_o = R_o^* // R_o^{**} = r_{o4} // r_{o2}$$

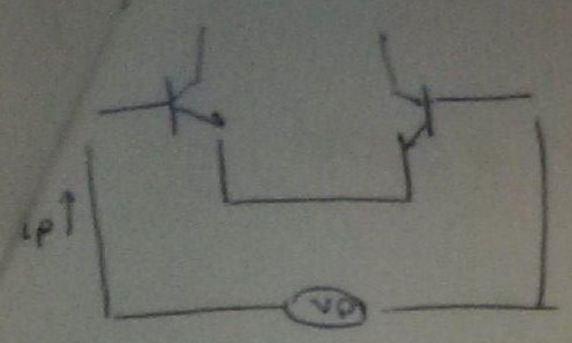
Siendo entonces

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = g_{mD} \cdot R_{oi} = \underbrace{g_{mD}}_{} (r_{o2} // r_{o4})$$

$$\left.\frac{-i_o}{v_{id}}\right|_{v_o=0} = \longrightarrow i_o = i_{c2} - i_{c4} = -2i_{c1}$$

$$\longrightarrow \frac{-i_o}{v_{id}} = \underbrace{\frac{2i_{c1}}{v_{id}}}_{g_{m1}} \simeq g_{m1}$$

R_{id}:

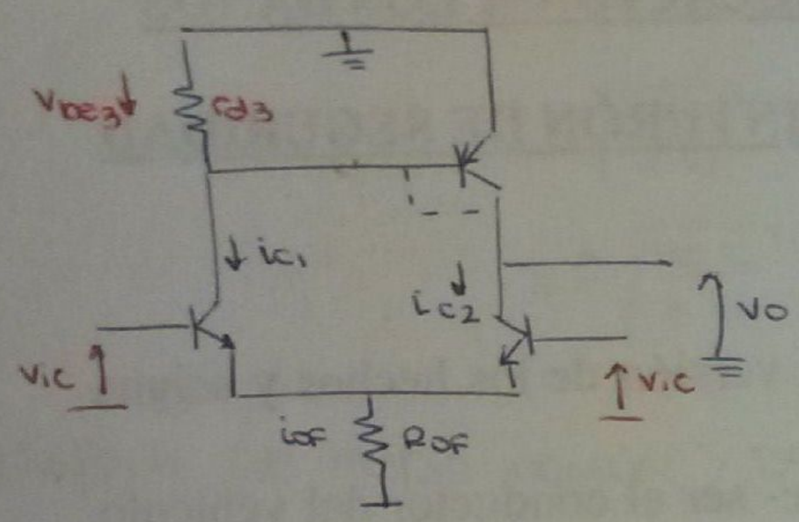


$$r_{id} = \frac{v_p}{i_p} = 2r_\pi$$

Para MODO COMÚN:

$$A_{vc} = \frac{v_o}{v_{ic}}\Big|_{v_{id}=0}$$ → depende de las asim. entre las 2 ramas del circuito, que se traduce en la dif. entre incrementos de corriente de los transistores de la rama de salida (T4-CAE- y T2-AD-) y de R_{of}

se supone copia unitaria, con lo que $V_{C4} = V_{B4}$ (corto virtual)



Al aplicar un incremento de modo común resultará equivalente a cambiar el valor de las corrientes -y tensiones- de reposo

inc en v_{ic} → inc en v_e → ↑ i_{of} ⇒ ↑ i_{c1} e i_{c2}

$$A_{vc} = \frac{v_o}{v_{ic}} = \frac{-i_{c1} \cdot r_{d3}}{i_{c1} r_{d1} + i_{of} R_{of}} = \frac{-i_{c1} r_{d3}}{i_{c1} r_{d1} + 2 i_{c1} R_{of}} \simeq \frac{-r_{d3}}{2R_{of}}$$

con $i_{of} = i_{c1} + i_{c2}$ y $R_{of} \gg r_{d1}$

ENTONCES:

$$RRMC = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = g_{mD}(r_{o2} // r_{o4}) \cdot \frac{2R_{of}}{-r_{d3}}$$

$$RRMC: \left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| = \frac{\left|\frac{v_o}{v_{id}}\right|_{v_{ic}=0}}{\left|\frac{v_o}{v_{ic}}\right|_{v_{id}=0}} = \left|\frac{v_{ic}}{v_{id}}\right| \Rightarrow \underbrace{|v_{id}|}_{v_{off}} = \frac{|v_{ic}|}{RRMC}$$

Tanto una menor Tensión de offset como una mayor RRMC indican un menor grado de desaparea miento del circuito y constituyen una medida equiv a un factor de mérito de un AD

Factor de mérito que mide las aptitudes del AD de rechazar las señales de modo común

SIÓN DE OFFSET MOSFET

$$V_{off} = V_{gs_1} - V_{gs_2}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{DQ1}}{k'(W/L)_1}} - \sqrt{\frac{I_{DQ2}}{k'(W/L)^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{DQ}L}{k'}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{W_1}} - \frac{1}{\sqrt{W_2}} \right)$$

$$= \sqrt{\frac{I_{DQ}L}{k'}} \left(\frac{1}{\sqrt{W_1}} - \frac{1}{\sqrt{W_1 \pm \Delta W}} \right)$$

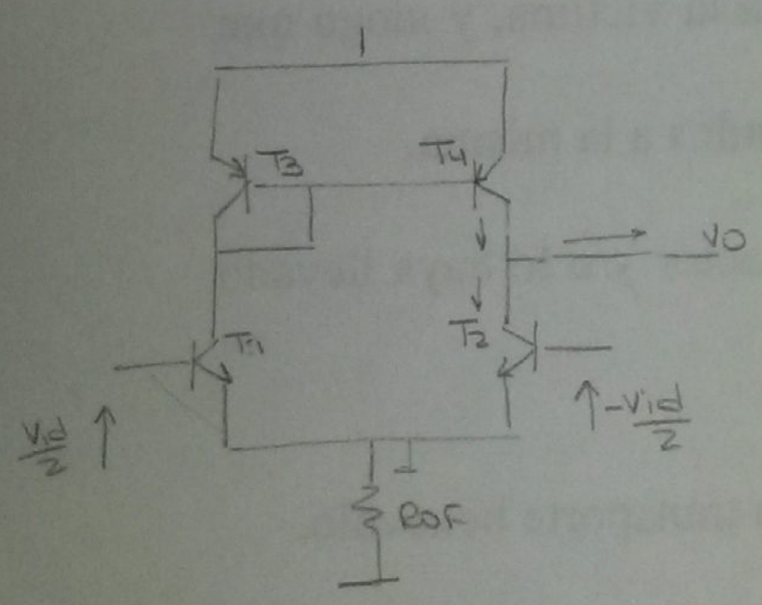
$$= \sqrt{\frac{I_{DQ}L}{k'}} \left(\frac{1}{\sqrt{W_1}} - \frac{1}{\sqrt{W_1}\sqrt{1 \pm \frac{\Delta W}{W_1}}} \right)$$

$$= \sqrt{\frac{I_{DQ}L}{k'W_1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{\Delta W}{W_1}}} \right)$$

$$\simeq \pm \sqrt{\frac{I_{DQ}L}{k'W_1}} \frac{\Delta W}{2W} \propto$$

GANANCIA DE MODO COMÚN Y DE MODO DIFERENCIAL

Modo diferencial



$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}}$$

$$i_o = i_{c_1} - i_{c_2}$$

$$i_o = 2\underbrace{i_{c_1}}_{+g_{m1} \cdot \frac{V_{id}}{2}} \Rightarrow$$

$$= \underbrace{g_{m1}}_{g_{mo}} \cdot V_{id}$$

$$= \frac{d i_o}{d v_{id}}$$

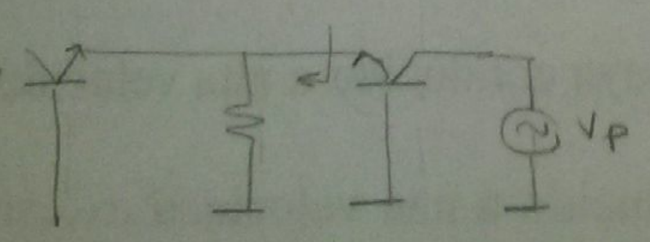
$$V_o = i_o (R_o // R_L)$$

$$\frac{V_o}{V_{id}} = g_{m1} (R_o // R_L)$$

¿cómo la calculo?

Ro:

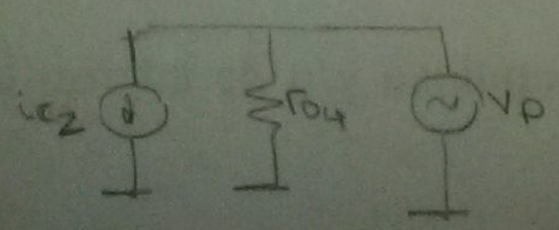
I)



$$R_{of} // r_d \simeq r_d$$

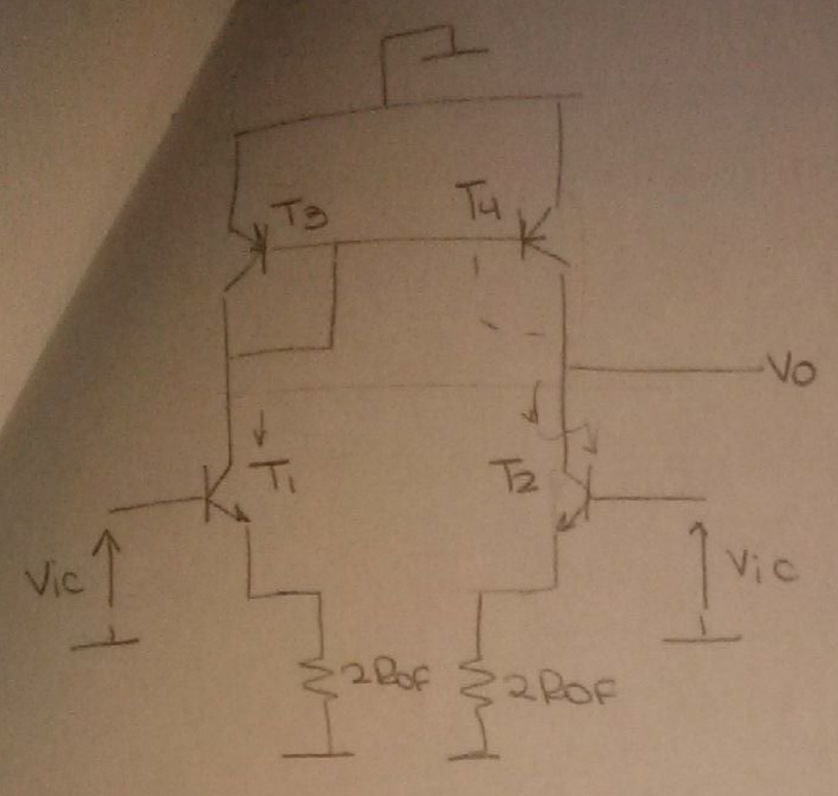
$$R_o \simeq \left(r_o \left(1 + \overbrace{g_m \cdot r_d}^{1} \right) \right) = 2r_o$$

II)



$$\rightarrow R_o = \frac{V_p}{i_{c4}} = r_{o4} // 2r_{o2}$$

$$R_o = r_{o4} // 2r_{o2}$$



$$V_o = -\underbrace{i_{c1}}_{g_m \cdot V_{ic}} \cdot r_{d3}$$

$$V_{ic} = i_b(r_{\pi 1} + 2\beta R_{of})$$

$$\Rightarrow A_{vo} = -\frac{r_{d3}}{r_{\pi 1} + 2R_{of}} \simeq \frac{-r_{d3}}{2R_{of}}$$