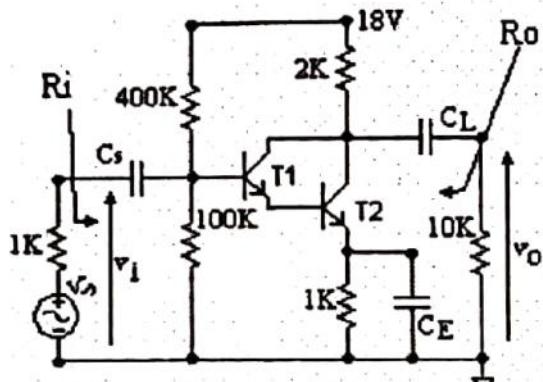


26/2/20*

Friday, December 6, 2024 9:55 AM

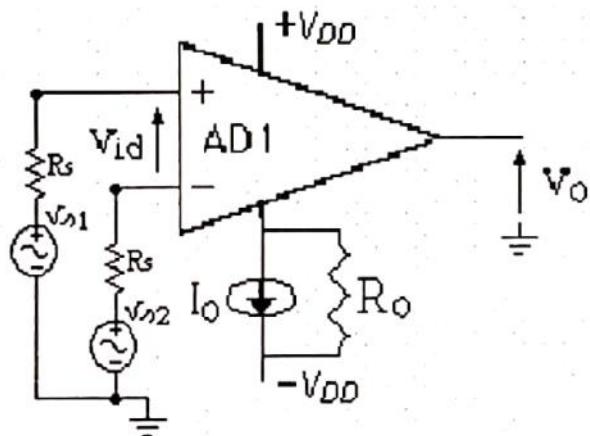
1.- $\beta = 100$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100 \Omega$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $f_T = 200 \text{ MHz}$.



a) Calcular A_{vs} a frecuencias medias. Justificar cualitativamente cuál será el nodo dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vs} . Calcular el valor aproximado de f_h en base a este nodo.

b) Si los tres capacitores externos poseen igual valor, justificar cuál dominará la respuesta de A_{vs} en bajas frecuencias.

c) Obtener las expresiones de las frecuencias de los ceros impuestos por los capacitores externos. En base a estas, justificar si puede admitirse o no que la f_i que se obtendría mediante b) coincidirá con la frecuencia de corte inferior real del circuito.



2.- AD1 es un par acoplado por source de NMOSFETs de canal inducido ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$). Se admiten transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , para los siguientes casos:

- a) $|V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $\delta \ll 1$.
- b) $|W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.
- c) $|W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

20/2/18

Friday, December 6, 2024 10:21 AM

1.- $V_{CC} = 6V$; $R_{C1} = R_{C2} = 30 k\Omega$; $R_{S1} = R_{S2} = 500 \Omega$; $R_L = 10 k\Omega$

TBJs:

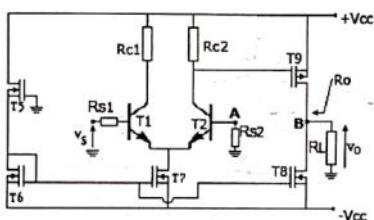
$\beta = 400$; $r_s \approx 0$; $V_A = 100V$; $f_T = 300 MHz$; $C_{\mu} = 2 pF$

MOSFETs de canal indizado:

$V_T = \pm 2V$; $k' = 1mA/V^2$; $\lambda = 0.01V^{-1}$; $(W/L)_{S,6,B} = 1$; $(W/L)_T = 0.2$; $C_{gs} = 5 pF$; $C_{gd} = 2 pF$

a) Hallar el valor de $(W/L)_S$ para $V_{OQ} = 0V$.

b) Obtener v_{ds} y v_{ics} en función de v_s . Dibujar el circuito de señal en bajas frecuencias. ¿Por qué es lo mismo en este caso bajas frecuencias que frecuencias medias?. Definir y calcular AV_{ds} , AV_{cs} y R_o del circuito y la RRMC en dB. Justificar que $AV_s = v_o/v_s \approx AV_{ds}$.

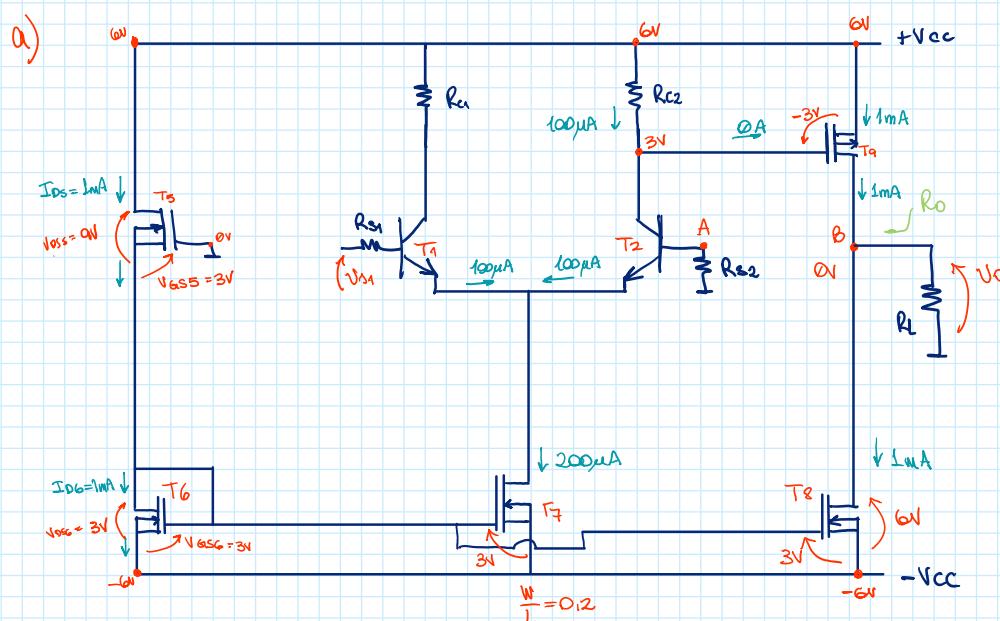


c) Calcular el valor de la frecuencia de corte superior aproximada, f_h , para AV_{ds} . Trazar el respectivo diagrama de Bode de módulo y argumento.

d) Se conecta entre A y B una $R_f = 1M\Omega$. Justificar si dicha realimentación estabiliza o no el punto de reposo ante la dispersión de algún parámetro de T_1 ó T_2 .

e) Obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre $Rs1$ y $Rs2$ del 5%.

f) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo calculados en a), si se reemplazan los resistores R_{C1} y R_{C2} por un espejo de corriente $T3-T4$ con TBJs PNP (datos de los PNP: $\beta = 100$; $V_A = 50V$).



$$I_{DS} = I_{D6}$$

$$K_S = K_6$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_S = \left(\frac{W}{L}\right)_6$$

$$I_{DS} = k' \frac{W}{L} (V_{GS5} - V_T)^2 = \frac{k}{2} \frac{W}{L} (V_{GS6} - V_T) \Rightarrow V_{GS5} = V_{GS6}$$

$$\text{y ademas } V_{GS6} = V_{DS6}$$

$$-6V + V_{GS6} + V_{SS} = 0 \quad \text{Recorro la malla}$$

$$V_{GS5} = V_{GS6} = 3V$$

$$I_{DS} = I_{D6} = \frac{1}{2} \frac{mA}{\sqrt{2}} (3V - 2V)^2 = 1mA$$

$$V_{DS6} = 3V \rightsquigarrow V_{OSS} = 12V - 3V = 9V$$

T₇ y T₈ se copian de T₆ $\left\{ \begin{array}{l} V_{G57} = V_{G58} = 3V \\ I_{D8} = 1mA \\ I_7 = 0.2 \cdot 1mA = 200\mu A \end{array} \right.$

Como $-6 + V_{DS2} = 0V \rightsquigarrow V_{DS2} = 6V$

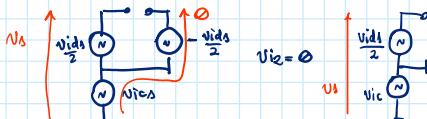
Como $T_1 = T_2 \quad I_{D1} = I_{D2}, \quad I_{D1} + I_{D2} = I_D = 200\mu A \rightsquigarrow I_{D1} = I_{D2} = 100\mu A$
 $R_{C1} = R_{C2}$

$V_{ASQ} = -V_{RC2} = -100\mu A \cdot 30k\Omega = -3V$

$I_{DQ} = 1mA \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_Q = \frac{I_{DQ}}{k'(V_{GSQ} - V_T)^2} = \frac{1mA}{1mA \cdot (-3V + 2V)^2} = 1$

b)

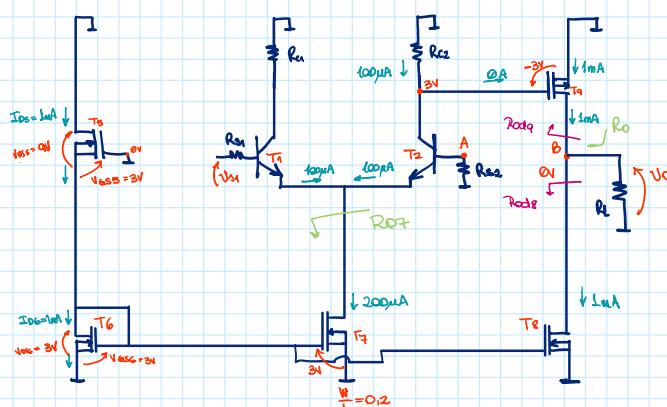
$V_{IDS} = V_A$
 $V_{IDS} = \frac{V_A}{2}$



$V_{ID2} = 0$
 V_A

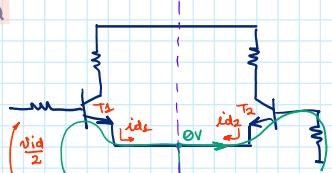
Bajos f = f Med x q' y capacidores externos en el circuito que introduzcan ceros en la ganancia. Solo hay f_H

Circuito en Bajos f: Pasivo fuentes de continua:



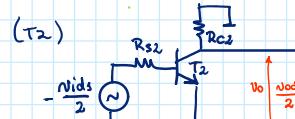
Modo diferencial:

Aud



Mesa virtual → Todo lo que aumenta $|I_{D1}|$ lo disminuye $|I_{D2}|$ → la tensión en la unión de emisores NO cambia → $\Delta V_B = V_B = 0$
 Puede considerarse al nodo de las emisiones como si estuviese conectado a masa virtual, a efectos de la señal diferencial.

2. Hemicircuitos:



$A_{VD} = \frac{V_{O2}}{V_{ID}} = \frac{V_{O2}}{-V_{ID}/2} = -g_{m2} R_{C2} \left(= -\frac{I_{D2} R_{C2}}{V_{TH}} \right)$

$A_{VD} = \frac{+g_{m2} R_{C2}}{2} = \frac{I_{D2} R_{C2}}{2 V_{TH}} = \frac{100\mu A \cdot 30k\Omega}{2 \cdot 2.25mV} = 58$

R_O: Me pongo sobre el nodo de R_L, para arriba vemos R_{OD2}, para abajo R_{OD1}

$R_O = R_{OD2} // R_{OD1} = 50k\Omega$

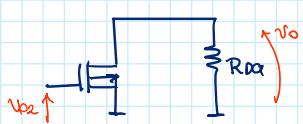
$R_{OD1} = 50k\Omega // 10k\Omega = \frac{50}{6} k\Omega = 8.33k\Omega$

(como es carga resistiva)

$R_{OD2} = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{0.01V^2 \cdot 1mA} = 100k\Omega = R_{OD1} = \frac{1}{\lambda I_{D1}}$

T₉: Source común

T9. Source común



$$Av_d = \frac{V_o}{V_{d2}} = \frac{-i_{ds} R_{ds}}{V_{d2}} = -g_m \cdot R_{ds} = -2 \sqrt{|k I_{ds}|} \cdot R_{ds}$$

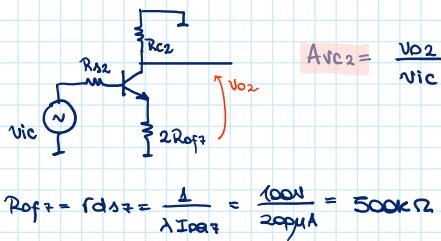
$$Av_d = -2 \sqrt{\frac{1mA}{V^2} \cdot 1mA} \cdot 8k\Omega = -16.67$$

$$Av_{d, tot} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{V_{d2}}{V_{id}} \cdot \frac{V_o}{V_{d2}} = T_i \cdot Av_d \cdot Av_g = -1.58 \cdot 16.67 = -96.7$$

$$T_i = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{S2}} \rightarrow 1 \quad (R_{i2} \gg 500\Omega)$$

Modo Común:

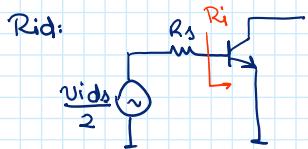
se pone $\frac{1}{2}R_{of2} = \frac{i_c}{2R_{of2}} = \frac{i_c}{2R_{of2}}$



$$Av_{c2} = \frac{V_{d2}}{V_{ic}} = \frac{-i_{c2} R_{c2}}{g_{m2} V_{be2} + i_{c2} 2R_{of2}} \approx -\frac{R_{c2}}{2R_{of2}} = -\frac{30k\Omega}{1M\Omega} = -0.03$$

$2R_{of2} \gg \frac{1}{g_{m2}}$

$$R_{of2} = R_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{ds2}} = \frac{100N}{20\mu A} = 500k\Omega$$

Compruebo $R_i \gg R_{S2}$:

$$R_i = \frac{V_{id}/2}{i_p} = R_{in} = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{400}{4mA/V^2} = 100k\Omega$$

$$R_{id} = \frac{V_{id}}{i_p} = 200k\Omega$$

$$Av_{c, tot} = T_i \cdot Av_c \cdot Av_g = -0.03 \cdot (-16.7) \approx 0.5$$

$$RRMC = 20 \log \left| \frac{Av_d}{Av_c} \right| = 20 \log \left| \frac{96.7}{0.5} \right| = 66dB$$

$$Av_1 = \frac{V_o}{V_d}$$

$$V_o = Av_{d1} \cdot V_{ids} + Av_{c1} \cdot V_{ic} = V_o \left(Av_{d1} + \frac{Av_{c1}}{2} \right) \approx Av_{d1} \cdot V_o$$

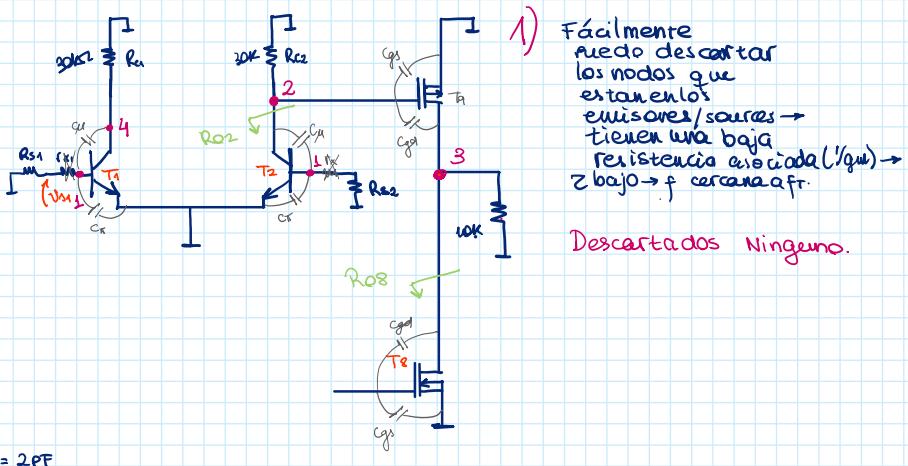
$$\rightarrow Av_1 \approx Av_{d1}$$

c) Rta en f: Avd (GND virtual)

Haremos los nodos:

Recordar que los capacitores se reflejan como $C(1-Av)$

Cuanto + cercano a 1 sea Av, el capacitor - efecto tendrá, lo que sesgará la búsqueda del nodo dominante a unos pocos.



$$C_{gs} = 5 \text{ pF}, C_{gd} = 2 \text{ pF}$$

$$W_T = \frac{g_m}{C_{pi} + C_{gs}} \rightarrow C_{pi} = \frac{g_m}{W_T} - C_{gs} = \frac{4 \text{ mA/V}}{2\pi 3000 \text{ Hz}} - 2 \text{ pF} = 2.05 \text{ pF} - 2 \text{ pF} = 0.05 \text{ pF}$$

- 2) Me fijo si hay drain/coletores a tierra → los nodos en la entrada serán $\frac{C_{pi}}{C_{pi} + C_{gs}}$
entradas de un seguidor → C_{pi}/C_{gs} se refleja muy pequeño $C_{pi}^* = C_{pi}(1 - A_V)$
en comparación a C_{gs}/C_{gd} → es directamente C_{gs}/C_{gd} a masa en ese nodo.
Nodos:

- 3) Los nodos dominantes son aquellos que estarán en las bases/gates xq'
 A_V es grande (SC/EC) → entra por base salgo por colector.

1: C_{gs} se refleja con A_V de emisor común (GRANDE)

2: C_{gs} " " "

3: C_{gs} y C_{gd} se reflejan de colector a base pero se suman

4: C_{gd} se refleja de colector a base (pequeño)

1)

$$\bullet R_{11}^{eq} = R_{S2} // R_{i2} = R_{S2} // g_{m2} = 500 \Omega // \frac{400}{4 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

$$\bullet C_{11}^{eq} = C_{i2} // C_{gs2}^* = C_{i2} + C_{gs2}(1 - \frac{V_2}{V_L}) = C_{i2} + C_{gs2}(1 + g_{m2} R_{c2})$$

$$\bullet C_{11} = 242.12 \text{ pF}$$

$$\tau_1 = 12 \text{ ns} \quad f_1 = 8 \text{ MHz}$$

2)

$$\bullet R_{22}^{eq} = R_{i2} // R_{c2} // R_{i3} = R_{i2} // R_{c2} // g_{m3} = 30k\Omega // 100k\Omega = 30 k\Omega$$

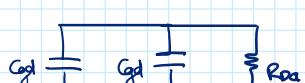
$$\bullet C_{22}^{eq} = C_{gs2} // C_{gd2}^* // C_{gs3} + C_{gd3}(1 - \frac{V_3}{V_L}) + C_{gs3}(1 - \frac{V_1}{V_2})$$

$$= C_{gs2} + C_{gd2}(1 + A_{V2}) + C_{gs3} = 5 \text{ pF} + 2 \text{ pF} \cdot 17.7 + 2 \text{ pF} = 42 \text{ pF}$$

$$\tau_2 = 30k\Omega \cdot 42 \text{ pF} = 1.26 \mu\text{s} \quad f_2 = 800 \text{ kHz}$$

$$g_{m2} = 2k |V_{GS2} - V_{T2}| = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

- 3) C_{gd} y C_{gs} se reflejan como C_{gd} y C_{gs} y $R_{eq} = R_{da} = 8k3\Omega$



$$\tau_3 = 8k3\Omega \cdot 2.2 \text{ pF} = 33 \text{ ns} \rightarrow f_3 = 30 \text{ MHz}$$

$$\tau_3 < \tau_1, \tau_2$$

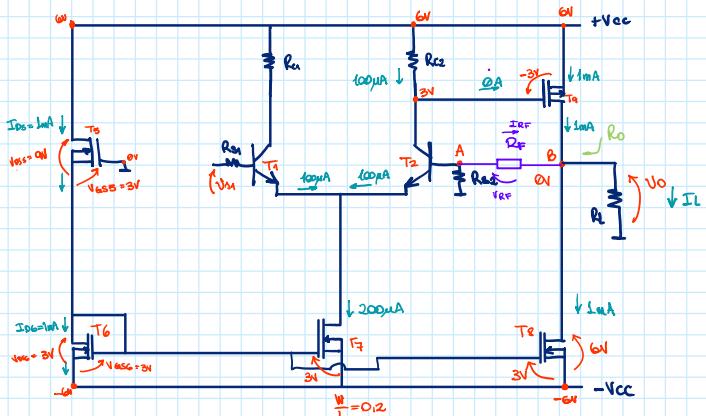
$$1/(1 + \frac{1}{R_{eq}}) = \frac{1}{1 + \frac{1}{8k3\Omega}} = 720 \text{ kHz}$$

$$\omega_H = \frac{1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{12\text{nS} + 1.26\mu\text{s}} = 720\text{kHz}$$

$$1381\text{ns}$$

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = 115\text{kHz}$$

a) Se coloca R_F entre A y B



se incrementa ID_1 por una dispersión de β por ejemplo debe ser hacia arriba

$$\downarrow ID_1 \rightarrow \downarrow ID_2 \rightarrow V_{RC2} \downarrow \rightarrow V_{GSQ} \downarrow \rightarrow ID_3 \downarrow \rightarrow IL \downarrow$$

$$I_{RF} = I_E = ID_1 + ID_2 = \underline{Cte}$$

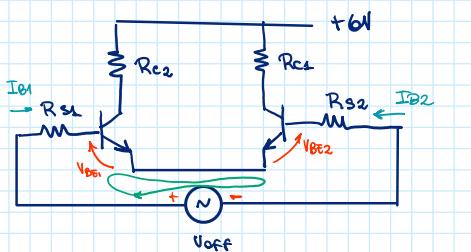
$$V_{RC2} = -V_{GSQ}$$



$$\rightarrow V_B \downarrow \rightarrow V_{RF} \downarrow \rightarrow I_{RF} \downarrow \rightarrow ID_2 \downarrow \rightarrow ID_1 \downarrow$$

Realimenta (+)

e) V_{off} para $R_{S2} = 1.05 R_{S1}$



V_{off} es V_{id} tal que $I_{C1} = I_{C2} \rightarrow V_o = V_{off}$, en este caso $V_{ida} = 0$. La tensión que tengo q' aplicar para volver a la simetría.

$$V_{off} = \frac{I_{C1}}{\beta} R_{S1} - V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{C2}}{\beta} R_{S2} = 0$$

$$V_{BE1} = V_{TLN} \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \quad I_{S1} = I_{S2} = I_S$$

$$V_{BE2} = V_{TLN} \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

$$V_{off} = \frac{I_{C1}}{\beta} (R_{S1} - 1.05 R_{S2}) + V_{TLN} \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = 0$$

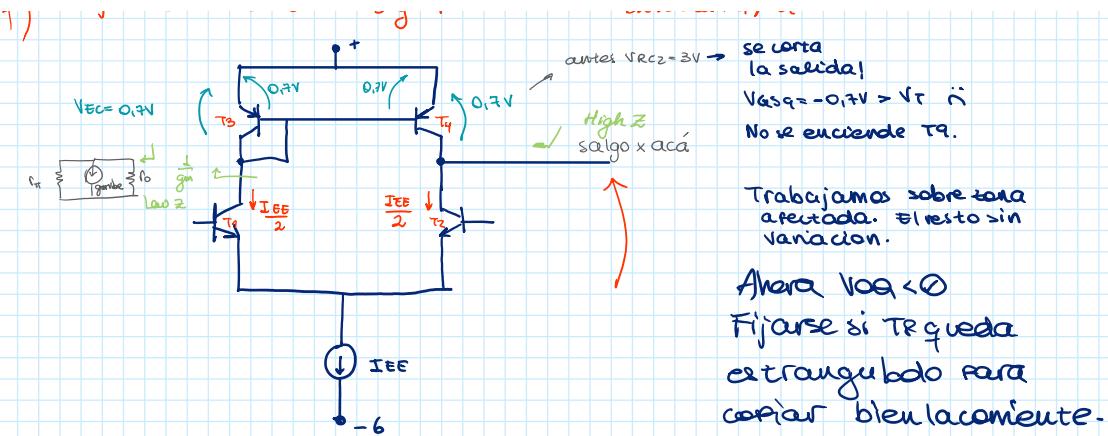
$$V_{off} = -0.05 \frac{I_{C1}}{\beta} R_{S1} = -\frac{0.05}{400} \cdot 100\mu\text{A} \cdot 500\Omega = 6.25\mu\text{V}$$

f) Espejo de Corriente en T3 y T4 con T33 PNP en vez de R_C1/R_C2



antes $V_{RC2} = 3\text{V} \rightarrow$ se corta la salida!

$$V_{GSQ} = -0.1\text{V} > V_T \rightarrow$$



27/5/18

Saturday, December 7, 2024 10:07 PM

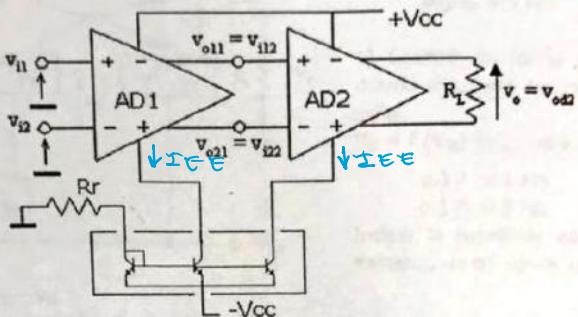
$$|V_{CC}| = 5V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 4,3\text{ k}\Omega$$

AD1: Par diferencial NPN T₁=T₂ con R_{C1} = R_{C2} = 6kΩ

AD2: Par diferencial NPN T₃=T₄ con R_{C3} = R_{C4} = 3kΩ

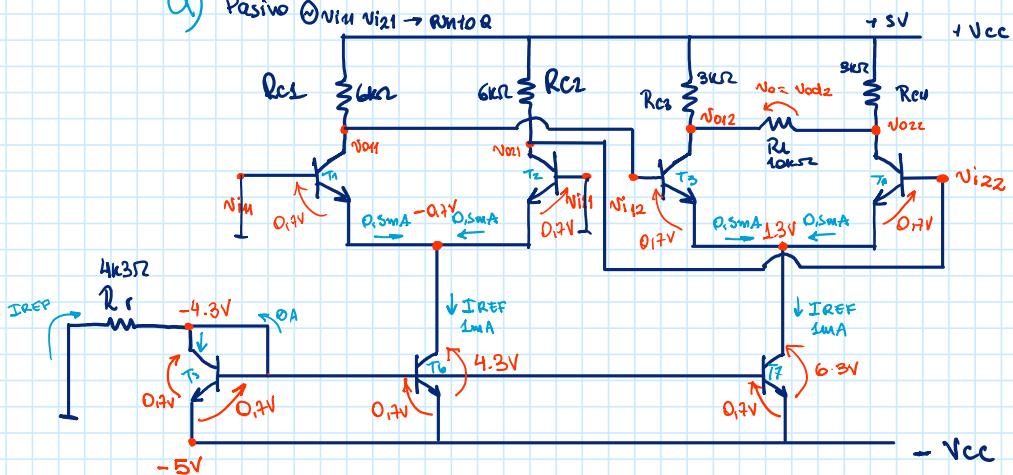
27/5/18

Guse



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{V_{dd}} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$? Justificar el valor que tendría $A_{V_{dc}} = v_o/v_{id}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_S del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).

a) Pasivo ① $v_{i11} v_{i21} \rightarrow$ punto Q



$$I_{REF} = \frac{4.3V}{4k352} = 1\text{mA}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ3} = I_{CQ4} = \frac{I_{REF}}{2} = 0.5\text{mA}$$

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 5V - 0.5\text{mA} \cdot 6k\Omega = 2V = V_{i12} - V_{i21}$$

$$V_{CEQ3} = V_{CEQ4} = 5V - 0.5\text{mA} \cdot 3k\Omega = 3.5V$$

$$(I_{RC2} = I_{RC1} = \underline{I_{C1/2}} + \underline{I_{B1/2}}) \quad 0 (\text{poco}) + \text{chico}$$

$$\bullet V_{EQ1} = V_{EQ2} = 0V - 0.7V = -0.7V$$

$$\bullet V_{EQ3} = V_{EQ4} = 2V - 0.7V = 1.3V$$

$$\bullet V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 2.7V$$

$$\bullet V_{CEQ3} = V_{CEQ4} = 2.2V$$

Todos están en MAD :)

W/N	K_2	K_3
g_m	f_T	f_0

	u_A/V	k_{S1}	k_{S2}
	g_m	f_T	f_0
T ₁	20mA	20	240
T ₂	20mA	20	240
T ₃	20mA	20	240
T ₄	20mA	20	240
T ₅	40mA	10	120
T ₆	40mA	10	120
T ₇	40mA	10	120

$$r_x = 100\Omega$$

$$V_A = 120V$$

$$C_{L1} = 1\text{ pF}$$

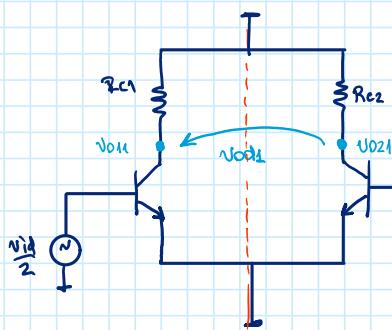
$$C_{T1} = \frac{g_m}{2\pi f_1} - C_{L1} = 15\text{ pF}$$

$$(20mA)$$

b) $A_{vdd} = \frac{v_{od}}{v_{id}}$

$$A_{vdd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} \quad A_{vdd2} = \frac{v_{o2}}{v_{id}} \Rightarrow A_{vdd} = A_{vdd1} \cdot A_{vdd2}$$

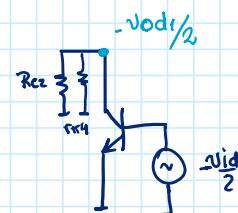
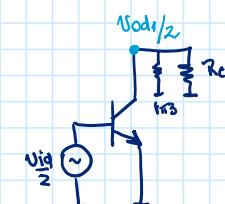
A_{vdd1} : Modo dif:



$$Nida = V_{id2} - V_{id1}$$

$$Nod1 = V_{o11} - V_{o21}$$

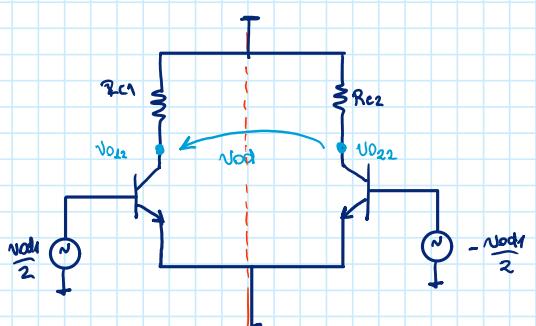
Separo en Hemicircuitos:



$$A_{vdd1} = \frac{v_{od1}}{v_{id}} = \frac{v_{o1}/2}{Nod1/2} = -g_{m1} (R_{C1}/f_{T3}) = -20\text{mA} (6k\Omega / 20k\Omega) = -92.3$$

$$A_{vdd1} = \frac{v_{o11} - v_{o21}}{v_{id}} = -\frac{g_{m1}(R_{C1}/f_{T3})}{2} - \frac{g_{m2}(R_{C2}/f_{T3})}{2}$$

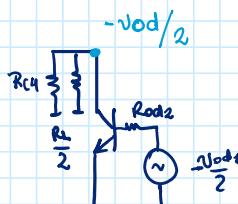
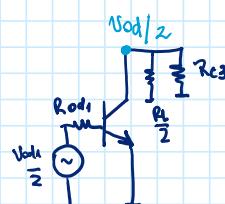
A_{vdd2} :



$$Nida = V_{id2} - V_{id1}$$

$$Nod1 = V_{o11} - V_{o21}$$

Separo en Hemicircuitos:



$$A_{vdd2} = \frac{v_{od2}}{v_{id1}} = \frac{v_{o2}/2}{Nod1/2} = -g_{m3} R_{C3} = -20\text{mA} (3k\Omega / 50k\Omega) = -56.6$$

$$A_{vdd\text{ tot}} = A_{vdd1} \cdot A_{vdd2} = -56.6 \cdot (-92.3) = 5224$$

Rehago

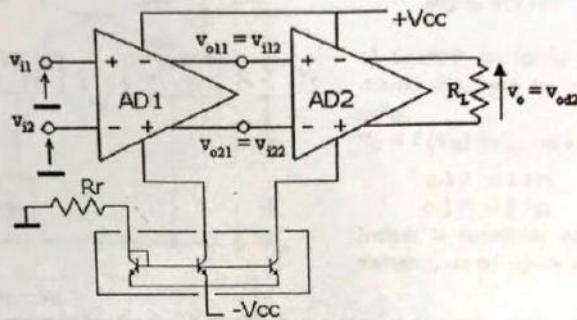
XG! soy una idiota q' la dejó p' feo
va a estar todo bien mal, si sos relinda y caro!

FUERZAS

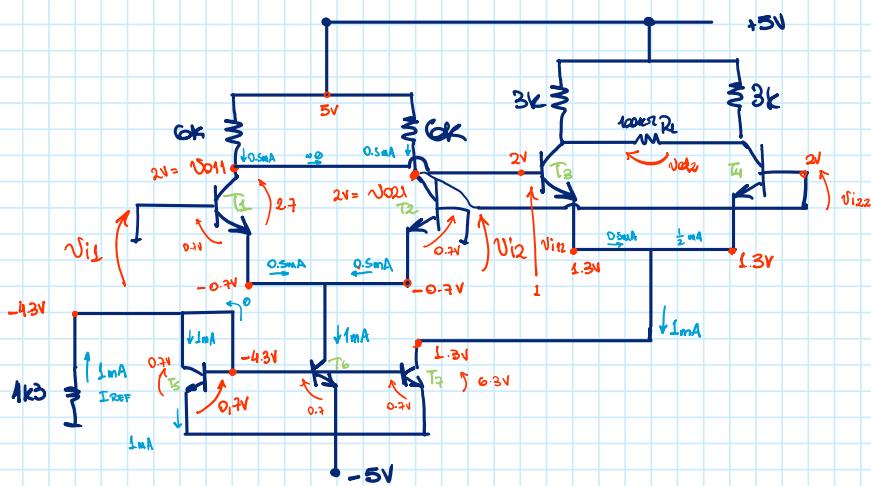
$|V_{CC}| = 5V$; $R_L = 100\text{ k}\Omega$; $R_r = 4,3\text{ k}\Omega$
AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1}=R_{C2}=6\text{ k}\Omega$
AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3}=R_{C4}=3\text{ k}\Omega$

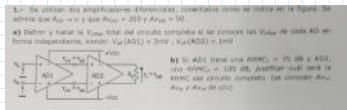
27/5/18

Guse



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100\Omega$; $f_T = 200\text{ MHz}$; $C_\mu = 1\text{ pF}$; $V_A = 120\text{ V}$)
- Calcular $A_{Vd} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{11} - v_{12}$? Justificar el valor que tendría $A_{Vdc} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 1\text{ mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_S del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).

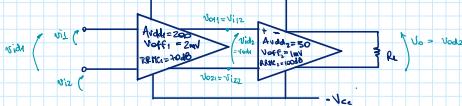




a) No hace falta armilar circuito.

$$V_{id} = V_{o1} - V_{o2} = V_{eff}$$

- la tensión de entrada diferencial para la cual la salida dif. se anula → se igualan las tensiones de salida ($V_{o1} = V_{o2}$)
- Ajuste de los desapareamientos de las ruedas del AD
- $V_{id} = V_{eff}$ de conservación del vía directamente



$$RRMC = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| = \left| \frac{V_{id}}{V_{id}} \right| \rightsquigarrow V_{id} = V_{eff}|_{V_{id}=0} = V_{id}/RRMC$$

$$\begin{aligned} V_{o1} &= A_{vd} \cdot V_{id} \\ V_{o2} &= A_{vd} \cdot (-V_{id}) \end{aligned}$$

Para que V_{o1} se anule con V_{o2} la tensión de entrada directa no tiene en cuenta cambios rápidos:

$$\begin{cases} V_{eff} \neq 0 \Rightarrow V_{o1} = V_{eff} + V_{o2} \\ V_{eff} = 0 \Rightarrow V_{o1} = V_{eff} = \frac{V_{id}}{A_{vd}} = \frac{V_{id}}{A_{vd1}} = \frac{V_{id2}}{A_{vd2}} = V_{o1} = V_{o2} \end{cases}$$

$$V_{id1} = 0$$

$$V_{id2} = 0$$

superpongo efectos: $V_{eff} = V_{o1} - V_{o2} = 2V_{id} + 5mV = 2,005 mV$

Me fijo en la fuerza del circuito y visto
que va a tener
sujeto al efecto de AD
 V_{eff} es constante, no se
refiere a V_{id} solamente

b) RRMC tot si se tienen A_{vcc} , A_{vd1} y A_{vd2} de U_2 .

$$V_{idc} = A_{vd1} \cdot V_{id} + A_{vd2} \cdot V_{id}$$

$$V_{oec} = A_{vcc} \cdot V_{idc} + A_{vdc} \cdot V_{id}$$

$$RRMC = 20 \log \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \rightsquigarrow A_{vd} = A_{vd1} + A_{vd2} + A_{vdc} + A_{vdd}$$

A_{vd1} : entra y salgo dif.
 A_{vd2} : entra y salgo d.
 A_{vdc} : entra y salgo c.
 A_{vdd} : entra y salgo c.

Debido a las asimetrías
(intemps, al aplicar V_{id} se obtiene
 $V_{o1} \neq 0$ y con V_{id} → $V_{o2} \neq 0$)

por lo que las amplificaciones
 cruzadas no son nulas, pero son
mucho + pequeñas que A_{vd1} y A_{vd2} .

$A_{vd} \gg A_{vdc} > A_{vdd}, A_{vdc}$

★ Hemicircuitos con
desapareamiento

$$\Rightarrow \frac{A_{vd1}}{A_{vdc}} = \frac{A_{vd1} \cdot A_{vd2}}{A_{vdc} \cdot A_{vd2}} = \frac{A_{vd1}}{A_{vdc}} \Rightarrow RRMC = 20 \log \left| \frac{A_{vd1}}{A_{vdc}} \right| = RRMC_1 = 70dB$$

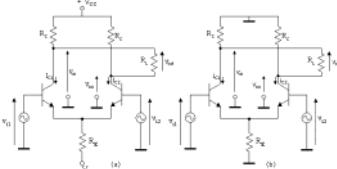
Guarda q' hemicircuitos es solo válido
para cuando hay simetría, cuando no:

Desapareamiento: $R_{c1} - R_{c2} = \Delta R_C$

$$A_{vd1} = \frac{V_{id}}{V_{id}} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{id}} = -\frac{g_{m1} \cdot R_{c1}}{2} - \frac{g_{m2} \cdot R_{c2}}{2} \approx -\frac{g_{m1} \cdot R_C}{2}$$

$$A_{vdc} = \frac{V_{id}}{V_{id}} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{id}} \approx -\frac{R_{c1}}{2R_E} + \frac{R_{c2}}{2R_E} = -\frac{\Delta R_C}{2R_E}$$

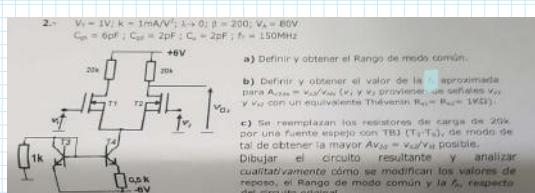
El desapareamiento
afecta mucho a
la ampl. cruzada y
poco a la diferencial.



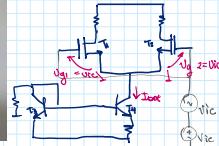
Guarda q' hemicircuitos es solo válido
para cuando hay simetría, cuando no:

El desapareamiento
afecta mucho a
la ampl. cruzada y
poco a la diferencial.

2)



a) Hecho por Kelly:



$V_{idc} < 0 \rightarrow V_{g1}, V_{g2} \downarrow \rightarrow V_{d1}, V_{d2} \downarrow \rightarrow T_3, T_4$ se vuelve MAD hacia SAT
 Iout=ice en modo común!
 $I_{d1}, I_{d2} = 0 \Leftrightarrow V_{d1}, V_{d2} = 0 \Leftrightarrow V_{idc} = 0$

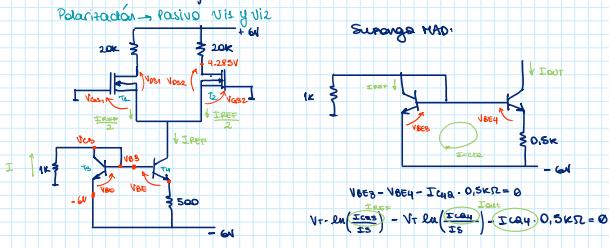
$V_{idc} > 0 \rightarrow V_{g1}, V_{g2} \uparrow \rightarrow V_{d1}, V_{d2} \uparrow \rightarrow T_3, T_4$ se vuelve SAT hacia MAD
 Iout=ice
 $I_{d1}, I_{d2} = 0 \Leftrightarrow V_{d1}, V_{d2} = 0 \Leftrightarrow V_{idc} = 0$

a) Rango de modo común: tensiones de entrada
para las cuales los transistores se mantienen funcionando
en su modo de operación deseado.
 MOSFET → saturación → $V_{dsq} > V_{GSQ} - VT = V_{DSF}$

TBJ \rightarrow MAD. $\rightarrow V_{BE} = 0.7V$
 V_{BC} en inversa para NPN

- Valores para los cuales T_1 o T_2 dejene de estar en SATO
 T_3 / T_4 deje de estar en MAD.

Polarización \rightarrow pasivo V_{BE} y V_{BC}



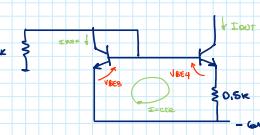
$$I_{D1}=I_{D2}=\frac{I_{DREF}}{2}=85.76 \mu A$$

$$V_{B1}=V_{B2}=1.29V$$

$$V_{S1}=V_{PA}-V_{SA} = 6V - 20k\Omega \cdot 1.29 \mu A = 2.20V$$

$$= 3V$$

Suspenso MAD:



$$V_{BE3}=V_{BE4}=I_{DREF} \cdot 0.5k\Omega = 0$$

$$V_{T1} \left(\frac{I_{DREF}}{2} \right) = V_{T2} \left(\frac{I_{DREF}}{2} \right) = V_{IOUT} \left(I_{DREF} \cdot 0.5k\Omega \right) = 0$$

$$V_{T1} \left(\frac{I_{DREF}}{2} \right) = I_{DOUT} \cdot 500 \Omega$$

$$-6V + V_{BE3} + I_{DREF} \cdot 1k\Omega = 0$$

$$V_{BE3} \approx 0.7V \Rightarrow I_{DREF} = \frac{5.3V}{1k\Omega} = 5.3mA$$

$$25mV \cdot \ln \left(\frac{5.3mA}{I_{DOUT}} \right) = I_{DOUT} \cdot 500 \Omega$$

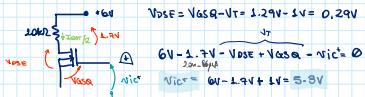
Suspenso I_{DOUT} limitado en el calculo

y me da

$$I_{DOUT} = 131.5 \mu A$$

Rango de modo común: A través de simetría y sección en z:

Para $T_1 = T_2$ ④ Si $V_{BC} \downarrow \rightarrow V_{AS} \downarrow \rightarrow I_{DS} \downarrow \rightarrow V_{DZ} \downarrow \rightarrow$ se acorta

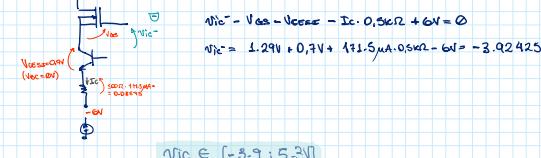


$$V_{DZ} = V_{GSQ} - V_T = 1.29V - 5V = 0.29V$$

$$6V - 1.29V = V_{DZ} + V_{S1} - V_{BC} = 0$$

$$V_{BC} = 6V - 1.29V + 5V = 5.3V$$

⑤ Si $V_{BC} \uparrow \rightarrow I_{DS} \uparrow \rightarrow I_{DZ} \uparrow \rightarrow V_{DZ} \uparrow \rightarrow V_{BC} \uparrow ?$



$$V_{DZ} \in [0.29V; 5.3V]$$

b) $A_{VDD} = \frac{V_{DZ}}{V_{DS}}$ Buscar f_v para A_{VDD}

(salida single ended). El de gus es el umbral
 poco \neq el b.
 Buscar RRMC.

• Positivo continuo.

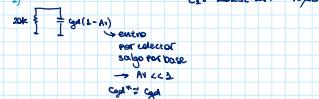
$$f_v = \frac{g_m}{C_{r1} + C_p} \approx C_{r1} = \frac{g_m}{f_t}$$

$$C_{r1} = 6pF, C_{d1} = 2pF$$



Terminal alto f

$$Z_L = 20k\Omega \cdot 20pF = 400\mu s$$



$$\alpha = -\frac{I_d \cdot 20k\Omega}{g_m} = -g_m \cdot 20k\Omega = -2k \cdot V_{DS} \cdot 20k\Omega$$

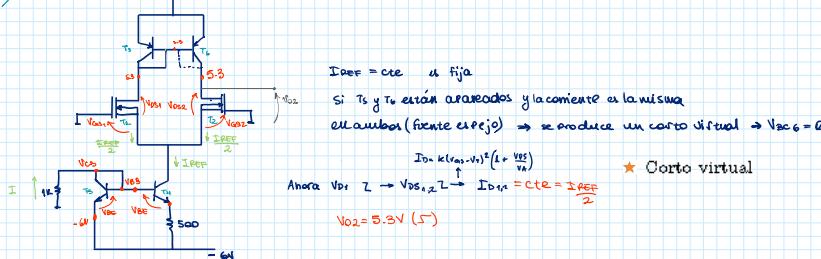
$$= -2 \cdot 1mA \cdot 0.29V \cdot 20k\Omega = -11.6$$

$$g_m = 12.6 \cdot 2pF = 25.2pF$$

$$Z_L = 1k\Omega \cdot (6pF + 25.2pF) = 31.2 \mu s$$

$$Z_L = 31.2 \mu s + 40 \mu s = 71.2 \mu s \rightarrow f_v = 14kHz$$

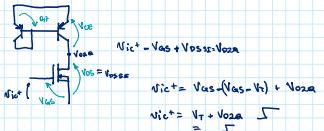
c)



Se modifica el rango de modo común?

para q' T4 salga de MAD: $V_{BC} = cte$ ($V_{AS} = cte$)

Para q' T₂ salga de si: V_{ic^+}



$$V_{ic^+} = V_{as} + V_{os} + V_{oa}$$

$$V_{ic^+} = V_{as} \cdot (V_{as} - V_t) + V_{os}$$

$$V_{ic^+} = V_t + V_{os}$$

f H: Ahora T₂/T₁ no ven z_{ot}z desde el drain

si no que van la $2\omega_5/6 = \omega_3/6 \gg 2\omega_2$

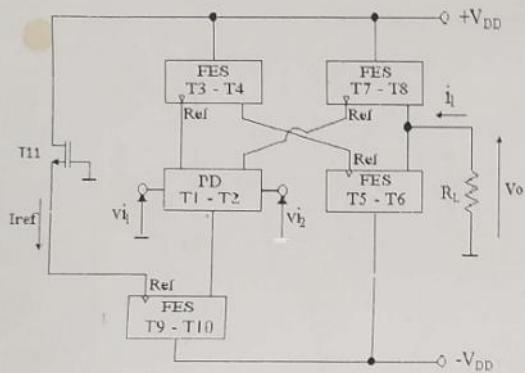
y además en el primer nodo se agrega la C_p reflejada

($C_{p^*} = C_p$ porque entra x' collector y sale x' base). \rightarrow sube la $\frac{R_1 C}{(C_p + C_{p^*})}$

$$T_1 \xrightarrow{\text{f}} \underline{\underline{f_H}}$$

Clase Kelly:

1. a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .
FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.



b) Hallar las expresión y valor de,

$$A_{vd} = V_o / V_{id} \mid_{V_{ic}=0} \text{ para los siguientes casos:}$$

$$b_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$b_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

c) Graficar en forma aproximada y en un mismo diagrama, las características de gran señal,

$$V_o = f(V_{id}) \mid_{V_{ic}=0} \text{ para los siguientes casos:}$$

$$c_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

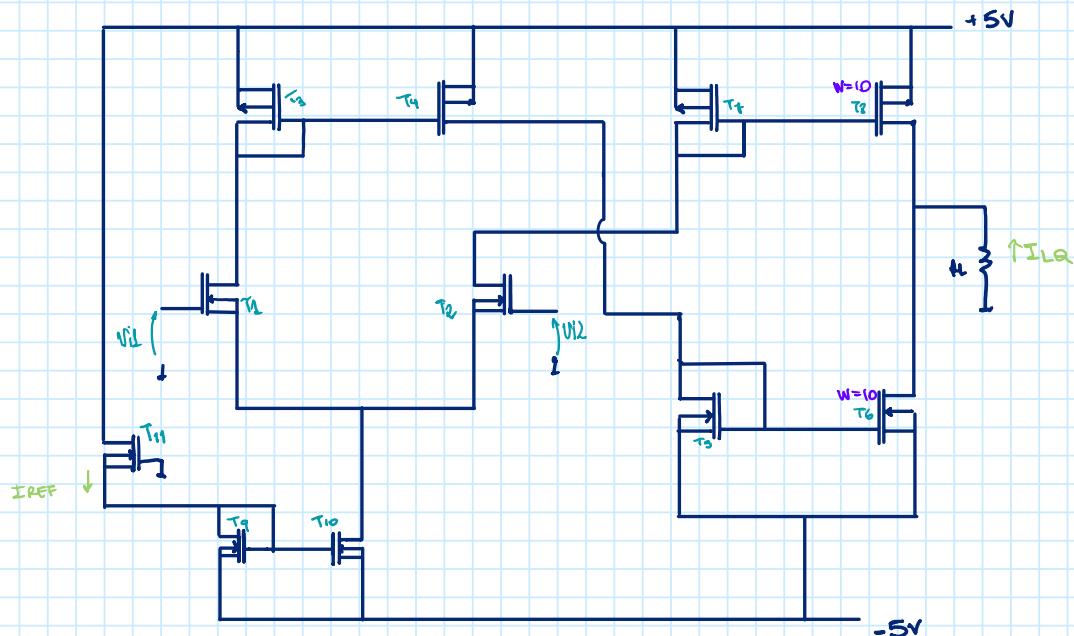
$$c_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

Indicar la pendiente en el origen y valores extremos de las curvas trazadas.

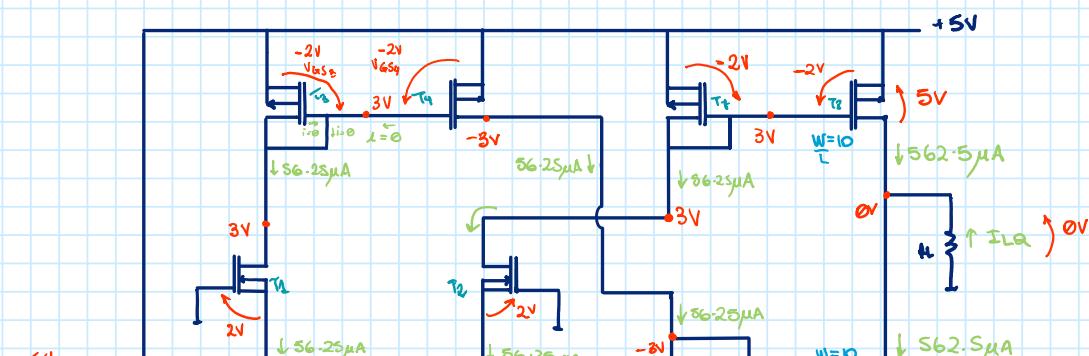
$$V_{DD} = 5 \text{ V}; V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$$

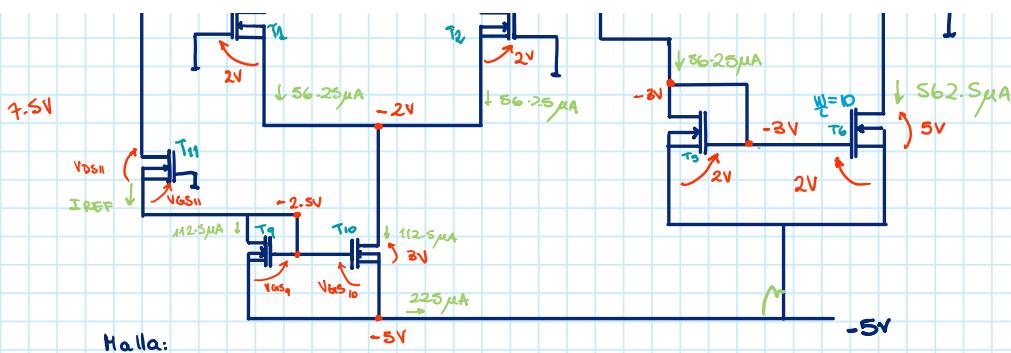
$$\text{Todos MOSFETs de canal inducido: } \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}; |V_T| = 1 \text{ V}; |k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2$$

$$(W/L)_{T6} = 1; \text{salvo } (W/L)_{T6} = 10 \text{ y } (W/L)_{T8} = 10$$



Punto Q:





Halla:

$$-V_{GS11} - V_{GS10} + 5V = 0 \Rightarrow V_{GSq} = V_{GS11} = 2.5V = V_{GS10}$$

$$V_{GSq} = V_T + \sqrt{\frac{I_{REF}}{2k}} = V_{GS11}$$

$$I_{REF} = k' \frac{w}{L} (V_{GS11} + V_{T_H})^2 = 0.1mA/2.5 \cdot 1 \cdot (2.5V - 1V)^2 = 112.5\mu A$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{I_{REF}}{2k}} = 1V + \sqrt{\frac{112.5\mu A}{0.1mA/V}} = 2.06V$$

$$k = \frac{k' w}{2 L} \quad \text{NO SE XQ' no la tienen así} \rightarrow \text{Paralelos}$$

$$k = k' \frac{w}{L}$$

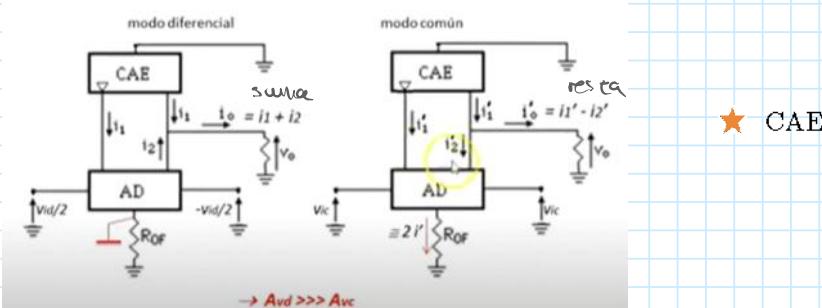
$$V_{GS3} = V_{GS4} = V_T - \sqrt{\frac{I_{REF}}{2k}} = -2.06V$$

$$g_m = |2k(V_{GS} - V_T)| \begin{cases} g_{m1,2,3,4,5,7} = 0.1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1V = 0.1 \frac{mA}{V} \\ g_{m6,8} = 0.1 \frac{mA}{V^2} \cdot 10 \cdot 5V = 5mA/V \\ g_{m9,10,11} = 0.1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1.5V = 0.15 \frac{mA}{V} \end{cases}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_{DS}} = \begin{cases} r_{o1} = r_{o2} = r_{o3} = r_{o4} = r_{o5} = r_{o7} = \frac{1}{0.01 \cdot 112.5\mu A} = 1.78M\Omega \\ r_{o6} = r_{o8} = \frac{1}{0.01 \cdot 826.5\mu A} = 12.8k\Omega \\ r_{o9} = r_{o10} = r_{o11} = \frac{1}{0.01 \cdot 112.5\mu A} = 889k\Omega \end{cases}$$

$$b) A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0}, \quad V_{id} = V_{i2} - V_{i1}$$

CAE → no son ramas independientes:
una depende de la otra (espejo de corriente,
 $I_{EE} = \text{cte}$). El otro de realimentación: copia de corriente
con carga activa espejo no es válido el
análisis por hemicircuito → las cargas ya
no son simétricas.



OTA: Amplificador de transconductancia.

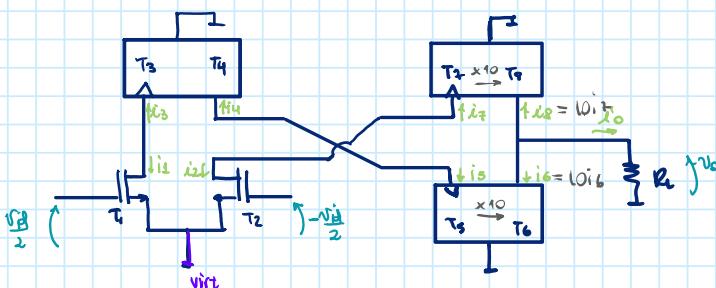
Con una tensión de control maneja la corriente

sobre la carga $\left(\frac{V_{OA}}{I_{OA}} = 0 \right)$ $\frac{i_e}{V_{ID}} = \text{amplificación.}$

Modo diferencial:

$$V_{ID} = V_{i1} - V_{i2} \quad \begin{cases} \frac{V_{ID}}{2} = V_{i1} \\ -\frac{V_{ID}}{2} = V_{i2} \end{cases} \quad \therefore \quad i_{d1} = -i_{d2}$$

- El source común entre T_2 y T_4 no sufre incrementos \rightarrow es considerado se tiene:



incrementos de corriente

i_1 sube, i_2 baja, el resto se propaga \rightarrow en la misma magnitud ($i_2 = -i_1$)

los espejos de corriente copian.

$$\begin{aligned} i_1 &= -i_3 = -i_4 = i_5 \rightarrow i_6 = 10i_5 \\ i_2 &= -i_7 = \rightarrow i_8 = -10i_2 \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} i_0 = -i_8 - i_6 \\ i_0 = -i_1 - i_2 \end{array} \right\} i_0 = -i_1 - i_2$$

$$\Rightarrow i_0 = -10(i_1 - i_2) = -20i_1 = 20i_2$$

Modelo:



$$R_{ID} = 2R_{GS} \rightarrow \infty$$



$$R_O = r_{DS} \parallel r_{DS6} = \frac{r_{DS}}{2} = \frac{r_{DS}}{2} = \frac{1}{2 \lambda I_D} = \frac{1}{2 \cdot 0.01 \Omega^{-1} \cdot 1 \text{ mA}} = 50 \Omega$$

al final es esto

$$G_m = \frac{\Delta i}{\Delta V_{ID}} ; \quad i_L = i_0 = -20i_1 = 20g_{m1} \frac{V_{ID}}{2} = 10g_{m1} V_{ID} \rightsquigarrow G_m = \frac{i_L}{V_{ID}} = 10g_{m1} = \frac{2i_L}{V_{ID}}$$

$$r_O = -G_m V_{ID} (R_O \parallel R_L)$$

$$\left. \frac{V_O}{V_{ID}} \right|_{V_{ID}=0} = -G_m (R_O \parallel R_L)$$

(g_{m1} r_{ds1})
ojo el sentido
de ref.

$$v_o = -G_m \cdot v_{id} + (R_o // R_s)$$

$$\left. \frac{v_o}{v_{id}} \right|_{N_{ic}=0} = -G_m (R_o // R_s)$$

ojo el sentido
de ref.

$$A_{vd}^{(I)} = -\frac{2mA}{V} (50k\Omega // 3k\Omega) = -2$$

$$A_{vd}^{(II)} = -\frac{2mA}{V} (50k\Omega // 5k\Omega) = -9.1$$

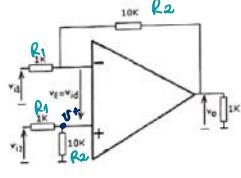
24/07/23

Monday, February 10, 2025 7:28 PM

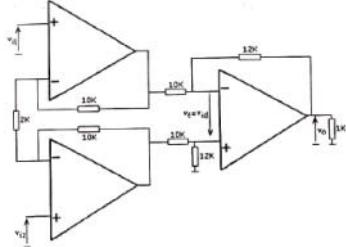
2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPs con AD MOSFETs y una $R_o \approx 10 \Omega$)

- a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar A_{vd} y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de instrumentación.
 b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1



2



Se debería llegar a $\frac{V_o}{V_{in}} = k$ o $\frac{V_{od}}{V_{in}}$

ideal

$$\frac{V_o}{V_{in}} = k (V_{i1} - V_{i2})$$

V_{od} es dif de entradas
(si no no es AD)

real
ganancia
de modo
común

$$\frac{V_o}{V_{in}} = k (V_{i1} - V_{i2}) + k' \frac{(V_{i1} + V_{i2})}{2}$$

con $|k'| \gg |k|$

- Tener en cuenta ganancia \rightarrow inversor (+seguidor)

no inversor

- $\frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow 0$ si en ADC vale

$$A_{od} = \frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow \infty$$

admitir como ideal

Inversor

$$A_{od} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (-\text{coiciente})$$



$$\begin{cases} V_i - iR_1 = 0 \\ -iR_2 = V_o \end{cases} \quad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{iR_2}{iR_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Seguidor



k unidades

$$A_{od} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1 + \text{coc})$$

$$\begin{cases} V_i - iR_1 = 0 \\ V_i + iR_2 = V_o \end{cases} \quad \frac{V_o - V_i}{V_i} = \frac{iR_2}{iR_1} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

a) \Rightarrow Superposición

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{i1}} \Big|_{V_{i2}=0} = -\frac{10k}{1k}$$

configurado inversor

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{i2}} \Big|_{V_{i1}=0} = \frac{\frac{V_o}{V_{i1}}}{1 + \frac{V_{i1}}{V_{i2}}} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

No inversor pero con atenuador resistivo antes

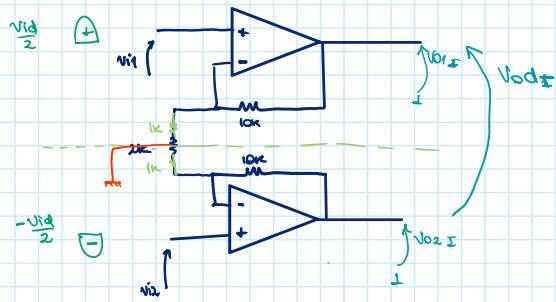
$$A_{vd} = A_{v1} \cdot V_{i1} + A_{v2} \cdot V_{i2} = -\underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{A_{vd}} (V_{i1} - V_{i2}) \quad \text{Superpongo efectos}$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{i1}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

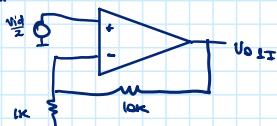
A_{vd}

II) Primera etapa:

Aplico Modo Dif *(Afecta de sensación y corriente de fase opuesta (= negativa) & compensación y hay masa virtual)*



Quedan:



$$\frac{V_{01I}}{Vid_2} = 1 + \frac{10k}{1k} = 11$$

$$V_{01I} = 11 \cdot \frac{Vid_2}{2}$$

:

No inversor

$$V_{02I} = 11 \cdot \left(-\frac{Vid_2}{2} \right)$$

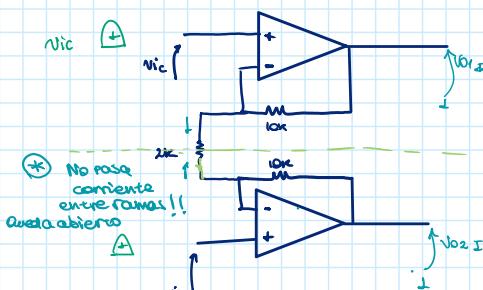
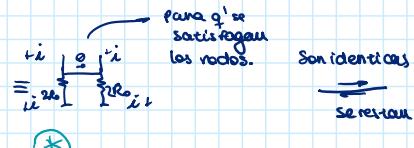
$$Av_{ddI} = \frac{V_{01I}}{Vid_2} \Big|_{Vic=0} = \frac{V_{01I} - V_{02I}}{Vid_2} = \frac{11 \frac{Vid_2}{2} + 11 \frac{Vid_2}{2}}{Vid_2} = 11$$

dif puro

$Av_{ddI} = 11$

Modo común

Las corrientes x 4 ramas son identicas. Divido en

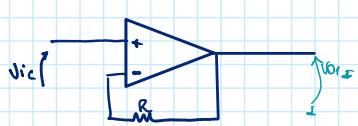


Son identicas
se resuelven

2. Hemi C:

Seguidor! $\rightarrow V_{01I} = 1 \cdot V_{ic}$

independ. de la R



$$Av_{cc} = \frac{V_{01I}}{V_{ic}} \Big|_{Vid=0} = \frac{(V_{02I} + V_{01I})/2}{V_{ic}} = 1$$

↓
Como solo sale en dif no me importa Avcc en un PPA.

extra en dif a la etapa II.

$V_{01I} = 1 \cdot V_{ic}$

• $Av_{ddI} = \frac{V_{01I}}{V_{ic}} \Big|_{Vid=0} = 0$
La cruzada es nula!

$\Rightarrow Av_{ddI} = V_{01I} - V_{02I}$

Se podría modelar a la

primera etapa como

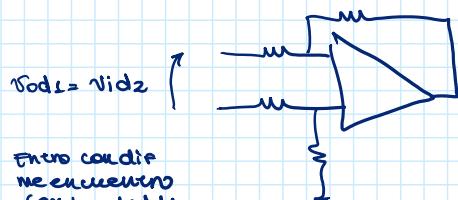
un solo AMP (físicamente)

El AMP de la etapa II (S.E.) $Av_{ddI} = -\frac{12k}{10k} = -1.2$

$Av_{cc} = 0$

$$t_1 \text{ para de la etapa } (2 \cdot \infty) \quad A_{v2} = -\frac{1}{2R_2} = -1/2$$

$$A_{vc} = 0 \\ (\text{ideal})$$



$$A_{v2, tot} = \underbrace{A_{vd1}}_{0} \cdot \underbrace{A_{id2}}_{I} + A_{vc1} \cdot A_{vc2}$$

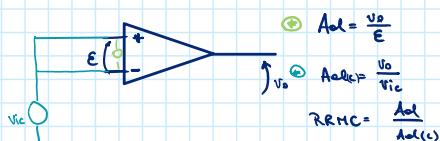
$$A_{v2, tot} = A_{vc1} \cdot A_{vc2} + \underbrace{A_{vd1} \cdot A_{id2}}_{\Delta}$$

⚠ si no fuera nula teníamos
un problema! $A_{vd1} \uparrow$.

26/2/24 Mismo circ. \neq equivalente.

Obtener RRMC si R está bien escalada.
si $C/R_{RMIC} = 80$.

Cada bloque a lazo abierto tiene $RRMC = 20dB$.



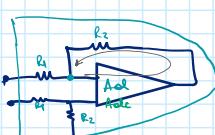
$$\underbrace{RRMC = 20 \log \left| \frac{A_{vd1}}{A_{vd1}(z)} \right|}_{80 \text{ dB a lazo ab.}} = 20 \log |A_{vd1}| - 20 \log |A_{vd1}(z)|$$

A lazo cerrado: Media 20dB $(20 \log |-10|)$
 $\times 10^{\pm 1}$ hicimos otros

$$RRMC = \underbrace{20 \log |A_{vd1}|}_{20} - \underbrace{20 \log |A_{vd1}(z)|}_{-60} = 40$$

$$A_{vd1} = \frac{A_{vd1}}{1+z} = \frac{40}{1+40k_F}$$

Cuando armo la 2da etapa (h cumple apareamiento)



conserva la misma RRMC:
El T es el mismo para
MC o MD ($|T| = A_{vd1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$)

La idea es q' log' se pierde de A_{vd1}
 $\alpha_1 = \text{alog}' \text{ se pierde de } A_{vd1}$
(mismo T para ambos)

Etapa I: $A_{vd1} = 11$
 $A_{vc1} = 1$
 $A_{vd1} = 0 \rightarrow$ admicimos q' en MC configurable
seguidores. Si el opamp tiene RRMC de
80dB el seguidor de 1 y el de 1 gana
 $1 + 1/11$

$\text{Avcc} = 2$
 $\text{Avdc} = 0 \rightarrow$ admicimos abrigo en IC configurado
 seguidores. Si el opamp tiene RRMC de
 80dB el seguidor de 1 y el de + gana
 $1^{\circ}/\mu$.
 Tenemos que tener en cuenta la 2da etapa
 es la q' se compone como dif
 transistores díodo.

Pienso como cascadas.

$$\text{Addcasc} = \text{AddI} \cdot \text{AddII} + \text{crossover nula} \quad (\text{ganan las ambas} \rightarrow \text{salida dif cero da com. al NULA la ganancia}).$$

$$\text{Avercasc} = \text{AvercI} \cdot \text{AvercII} + \text{AvercI} \cdot \text{AddII}$$

$$\frac{\text{Addcasc}}{\text{Avercasc}} = \frac{\text{AddI} \cdot \text{AddII}}{\text{AvercI} \cdot \text{AvercII}} = \frac{\text{AddI}}{\text{AvercII}} = \frac{\text{AddI}}{11} \cdot \frac{80\text{dB}}{80\text{dB}} \Rightarrow 20 \log(11 \cdot 10^4) = 100.8$$

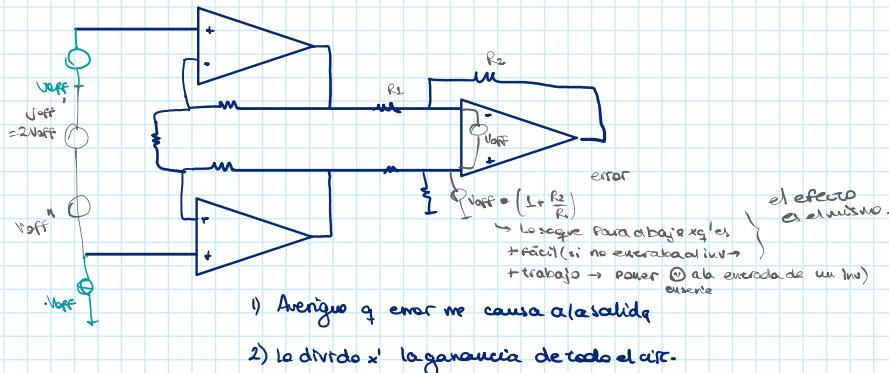
Cómo se interpreta?

Si el lazo abierto tiene 80dB, al realizar la E II conseguiremos los 80dB, tiene el 100% amplifica 11 veces la señal dif \Rightarrow mejora la RRMC en $20 \log(11)$.

Ahora el critico es el 2do y el q' refuerza en el 1er.

y el offset? En cascada suele ser $V_{off}^L = V_{off} + \frac{V_{off}^2}{\text{AddI}}$.

Ahora para compensar el efecto debemos colocar 2 V_{off} .



$$V_{off}'' = \frac{\text{error}}{|\text{Avercasc}|} = \frac{V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{|\text{Addcasc}|} \rightarrow 11 \cdot 1.2$$

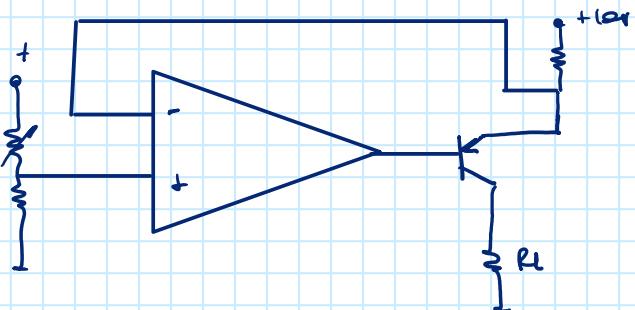
29/07/24

Monday, February 10, 2025 9:14 PM

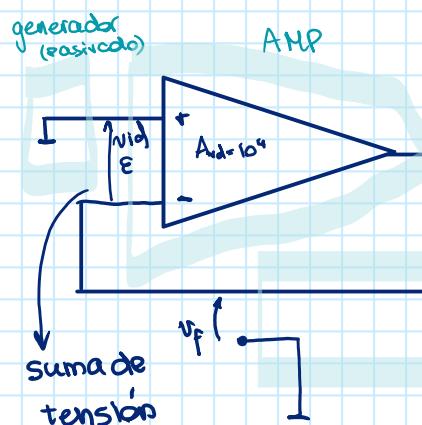
Muestreo de comienzo

comienzo controlada x la tensión (así v_{out} depende de R_f).

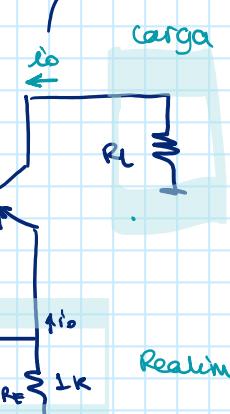
$$\text{Calcular } T = A_o \cdot k_f$$



Pasivo



Muestreo de i.



Realism

$$k_f = \frac{v_F}{i_o} = R_E = 1\text{ k}\Omega$$

$$v_F = A_o R_E$$

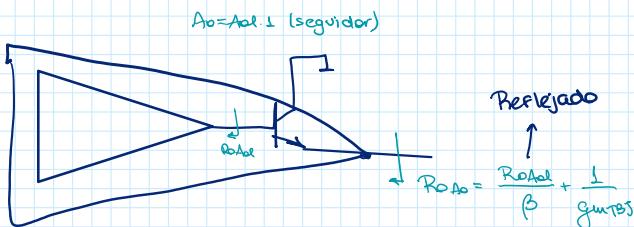
$$A_o = \frac{i_o}{V_{id}}$$

$$\equiv$$



Muestreo de tensión suma de tensión.

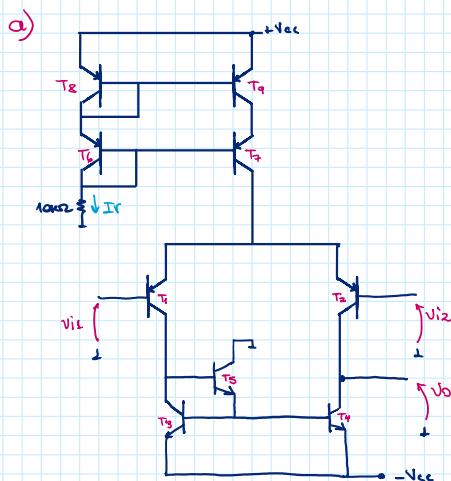
La fórmula del bloque debería ser $\frac{A_0}{B} \rightarrow$ salgo x' emisor.



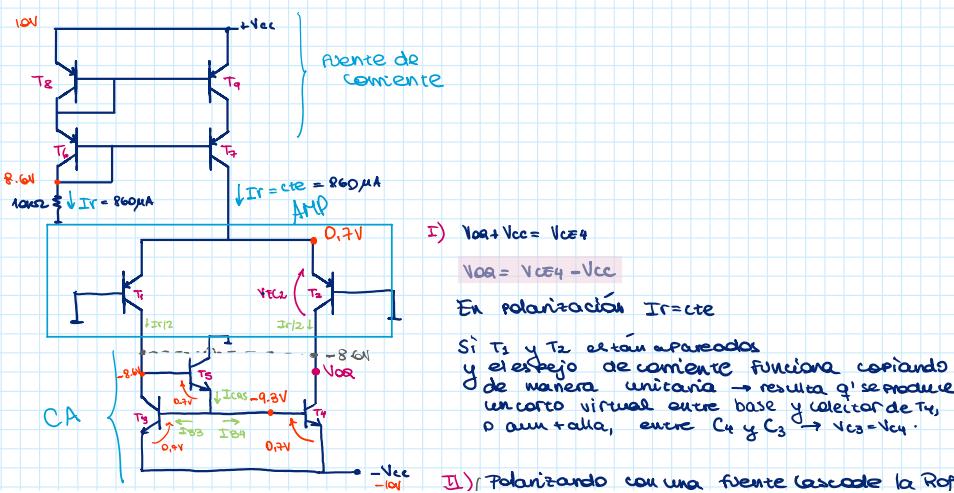
2)

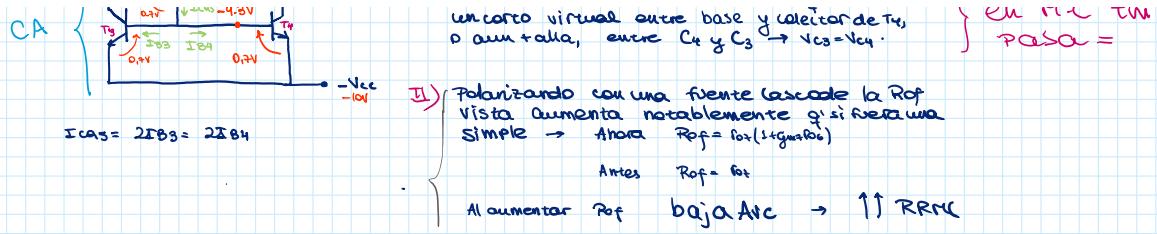
2.- Los transistores se encuentran apareados:
 $(\beta = 100; V_A = 100 \text{ V}; f_T = 200 \text{ MHz}; C_{ss} = 1 \text{ pF}; r_o = 0; |V_{BE}| = 10 \text{ V}; R_L = 10 \text{ k}\Omega)$.

a) Justificar cuantitativamente:
 • El valor de la tensión de salida V_0 del amplificador en reposo (V_{RE}).
 • ¿Cómo influye en el valor de la RRMIC el polarizar con una fuente cascadilla en lugar de una espejo simple?
 • ¿Cómo influye en el balance de corrientes la carga $T_3-T_4-T_5$, en lugar de una espejo simple?
 b) Obtener el valor de la corriente I_D si existe un despareamiento il < 5% entre β_1 y β_2 .
 c) Calcular el rango de tensión de modo común.
 d) Obtener el valor de la constante de tiempo asociada al terminal de salida. Justificar cuantitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{Vd} o debe analizarse otra constante de tiempo potencialmente importante.

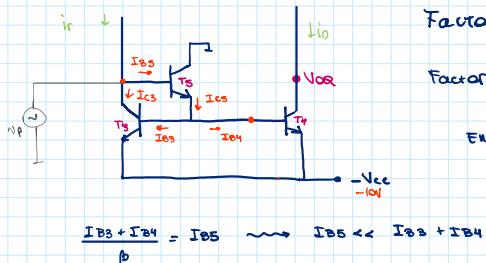


Circuito en Reposo : ($V_{i1}=0, V_{i2}=0$)





III) Balance de I con β -Helper:



$$\text{Factor de copia FES} = \frac{\beta}{\beta+2}$$

$$\text{Factor de copia } \beta-\text{hs} \quad k = \frac{I_0}{I_0} = \frac{I_{C4}}{I_{B3} + I_{B4}} = \frac{I_{C4}}{I_{C3} + I_{B3} + I_{B4}} \approx 1 = \frac{I_{B4}F}{F_{IB3} + I_{B3} + I_{B4}} = \frac{\beta}{\beta^2/\beta+1} = \frac{\beta^2/\beta}{\beta^2+2+\beta}$$

$$\text{En cambio en FES} \rightarrow k = \frac{I_0}{I_0'} = \frac{I_{C4}}{I_{C3} + I_{B3} + I_{B4}} \approx 1$$

$$= \frac{\beta I_{C4}}{\beta I_{B3} + I_{B3} + I_{B4}} = \frac{\beta}{\beta+2}$$

$$(I_{B3} = I_{B4})$$

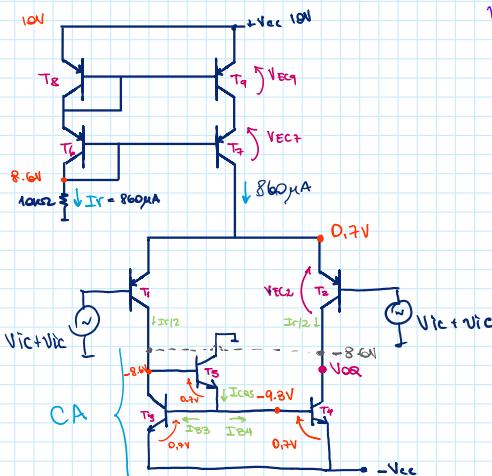
b) I_{off} si $\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_2} = 0.05 = d \rightarrow \beta_2 = 1.05 \beta_1$

$$I_{off} = I_{B1} - I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{1.05\beta_1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \left(1 - \frac{1}{1.05}\right) = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \cdot 0.0476$$

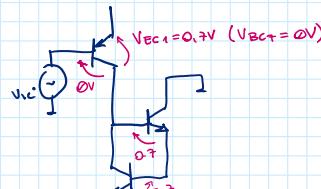
$I_{C1} = I_{C2}$

$$I_{off} = \frac{480 \mu A}{100} \cdot 0.0476 = 228 \mu A$$

c) Rango de tensión de modo com:



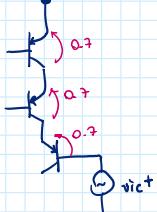
Si $V_{IC} < 0$ (V_{IC^-}) $V_{B1,2} \downarrow \rightarrow V_{E1,2} \downarrow \rightarrow T_1 \text{ y } T_2 \text{ se van hacia SAT}$ ($V_{BE} = 0V$)



$$V_{IC^-} = 1.4V + 10V = 0$$

$$V_{IC^-} = -8.6V$$

$V_{IC} > 0 \rightarrow V_{B1,2} \downarrow \rightarrow V_{E1,2} \downarrow \equiv V_{C7} \downarrow \rightarrow V_{C7,9} \downarrow \rightarrow T_3 \text{ y } T_4 \text{ se van hacia SAT}$



$$V_{IC^+} = 10V - 2.1V = 7.9V$$

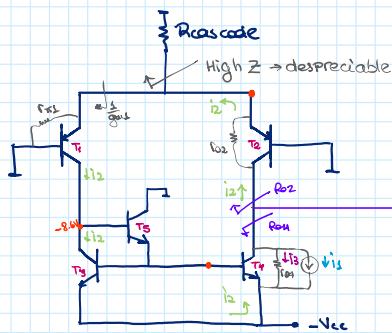
$$-8.6V < V_{IC} < 7.9V$$

d) T del terminal de salida.

R_{eq} :

$I_{Drenante}$

Preq:



$$R_o = \frac{V_p}{i_p} = \frac{V_p}{i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}} = \frac{V_p}{i_{p1}} \parallel \frac{V_p}{i_{p2}} \parallel \frac{V_p}{i_{p3}}$$

$$\frac{V_p}{i_{p2}} = R_{o2} = r_{o2} \left(L + g_m n_2 \cdot \frac{1}{g_m} \right) = 2r_{o2}$$

$$\frac{V_p}{i_3} = r_{o4}$$

Como i_{p2} da toda la vuelta y T_3 lo copia con un factor $k \geq 1$, haciendo que se encienda el gen. controlado \rightarrow

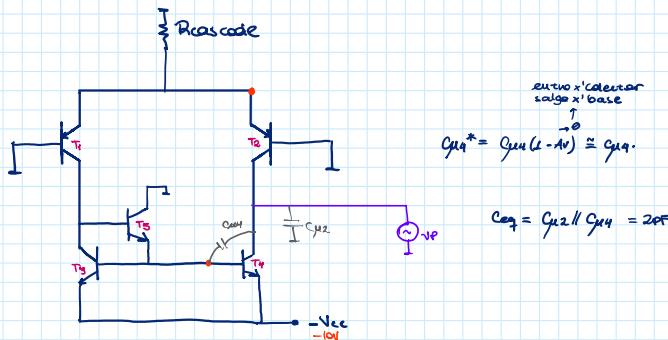
$$i_3 = K i_{p2} \approx i_2$$

$$\frac{V_p}{i_3} = \frac{V_p}{i_2} = 2r_{o2}$$

$$R_o = 2r_{o2} \parallel 2r_{o2} \parallel r_{o4} = r_{o2} \parallel r_{o4} = \frac{r_{o2}}{2} = \frac{r_{o4}}{2}$$

$$R_o = \frac{100\Omega}{2 \cdot 480\mu A} = 116 k\Omega$$

Ahora, Ceq:

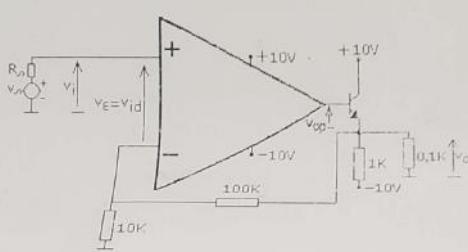


$$C_{eq} = G_{m2} \parallel G_{m4} = 2pF$$

$$Z_{out} = R_{eq} \cdot C_{eq} = 116 k\Omega \cdot 2pF = 232ns$$

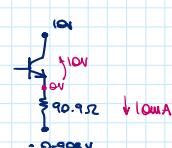
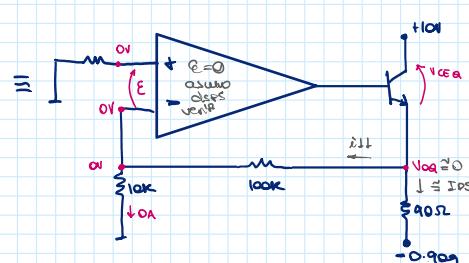
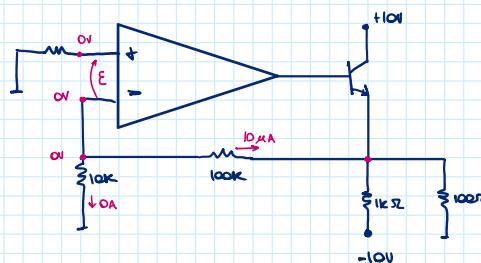
$$f_{osc} = 4.6 \text{ MHz}$$

1. El OPAMP tiene entrada diferencial MOSFET, con $A_{vd} = V_{op}/V_{id} = 10^4$, $\beta = 100$



- Obtener el valor de V_{dd} . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito?
- Analizar el lazo de realimentación entre la carga y la entrada del OPAMP. ¿Es positiva o negativa? Justificar. ¿Qué muestra y qué suma?. Identificar los distintos bloques que conforman el sistema realimentado (A_o , K_r , generador y carga)
- ¿Cuál es el valor de la ganancia de lazo $A_o \cdot K_r = T$ para este circuito?
De acuerdo con esto, ¿cuál es el valor aproximado de $Av = V_o/V_d$?

a) Polarización:



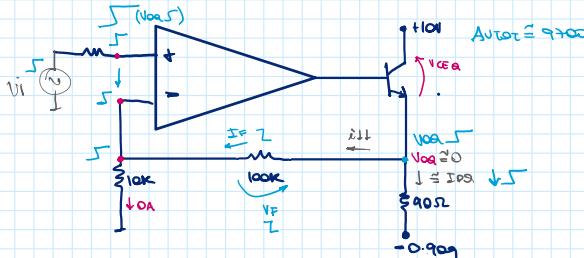
b) $g_{mTB3} = \frac{10mA}{2.5mV} = 0.4 A/V$ $f_{T\pi TB3} = 250\Omega$

 $A_{vTB3} = \frac{i_d \cdot 90\Omega}{V_{be} + i_d 90\Omega} = \frac{90\Omega}{2.5\Omega + 90\Omega} = 0.97$

$A_v TBJ$

Hace un divisor resistivo?

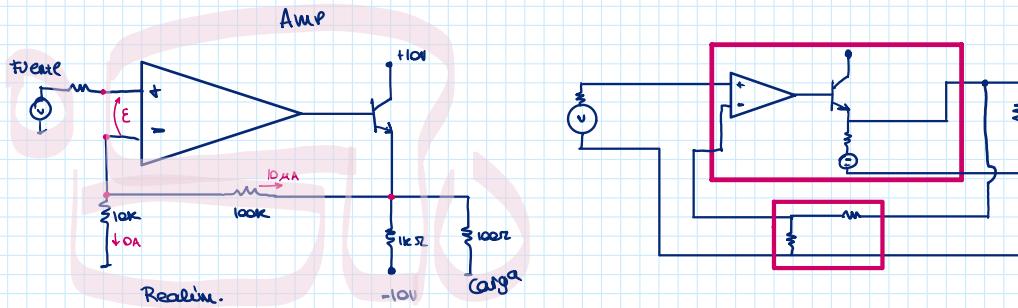
$A_{vTOT} = A_{vd} \cdot A_{vTB3} = 97.29$



$k_f = \frac{V_{of}}{V_{if}} = \frac{10k}{10k} = 0.09$

M VSV

$T = A_v k_f = A_{vTOT} \cdot k_f = 9700 \cdot 0.09 = 881$



$A_v = \frac{V_o}{V_i}$

$A_{vTOT} = V_o / V_i$

$k_f = V_i / V_o$

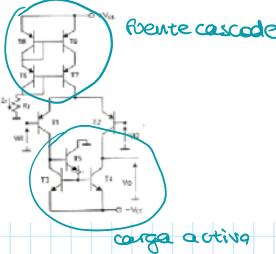
$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{if}}{V_o} + \frac{V_i}{V_o} \rightarrow \frac{1}{A_v} = k_f + \frac{1}{A_{vTOT}}$

$A_v = \frac{A_{vTOT}}{1 + A_{vTOT} k_f} = \frac{9700}{1 + 881} = 11 \approx \frac{1}{k_f}$

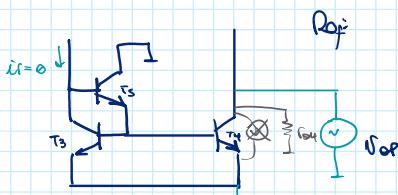
Consultas Kelly (22/07/24)

Tuesday, February 11, 2025 7:15 PM

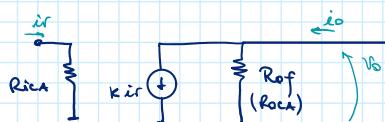
Z.- Los transistores se encuentran agrupados:
 $\beta = 100$; $V_{BE} = 10V$; $f = 200$ Hz; $C_0 = 1\text{ pF}$; $i_{AO} = 0$; $|V_{DD} = 10V$; $R_L = 10\text{ k}\Omega$.



- a) Justificar cuantitativamente:
 - El valor de la tensión de salida V_O del amplificador en reposo (V_{DD}).
 - ¿Cómo influye en el valor de la RPFNC el polarizar con una fuente cascode en lugar de una espejo simple?
 - ¿Cómo influye en el balance de corriente la carga T_3 - T_4 , en lugar de una espejo simple?
- b) Obtener el valor de la corriente de offset. Se asume un desplazamiento $S < 1\text{ mV}$ para μ y β .
- c) Calcular el rango de tensión de modo común.
- d) Obtener el valor de la constante de tiempo asociada al término de salida. Justificar cuantitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{f2} si debe utilizarse otra constante de tiempo potencialmente importante.



Medir resist de salida: V_{OP} en el borne de salida,
dejando flotante el borne de ref



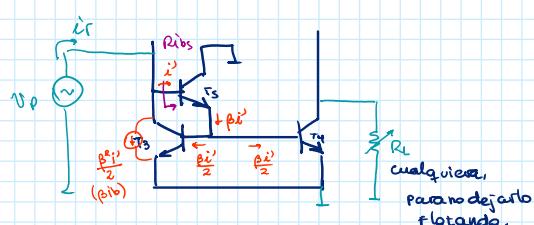
$$i_O = k_i I + \frac{V_O}{R_{ref}}$$

Si quiero trenguar $R_{ref} \Rightarrow$

$$R_{ref} = \frac{V_{OP}}{I} \Big|_{i=0} = R_{out}$$

generador controlado curvado
(no hay excitación)

RICA:



$$R_{IB3} = r_{T3} + \beta \left(r_{T4} / r_{T3} \right)$$

Punto Q = en reposo $I_{CQ3} = I_{BQ3} \approx I_{BQ4}$ (tipo Darlington).

$$I_{CQ3} = 2I_{BQ3} = 2I_{BQ4} \quad (\text{misma } V_{BE} \rightarrow \text{misma } I_c)$$

$$I_{CQ3} = \frac{2I_{CQ3}}{\beta} \quad \text{Relación } \beta \text{ se propaga al gme, } r_{T3}, \text{ lo}$$

$$g_{m3} = \frac{2g_{m3}}{\beta} \quad \text{y} \quad r_{T3} = \frac{\beta}{2} r_{T3}$$

$$\rightarrow R_{IB3} = r_{T3} + \beta \frac{r_{T3}}{2} = 2r_{T3} = \beta r_{T3}$$

Luego

$$i_I = i'_I + \frac{\beta^2 i'_I}{2} \approx \frac{\beta^2 i'_I}{2} \rightarrow R_{ICA} = \frac{V_I}{i_I} = \frac{2V_I}{i'_I + \frac{\beta^2 i'_I}{2}} = \frac{2R_{IB3}}{\beta^2 + 1} = \frac{2\beta r_{T3}}{\beta^2 + 1} = \frac{2\beta r_{T3}}{\alpha_{12}^2} = \frac{2}{\alpha_{12}^2} = 2(f_{d3})^{-1} f_{03}$$

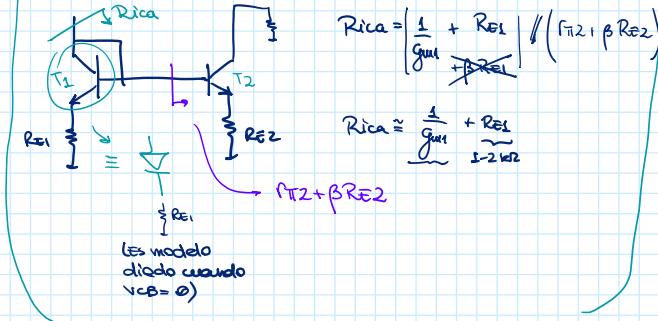
V_I : tensión IN
 i_I : corriente IN
 R_{IB3}

Luego

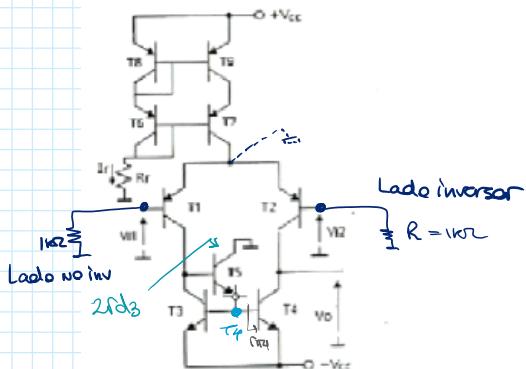
$$ir = i^1 + \frac{\beta^2 i^1}{2} \approx \frac{\beta^2 i^1}{2} \rightarrow R_{ICA} = \frac{V_P}{ir} = \frac{2 V_P}{\beta^2 i^1} = \frac{2 R_{IBS}}{\beta^2} = \frac{2 \beta r_{T3}}{\beta^2} = \frac{2 r_{T3}}{\beta} = \frac{2}{g_{m3}} = 2 r_{d3} \text{ [] } \text{ no } 3$$

doble g_m en FES
(despreciamos r_{o3})

Si tuviese FES:



2.- Los transistores se encuentran apareados ($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_o = 1$ pF; $r_x = 0$; $|V_{OC}| = 10$ V; $R_L = 10$ kΩ).



Si fuese FES \rightarrow C_{out} es considerable

$$\uparrow R_{eq} = R_{OPD} = r_{o2} // r_{o4}$$

\downarrow directa

$$2r_{o2} // 2r_{o2}$$

\downarrow vista \downarrow replicado abajo

$$\approx C_{eq} = g_{m4} + g_{m2}$$

$$C_{eq} = C_{out} \uparrow$$

Si hubiese R en los gen:

Nodos de entrada.

$$b) T_1 \quad R_{eq} = 1k\Omega // r_{T1}$$

$$b) T_2 \quad R_{eq} = 1k\Omega // r_{T2}$$

Si coloco gen. de prueba V_P en la entrada y nudo en el colector:

$$C_{eq1}^+ = g_{m2}(1 - Av) = g_{m2}\left(1 - \frac{V_{C2}}{V_{B2}}\right) = g_{m2}(1 + Av_d) \rightarrow \text{la base de } T_2 \text{ presenta ante la de } T_1$$

\downarrow
-Avd
 \downarrow
lado inversor

$$C_{eq1}^- = g_{m2} + (1 + Av_d)g_{m2}$$

$$C_{eq2} = C_{T1} + g_{m1}(1 + 2) \quad \frac{V_{C1}}{V_{B1}} \rightarrow \text{el colector carga a } 2r_{d3}$$

(colectores y bases en corto)

$R_{g1/re}$

$$\frac{V_{C1}}{V_{B1}} = -g_{m2} \cdot 2r_{d3} = -2$$

Nodo T_4

si hubiera sido FES tambien le daba cierto peso

sin

si hubiera sido FES también le daba cierto peso

$$T_5 : C_{eq} = C_{T4} + C_{T3} + C_{T4*} + C_{T3}$$

(con el corto
de FES)

$$C_{T4*} = C_{T4} \left(1 - \frac{V_{ce}}{V_{be}} \right) \Rightarrow C_{T4*} \text{ se agranda mucho}$$

$$\frac{V_{ce}}{V_{be}} = -g_m T_4 \left(R_{T4} \parallel R_{T2} \right) \uparrow\downarrow$$

2R_{T2}

Peso del P. D.

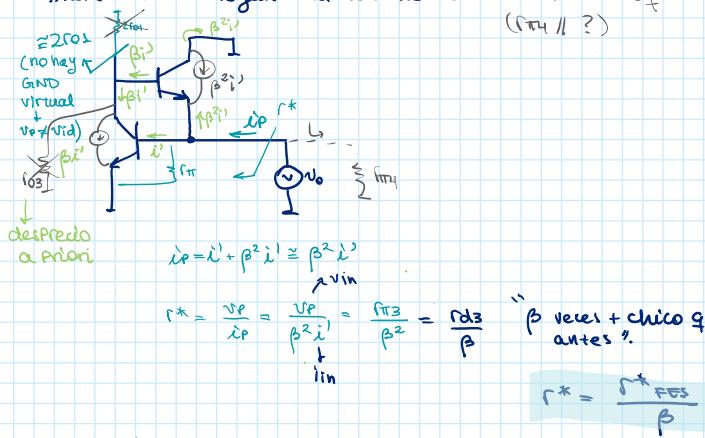
$$R_{eq} = R_{T4} \parallel R_{T3} \leq R_{T2}$$

↓
Modelo
diodo!!!

GUARDA
VALORES

Si no fuese FES:

Ahora fuente con ganancia de corriente: Miro Ralitzq
(T₄ || ?)



$$\rightarrow R_{eq} = \frac{R_{T3}}{\beta} \parallel R_{T4} = \frac{R_{T3}}{\beta} \rightarrow \text{nodo 4 plantea peso!}$$

Nodo de la base del β-helper se despredia

(GUARDA con $\Gamma_X \rightarrow$ quizás no se descarta)

con Γ_X : separa nodos, tener en cuenta!

Viene a colación:

→ PROS y CONS del circuito c/s β-helper

Mejor factor de copia

$$\bullet \text{FES: } K = \frac{\beta}{\beta+2}$$

$$\bullet \beta-h: K = f(\beta^2)$$

$$\bullet A_{rd} = g_{m_{T1,T2}} \cdot (R_{T2} \parallel R_{T4}) \text{ para ambas } x^* = .$$

$$\bullet A_{vc} = \frac{-R_{ce}}{2R_{of}} \xrightarrow[\text{apareado}]{\text{FES}} \frac{R_{ce}}{\beta-h} \quad \xrightarrow[\text{FET}]{\text{Rica}} \frac{R_{ce}}{2R_{T3}}$$

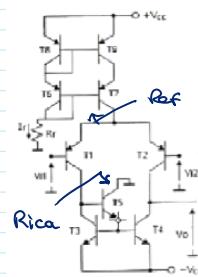
Ard igual pero Avc se duplica

3 corto virtual entre T₂ y T₄ en Q y modo come. trn!

No mejora el factor de mérito RRMC.

$$\text{Peeeeero se puede decir que } A_{vc, \text{real}} = A_{vc, k=1} + (\kappa_1 \cdot \Delta P_1) + (\kappa_2 \cdot \frac{\Delta P_2}{P_2}) + \dots$$

2.- Los transistores se encuentran apareados
($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_{sc} = 1$ pF; $\kappa \equiv 0$; $|V_{ce}| = 10$ V; $R_r = 10$ kΩ).



No mejora el factor de mérito RRMC.

Pero se puede decir que $A_{vc} = A_{vc,real} + (\kappa_2 \cdot \frac{\Delta P_1}{P_1}) + (\kappa_2 \cdot \frac{\Delta P_2}{P_2}) + \dots$

Real: $I_{CA,2} = I_{CA,1}(1+\delta) \leftarrow \kappa_{CA} \neq 1$ $f(\kappa)$ $f(\text{desap } \tau_1 - \tau_2)$

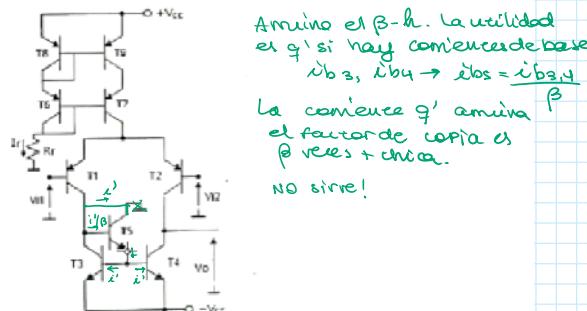
conclus: si $\beta_3 = \beta_4 \rightarrow \infty$ me conviene FES \rightarrow mejor RRMC y los terminos son neg.
se duplica A_{vc} .

si $\beta_3 \downarrow \downarrow$ me conviene $\beta-h \rightarrow$ mejor factor de copia.
ameniza $\beta-h$.

Otra cosa t:

¿A pasara si T_3 , conectado al GND, se conectase

2.- Los transistores se encuentran apareados ($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_s = 1$ pF; $r_{ox} = 0$; $|V_{od}| = 10$ V; $R_f = 10$ k Ω).



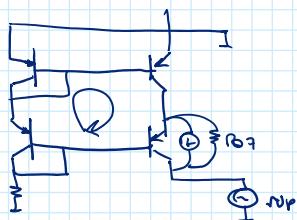
Sobre fuente Cascode

$R_{of} = \frac{\beta_{T3}}{2}$ es beneficiosa en el A_{vc} : todos los terminos

del A_{vc} tienen un R_{of} en el denominador.

Coloca N_P en el colector de T_7 .

se entiende el gen controlado.



Modo común + C.A.:

En reposo hay GND virtual entre nodos del colector 1,2.

En modo común los comienzos varían

mantiene la igualdad, si esto

puedo separar R_{of} en $\frac{R_{of}}{2R_E} = 2R_E$

R_{of}

lado virtual = no incrementan
los comienzos \rightarrow no incrementan

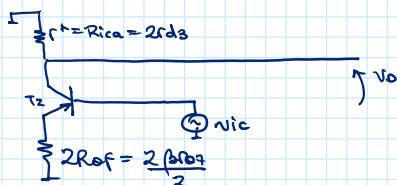
los tensiones:

surgiendo q' para q' haya = corrientes
en las ramas, se tienen q' igualar las V_{ce} y la V_{be} .
la R vista abajo a la der = R_{izq}

$$2Rd3 // R_{out} \rightarrow \text{desde } \downarrow \quad 2Rd3 // R_{out}$$

gen controlado
q' se copia de
un lado al otro

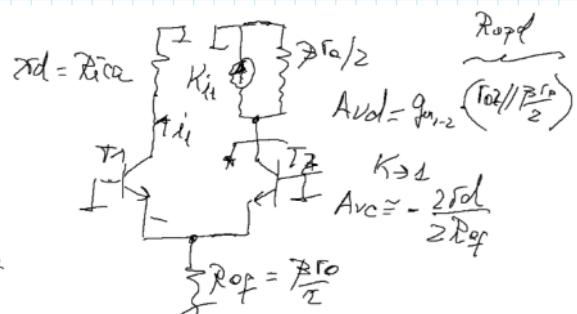
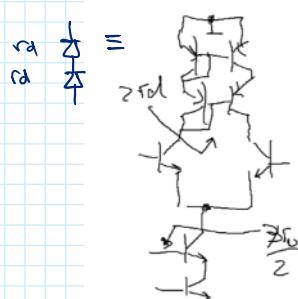
Equivalente para MC:



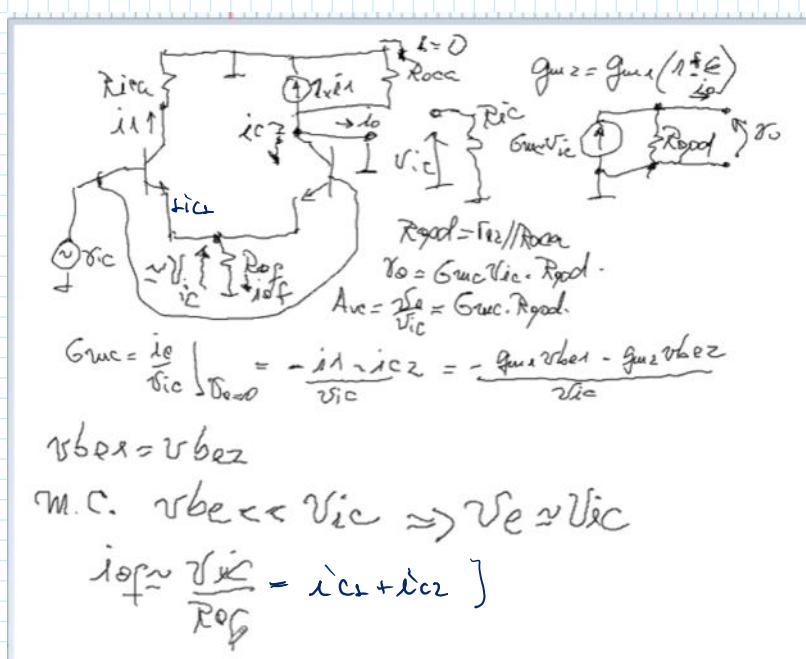
$$A_{vc} \Big|_{k=1} = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{-g_{m2} \cdot Rica}{1 + 2g_{m2}R_{of}} \approx \frac{-Rica}{2Rof}$$

↓
EMISOR
COM
Realim.
 $\frac{-g_{m2}Rica}{1 + 2g_{m2}Rof}$

Modelar carga para Arc:



Recorte de pantalla realizado: 2/11/2025 9:20 PM



$$\left. \begin{array}{l} i_{C1} = g_{m1} v_{be1} \\ i_{C2} = g_{m2} v_{be2} \end{array} \right| \quad \left. \begin{array}{l} \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = (1 \pm \epsilon) \end{array} \right]$$

Aprox

$$i_{C2} \approx i_{C1} (1 \pm \epsilon)$$

admitimos $i_{C2} \approx \frac{v_{ic}}{2R_{of}}$ justo la mitad de la q' permite el gen. controlado

Reemplazo:

$$g_{mc} = \frac{\frac{(-is)}{i_{C1} - i_{C2}}}{v_{ic}} = \frac{\frac{v_{ic}}{2R_{of}} (1 - 1 \pm \epsilon)}{v_{ic}} = \frac{\mp \epsilon}{2R_{of}}$$

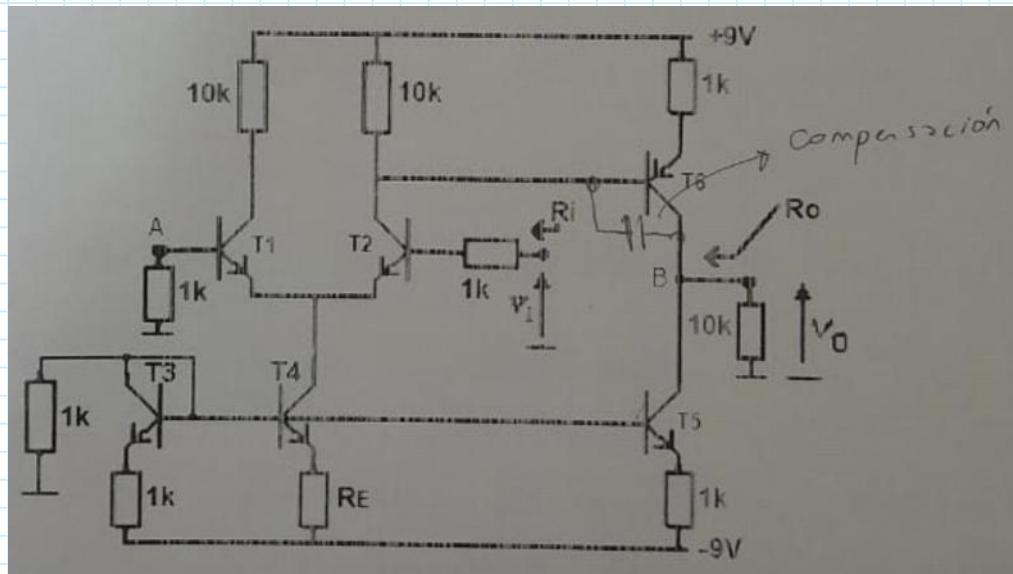
↓
si $\epsilon=0$ da 0

$$A_{vc} = \frac{\pm \epsilon}{2R_{of}} \cdot R_{of}$$

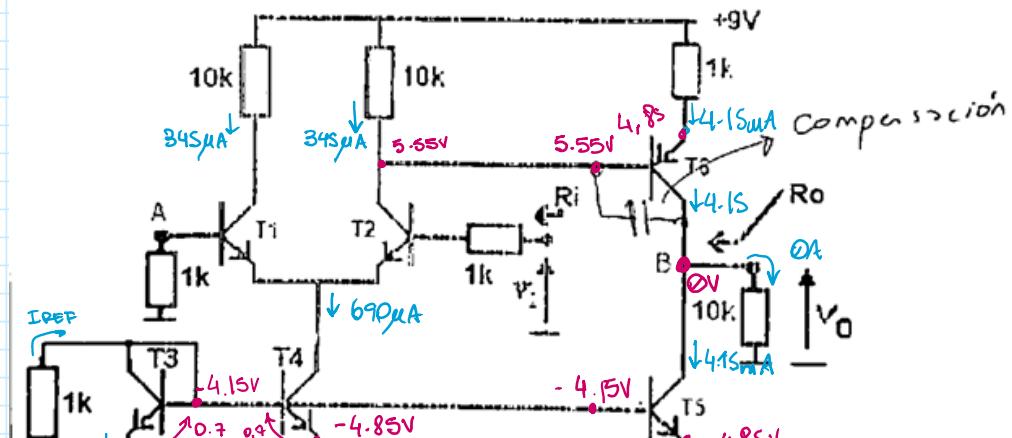
Valida para cuantificar
Avc para un desbalanceam.
en los gm

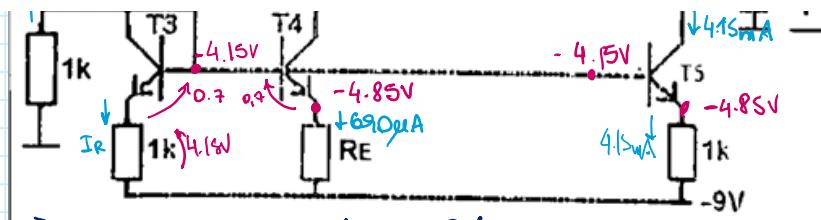
1.- $\beta = 200$; $V_A = 100V$; $C_L = 1\mu F$; $f_T = 100MHz$; $r_o = 100\Omega$

- a) Calcular los valores de reposo, obteniendo R_E para $V_{OQ} = 0V$.
- b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias bajas/medias sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de $A_{vd}=V_o/V_{id}|_{V_{ic}=0}$ (siendo $v_{id}=V_{b1}-V_{b2}$), R_i y R_o . Justificar si puede admitirse $A_v = V_o/V_i \approx |A_{vd}|$.
- c) Definir y obtener el Rango de entrada de modo común.
- d) Justificar *cuantitativamente* cuál/cuáles sería/n él/los nodo/s potencialmente dominantes en la respuesta en alta frecuencia de A_v y a partir de este análisis obtener el valor aproximado de f_H .
- e) Determinar en base a un análisis de incrementos cuáles son las entradas inversora y no inversora del amplificador. A partir de este análisis, si se conectase entre los terminales A y B un resistor $R_F = 10k\Omega$ y el funcionamiento del circuito se tornara inestable, justificar cuál sería la causa y qué componente debería agregarse y dónde para lograr nuevamente un funcionamiento estable del amplificador.
- f) Se reemplazan en el circuito original los resistores de colector de T_1 y T_2 de $10 k\Omega$ por un espejo de corriente con TBJs PNP con resistores en los emisores. Dibujar el nuevo circuito y hallar el valor de dichos resistores para mantener $V_{OQ} = 0V$ y apareamiento en el par T_1-T_2 . Analizar *cuantitativamente* cómo se modificarán los valores de los parámetros obtenidos en los ítems b, c y d.



a)





$$-I_R \cdot 1k\Omega - 0.7V - I_R \cdot 1k\Omega = -9V$$

$$I_R = \frac{9 - 0.7}{2k\Omega} = 4.15 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{(9 - 4.85) V}{690 \mu A} = 6k\Omega$$

- $g_{m3} = g_{m5} = g_{m6} = \frac{4.15 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 160 \text{ mA/V}$

- $g_{m4} = \frac{690 \mu A}{25 \text{ mV}} = 26.7 \text{ mA/V}$

- $r_{\pi 4} = 7k5 \Omega \quad r_o 4 = 145k\Omega$

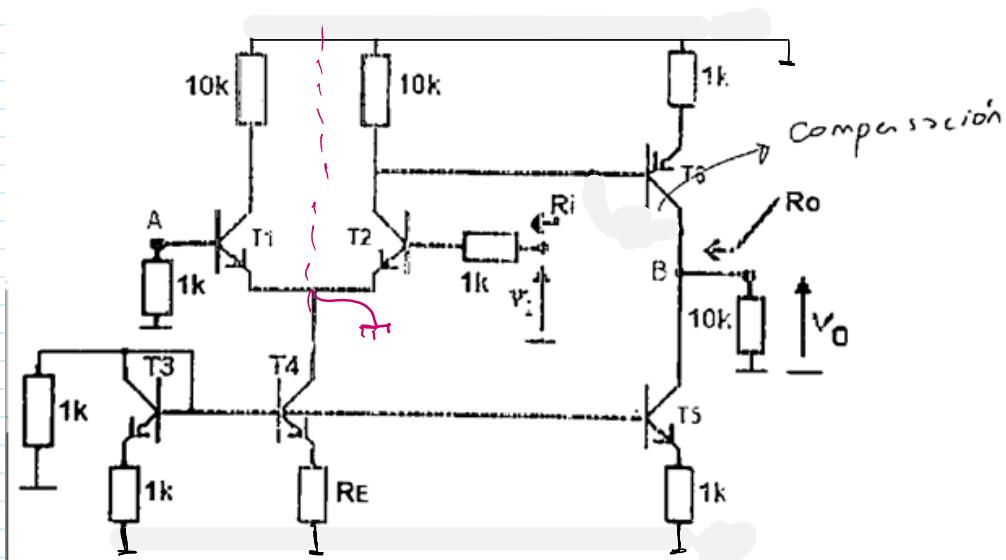
- $r_{\pi 3} = r_{\pi 5} = r_{\pi 6} = \frac{200}{160 \text{ mA/V}} = 1245 \Omega$

- $r_{o3} = r_{o5} = r_{o6} = \frac{100 \Omega}{4.15 \text{ mA}} = 24k\Omega$

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{345 \mu A}{25 \text{ mV}} = 13.8 \text{ mA/V} \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = 15k\Omega \quad r_o 1 = r_o 2 = 290k\Omega$$

T	g_m	r_π	R_o
T ₁	13.35 m	15 k	290 k
T ₂	13.35 m	15 k	290 k
T ₃	160 m	1245	24 k
T ₄	26.7 m	7 k5	145 k
T ₅	160 m	1245	24 k
T ₆	160 m	1245	24 k

b)



Modo diferencial:

$$v_{id} = v_i$$

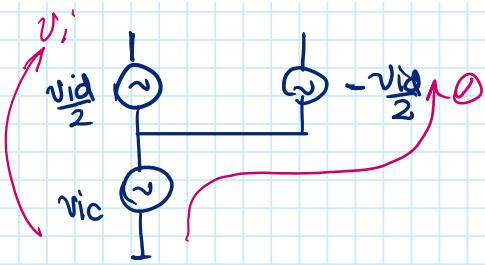
$$v_i \text{ id } (\sim)$$

$$(\sim) - v_{id} \text{ id }$$

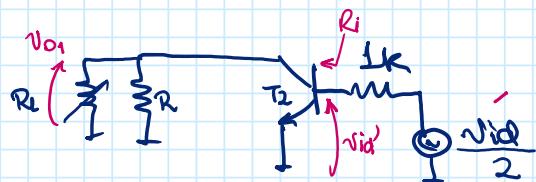
modo operacional.

$$v_{id} = v_i$$

$$v_{ic} = \frac{v_i}{2}$$



Audi:



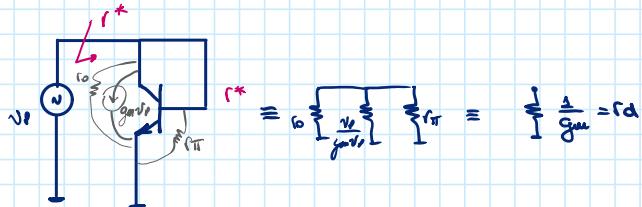
$$A_{vid} = \frac{v_{o1}}{v_{id}/2} = \frac{R_L}{R_s + R_L} \cdot (-g_m z_2)$$

$$\frac{v_{id}'}{v_{id}/2} = \frac{R_L}{R_s + R_L}$$

Importante

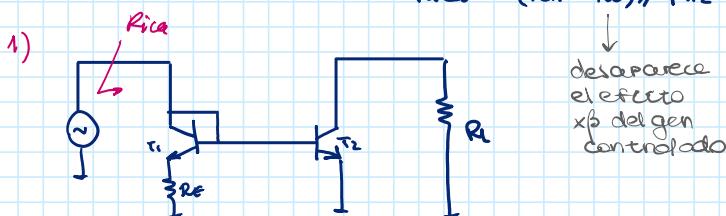
Wednesday, February 12, 2025 6:01 PM

★ Equivalente de ref de FE



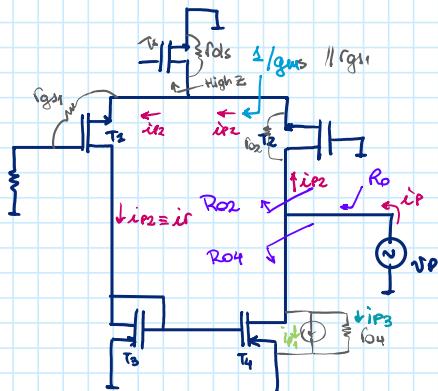
Pasa de ser un elemento de 3 bornes a solo 2

Ejemplos



2) Cascode: $R_{OA} = 2r_o$

★ Análisis RO CA



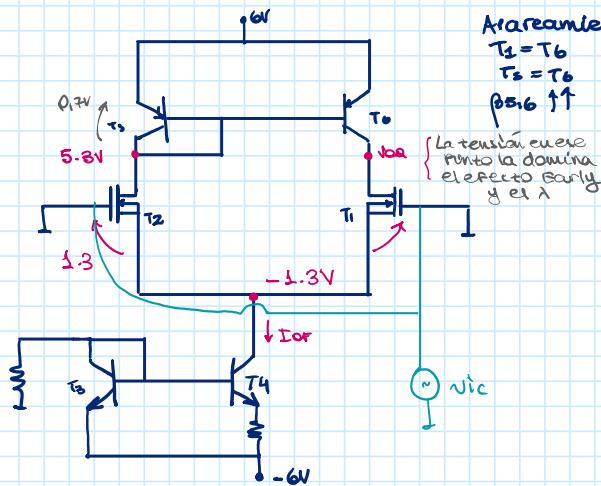
i_{O2} da toda la vuelta y T_2 lo copia hacia $T_4 \rightarrow$ hace que se encienda el generador controlado (i_{P1}) $\rightarrow i_{P1} = k i_{P2}$

Ahora bien, hay tres corrientes y una única tensión.

$$\begin{aligned} i_{P1} &= i_{P2} \cdot R_o \\ i_P &= i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} \\ R_o &= \frac{V_p}{i_{P1} + i_{P2} + i_{P3}} = \frac{V_p}{i_{P1}} = \frac{V_p}{i_{P2}} = \frac{V_p}{i_{P3}} \\ R_{O2} &= r_{o2} \left(1 + g_{m2} R_E2 \right) = r_{o2} \left(1 + g_{m2} \frac{1}{g_{m3}} \right) = 2r_{o2} = \frac{V_p}{i_{P2}} \\ R_{O4} &= \frac{V_p}{i_{P1}} = \frac{V_p}{i_{P2}} = \frac{V_p}{i_{P2}} = \frac{V_p}{i_{P3}} = 2r_{o2} // r_{o4} \end{aligned}$$

$$R_{OPD} = 2r_{o2} // 2r_{o2} // r_{o4} = r_{o2} // r_{o4}$$

★ Ganancia Modo C CA



Araeamiento:
 $T_1 = T_6$
 $T_2 = T_6$
 $\beta_{B6} \uparrow\uparrow$

$$ID_1 = ID_2 = \frac{I_{Df}}{2}$$

Hipótesis $V_{oa} = 5.3V$ ($L_{der} = L_{izq}$)

Pondera

$$\begin{cases} V_{oa} = V_{D2} > V_{D1} \\ = V_{C6} = V_{CS} \end{cases} \xrightarrow{\lambda} ID_2 > ID_1$$

$$\begin{cases} V_{GS2} = V_{GS1} \\ V_{EC6} < V_{EC5} \\ V_{BE6} = V_{BE5} \end{cases} \xrightarrow{V_A} I_{C6} < I_{C5}$$

→ no concuerda
 $I_{C6} = I_{C5}$
 $ID_2 = ID_1$
 $V_{D2} = V_{D1}$
corto virtual entre los 2 drain.

Aplicando señal de MC:

se mantiene la hipótesis: las tensiones de drain varían igual.

Además V_{GS1} varía igual q V_{GS2} $\rightarrow ID_1$ varía a ID_2 .

→ V_{D2} varía como V_{D1} → se mantiene el corto virtual!

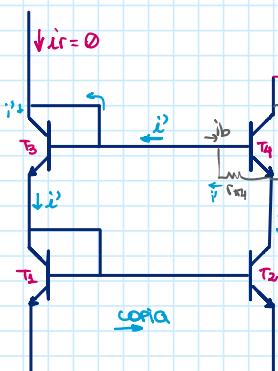
→ T_2 ya no ve $high$ q si no que ve $\frac{1}{gm_2}$ hacia arriba!

$$|Av_c| \approx -gm_2 \left(\frac{1}{gm_2} \right)$$

$$= 1 + gm_2 R_{of}$$

source feedback.

★ Rof cascode



$$R_{of} = \frac{V_o}{i_o} \Big|_{i_r=0}$$

- $2i'' + \beta i' - i_{r04} = 0$

$$i_{r04} = i'(1 + \beta)$$

- $V_o = i_{r04} \cdot r_{o4} + i''(r_{T4} + r_{d3} + r_{d4})$

$$V_o = i'(r_{o4}(1 + \beta) + r_{T4} + r_{d3} + r_{d4})$$

- $i_o = i_{r04} - \beta i' = 2i'$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{i_o} = \frac{r_{o4}\beta}{2} = R_{of}$$

cascode

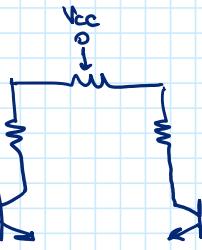
yo hubiere hecho $r_{o4}(1 + gm_4 R_{of})$ MAL!

★ Compensar offset

En la práctica se coloca un preset

Al entrar x' emisor cualquier & se amplifica
→ no recomendable tocar emisores.

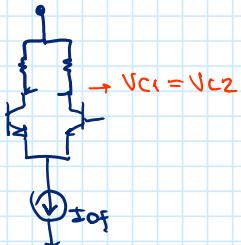
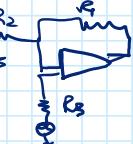
Preset → ruidoso → lo rango en la malla
desalida. VQ afuera del integrado → estropeo el diseño térmico:
antena, desequilibrio térmico (están en isotermas) → si colocan emisores.



I_{off} : tiene que ser con TBJs + q' nada. Aunque en MOS igualaría $R_2 \parallel R_1 = R_S$

$$I_{off} = |IB_1 - IB_2|$$

Equilibrio en continua
al circuito.



V_{ce} nominal

$$V_{ce} = \frac{I_{off}}{2} \cdot R_{ce, \text{nominal}}$$

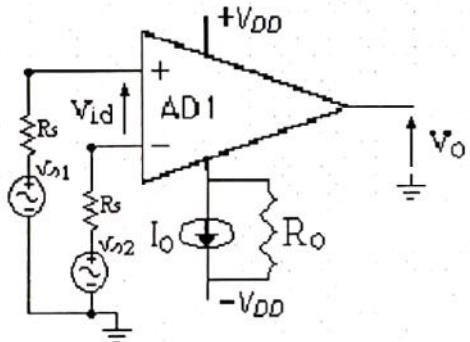


Consultas

Saturday, February 15, 2025 5:05 PM

- 1) ? Factor de copia en cascode /
- 2) ? Como saber q' borne del AMPS realim positiva (+ abajo)
- 3) ? Como se resuelve la V_{off} en dos amps en cascode, teniendo la V_{off} de q_0 .

4)?



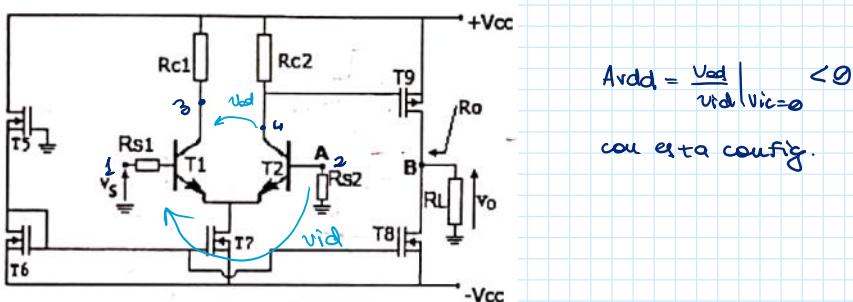
2.- AD1 es un par acoplado por source de NMOSFETs de canal inducido ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$). Se admiten transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , para los siguientes casos:

- $|V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $\delta \ll 1$.
- $|W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.
- $|W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

? como justificas bien el corto virtual entre colectores de la CAE

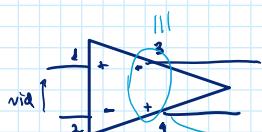
? Tensión de Early, donde influye? (ver 8/8/2022)

2)



$$A_{vdd} = \frac{V_{dd}}{V_{id} | V_{ic}=0} < 0$$

con esta config.



Si el terminal + es positivo →
vid positiva → convencional.

$$V_{id} = A_{vdd} \cdot V_{id} + A_{vdc} \cdot V_{ic}$$

tener en cuenta
es que no es físico.

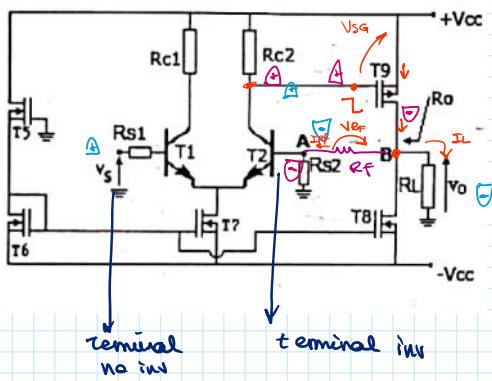
$$A_{vdd} < 0$$

Para saber terminal inversor: 2 formas:

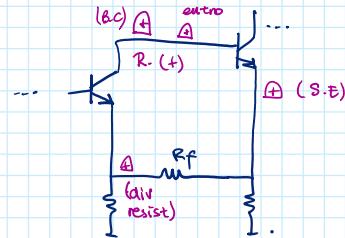
- Si uno conoce el funcionamiento del PD (s/ etapa de salida)
si entra por la izq →

MVSV

compara la real
vez con la
real con la
salida



Conviene encontrar un lazo, abrirllo



Rever la etapa de salida es inversora tr!

→ el terminal inv es el 1ero (izq) y el no inv el 2do (der)

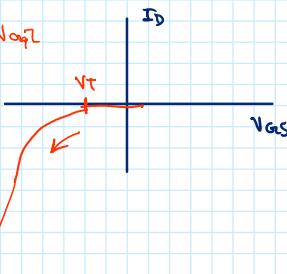
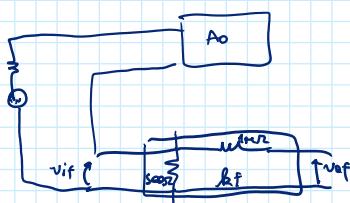
Sustituimos $I_{S2} \rightarrow I_{C2} \rightarrow V_{O2L}$

$\rightarrow V_{O2L} \rightarrow I_{L2} \rightarrow$

$V_{RF} \rightarrow I_{RF} \rightarrow$

$I_{O2} \rightarrow I_{C2} \rightarrow$

no ent.



$$k_f = \frac{V_{RF}}{V_{OF}} = \frac{500}{1\text{ k}\Omega} = 5 \cdot 10^{-4}$$

$$A_0 = A_{v0} \quad (\text{activa})$$

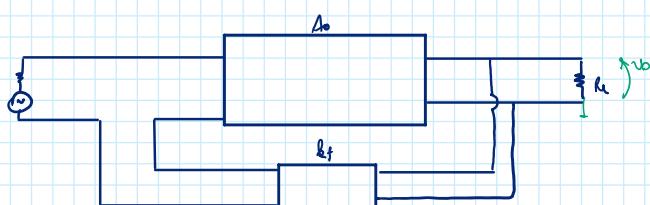
$$A_{v0} = -4000 = A_{vd} \cdot A_{vTq} = 100 \cdot (-40)$$

$$|k_f \cdot A_0| < 1 \quad \text{estable} \quad (\text{puede})$$

$$|k_f \cdot A_0| = 15 \cdot 10^{-4} \cdot 4000 = 2 \quad \text{no estabiliza!}$$

oscila.
Si poner entrada
de señal podría
← hasta q'
sature algo.

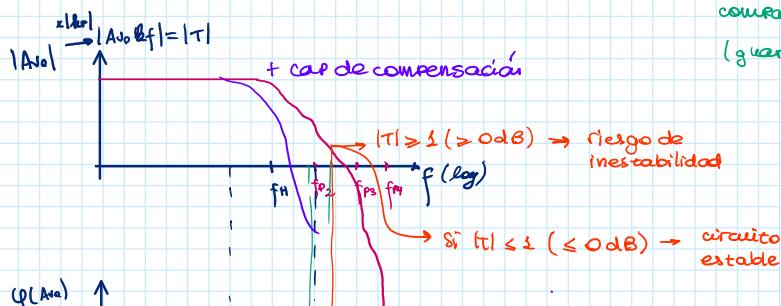
En la última fecha: (12/02/25)

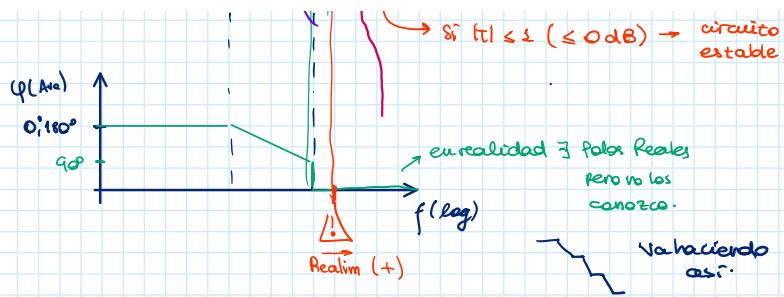


CAP de compensación

El ancho y el gen forman
comparación malla

(guarda q' hay 2 mallas)

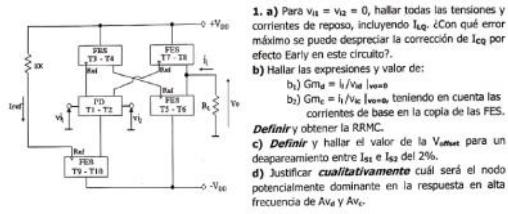




Se arregla con capacitor de compensación \rightarrow cae todo + rápido $\times \omega'$ agregue un polo antes \rightarrow ahora el punto crítico está \times debajo de los 0dB.
(moverse uno arriba)

$$Af = \frac{A_0}{1 + A_0 k_f} e^{\frac{k(s-s_p)}{(s-s_p)}} \rightarrow$$

el polo se mueve hacia \rightarrow en presencia de realim. (-).



FES: Fuente Espejo Simple - PD: Par Diferencial.

Todos TBs.

$V_{DD} = 5 \text{ V}$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

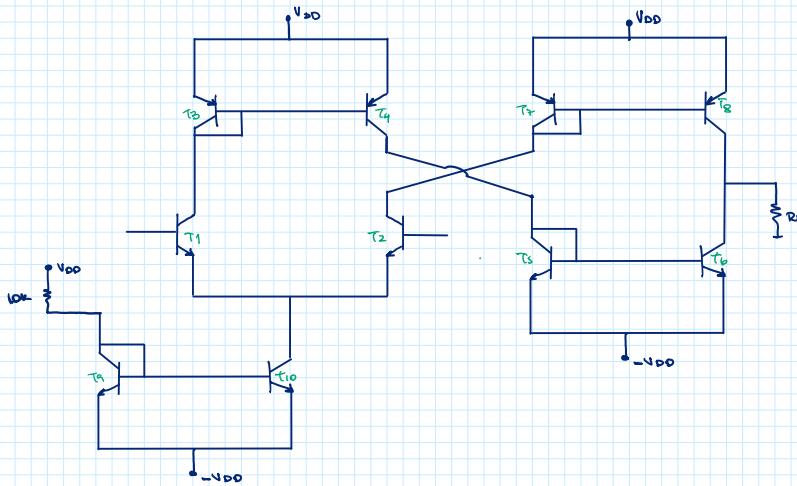
NPN: $V_A = 100 \text{ V}$; $\beta = 200$; $r_T = 100 \Omega$

PNP: $V_A = 50 \text{ V}$; $\beta = 50$; $r_T = 100 \Omega$

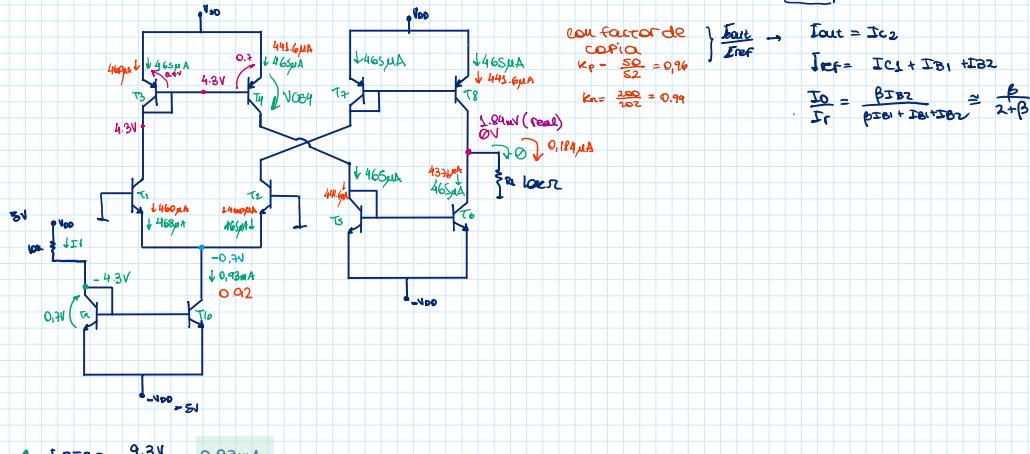
2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con PMOSFET inducidos (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente espejo simple con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD}$ de valor conocido. Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros.

Justificar cuantitativamente:

- a) La expresión de la tensión de salida simple V_{DD} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.
- b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?



a) Punto A:



$$I_{ref} = \frac{9.3 \text{V}}{10k \Omega} = 0.93 \text{mA}$$

Como se supone que T_5 y T_6 están apagados y el MAD, y además $V_{BE1}=V_{BE2} \rightarrow I_{C1}=I_{C2}=\frac{I_{ref}}{2}$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} \left| 1 + \frac{V_{CE1}}{V_A} \right|$$

- el error con respecto al efecto Early se corresponde al aumento de corriente dado por el factor $\left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right)$. El error lo dará el $\left(\frac{V_{CE1}(\text{MAX})}{V_A(\text{MIN})}\right)$ que se haya despreciado en el circuito.

$V_A(\text{MIN}) = 50 \text{ V} = V_A \text{ PNP} \rightarrow$ El error lo dará

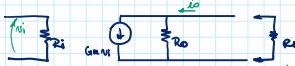
T_5, T_6, T_7, T_8

↓
tiene la mayor V_{CE} posible (se recomienda malla diode + V_{DD} hasta $-V_{DD}$, el resto es donde $+V_{DD}$ hasta -0.7V).

$$|V_{CE}(\text{MAX})| = V_{CH\text{MAX}} - V_{CE}(\text{MIN})$$

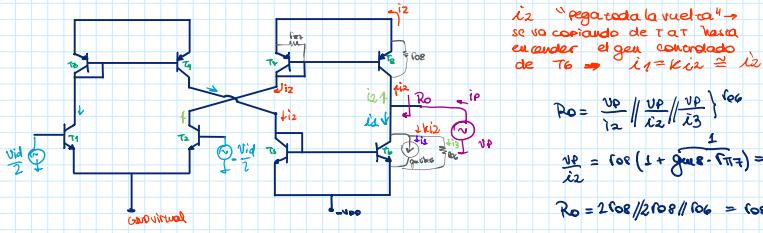
$$|V_{CE}| = V_{DD} - (V_{CE1} - V_{DD}) = 10 \text{V} - 0.7 \text{V} = 9.3 \text{V} \rightarrow E_{\text{MAX}} = \frac{9.3 \text{V}}{50 \text{V}} = 18.6 \%$$

- b) Se asume q' el circuito secundaria como un OTA y se adapta al modelo.



$$G_{mid} = \frac{i_2}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} \quad V_o = 0$$

Res:



$$P_o = \frac{V_o}{i_2} \Big|_{i_2 = \frac{V_o}{R_o}} \cdot R_o$$

$$\frac{V_o}{i_2} = R_o \left(1 + \frac{g_m R_o}{1 + g_m R_o} \right) = 250 \Omega$$

$$R_o = 250 \Omega / 2r_{ds} = 250 \Omega = \frac{V_{AB}}{I_{ds}} = \frac{50V}{465 \mu A} = 108 \Omega = 71 k\Omega$$

diferencial

$$i_{12} = \underbrace{i_{c3} + K_3 \cdot K_5}_{i_{12}} + \underbrace{i_{c2} + K_2}_{i_{12}} = i_{c1} K_1 (1 + K_1)$$

$$i_{c1} = i_{c2}$$

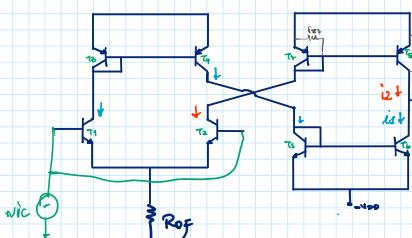
$$K' = 0.96 (1.99) = 1.94$$

$$G_{mid} = \frac{i_2}{V_{id}} = \frac{i_{c1} \cdot K'}{V_{id}} = \frac{g_{m1} \cdot r_{be1} \cdot K'}{2r_{be1}} = \frac{g_{m1}}{2} K' = \frac{I_{c1}}{2} \cdot 1.94 = 17.2 \frac{mA}{V}$$

desprecio
el termino
i_{c1}
y q' es despreciable.

$$A_{vid} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} = - \frac{G_{mid} V_{id} (R_o \parallel R_L)}{V_{id}} = - G_{mid} (R_o \parallel R_L) = - 150 \cdot 8$$

Modo Común:



$$i_{12} = i_1 - i_2 = i_{c1} K_p (1 - K_1) =$$

$$G_{mc} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{i_{12}}{V_{id}} = \frac{i_{c1} K'}{V_{be1} + V_{af}} = \frac{i_{c1} K'}{r_{be1} + 2i_{c1} R_{af}} = \frac{K'}{\frac{1}{g_{m1}} + 2r_{af}} = \frac{9.6 \cdot 10^{-3}}{\frac{25mV}{465 \mu A} + \frac{100V}{930}} = 44.68 \cdot 10^{-9}$$

↓
EC s/ Realism.

$$A_{vc} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} = - \frac{G_{mc} V_{id} (R_o \parallel R_L)}{V_{id}} = - 44.68 \cdot 10^{-9} = - 3.9 \cdot 10^{-4}$$

$$RPNC = 20 \log |A_{vid}| = 112 \text{ dB}$$

- c) V_{off}: valor de V_{id} que hay que aplicar tq' V_{odl}=0 → volver a simetría

$$V_{id} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_{off} \Big|_{V_{odl}=0} = V.$$

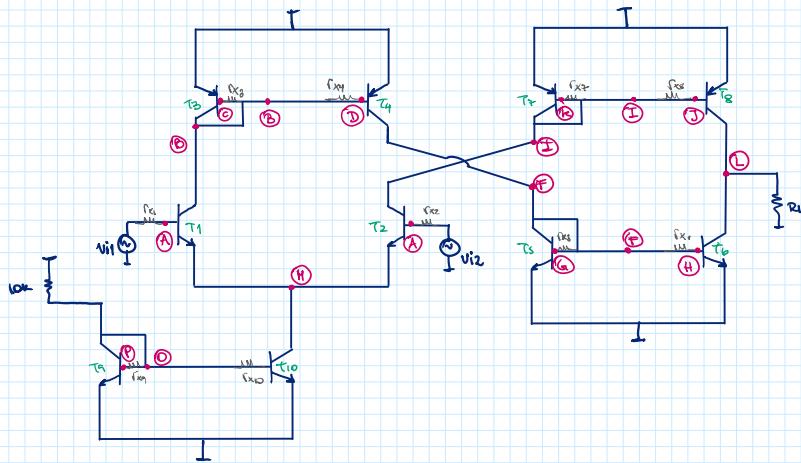
$$V_{off} = V_{th} \ln \left(\frac{I_{c1}}{I_{S1}} \right) - V_{th} \ln \left(\frac{I_{c2}}{I_{S2}} \right) = V_{th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = 0.52 \text{ mA}$$

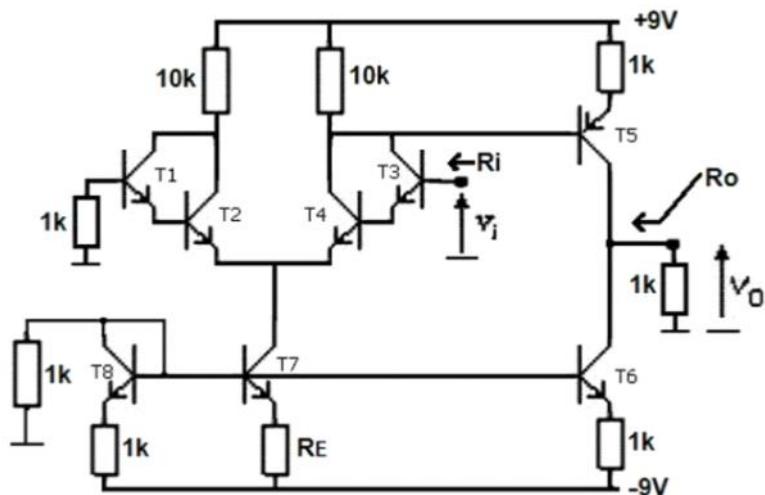
$I_{c1} \approx I_{c2}$

$$\text{Suponiendo } \frac{I_{S1} - I_{S2}}{I_{S1}} = 0.02$$

$$\Rightarrow \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{1}{0.98}$$

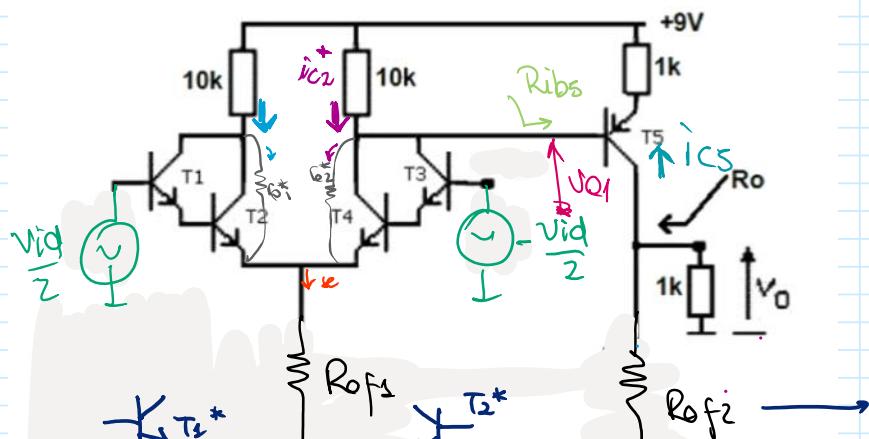
d) Nodo dominante:





Aud
y
Arc

Círculo de señal
Resonancia a la frecuencia
de comienzo & la Rof



T₆
actúa
como
fuente
de la
etapa
de salida
tui.

situación diferencial pura.

Si hubiere asimetría de cargas
(no podemos ignorar cuando)

$R_{C1} \ll R_o^*$
 $R_{C2} \ll R_o^*$

} utilizo
cuasi
simetría

↓
sería
admitido

} la comienzo q 'se
realimenta x' la
 R_o^* y R_o^* serían \neq
→ se deja de tener
GR ND rint → la Irof

sería
admisible
la GND virt
y la quasi-sím →
considerar
medio circuito
y el otro ignorarlo

→ se deja de tener
GND virt → la I_{of}
señal no nula x' el
desap.

→ cuanto + grande β^* - I se
fuga por ese nodo.

$$\rightarrow \text{Hallar } A_{vd\text{PD}} = \frac{V_{O1}}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0}$$

$$R_{ib5} = r_{\pi s} + \beta_5 \cdot 1k\Omega \approx 400k\Omega$$

$$\frac{V_{O2}}{V_{id}} = \frac{-iC_2^*}{V_{id}} \left(R_{C2} \parallel R_{O2}^* \parallel R_{ib5} \right) = \frac{-g_m^* (-V_{id}/2) R_{C2}}{V_{id}} = \frac{1}{2} g_m^* R_{C2} = A_{vd\text{PD}}$$

desp desp

$$R_{O2}^* = \frac{2}{3} R_{O4}$$

↓
 T_q'
conduce +.

$$g_{mD}^* = \frac{1}{2} g_m^*$$

$$A_{v5} = \frac{V_O}{V_{O1}} = \frac{-i_{CS} \cdot (R_L \parallel R_{OF2})}{i_{CS} R_{E5} + v_{BE5}} \stackrel{>>}{=} \frac{-R_L}{\frac{1}{g_{mS}} + R_{E5}} \approx -\frac{R_L}{R_{E5}} \approx -1$$

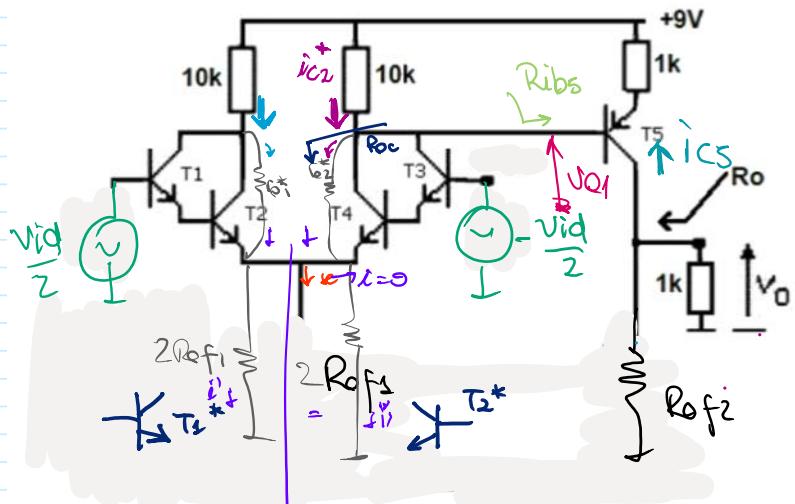
$$A_{vd\text{TOT}} = \frac{V_O}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{V_{O1}}{V_{id}} \cdot \frac{V_O}{V_{O1}} = A_{vd\text{PD}} \cdot A_{v5} = -\frac{1}{2} g_{mD}^* R_{C2} = -46.5$$

(dato de Kelly)

A_{vc}: Recurro al criterio de MC

La R_{of} se divide

$$\sum R_{OF1} = \sum R_{OF1} \sum R_{OF2}$$



Si

los aportes de corriente al nodo

son = en magnitud y fase.

la corriente q' pasa → es
nula → si no desequilibraría la Σ.

$$Av_c: \frac{V_{D1}}{V_{D1} | V_{D1}=0} = -g_{m0^*} \cdot \frac{(R_c \parallel R_{bs} \parallel R_{o2^*})}{1 + g_{m0^*} \cdot R_{ea}} \approx -\frac{R_c}{2R_{of1}} = -3 \cdot 10^{-3}$$

$$R_{oc}^* = R_{o2^*} \left(1 + g_{m0^*} R_{ea} \right) \underset{2R_{of1}}{\cancel{\approx}} R_{o2^*} \text{ y } \uparrow\uparrow$$

$$Av_{c,tot} = Av_{cpd} \cdot \underbrace{Av_5}_{-1} = 3 \cdot 10^{-3}$$

CON Gmrd:

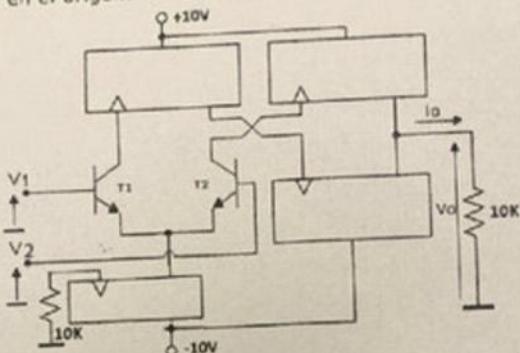
$$Gmrd = \frac{i_o}{V_{D1}} \Big|_{V_{D1}=0} = -\frac{e_{cd}^*}{V_{D1}} = -\frac{g_{m0^*} (-V_{D1}/2)}{V_{D1}} = -g_{m0^*}/2$$

$$Av_d = -Gmrd (R_{bs} \parallel R_{o2^*}) = \frac{1}{2} g_{m0^*} R_{o2^*}$$

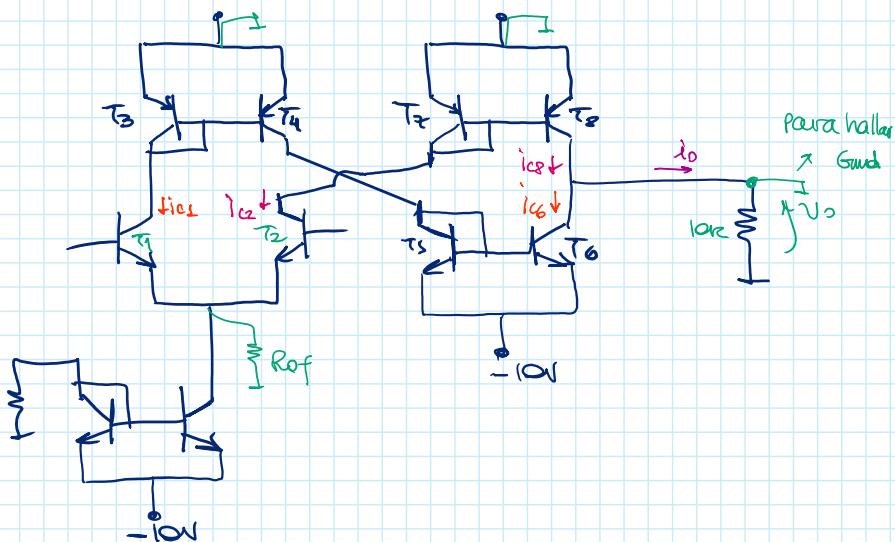
OTA Dante

Tuesday, February 18, 2025 8:10 PM

- 1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:
 $\beta = 400$, $r_x = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_r = 200 \text{ MHz}$, $C_p = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.
- Definir y determinar los valores de A_{vd} , R_{id} , R_o y f_h aproximado.
 - Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para A_{vd} .
 - Definir y determinar el valor aproximado de A_{vc} si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.
 - Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{id})$ para $V_{ic} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.



d) $I_o = f(V_{id})$ en el Gnd para $V_{id} \neq 0$.



Hablando de señal (parte fuentes de continua)

$$G_{md} = \frac{I_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0, V_o=0} = \frac{I_{ce1} - I_{ce2}}{V_{id}} = \frac{k(I_{c2} - k^2 I_{ce1})}{V_{id}} = \frac{-g_{m2} \frac{V_{id}}{2} k - k^2 g_{m1} \frac{V_{id}}{2}}{V_{id}} =$$

$= -k \frac{g_{m2}}{2} (1+k) \rightarrow -g_{mD} \Rightarrow 100\% \text{ de los } g_m \text{ del Par}$
 se va a masa
 para arriba y para abajo \rightarrow origen controlados
 apagados \rightarrow fuente apagada

$$A_{vd} = G_{md} \cdot (R_L \parallel R_{o6} \parallel R_{o2}) = -g_{m0} \left(R_L \parallel \frac{R_{o6}}{2} \right)$$

Chequear loopre x' incrementos el signo

(an El tiene el doble)

Chequear loopie x^1 incrementos el signo

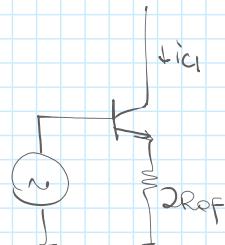
($i_o \rightarrow$ tiene q' dar)

$$G_{MC} = \frac{i_o}{v_{ic}} \Big|_{vid=0} = \frac{i_{c8} - i_{c6}}{v_{ic}} = \frac{k_i c_2 - k^2 i_{c1}}{v_{ic}} = \frac{k}{2R_{of}} (1-k) \rightarrow ①$$

Ahora tengo la partición en $2R_{of}$.

$$i_{c1} = i_{c2} = g_{m1} v_{ic}$$

$X \rightarrow$ digo q' v_{ic} cae entre B-E pero en realidad el circuito está realimentado



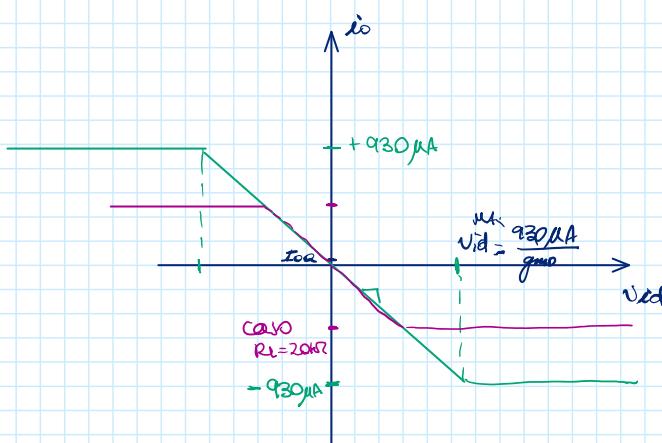
$$i_{c2} = \frac{g_{m1} v_{ic}}{1 + g_{m1} 2R_{of}} \approx \frac{v_{ic}}{2R_{of}}$$

Arci: $R_{ic} \xrightarrow{\frac{1}{g_{m1}}} G_{MC} \xrightarrow{\frac{1}{2R_{of}}} R_{oc}$

$R_{ic} = R_{oc} = R_{of} || R_{os}$

Diagrama gran señal:

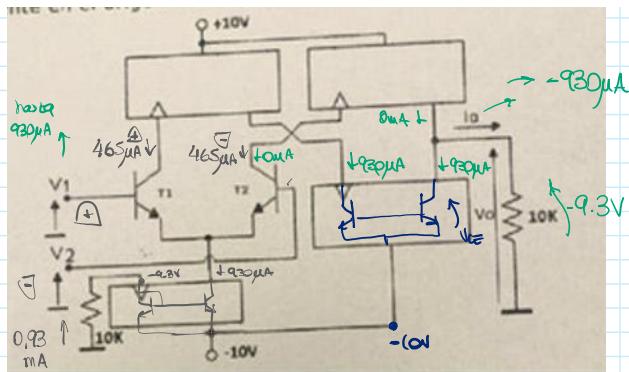
★ Diagrama gran señal



$$m = \frac{di_o}{dv_{id}} = \frac{i_o}{v_{id}} = G_{MD} = -g_{m1}$$

Limitaciones:

- 1) Corrientes en el PD corte de uno de los T de entrada



2) Si T_6 saturará $\rightarrow V_{CE\text{sat}} = 0.7V \rightarrow V_{o\text{ min}} = -10V + 0.7V = -9.3V$
 Si $R_L = 20k\Omega$

$$\hookrightarrow V_o = -930\mu A \cdot 20k\Omega = -18.6V < V_{o\text{ min}}$$

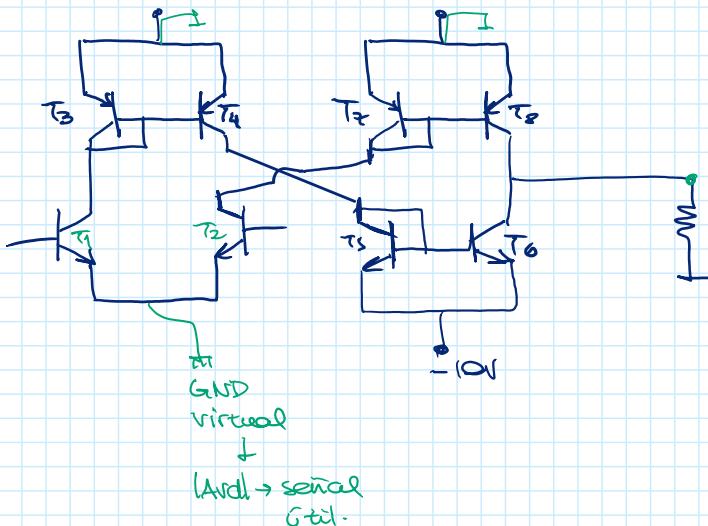
$$I_{o\text{ min}} = \frac{-9.3V}{20k\Omega} = -465\mu A$$

SAT de T de
salida

Nueva
cuenta
de corriente

cascode
q' haya dado
 I_o mismo.

Rta en f:



Qué nodos tienen polo?

R elevada:

1) Nodo de salida: $\uparrow R_{eq} = R_L \parallel r_{o6}/2$

los CAP no se agrandan
(entro x' C y salgo x' B)

C reflejado ↑

$$C_{eq} = 2C_B$$

2) Base T6 y T5

$$C_{B6}^* = C_B \left(1 - \frac{V_{CE}}{V_{B6}}\right)$$



$$\frac{U_{CG}}{V_{B6}} = -g_m R_L \parallel r_{o4}$$

+ C_π

$$R_{eq} = r_{π6} \parallel \left(r_{x6} + \frac{1}{g_{m5}} \right)$$

3) Base T₂ y T₄: si $\exists r_x$, si no la R incremental sería nula

C_Tx1

$$C_{μ^*} = C_x \left(1 - \frac{|C_1|}{V_{bi}} \right)$$

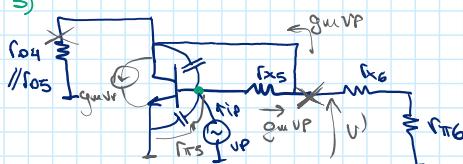
↓
baja x_{q'}
la R vista
es $1/g_{m5}$.

4) Colektor T₂ y T₄

si r_x no es nula admitimos q' lo consideramos en corto.

Si no habrá q' reflejar al r_x .

3)



$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{1}{g_{m5}}$$

$\frac{g_{m5}V_p}{\beta}$

$$I_p = g_{m5}V_p + i_b = g_{m5}V_p + \frac{V_p}{r_{π5}} \rightarrow g_{m5}V_p$$

$$V' = V_p - g_{m5}I_p r_x = V_p \underbrace{\left(1 - g_{m5}r_x \right)}_{2 \text{ numéricam.}} = -V_p$$

$$\lambda = \frac{V'}{r_x + r_{π6}} = -\frac{V_p}{r_x + r_{π6}} = -\frac{V_p}{r_{π6}} = -\frac{V_p g_{m5}}{\beta}$$

p veces +
chica
q' la principal
+
trico despreciarla
a priori.

se puede comprobar q' la R_{eq} q' van los cap siguiendo $\frac{1}{g_m} \rightarrow$ aunque el corto esté x' fuera de r_x .

$$\Delta V = \frac{V_{bs5}}{V_{bs5}} = \frac{V'}{V_p} = -1 \rightarrow C_{μ^*} = 2C_μ$$

$$C_{eq} = 2C_μ + C_π \quad \left. \right\} \quad \tau = \frac{1}{g_m} (2C_μ + C_π) \downarrow$$

$$R_{eq} = \frac{1}{g_m}$$

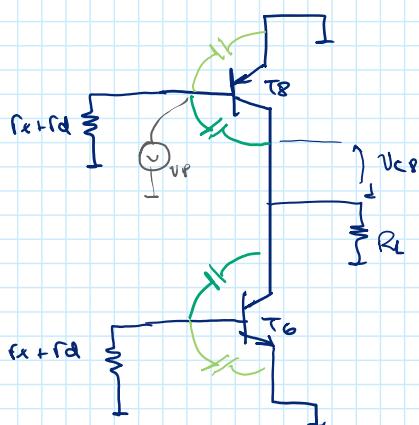
Dominan las bases
del par de salida →
y el nodo de la
carga.

no es lo mismo
ver rd q1
 $r_x + r_d$.

Tema interesante OTA:

Como los t de salida tienen mucho peso →
esos nodos se pueden evaluar de la sig. forma:

C_{μ} se agranda mucho x Miller.



$$C_{\mu b}^* = C_{\mu b} \left(1 - \frac{V_{CE}}{V_{BE}} \right)$$

$$\frac{V_{CE}}{V_{BE}} = -g_m (R_L // R_o)$$

$$C_{eq} = C_{\mu b}^* + C_{T8}$$

$$R_{eq} = r_{T8} // (r_x + r_d) \quad \xrightarrow{x \text{ log } vimos}$$

$$C_{b6} = C_{b8}$$

reclén vale
coste rdz

$$C_h \approx C_{b6} + C_{b8}$$

$$f_h = \frac{1}{C_h}$$

Cuando admite Hemic se toman los
nodos de 1 sola 1/2
si salgo x la izq → b2
der → b1

$$\text{dif} \rightarrow A_{vdd} = A_{vd} - A_{vd} \quad (A_{vd})$$

una otra
mitad mitad

igual tomo los
polos de una
sola mitad.

$$= 2k \frac{(2 \text{ ceros})}{m \text{ orden}}$$

mucho menor que la velocidad de la mitad.

$$= 2k \frac{(2 \text{ ceros})}{(2 \text{ polos})}$$

Cuando hay cascada se acumulan los
ceros \rightarrow 4 polos + 4 ceros

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

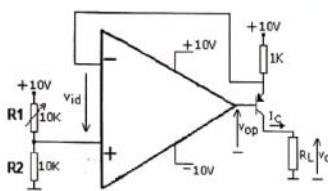


OPAMP

Saturday, February 22, 2025 1:26 PM

29/07/24 1)

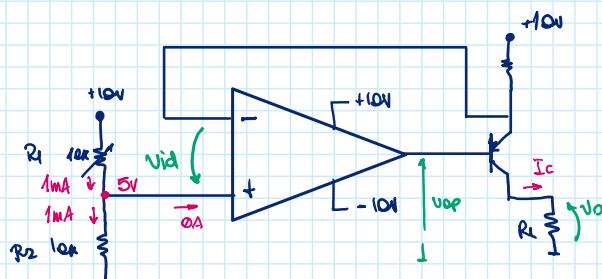
1. El OPAMP tiene una etapa de entrada diferencial MOS, con $A_{vd} = v_{op}/v_{id} = 10^4$. $\beta = 100$; $R_L = 100\Omega$



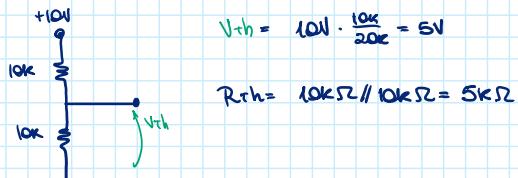
a) Obtener el valor de I_{cq} . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito? ¿Entre qué valores puede variar R_1 manteniendo el TBJ en MAD?

b) Analizar el lazo de realimentación entre el TBJ y la entrada del OPAMP. ¿Es positiva o negativa? Justificar. ¿Qué muestrea y qué suma?. Identificar los distintos bloques que conforman el sistema realimentado (A_o , k_r , generador y carga).

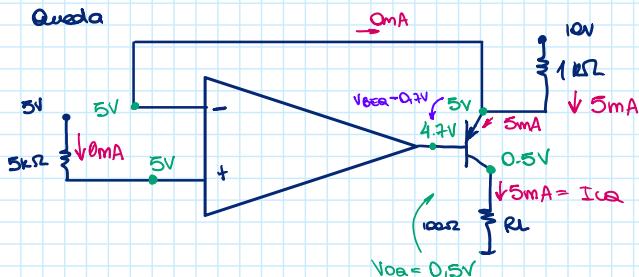
a) El TBJ permite entregar el corriente de la q' el OPAMP puede x su propia cuenta. Es un Amplificador de corriente



Punto Q. Se asume un $E = v_{id} = 0$ ideal. Luego verifico



Queda



Verifico $E = v_{id} \rightarrow 0$

$$v_{op} = 4.7V \rightarrow v_{id} = \frac{v_{op}}{A_{vd}} = \frac{4.7V}{10^4} = 0.47mV \rightarrow \text{despreciable} \checkmark$$

Rango de R_1 para op. correcta:

Límite de MAD $v_{EC,SI} = 0.7V \Leftrightarrow v_{BC} = 0V$ Límite juntura B-C en directa hacia inversa

$$V_E = V_{CC} \cdot \frac{10k\Omega}{R_1 + 10k\Omega} = \frac{V_{CC}}{R_1/10k\Omega + 1}$$

$$V_E = R_L \cdot I_C = \frac{100\Omega(10V - V_E)}{1k\Omega} = 0.1(10V - V_E)$$

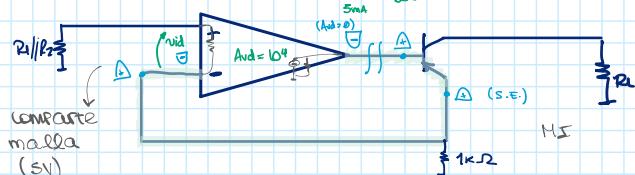
$$V_{EC,SI} = 0.7V = V_E - V_C = \frac{V_{CC}}{\frac{R_1}{10k} + 1} (1 + 0.1) - 1V$$

$$R_1 = 10k\Omega \left[\frac{10V + 1.2}{1.2V} - 1 \right] = 54k\Omega = R_{1 \text{ MAX}}$$

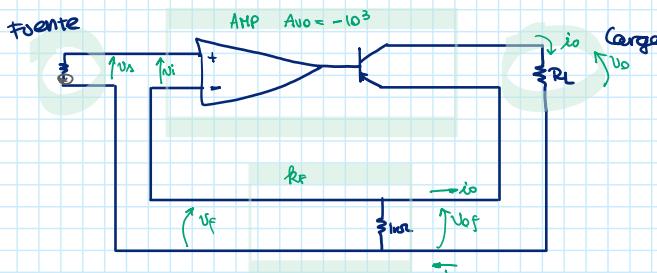
Si $V_{CE} < 0.7V$ $R_2 \uparrow$
me voy a SAT

$0 < R_1 < 54k\Omega$
se iría a corto
($V_B = 10V \Rightarrow I_C = 0A$)

b) $A_{VTBJ} = \frac{-i_C R_L}{V_{BE} + i_C R_E} = \frac{-100\Omega}{\frac{1}{g_m} + 1k\Omega} = -0.1 \rightsquigarrow A_{VT} = A_{VTBJ} = -1000$



Realimentación (-)

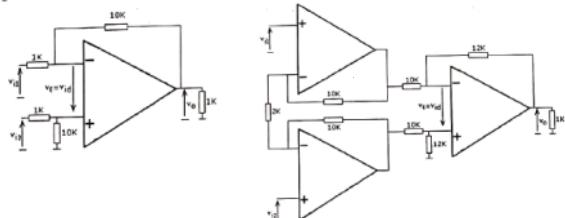


$$k_F = \frac{V_F}{I_o}$$

2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPS con AD MOSFETs y una $R_o \approx 10\Omega$)

- a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar A_vd y justificar por qué el segundo se conoce como amplificador de instrumentación.
b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1



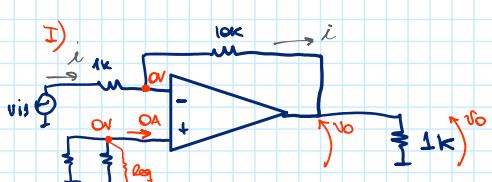
a) Para ser AMP DIF se debe cumplir que

$$\overbrace{V_o = A_{vd}(V_{i1} - V_{i2})}^{\text{Ideal}} + \overbrace{A_{vc} \frac{(V_{i1} + V_{i2})}{2}}^{\text{Real}}$$

En el primer caso:

Suponemos efectos

$$I_{O1} = A_{v1} \cdot V_{i1} + A_{v2} \cdot V_{i2}$$



configura inversor

$$\left. \frac{V_o}{V_{i1}} \right|_{V_{i2}=0} = -\frac{10k\Omega}{1k\Omega} = -10$$

10/2/23 2)

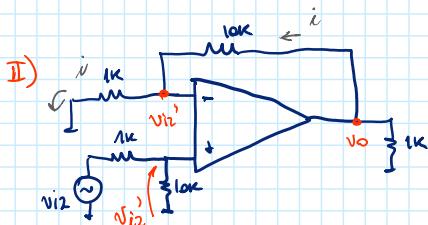
- Alta impedancia de entrada
- Baja impedancia de salida ($R_o \approx 10\Omega$)
- Buena RRMC
- Compuesto x' 3 AMP
- 1era etapa: Buffer: aumenta impedancia de entrada
- 2da etapa: +RRMC: amplifica señal dif y rechaza la de modo com
- Ganancia ajustable según Resist.



$\boxed{1k}$

$$-10k \cdot i = v_o$$

$$i = \frac{v_{i1}}{1k \cdot 10k}$$



$$\frac{v_o}{v_{i2}} \Big|_{v_{i1}=0} = \frac{v_{i2}}{v_{i2}} \cdot \frac{v_o}{v_{i2}} = \frac{10k \cdot 10k}{1k \cdot 10k} \left(1 + \frac{10k}{1k} \right) = \frac{10}{1} \cdot 11 = 10$$

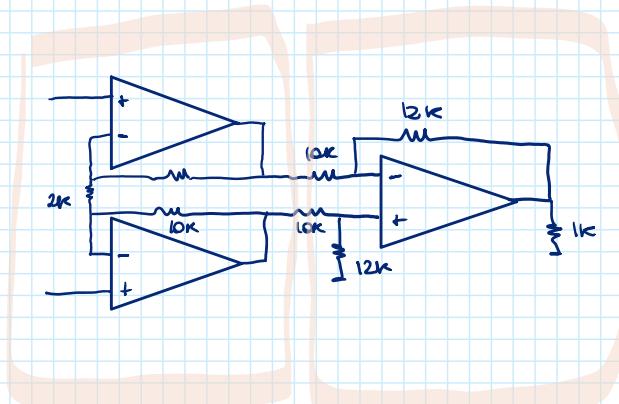
DIV
Res

$$v_o = v_{i2} + i \cdot 10k$$

$$i = \frac{v_{i2}}{1k}$$

Superpongo: $v_o = -10v_{i1} + 10v_{i2} = -10(v_{i1} - v_{i2})$ ✓

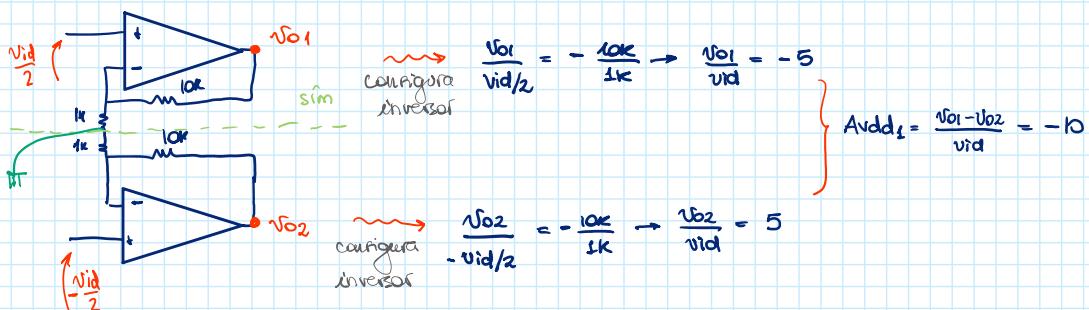
2º caso



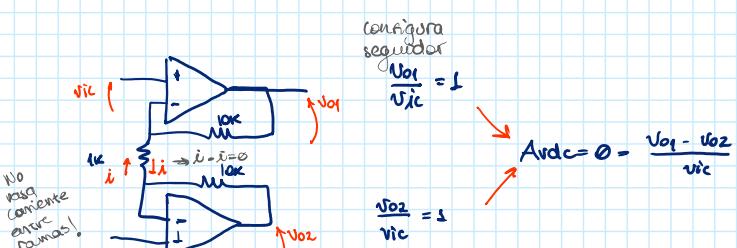
1era etapa

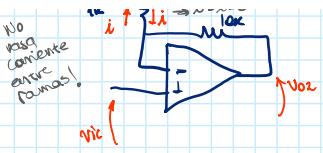
2da etapa

1era et: Salgo dif, entro dif. simétrica → H.C.



Modo común: A_{dc} :

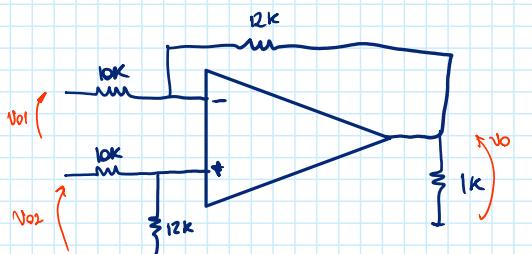




$$\frac{V_{o2}}{V_{ic}} = 1$$

$$V_{od} = A_{vd} \cdot V_{id} = -10(V_{i1} - V_{i2})$$

2da etapa



Es lo mismo q' el primer caso:

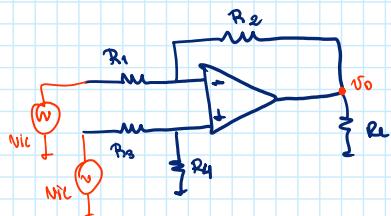
$$\frac{V_o}{V_{o1}} \Big|_{V_{o2}=0} = -\frac{12k}{10k} = -1.2$$

$$\frac{V_o}{V_{o2}} \Big|_{V_{o1}=0} = \frac{12k}{22k} \cdot \left(1 + \frac{12k}{10k}\right) = \frac{12}{22} \cdot 2.2 = 1.2$$

$$V_o = -1.2 V_{o2} + 1.2 V_{o1} = -5(-1.2) V_{id} + 5 \cdot 1.2 V_{id} = -12 V_{id}$$

$$V_o = A_{vde} \cdot V_{ic} + A_{vee}$$

b) 1er circuito:



$$\text{Modo común: } V_{ic} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \rightarrow 2V_{ic} - V_{i1} = V_{i2}$$

$$V_o = V_{i1} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + V_{i2} \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Para que $V_o = k(V_{i1} - V_{i2})$
se debe dar que

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

$$0 = \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

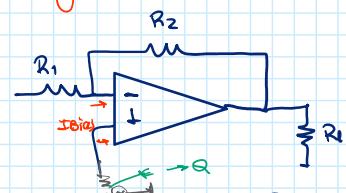
$$0 = \frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

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

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_4}$$

llegué, no puedo creer
TENGO QUE APROBAR

Kelly:



Si no existieran R3, R4 se generaría V_{off}

$$R_3 = R_1 // R_2 \rightarrow \text{misma Ruth simétrica de entrada}$$

$$V_{-Q} = -I_{BSAS} (R_1 // R_2)$$

$$V_{+Q} = -I_{BIAS} R_3$$

$$V_{-Q} = V_{+Q} \iff R_3 = (R_1 // R_2)$$

Mi mundo contiene de todo, y yo tengo que
aprender el final de circuitos electrónicos
el 26/02/25, que es fundamental para
mi estancia: así que lo quiero ver reflejado

AHORA Muchas gracias ★
Muchas gracias ♥

AHORA

Muchas gracias ☆

Muchas gracias ❤

Muchas gracias *

2^{do} Circuito:

$$Av_c = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{V_{in}=0}$$

$$Av_{c1} \cdot Av_{c2} + Av_{c1} \cdot \underbrace{Av_{c2}}$$

siempre
q' la ganancia
de los buffers
sea = .

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$$

OTA

Saturday, February 22, 2025 2:17 PM

(29/07/24 2)

2.- FES: Fuente Espejo Simple - **PD:** Par Diferencial.

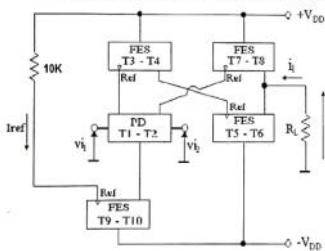
Todos TBJs.

$V_{DD} = 5V$; $R_L = 10k\Omega$

NPN: $V_A = 100V$; $\beta = 200$; $r_s = 100\Omega$; $f_T = 200MHz$; $C_\mu = 2pF$

PNP: $V_A = 50V$; $\beta = 50$; $r_s = 100\Omega$; $f_T = 200MHz$; $C_\mu = 2pF$

a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{Q0} . ¿Con qué error máximo se puede despreciar la corrección de las I_{Q0} por efecto Early en este circuito?



b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) G_{mD} = i_D / V_{D1} \mid_{V_{D1}=0}$$

b2) $G_{mE} = i_D / V_{D2} \mid_{V_{D2}=0}$, teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.

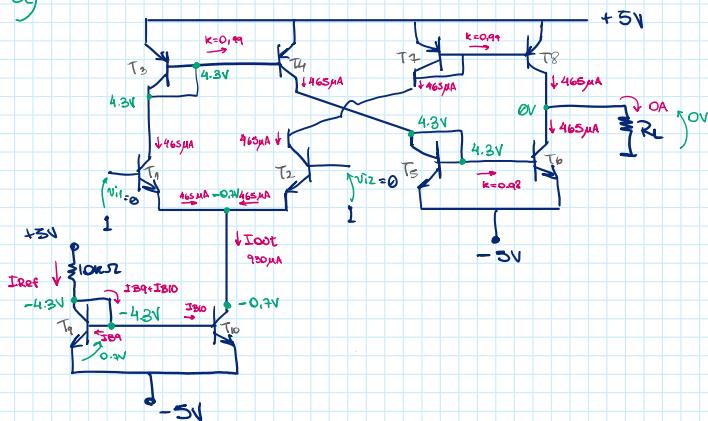
Definir y obtener la RRMC.

c) Definir y hallar el valor de la V_{offset} para un despareamiento entre I_{S1} e I_{S2} del 3%.

d) Justificar cualitativamente cuál será el nodo potencialmente dominante en la respuesta en alta frecuencia para A_{vd} y A_{vc} .

$$\int \tau = \frac{2\pi f_m}{C_{in} + C_{out}} \rightarrow C_{in} = \frac{2\pi f_m}{f_c} - C_{out}$$

a) Razonamiento



$$I_{ref} = \frac{5V + 4.3V}{10k\Omega} = 0.93mA$$

$$I_{out} = k I_{ref}$$

$$\left. \begin{aligned} I_{ref} &= I_{C9} + I_{B9} + I_{B10} \\ I_{out} &= I_{C10} \\ I_{C10} &= \beta I_{B10} \\ I_{C9} &= \beta I_{B9} \end{aligned} \right\} k = \frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{\beta I_{B10}}{\beta I_{B9} + I_{B10}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{200}{202} = 0.99$$

$\downarrow \varepsilon = 1\%$
despreciables

Suponemos $I_{B9} = I_{B10}$

$$\rightsquigarrow I_{C10} = I_{out} = 0.93mA$$

$$I_{C1} = I_{C2} \quad \text{están apareados} \rightsquigarrow I_{C1} = I_{C2} = 465\mu A$$

Early: Introduce un $E_{max} = \frac{V_{CEmax}}{V_{Amin}}$. T_6 si T_8 está en el borde de MAD tendría $V_{CE} = 5V - 0.7V - (-5V) = 9.3V$

Corto virtual:

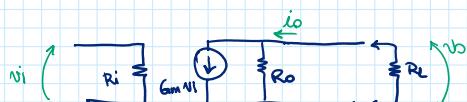
$$V_{ce3} = 4.3V = V_{ca}$$

$$I_{C4} = \beta I_{B4} \left(1 + \frac{V_{CE4}}{V_A} \right) = I_{C3} = \beta I_{B3} \left(1 + \frac{V_{CE3}}{V_A} \right) \rightsquigarrow V_{CE3} = V_{CE4}$$

• apareados y con copia unitaria!

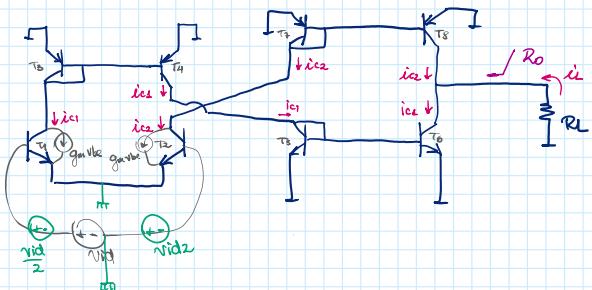
Igual en este no hace falta justificar x' la FES T_8-T_6 polarizadas = Tensiones que

b) Se toma al OTA modelizado como ampl. de transconductancia



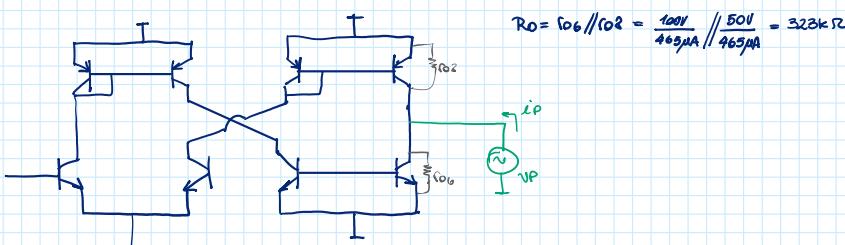
$$\text{Modo dif: } V_{id} = V_{i1} - V_{i2} \left\{ \begin{array}{l} V_{i1} \rightarrow V_{id}/2 \\ V_{i2} \rightarrow -V_{id}/2 \end{array} \right.$$

X' los aportes de tensión de = magnitud ≠ fase (opuestas) se produce una masa virtual en los sources de $T_1 - T_2$



$$G_{nd} = \frac{\partial i_o}{\partial V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = \frac{i_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = \frac{i_{c1} - i_{c2}}{V_{id}} = -g_{m2} v_{be2} + g_{m1} v_{be1} = -\left(g_{m2} \frac{V_{id}}{2}\right) + g_{m1} \frac{V_{id}}{2} = \frac{\left(g_{m2} + g_{m1}\right)}{2} \frac{V_{id}}{V_{id}} = \frac{465 \mu A}{25 mV} = 18.6 \frac{mA}{V}$$

R_o :

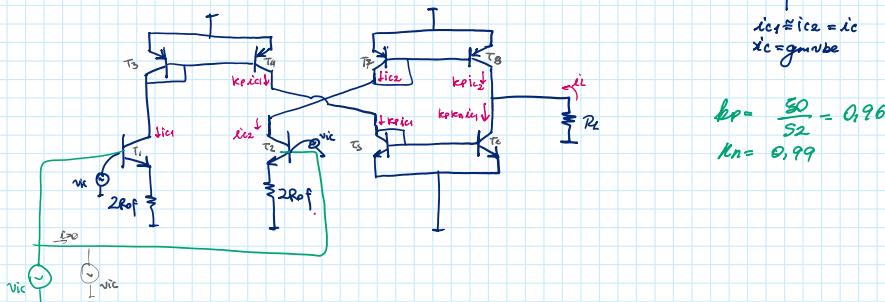


$$\text{Según el modelo: } V_{id} \left[\begin{array}{l} \text{Gnd} \\ \text{Vid} \end{array} \right] \xrightarrow{\text{Gnd}} \left[\begin{array}{l} \text{Gnd} \\ \text{Vid} \end{array} \right] \xrightarrow{\text{R}_o} \left[\begin{array}{l} \text{Gnd} \\ \text{Vid} \end{array} \right]$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = -\frac{i_o}{V_{id}} (R_o / R_L) = -G_{nd} (R_o / R_L) = -18.6 \frac{mA}{V} (10k / 323k) = -180.4$$

$$\text{Modo común: las corrientes en la rama son: } \xrightarrow{\text{R}_o} \frac{i_{1L} - i_{1T}}{2R_o} = \frac{i_{1L} - i_{1T}}{2R_o} \xrightarrow{\text{R}_o} \frac{i_{1L} - i_{1T}}{2R_o} = \frac{i_{1L} - i_{1T}}{2R_o}$$

$$G_{mc} = \frac{\partial i_o}{\partial V_{ic}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{i_o}{V_{ic}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{k_p k_n i_{c1} - k_p k_n i_{c2}}{V_{ic}} = \frac{k_p k_n g_{m1} v_{be1} - k_p k_n g_{m2} v_{be2}}{v_{be1} + i_{c2} 2R_o} = \frac{-k_p g_{m2} v_{be2}}{v_{be2} + i_{c2} 2R_o} \xrightarrow{-0.01} \frac{k_p}{2R_o + k_p 2R_o} = \frac{-0.01 \cdot 0.96}{2R_o} = \frac{-9.6 \cdot 10^{-3} \cdot 9.8 \mu A}{2 \cdot 1000} = -4.46 \cdot 10^{-3}$$



$$k_p = \frac{50}{52} = 0.96$$

$$k_n = 0.99$$

$$R_{of} = R_{10}$$

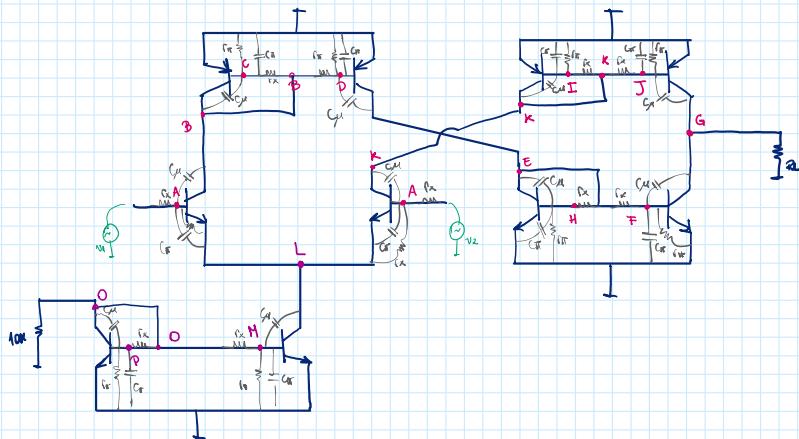
$$RRMC = 20 \log \left(\frac{180.4}{4.46 \cdot 10^{-3}} \right) = 192 \text{ dB}$$

$$\text{C) } V_{off} = \frac{V_{id}}{V_{id=0}} \Big|_{(V_{ic}=0)} = V_{i1} - V_{i2} \Big|_{\substack{(V_{id=0}) \\ (V_{ic=0})}} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

tomo G_{nd} virtual

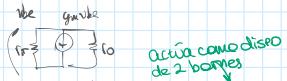
$$= V_T \ln \left(\frac{I_{c1}}{I_{S1}} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{c2}}{I_{S2}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

d) Rta en f:



Av:

A) $R_{eq} = r_x // r_{pi} \downarrow \quad j \quad C_{eq} = C_{pi} + C_{\mu}^* \rightsquigarrow C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{V_{ce2}}{V_{ds2}}\right) = 2C_{\mu}$ considerable
 $C_{eq} = C_{pi} + 5C_{\mu} \uparrow \quad \frac{V_{ce2}}{V_{ds2}} = -g_{m2} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -g_{m2} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -1$



B) $R_{eq} = r_{ds} // (r_x + r_{pi})_4 // r_{o2} \rightarrow r_{ds} \downarrow \quad \text{Descartado!}$
 $C_{eq} = C_{\mu 3}^* + C_{\mu 4}^* = 2C_{\mu} \quad \text{Descartado!}$
 $C_{\mu 3}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{V_{ds3}}{V_{ds4}}\right) \approx C_{\mu} \quad (\text{lo mismo con } C_{\mu 4}^*)$

C) $R_{eq} = r_{pi3} // \left[r_{x3} + (r_{x4} + r_{pi4}) / r_{o1} \right] \rightarrow \frac{r_{pi}}{2} \approx 1k \uparrow$
 $C_{eq} = C_{pi} + C_{\mu}^*$
 $C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{V_{ds3}}{V_{ds4}}\right) = C_{\mu} \quad ? \quad Av=0 \text{ en este Caso?}$
 ↓ corto
 $-g_{m3} \cdot r_{o1} = -\frac{I_{ds3}}{V_T} \cdot \frac{V_A}{I_{ds3}} = -25$

D) $R_{eq} = r_{pi4} // \left[r_{x4} + \frac{1}{g_{m4}} \right] \rightarrow r_x \downarrow$
 $C_{eq} = C_{pi} + C_{\mu}^* = C_{pi} + 2C_{\mu} \quad \text{Descartado}$
 $Av = -g_{m4} \cdot \frac{1}{g_{m5}} = -1$

E) $R_{eq} = r_{ds} // (r_{x6} + r_{pi6}) \rightarrow r_{ds} \quad \text{Descartado}$
 $C_{eq} = 2C_{\mu}$

F) $R_{eq} = r_{pi} / (r_x + r_{pi}) \rightarrow r_{x6} \downarrow$
 $C_{eq} = C_{pi} + C_{\mu}^* = C_{pi} + 187C_{\mu} \uparrow$
 $C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{V_{ds6}}{V_{ds5}}\right) = 187C_{\mu}$
 $-g_{m6} (R_L // r_{o6} // r_{o8}) = -g_{m6} R_L = -10k \cdot \frac{16.5mA}{25mV} = -186$

H) \equiv C)

G) $R_{eq} = R_L // r_{o2} = R_L$
 $C_{eq} = C_{\mu 6}^* + C_{\mu 8}^*, \quad C_{\mu 6}^* = C_{\mu 6} \left(1 - \frac{V_{ds6}}{V_{ds5}}\right) = C_{\mu 6}$
 $C_{eq} = 2C_{\mu}$

$\exists \equiv \top$ \rightsquigarrow dominante

$\exists \equiv \forall \equiv \top$ \rightsquigarrow considerable

$\forall \equiv \exists$

$\forall \text{ Co}_p \rightsquigarrow$ dominante para Arc junto con J/F

Arc: tengo en cuenta L, M, P, O

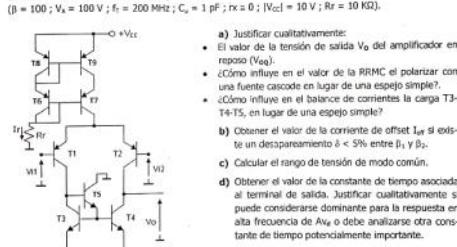
y en el nodo A no se refleja igual G

CAE Cascode

Saturday, February 22, 2025 8:47 PM

✓ 22/07/24 2)

2.- Los transistores se encuentran apareados



- a) Justificar cualitativamente:
- El valor de la tensión de salida V_{00} del amplificador en reposo (V_{00}).
- ¿Cómo influye en el valor de la RRMIC el polarizar con una fuente cascode en lugar de una espejo simple?
- ¿Cómo influye en el balance de corrientes la carga T3-T4-T5, en lugar de una espejo simple?
- b) Obtener el valor de la corriente de offset I_{off} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 y β_2 .
- c) Calcular el rango de tensión de modo común.
- d) Obtener el valor de la constante de tiempo asociada al terminal de salida. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{Vd} o debe analizarse otra constante de tiempo potencialmente importante.

a)

$V_{00} = V_{ce1} = V_{ce2}$

$$V_{00} = -V_{cc} + V_{ceq} \approx -V_{cc} + V_{ce3} = -V_{cc} + 2V_{BE(\text{cas})}$$

$I_{ce3} = I_{c4}$

$$\beta_4 \frac{\delta}{\beta_4} \left(\frac{V_{00}}{V_A} \right) = \beta_4 \frac{\delta}{\beta_4} \left(\frac{V_{ce3}}{V_A} \right)$$

$$V_{ce3} = V_{CC4}$$

$$A_{Vd} = \frac{-(R_{ce4}/R_L)}{1/g_m2 + 2R_{ce4}} \rightarrow \frac{-(R_{ce4}/R_L)}{2R_{ce4}}$$

$$R_{ce4} = R_{ce4} \left(\frac{I_{ce4}}{I_{ce4} + I_{ce5}} \right) = R_{ce4} \left(1 + \frac{\beta_4 g_m}{\beta_4 g_m + \beta_5 g_m} \right) \quad R_{ce4} \gg \frac{\beta_4}{\beta_5}$$

$\uparrow R_{ce4} \downarrow A_{Vd} \rightarrow \uparrow \text{RRMIC}$

$I_{out} = I_{ce4} = \beta_4 I_{ce4}$

$$I_{ce} = I_{ce1} + I_{ce2} = \beta_1 I_{ce1} + \beta_2 I_{ce2}$$

$$I_{ce5} = I_{ce5} + I_{ce6} = \beta_3 I_{ce5} + \beta_4 I_{ce6}$$

$$\left| \frac{I_{ce2}}{I_{ce}} = \frac{\beta_4 I_{ce4}}{\beta_1 I_{ce1} + \beta_2 I_{ce2}} = \frac{\beta (\beta_4)}{\beta (\beta_1 + \beta_2) + 2} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} \right.$$

gag encaja

R del cascode

$$I_{ce1} = I_{ce2} = \beta_1 I_{ce1}$$

$$I_{ce} = I_{ce1} + I_{ce2} + I_{ce6}$$

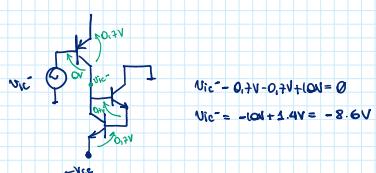
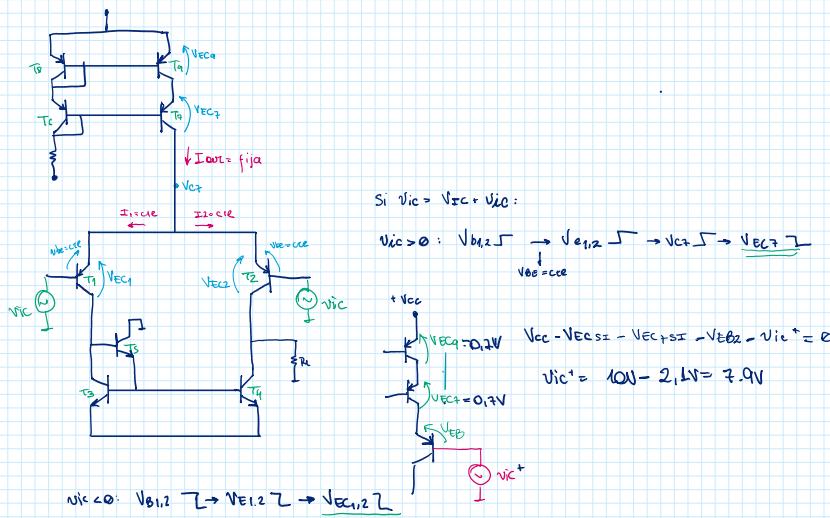
$$I_{ce} = (I_{ce1} + I_{ce2} + I_{ce6}) + I_{ce5} + I_{ce6}$$

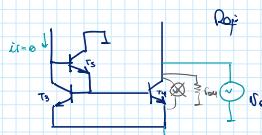
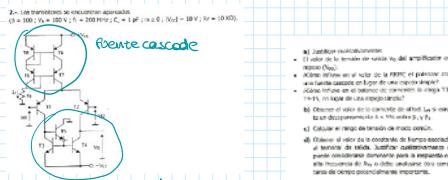
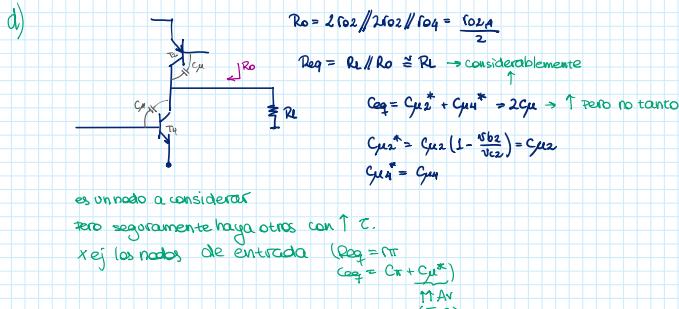
$$\left| \frac{I_{ce}}{I_{ce}} = \frac{\beta}{\beta + 4} \right.$$

b) $I_{off} = I_{B1} - I_{B2} = \frac{I_{ce1}}{\beta_1} - \frac{I_{ce2}}{\beta_2} = I_{ce1,2} \left(\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 \beta_2} \right) = I_{ce1,2} \cdot \frac{\delta}{\beta_1 \beta_2}$

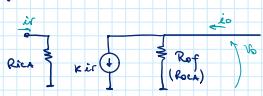
$\frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1} = 0.05$

c) valores de $V_{ic}^{+}, -$ para los cuales algún Tdeja de estar en MÁD





Medir resist de salida: No! en el borne de salida, dejando Rama de ref flojando

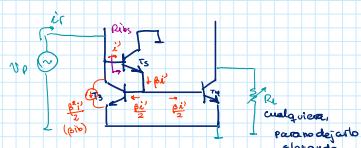


si quiero trenguar R_{ref} →

$$R_{ref} = \frac{V_{ref}}{i_o} \Big|_{i_{ref}=0} = f_{04}$$

generador controlado
excitado
no varia
excitacion

Rica:



$$R_{ib5} = r_{T5} + \beta(r_{T4}/r_{T5})$$

Punto Q = en reposo $I_{CQ5} = I_{BQ5} = I_{BQ4}$ (modo Darlington).

$$I_{CQ5} = 2I_{BQ5} = 2I_{BQ4} \quad (\text{núm Vce} \rightarrow \text{núm Ic})$$

$$I_{CQ5} = \frac{2I_{BQ5}}{\beta} \quad \text{Relación q' se maneja al gr. f, R, Ic}$$

$$g_{m5} = \frac{2g_{m3}}{\beta} \quad r_{T5} = \frac{\beta}{2} r_{T3}$$

$$i_{ob} = \frac{\beta}{2} i_{ob3}$$

$$\Rightarrow R_{ib5} = r_{T5} + \frac{\beta r_{T5}}{2} = 2r_{T5} = r_{T5}$$

luego

$$i_r = i^1 + \frac{\beta^2 i^1}{2} \approx \frac{\beta^2 i^1}{2} \rightarrow R_{ica} = \frac{V_{ce}}{i_r} = \frac{2(V_{ce})}{\beta^2 i^1} = \frac{2 R_{ib5}}{\beta^2} = \frac{2 \beta r_{T3}}{\beta^2} = \frac{2}{\beta} = \frac{2}{g_{m3}} = 2 f_{03}$$

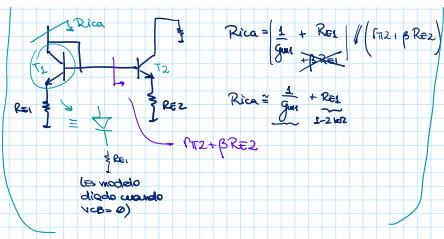
doble q' en FES
(descuidamos r_{T5})

Si tuviere FES:

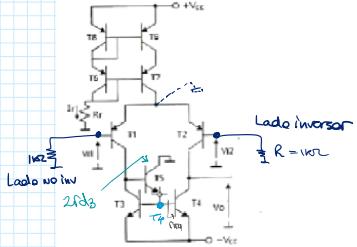


$$R_{ica} = \left[\frac{1}{g_{m5}} + R_{ob} \right] / (r_{T2} \beta R_{ob})$$

$$R_{ica} = \frac{1}{g_{m5}} + R_{ob}$$



2.- Los transistores se encuentran apareados ($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_o = 1 \text{ pF}$; $r_k \equiv 0$; $|V_{CC}| = 10$ V; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$).



Si fuese FES $\rightarrow T_{out}$ es considerable

$$\uparrow \quad R_{eq} = R_{oPD} = R_2 // R_4$$

↓ directa

$$2R_2 // 2R_4$$

vista ↓ replicada abajo

$$\approx C_{eq} = C_{\mu 2} + C_{\mu 2}$$

$$T_{eq} = T_{out} \uparrow$$

Si hubiese R en las ganas:

Nodos de entrada.

$$b \quad T_1 \quad R_{eq} = 1/R_2 // R_1$$

$$b \quad T_2 \quad R_{eq} = 1/R_2 // R_{T2}$$

Si coloco gen. de prueba se en la entrada y visto
en el colector:

$$G_{eq}^* = G_{\mu 2} (1 - \frac{V_{ce}}{V_{be}}) = G_{\mu 2} (1 - \frac{V_{ce}}{V_{be}}) = G_{\mu 2} (1 + Av_d) \rightarrow \text{la base de } T_2 \text{ prevea ante la de } T_1$$

$\text{carga } 2R_2$

$$C_{eq} = C_{\mu 2} + (1 + Av_d) G_{\mu 2}$$

lado inversor

$$G_{eq}^* = C_{\mu 2} + G_{\mu 2} (1 + 2)$$

$\frac{V_{ce}}{V_{be}} \rightarrow \text{el colector carga a } 2R_2$

(colectoy base en corto)

$$\frac{V_{ce}}{V_{be}} = -g_{m2} (2R_2) = -2$$

Nodo T4

sin si hubiera sido FES tambien le daba cierto peso

$$T_5: \quad C_{eq} = C_{\mu 4} + C_{\mu 3} + G_{\mu 4}^* + C_{\mu 1}$$

(cancelando de FES)

$$G_{\mu 4}^* = G_{\mu 4} \left(1 - \frac{V_{ce}}{V_{be}} \right) \Rightarrow G_{\mu 4} \text{ se agranda mucho}$$

$$\frac{V_{ce}}{V_{be}} = -g_{m4} \left(R_4 // R_{o2} \right) \uparrow$$

$2R_2$

$R_4 \text{ del P.D.}$

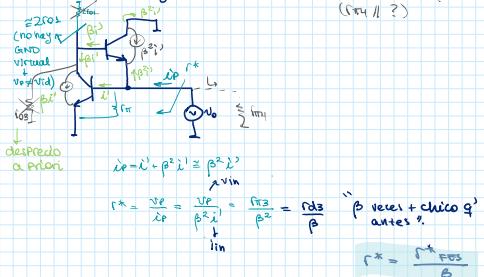
$$R_{eq} = R_{\mu 4} // R_3 \leq R_3$$

↓ modelo diodo !!!

Algo pasa con el V_A!

Si no fuese FES:

Ahora fuente con ganancia de corriente: Hijo Ralo 130? ($(\mu_4 // ?)$)



$$\rightarrow R_{eq} = \frac{R_{alo}}{\beta} // R_{\mu 4} = \frac{R_{alo}}{\beta} \rightarrow \text{nodo pierde peso!}$$

Nodo de la base del β -helper se desactiva

(GUARDA con $\text{f}_x \rightarrow$ quizá no se descarta)

con f_x : separadas, tener en cuenta!

Viene a colación.

\rightarrow Ptos y cons del circuito c/s B-helper

Mejor factor de copia

$$\text{FES: } K = \frac{f}{\beta + 2}$$

$$\beta - h: K = f(\beta^2)$$

$$A_{\text{ad}} = g_m z_2 \cdot (r_{\text{ad}} // r_{\text{ou}}) \text{ para ambas } z'$$

$$A_{\text{vc}} = \frac{R_{\text{ad}}}{2R_{\text{of}}} \xrightarrow{\substack{\text{FES} \\ \text{arreando}}} R_{\text{ad}} = R_{\text{ad}} \text{ pero } A_{\text{vc}} \text{ se duplica}$$

3 corto virtual entre T_2 y T_3 en el modo com. tm.
No mejora el factor de mérito RRMC.

$$\text{Pero se puede decir: } A_{\text{vc real}} = A_{\text{vc}}_{K=1} + (z_2 \cdot \Delta P_1) + (z_2 \cdot \Delta P_2) + \dots$$

$$\text{Real: } I_{\text{ca2}} = I_{\text{ca1}}(1 + \delta) \leftarrow K_{\text{ca}} \neq 1 \quad f(z) \quad f(\text{desap } z_1 - z_2)$$

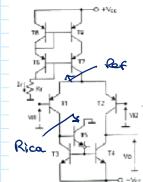
conclus: si $\beta_3 = \beta_4 \rightarrow \infty$ me conviene FES \rightarrow mejor RRMC y los terminos son neg.
se duplica A_{vc} .

si $\beta_3 \downarrow \downarrow$ me conviene $\beta - h \rightarrow$ mejor fact. de copia.
amerita $\beta - h$.

para casita +:

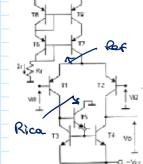
si la pasaña si T_3 , conectada al GND, se conecta

2.- Los transistores se encuentran apareados
($I = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_s = 1 \mu\text{F}$; $r_{\text{ox}} = 0$; $|V_{\text{ce}}| = 10$ V; $R_E = 10$ k Ω).

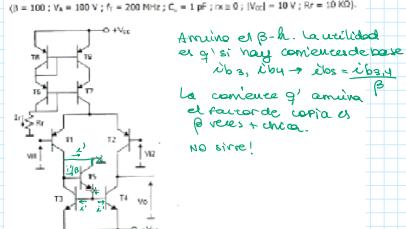


2.- Los transistores se encuentran apareados

($I = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_s = 1 \mu\text{F}$; $r_{\text{ox}} = 0$; $|V_{\text{ce}}| = 10$ V; $R_E = 10$ k Ω).



2.- Los transistores se encuentran apareados
($I = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_s = 1 \mu\text{F}$; $r_{\text{ox}} = 0$; $|V_{\text{ce}}| = 10$ V; $R_E = 10$ k Ω).

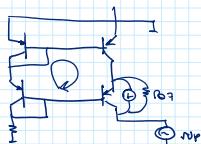


Sobre fuente cascode

$$\text{Rof} = \frac{R_{\text{ad}}}{2} \text{ a beneficio en el } A_{\text{vc}}: \text{ todos los terminos}$$

del A_{vc} tienen un Rof en el denominador.

Coloca Np en el colector de T_3 .
se entiende el gen controlado.



Modo común + C.A.:

En modo C.A. hay GND virtual entre nodos del colector 1, 2.

En modo común las corrientes varían manteniendo la igualdad, $x/$ ero

$$\text{puedo separar } R_E \text{ en } \frac{R_E}{2} \text{ } \frac{R_E}{2}$$

Rof

Corto virtual = no incrementan las corrientes \rightarrow no incrementan las tensiones.

surge deg' para q' haya = constantes en las ramas, se tienen q' igualar las V_{ce} y las V_{bs} .

la R vista abajo a la izda = R_{z2q}

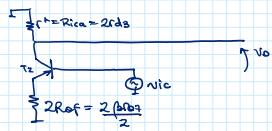
$$2R_{\text{d3}} // R_{\text{ou}} - \text{adec} \rightarrow 2R_{\text{d3}} // R_{\text{d3}}$$

gen controlado q' se copia de un lado al otro

Fórmula para MC:

+
gen controlado
q' se copia de
un lado al otro

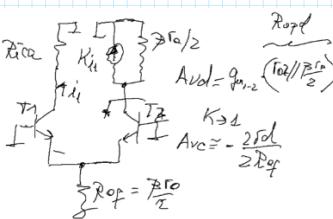
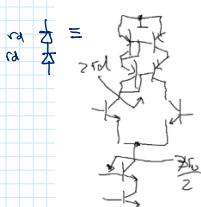
Equivalente para MC:



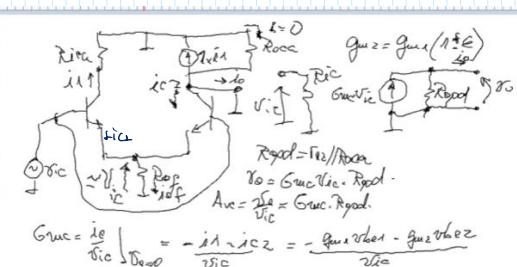
$$A_{vc} \mid k=3 = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{V_id=0} = -\frac{g_{m2} \cdot R_{of}}{1 + 2g_{m2}R_{of}} \approx -\frac{R_{of}}{2R_{of}}$$

↓
EMISOR
CORT.
Realim.
 $\frac{-g_{m2}}{1 + g_{m2}}$

Modelar carga para Avc:



Recorte de pantalla realizado: 2/11/2025 9:20 PM



$$G_{mc} = \frac{i_{c1}}{v_{be1}} = -\frac{i_1 i_{c2}}{v_{ic}} = -\frac{g_{m1} v_{be1} - g_{m2} v_{be2}}{v_{ic}}$$

$$v_{be1} \approx v_{be2}$$

$$\text{M.C. } v_{be} \ll v_{ic} \Rightarrow v_e \approx v_{ic}$$

$$i_{op} \approx \frac{v_{ic}}{R_{op}}$$

Recorte de pantalla realizado: 2/11/2025 9:55 PM

$$\begin{aligned} i_{c1} &= g_{m1} v_{be1} \\ i_{c2} &= g_{m2} v_{be2} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} \frac{i_{c2}}{i_{c1}} &= \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = (1 \pm \epsilon) \end{aligned} \right]$$

Aprox.

$$i_{c2} \approx i_{c1} (1 \pm \epsilon)$$

admitimas $i_{c1} \approx \frac{v_{ic}}{2R_{op}}$ justo la mitad de la q' permite el gen. controlado

Remplazo:

$$G_{mc} = \frac{(-i_{c1})}{v_{ic}} = \frac{v_{ic}}{2R_{op}} \frac{(1 - 1 \pm \epsilon)}{v_{ic}} = \frac{\mp \epsilon}{2R_{op}}$$

$$A_{vc} = \frac{\mp \epsilon}{2R_{op}} \cdot R_{op}$$

Valida para creciente
Avc para un desbalanceam.
en los gm

Cascada

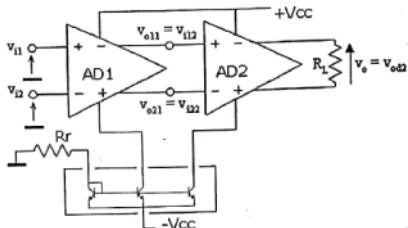
Sunday, February 23, 2025 11:13 AM

✓ 25/7/18

$$|V_{CC}| = 5V; R_L = 100k\Omega; R_r = 4.3k\Omega$$

AD1: Par diferencial NPN T₁=T₂ con R_{C1} = R_{C2} = 6kΩ

AD2: Par diferencial NPN T₃=T₄ con R_{C3} = R_{C4} = 3kΩ



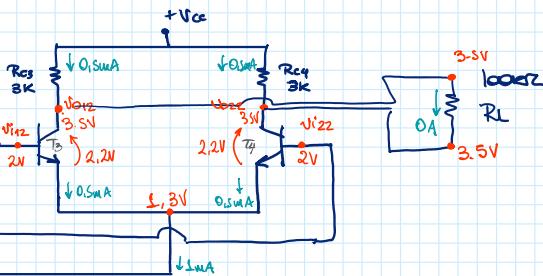
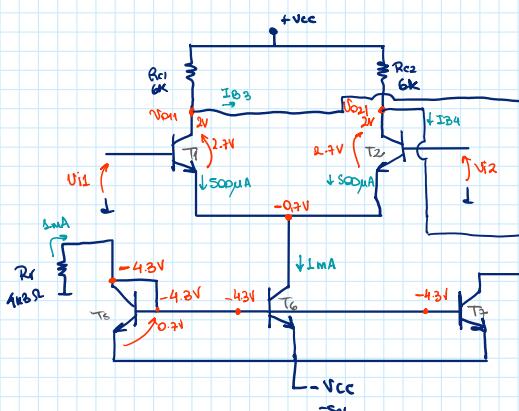
- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100\Omega$; $f_T = 200\text{ MHz}$; $C_\mu = 1\text{ pF}$; $V_A = 120\text{ V}$)
- Calcular $A_{vd} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{11} - v_{12}$? Justificar el valor que tendría A_{vd} = v_o/v_{id} y por qué dependerá fuertemente de los despareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_T . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 1\text{ mV}$ y frecuencia $f_T/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un despareamiento entre las I_S del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de parámetros para este análisis).

AD2 carga AD1

Analicemos → R_C vista desde

$$C \perp | C_2 = R_{C1} // R_{C2}$$

↓ salida dif
GND virtual en PD2.

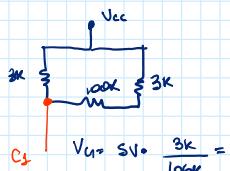


$$I_{R_{C1}} = I_{C1} - I_{B1} \approx I_{C1} = 0.5mA$$

$$V_{C1} = 5V - 0.5mA \cdot 6k\Omega = 2V$$

$$V_{C2} = 5V - 0.5mA \cdot 3k\Omega = 3.5V = V_{C2}$$

Se podría haber hecho un eq de Th visto desde $C_3,4$



Pero se asume q' la corriente q' se sigue.

$x' R_L$ es << $I_{R_{C2}}$

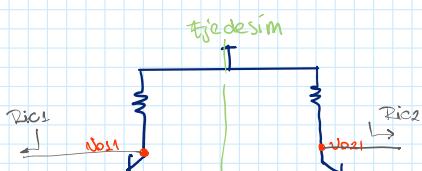
Tu se podría haber reflejado

$R_L \propto$ Miller pero $\frac{R_L}{1-A_v} \propto R_L$ y q' que

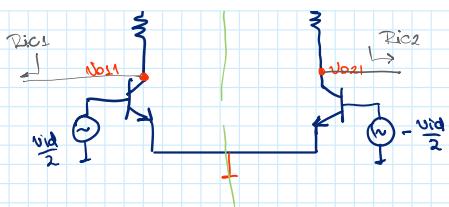
no hay garantía significativa $\frac{V_{O12}}{V_{O22}}$ o viceversa.

$$b) A_{vd} = \frac{V_{od2}}{v_{id}} = \frac{V_{od1}}{v_{id}} \cdot \frac{V_{od2}}{V_{od1}}$$

se empieza obteniendo $\frac{V_{od1}}{v_{id}}$ - aparece GND virtual

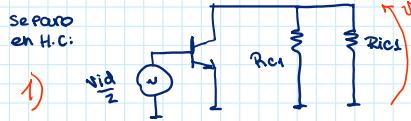


$$\frac{V_{od1}}{v_{id}} = \frac{V_{o11} - V_{o21}}{v_{id}} = \frac{V_{o11}}{v_{id}} - \frac{V_{o21}}{v_{id}}$$



$$\alpha_{SMA} = 20 \text{ mA}$$

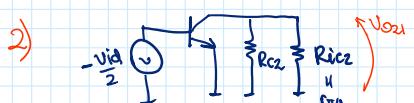
$$\frac{V_{011}}{V_{id}/2} = -g_{m11} (R_{IC1}/R_{IC2}) \approx \frac{V_{011}}{V_{id}/2} = -\frac{1}{2} \frac{20 \text{ mA}}{4.6 \text{ k}\Omega} \cdot 4.6 \text{ k}\Omega = -46.15 = \text{Avd}_{11}$$



$$R_{IC1} = r_{T3} = \frac{400 \cdot 25 \text{ mA}}{\alpha_{SMA}} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_{IC2} = r_{T4} = 20 \text{ k}\Omega$$

Eje de sim

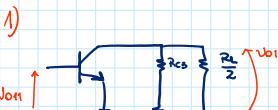
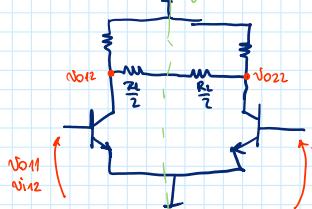


$$\frac{V_{021}}{V_{id}/2} = -g_{m2} (R_{IC2} \cdot R_{IC1}) \approx \frac{V_{021}}{V_{id}/2} = \frac{1}{2} \frac{20 \text{ mA}}{4.6 \text{ k}\Omega} \cdot 4.6 \text{ k}\Omega = 46.15 = \text{Avd}_{12}$$

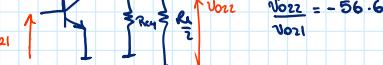
$$\text{Avdd1} = \frac{V_{0d1}}{V_{id}} = \frac{V_{011}}{V_{id}} = \frac{V_{021}}{V_{id}} = -92.3$$

2da etapa:

Eje sim



$$\frac{V_{012}}{V_{id}} = -g_{m12} (R_{IC3}/R_L/2) = -20 \text{ mA} \cdot 2.83 \text{ k}\Omega = -56.6 = \text{Avd}_{12}$$



$$\frac{V_{022}}{V_{id}} = -56.6$$

$\frac{V_{0d1}}{V_{id}}$

$$\rightsquigarrow V_{012} = V_{011}, \text{ Avd}_{12} = V_{id} \cdot \text{Avd}_{11} \cdot \text{Avd}_{12}$$

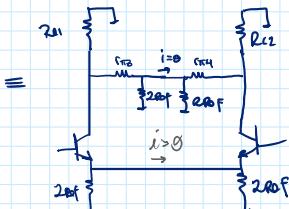
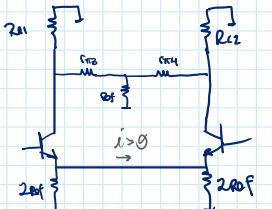
$$\frac{V_{012}}{V_{id}} = \text{Avd}_{11} \cdot \text{Avd}_{12} = -46.15 \cdot (-56.6) = 2612 = \text{Avd}_1$$

$$\rightsquigarrow V_{022} = V_{021} \cdot \text{Avd}_{22} = V_{id} \cdot \text{Avd}_{12} \cdot \text{Avd}_{22}$$

$$\frac{V_{022}}{V_{id}} = \text{Avd}_{12} \cdot \text{Avd}_{22} = 46.15 \cdot (-56.6) = -2612 = \text{Avd}_2$$

$$\rightsquigarrow \text{Avdd} = \frac{V_{012}}{V_{id}} - \frac{V_{022}}{V_{id}} = \text{Avd}_1 - \text{Avd}_2 = 5224$$

$$\text{Avdc} = \frac{V_0}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{V_{012}}{V_{id}} - \frac{V_{022}}{V_{id}}$$



Como serian las R vistas en MC?

$$AV_{C11} = -\frac{R_{C2}/(2R_{OF})}{2R_{OF}} = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$V_{O11} = \frac{v_{out}}{2R_{OF}} \quad \text{High Z o reflejo}$$

$$\frac{V_{O12}}{V_{O11}} = -\frac{R_{C2}}{2R_{OF}} = AV_{C12}$$

$$\frac{V_{O22}}{V_{O21}} = -\frac{R_{C4}}{2R_{OF}} = AV_{C22}$$

$$V_{O21} = v_{in} \cdot AV_{C11} + v_{out} \cdot AV_{C21}$$

$$V_{O22} = V_{O21} \cdot AV_{C22} = v_{in} \cdot AV_{C11} \cdot AV_{C22} = v_{in} \cdot \frac{R_{C1} \cdot R_{C3}}{2R_{OF}^2}$$

Tomando $R_L \gg R_{C3,4}$:

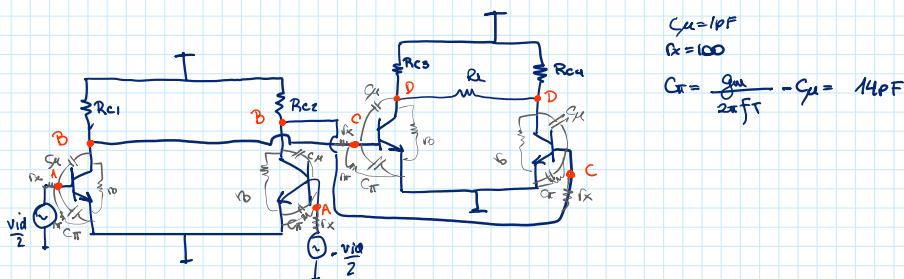
$$V_{O12} = V_{O11}, \quad AV_{C12} = v_{in} \cdot AV_{C11}, \quad AV_{C11} \cdot AV_{C12} = v_{in} \cdot \frac{R_{C1}}{2R_{OF}} \cdot \frac{R_{C3}}{2R_{OF}}$$

$$V_{O22} = V_{O21} \cdot AV_{C22} = v_{in} \cdot AV_{C21} \cdot AV_{C22} = v_{in} \cdot \frac{R_{C2} \cdot R_{C4}}{4R_{OF}^2}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{despreciable} \\ \text{el efecto} \\ \text{del término} \\ \text{de los polos} \\ \text{del M.C.} \Rightarrow \text{solo dif} \end{array} \right\} AV_{dc} = \frac{\overbrace{R_{C1}R_{C3} - R_{C2}R_{C4}}^{\Delta R_{dc}^2}}{4R_{OF}^2} = \frac{\Delta R_{dc}^2}{R_{dc}^2} - \frac{R_{dc}^2}{R_{dc}^2}$$

defende
fuertemente
de los desaf.

c) $f_h: V_{od} = V_{id} \cdot A_{vd} + v_{in} \cdot A_{vdC}$



Los llamo = pero x' la simetría, NO son el mismo nodo físico!

A) $R_{eq} = r_x/C_T \downarrow \approx 100S2$

B) $R_{eq} = R_{C1} // R_{C3} // (r_x + r_{T3}) \uparrow \uparrow \approx 5K$

$C_{eq} = C_T + C_{\mu}(1 - AV_{C11}) = C_T + 47C_{\mu} \uparrow \uparrow$

O $AV_{C11}?$

ganancia

C) $R_{eq} = \left[r_x + (R_{C1}/r_{T1}) \right] // r_{T3} \uparrow \uparrow 9K6$

$C_{eq} = C_T + C_{\mu}(1 - AV_{C12}) = C_T + 57C_{\mu} \uparrow \uparrow$

O $AV_{C12}?$

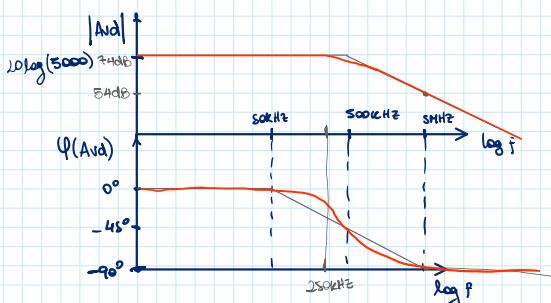
D) $R_{eq} = R_{C3} // \frac{R_L}{2} // r_{T2} \approx R_{C3} \uparrow \uparrow$

$C_{eq} = C_{\mu} \downarrow$

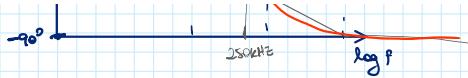
Dominante!

$T_{RC} = 4K6S2 \cdot (14PF + 5PF) = 332ns$

$f_h = \frac{1}{2\pi C_T} = 480kHz$



Rita Kelly



d) $V_o \approx A_{add} \cdot V_{id}$

$$V_o = 5200 \cdot 0.1 \mu V = 520 \mu V$$

Si $V_o = 520 \mu V \rightarrow I_o = 5.2 \mu A$, no afecta a la corriente
ningún TBJ se va de HAD.

Si dicen Slow Rate

$$SR = \frac{10V}{\mu s} . \text{ Hallo } m = \frac{A}{2} \text{ dada}$$

x' la exponencial

1) Si $m > SR \rightarrow$ al ser el SR el + lento,
pendiente + rápida

su pendiente domina. Cuando la m de $\frac{dV_o}{dt}$ se
iguala a SR → se encuentran.

2) si $m < SR$ Domina la exponencial.

? Slow Rate

Pita Kelly

en $\frac{f_h}{2}$ hace efecto el

$$\text{pasabaja} \rightarrow T = \frac{2}{f_h} = \frac{4\pi C_L}{2\pi C_L} = \frac{1}{2\pi C_L}$$

$$V_o(t) = A(1 - e^{-t/C_L})$$

Ve a estas desfasadas entre $-\frac{\pi}{2} < \varphi_0 < 0$
y como el Bode es el de un PB

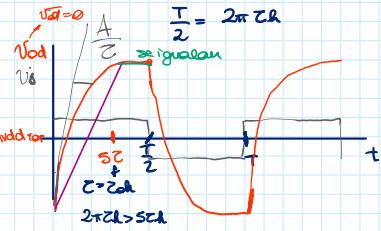
→ las Tf las pasa.

Slow Rate

Más derivada

$$\frac{dV_o}{dt}$$

Fenómeno clínico.



e) $V_{off} = V_{id}|_{V_{od2}=0}$

$$V_{off1} = V_{id}|_{V_{od2}=0} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{S1}}{I_{S1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = 25mV \ln(0.98) = \pm 50 \mu V$$

$$V_{off2} = V_{id}|_{V_{od2}=0} = V_{BE3} - V_{BE4} = \pm 50 \mu V$$

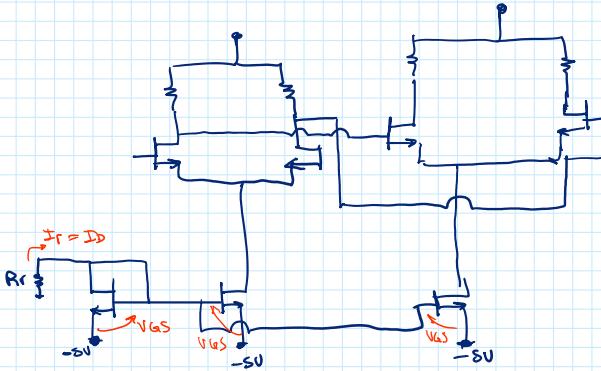
$$\frac{I_{S1} - I_{S2}}{I_{S1}} \approx 0.02 > 1 - \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \rightarrow \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 0.98$$

$$V_{off1} = V_{id}|_{V_{od2}=0} = V_{id}|_{V_{od1}=0} + \frac{1}{A_{add}} \cdot V_{od1}|_{V_{od2}=0}$$

nid
SUPERPOSICIÓN
de efectos

$$= V_{off1} + \frac{V_{off2}}{A_{add}} = \pm 50 \mu V + \frac{50 \mu V}{98} = \pm 510 \mu V$$

f)



$$I_F R_r + V_{GS} - SU = 0 \rightarrow SU - \frac{V_{GS}}{R_r} = k(V_{GS} - V_t)^2$$

$$\text{Cuadrática} \rightarrow 0 = kV_{GS}^2 + V_{GS}\left(\frac{1}{R_r} - 2kV_t\right) + V_t^2 + SU$$

seguramente la $I_F' < I_F \rightsquigarrow A_{add} \ll 1$

$$\alpha_{gm} \approx \frac{1}{2R_F} = \frac{1}{2R_L} = \frac{\lambda I_{CS}}{2}$$

f_h : Sube la $f_h \rightarrow \mathbb{Z}^{Z_h} \rightarrow c_{\mu^*} \mathbb{Z}$ (α And +)