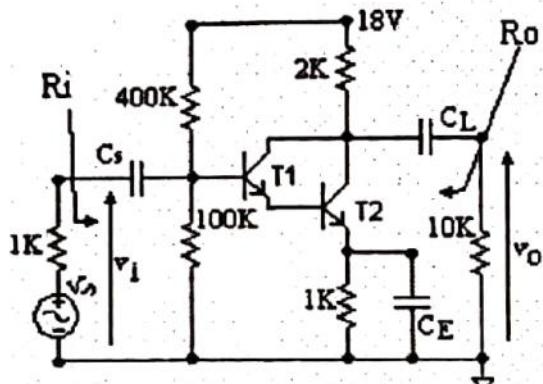


26/2/20\*

Friday, December 6, 2024 9:55 AM

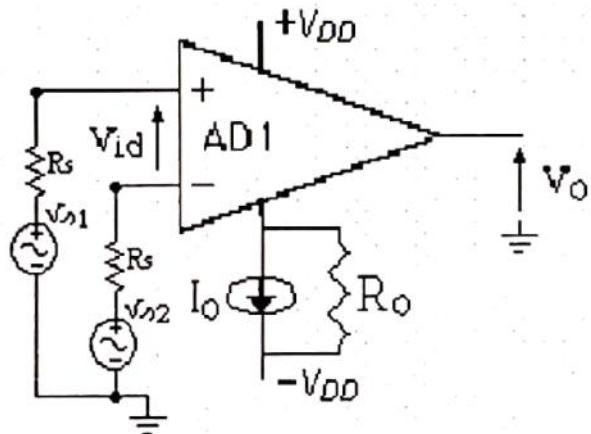
1.-  $\beta = 100$ ;  $V_A \rightarrow \infty$ ;  $r_x = 100 \Omega$ ;  $C_\mu = 1 \text{ pF}$ ;  $f_T = 200 \text{ MHz}$ .



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:

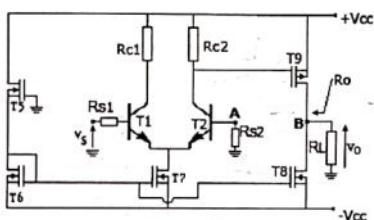
$\beta = 400$ ;  $r_s \approx 0$ ;  $V_A = 100V$ ;  $f_T = 300 MHz$ ;  $C_{\mu} = 2 pF$

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  $AV_s = v_o/v_s \approx AV_{ds}$ .

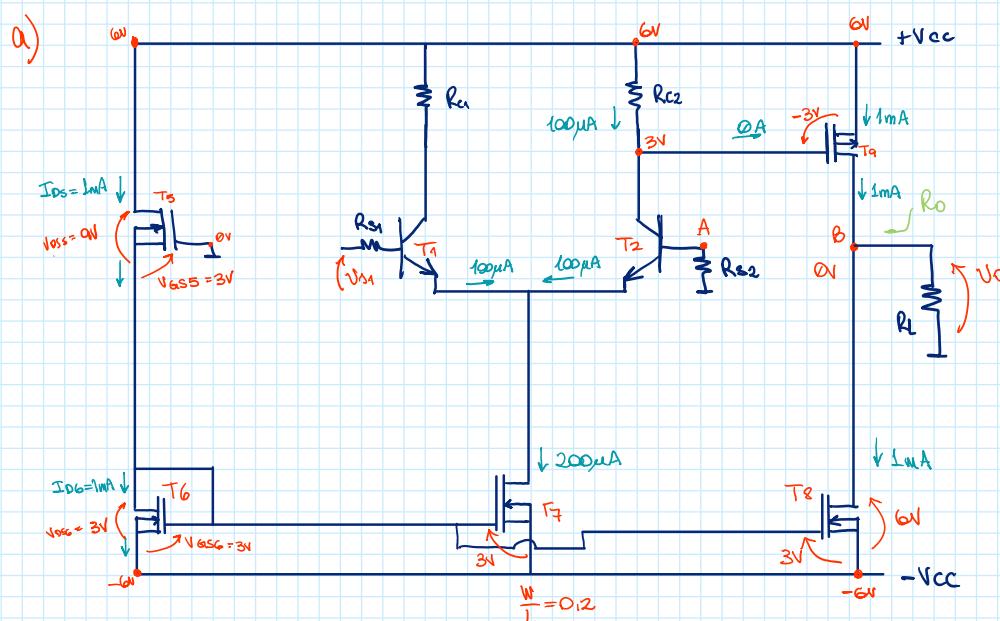


c) Calcular el valor de la frecuencia de corte superior aproximada,  $f_h$ , para  $AV_{ds}$ . Trazar el respectivo diagrama de Bode de módulo y argumento.

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:  $\beta = 100$ ;  $V_A = 50V$ ).



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

$$K_S = K_6$$

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

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

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

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

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

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

$$V_{DS6} = 3V \rightsquigarrow V_{DS5} = 12V - 3V = 9V$$

T<sub>7</sub> y T<sub>8</sub> se copian de T<sub>6</sub>  $\left\{ \begin{array}{l} V_{G57} = V_{G58} = 3V \\ I_{D8} = 1mA \\ I_7 = 0.2 \cdot 1mA = 200\mu A \end{array} \right.$

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

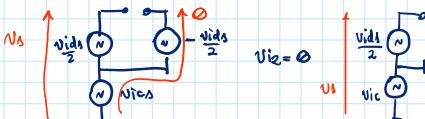
Como  $T_1 = T_2 \quad I_{D1} = I_{D2}, \quad I_{D1} + I_{D2} = I_D = 200\mu A \rightsquigarrow I_{D1} = I_{D2} = 100\mu A$   
 $R_{C1} = R_{C2}$

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

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

b)

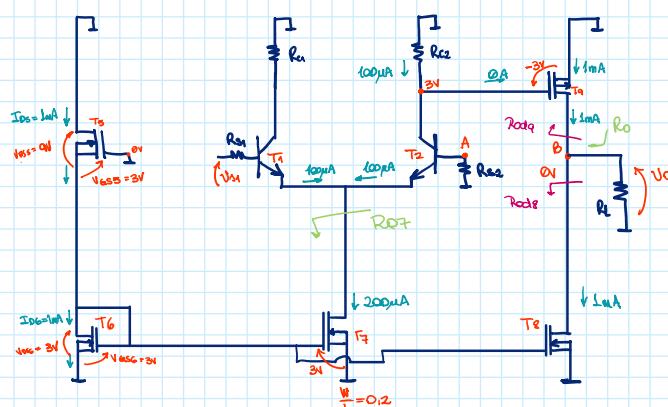
$V_{IDS} = V_A$   
 $V_{IDS} = \frac{V_A}{2}$



$V_{ID2} = 0$   
 $V_{ID1} = V_A$

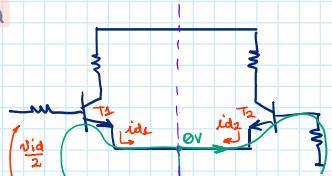
Bajos f = f Med x q¹/² capacidores externos en el circuito que introduzcan ceros en la ganancia. Solo hay f<sub>H</sub>

Circuito en Bajos f: Pasivo fuentes de continua:



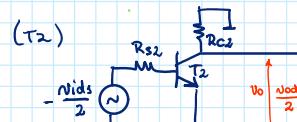
Modo diferencial:

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:



$A_{VD} = \frac{V_{O2}}{V_{ID}} \rightarrow -\frac{V_{O2}}{V_{ID}/2} = -g_{m2} R_{C2} \left( = -\frac{I_{D2} R_{C2}}{V_{BE2}} \right)$

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

R<sub>O</sub>: Me pongo sobre el nodo de R<sub>L</sub>, para arriba vemos R<sub>OD2</sub>, para abajo R<sub>OD1</sub>

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

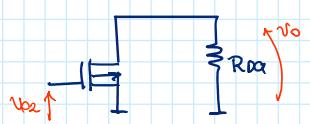
$R_{OD1} = 50k\Omega // 10k\Omega = \frac{50}{6} k\Omega = 8.33k\Omega$

(como es carga resistiva)

$R_{OD2} = r_{d1,2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{0.01V^2 \cdot 1mA} = 100k\Omega = R_{OD2} = \frac{1}{\lambda I_{D1}}$

T<sub>9</sub>: Source común

## T9. Source Común



$$Avg = \frac{V_{01}}{V_{02}} = \frac{-Id \cdot R_{DQ}}{V_{GS1}} = -gma \cdot R_{DQ} = -2 \sqrt{|k| I_{DQ}|} \cdot R_{DQ}$$

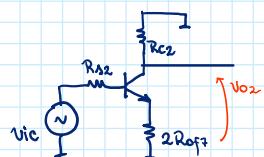
$$AVg = -2\sqrt{\frac{1mA}{V^2} \cdot 1mA} \cdot 8K352 = -16.67$$

$$A\text{nd}\tau_{\text{tot}} = \frac{\nu_0}{\nu_{\text{id}}} = \frac{\nu_{02}}{\nu_{12}} \cdot \frac{\nu_0}{\nu_{02}} = T_1 \cdot A\text{nd} \cdot A\nu_0 = -1 \cdot 58 \cdot 16.67 = -967$$

$$T_1 = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{S2}} \rightarrow 1 \quad (R_{12} \gg 500 \Omega)$$

## Modo Común:

$$\frac{1}{R_{opt}} = \frac{i_c}{2R_{opt}} + \frac{i_c}{2R_{opt}}$$

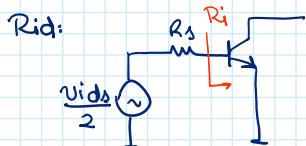


$$AV_{C2} = \frac{\frac{V_{D2}}{N_{IC}}}{\frac{-i_{C2} R_{C2}}{g_m v_{BE2} + i_{C2} 2R_{OF7}}} \approx - \frac{R_{C2}}{2R_{OF7}} = - \frac{30k\Omega}{1M\Omega} = - \frac{3}{100} = -0.03$$

$2R_{OF7} > \frac{1}{g_m}$

$$R_{\text{eff}} = \frac{V}{I} = \frac{1}{20 \mu A} = 50 k\Omega$$

Comphuebo  $R_i \gg R_{S2}$



$$R_i = \frac{V_{id}/2}{i_p} = r_n = \frac{g_m}{g_m + g_{ds}} - \frac{400}{4mA} = 100k\Omega$$

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

$$Ave.tot = T_i \cdot Ave.\ Ave = -0.03 \cdot (-16.7) \approx 0,5$$

$$RRMC = 20 \log \left| \frac{Avd}{Arc} \right| = 20 \log \left| \frac{967}{0,5} \right| = 66 \text{dB}$$

$$A_{V3} = \frac{V_0}{V_A}$$

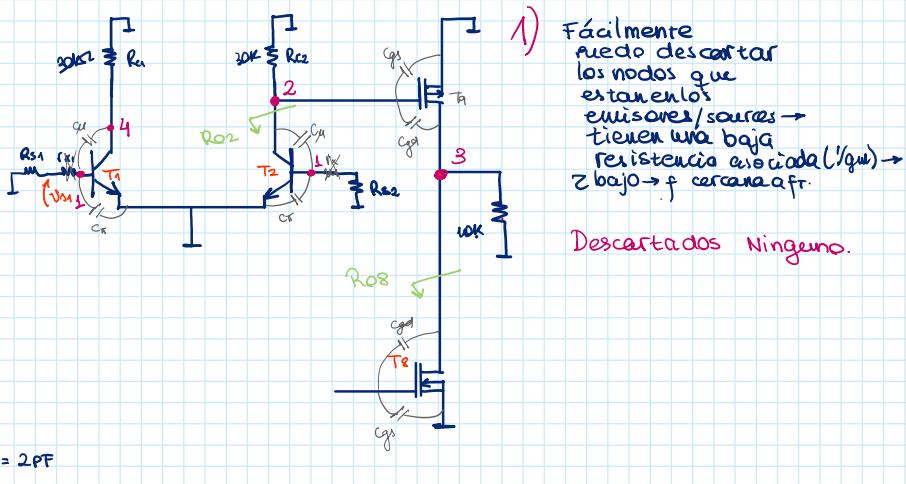
$$No = \frac{Avds \cdot vids + Avcs \cdot vics}{Us} = Us \left( \frac{Avds}{Us} + \frac{Avcs}{Us} \right) \cong Avds \cdot Us$$

$$\rightarrow A \vee s \cong A \wedge s$$

## Mifemos los nodos.

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

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



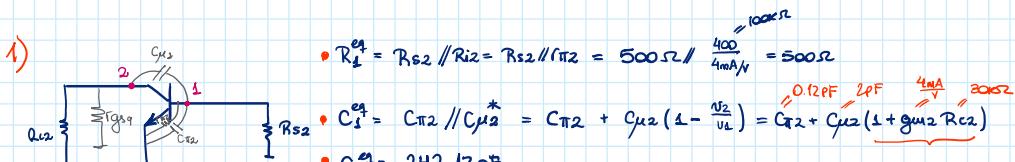
$$C_{GS} = 5 \text{ pF}, C_{GD} = 2 \text{ pF}$$

$$W_T = \frac{g_{mu}}{C_{Tf} + C_H} \rightarrow C_{Tf} = \frac{g_{mu}}{W_T} - C_H = \frac{4\text{mA/V}}{2f300\text{MHz}} - 2\text{pF} = 2.05\text{ pF} - 2\text{pF} = 0.05\text{ pF}$$

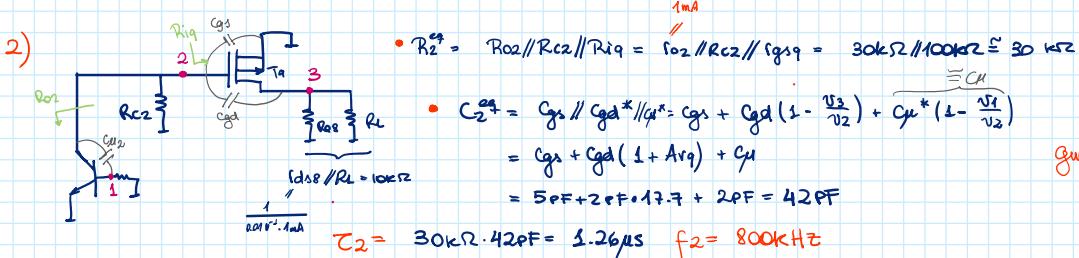
2) Mejor si hay drain/colectores a tierra  $\rightarrow$  los nodos en la entrada serán entradas de un seguidor  $\rightarrow C_{in}/C_{gs}$  se refleja muy pequeño  $C_{in}^* = C_{in}(1 - Av)$  en comparación a  $C_{gd}/C_{gs}$  es directamente  $C_{gd}/C_{gs}$  a masa en ese nodo.

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

- 1:  $C_{gs}$  se refleja con Av 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)



$$C_1 = 121 \text{ ns} \quad f_1 = 8 \text{ MHz}$$



$$g_{Mq} = 2k \left| N_{Sq} - V_{Tq} \right| = \frac{2mA}{V}$$

3) Cgd y Cgs se reflejan como Cgd y Cgs y  $R_{eq} = R_{da} = 8k\Omega$



$$T_3 = 8k_3 \zeta_2 \cdot 2 \cdot 2\varphi F = 33 \text{ ns} \rightarrow f_3 = 30 \text{ MHz}$$

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

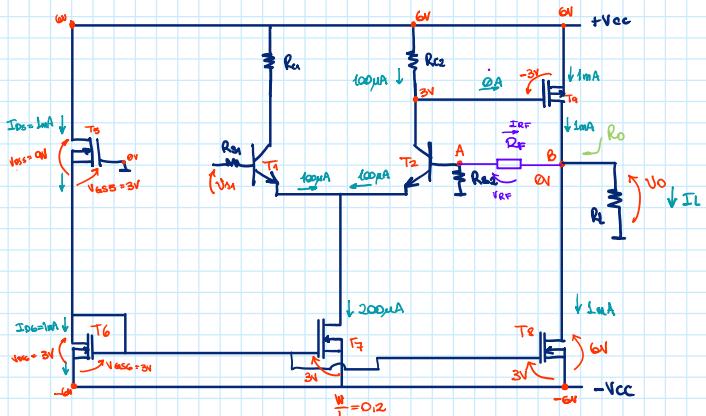
$$(1) \text{H}_2 = \frac{1}{\text{L}} = \frac{1}{720 \text{ kH}_2} =$$

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

$$1381\text{ns}$$

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

a) Se coloca  $R_F$  entre A y B



se incrementa  $ID_1$  por una dispersión de  $\beta$  por ejemplo debe ser hacia arriba

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

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

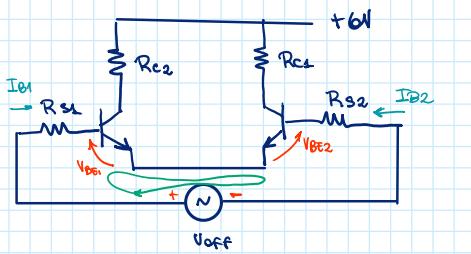
$$V_{RC2} = -V_{GSQ}$$



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

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.

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

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

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

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

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

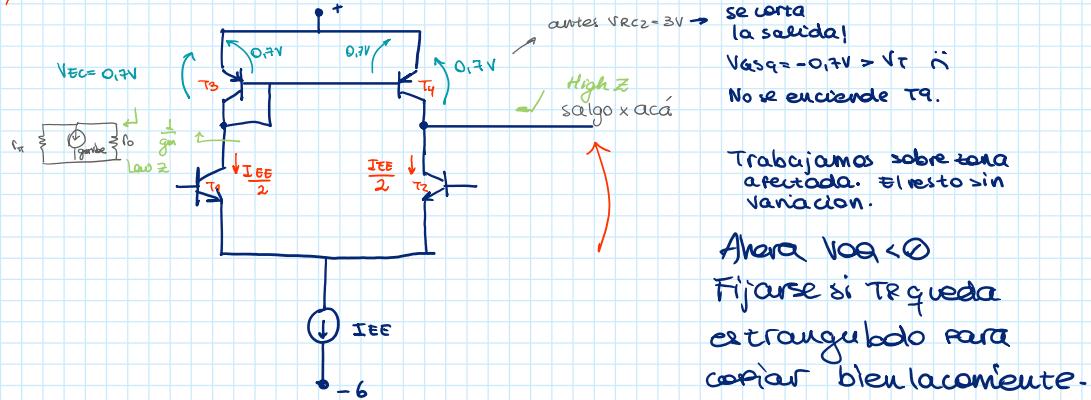
f) Espejo de Corriente en T3 y T4 con T33 PNP en vez de R\_C1/R\_C2



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

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

7)



27/5/18

Saturday, December 7, 2024 10:07 PM

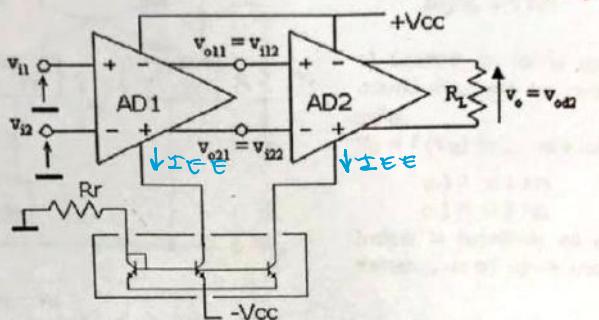
$$|V_{CC}| = 5V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 4,3 \text{ k}\Omega$$

AD1: Par diferencial NPN T<sub>1</sub>=T<sub>2</sub> con R<sub>C1</sub> = R<sub>C2</sub> = 6kΩ

AD2: Par diferencial NPN T<sub>3</sub>=T<sub>4</sub> con R<sub>C3</sub> = R<sub>C4</sub> = 3kΩ

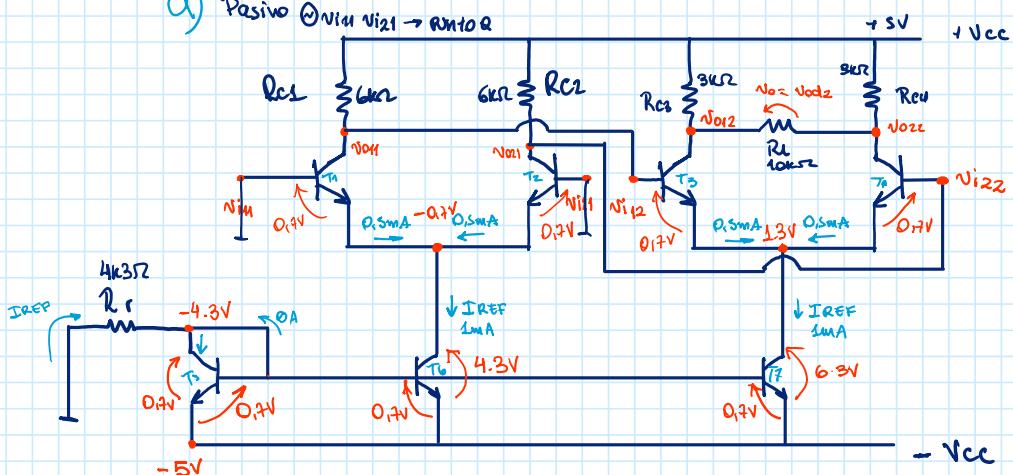
27/5/18

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



$$I_{REF} = \frac{4.3V}{4k3\Omega} = 1mA$$

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

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

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

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

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

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

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

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

Todos están en MAD :)

$\text{mA/V}$	$\text{k}\Omega$	$\text{k}\Omega$	$\text{-}$
$g_m$	$f_T$	$f_0$	$-$

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

$$r_x = 100\Omega$$

$$V_A = 120V$$

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

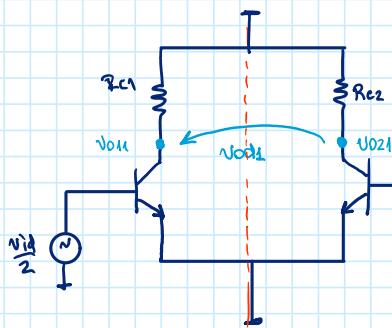
$$C_{T1} = \frac{g_m}{2\pi f_1} - C_A = 15\text{ pF}$$

$$(20mA)$$

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

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

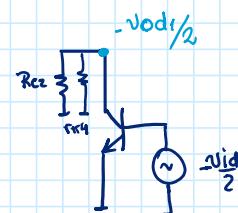
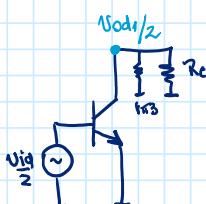
$A_{vdd1}$ : Modo dif:



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

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

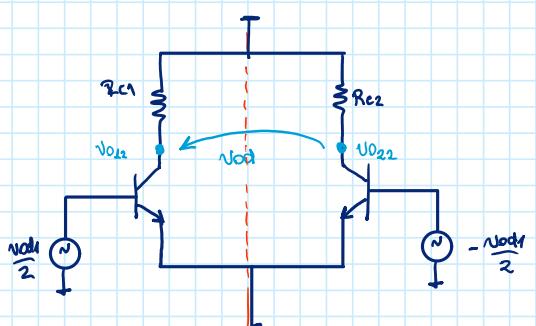
Separo en Hemicircuitos:



$$A_{vdd1} = \frac{v_{od1}}{v_{id}} = \frac{v_{o1}/2}{Nida/2} = -g_{m1}(R_{C1}/f_{T3}) = -20\text{mA} (6k\Omega / 120\text{mA}) = -92.3$$

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

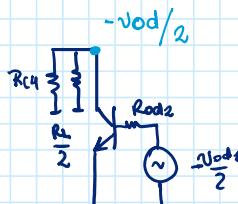
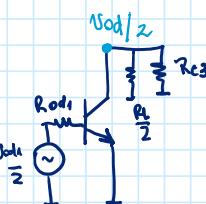
$A_{vdd2}$ :



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

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

Separo en Hemicircuitos:



$$A_{vdd2} = \frac{v_{od2}}{v_{id}} = \frac{v_{o2}/2}{Nida/2} = -g_{m2} R_{C2} = -20\text{mA} (3k\Omega / 50\text{k}\Omega) = -56.6$$

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

# Rehago

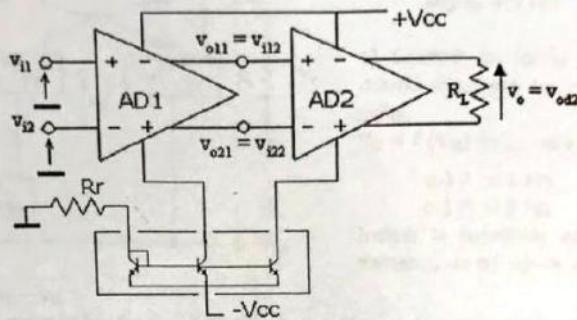
XG! soy una idiota q' la dejó p' feo  
va a estar todo bien mal, si sos relinda y caro!

FUERZAS

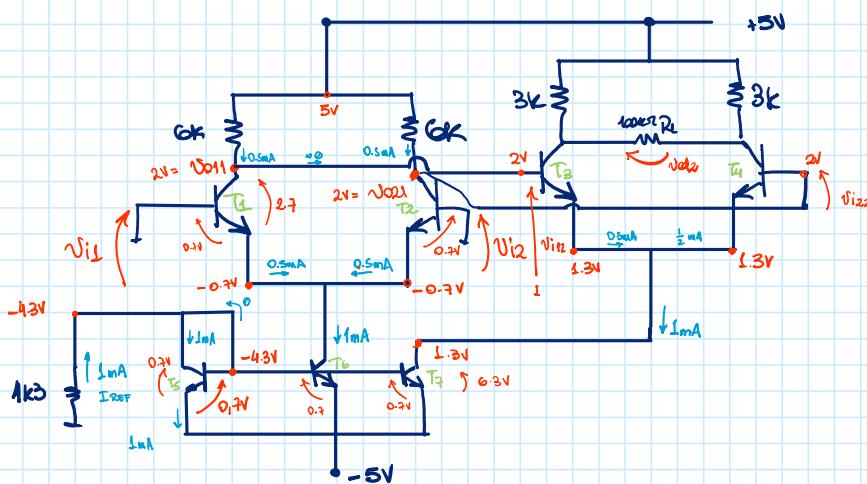
$|V_{CC}| = 5V$ ;  $R_L = 100\text{ k}\Omega$ ;  $R_r = 4,3\text{k}\Omega$   
AD1: Par diferencial NPN  $T_1=T_2$  con  $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{k}\Omega$   
AD2: Par diferencial NPN  $T_3=T_4$  con  $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{k}\Omega$

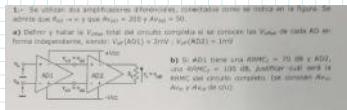
27/5/18

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).

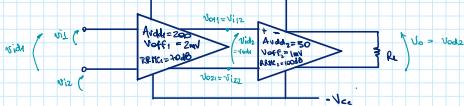




a) No hace falta armilar circuito.

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

- 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



$$RRMC = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| = \left| \frac{R_{ic}}{V_{id}} \right| \quad \Rightarrow \quad V_{id} = V_{eff}|_{V_{o1}=0} = \frac{V_{ic}}{RRMC}$$

$$V_{id} = A_{vd} \cdot V_{id}$$

$$V_{id} = A_{vd} \cdot V_{ic}$$

Para que  $V_{ida}$  se anule con  $V_{id}$  de entrada, tendremos en cuenta ambos casos:

$$\begin{cases} V_{eff} \neq 0 \Rightarrow V_{eff} = V_{eff}|_{V_{ida}=0} \\ V_{eff} = 0 \Rightarrow V_{eff} = V_{eff}|_{V_{ida} \neq 0} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{eff} \neq 0 \Rightarrow V_{eff} = V_{eff}|_{V_{ida}=0} = \frac{V_{ida}}{A_{vd1}} = V_{ida} \\ V_{eff} = 0 \Rightarrow V_{eff} = V_{eff}|_{V_{ida} \neq 0} = \frac{V_{ida}}{A_{vd2}} = V_{ida} \end{cases}$$

$$\text{superpongo efectos: } V_{eff} = V_{eff1} + V_{eff2} = 2V_{id} + 5V_{id} = 2,000 \text{ mV}$$

Me fijo en la ecuación del circuito y visto  
que  $V_{eff}$  va a estar sujeto al efecto de  $A_{vd}$   
 $V_{eff}$  es constante, no se refiere a  $V_{ida}$  solamente

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

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

$$V_{ic} = A_{vdc} \cdot V_{ic} + A_{vd2} \cdot V_{ida}$$

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

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

Debido a las asimetrías (intempos), al aplicar car.  $V_{ic}$  se obtiene  $V_{id} \neq 0$  y con  $V_{id}$  →  $V_{eff} \neq 0$

Por lo que las amplificaciones cruzadas no son nulas, pero son mucho + pequeñas que  $A_{vd1}$  y  $A_{vdc}$ .

$A_{vd1} \gg A_{vdc} > A_{vd2}, A_{vd2}$

★ Hemicircuitos con desapareamiento

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

Nota:  
hasta  
de asimetría.

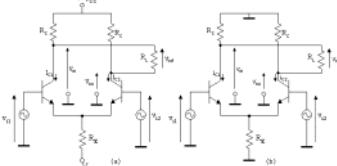
Guarda q' hemicircuitos es solo válido para cuando hay simetría, cuando no:

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

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

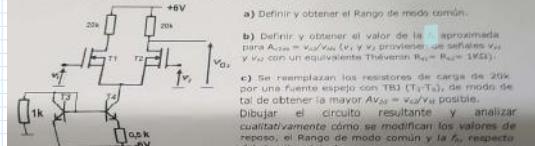
$$A_{vd2} = \frac{V_{id}}{V_{ic}} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{ic}} \approx -\frac{R_{c1}}{2R_E} + \frac{R_{c2}}{2R_E} = -\frac{\Delta R_C}{2R_E}$$

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



2)

$$V_i = 1V; k = 1mA/V^2; \lambda = 0; I = 200; V_A = 80V; C_{in} = 6pF; C_{out} = 2pF; f_T = 150MHz$$



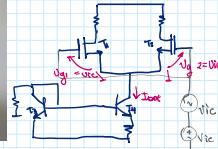
a) Definir y obtener el Rango de modo común.

b) Definir y obtener el valor de  $A_{vdc}$  aproximada para  $A_{vdc} = V_{dd}/V_{ds}$  ( $V_d$  y  $V_s$  direcciones, que señales  $V_d$  y  $V_s$  con un equivalente Thévenin,  $R_{th} = R_{ds} = 1k\Omega$ ).

c) Se reemplazan los resistores de carga de 20kΩ por fuentes de corriente de 1mA. Se calcula el efecto de obtener la mayor  $A_{vdc} = V_{dd}/V_{ds}$  posible.

Dibujar el circuito resultante y analizar cuantitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la  $R_{ds}$  respecto del circuito original.

a) Hecho por Kelly:



$V_{ic} < 0 \rightarrow V_{g1}, V_{g2} \downarrow \rightarrow V_{d1}, V_{d2} \downarrow \rightarrow T_1, T_2$  se van de SAT hacia ON!

$I_{d1}, I_{d2} = C_{in} \cdot V_{dd}$

con  $V_{dd} = 0.7V$  calculo  $V_{ic}$

$V_{ic} > 0 \rightarrow V_{g1}, V_{g2} \uparrow \rightarrow V_{d1}, V_{d2} \uparrow \rightarrow T_1, T_2$  se van de SAT hacia OFF

$I_{d1}, I_{d2} = C_{out} \cdot V_{dd}$

con  $V_{dd} = 0.7V$  calculo  $V_{ic}$

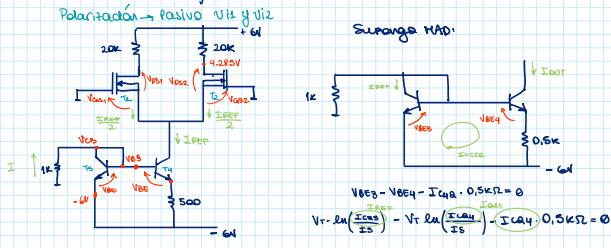
a) Rango de modo común: tensiones de entrada para las cuales los transistores se mantienen funcionando en su modo de operación deseado.

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  $V_{BC}$



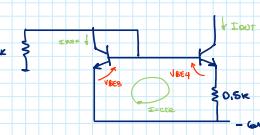
$$I_{D1}=I_{D2}=\frac{I_{DREF}}{2}=85.76 \mu A$$

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

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

$$= 3V$$

Suspenso MAD:



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

$$V_{T1} \left( \frac{I_{DREF}}{2} \right) = V_{T2} \left( \frac{I_{DREF}}{2} \right) = V_{T3} \left( \frac{I_{DREF}}{2} \right) = 0$$

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

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

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

$$25mV \cdot \ln \left( \frac{0.7mA}{I_{DOUT}} \right) = I_{DOUT} \cdot 500 \Omega$$

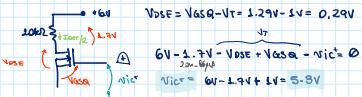
Suspenso  $I_{DOUT}$  limitado en el calculo

y me da

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

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

Para  $T_1 = T_2$   $\oplus$  Si  $V_{IC1} \downarrow \rightarrow V_{AS1} \downarrow \rightarrow I_{DS1} \downarrow \rightarrow V_{OL} \downarrow \rightarrow V_{DS2} \downarrow$  se acorta tanto

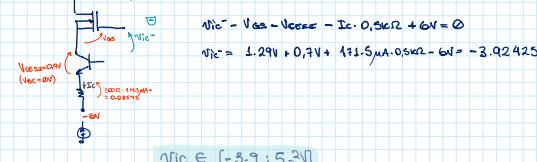


$$V_{DS2} = V_{GSQ2} - V_T = 1.29V - 5V = 0.29V$$

$$6V - 1.29V = V_{DS2} + V_{S1} - V_{IC1} = 0$$

$$V_{IC1} = 6V - 1.29V + 5V = 5.3V$$

$\ominus$  Si  $V_{IC1} \uparrow \rightarrow I_{DS1} \uparrow \rightarrow I_{OL} \uparrow \rightarrow V_{OL} \uparrow \rightarrow V_{IC2} \uparrow ?$



$$V_{IC2} \in [-3.9; 5.3V]$$

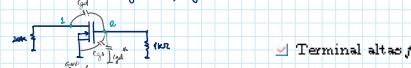
b)  $A_{VOL} = \frac{V_{DS2}}{V_{DS1}}$  Buscar  $f_u$  para  $A_{VOL}$

(salida single ended). El de gus es el umbral  
 $V_{DS1} = 0.7V$   
 Buscar RRMC.

• Positivo continuo.

$$f_u = \frac{g_m}{C_{DS} + C_p} \approx C_{DS} = \frac{g_m}{f_t}$$

$$C_{DS} = 6pF, C_{DS} = 2pF$$



Terminal alto  $f_u$

$$Z_L = 20k\Omega \cdot 2pF = 40 \mu s$$

$20k \int \frac{1}{g_m(L-A)} \rightarrow$   $\text{entro por selección}$   
 $\text{salgo por base}$   
 $\rightarrow A \approx 1$   
 $C_{DS} = g_m$

$$2) \quad C_{DS} = g_m(L-A) \quad \text{encendido gatos y saliendo}$$

$$\alpha = -\frac{I_D \cdot 20k\Omega}{g_m} = -2k \cdot V_{DS2} \cdot 20k\Omega$$

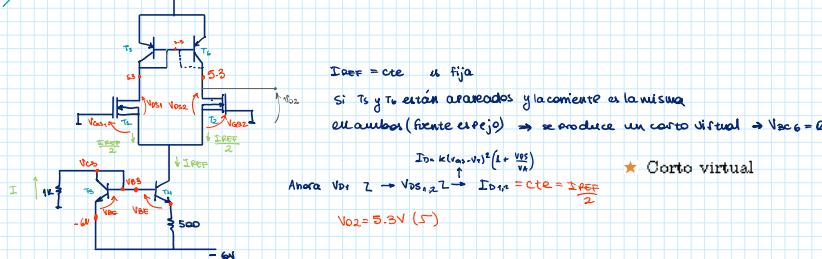
$$= -2 \cdot 1mA \cdot 0.29V \cdot 20k\Omega = -11.6$$

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

$$Z_2 = 1k\Omega \cdot (6pF + 25.2pF) = 31.2 \mu s$$

$$Z_h = 31.2 \mu s + 40 \mu s = 71.2 \mu s \rightarrow f_u = 14kHz$$

c)



$$I_{DREF} = cte \quad u \text{ fija}$$

Si  $T_3$  y  $T_4$  están separados y la conexión es la misma  
 el anubor (fuente estatica)  $\Rightarrow$  se produce un corto virtual  $\Rightarrow V_{AC3} = 0$

$$I_{DS1} = k(V_{DS1}, V_{DS2}) (1 + \frac{V_{DS1}}{V_A})$$

★ Corto virtual

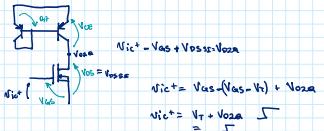
$$\text{Ahora } V_{DS1} = V_{DS2} \rightarrow I_{DS1} = cte = \frac{I_{DREF}}{2}$$

$$V_{DS1} = 5.3V (5^*)$$

Se modifica el rango de modo común?

para q'  $T_4$  salga de MAD:  $V_{IC4} = cte \quad (V_{GSA} = cte)$

Para q' T<sub>2</sub> 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 T<sub>2</sub>/T<sub>1</sub> no ven z<sub>ot</sub>z desde el drain

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

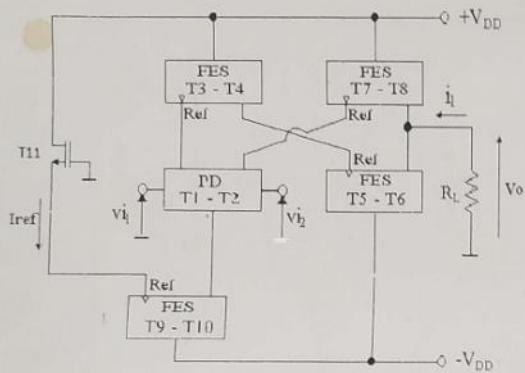
y además en el primer nodo se agrega la  $C_p$  reflejada

( $C_{p^*} = C_p$  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,  
 $V_o = f(V_{id}) \mid_{V_{ic}=0}$  para los siguientes casos:

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

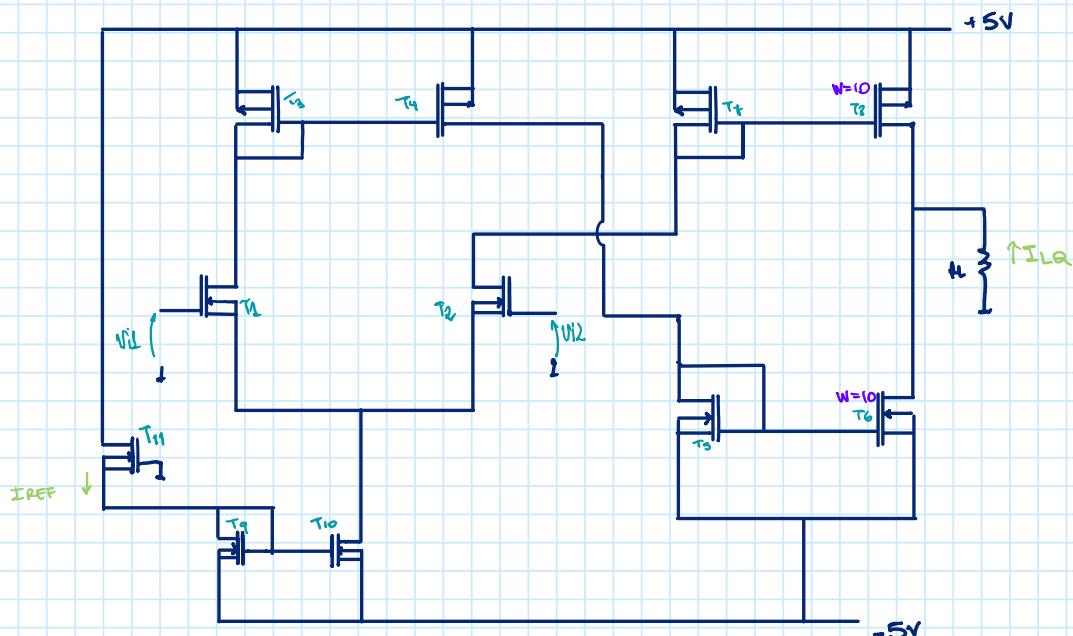
$$c_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

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

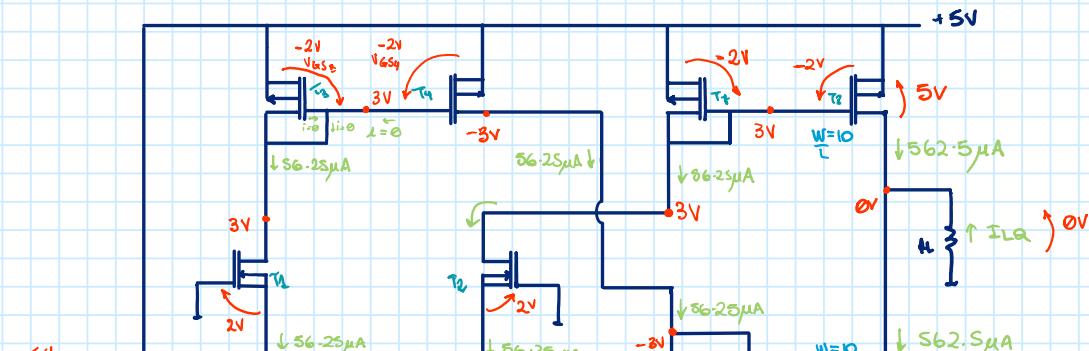
$$V_{DD} = 5 \text{ V}; V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$$

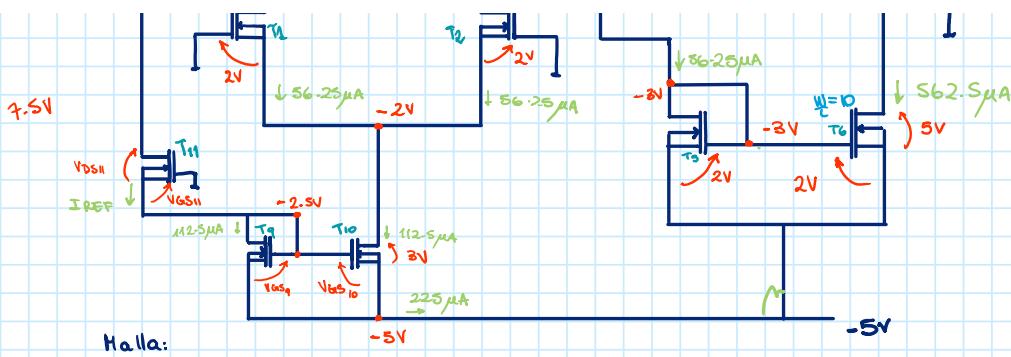
$$\text{Todos MOSFETs de canal inducido: } \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}; |V_T| = 1 \text{ V}; |k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2$$

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



Punto Q:





Halla:

$$-V_{GSII} - V_{GSq} + 5V = 0 \Rightarrow V_{GSq} = V_{GSII} = 2.5V = V_{GSIO}$$

$$V_{GSq} = V_T + \sqrt{\frac{I_{REF}}{K}} = V_{GSII}$$

$$I_{REF} = K' \frac{W}{L} (V_{GSII} + V_{TII})^2 = 0.1 \mu A / 2 \cdot 1 \cdot (2.5V - 1V)^2 = 112.5 \mu A$$

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

$K = \frac{k' W}{2 L}$  NO SE XQ ' no la tienen así → Paralelos

$$K = k' \frac{W}{L}$$

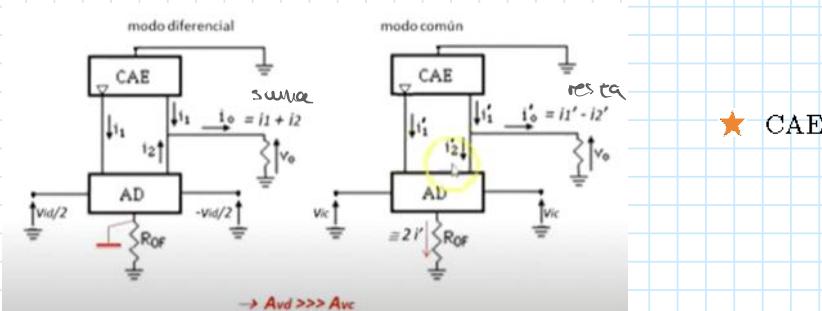
$$V_{GS3} = V_{GS4} = V_T - \sqrt{\frac{I_{REF}}{2K}} = -2.06V$$

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

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_{DS}} = \begin{cases} r_{o1} = r_{o2} = r_{o3} = r_{o4} = r_{o5} = r_{o7} = \frac{1}{0.01 \cdot 12.5 \mu} = 1.78 M\Omega \\ r_{o6} = r_{o8} = \frac{1}{0.01 \cdot 8.26 \cdot 5 \mu} = 17.8 k\Omega \\ r_{o9} = r_{o10} = r_{o11} = \frac{1}{0.01 \cdot 112.5 \mu} = 889 k\Omega \end{cases}$$

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.



★ CAE

OTA: Amplificador de transconductancia.

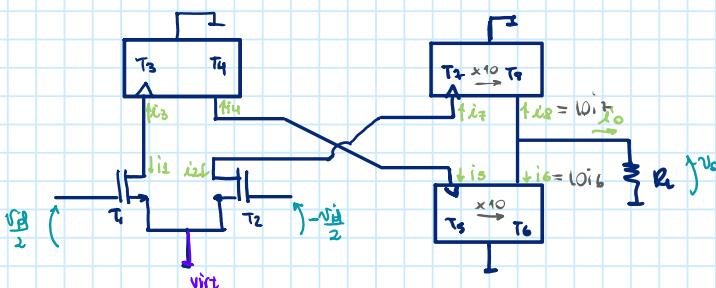
Con una tensión de control maneja la corriente

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:



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



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

al final es esto

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

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

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

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.

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

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

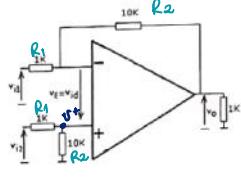
24/07/23

Monday, February 10, 2025 7:28 PM

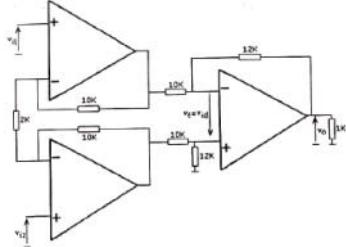
2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPs con AD MOSFETs y una  $R_o \approx 10 \Omega$ )

- 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<sub>od</sub> 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

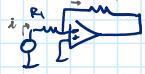
- $\frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow 0$  si en ADC vale

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

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

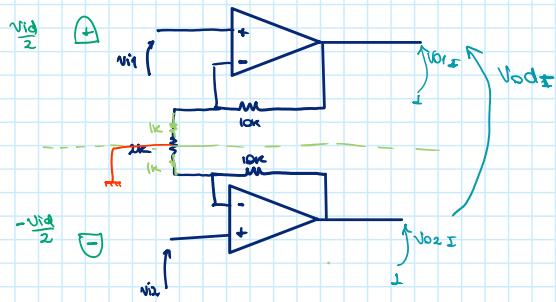
$$A_{vd} = A_{v1} \cdot V_{i1} + A_{v2} \cdot V_{i2} = -\underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{A_{vd}} (V_{i1} - V_{i2}) \quad \text{Superpongo efectos}$$

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

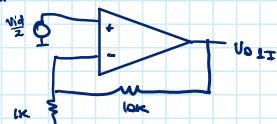
A<sub>vd</sub>

## 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

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

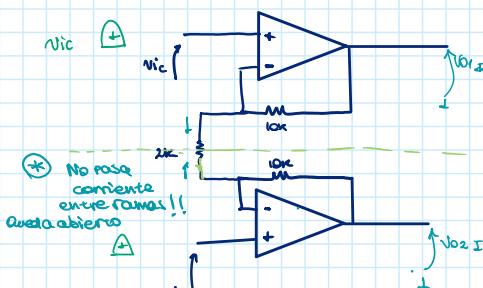
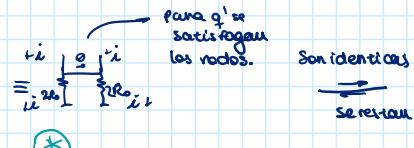
$$Av_{ddI} = \frac{V_{01I}}{Vid_2} \Big|_{Vic=0} = \frac{V_{01I} - V_{02I}}{Vid_2} = \frac{11 \frac{Vid_2}{2} + 11 \frac{Vid_2}{2}}{Vid_2} = 11$$

dif puro

$Av_{ddI} = 11$

Modo común

Las corrientes x 4 ramas son identicas. Divido en

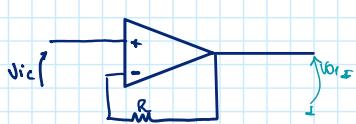


Son identicas  
se resuelven

2. Haciendo:

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.

$$V_{01I} = V_{02I}$$

$$Av_{ddI} = \frac{V_{01I}}{V_{ic}} \Big|_{Vid=0} = 0$$

La cruzada es nula!

Se podría modelar a la

primera etapa como

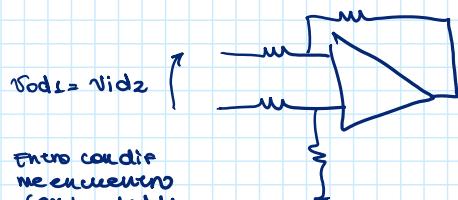
un solo AMP (físicamente)

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

$$Av_{cc} = 0$$

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

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



$$A_{v2, tot} = A_{vdd1} \cdot A_{idz}^I + A_{vcz} \cdot A_{vcz}^I$$

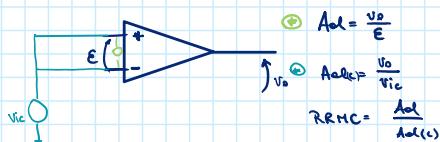
$$A_{v2, tot} = A_{vcz}^I \cdot A_{vcz}^II + A_{vdd1} \cdot A_{idz}^I$$

⚠ si no fuera nula tenemos  
un problema!  $A_{idz} \uparrow$ .

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

Obtener  $RRMC$  si  $R$  está bien escalada.  
si  $C/RRMC = 80$ .

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



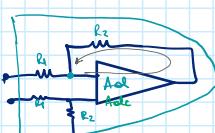
$$\underbrace{RRMC = 20 \log \left| \frac{A_{id}}{A_{id}(z)} \right|}_{80 \text{ dB a lazo ab.}} = 20 \log |A_{id}| - 20 \log |A_{id}(z)|$$

A lazo cerrado: Media 20dB ( $20 \log |-10|$ )  
 $\times 10 \text{ g' hicimos antes}$

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

$$A_{id} = \frac{A_0}{2 + T} = \frac{A_0}{1 + A_0 k_F}$$

Cuando armo la 2da etapa (h cumple apareamiento)



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

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

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

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

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

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

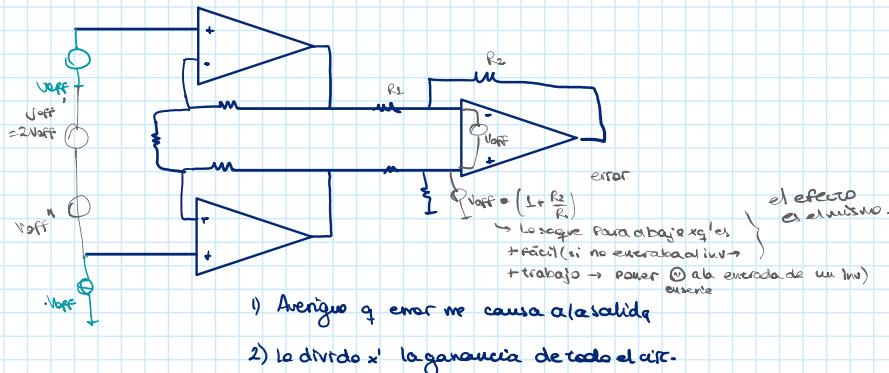
Cómo se interpreta?

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  $V_{off}$ .



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

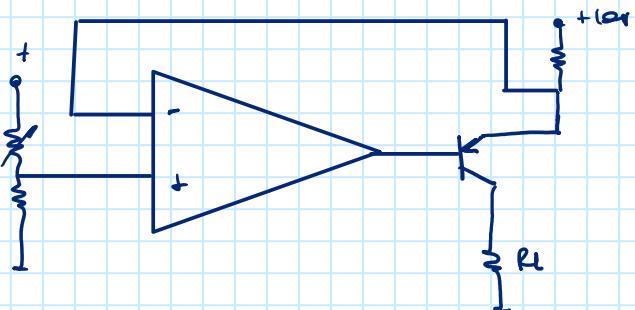
29/07/24

Monday, February 10, 2025 9:14 PM

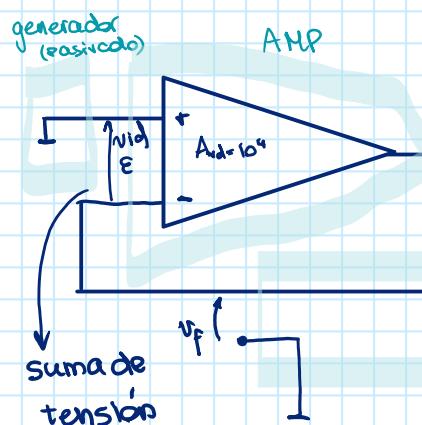
Muestreo de comienzo

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

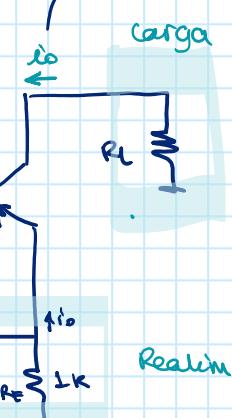
$$\text{Calcular } T = A_o \cdot k_f$$



Pasivo



Muestreo de i.



Realism

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

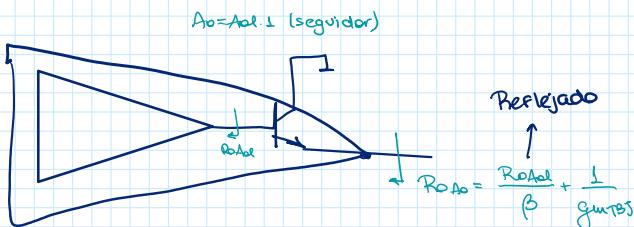
$$v_F = A_o R_E$$

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



Muestreo de tensión suma de tensión.

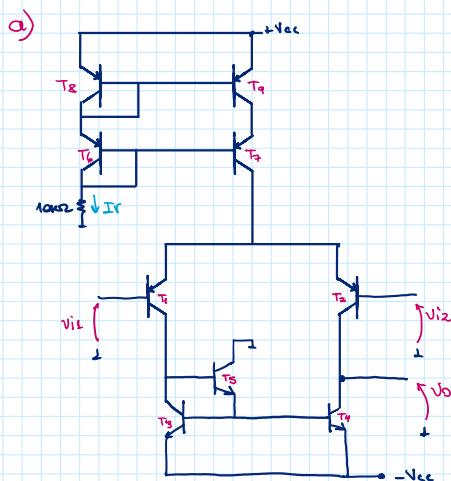
La fórmula del bloque debería ser  $\frac{A_0}{B} \rightarrow$  salgo x' emisor.



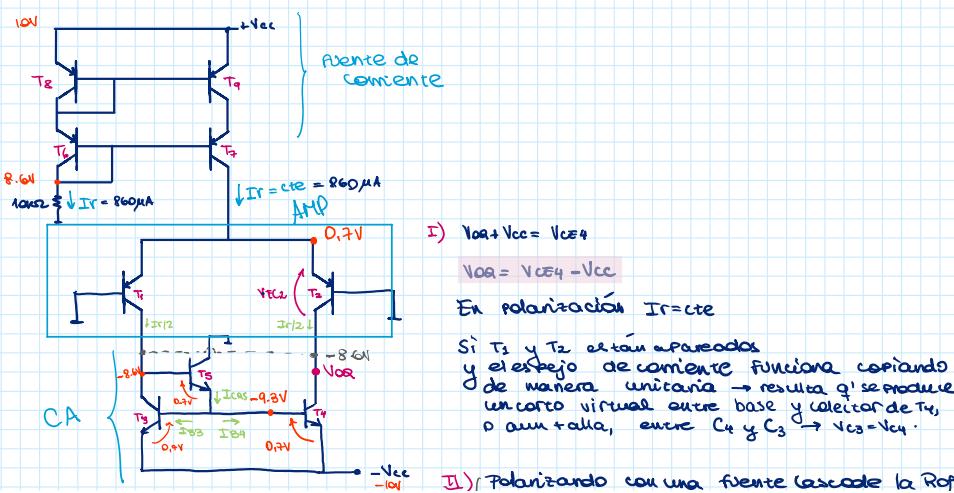
2)

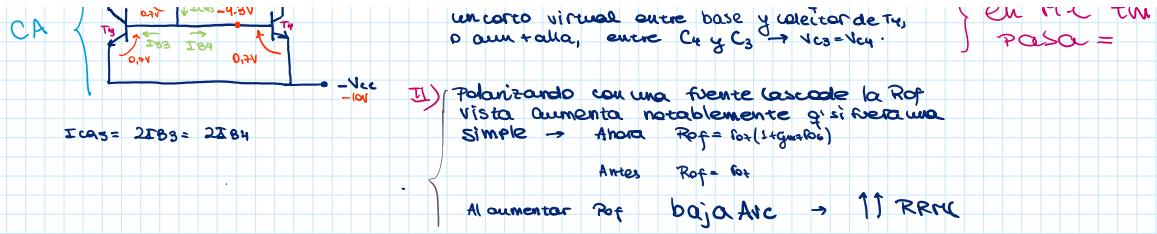
2.- Los transistores se encuentran apareados:  
 $(\beta = 100; V_A = 100 \text{ V}; f_T = 200 \text{ MHz}; C_{ss} = 1 \text{ pF}; r_o = 0; |V_{BE}| = 10 \text{ V}; R_L = 10 \text{ k}\Omega)$ .

a) Justificar cuantitativamente:  
 • El valor de la tensión de salida  $V_0$  del amplificador en reposo ( $V_{in}$ ).  
 • ¿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  $\beta_1$  y  $\beta_2$ .  
 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.

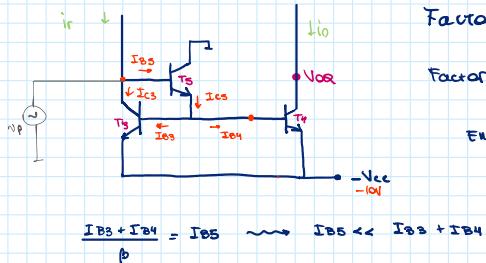


Circuito en Reposo : ( $V_{i1}=0, V_{i2}=0$ )





### III) Balance de I con $\beta$ -Helper:



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

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

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

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

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

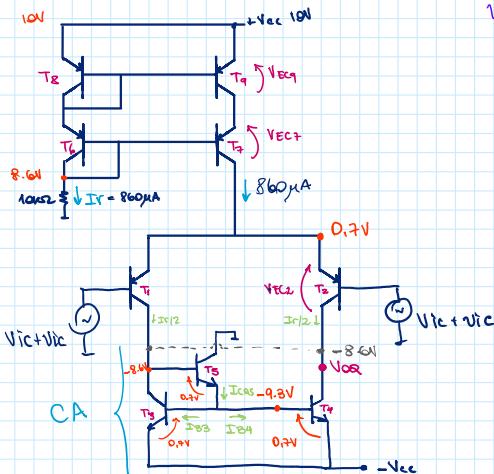
b)  $I_{off}$  si  $\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_2} = 0.05 = d \rightarrow \beta_2 = 1.05 \beta_1$

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

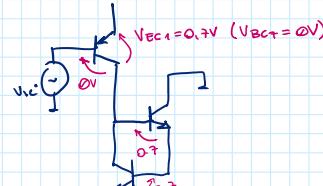
$I_{C1} = I_{C2}$

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

### c) Rango de tensión de modo com:



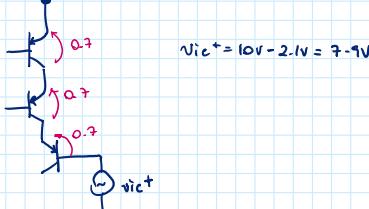
Si  $V_{IC} < 0$  ( $V_{IC^-}$ )  $V_{B1,2} \downarrow \rightarrow V_{E1,2} \downarrow \rightarrow T_1 \text{ y } T_2 \text{ se van hacia SAT}$  ( $V_{BE} = 0V$ )



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

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

$V_{IC} > 0 \rightarrow V_{B1,2} \downarrow \rightarrow V_{E1,2} \downarrow \equiv V_{C7} \downarrow \rightarrow V_{C7,9} \downarrow \rightarrow T_3 \text{ y } T_5 \text{ se van hacia SAT}$



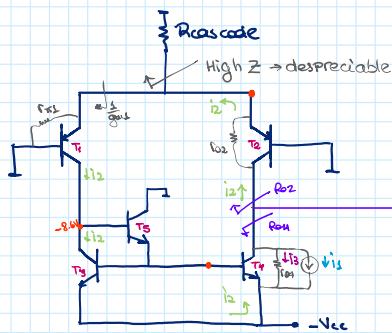
$$-8.6V < V_{IC} < 7.9V$$

### d) $T$ del terminal de salida.

$R_{eq}$ :

$I_D$  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  $T_2$  lo copia con un factor  $k \geq 1$ , haciendo que se encienda el gen. controlado  $\rightarrow$

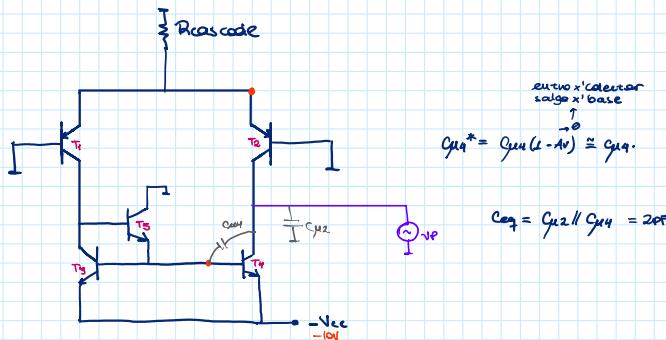
$$i_3 = K_i e \approx i_2$$

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

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

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

Ahora, Ceq:



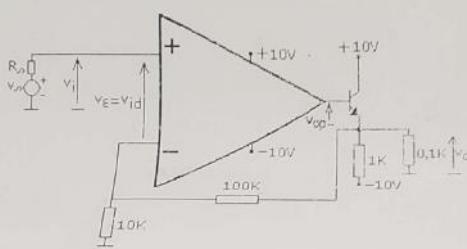
$$C_{eq*} = C_{eq}(L - Av) \approx C_{eq}.$$

$$C_{eq} = C_{eq2} \parallel C_{eq4} = 2pF$$

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

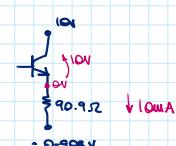
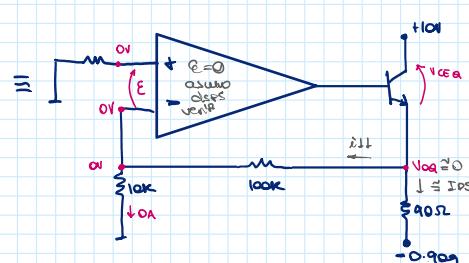
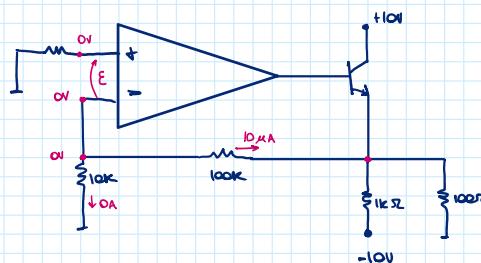
$$f_{asoc} = 4.6 \text{ MHz}$$

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



- a) Obtener el valor de  $V_{oq}$ . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito?
- b) 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)
- c) ¿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  $Av = V_o/V_i$ ?

a) Polarización:



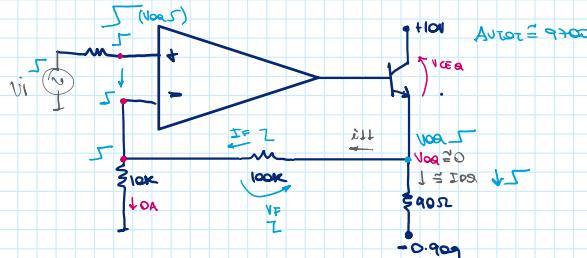
b)  $g_{mTB3} = \frac{10mA}{2.5mV} = 0.4 A/V$   $f_{T\pi TB3} = 250\Omega$

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

$A_v TBJ$

Hace un divisor resistivo?

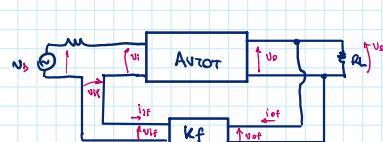
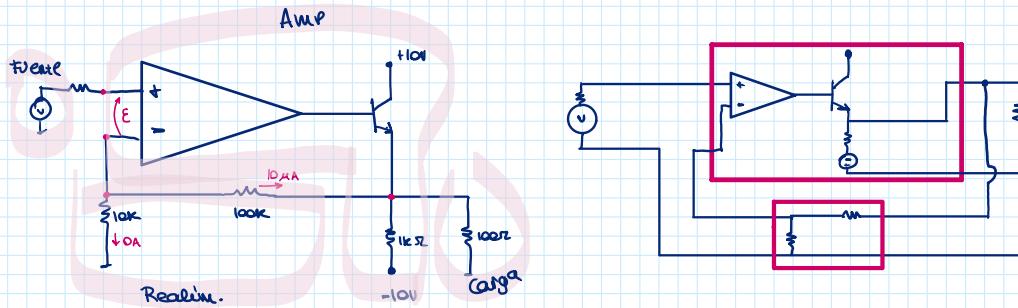
$A_{vTOT} = A_{vd} \cdot A_{vTB3} = 97.29$



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

M VSV

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



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

$A_{vTOT} = V_o / V_i$

$k_F = V_{if} / V_o$

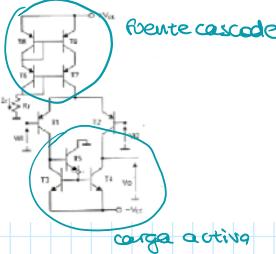
$\frac{V_A}{V_o} = \frac{V_{if} + V_i}{V_o} \rightarrow \frac{1}{A_v} = k_F + \frac{1}{A_{vTOT}}$

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

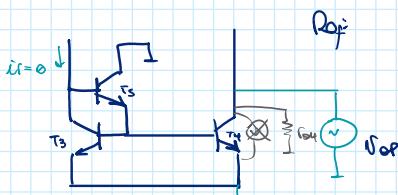
# Consultas Kelly (22/07/24)

Tuesday, February 11, 2025 7:15 PM

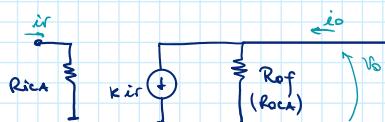
Z.- Los transistores se encuentran agrupados:  
 $\beta = 100$ ;  $V_{BE} = 10V$ ;  $f = 200$  Hz;  $C_0 = 1\text{ pF}$ ;  $i_{AO} = 0$ ;  $|V_{DD} = 10V$ ;  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ .



- 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  $\mu$  y  $\beta$ .
- 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



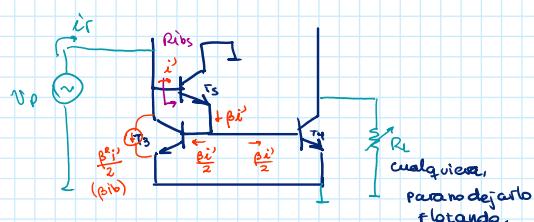
$$i_O = k_i I + \frac{V_O}{R_{ref}}$$

Si quiero trenguar  $R_{ref} \Rightarrow$

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

generador controlado curvado  
(no hay excitación)

RICA:



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

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

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

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

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

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

Luego

$$i_r = i' + \frac{\beta^2 i'}{2} \approx \frac{\beta^2 i'}{2} \rightarrow R_{ICA} = \frac{V_p}{i_r} = \frac{2(V_p)}{2 + \beta^2} = \frac{2R_{IBS}}{\beta^2} = \frac{2\beta r_{T3}}{\beta^2} = \frac{2r_{T3}}{\beta^2} = \frac{2}{\alpha_{m2}^2} = 2(f_{d3})^2$$

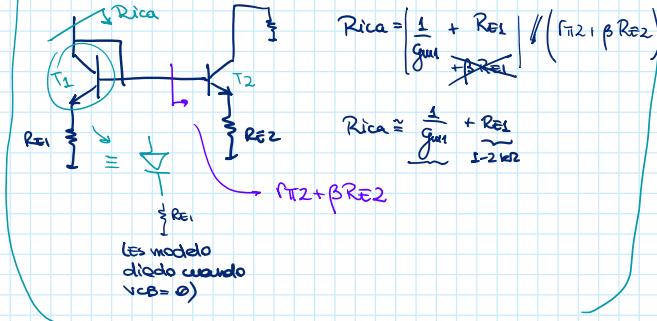
$V_o$ : tensión IN  
 $i_o$ : corriente IN  
 $R_{IBS}$

Luego

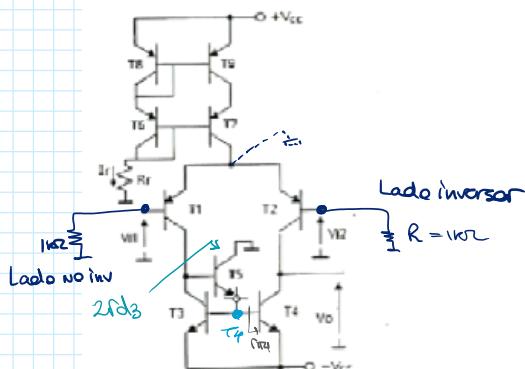
$$ir = i^1 + \frac{\beta^2 i^1}{2} \approx \frac{\beta^2 i^1}{2} \rightarrow R_{ICA} = \frac{V_P}{ir} = \frac{2 V_P}{\beta^2 i^1} = \frac{2 R_{IBS}}{\beta^2} = \frac{2 \beta r_{T3}}{\beta^2} = \frac{2 r_{T3}}{\beta} = \frac{2}{g_{m3}} = 2 r_{d3} \text{ [ ] } \text{ no } 3$$

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:

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

$$C_{eq1}^- = C_{T1} + g_{m1}(1 + 2) \quad \text{ lado inversor}$$

$$C_{eq2}^- = C_{T2} + g_{m2}(1 + 2) \quad \frac{V_{C2}}{V_{B2}} \rightarrow \text{el colector carga a } 2r_{d3} \quad \frac{V_{C1}}{V_{B1}} = -g_{m2} \cdot 2r_{d3} = -2$$

(colectores y bases en corto)

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)

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

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

2R<sub>ce</sub>

Peso del P. D.

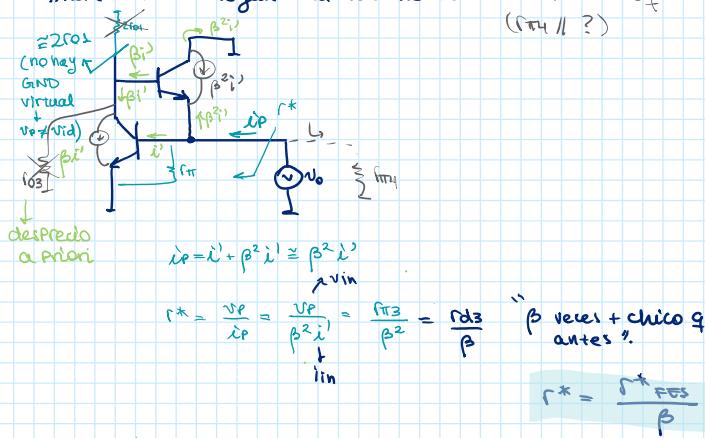
$$R_{eq} = R_{T4} \parallel R_{T3} \leq R_{ds}$$

↓  
Modelo  
diodo!!!

GUARDA  
VALORES

Si no fuese FES:

Ahora fuente con ganancia de corriente: Miro Ralitzq  
(T<sub>4</sub> || ?)



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

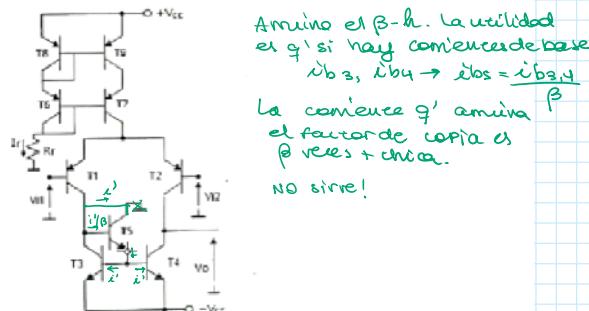
conclus: si  $\beta_3 = \beta_4 \rightarrow \infty$  me conviene FES  $\rightarrow$  mejor RRMC y los terminos son neg.  
se duplica  $A_{vc}$ .

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;  $R_L = 10$  k $\Omega$ ).



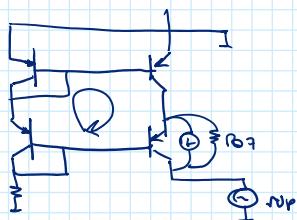
## Sobre fuente cascode

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

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

Coloco  $N_P$  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 las corrientes varian

mantiene la igualdad, x/ esto

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

$R_{of}$

lado virtual = no incrementan las corrientes  $\rightarrow$  no incrementan

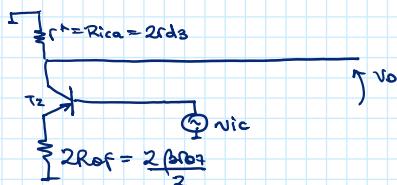
los tensiones:

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

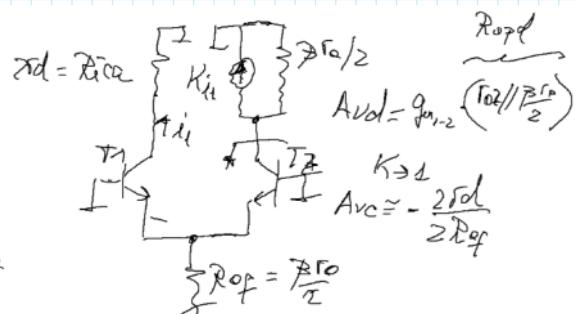
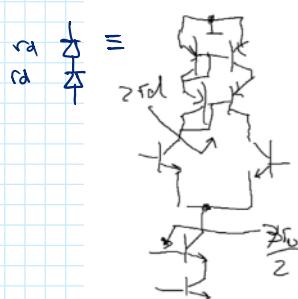
Equivalente para MC:



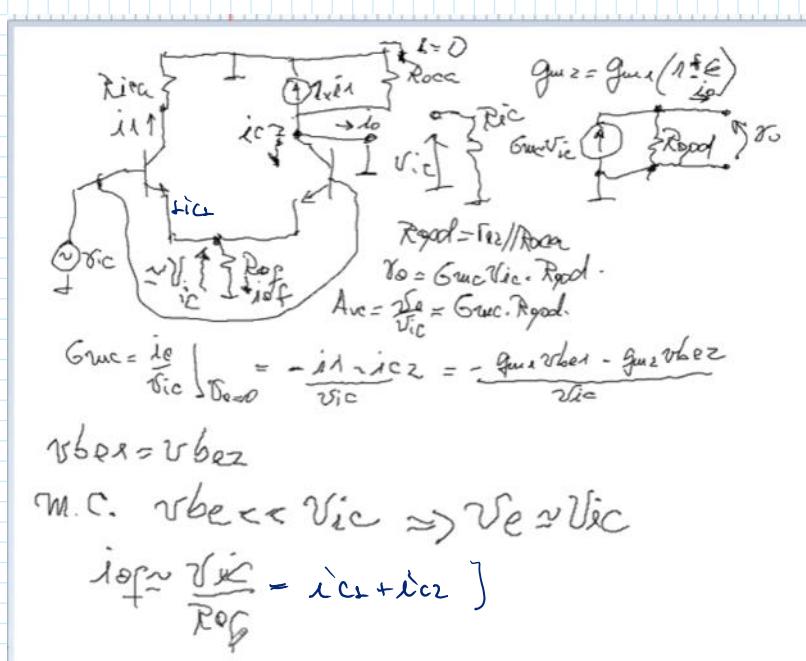
$$A_{vc} \Big|_{k=1} = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{-g_{m2} \cdot Rica}{1 + 2g_{m2}R_{of}} \approx \frac{-Rica}{2Rof}$$

↓  
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

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

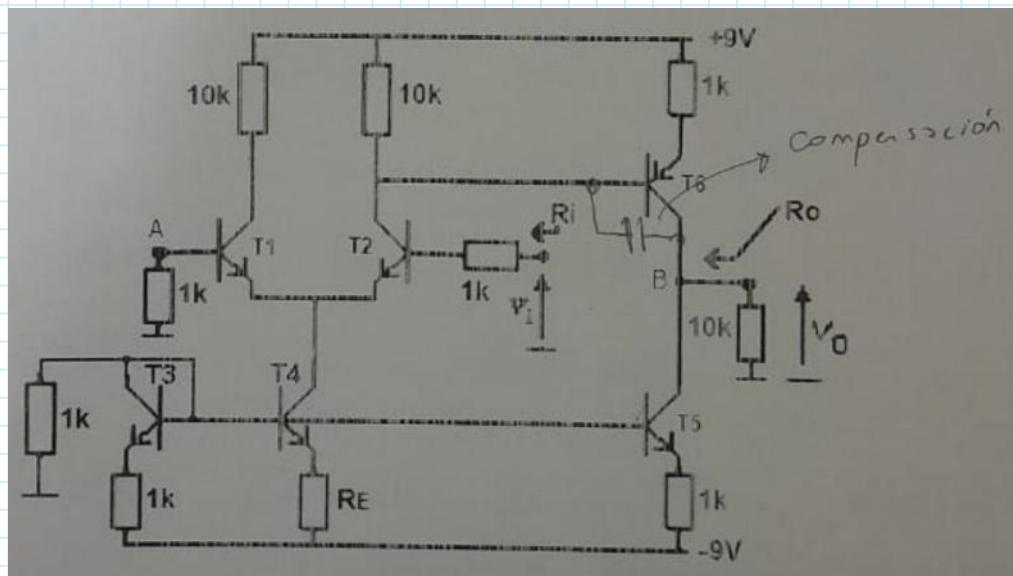
Valida para cuantificar  
Avc para un desbalanceam.  
en los gm

11/12/2024\*

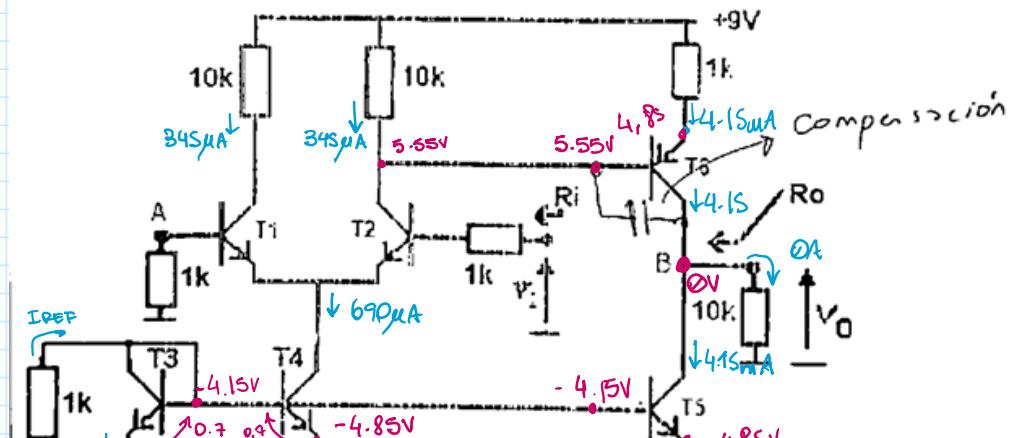
Wednesday, February 12, 2025 11:36 AM

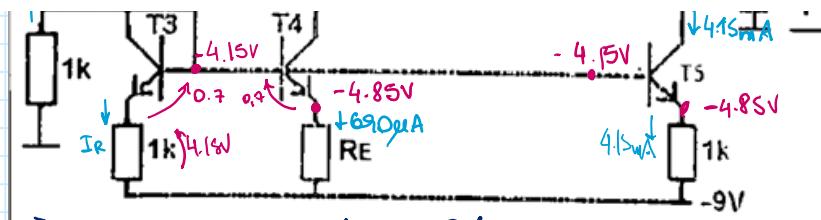
$$1.- \beta = 200 ; V_A = 100V ; C_s = 1\text{pF} ; f_T = 100\text{MHz} ; r_s = 100\Omega$$

- Calcular los valores de reposo, obteniendo  $R_E$  para  $V_{OQ} = 0V$ .
  - 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  $A_v = V_o/V_i \approx |A_{vd}|$ .
  - Definir y obtener el Rango de entrada de modo común.
  - Justificar *cualitativamente* cuál/cuáles sería/n el/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  $f_h$ .
  - 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.
  - 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 *cualitativamente* cómo se modificarán los valores de los parámetros obtenidos en los ítems b, c y d.



a)





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

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

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

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

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

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

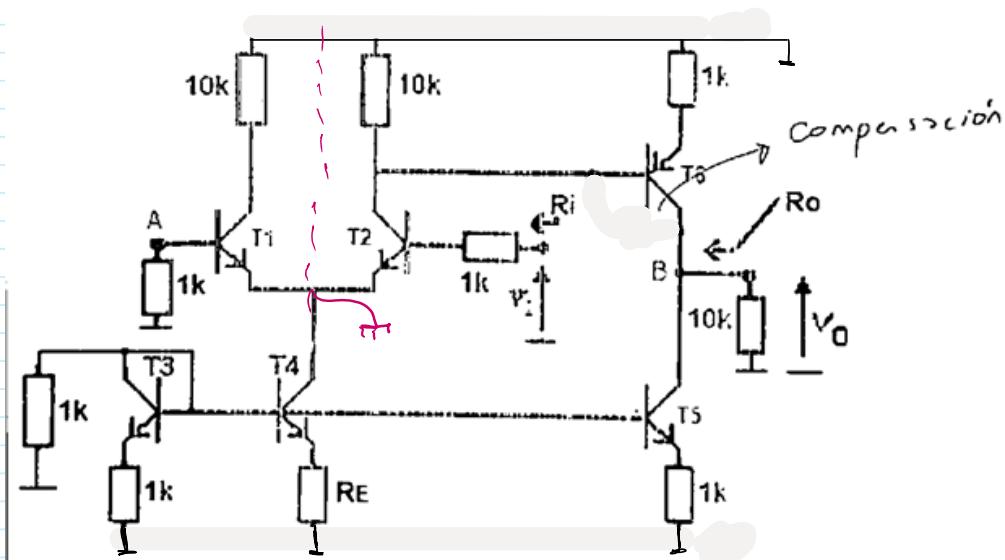
- $r_{\pi 3} = r_{\pi 5} = r_{\pi 6} = \frac{200}{160mA/V} = 1245\Omega$

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

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{345\mu A}{25mV} = 13.35mA/V \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = 15k\Omega \quad r_o 1 = r_o 2 = 290k\Omega$$

T	$g_m$	$r_\pi$	$R_o$
T <sub>1</sub>	13.35m	15k	290k
T <sub>2</sub>	13.35m	15k	290k
T <sub>3</sub>	160m	1245	24k
T <sub>4</sub>	26.7m	7k5	145k
T <sub>5</sub>	160m	1245	24k
T <sub>6</sub>	160m	1245	24k

b)



Modo diferencial:

$$v_{id} = v_i$$

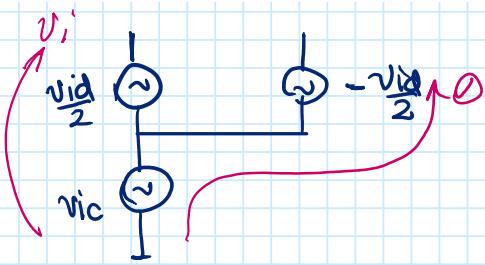
$$\overset{v_i}{\nearrow} \text{id} (\sim)$$

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

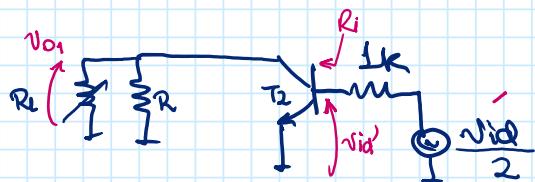
modo operacional.

$$v_{id} = v_i$$

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



Audi:



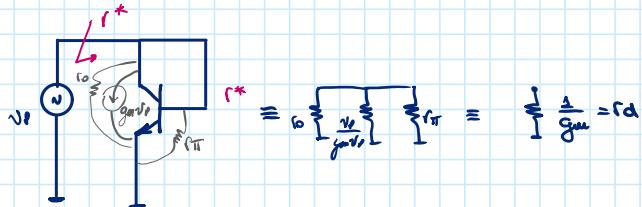
$$A_{vd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}/2} = \frac{R_L}{R_s + R_L} \cdot (-g_m z_2)$$

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

# Importante

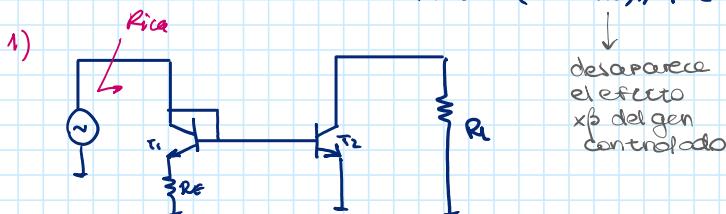
Wednesday, February 12, 2025 6:01 PM

## ★ Equivalente de ref de FE



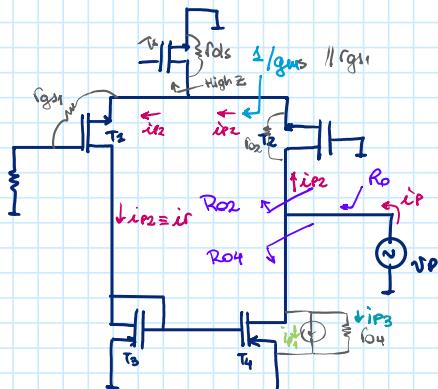
Pasa de ser un elemento de 3 bornes a solo 2

Ejemplos



2) Cascode:  $R_{oa} = 2r_o d$

## ★ Análisis RO CA



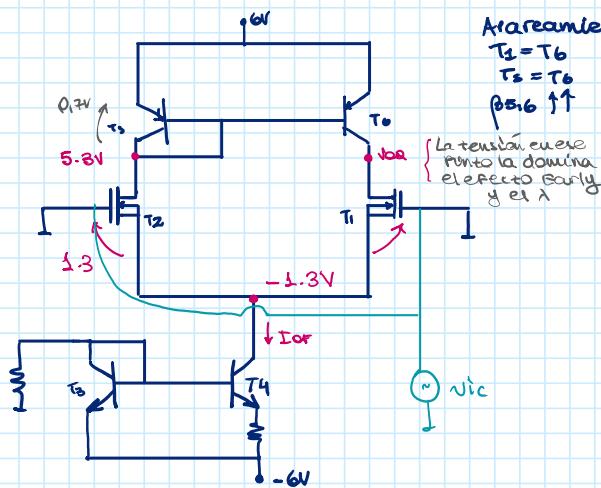
$i_{o2}$  da toda la vuelta y  $T_2$  lo copia hacia  $T_4 \rightarrow$  hace que se encienda el generador controlado ( $i_{p1}$ )  $\rightarrow i_{p1} = k i_{p2}$

Ahora bien, hay tres corrientes y una única tensión.

$$\begin{aligned} i_{op} &= i_{p1} \cdot R_o \\ i_{op} &= i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} \\ R_o &= \frac{V_p}{i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}} = \frac{V_p}{i_{p1}} \parallel \frac{V_p}{i_{p2}} \parallel \frac{V_p}{i_{p3}} \\ R_{o2} &= R_{o2} \left( 1 + g_{m2} R_E2 \right) = R_{o2} \left( 1 + g_{m2} \frac{1}{g_{m3}} \right) = 2R_{o2} = \frac{V_p}{i_{p2}} \\ R_{o4} &= \frac{V_p}{i_{p1}} \parallel \frac{V_p}{i_{p3}} = \frac{V_p}{i_{p2}} \parallel \frac{V_p}{i_{p3}/R_{o4}} = 2R_{o2}/R_{o4} \end{aligned}$$

$$R_{OPD} = 2R_{o2} \parallel 2R_{o2} \parallel R_{o4} = R_{o2} \parallel R_{o4}$$

## ★ Ganancia Modo C CA



$$|I_{D1}| = |I_{D2}| = \frac{I_{Df}}{2}$$

$$\text{Hipótesis } V_{OA} = 5.3V \quad (L_{\text{der}} = L_{\text{izq}})$$

Pondera

$$\begin{cases} V_{OA} = V_{D2} > V_{D1} \\ = V_{C6} = V_{CS} \end{cases} \xrightarrow{\lambda} |I_{D2}| > |I_{D1}|$$

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

→ no concuerda

$$\begin{aligned} I_{C6} &= I_{C5} \\ I_{D2} &= V_{D1} \\ &\downarrow \\ \text{corto virtual entre los 2 drain.} \end{aligned}$$

Aplicando señal de MC:

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

Además  $V_{GS1}$  varía igual q'  $V_{GS2}$   $\rightarrow |I_{D1}|$  varía = a  $|I_{D2}|$ .

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

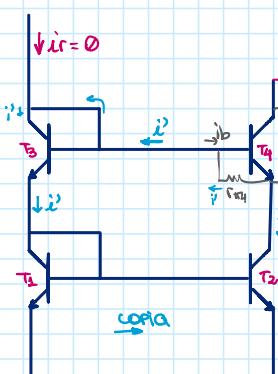
→  $T_2$  ya no ve  $g_m$  si no que ve  $\frac{1}{g_m}$  hacia arriba!

$$|Av_c| \approx -g_{m2} \left( \frac{1}{g_{m6}} \right)$$

$$\downarrow g_{m2} R_{of}$$

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

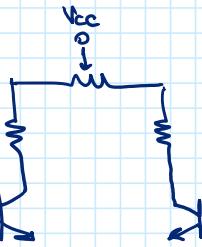
yo hubiere hecho  $r_{o4}(1 + g_{m4}R_{o2})$  MAL!

## ★ Compensar offset

En la práctica se coloca un preset

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

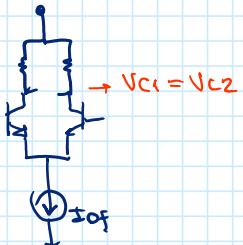
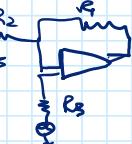
Preset → ruidoso → lo rango en la malla  
desalida. VQ afuera del integrado → estropeo el diseño térmico:  
antena, desequilibrio térmico (están en isotermas) → si colocan emisores.



$I_{off}$ : 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

$$V_{ce} = \frac{I_{off}}{2} \cdot R_{normal}$$

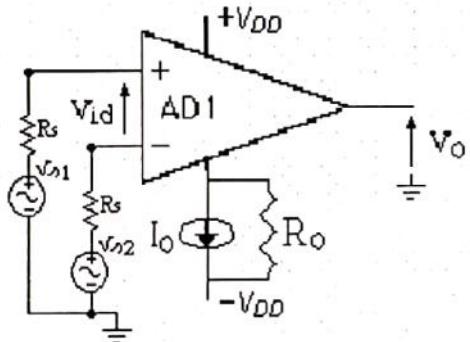


## Consultas

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)?



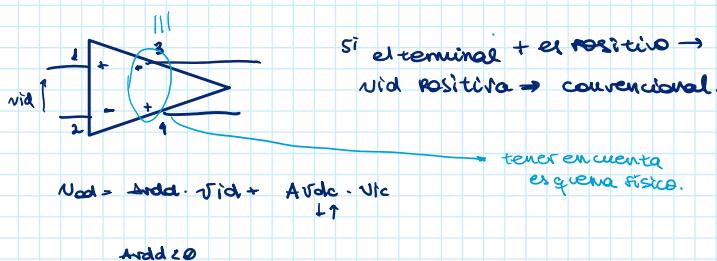
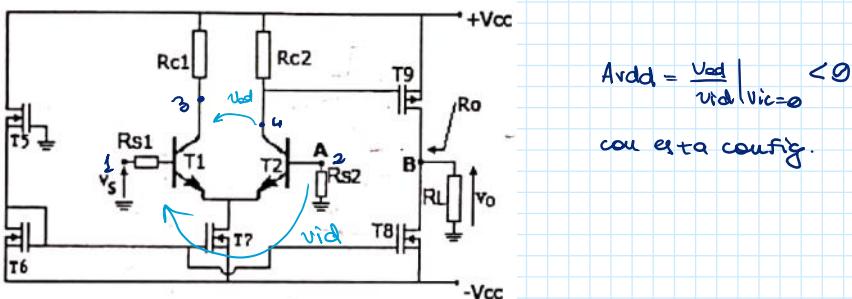
2.- AD1 es un par acoplado por source de NMOSFETs de canal inducido ( $T_1 - T_2$ ), con una fuente espejo PMOSFET como carga ( $T_3 - T_4$ ). Se admiten transistores con características nominalmente similares ( $T_1 = T_2$  y  $T_3 = T_4$ ). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset,  $V_{off}$ , 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 justificar bien el corto virtual entre colectores de la CAE

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

2)

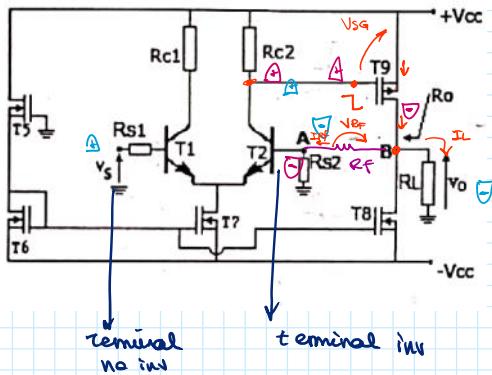


Para saber terminal inversor: 2 formas:

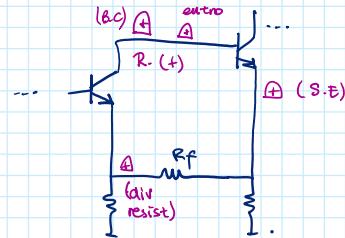
- Si uno conoce el funcionamiento del PD (s/ etapa de salida)  
Si entro por la base →

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)

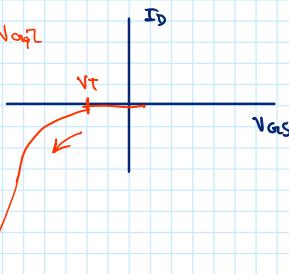
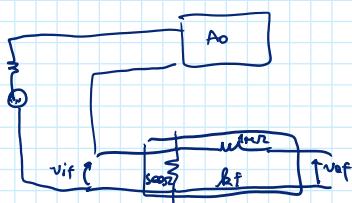
Sustituimos  $I_{S2} \rightarrow I_{C2} \rightarrow V_{O2L}$

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

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

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

no ent.



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

$$A_0 = A_{v0} \text{ (adim)}$$

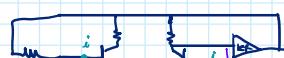
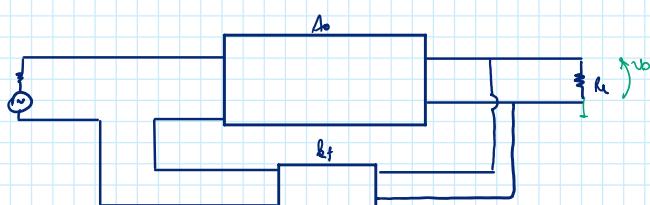
$$A_{v0} = -4000 = A_{vd} \cdot A_{vTq} = 100 \cdot (-40)$$

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

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

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

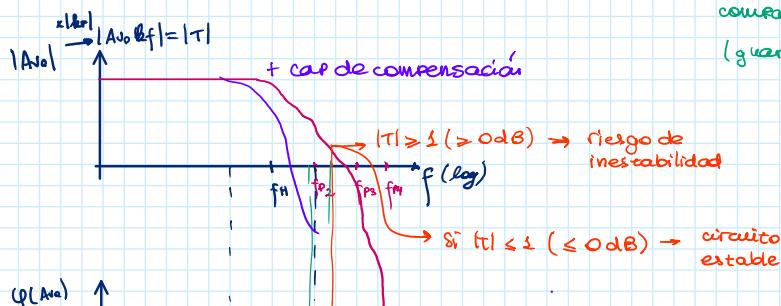
En la última fecha: (12/02/25)

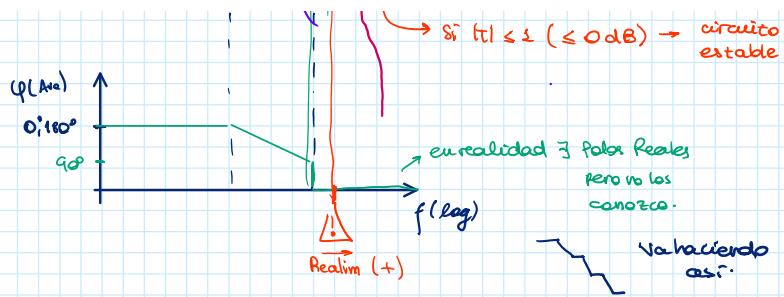


CAP de compensación

Tlante y el gen forman  
comparación malla

(guarda q' hay 2 mallas)

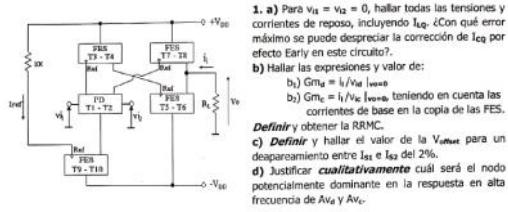




Se arregla con capacitor de compensación  $\rightarrow$  cae todo + rápido  $\times \zeta'$  agregue un polo antes  $\rightarrow$  ahora el punto crítico está  $\times$  debajo de los 0dB.  
(moverse uno arriba)

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

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



FES: Fuente Espejo Simple - PD: Par Diferencial.

Todos TBs.

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

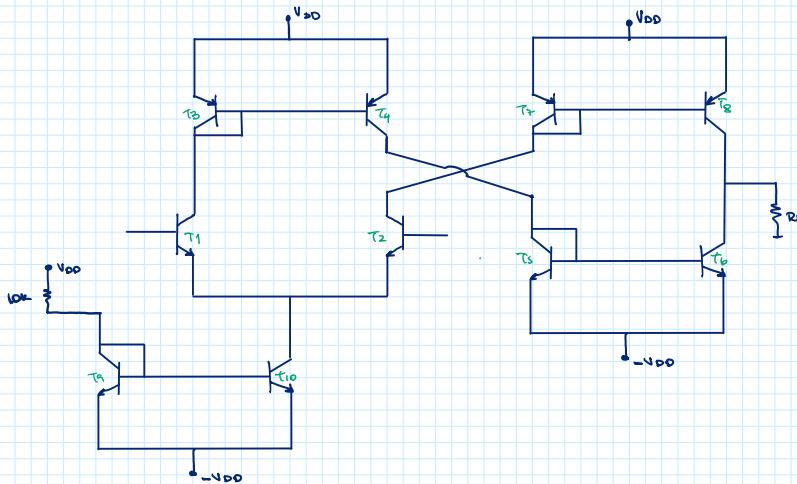
NPN:  $V_A = 100 \text{ V}$ ;  $\beta = 200$ ;  $r_s = 100 \Omega$

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

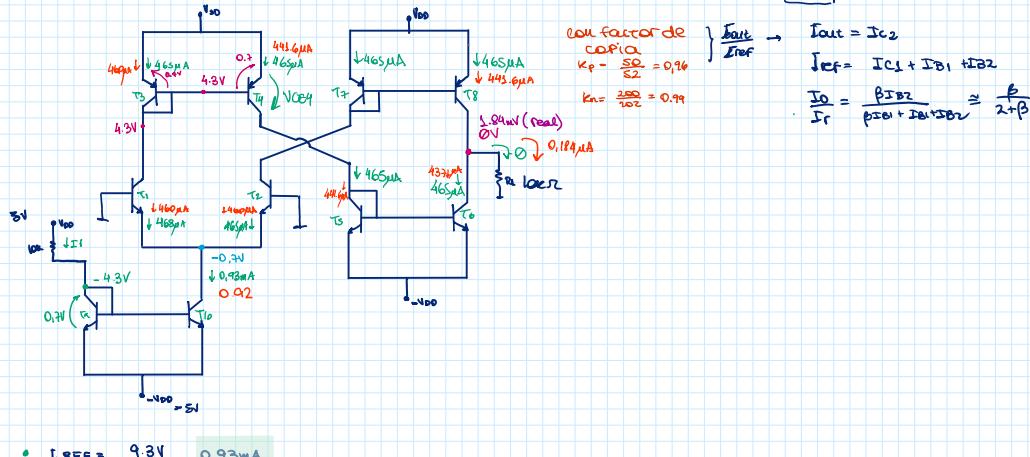
2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con PMOSFET inducidos ( $T_1-T_2$ ), polarizado mediante una fuente espejo simple con MOSFET ( $T_3-T_4$ ), y de  $R_{ref}$  conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET ( $T_5-T_6$ ), alimentado todo entre  $\pm V_{DD}$  de valor conocido. 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:



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

• Como se supone que  $T_1$  y  $T_2$  están apareados y en HAD, y además  $V_{BE1} = V_{BE2} \rightarrow I_{CA1} = I_{CA2} = \frac{I_{REF}}{2}$

$$I_{CA} = \beta I_B \left| 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right|$$

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

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

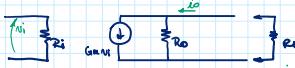
$T_5, T_6, T_7, T_8$

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

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

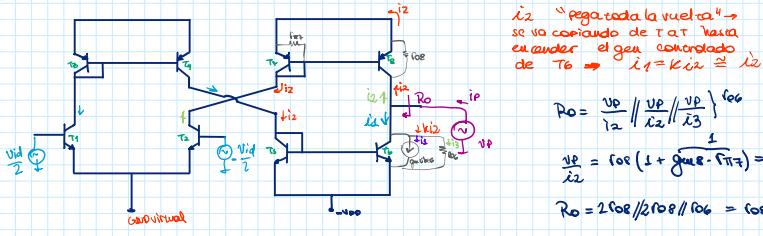
$$|V_{CE}| = V_{DD} - (V_{ce3} - V_{DD}) = 10 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 9.3 \text{ V} \rightarrow E_{\text{MAX}} = \frac{9.3 \text{ V}}{50 \text{ V}} = 18.6 \%$$

- 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:



$$P_O = \frac{v_o}{i_2} \Big|_{i_2=i_1} = \frac{1}{i_2 \parallel R_O1 \parallel R_O2}$$

$$\frac{v_o}{i_2} = f_{op} \left( 1 + g_m R_E \cdot f_{T2} \right) = 2f_{op}$$

$$R_O = 2f_{op} / (2R_O1 \parallel R_O2) = f_{op} / (R_O) = \frac{V_{AB}}{465\mu A} / 465\mu A = \frac{50V}{465\mu A} / 465\mu A = 71k7.2$$

diferencial

$$i_2 = \underbrace{i_{c3} + k_3 \cdot k_5}_{i_2} + \underbrace{i_{c2} + k_2}_{i_2} = i_{c2}k_2(1+k_5)$$

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

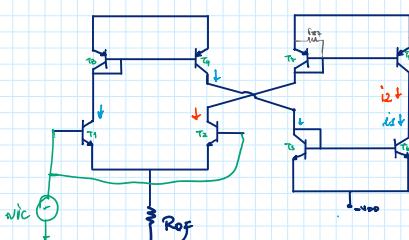
$$k' = 0.96(1.99) = 1.94$$

$$G_{mid} = \frac{i_2}{v_{id}} = \frac{i_{c2} \cdot k'}{v_{id}} = \frac{g_{m2} \cdot v_{be2} \cdot k'}{2v_{be1}} = \frac{f_{2c} \cdot k'}{2} = \frac{I_{c2} \cdot 1.94}{2} = 17.2 \frac{mA}{V}$$

desprecio  
el termino  
i<sub>c3</sub>  
xq' 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:



$$i_2 = i_1 - i_2 = i_{c2} \frac{k'}{k_1 + k_2} =$$

$$G_{mc} \Big|_{v_{id}=0} = \frac{i_2}{v_{id}} = \frac{i_{c2} k'}{v_{be1} + v_{fb}} = \frac{i_{c2} k'}{v_{be1} + 2i_{c2} R_O} = \frac{k'}{\frac{1}{g_{m2}} + 2R_O} = \frac{9.6 \cdot 10^{-3}}{\frac{2.5mV}{465\mu A} + \frac{100V}{930}} = 44.68 \cdot 10^{-9}$$

↓  
2f<sub>oi0</sub>  
↓  
EC s/ Realism.

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

$$RPNC = 20 \log | -3.9 \cdot 10^{-4} | = 112dB$$

- c) V<sub>off</sub>: valor de v<sub>id</sub> que hay que aplicar tq' v<sub>bd</sub>=0 → volver a simetría

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

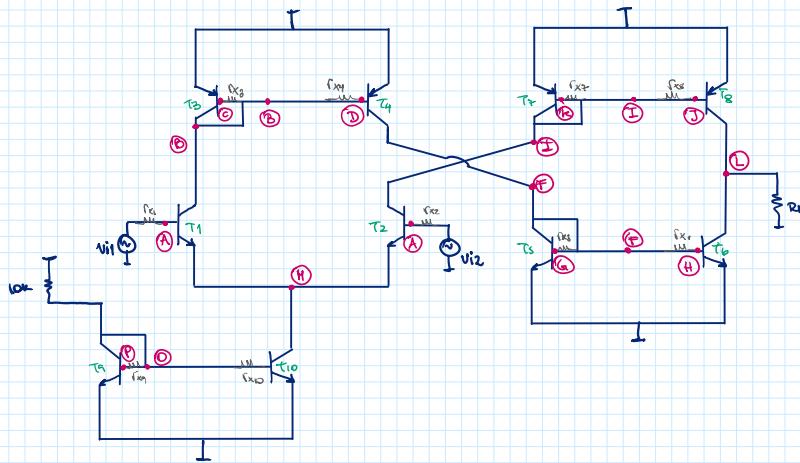
$$V_{off} = V_{th} \ln \left( \frac{I_{c1}}{I_{S1}} \right) - V_{th} \ln \left( \frac{I_{c2}}{I_{S2}} \right) = V_{th} \ln \left( \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = 0.52mA$$

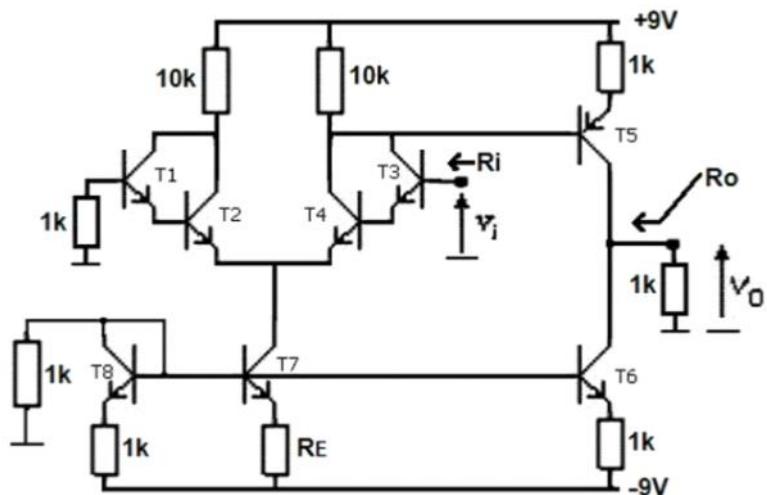
$I_{c1} \approx I_{c2}$

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

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

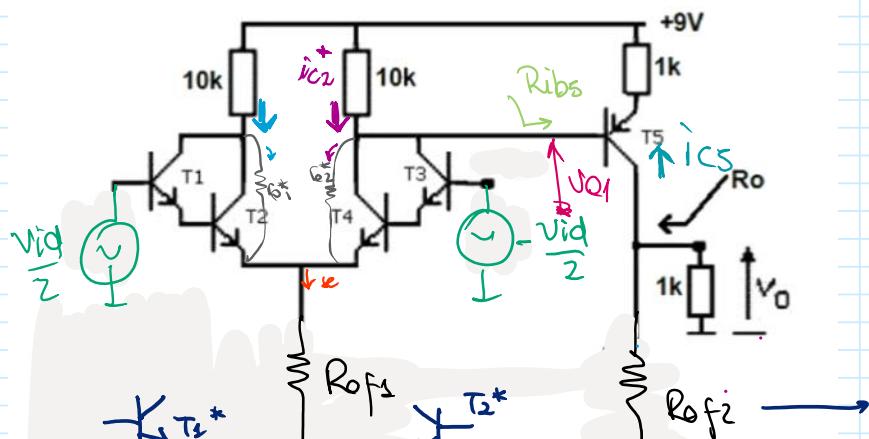
d) Nodo dominante:





Aud  
y  
Arc

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



T<sub>6</sub> actúa como fuente de la etapa de salida

situación diferencial pura.

Si hubiere asimetría de cargas  
(no podemos ignorar cuando)

$$\begin{aligned} R_{C1} &\ll R_o^* \\ R_{C2} &\ll R_o^* \end{aligned}$$

↓  
sería  
admitido

utilizo  
cuasi  
simetría

la comienzo q 'se  
realimenta x' la  
R<sub>o1</sub><sup>\*</sup> y R<sub>o2</sub><sup>\*</sup> serían ≠  
→ se deja de tener  
GR ND rint → la I<sub>Rof</sub>

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

→ se deja de tener  
GND virt → la I<sub>of</sub>  
señal no nula x' el  
desap.

→ cuanto + grande  $\beta^*$  - 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 +.

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

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

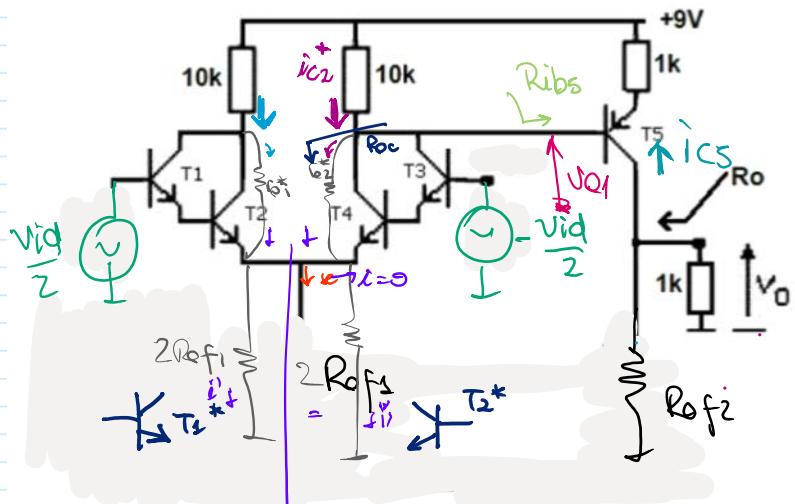
$$A_{vd\text{TOT}} = \frac{V_O}{V_{id}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{V_{O1}}{V_{id}} \cdot \frac{V_O}{V_{O1}} = A_{vd\text{PD}} \cdot A_{v5} = -\frac{1}{2} g_{mD}^* R_{C2} = -46.5$$

(dato de Kelly)

A<sub>vc</sub>: Recurro al criterio de MC

La R<sub>of</sub> 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:

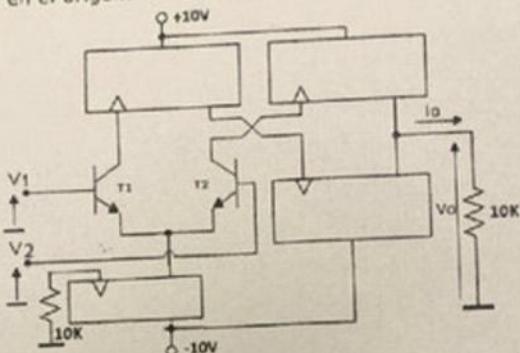
$$Gmrd = \frac{i_o}{V_{D1}} \Big|_{V_{D1}=0} = -\frac{e_{cd}^*}{V_{D1}} = -\frac{g_{m0^*} (-V_{D1}/2)}{V_{D1}} = -g_{m0^*}/2$$

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

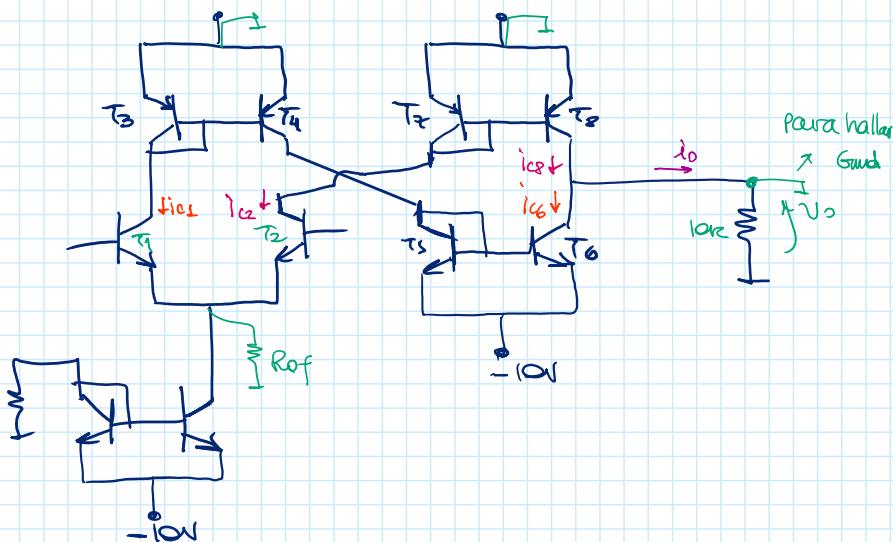
# OTA Dante

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)

$$G_{md} = \frac{I_o}{V_{id}} \Big|_{\substack{V_{ic}=0 \\ V_o=0}} = \frac{I_{c8} - I_{c6}}{V_{id}} = \frac{k(i_{c2} - k^2 i_{c8})}{V_{id}} = \frac{-g_{m2} \frac{V_{id}}{2} k - k^2 g_{m2} \frac{V_{id}}{2}}{V_{id}} =$$

$= -k \frac{g_{m2}}{2} (1+k) \rightarrow -g_{mD} \Rightarrow 100\% \text{ de los } g_m \text{ del Par}$

se va a masa  
para arriba y para abajo  $\rightarrow$  origen controlados  
apagados  $\rightarrow$  fuente apagada

$$A_{vd} = G_{md} \cdot \left( R_L \parallel R_{o6} \parallel R_{o8} \right) = -g_{m0} \left( R_L \parallel \frac{R_{o6}}{2} \right)$$

Chequear loopre x' incrementos el signo

(+) El signo al final)

Chequear loopie  $x^1$  incrementos el signo

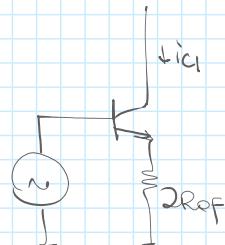
( $i_o \rightarrow$  tiene q' dar)

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

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



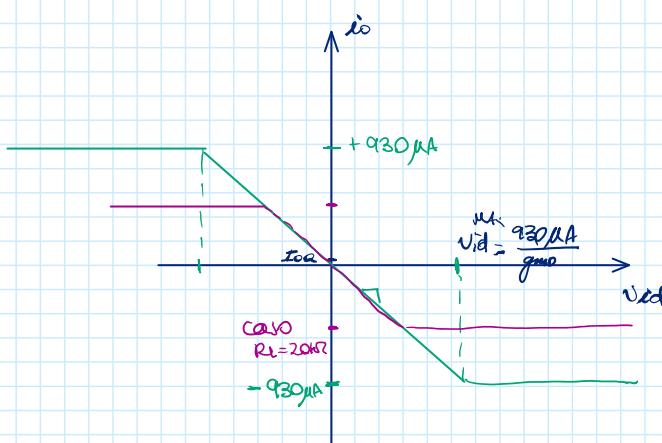
$$i_{c2} = \frac{g_{m1} v_{ic}}{1 + g_{m1} 2R_{of}} \approx \frac{v_{ic}}{2R_{of}}$$

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:

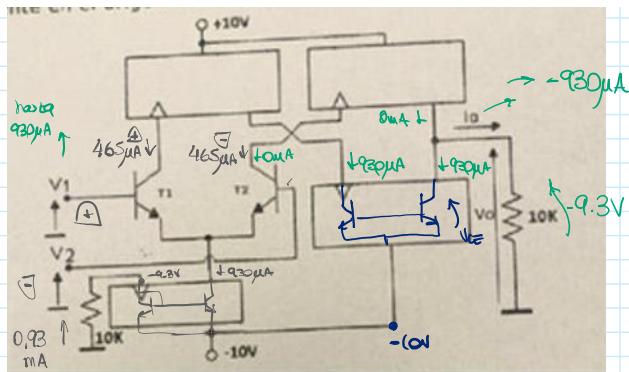
★ Diagrama gran señal



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

Limitaciones:

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



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

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

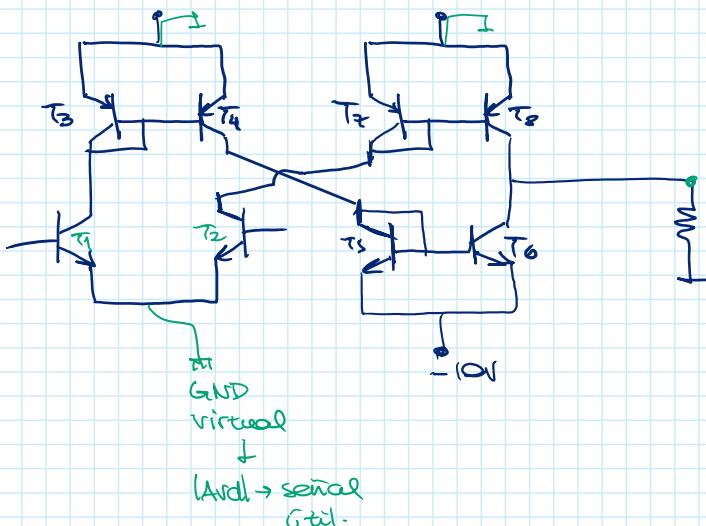
$$I_{o \min} = \frac{-9.3V}{20k\Omega} = -465\mu A$$

SAT de  $T_6$   
 salida

Nueva  
 cuenta  
 de corriente

cascode  
 q' haya dado  
 lo 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  $T_6$  y  $T_5$

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



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

$$+ C\pi$$

$$Req = \lceil \pi 6 \rceil / \left( 6 + \frac{1}{g_{ms}} \right)$$

3) Base T1 y T2: si  $\exists r_x$ , si no la R incremental sea nula

$C\pi \times 1$

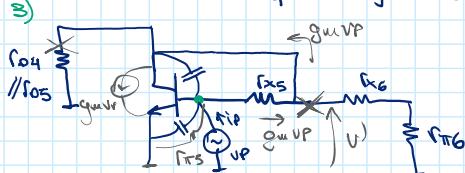
$$C_{gl}^* = C_{fe} \left( 1 - \frac{v_{cl}}{vb_1} \right)$$

$\downarrow$   
baja xq'  
la Rvista  
es  $\pm$ /gm.

4) Colector T<sub>2</sub> y T<sub>4</sub>

Si  $\alpha$  no es nula admicimos q' lo consideramos en corto.

Si no habría q' reflejar al fx.



$$R_{eq} = \frac{V_p}{i_p} = \frac{1}{f_{rms}}$$

$$ip = g_{\text{m}} V_p + ib = g_{\text{m}} V_p + \frac{V_p}{R_{\text{TS}}} \rightarrow g_{\text{m}} V_p$$

$$v' = vp - g_m vp \bar{f}x = vp \underbrace{(1 - g_m \bar{f}x)}_{\text{is numerically}} = -vp$$

$$\lambda = \frac{v}{r+x+r\alpha} = -\frac{Nr}{r+x+r\alpha} = -\frac{Nr}{r(1+\alpha)} = -\frac{Nr}{r} \frac{g}{1+\alpha}$$

p veces +  
chica  
q' la principal  
+  
tico depreciarla  
a finan.

Se puede comprobar  $\text{g}'$  la Reg  $\text{g}'$  van los Cero siguiendo  $\frac{1}{gm} \rightarrow$  aunque el cero esté x' fuera de sx.

$$\Delta v = \frac{v_{CS}}{vb_5} = \frac{v'}{v_p} = -1 \Rightarrow C\mu^* = 2C\mu$$

$$\left. \begin{array}{l} C_{eq} = 2C\mu + C\pi \\ R_{eq} = \frac{1}{gm} \end{array} \right\} C = \frac{1}{gm} (2C\mu + C\pi) \quad \checkmark$$

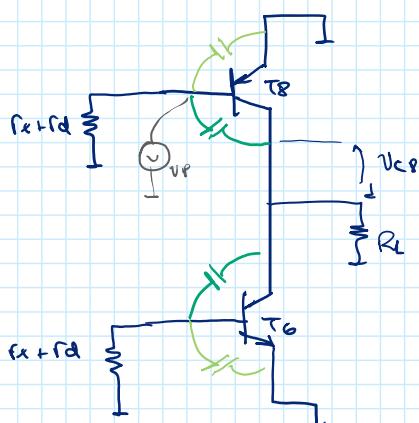
Dominan las bases  
del par de salida →  
y el nodo de la  
carga.

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:

$C_{\mu}$  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  $\frac{1}{2}$   
si salgo x la izq → b2  
der → b1

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

una otra  
mitad mitad

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

igual toma los  
polos de una  
sola mitad.

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

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

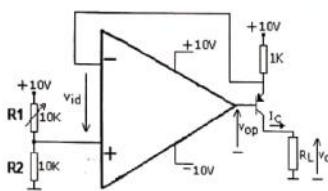


# OPAMP

Saturday, February 22, 2025 1:26 PM

29/07/24 1)

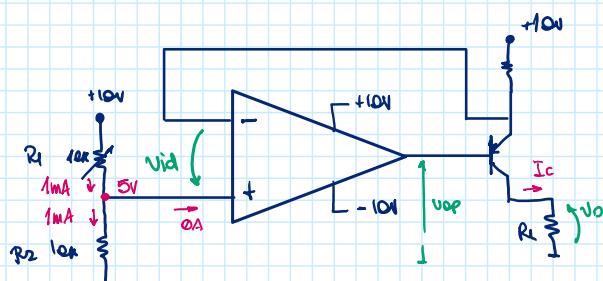
1. El OPAMP tiene una etapa de entrada diferencial MOS, con  $A_{vd} = v_{op}/v_{id} = 10^4$ .  $\beta = 100$ ;  $R_L = 100\Omega$



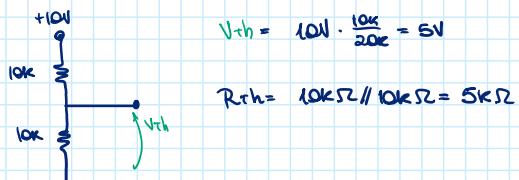
a) Obtener el valor de  $I_{cq}$ . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito? ¿Entre qué valores puede variar  $R_1$  manteniendo el TBJ en MAD?

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).

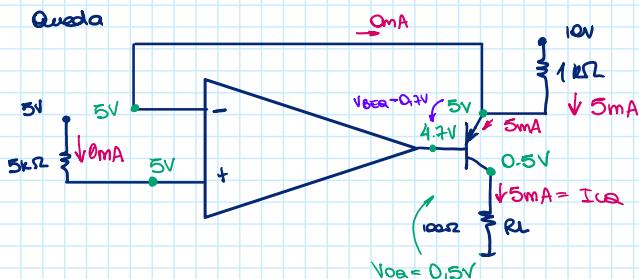
a) El TBJ permite entregar el corriente de la q' el OPAMP puede x su propia cuenta. Es un Amplificador de corriente



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

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

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

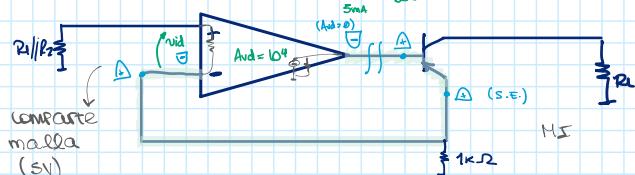
$$V_{EC,SI} = 0.7V = V_E - V_C = \frac{V_{CC}}{\frac{R_1}{10k} + 1} (1 + 0.1) - 1V$$

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

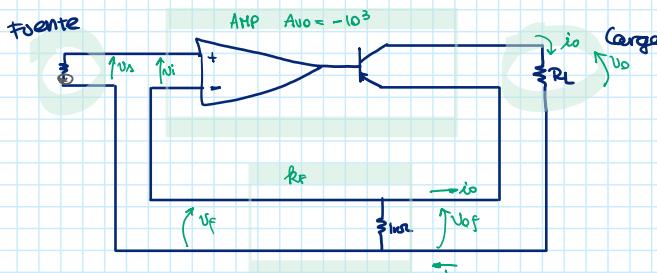
Si  $V_{CE} < 0.7V$   $R_2 \uparrow$   
me voy a SAT

$0 < R_1 < 54k\Omega$   
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 (-)

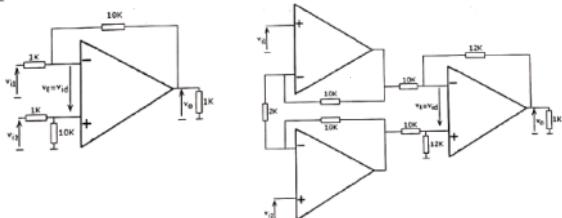


$$k_F = \frac{V_F}{I_o}$$

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



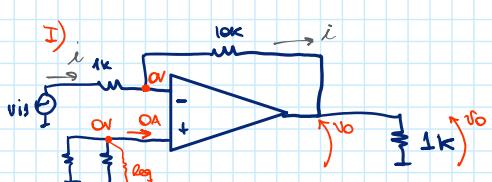
a) Para ser AMP DIF se debe cumplir que

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

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)

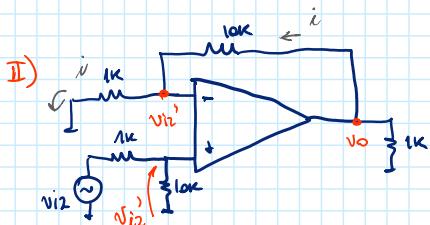
- Alta impedancia de entrada
- Baja impedancia de salida ( $R_o \approx 10\Omega$ )
- Buena RRMC
- Compuesto x' 3 AMP
- 1era etapa: Buffer: aumenta impedancia de entrada
- 2da etapa: +RRMC: amplifica señal dif y rechaza la de modo com
- Ganancia ajustable según Resist.



$\boxed{1k}$

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

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



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

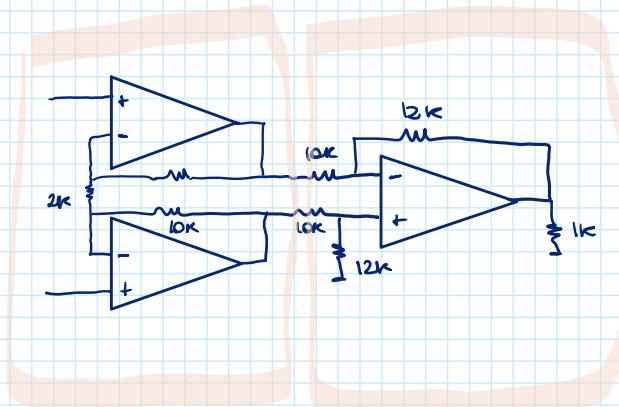
DIV  
Res

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

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

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

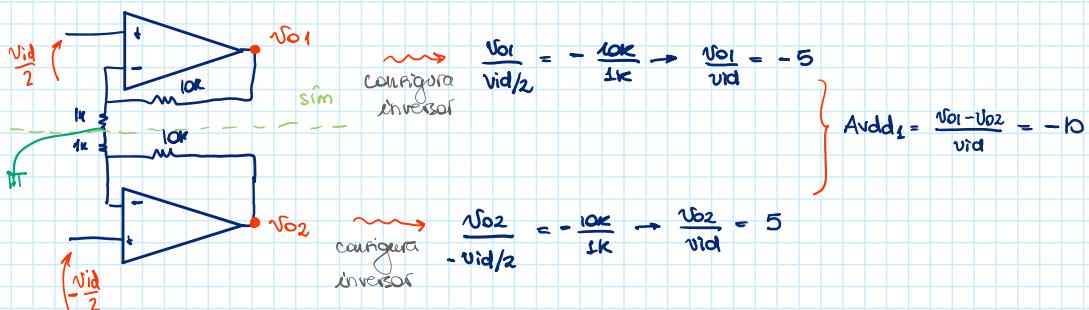
2º caso



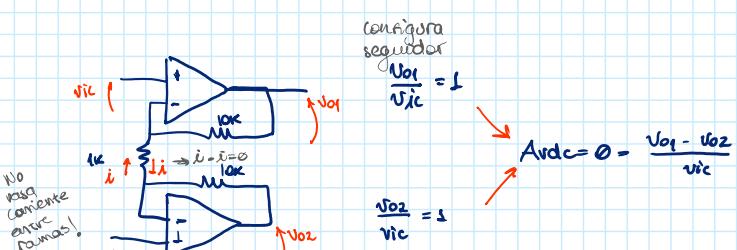
1era etapa

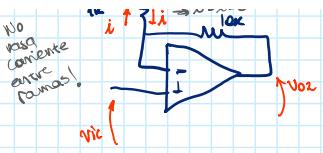
2da etapa

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



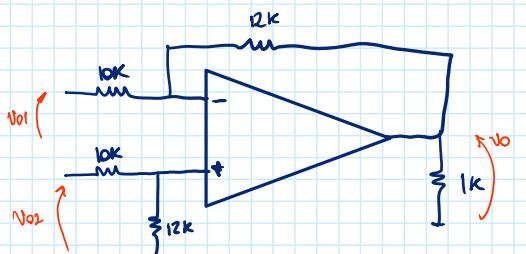
Modo común:  $A_{dc}$ :





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

2da etapa



Es lo mismo q' el primer caso:

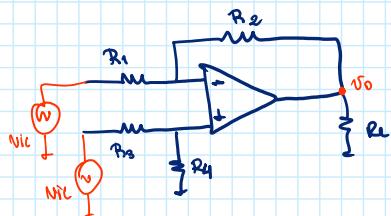
$$\frac{V_o}{V_{o1}} \Big|_{V_{o2}=0} = -\frac{12k}{10k} = -1.2$$

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

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

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

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

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

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

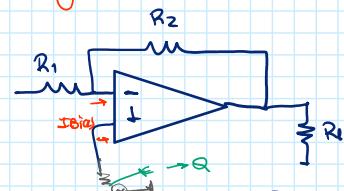
$$0 = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

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

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

llegué, no puedo creer  
TENGO QUE APROBAR

Kelly:



Si no existieran R3, R4  
se generaría V\_{off}

$R_3 = R_1 // R_2 \rightarrow$  misma R\_{Th} 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<sup>do</sup> Circuito:

$$Av_c = \left. \frac{V_o}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0} = \frac{Av_{dc1} \cdot Av_{dc2} + Av_{cc1} \cdot Av_{c2}}{\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_2}}$$

0

siempre que la ganancia de los buffers sea = 1.

# OTA

Saturday, February 22, 2025 2:17 PM

( 29/07/24 2 )

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

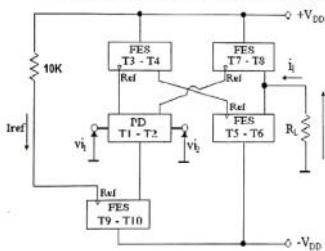
Todos TBJs.

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

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:

$$b_1) Gm_d = i_o / v_{i1} \mid v_{i1}=0$$

b2)  $Gm_e = i_o / v_{i2} \mid v_{i2}=0$ , teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.

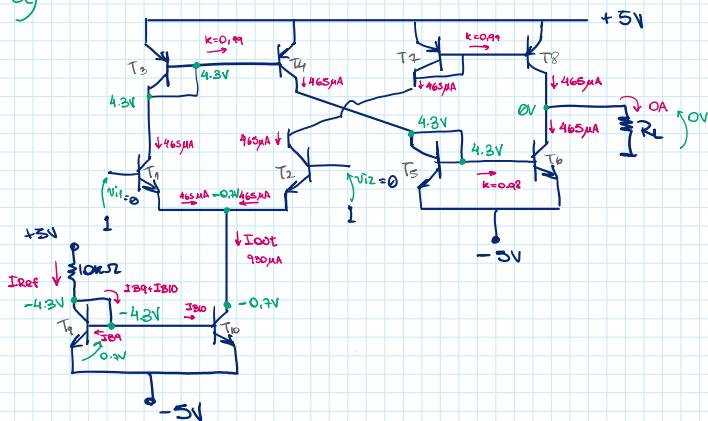
Definir y obtener la RRMC.

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) **Punto**



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

$$I_{out} = k I_{Ref}$$

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

$\downarrow \varepsilon = 1\%$   
despreciables

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

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

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

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!

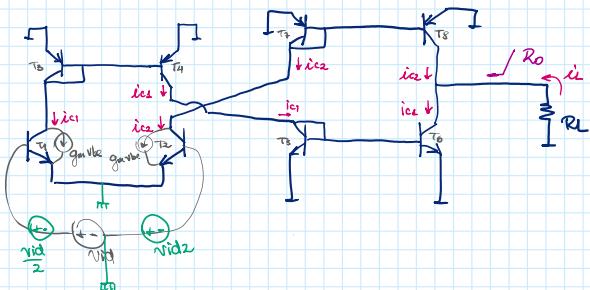
Igual en este no hace falta justificar x' la FES  $T_8-T_6$  polarizadas = Tensiones q

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



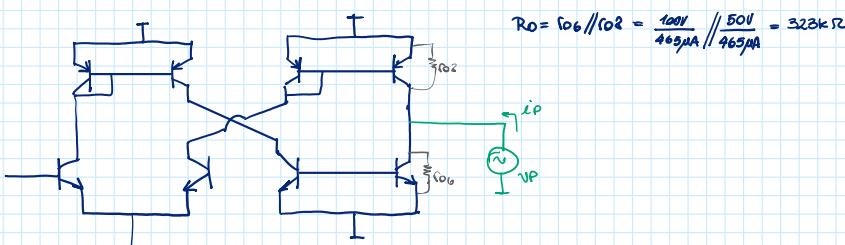
$$\text{Modo dif: } V_{id} = V_{i1} - V_{i2} \left\{ \begin{array}{l} V_{i1} \rightarrow V_{id}/2 \\ V_{i2} \rightarrow -V_{id}/2 \end{array} \right.$$

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



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

$R_o$ :

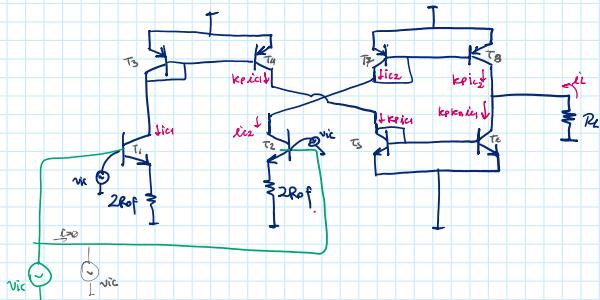


$$\text{Según el modelo} \quad \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{i_o}{R_o} = \frac{g_{m1} v_{be1} + g_{m2} v_{be2}}{R_o}$$

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

$$\text{Modo común: las corrientes en la rama son} \quad \frac{i_{1L}}{2R_{of}} = \frac{i_{1L}}{2R_{of}} = \frac{i_{1L}}{2R_{of}}$$

$$G_{mc} = \frac{\partial i_o}{\partial V_{ic}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{i_o}{V_{ic}} \Big|_{V_{id}=0} = \frac{k_{p1} g_{m1} - k_{p2} g_{m2}}{V_{ic}} = \frac{k_{p1} g_{m1} v_{be1}}{v_{be1} + i_{c2} 2R_{of}} - \frac{k_{p2} g_{m2} v_{be2}}{v_{be2} + i_{c1} 2R_{of}} \xrightarrow{-0.01} \frac{k_{p1} g_{m1} v_{be1}}{v_{be1} + i_{c2} 2R_{of}} = \frac{k_{p1} \left[ k_{n1} - 1 \right]}{2R_{of}} = \frac{-0.01 \cdot 0.96}{2R_{of}} = \frac{-9.6 \cdot 10^{-3} \cdot 9.8 \mu A}{2 \cdot 1000} = -4.46 \cdot 10^{-3}$$



$$k_{p1} = \frac{50}{52} = 0.96$$

$$k_{n1} = 0.99$$

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

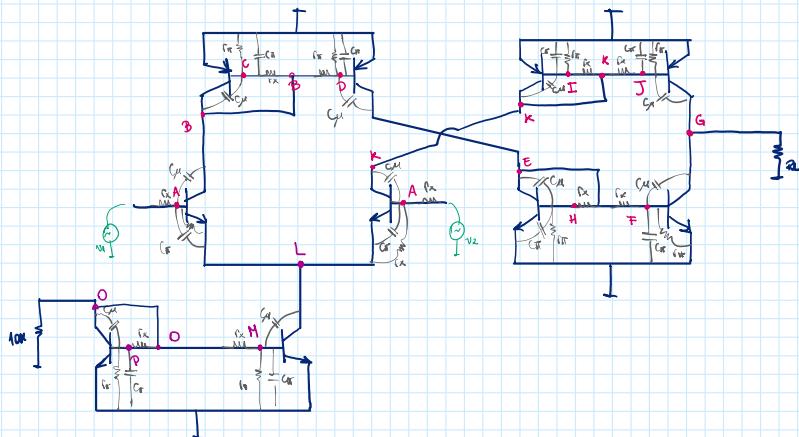
$$RRMC = 20 \log \left( \frac{180.4}{4.46 \cdot 10^{-3}} \right) = 192 \text{ dB}$$

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

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:

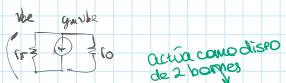


Av:

$$A) \text{Req} = \frac{\epsilon_0}{\epsilon_0 + \epsilon_{\mu}} \downarrow \quad ; \quad C_{eq} = C_{\mu} + C_{\mu}^* \rightsquigarrow C_{\mu}^* = C_{\mu} \left( 1 - \frac{\epsilon_{\mu}}{\epsilon_0 + \epsilon_{\mu}} \right) = 2C_{\mu} \quad \text{considerable}$$

$C_{eq} = C_{\mu} + 5\mu$  ↑

$$\frac{\epsilon_{\mu}}{\epsilon_0 + \epsilon_{\mu}} = -g_{m2} \cdot \frac{1}{g_{m1}} = -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -1$$



$$\text{B)} \quad R_{eq} = \frac{Rds}{(Rx + Rds)A} // R_{eq} \rightarrow \underline{\underline{Rds}} \downarrow \downarrow$$

$C_{eq} = C_{\mu 2}^* + C_{\mu 1}^* = \underline{\underline{2C_{\mu}}} \rightarrow \text{Descartado!}$

$$C_{\mu 2}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{\sqrt{b_2}}{\sqrt{d_2}}\right) \approx C_{\mu} \quad (\text{lo mismo con } C_{\mu 1}^*)$$

$$\begin{aligned}
 C_{eq} &= C_{\pi_3} // \left[ C_{x_3} + \left( C_{x_4} + C_{\pi_4} // C_{01} \right) \right] \rightarrow \frac{C_{\pi}}{2} \approx 1K \\
 C_{eq} &= C_{\pi} + C_M^* \\
 C_M^* &= C_M \left( 1 - \frac{V_{dd}}{V_{bb}} \right) = C_M \quad ? \quad Av = 0 \text{ en este Caso?} \\
 &\downarrow \\
 &\text{corro} \\
 -g_{m3}.R_{01} &= -\frac{I_{Q3}}{V_T} \cdot \frac{V_A}{I_{Q3}} = -25
 \end{aligned}$$

$$\cancel{D) \quad P_{\text{req}} = C_{\pi} \left( \frac{C_{\mu} + \frac{1}{g_m}}{g_m} \right) \rightarrow C_{\pi} \downarrow}$$

$$C_{\text{req}} = C_{\pi} + C_{\mu}^* = C_{\pi} + 2C_{\mu}$$

$$\text{An} = -g_m C_{\mu} + \frac{1}{g_m S} = -1$$

Descartado

$$\text{Res} = \text{rds} / ((x_0 + jy_0) \rightarrow \text{rds})$$

Descartado

$$\begin{aligned}
 \text{+) } & \text{Req} = \frac{f\pi}{l(x+fd)} \rightarrow f \times 6 \downarrow \\
 & \text{Ceq} = C\pi + C\mu^* = C\pi + 18 + C\mu \uparrow \\
 & C\mu^* = C\mu(1 - \underbrace{\frac{f\pi}{Ub}}_{=18}) = 18 + C\mu \\
 & -g_{\mu^*}(R_1/f\pi/f\theta_8) = -g_{\mu^*} 1
 \end{aligned}$$

$$H) \equiv c)$$

$$G) \quad R_{\text{eq}} = R_L / R_0 = R_L$$

$$C_{\text{eq}} = G_{\mu 6}^{*} + G_{\mu 8}^{*}, \quad , \quad G_{\mu 6}^{*} = G_{\mu 6} \left( 1 - \frac{\sqrt{b_6}}{\sqrt{c_6}} \right) = G_{\mu 6}$$

$$C_{\mu 8}^{*} = C_{\mu 8}$$

$\exists \equiv \top$   $\rightsquigarrow$  dominante

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

$\forall \equiv \exists$

$\forall \text{ Coop} \rightsquigarrow$  dominante para Ave junto con J/F

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

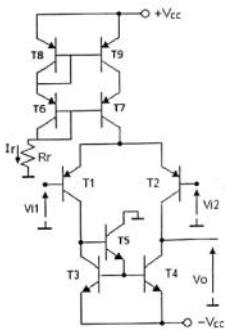
y en el nodo A no se refleja igual G

# CAE Cascode

Saturday, February 22, 2025 8:47 PM

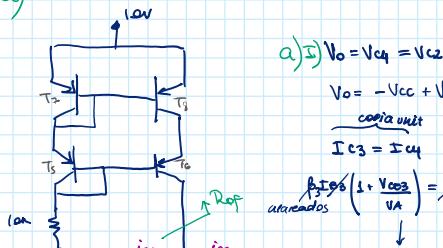
✓ 22/07/24 2)

- 2.- Los transistores se encuentran apareados  
 $(\beta = 100; V_A = 100 \text{ V}; f_T = 200 \text{ MHz}; C_{\mu} = 1 \text{ pF}; r_x \approx 0; |V_{cc}| = 10 \text{ V}; R_r = 10 \text{ k}\Omega)$



- a) Justificar cualitativamente:  
 • El valor de la tensión de salida  $V_o$  del amplificador en reposo ( $V_{oq}$ ).  
 • ¿Cómo influye en el valor de la RRMC 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  $\beta_1$  y  $\beta_2$ .  
 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)



$$a) i) V_o = V_{ce4} = V_{ce2}$$

$$V_o = -V_{cc} + V_{ce4} = -V_{cc} + V_{ce3} = -V_{cc} + 2\sqrt{BE(\text{on})}$$

corriente unitaria

$$I_{ce3} = I_{ce4}$$

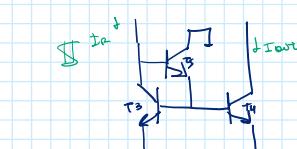
$$\frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \left( 1 + \frac{V_{cc}}{V_A} \right) = \beta_4 \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \left( 1 + \frac{V_{ce4}}{V_A} \right)$$

$$V_{ce3} = V_{ce4}$$

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

$$R_{ref} = R_6 \left( 1 + \frac{f_T \cdot R_{ref}}{f_T \cdot R_6} \right) = R_6 \left( 1 + \frac{B_{CE}}{R_{ref} \cdot \beta_1 \beta_2} \right) \quad R_{ref} \gg \frac{\beta}{g_m}$$

$\uparrow R_{ref} \downarrow A_{Vd} \rightarrow \uparrow \text{RRMC}$

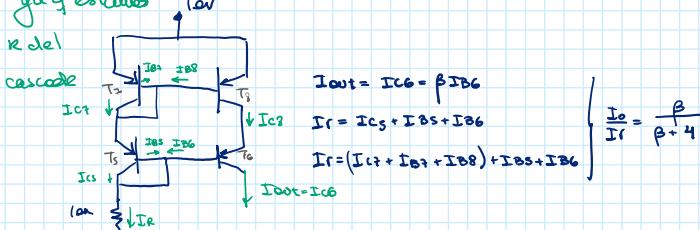


$$I_{out} = I_{ce4} = \beta I_{b4}$$

$$I_R = I_{c3} + I_{b5} = \beta I_{b3} + I_{b5} \quad \left\{ \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{\beta I_{b4}}{\beta I_{b3} + I_{b4}} = \frac{\beta(\beta+1)}{\beta(\beta+1)+2} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} \right.$$

$$I_{b5} = I_{b3} + I_{b4} = I_{b3}(\beta+1)$$

gag estatus



$$I_{out} = I_{ce4} = \beta I_{b6}$$

$$I_R = I_{c5} + I_{b5} + I_{b6}$$

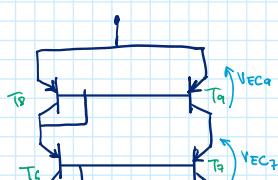
$$I_R = (I_{c3} + I_{b3} + I_{b4}) + I_{b5} + I_{b6}$$

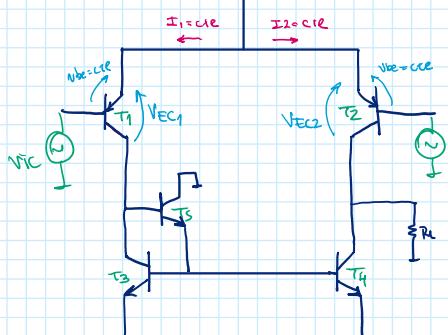
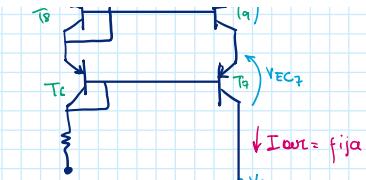
$$\left\{ \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{\beta I_{b4}}{\beta I_{b3} + I_{b4}} = \frac{\beta}{\beta + 1} \right.$$

$$b) I_{off} = I_{b1} - I_{b2} = \frac{I_{c1}}{\beta_1} - \frac{I_{c2}}{\beta_2} = I_{c1,2} \left( \frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_2 \beta_1} \right) = I_{c1,2} \cdot \frac{\delta}{\beta_2}$$

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

c) Valores de  $Nic^{+, -}$  para los cuales algún Tdeja de estar en MÁD





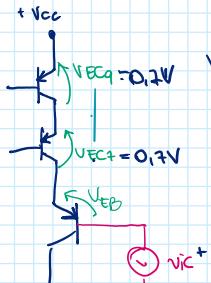
$$V_{ic} < 0 : V_{B1,2} \xrightarrow{[} \xrightarrow{[} V_{E1,2} \xrightarrow{[} \xrightarrow{[} V_{EC1,2} \xrightarrow{[}$$

Si  $V_{ic} = V_{ic^+} + V_{ic^-}$ :

$$V_{ic^+} > 0 : V_{B1,2} \xrightarrow{[} \xrightarrow{[} V_{E1,2} \xrightarrow{[} \xrightarrow{[} V_{c^+} \xrightarrow{[} \xrightarrow{[} V_{EC^+} \xrightarrow{[}$$

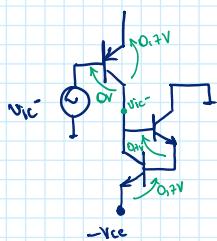
$$V_{cc} - V_{cc^+} = -V_{EC^+} + V_{i^+} - V_{EB2} - V_{ic^+} = 0$$

$$V_{ic^+} = 10V - 2,1V = 7,9V$$

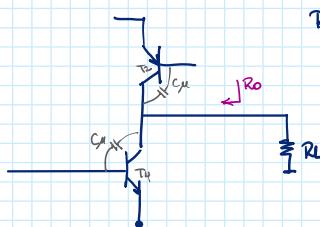


$$V_{ic^-} = 0,7V - 0,7V + 10V = 0$$

$$V_{ic^-} = -10V + 1,4V = -8,6V$$



d)



$$R_o = 2f_{02} // 2f_{02} // f_{04} = \frac{f_{02,A}}{2}$$

$$R_{eq} = R_L // R_o \approx R_L \rightarrow \text{considerablemente}$$

$$C_{eq} = C_{mu2}^* + C_{mu4}^* = 2C_{mu} \rightarrow \uparrow R_{eq} \text{ no tanto}$$

$$C_{mu2}^* > C_{mu2} \left( 1 - \frac{r_{b2}}{V_{c2}} \right) = C_{mu2}$$

$$C_{mu4}^* = C_{mu4}$$

es un nodo a considerar

zero seguramente haya otros con  $\uparrow C$ .

x ej los nodos de entrada ( $R_{eq} = \infty$ )

$$C_{eq} = C_{\pi} + C_{mu}^*$$

$\uparrow A_V$   
( $\in C$ )

# Cascada

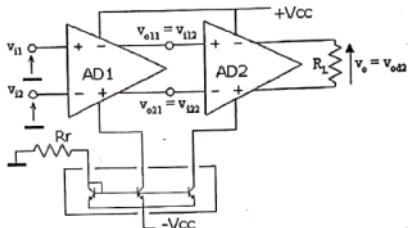
Sunday, February 23, 2025 11:13 AM

✓ 25/7/18

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

AD1: Par diferencial NPN T<sub>1</sub>=T<sub>2</sub> con R<sub>C1</sub> = R<sub>C2</sub> = 6kΩ

AD2: Par diferencial NPN T<sub>3</sub>=T<sub>4</sub> con R<sub>C3</sub> = R<sub>C4</sub> = 3kΩ



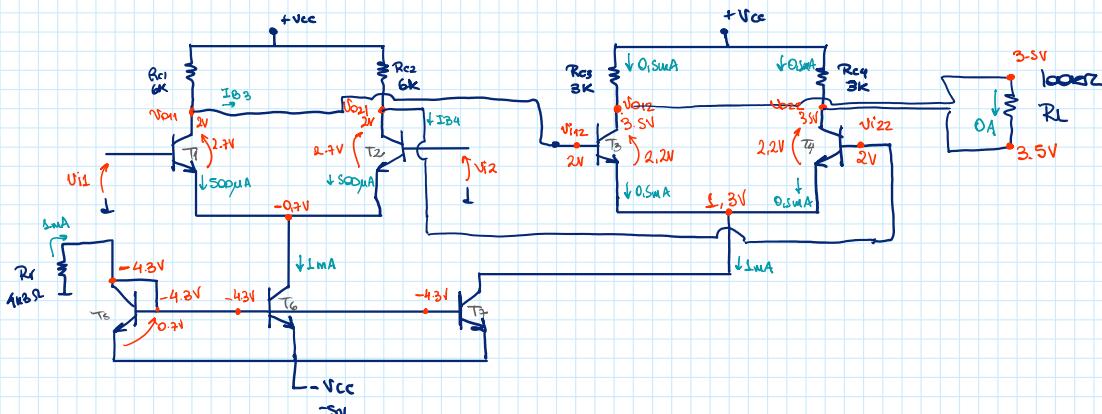
- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ( $\beta = 400$ ;  $r_x = 100 \Omega$ ;  $f_T = 200 \text{ MHz}$ ;  $C_\mu = 1 \text{ pF}$ ;  $V_A = 120 \text{ V}$ )
- Calcular  $A_{vd} = v_o/v_{id}$ . ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la 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 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 parámetros para este análisis).

AD2 carga AD1

Analicemos →  $R_C$  vista desde

$$C \perp | C_2 = R_{C1} // S_{T1}$$

↓ salida dif  
GND virtual en PD2.

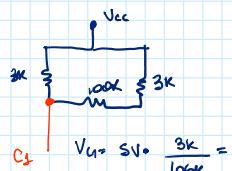


$$I_{RC1} = I_{C1} - I_{B1} \approx I_{C1} = 0.5mA$$

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

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

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 <<  $I_{RC2}$

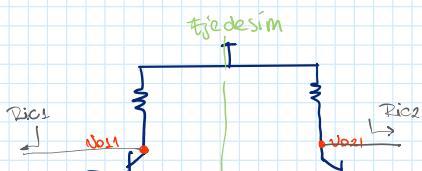
Tu se podría haber reflejado

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

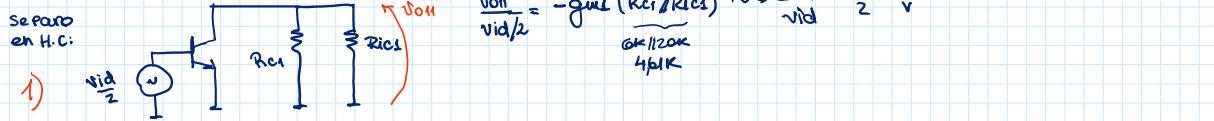
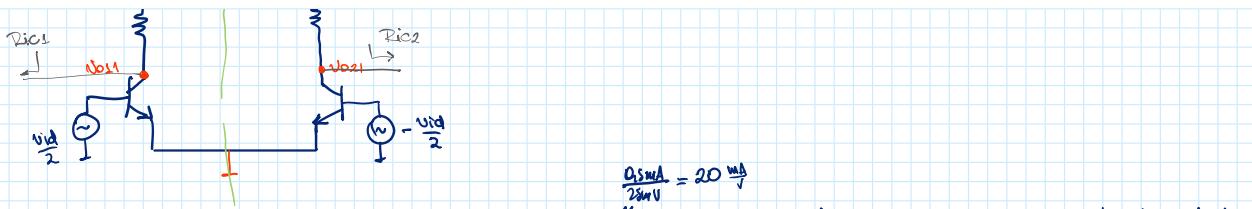
no hay garantía significativa  $\frac{v_{o12}}{v_{o22}}$  o viceversa.

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

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

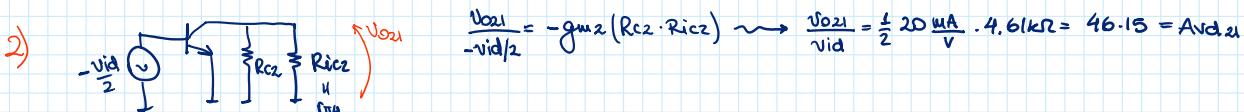


$$\frac{v_{od1}}{v_{id}} = \frac{V_{o11} - V_{o21}}{V_{id}} = \frac{V_{o11}}{V_{id}} - \frac{V_{o21}}{V_{id}}$$



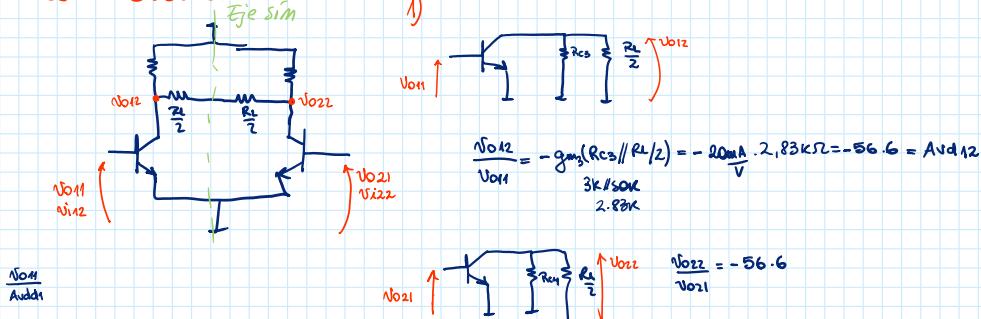
RIC<sub>1</sub> :  $R_{IC1} = r_{IT3} = \frac{400.25mA}{0.5mA} = 20k\Omega$   
Modelo T 2)  $R_{IC2} = r_{IT4} = 20k\Omega$

Eje de sim



$$Av_{d11} = \frac{V_{0d11}}{vid} = \frac{V_{011}}{vid} = \frac{V_{021}}{vid} = -92.3$$

2da etapa:



$$\rightsquigarrow V_{012} = V_{011} \cdot Av_{d12} = vid \cdot Av_{d11} \cdot Av_{d12}$$

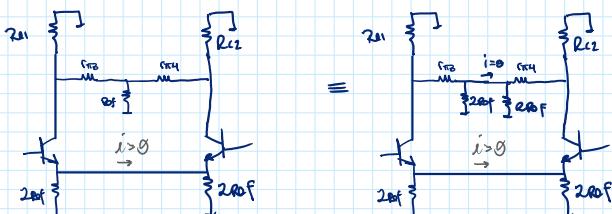
$$\frac{V_{012}}{vid} = Av_{d11} \cdot Av_{d12} = -46.15 \cdot (-56.6) = 2612 = Av_{d1}$$

$$\rightsquigarrow V_{022} = V_{021} \cdot Av_{d22} = vid \cdot Av_{d12} \cdot Av_{d22}$$

$$\frac{V_{022}}{vid} = Av_{d12} \cdot Av_{d22} = 46.15 \cdot (-56.6) = -2612 = Av_{d2}$$

$$\rightsquigarrow Av_{dc} = \frac{V_{012}}{vid} - \frac{V_{022}}{vid} = Av_{d1} - Av_{d2} = 5224$$

$$Av_{dc} = \frac{V_0}{vid} \Big|_{vid=0} = \frac{V_{012}}{vid} - \frac{V_{022}}{vid}$$



Como serian las R vistas en MC?

$$AV_{c11} = -\frac{R_{c1}/(R_{c1} + R_{c2})}{2R_{of}} = \frac{V_{id}}{V_{ic}}$$

$$V_{o11} = V_{id} \cdot \frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{c2}}$$

$$High Z \text{ o reflejo}$$

$$\frac{R_L}{1 - AV} \rightarrow \frac{V_{id}}{V_{c3}} = 1 ?$$
  

$$AV_{c21} = -\frac{R_{c2}/(R_{c1} + R_{c2})}{2R_{of}} = \frac{V_{id}}{V_{ic}}$$

$$V_{o21} = V_{id} \cdot \frac{R_{c2}}{R_{c1} + R_{c2}}$$

$$High Z$$

$$\frac{R_L}{1 - AV} \rightarrow \frac{V_{id}}{V_{c4}} = 1 ?$$
  

$$Tomando R_L \gg R_{c3,4} :$$

$$V_{o12} = V_{o11} \cdot AV_{c12} = V_{ic} \cdot AV_{c11} \cdot AV_{c12} = V_{ic} \cdot \frac{R_{c1}}{2R_{of}} \cdot \frac{R_{c3}}{2R_{of}}$$

$$V_{o22} = V_{o21} \cdot AV_{c22} = V_{ic} \cdot AV_{c21} \cdot AV_{c22} = V_{ic} \cdot \frac{R_{c2}}{2R_{of}} \cdot \frac{R_{c4}}{2R_{of}}$$

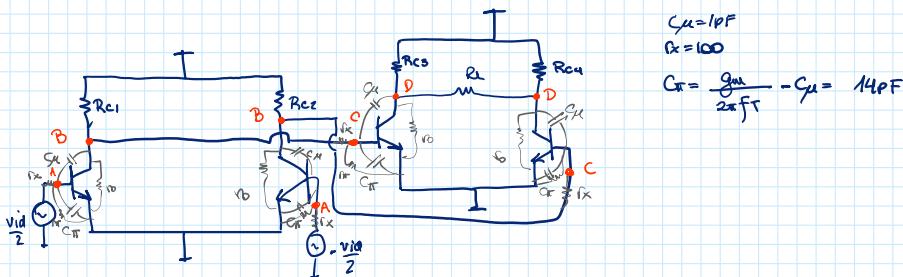
$$\left. \begin{array}{l} \boxed{AV_{dc} = \frac{R_{c1}R_{c3} - R_{c2}R_{c4}}{4R_{of}^2}} \\ \frac{\Delta R_{o2}}{R_{o2}} = \frac{\Delta R_{c2}}{R_{c2}} - \frac{\Delta R_{c4}}{R_{c4}} \end{array} \right\}$$

defende fuertemente de los desaf.

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

$\frac{K(1)}{S - S_{pd}}$        $\frac{K(1)}{S - S_{pc}}$

despreciable efecto del término de los polos del M.C  $\Rightarrow$  solo dif



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

A)

$$R_{eq} = r_x / \pi \approx 100 \Omega$$

$$C_{eq} = C_{id} + C_{od} (1 - A_{vd11}) = C_{id} + 47 C_{id} \uparrow$$

$\circ A_{vd11} ?$

ganancia

B)

$$R_{eq} = R_{c1} // R_{od} // (r_x + R_{c3}) \approx 5 \Omega \uparrow$$

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

C)

$$R_{eq} = [r_x + (R_{c1}/r_{od})] // r_{c3} \approx 1 \Omega \uparrow$$

$$C_{eq} = C_{id} + C_{od} (1 - A_{vd12}) = C_{id} + 57 C_{id} \uparrow$$

$\circ A_{vd12} ?$

D)

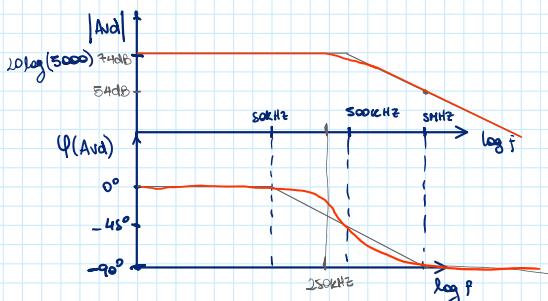
$$R_{eq} = R_{c3} // \frac{R_L}{2} // r_{od} \approx R_{c3} \uparrow$$

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

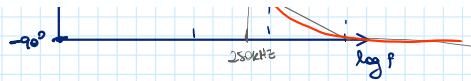
Dominante!

$$T_{hc} = 4R_{c3} \Omega = (14 \mu F + 5 \mu F) = 332 \mu s$$

$$f_h = \frac{1}{2\pi T_{hc}} = 180 \text{ kHz}$$



Rita Kelly



d)  $V_o \approx \text{Add. } V_{id}$

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

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

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

x' la exponencial

1) Si  $m > SR \rightarrow$  al ser el SR el + lento,  
pend + rápida

su pendiente domina. Cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

2) si  $m < SR$  Domina la exponencial.

e)  $V_{off} = V_{id}|_{V_{od}=0}$

$$V_{off1} = V_{id}|_{V_{od1}=0} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{S1}}{I_{S1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = 25mV \ln(0.98) = \pm 50\mu V$$

$$V_{off2} = V_{id}|_{V_{od2}=0} = V_{BE3} - V_{BE4} = \pm 50\mu V$$

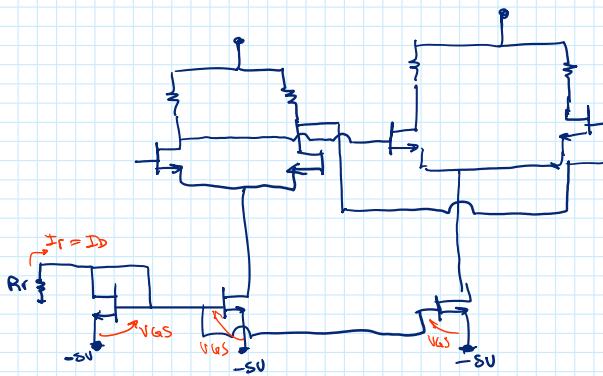
$$\frac{I_{S1}-I_{S2}}{I_{S1}} \approx 0.02 > 1 - \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \rightarrow \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 0.98$$

$$V_{off1} = V_{id}|_{V_{od1}=0} = V_{id}|_{V_{od1}=0} + \frac{1}{A_{vd1}} \cdot V_{od1}|_{V_{od2}=0}$$

nid  
Superposición de efectos

$$= V_{off1} + \frac{V_{off2}}{A_{vd2}} = \pm 50\mu V + \frac{\pm 50\mu V}{98} = \pm 510\mu V$$

f)



$$I_F R_F + V_{GS} - SV = 0 \rightarrow SV - \frac{V_{GS}}{R_F} = k(V_{GS} - V_t)^2$$

$$\text{Cuadrática} \rightarrow 0 = kV_{GS}^2 + V_{GS}\left(\frac{1}{R_F} - 2kV_t\right) + V_t^2 + SV$$

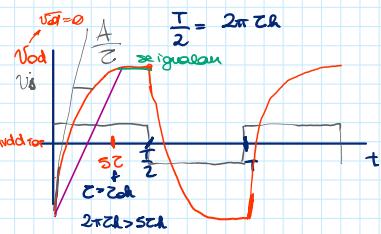
seguramente la  $I_F' < I_F \rightsquigarrow A_{vd1} \ll A_{vd2}$

$$\propto g_m \quad \propto \frac{1}{2g_{rf}} = \frac{1}{2g_{ds}} = \lambda I_{ds}$$

Pita Kelly

en  $\frac{f_h}{2}$  hace efecto el

$$\text{pasabaja} \rightarrow T = \frac{2}{f_h} = \frac{1}{2\pi CL}$$



$$V_o(t) = A(1 - e^{-t/T})$$

Ve a estas desfasadas entre  $-\frac{\pi}{2} < \varphi_0 < 0$   
y como el Bode es el de un PB  
las T f las pasa.

Slew Rate

Más derivada

$$\frac{dV_o}{dt}$$

Fenómeno clínico.

Max derivada  
de  $\frac{dV_o}{dt}$

$$SC$$

$$C=2\pi L$$

$$2\pi CL > SC$$

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

cuando la m de  $\frac{dV_o}{dt}$  se iguala a  $SR \rightarrow$  se encuentran.

pendiente constante.

$f_h$ : Sube la  $f_h \rightarrow \mathbb{Z}^{Z_h} \rightarrow C_{\mu^*} \mathbb{Z}$  ( $\alpha$  And +)