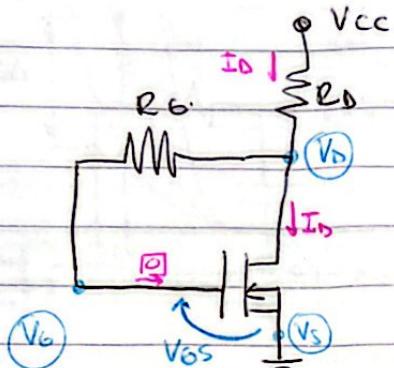


## Ejercicio 1)

a) Analizamos el circuito en continua:



Suponiendo que el MOSFET está en saturación:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

(despreciando el efecto de modulación del largo del canal)

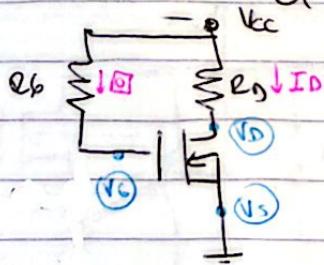
2) Si se reemplaza al MOSFET por otro de la misma familia con un  $k$  mayor:

$$k \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow \Rightarrow V_D = V_G \downarrow \Rightarrow V_{GS} \downarrow \quad (V_S \text{ se mantiene}, V_S = 0)$$

$$\Rightarrow I_D \downarrow \quad (\text{se estabiliza } I_{DQ})$$

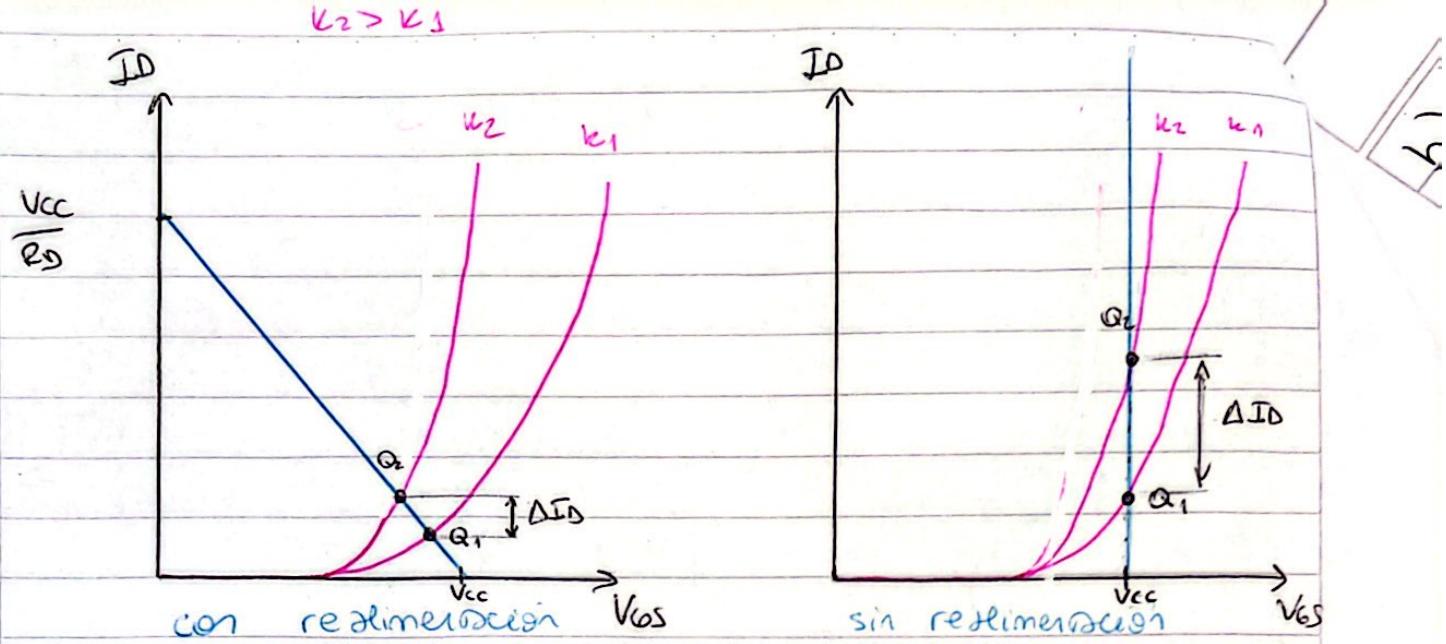
se puede observar gráficamente comparando la curva de transferencia con y sin realimentación:

sin realimentación el circuito considerado es:



Con realimentación la ecuación de la recta de polarización es:  $I_D = \frac{V_{CC} - V_{GS}}{R_0}$

sin realimentación: de la malla de emisor sólo se obtiene  $V_{GS} = V_{CC}$



Mientras mayor es  $k \rightarrow$  más rápido crece la parábola

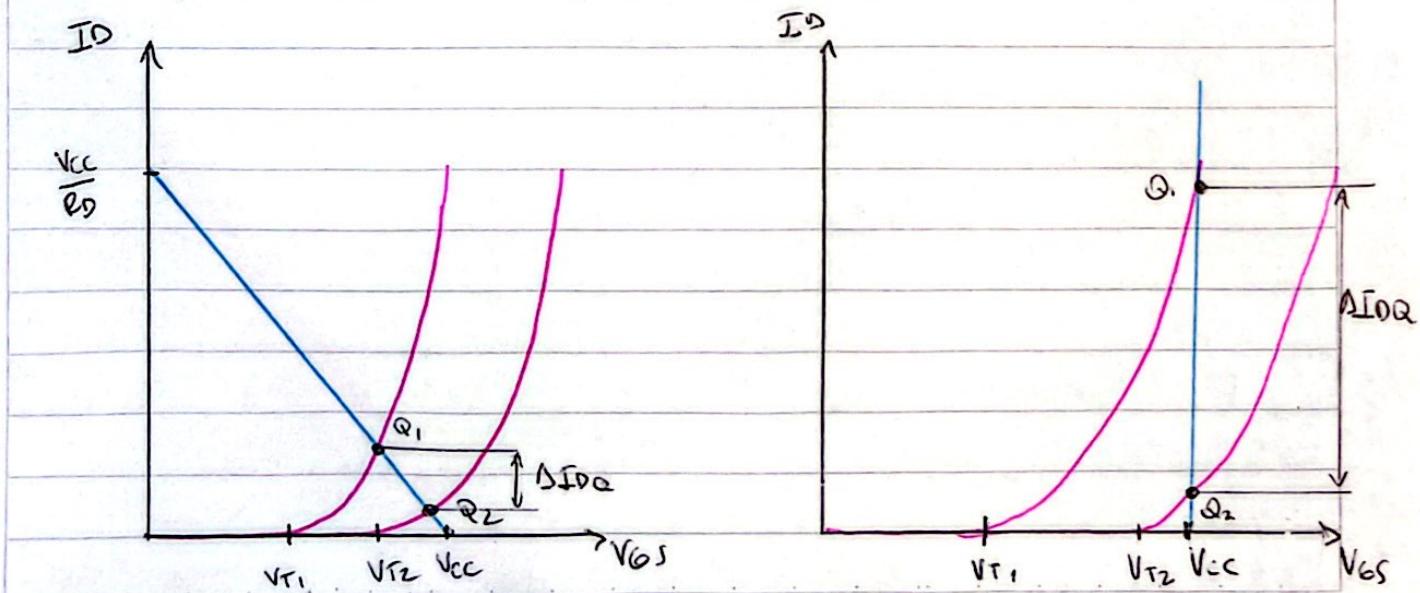
Notemos que  $R_d \uparrow \Rightarrow \Delta I_D \downarrow$

Sin realimentación no es posible estabilizar  $I_D$ .

22) Si se reemplaza al mosfet por uno de la misma familia con un  $V_T$  mayor:

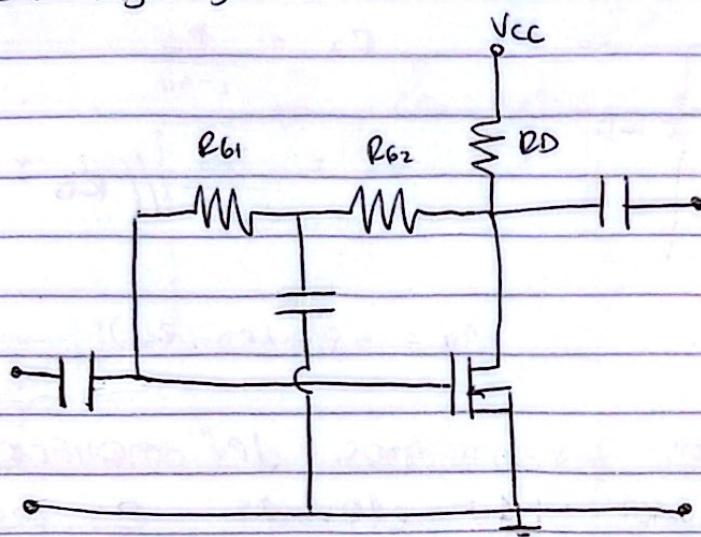
$V_T \uparrow \Rightarrow I_D \downarrow \Rightarrow V_D = V_G \uparrow \Rightarrow V_{GS} \uparrow$  ( $V_S = 0$  se mantiene)  
 $\Rightarrow I_D \uparrow$  (se estabiliza  $I_{DQ}$ )

Se puede analizar gráficamente:



NOTA  $R_d \uparrow \Rightarrow \Delta I_D \downarrow$  (se logra estabilizar)

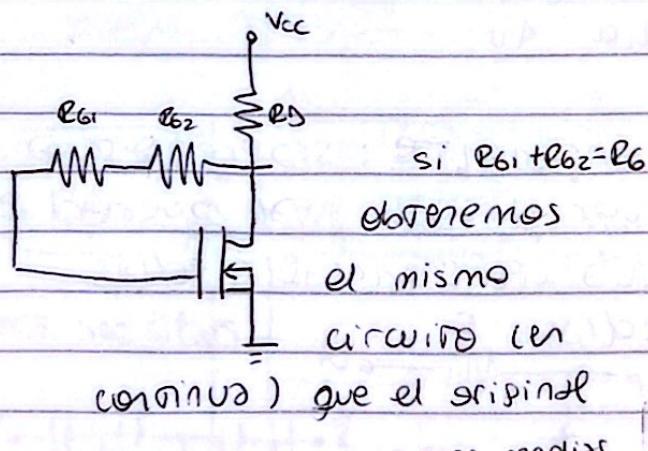
b) Agregando más de un componente:



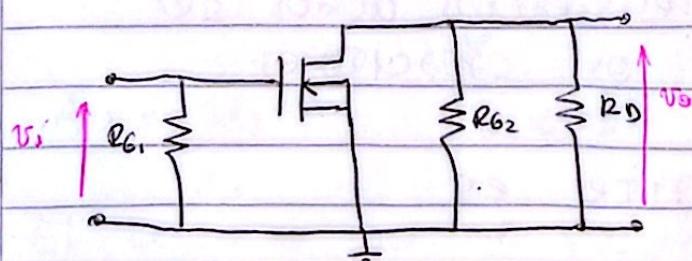
(una resistencia  
y un capacitor  
de desacople)

El valor del  
capacitor es  
tal que a  
frecuencias medias  
actúa como  
corre circuito.

En continua ( $-I = 0$ )



En señal ( $-I \neq 0$ )



Ya no existe la  
realimentación en este  
circuito.

$$R_i = R61$$

$$R_o = R62 // R_D$$

$$A_{IF} = -R_D / (R61 // R62)$$

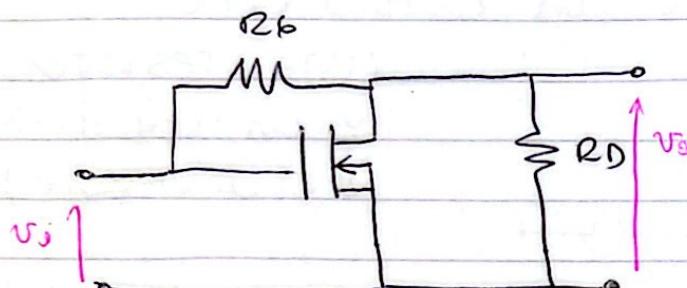
#### Típos de capacores:

- En paralelo con el camino de la señal útil (capacitancias internas del dispositivo y parásitos del circuito) → circuito abierto a bajas frecuencias y frecuencias medias. Influye a altas frecuencias.
- En serie con el camino de la señal útil (capacitores de acople y desacople, es decir, de bloques de continua o para eliminar algún resistor del camino de la señal alterna) → Frecuencias medias y altas se comportan como corre circuitos. Influyen a bajas frecuencias.

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

El primer tipo tiene C muy pequeña por lo que  $\omega$  debe ser muy alta para que  $X_C$  tome valores grande.

El circuito original en serie es:



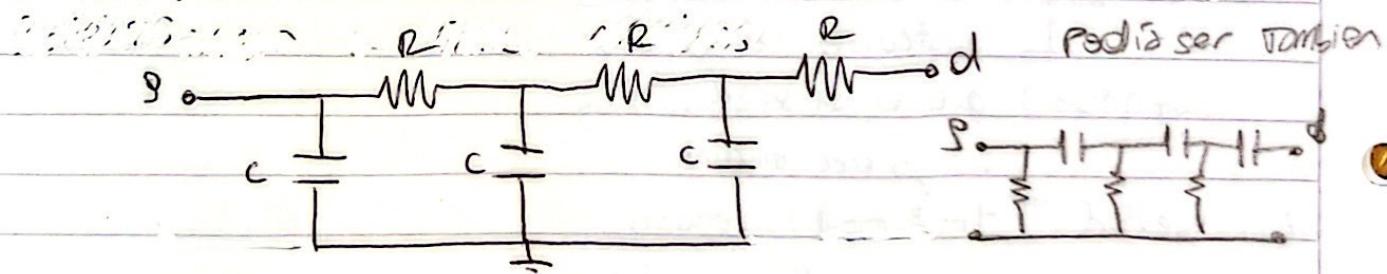
$$R_i = \frac{R_B}{1 - A_M}$$

$$R_o \approx \frac{R_B}{1 - A_M} // R_D \approx R_D$$

$$A_v \approx -A_M (R_D // R_B)$$

Para no afectar los parámetros del amplificador se busca:  $R_i$  elevada,  $A_v$  elevada,  $R_o$  pequeña. Por esto es conveniente elegir una  $R_B$  elevada y una  $R_D$  comparable con  $R_i$ , para obtener una  $R_o$  pequeña sin disminuir mucho  $A_v$ .

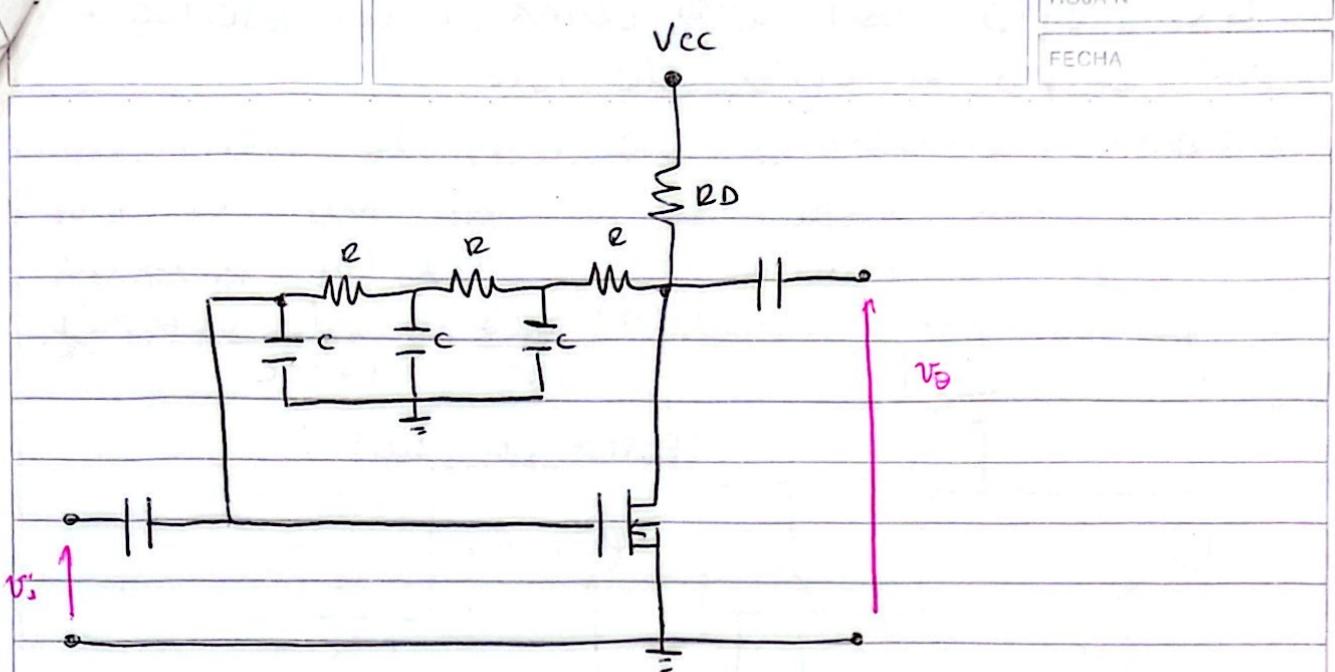
c) Para que la realimentación sea positiva se puede reemplazar  $R_B$  por la red RC.



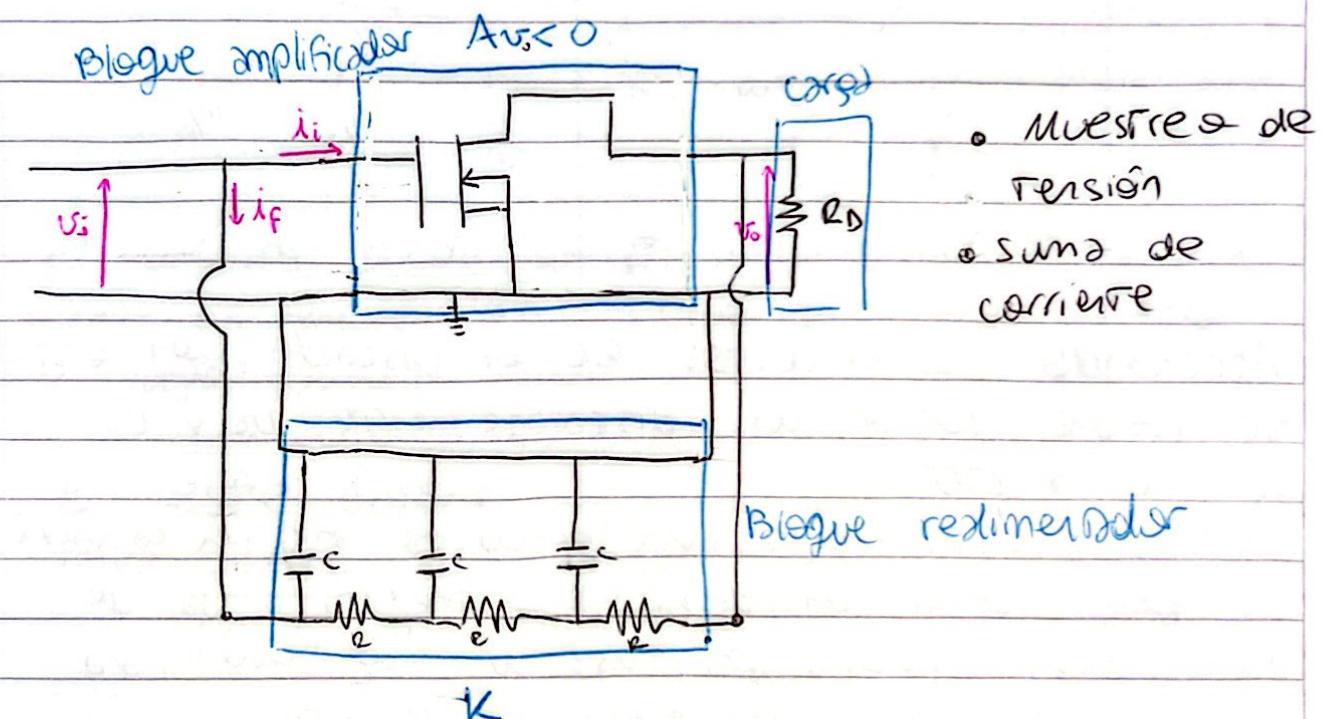
Los valores de las resistencias deben ser iguales, mismo con los capacitores.

El circuito resultante es:

NOTA



Analizando los bloques en señal:



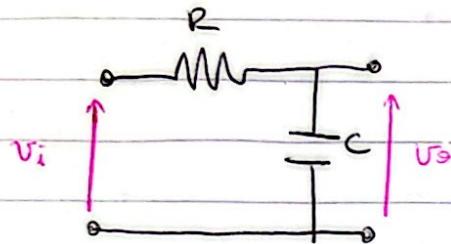
$$A_{v_o} = \frac{v_o}{i_F}, \quad K = \frac{i_F}{v_o}$$

El circuito no se puede analizar con el modelo de pequeña señal dado que funciona gracias a la linealidad del dispositivo.

NOTA

Se logra con esta conexión un oscilador por desplazamiento de fase.

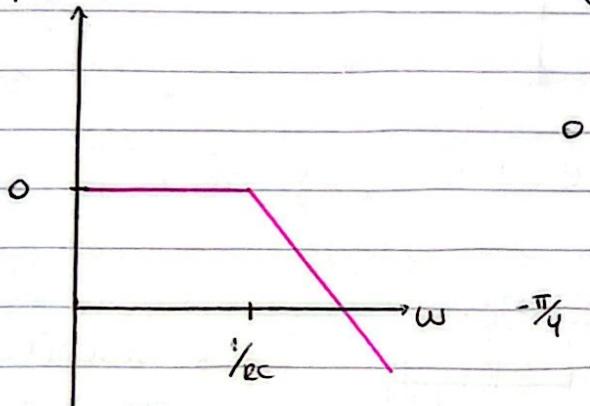
¿Cómo funciona?



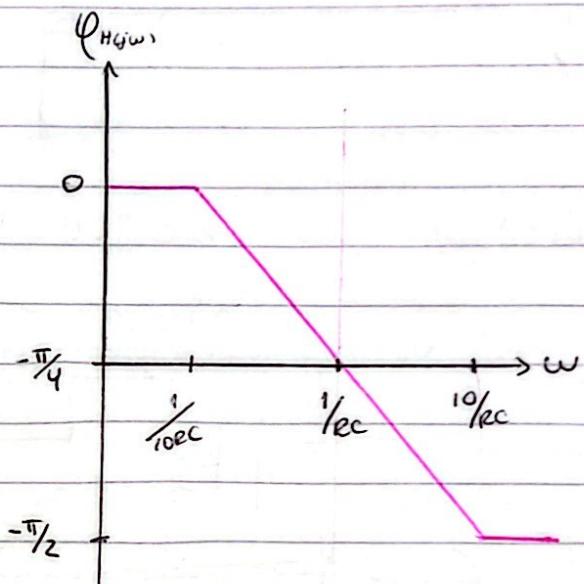
$$H(s) = \frac{U_o}{V_i} = \frac{1}{1+sRC} \rightarrow p = \frac{1}{RC}$$

(Filtro pasa bajos)

$$|H(j\omega)|$$



$$\varphi_{H(j\omega)}$$



Agregando 2 circuitos RC en cascada con este se puede lograr un desfasaje entre  $U_o$  y  $V_i$  de  $0^\circ \rightarrow 270^\circ$ .

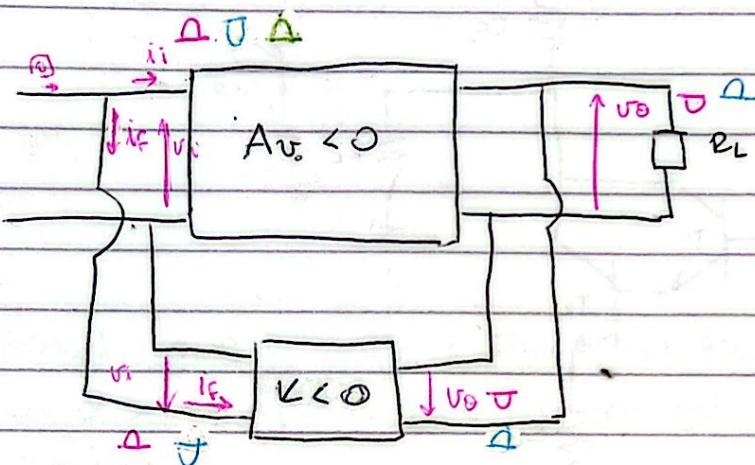
Con agregar solo un circuito RC en cascada se puede lograr un desfasaje entre  $U_o$  y  $V_i$  de máx.  $180^\circ$  pero con un  $\omega$  muy grande para el cual  $|H(j\omega)| \rightarrow 0$  (en reversa) y  $U_o \rightarrow 0$ .

Al tener 3 circuitos RC en cascada se logra un desfasaje de  $180^\circ$  para cierta  $\omega$ , para la cual  $|H(j\omega)|$  vuelve aigüin valer cero o 1

se puede lograr que

NOTA

Volviendo al circuito existe una frecuencia para la cual  $v_o$  e  $i_f$  están desfasados  $180^\circ$ . Además si  $|A_f| = |A_v| \rightarrow$  el circuito oscila la realimentación será positiva.



La retroalimentación de  $v_o$  compensa la reducción del amplificador

El circuito puede oscilar sin necesidad de una fuente de excitación (sino se puede conectar y luego pasivar)

En este caso:

$$\frac{|A_{vf}|}{|1 + A_{vo}k|} \quad \text{si } |1 + A_{vo}k| > 1 \Rightarrow \text{realimentación negativa}$$

si  $|1 + A_{vo}k| < 1 \Rightarrow \text{realimentación positiva}$

cuando  $|1 + A_{vo}k| < 1$  con  
 $|A_{vo}k| = 1 \Rightarrow$  oscilación

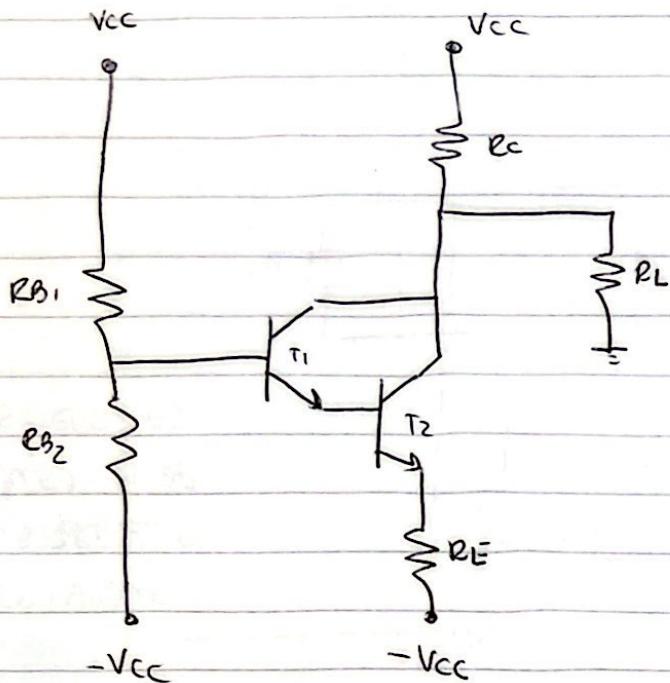
$$i_i = -i_f$$

$$A_{vo} \cdot k = \frac{v_o}{i_i} \cdot \frac{-i_i}{v_o} = -1$$

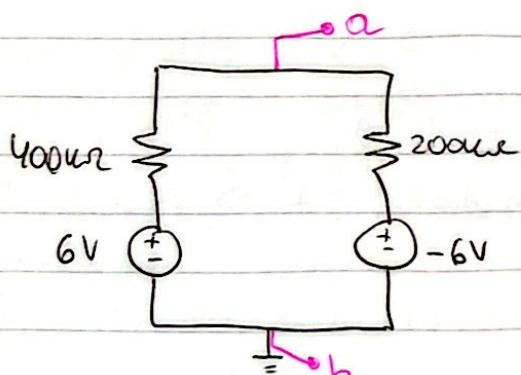
NOTA

## Ejercicio 2)

a) Analizamos el circuito en continua:



Tomando Neverin en la base de  $T_1$ :



$$V_{in} = V_{ab} = 12V \cdot \frac{200k\Omega}{200k\Omega + 400k\Omega} - 6V = \frac{-2V}{200k\Omega + 400k\Omega}$$

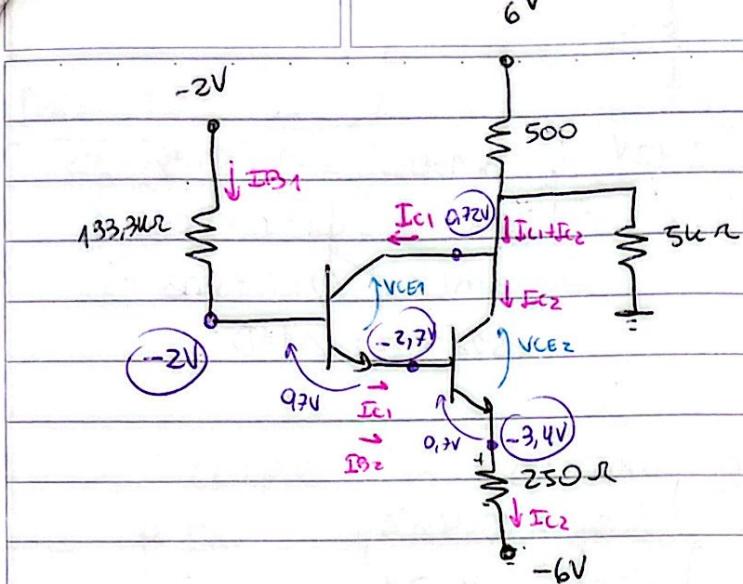
$$R_{in} = 200k\Omega // 400k\Omega = 133,3k\Omega$$

Consideramos que ambos transistores están en MÁD por lo que se cumple:

$$\begin{cases} V_{BE} = 0,7V \\ I_C = \beta I_B, \quad I_E \approx -I_C \end{cases}$$

despreciamos efecto Early dado que  $V_A \rightarrow \infty$

NOTA



Consideramos que  $-2V - I_{B1} \cdot 133,3\mu A \approx -2V$   
 (despreciando  $I_{B1}$ , que suele ser del orden de  $105 \mu A$ )

$$I_{C2} = \frac{-3,4V + 6V}{250\Omega} = 10,4mA$$

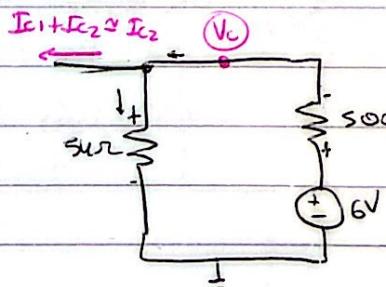
$$\text{con lo } I_{C1} = I_{B2} \Rightarrow I_{C2} = \beta I_{B2} = \beta I_{C1}$$

$$I_{C1} = \frac{10,4mA}{100} = 104\mu A$$

$$I_{B1} = \frac{104\mu A}{100} = 1,04\mu A$$

$$\text{Resul lo que } -2V - 1,04\mu A \cdot 133,3\mu A = -2,1$$

( $I_B$  result lo despreciable con un error tolerable)

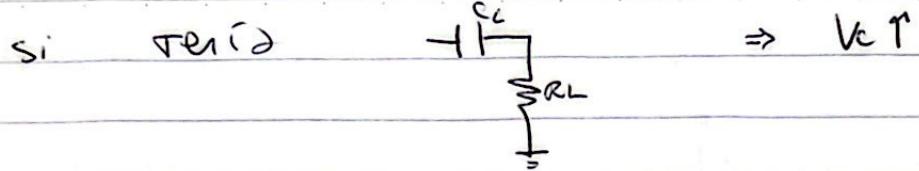


$$\frac{V_C + I_{C2}}{500\Omega} = \frac{6V - V_C}{500\Omega}$$

$$\frac{V_C}{500\Omega} + \frac{V_C}{500\Omega} = \frac{6V}{500\Omega} - I_{C2}$$

$$V_C = 0,72V$$

NOTA



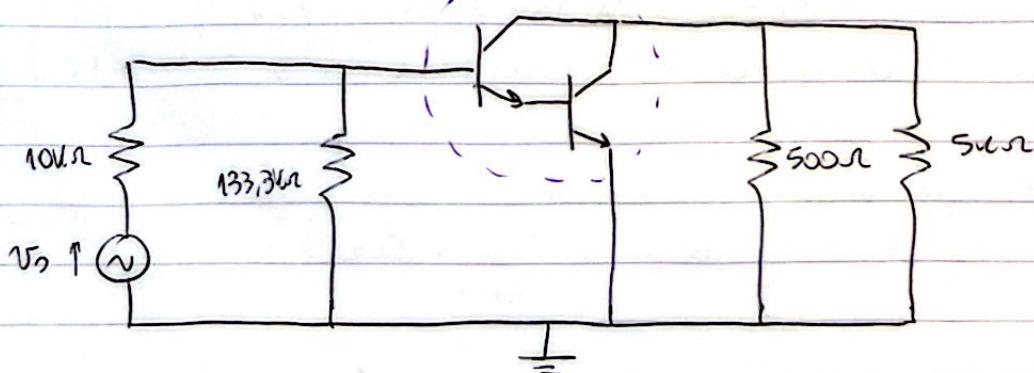
$$V_{CE1} = 0,72V + 2,7V = 3,42V \quad \left. \begin{array}{l} \text{ambos son mayores} \\ \text{que } V_{CE(SAT)} = 0,2V \end{array} \right\}$$

$$V_{CE2} = 0,72V + 3,4V = 4,12V \quad \Rightarrow \text{ambos transistorres} \\ \text{están en MAD}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{CQ1} = 104\mu A \\ V_{CEQ1} = 3,42V \end{array} \right\} \quad \left. \begin{array}{l} I_{CQ2} = 10,4mA \\ V_{CEQ2} = 4,12V \end{array} \right\}$$

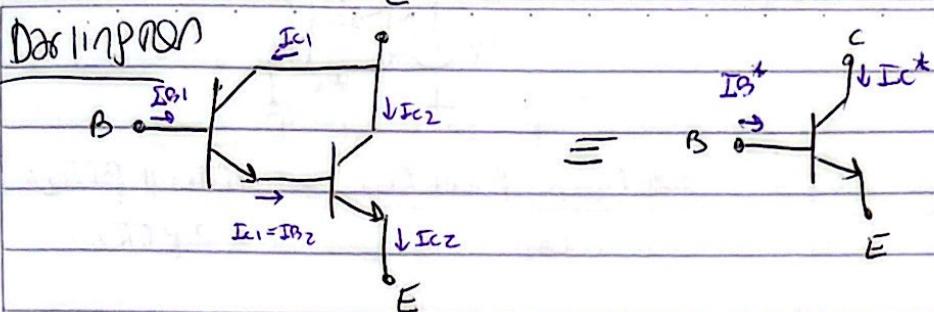
b) Analizamos el circuito en señal. a frecuencias medias.

Frecuencias medias: rango de frecuencias de trabajo de la señal de entrada para las cuales los efectos reactivos resuieren despreciables. Los capacitores externos se ven como cortocircuitos y los inductores como circuitos abiertos (alta reactancia)



NOTA

Dar la forma



$$\text{Se cumple en continuo que } I_C^* \approx I_{C2} = \\ = \beta I_{B2} = \beta I_{C1} = \beta^2 I_{B1} = \beta^2 I_B^*$$

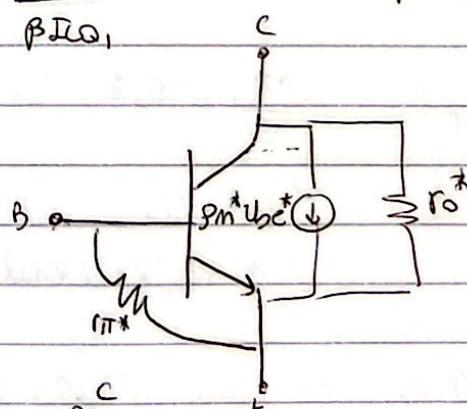
$$I_C^* = \beta^* I_B^* \quad \text{con } \beta^* = \beta^2$$

Podemos con la relación entre  $I_{C2}$  e  $I_{C1}$  relacionar los parámetros de seit de  $T_1$  y  $T_2$ :

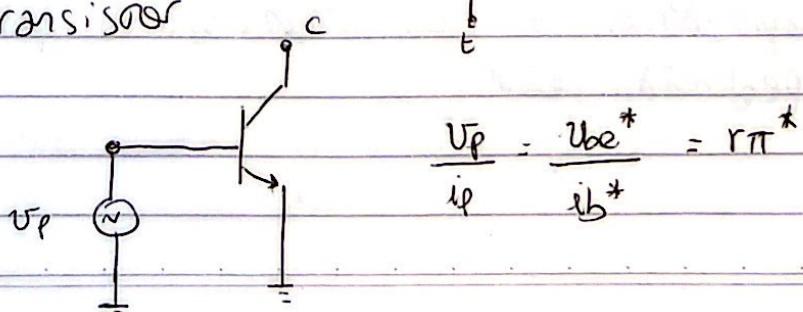
$$\rho m_1 = \frac{I_{CQ1}}{V_{A1}}, \quad \rho m_2 = \frac{I_{CQ2}}{V_{A2}} = \frac{\beta I_{CQ1}}{V_{A1}} \Rightarrow \rho m_2 = \beta \rho m_1$$

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta}{\rho m_1} = \frac{\beta \cdot \beta}{\rho m_2} = \beta r_{\pi 2}, \quad r_{\pi 2} = \frac{\beta}{\rho m_2} \Rightarrow r_{\pi 1} = \beta r_{\pi 2}$$

$$r_{o1} = \frac{V_A}{I_{CQ1}}, \quad r_{o2} = \frac{V_A}{I_{CQ2}} = \frac{V_A}{\beta I_{CQ1}} \Rightarrow r_{o1} = \beta r_{o2}$$

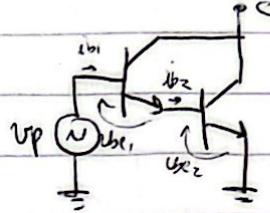
Calculamos  $r_{\pi}^*$ 

Para esto colocamos una fuente de prueba en la base del transisor equivalente.



NOTA

$$r_{\pi}^* = \frac{v_{be}^*}{ib^*} = \frac{v_{be1} + v_{be2}}{ib_1} =$$

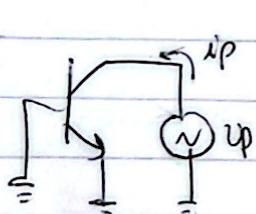


$$= \frac{ib_1 r_{\pi 1} + ib_2 r_{\pi 2}}{ib_1} = \frac{ib_1 r_{\pi 1} + \beta ib_1 r_{\pi 2}}{ib_1} = r_{\pi 1} + \beta r_{\pi 2} = 2\beta r_{\pi 2}$$

Despreciando  $r_o^*$ ,  $i_c^* \approx gm^* v_{be}^*$

$$\begin{aligned} gm^* &= \left| \frac{i_c^*}{v_{be}^*} \right| = \frac{i_c^*}{v_{be1} + v_{be2}} = \frac{\beta ib_2}{ib_1 r_{\pi 1} + ib_2 r_{\pi 2}} = \\ &= \frac{\beta^2 ib_1}{ib_1 r_{\pi 2} + \beta ib_1 r_{\pi 2}} = \frac{\beta^2}{r_{\pi 1} + \beta r_{\pi 2}} = \frac{\beta^2}{2\beta r_{\pi 2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta}{r_{\pi 2}} = \\ &= \frac{gm_2}{2} \end{aligned}$$

Para calcular  $r_o^*$  colocamos una fuente de prueba en el colector (con base y emisor a tierra)

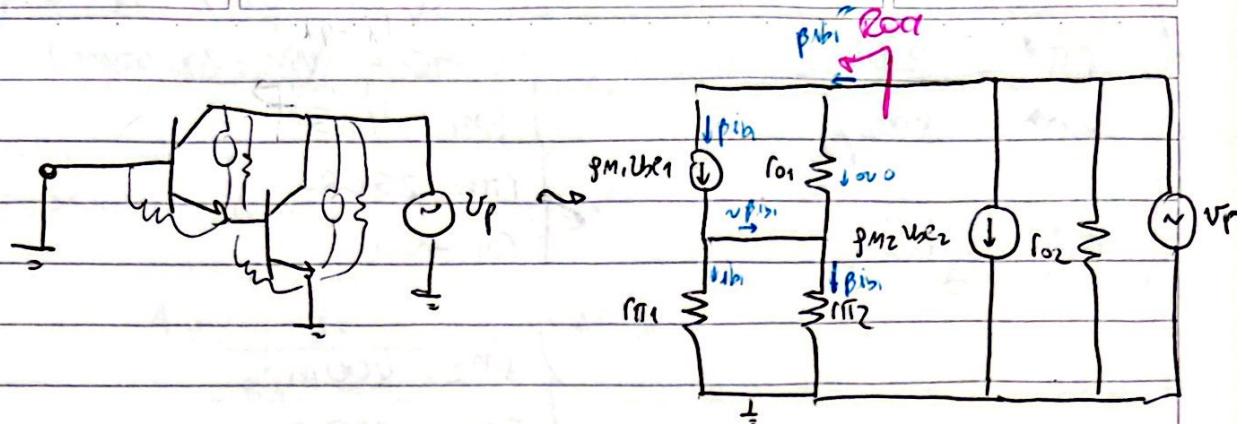


$$\frac{v_ip}{i_p} = r_o^*$$

( $v_{be}^* = 0$ , el generador controlado se elimina)

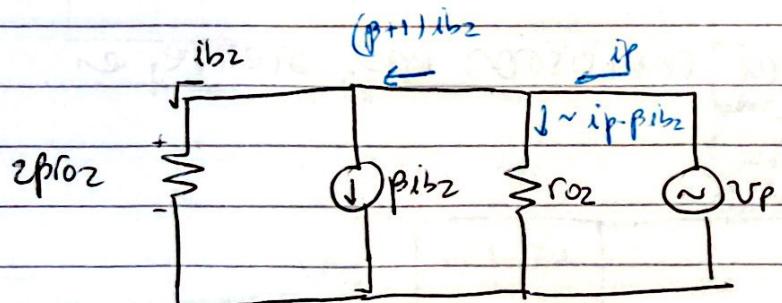
Reemplazamos a los transistores por su modelo de pequeño señal:

NOTA



$R_{O2}$  es la resistencia de salida de un emisor común con una  $\beta_E = r_{\pi_2}$

$$R_{O2} = r_{o1} \left( 1 + g_{m1} r_{\pi_2} \right) = \beta_{C2} \left( 1 + \frac{g_{m2} r_{\pi_2}}{\beta} \right) = \\ = r_{o2} (\beta + g_{m2} r_{\pi_2}) = 2\beta r_{o2}$$



$$r_{o2} (ip - \beta p_{ib2}) = V_P$$

$$\text{y como } V_P = i_{b2} \cdot 2\beta r_{o2} \rightarrow i_{b2} = \frac{V_P}{2\beta r_{o2}}$$

$$V_P = r_{o2} \left( ip - \beta \frac{V_P}{2\beta r_{o2}} \right)$$

$$V_P = ip \cdot r_{o2} - \frac{V_P}{2}$$

$$\frac{3}{2} V_P = ip \cdot r_{o2} \Rightarrow V_P = r_0^* = \frac{2}{3} r_{o2}$$

NOTA

$$\left. \begin{array}{l} \beta^* = \beta^2 \\ r_{\pi^*} = 2\beta r_{\pi 2} \\ g_m^* = g_{m2}/2 \\ r_o^* = \frac{2}{3} r_{o2} \end{array} \right\}$$

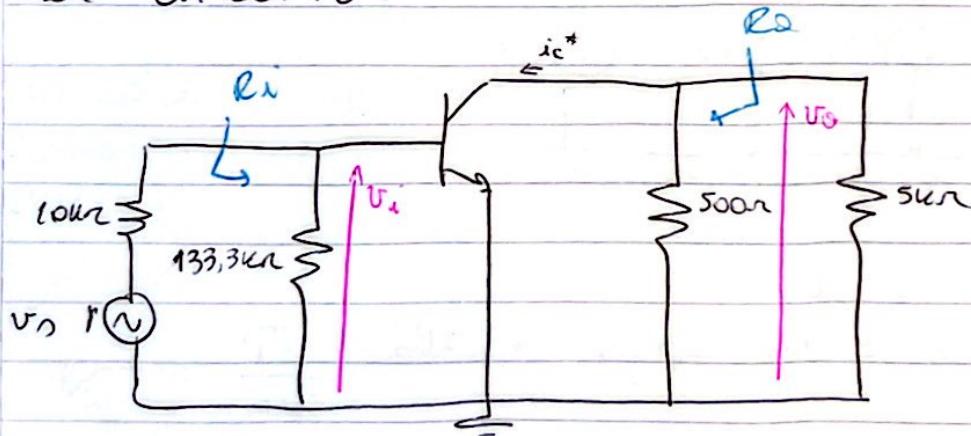
Calcular los parámetros de señal para  $T_1$  y  $T_2$  = (transistor  $V_A = 25,3 \text{ mV}$ )

$$\left. \begin{array}{l} g_{m1} = 4 \text{ mS} \\ r_{\pi 1} = 250 \Omega \\ r_{o1} \rightarrow \infty \end{array} \right\}$$

$$\left. \begin{array}{l} g_{m2} = 400 \text{ mS} \\ r_{\pi 2} = 250 \Omega \\ r_{o2} \rightarrow \infty \end{array} \right\}$$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} \beta^* = 10K \\ r_{\pi^*} = 500 \Omega \\ g_m^* = 200 \text{ mS} \\ r_o^* \rightarrow \infty \end{array} \right\}$$

Reemplazando el transisor equivalente en el circuito:



$$A_V = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-i_c^* (500 \Omega / 5 \text{ k}\Omega)}{2 U_{BE^*}} =$$

$$= \frac{-g_m^* 2 U_{BE^*} (500 \Omega / 5 \text{ k}\Omega)}{U_{BE^*}} = -g_m^* (500 \Omega / 5 \text{ k}\Omega) =$$

$$= -90,9$$

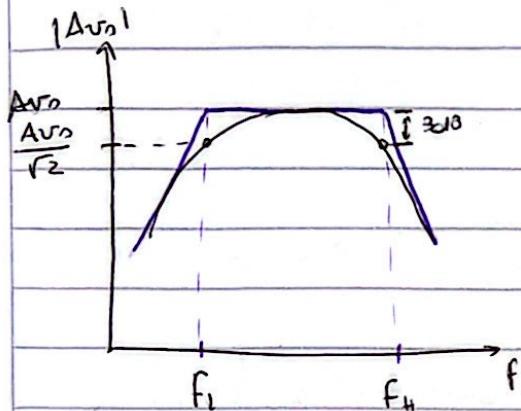
NOTA

$$R_i = 133,3 \Omega \parallel r_{\pi^*} = 36,4 \Omega$$

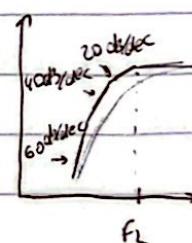
$$R_o = 500 \Omega \parallel r_o^* = 500 \Omega$$

$$A_{vD} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_o} = -71,3$$

Análisis en frecuencia:



Análisis en bajas  
frecuencias (método  
de las constantes de  
tiempo):



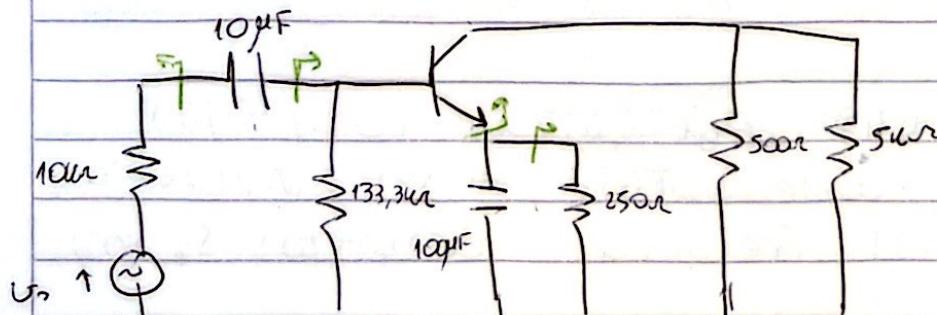
- superfcie
- polos separados
- ceros per
- desaje de los polos

Supone q' un capacitor impone

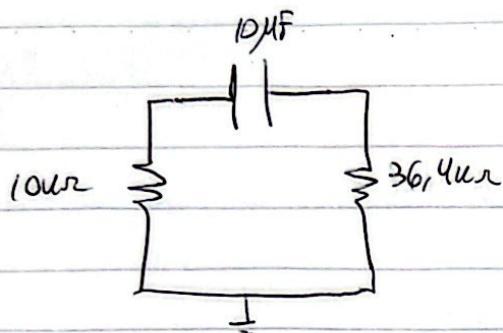
la frecuencia de corte, los

otros ya no acuerden la imposición

su polo 1 y la reactancia pasa a ser despreciable



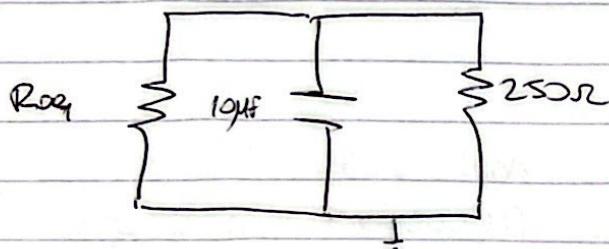
NOTA



$$\begin{aligned}\tau_s &= 10\mu F \cdot (10\mu R + 36,4\mu R) \\ &= 0,464 s\end{aligned}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\tau_s} = 0,343 \text{ Hz}$$

Amt.



$$R_{eq} = \frac{10k\Omega // 133,3\mu\Omega + j\pi^*}{j\pi^*} = 5,93$$

reflexión por relación de corrientes

$$\begin{aligned}\tau_e &= \frac{10\mu F}{10\mu F (250\Omega // 5,93\Omega)} = 57,9 \mu s \\ &\quad \uparrow \qquad \qquad \qquad \uparrow \\ &\quad 10\mu F \qquad \qquad \qquad 57,9 \mu s\end{aligned}$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi\tau_e} = 2,75 \mu \text{Hz} \quad 274,9 \text{ Hz}$$

274,9 Hz.

$$\Rightarrow f_L \approx f_e \approx 2,75 \mu \text{Hz} \quad (\text{valor ficticio})$$

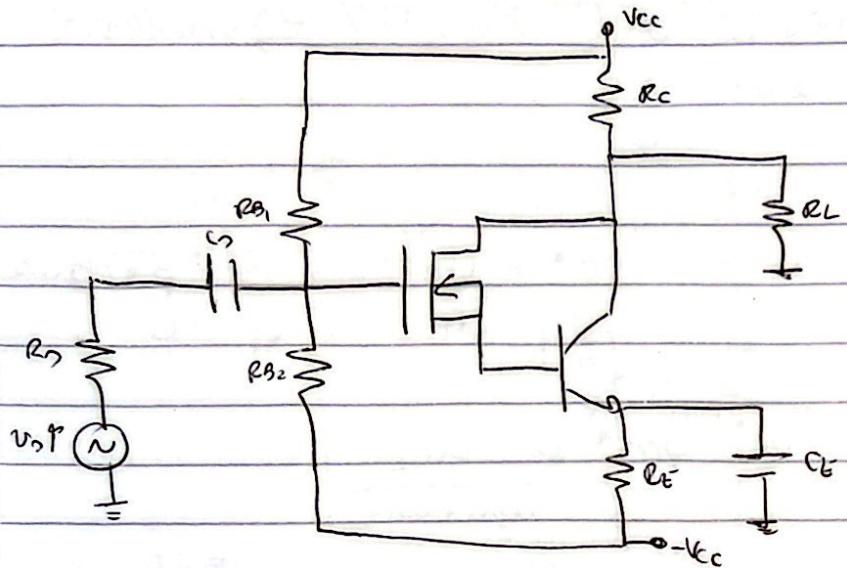
Polo: aquellas frecuencias complejas

$s_p$  para las cuales  $T(s) \rightarrow \infty$  (transfencia)

Cero: aquellas frecuencias complejas  $s_z$  para las cuales  $T(s) \rightarrow 0$

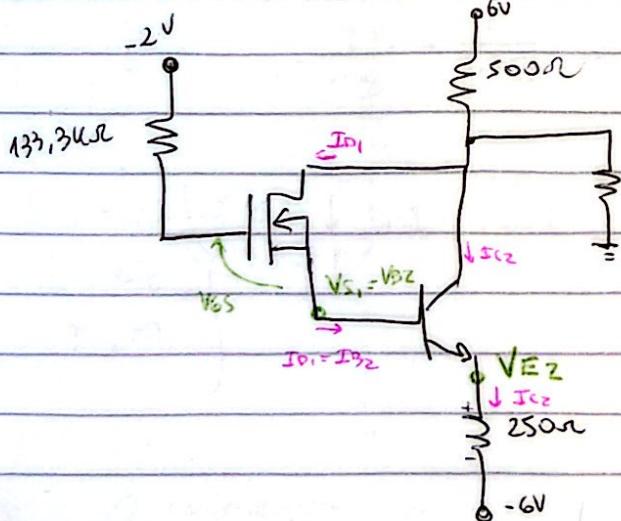
NOTA

d) d) Reemplaza  $T_1$  por un NMOSFET  
con la inducción resultante en:



En continuo:

se maneja el  $V_m$ ,  $R_m$



$V_{S1}$  se maneja respecto de la  $V_B$  original  
cons  $V_{S2}$  toma generalmente valores  
mayores a 0,7V  $\Rightarrow V_{S1} = V_{S2} \downarrow \Rightarrow V_{E2} \downarrow \Rightarrow$

$\Rightarrow I_{C2} \downarrow$  y cons  $I_{C2} = \beta I_{D1} \Rightarrow I_{D1} \downarrow$

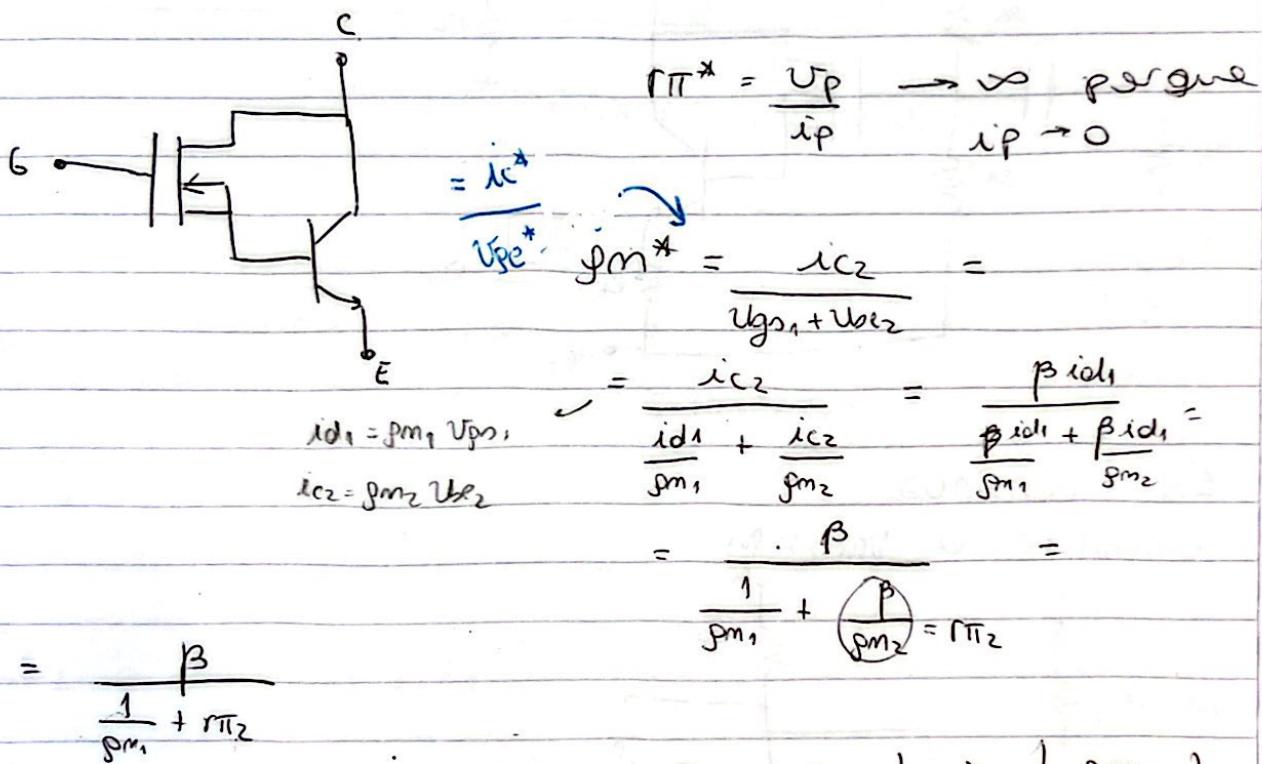
$(I_{D1} + I_{C2}) \downarrow \Rightarrow V_C \uparrow = V_{D1} = V_{C2}$

Si  $V_{D1} \uparrow$  y  $V_{S1} \downarrow \Rightarrow V_{DS1} \uparrow$  y si  $V_{C2} \uparrow$  y  $V_{E2} \downarrow \Rightarrow V_{CE2} \uparrow$

NOTA

Los transistores se mantendrán en un principio en la zona de control de potencia.

Para los parámetros del transistor equivalente (que será un IGBT):



como  $I_{CQ1}, I_{CQ2} \downarrow \Rightarrow \begin{cases} \beta m_1 \downarrow \\ \beta m_2 \downarrow \\ r_{\pi_2} \uparrow \end{cases}$

y  $r_o^* \rightarrow \infty$

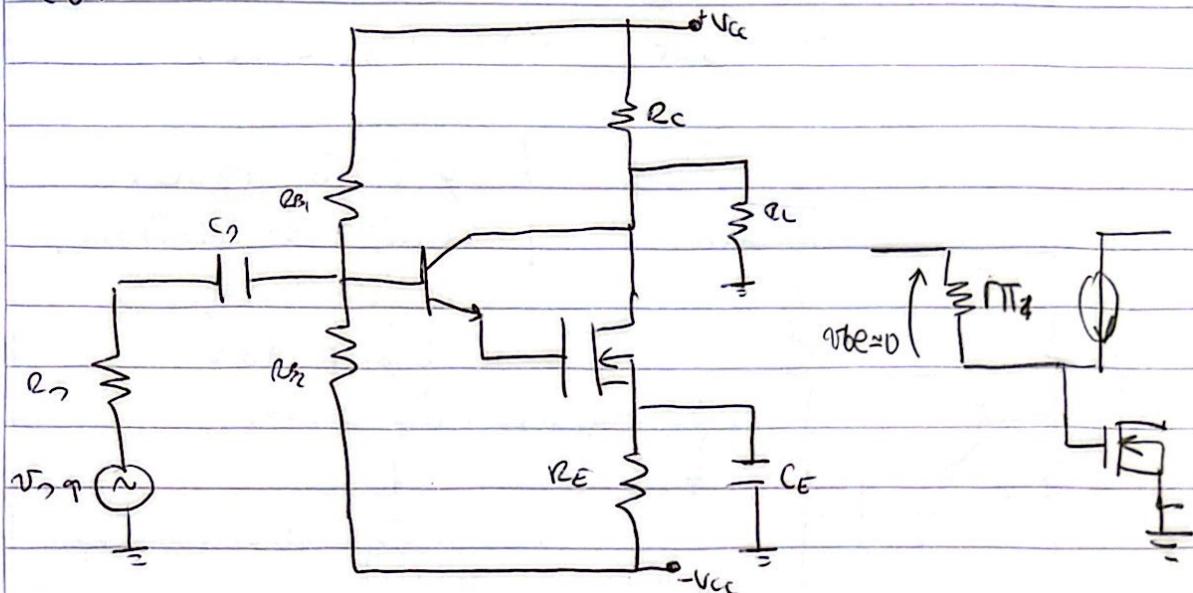
Entonces si  $g_m^* \downarrow \Rightarrow Av \downarrow$

Si  $r_{\pi}^* \rightarrow \infty \Rightarrow R_i \uparrow$

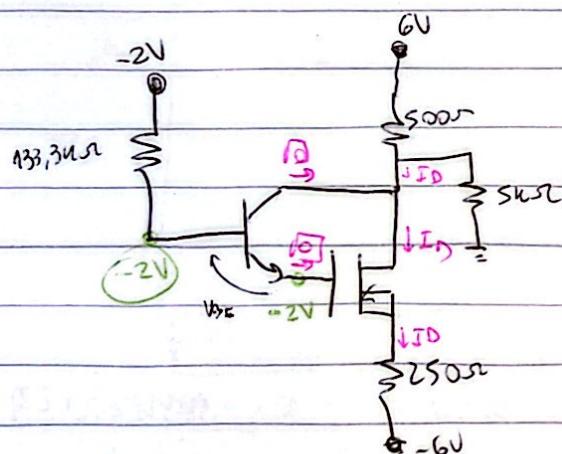
$R_o$  no varía

NOTA

d2) Reemplazamos  $T_2$  por un NMOSFET canal inducido:



En continua: se mantienen  $V_{BE}$ ,  $R_{AN}$



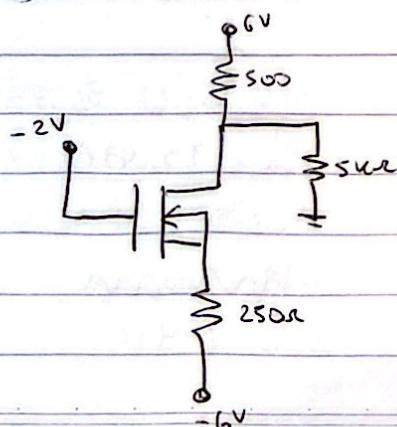
$$\text{cons } I_G = 0$$

$$\Rightarrow I_{B1} = 0, I_{C1} = 0$$

$T_1$  entra en  
corre

Si suponemos  $V_{BE} \approx 0V$

es equivalente a:



El circuito sigue  
amplificando gracias  
a  $T_2$ . ( $T_1$  no opera)

NOTA