

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

1.- Se tiene un amplificador con una transferencia a lazo abierto $A_o = v_o/v_i > 0$, y resistencias de entrada y salida R_i y R_o , respectivamente. Se lo realimenta negativamente en señal por muestreo y suma de tensión, mediante un realimentador de transferencia k . El sistema realimentado está cargado con una resistencia R_L ; y recibe señal de un generador de tensión v_s .

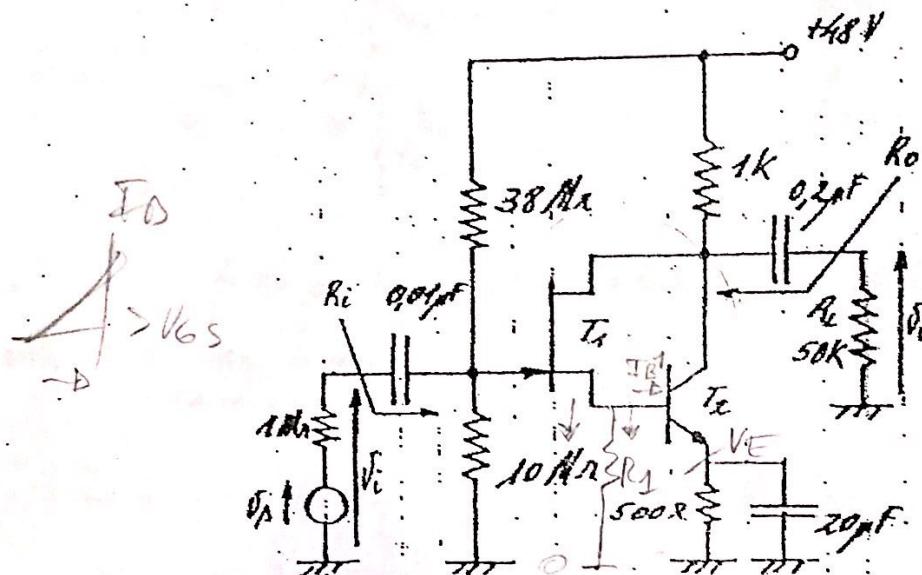
- a)- Dibujar el esquema en bloques correspondiente. Definir como cociente de tensiones y/o corrientes, indicando en el diagrama todos los sentidos de referencia necesarios:

- o El factor de realimentación k .
- o La transferencia a lazo cerrado del sistema realimentado A .

Indicar sobre el diagrama los signos de los incrementos (o fases de señales alternas) de las distintas tensiones y corrientes para que la realimentación sea negativa, de acuerdo a los sentidos de referencia previamente fijados. Justificar si k deberá ser > 0 ó < 0 .

- b) Hallar la expresión de $A = f(A_o, k)$. ¿A qué valor tiende A si $|A_o \cdot k| >> 1$? Por qué se denomina a A parámetro estabilizado? Analizar a qué tipo de amplificador ideal tiende este sistema cuando se hace $A_o \cdot k$ suficientemente grande.

2. En el circuito de la figura se conoce: $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$; $V_P = -2 \text{ V}$; $\lambda = 0$; $\beta = 50$; $V_A \rightarrow \infty$



- a) Determinar los puntos de reposo, indicando la tensión de los terminales contra común.
 b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Calcular por inspección, justificando el procedimiento A_o , R_i , R_o y A_{vs} .
 c) Analizar cualitativamente cómo se modificarán los puntos de reposo y parámetros de señal calculados si se conecta entre source y común un resistor de $10 \text{ k}\Omega$.

$$\frac{I_C}{\Delta I_{BP}} \Rightarrow V_{ET} \Rightarrow V_{BT} \Rightarrow V_{ST} \Rightarrow V_{GS} \Rightarrow I_D \downarrow \Rightarrow \text{Absurdo}$$

$$I_D = I_A + I_B \quad I_C = I_S e^{\beta I} = \beta I$$

$$I_D \uparrow \Rightarrow V_{GS} \uparrow \Rightarrow V_S \uparrow \Rightarrow V_B \uparrow \Rightarrow V_E \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow \text{OK}$$

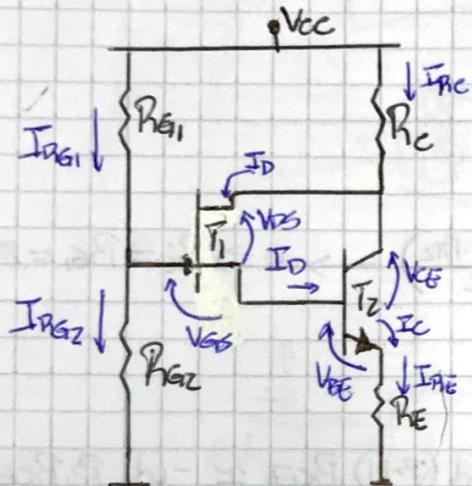
$$I_C = I_D \quad V_E = cte, V_B = cte, I_A \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow \Rightarrow \text{Absurdo}$$

$$V_S = cte \quad \text{y} \quad V_{GS} = cte \Rightarrow I_D = cte$$

Parcial 12/05/17

2) * $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ * $V_P = -2 \text{ V}$ * $\lambda \approx 0 \text{ V}^{-1}$ * $V_A \rightarrow \infty$ * $\beta = 50$

a) ▲ Circuito de continua



- * $V_{CC} = 48 \text{ V}$
- * $R_{G1} = 38 \text{ M}\Omega$
- * $R_{G2} = 10 \text{ M}\Omega$
- * $R_D = 1 \text{ k}\Omega$
- * $C_S = 10 \text{ pF}$
- * $R_E = 500 \text{ }\Omega$
- * $R_C = 4 \text{ k}\Omega$
- * $R_L = 50 \text{ k}\Omega$
- * $C_L = 200 \text{ nF}$
- * $C_E = 20 \text{ }\mu\text{F}$

- $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ (supongo MAD en T_2) ; $I_G \approx 0 \text{ mA}$, $V_{GS} > V_P$ (supongo SAT en T_1)

- $V_G = V_{CC} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 10 \text{ V}$

- Malla de entrada:

- Ec. de JFET p/corriente:

$$(2) \begin{cases} V_G - V_{GS} - 0,7 \text{ V} - I_C \cdot R_E = 0 & (1) \\ V_G - V_{GS} - 0,7 \text{ V} - \beta \cdot \frac{I_{DSS} \cdot R_E}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2 = 0 & \end{cases}$$

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2 = \frac{I_C}{\beta} \quad (2)$$

$$V_{GS}^2 + V_{GS} \left(\frac{1}{A} - 2V_P \right) + \frac{(V_G - 0,7 \text{ V} - A \cdot V_P^2)}{(-A)} = 0 \quad \Rightarrow \begin{cases} V_{GS1} \approx -1,6 \text{ V} \\ V_{GS2} \approx -2,4 \text{ V} \end{cases}$$

- $V_E = V_G - V_{GS} - 0,7 \text{ V} = 10,9 \text{ V} \approx 11 \text{ V} \Rightarrow I_C = 22 \text{ mA}$

- $I_{Re} \approx I_C$, pues $I_D \ll I_C \Rightarrow V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 26 \text{ V}$

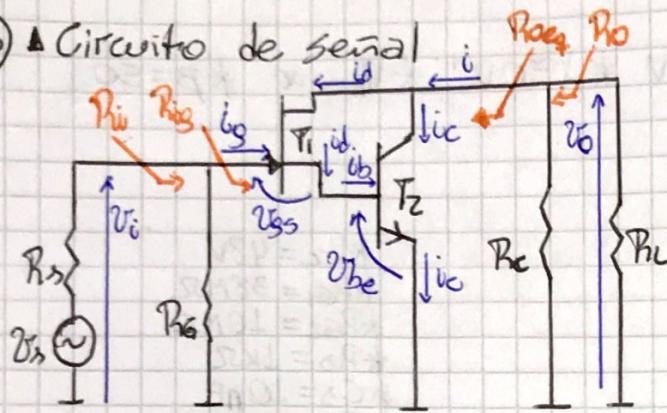
- $V_{CS} = 15 \text{ V}$

- $V_S = 0,7 \text{ V} + V_E \approx 11,7 \text{ V}$
- $V_D = V_C = 26 \text{ V}$

- $I_D = \frac{I_C}{\beta} = 440 \text{ }\mu\text{A}$

- $Q_1 = (V_{DS}; I_D) = (11.3V; 440\mu A)$
- $Q_2 = (V_{CE}; I_C) = (15V; 22mA)$

b) Circuito de señal



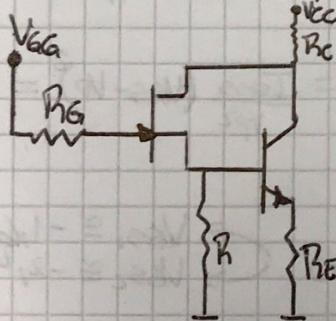
- $R_{in} = R_G // R_{BE}$, donde $R_{in} = r_{SS} \left(1 + \frac{g_m \cdot r_{mz}}{I} \right) \rightarrow \infty \Rightarrow R_{in} \approx R_G = 8M\Omega$

- $R_{out} = R_C // R_D \rightarrow \infty \Rightarrow R_{out} \approx R_C = 1k\Omega$

- $A_v = \frac{-i \cdot (R_C // R_D)}{V_{SS} + V_{BE}} = \frac{-(i_d + i_c) \cdot R_{CA}}{V_{SS} + V_{BE}} = \frac{-i_d (\beta + 1) \cdot R_{CA}}{V_{SS} + V_{BE}} \approx -\frac{i_d \cdot \beta \cdot R_{CA}}{V_{SS} + V_{BE}}$

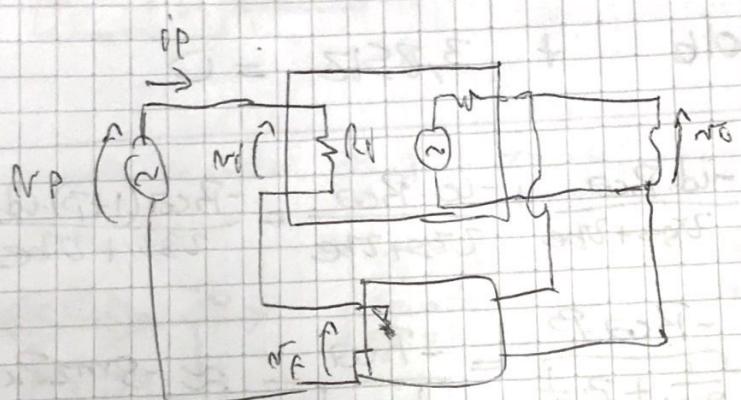
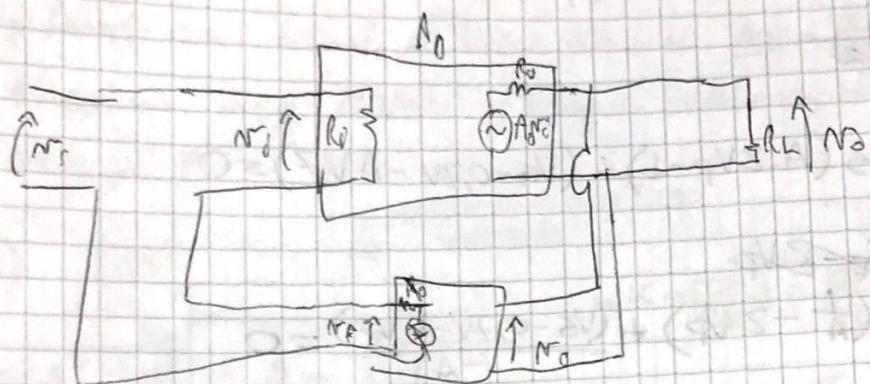
$$A_v = \frac{-R_{CA} \cdot \beta}{\frac{r_{SS}}{I_D} + \frac{V_{BE} \cdot \beta}{i_c}} = \frac{-\beta \cdot R_{CA}}{\frac{1}{g_m} + \beta \cdot \frac{1}{g_{mz}}} = \frac{-R_{CA}}{\beta g_m + \frac{1}{g_{mz}}} \approx -90$$

c) * Se conecta una $R_F = 10k\Omega$ entre S_1 y tierra.



- $R \rightarrow \infty \Rightarrow$ no hay cambios
- $R \rightarrow 0 \Rightarrow T_2$ en corte, T_1 en triodo
- $R \gg R_C, R_E, R$ no le importa a R_G
- $I_R \ll I_D, I_B \Rightarrow I_D \approx I_B$
- $V_B \downarrow \Rightarrow V_E \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow \Rightarrow V_C \uparrow \Rightarrow V_{CE} \uparrow$
- $V_B = V_S \downarrow, V_C = V_D \uparrow \Rightarrow V_{DS} \uparrow$
- $V_B = V_S \downarrow \Rightarrow V_{GS} \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow$

Parcial 12/05/17



$$\frac{N_P}{i_P} = R_1^* = \frac{V_o + V_F}{V_o / R_2} = R_1 + \frac{V_F}{V_o} \cdot R_2 = R_1 \left(1 + \frac{V_F}{V_o} \cdot A_v \right)$$
$$R_1^* = R_1 \left(1 + K_A \cdot A_v \right)$$

$$\Delta = \frac{12 \text{ mV} \cdot 500}{V_P^2} = 62,5$$

$$2) V_G - V_{GS} - 0,7V - \left(\frac{\beta \cdot I_{DS}}{V_P^2} \right) (V_{GS} - V_P)^2 = 0$$

$$(V_G - 0,7V) - V_{GS} - A \cdot V_{GS}^2 + (A+1) V_{GS} + 2V_P - A \cdot V_P^2 = 0$$

(Factorizar A y V_P)

$$V_{GS}^2 (-A) + V_{GS} (A \cdot 2V_P - 1) + (V_G - 0,7V - A \cdot V_P^2) = 0$$

$$V_{GS}^2 + V_{GS} (\cancel{-2V_P})$$

$$V_{GS}^2 + V_{GS} \left(\frac{1}{A} - 2V_P \right) + \frac{(V_G - 0,7V - A \cdot V_P^2)}{(-A)} = 0$$

$$\downarrow \quad 12 + (-70,4) = 0$$

$$\downarrow \quad 4,016 + 3,8512 = 0$$

$$A_V = \frac{-i \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} = \frac{-i_d \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} + \frac{-i_c \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} = \frac{-R_{CA}(1+\beta) \cdot i_d}{V_{GS} + V_{BE}}$$

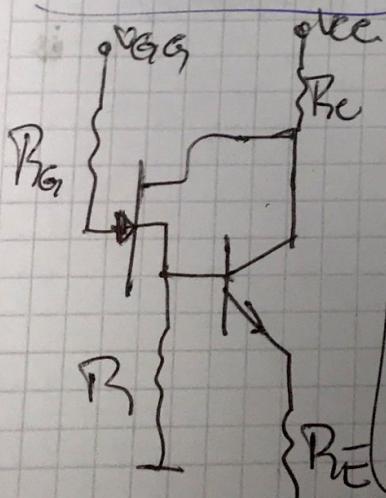
$$A_V = \frac{-R_{CA}(1+\beta)}{\frac{V_{GS}}{i_d} + \frac{V_{BE}}{i_c} \beta} = \frac{-R_{CA} \beta}{\frac{1}{g_m 1} + \beta \frac{1}{g_m 2}} = \frac{-R_{CA}}{\frac{1}{g_m 2} + \frac{1}{\beta g_m 1}} \approx -g_m 2 R_{CA}$$

$$g_m 1 = 500 \frac{A}{V}$$

$$g_m 2 = 850 \frac{A}{V}$$

$$V_{GS} = 0,8V \Rightarrow V_S = 10,8V \Rightarrow I_R = 1mA$$

$$I_D = \cancel{10mA} \Rightarrow I_B = \cancel{10mA} \Rightarrow I_C = \cancel{10mA} \quad 150mA$$



$$V_{GP} = -1V \Rightarrow I_D = 7,5mA$$

$$V_S = 11V \Rightarrow I_R = 1,1mA$$

Como máx; $V_{GS} = -1,6V \Rightarrow$ No cambia nada

Siendo mínimo $V_{GS} = 0,1 \Rightarrow 9,98mA = I_D$

~~$V_S = 10 \Rightarrow I_R = 1mA \Rightarrow I_B = 0,9mA \Rightarrow I_C = 45mA$~~

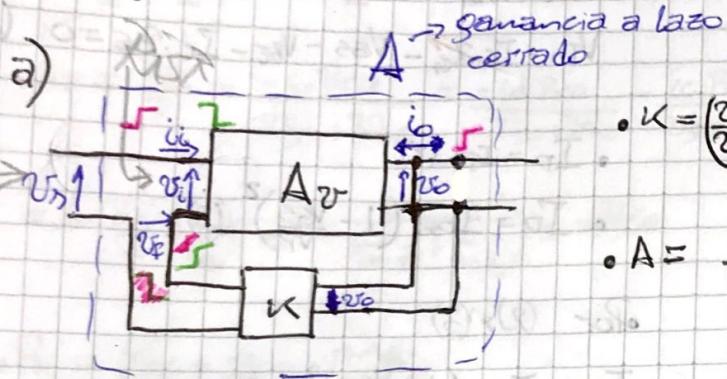
BORRADOR

1^{er} Parcial (1^a Fecha) 12/05/17

1) * Ampli con trans. a lazo abierto $A_v = \frac{V_o}{V_i} > 0$; R_i ; R_o

* Realim. neg. M VSV; bloque realimentador κ .

* Carga R_L



$$\kappa = \left(\frac{V_o}{V_f} \right)^{-1} = \frac{-V_f}{V_o}$$

$$A = \frac{A_v}{1 + A_v \cdot \kappa}$$

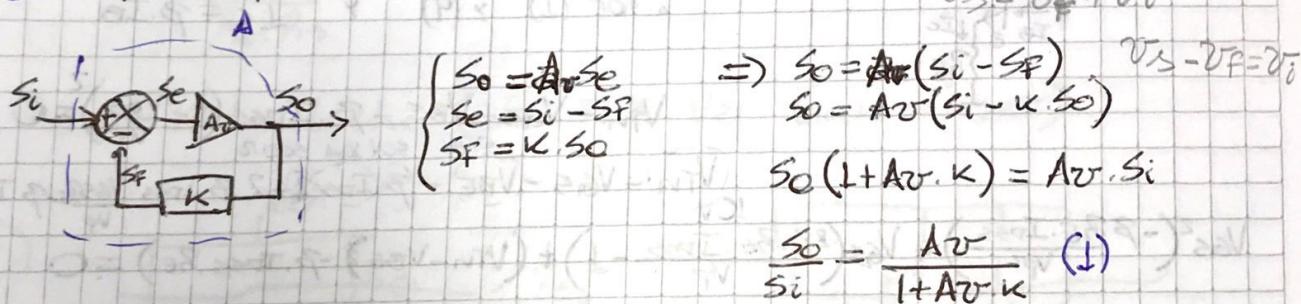
según los
signos de
ref.

$$\kappa = -\frac{V_f}{V_o}$$

$$V_f = -V_o$$

$$V_s = V_o + V_i$$

* Se puede pensar al sist. como:



$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i + V_f} = \frac{V_o}{V_i + \kappa V_o} = \frac{V_o/V_i}{1 + \kappa \cdot \frac{V_o}{V_i}} = \frac{A_v}{1 + \kappa \cdot A_v}$$

* Realim. neg. $\Rightarrow \kappa < 0$, por $V_s = V_i + V_f$

$$V_i = V_s - (V_f) = -\kappa \cdot V_o \quad \kappa > 0$$

$$V_i = V_s + (\kappa \cdot V_o) \Rightarrow V_o \uparrow \Rightarrow V_i \downarrow$$

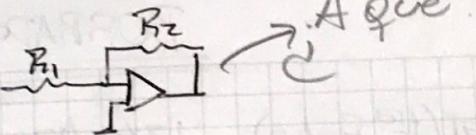
pues $V_s = \text{cte}$.

b) Por (1): $A = \frac{A_v}{1 + \kappa \cdot A_v}$

. Si $|A_v \cdot \kappa| \gg 1 \Rightarrow A = \frac{1}{\kappa}$

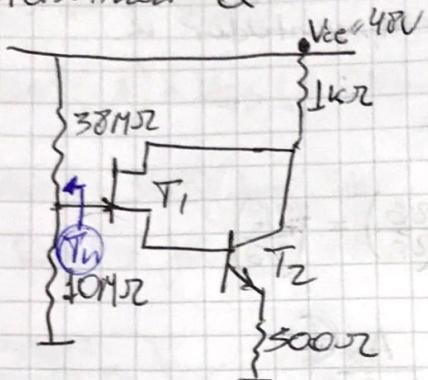
. A es parám. estabiliz. pq. depende del factor de realim.; i.e. no depende de parámetros del transistor

• Si A_{vK} suf. grande \Rightarrow A.O.



$$2) * I_{DSS} = 40 \text{ mA} * V_P = -2 \text{ V} * \lambda \approx 0 * \beta = 50 * V_A \rightarrow \infty$$

a) Determinar Q



• Malla de entrada

$$V_{IN} - V_{RG} - V_{GS} - V_{BE} - V_{RE} = 0$$

$$V_{IN} - I_G R_G - V_{GS} - V_{BE} - I_C R_E = 0 \quad (1)$$

$$\bullet I_D = I_B \quad (2)$$

$$\bullet I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (3)$$

• Por (2) y (3)

$$I_B = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (4)$$

• Por (1) y (4) $\Rightarrow I_C = \beta \cdot I_B$

$$V_{IN} - V_{GS} - V_{BE} - \beta \cdot I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 0$$

$$(V_{IN} - V_{GS} - V_{BE} - \beta \cdot I_{DSS}) + 2 \cdot \beta \cdot I_{DSS} \cdot \frac{V_{GS} R_E}{V_P} - \beta \cdot I_{DSS} \cdot \frac{V_{GS}^2 R_E}{V_P^2} = 0$$

$$V_{GS}^2 \left(-\frac{\beta \cdot R_E \cdot I_{DSS}}{V_P^2} \right) + V_{GS} \left(\frac{\beta \cdot R_E \cdot I_{DSS}}{V_P} - 1 \right) + (V_{IN} - V_{BE}) - \beta \cdot I_{DSS} \cdot R_E = 0$$

$$V_{GS} \rightarrow V_{GS1} = -1,5 \text{ V} \quad \checkmark$$

$$V_{GS2} = -2,45 \text{ V} \times, V_{GS2} < V_P \Rightarrow ABS$$

• Por (3) $\Rightarrow I_D = 463 \text{ mA} = I_B \Rightarrow I_C = 23 \text{ mA}$

• Malla de salida:

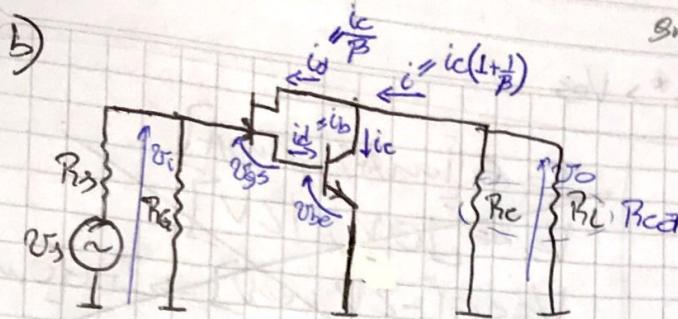
$$V_{CC} - (I_C + I_D) \cdot R_C - V_{CE} - (I_D + I_C) \cdot R_E = 0$$

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_D (R_C + R_E) \Rightarrow V_{CE} = 13,3 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} \bullet V_S &= V_{RE} + V_{BE} \\ \bullet V_D &= V_{BE} + V_{CE} \end{aligned} \Rightarrow V_D - V_S = V_{DS} = V_{CE} - 0,7 \text{ V} \Rightarrow V_{DS} = 12,6 \text{ V}$$

$$g_m, r_{DS} = \beta_{FET}$$

$$g_{m2} = \frac{\beta}{r_{\pi}}$$



$$\begin{cases} V_{GS} = i_d \cdot r_{DS} \\ V_{BE} = i_d \cdot \frac{V_{DS}}{P} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{GS} = \frac{i_d}{\beta_{FET} P} \cdot r_{DS} \\ V_{BE} = \frac{i_d}{\beta_{FET} P} \cdot \frac{V_{DS}}{r_{\pi}} \end{cases}$$

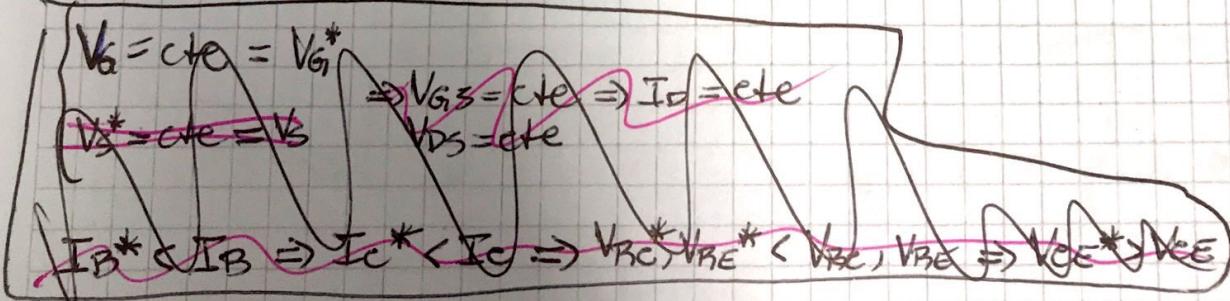
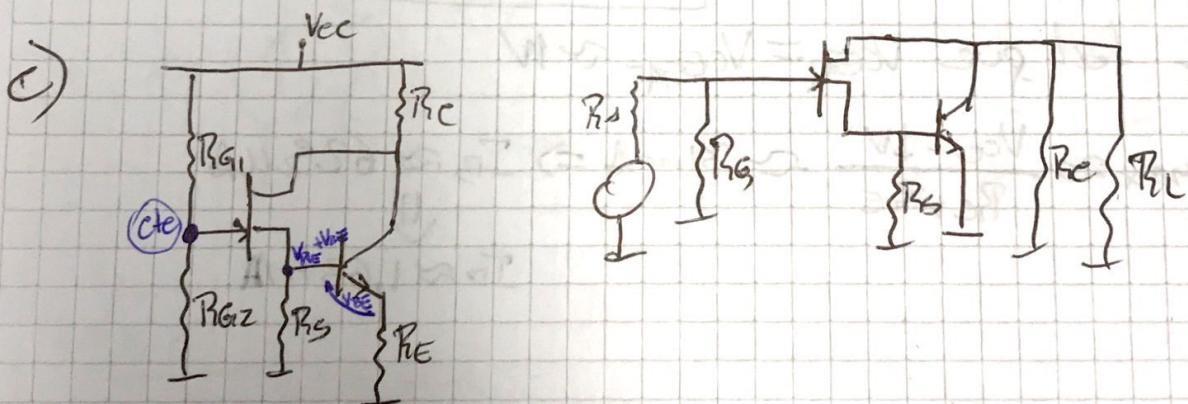
$$\begin{cases} V_{GS} = i_d \cdot r_{DS} \\ V_{BE} = \beta_{FET} \cdot i_d \cdot r_{\pi} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{-i_d \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} = \frac{-i_d \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} - \frac{i_c \cdot R_{CA}}{V_{GS} + V_{BE}} = \frac{-i_d \cdot R_{CA}}{\left(\frac{V_{GS}}{\beta_{FET} P} + r_{\pi}\right) i_d} - \frac{i_c \cdot R_{CA}}{\left(\frac{V_{GS}}{\beta_{FET} P} + r_{\pi}\right) i_d} \\ &= -R_{CA} \left(\frac{1}{\frac{V_{GS}}{\beta_{FET} P} + r_{\pi}} + \frac{1}{\frac{V_{GS}}{\beta_{FET} P} + r_{\pi}} \right) = \cancel{R_{CA}} \end{aligned}$$

$$R_i = (r_{DS} + \beta_{FET} \cdot r_{\pi}) \| R_S$$

$$A_{v3} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S}$$

c) \rightarrow Pedir Wehn (Ver TLC, Ver Gray-Mayer)



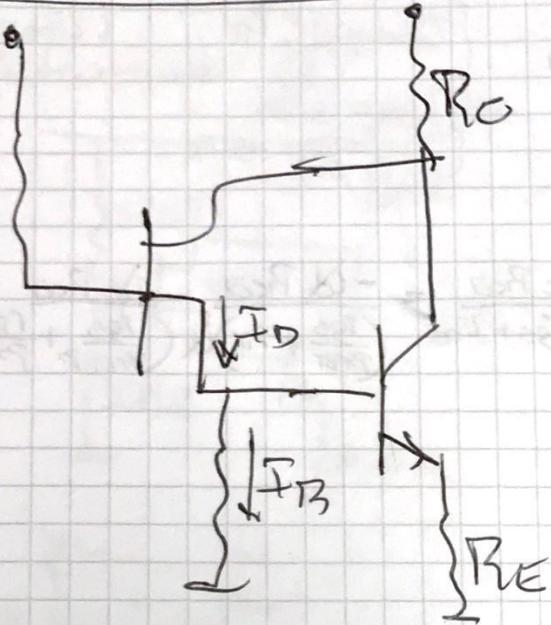
$$V_{GS}^* = V_{GS} = \text{cte}$$

$$I_B^* < I_B \Rightarrow I_C^* < I_C \Rightarrow V_{RE}^*, V_{RE}^* < V_{RC}, V_{RE} \Rightarrow V_{CE}^* > V_{CE}$$

$$V_{BE} + V_{BE} = V_S \Rightarrow V_S^* < V_S, \text{ pues } V_{RE}^* < V_{RE} \Rightarrow V_{GS}^* < V_{GS} \Rightarrow I_D^* > I_D$$

$$V_{CC} - V_{BC} = V_D$$

$$V_{BC^*} < V_{BC} \Rightarrow V_D^* > V_D \quad \left. \begin{array}{l} V_S^* < V_S \end{array} \right\} \Rightarrow V_{DS^*} > V_{DS}$$



~~$I_R [1mA; 1,2mA]$~~
 ~~$V_S [10V; 12V]$~~
 ~~$V_{GSG} [-2V; 0V] \rightarrow I_D [0mA; 1mA]$~~
 ~~I_{BE}~~

$I_{RE} [1mA; 1,2mA]$
 $V_{SG} [10V; 12V]$
 $V_{GSG} [-1,9V; 0V] \rightarrow I_D [1mA; 10mA]$
 $I_{BE} [0mA; 9mA]$
 $I_C [0mA, 450mA]$
 Teórico / Irreal

I_{Cmax} tal que $V_{CEQ} = V_{CESAT} \approx 1V$

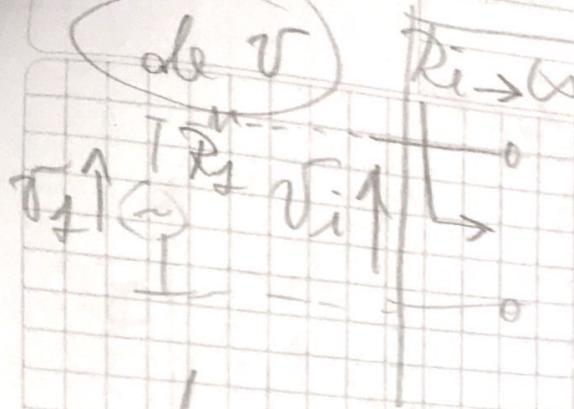
$$I_{Cmax} \approx \frac{V_{CC} - 1V}{R_C + R_E} \approx 3mA \Rightarrow I_B \approx 62mA$$

↓

$$I_D \approx 1,63mA$$

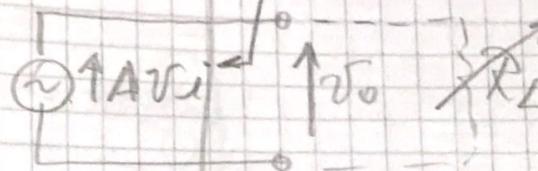
A ideal

de V

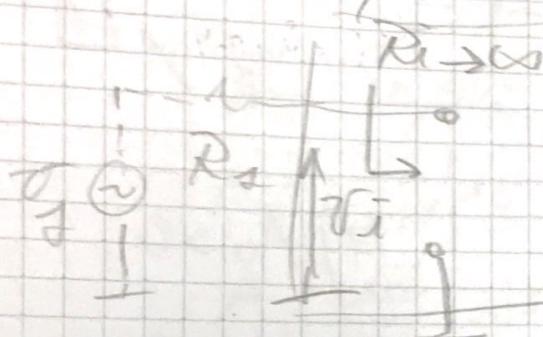


$T_{off}(R_C)$

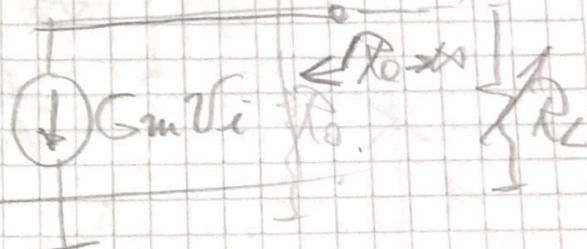
$R_o \rightarrow 0$



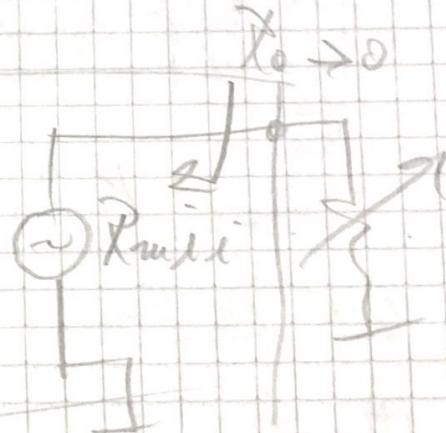
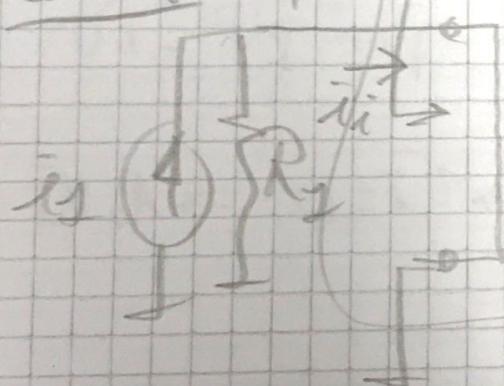
de $G_m = i_{off}/V_i$



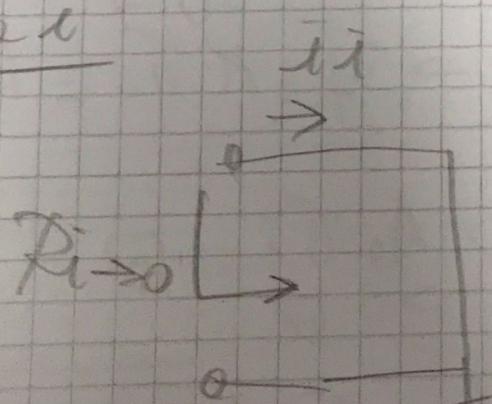
$i_{off}(R_L)$



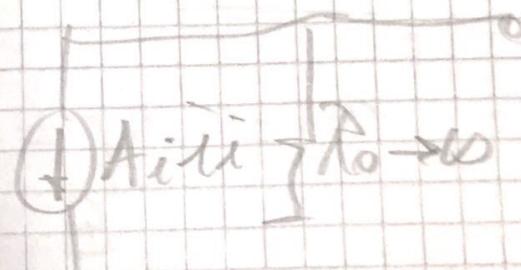
de $Z_m = T_0/i_o$ $R_i = 0$



de i

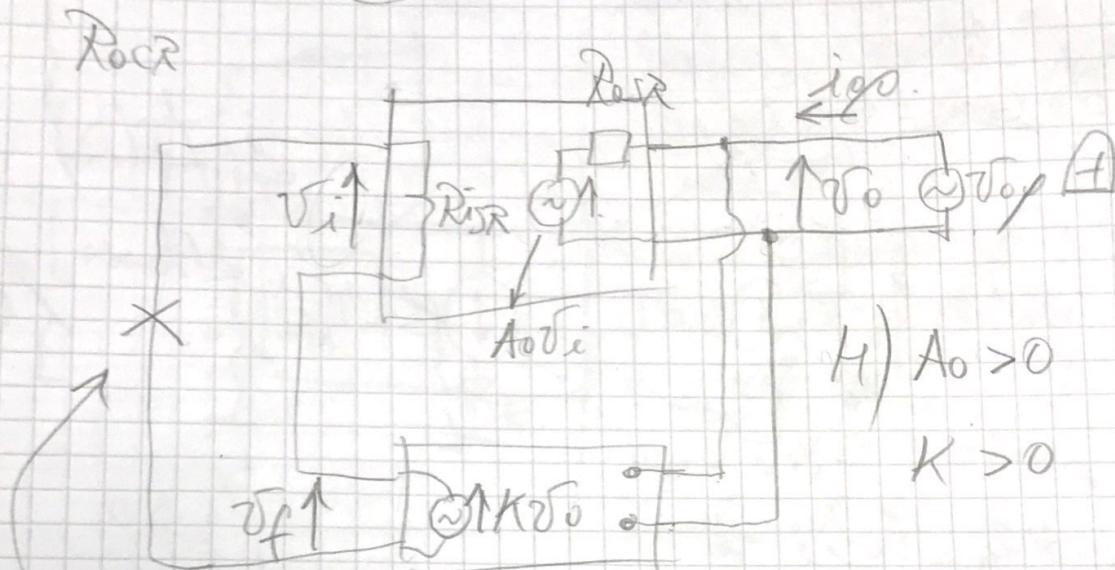


$A_i = i_o/i_s$



a $\sigma_{4=\text{de}} \rightarrow \sigma_{\text{icr}} < \sigma_{\text{isr}}$ (Real \ominus)

$\sigma_{\text{icr}} < \sigma_{\text{isr}}$
 $(\sigma_{\text{icr}} > \sigma_{\text{isr}})$



$$K = \sigma_f / h_0$$

in Realism.) also $\rightarrow V_i = 0 \rightarrow A_0 V_i = 0$

$$\oplus \sigma_{\text{icr}} = \frac{\sigma_{\text{top}}}{R_{\text{osr}}} \oplus$$

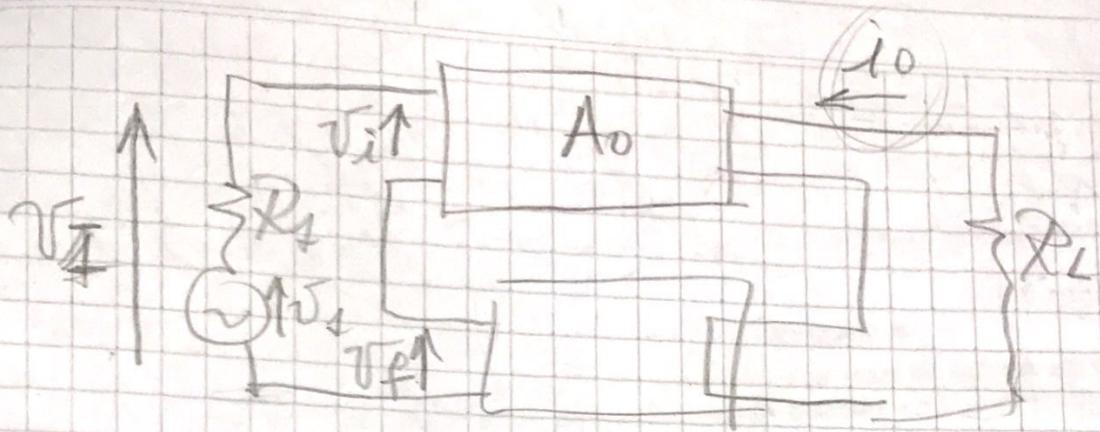
con Realism $\rightarrow \sigma_{\text{top}} \oplus \rightarrow \sigma_f = K \sigma_0 = \oplus \rightarrow$

$$\sigma_i = -\sigma_f = \ominus \Rightarrow A_0 \sigma_i = \ominus$$

$$\boxed{\sigma_{\text{icr}} = \frac{\sigma_{\text{top}} - A_0 \sigma_i}{R_{\text{osr}}} \Rightarrow \frac{\sigma_{\text{top}}}{R_{\text{osr}}} = \sigma_{\text{icr}}}$$

$$\Rightarrow R_{\text{icr}} < R_{\text{osr}}$$

finde K ideal
der σ



$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\sqrt{2}}$$

$$K = \frac{V_f}{V_o} = \sqrt{2}$$

$$A = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$A = \frac{A_o}{1 + A_o K}$$

$$V_i = V_I - V_f$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

1.- Para una etapa darlington con TBJs de parámetros conocidos:

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta; V_{A1} = V_{A2} = V_A; r_{x1} = r_{x2} = 0$$

a) Justificar cuáles son los terminales C^* , B^* y E^* del transistor equivalente, y definir y obtener por inspección, justificando el procedimiento, las expresiones de los parámetros de señal del transistor equivalente:

$$a_1) g_m^* \quad a_2) r_x^* \quad a_3) r_o^*$$

b) Si se debe reemplazar uno de los transistores por un MOSFET, ¿cuál podría reemplazarse, sin agregar otros componentes al circuito? Justificar. ¿Cómo se modifican en ese caso los parámetros equivalentes calculados en a)?

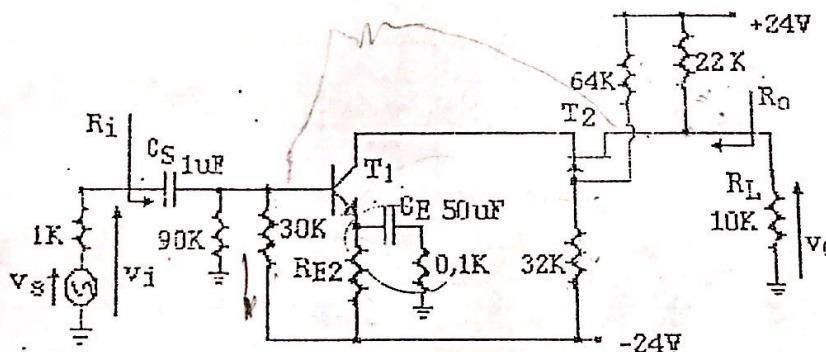
2.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $V_P = -3V$; $I_{DSS} = 12mA$; $\lambda \rightarrow 0$

a) Obtener los puntos de reposo de T1 y T2, si se ajusta R_{E2} de modo que resulte $V_{OQ} = 0V$ (tensión de reposo sobre R_L).

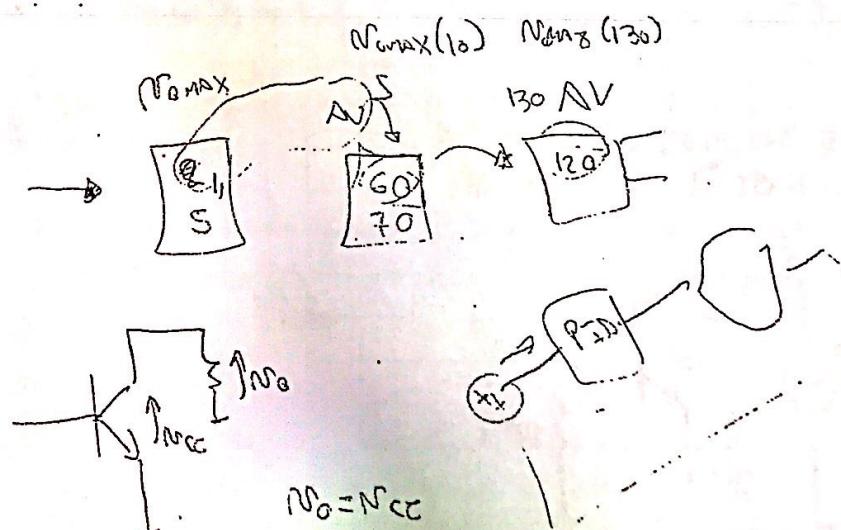
b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias sin reemplazar los transistores por su modelo circuital, indicando en él todos los sentidos de referencia necesarios para los cálculos siguientes. Definir "frecuencias medias". Obtener por inspección y calcular, R_i , R_o , la amplificación de tensión de cada etapa y la total $A_v = v_o/v_i$. Obtener A_v_s .

c) Obtener el valor aproximado de la frecuencia de corte inferior f_l . Justificar el procedimiento.

d) Analizar la realimentación producida al conectar un resistor $R_f=1M\Omega$ entre la base de T1 y el drain de T2, identificando los bloques generador, amplificador, carga y realimentador. Justificar qué muestrea, qué suma y si la realimentación es positiva o negativa.

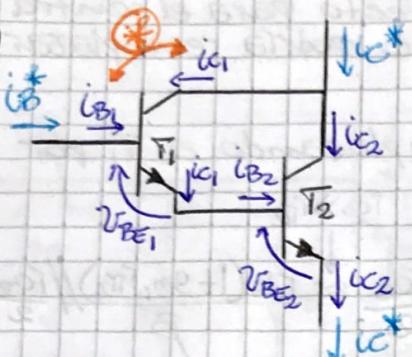


e) Si se conectara en el circuito de la figura un resistor entre +24V y el colector de T1. ¿Cuál sería su valor mínimo para el que ambos transistores permanecen en el modo activo de control de potencia?



$$D) * \beta_1 = \beta_2 = \beta * V_{A1} = V_{A2} = V_A * I_{X1} = I_{X2} = 0$$

a)



- Los terminales equivalentes se pueden sacar viendo los sentidos de las corrientes ó el terminal de control. Con los sentidos de referencia adoptados, todas las corrientes y tensiones son positivas (en continua).

Dado que i_B^* es entrante a la base de T_1 , será lo que determine β^* . Viendo el sentido de i_C^* se pueden definir C^* (arriba) y E^* (abajo).

- Se nota que  es una junta base-colector (BE), por lo que no puede ser la tensión de control. Por descarte se toma el otro camino p/definir la tensión de control (notar que sólo hay juntas BE , por lo que no lleva a incongruencias); y así definir B^* y E^* . C^* sale por descarte.

$$\bullet I_{C1} = \beta \cdot I_{B1}$$

$$I_{C1} = I_{B2}$$

$$I_{C2} = I_{B2} \cdot \beta = I_{C1} \cdot \beta$$

$$I_{C1} \cdot \beta = I_{C2}$$

②)

$$\bullet g_{m1}^* = \frac{I_{C1}}{V_{in}} = \frac{I_{CQ1} + I_{CQ2}}{V_{in}} = g_{m1} + g_{m2}$$

$$\bullet \Gamma_{T1}^* = \frac{\beta^*}{g_{m1}^*} \approx \frac{\beta^2}{g_{m1} + g_{m2}} \approx \frac{\beta^2}{g_{m2}} = \frac{\beta}{g_{m2}/\beta} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \Gamma_{T1}$$

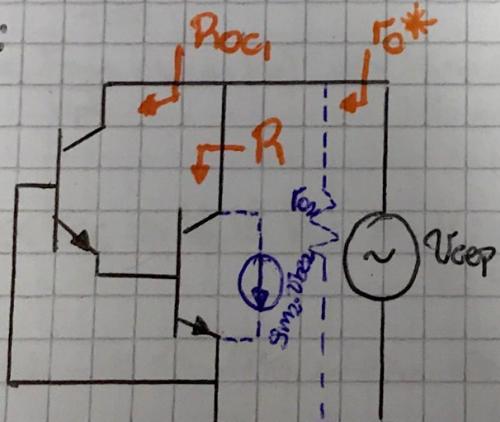
$$\beta^* = \beta_1 \cdot \beta_2 + \beta_1 + \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

$$g_{m1} = \frac{g_{m2}}{\beta}$$

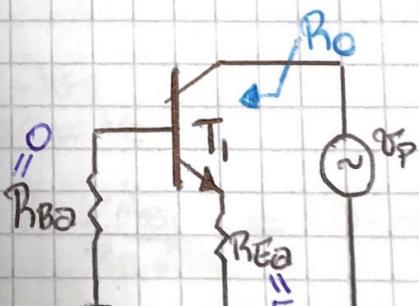
$$\Gamma_{T1} = \Gamma_{T2} \cdot \beta$$

$$\Gamma_{O1} = \Gamma_{O2} \cdot \beta$$

• Γ_{O1}^* :



► Se puede pensar a R_{O1} como la Ro de un EC realimentado:



$$R_O = R_{O1} \left(1 + \frac{\beta \cdot \Gamma_{T2}}{\Gamma_{T2} + \Gamma_{T1}} \right) \approx R_{O1} \cdot 2$$

$\Gamma_{T1} \gg \Gamma_{T2}$

$$\Delta R = \frac{V_{ceq}}{i_{c2}} = \frac{V_{ceq}}{\beta \cdot i_{c1}} = \frac{R_{oc1}}{\beta}$$

$$\Delta r_o^* = R \parallel R_{oc1} \parallel r_{o2} \approx \frac{R_{oc1}}{\beta} \parallel r_{o2} = \frac{2r_{o1}}{\beta} \parallel r_{o2} = 2r_{o2} \parallel r_{o2} = \frac{2}{3} r_{o2}$$

b). Si se reemplazara T_2 por un MOSFET, como $I_{G2}=0 \Rightarrow I_{d2}=0$ y se tendría a T_1 en corte, anulando su efecto para el centro de potencia (modo deseado). Descartado T_2 , se podría reemplazar T_1 y no habría inconvenientes.

- \tilde{r}_o es la resistencia equivalente, reemplazando a T_1 por un MOSFET.

$$\tilde{r}_o = \frac{R_{od1} \parallel r_{o2} \parallel \frac{R_{od1}}{\beta}}{\beta} \approx \frac{r_{ds} \left(1 + \frac{g_{m1} r_{gs} r_{tr2}}{r_{tr2} + r_{gs}} \right)}{\beta} \parallel r_{o2} \approx \frac{r_{ds} \left(1 + g_{m1} r_{tr2} \right)}{\beta} \parallel r_{o2}$$

- Si $r_{o2} \gg r_{ds} \Rightarrow \tilde{r}_o \approx \frac{r_{ds} \left(1 + g_{m1} r_{tr2} \right)}{\beta} \approx \frac{r_{ds}}{\beta} \ll r_o^* \Rightarrow r_o$ disminuye
- Si $r_{ds} \gg r_{o2} \Rightarrow \tilde{r}_o \approx r_{o2} \Rightarrow r_o$ aumenta

- \tilde{r}_{tr} es la relación entre tensión y corriente de entrada

$$\tilde{r}_{tr} = \frac{\Delta V_{gs}}{\Delta i_{c1}} \rightarrow \infty \Rightarrow \tilde{r}_{tr} \gg r_{tr}^*; r_{tr} \text{ aumenta}$$

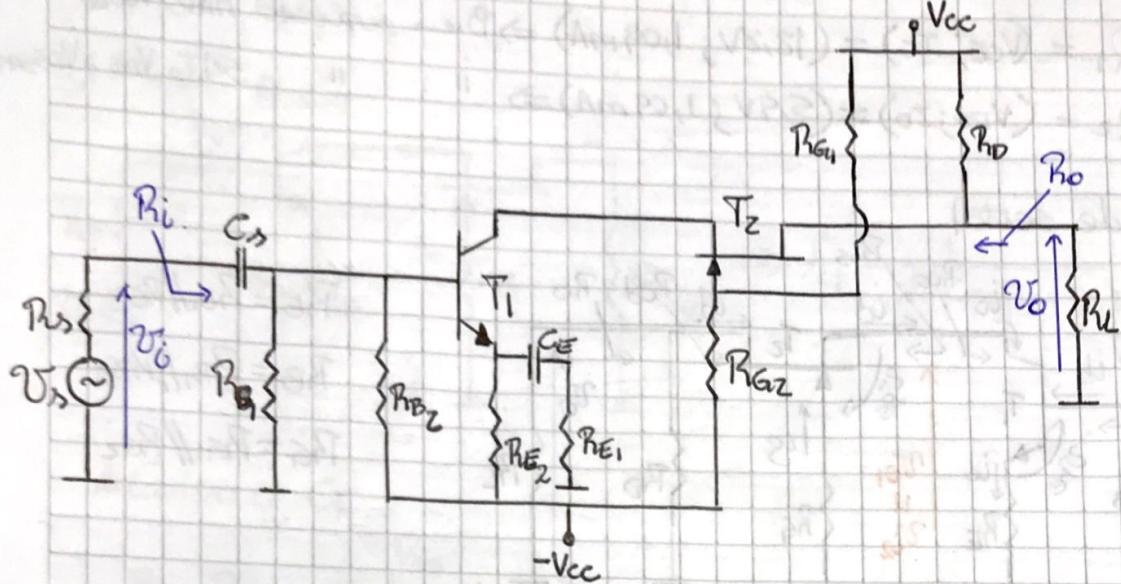
- \tilde{g}_m es la relación entre corriente de salida y tensión de entrada

$$\tilde{g}_m = \frac{\Delta i_c}{\Delta V_{gs}} \approx \frac{\Delta i_D \cdot \beta}{\Delta V_{gs}} = g_{m1} \cdot \beta < g_m^* \Rightarrow g_m \text{ disminuye}$$

*
+
+
+
+
+
+
+
+
+

$$2) * \beta = 200 \quad * V_A \rightarrow \infty \quad * r_x = 100 \Omega \quad * V_p = -3V \quad * I_{DSS} = 12mA \quad * h \rightarrow 0$$

(2)



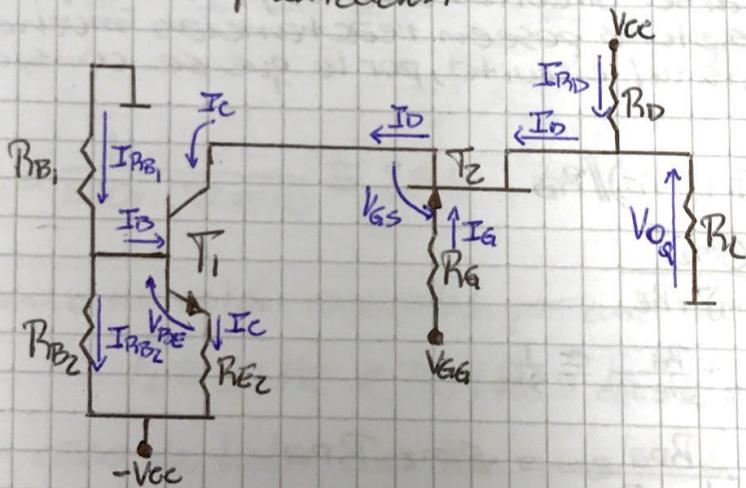
$$\begin{aligned} & * V_{CC} = 24V \\ & * R_S = 1k\Omega \\ & * C_S = 1\mu F \\ & * R_{B1} = 90k\Omega \\ & * R_{B2} = 30k\Omega \\ & * R_{E1} = 100\Omega \\ & * R_{E2} = ? \\ & * C_E = 50\mu F \\ & * R_{G1} = 64k\Omega \\ & * R_{G2} = 32k\Omega \\ & * R_D = 22k\Omega \\ & * R_L = 10k\Omega \end{aligned}$$

a) Obtener Q_1 y Q_2 , ajustando R_{E2} para que $V_{OQ} = V_{B2L} = 0V$

$$\bullet V_{OQ} = 0V \Rightarrow V_{B2} = V_{CC} \Rightarrow I_{RD} = V_{CC}/R_D = 1,09mA = I_D$$

• Circuito de polarización

• Supongo MAD Y SAT



$$V_{GG} = 2V_{CC} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - V_{CC}$$

$$V_{GG} = -8V$$

$$R_E = R_{G1} // R_{G2} = 21,3k\Omega$$

$$\bullet I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2 \Rightarrow V_{GS1} = -2,1V \quad \text{OK} \\ V_{GS2} = -3,9V \quad \text{X} \quad V_{GS2} < V_P \Rightarrow \text{JFET en corte}$$

$$\bullet V_{B2} \ll V_{GG} \Rightarrow V_B \approx V_{GG} \Rightarrow V_S = V_{GG} - V_{GS} \\ V_S = -5,0V = V_C$$

$$\bullet \text{Supongo } I_B \ll I_{RB1}, I_{RB2} \Rightarrow V_B = -V_{CC} \cdot \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = -18V \Rightarrow V_E = -18,7V$$

$$I_{RB1} \approx I_{RB2} = 200\mu A \gg I_B = \frac{1,09mA}{200} = 5,45\mu A \Rightarrow \text{Bien}$$

Supuesto

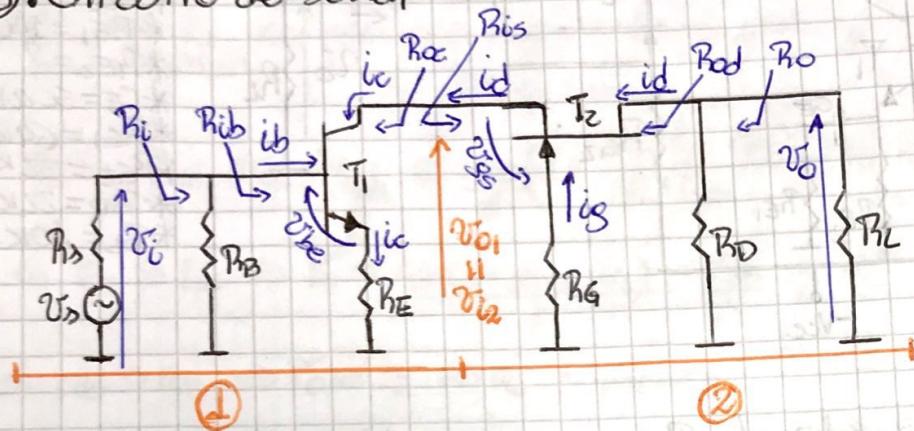
$$V_{REZ} = V_E - (-V_{CE}) = 5,3V \Rightarrow R_{EZ} = \frac{V_{REZ}}{I_C} = 4,86 k\Omega$$

- Los puntos de reposo son:

$$Q_1 = (V_{CE}; I_C) = (12,8V; 1,09mA) \Rightarrow \text{Bien suscrito MAD}, V_{CEQ} > V_{CEK}$$

$$Q_2 = (V_{DS}; I_D) = (5,9V; 1,09mA) \Rightarrow " " " \text{ SAT}, V_{DS} > V_{DSSAT}$$

b). Circuito de señal



$$R_E = R_{E1} // R_{E2}$$

$$R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

$$R_G = R_{G1} // R_{G2}$$

- Frecuencias medias son aquellas que pertenecen al rango de frecuencias en el cual los capacitores internos a los transistores poseen reactancias mucho mayores a las resistencias del circuito y pueden considerarse circuitos abiertos; y los capacitores externos a los transistores poseen reactancias mucho menores a las resistencias del circuito, por lo que se consideran cortocircuitos.

$$R_{ib} = r_{ff} + R_E \cdot B \Rightarrow R_{ib} = (r_{ff} + B \cdot R_E) // R_B$$

$$A_{Vi} = \frac{V_{O1}}{V_i} = -\frac{i_C \cdot R_{iS}}{V_{be} + i_C \cdot R_E} \approx -\frac{(g_m)_1}{(g_m)_1 + R_E}$$

$$R_{iS} = \frac{1}{g_m} + \frac{R_G}{g_m \cdot r_{ds}} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\Delta V_z = \frac{V_O}{V_{i2}} = \frac{-i_D (R_D // R_L)}{-(V_{GS} + i_G \cdot R_G)} = \frac{R_{DA}}{\frac{1}{g_m}} = g_m \cdot R_{DA}$$

$$A_v = A_{Vi} \cdot A_{Vz} = \frac{-\frac{1}{g_m}}{\left(\frac{1}{g_m} + R_E\right)} \cdot \frac{R_{DA}}{\frac{1}{g_m}} = \frac{-R_{DA}}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

$$R_{od} \gg R_D$$

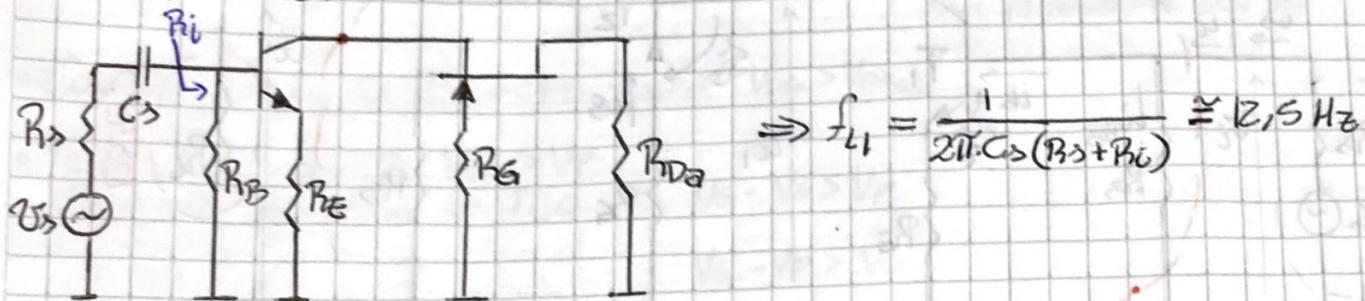
$$R_{od} = R_D // R_{od} \approx R_D$$

$$R_{od} \approx r_{ds} \left(1 + \frac{g_m \cdot r_{ds} \cdot R_{od}}{R_{od} + r_{ds} + R_G} \right)$$

$$\bullet A_{v_{ds}} = A_v \cdot R_i \underset{R_i \gg R_s}{\underset{\text{y}}{\approx}} A_v$$

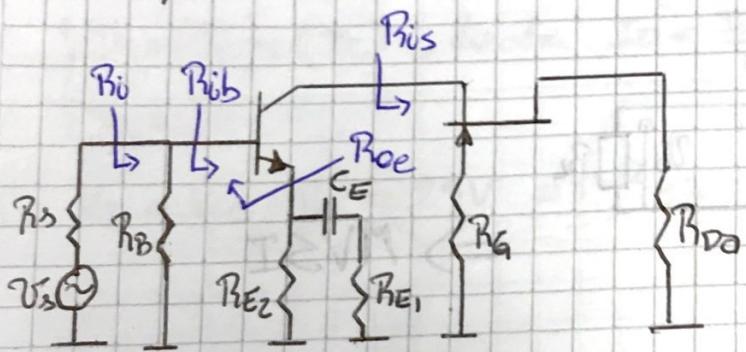
③

c) ▲ Cuelpo a C_S



$$\Rightarrow f_{L1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_S (R_{DS} + R_Da)} \approx 12,5 \text{ Hz}$$

▲ Cuelpo a C_E



$$\Rightarrow f_{L2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_E (R_{CE} // R_{BE1} // R_{BE2})}$$

$$R_{CE} = \left(\frac{R_T + R_A / R_B}{B} \right) // R_{BE1}$$

$$R_{CE} \approx \left(\frac{R_T + R_A / R_B}{B} \right) // \frac{1}{gm_2} \approx 22,9752$$

$$f_{L2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_E \cdot (122,8552)} \approx 25,9$$

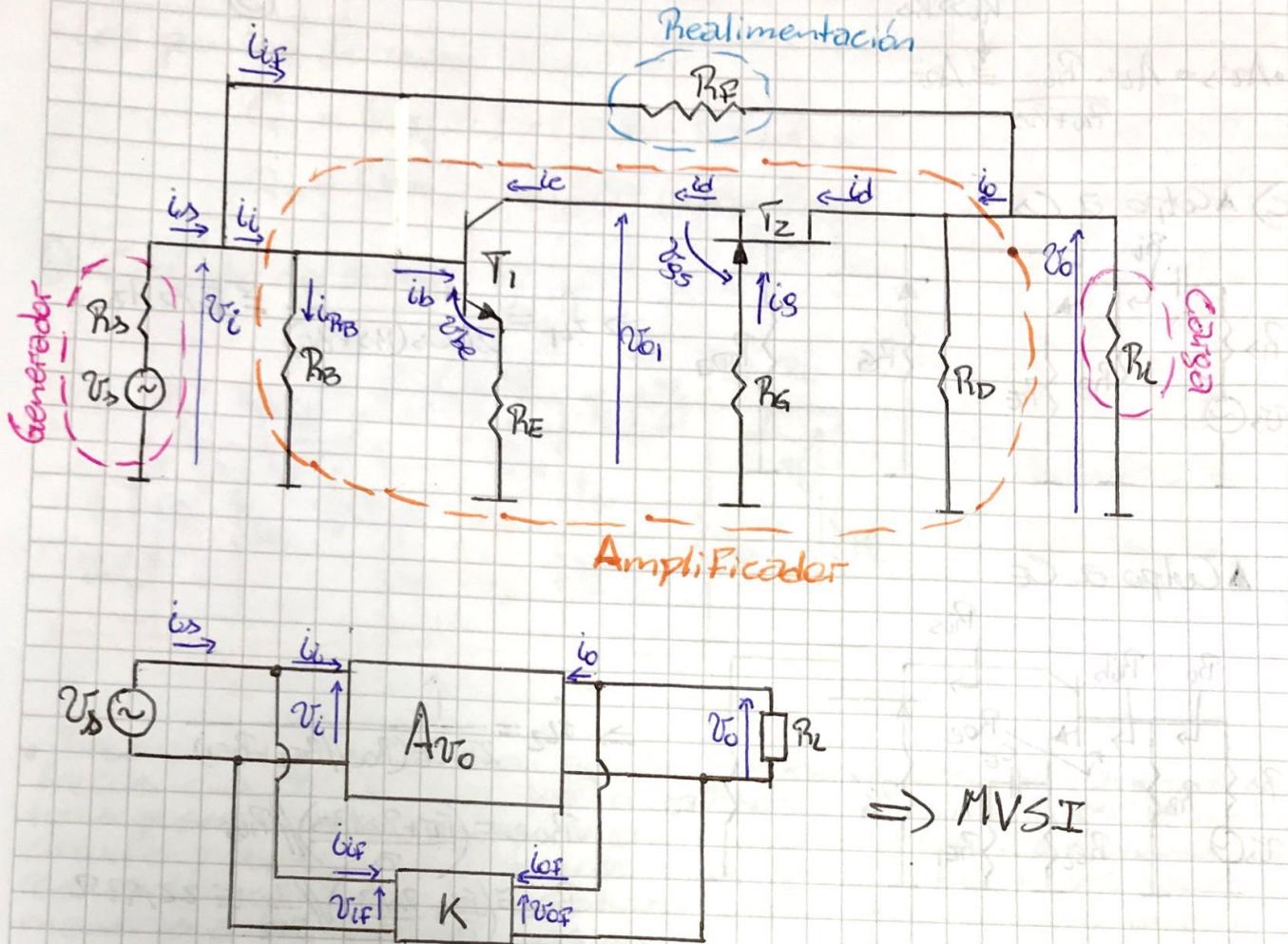
• Como no están separados por una década o más, entonces:

$$f_L \approx 37 \text{ Hz} < 38,4 \text{ Hz} = f_{L1} + f_{L2}$$

• En caso de haber cuentas mal: $f_L = \max \{ f_{L1}, f_{L2} \}$ si estuvieran separadas por 1 dec. o más.

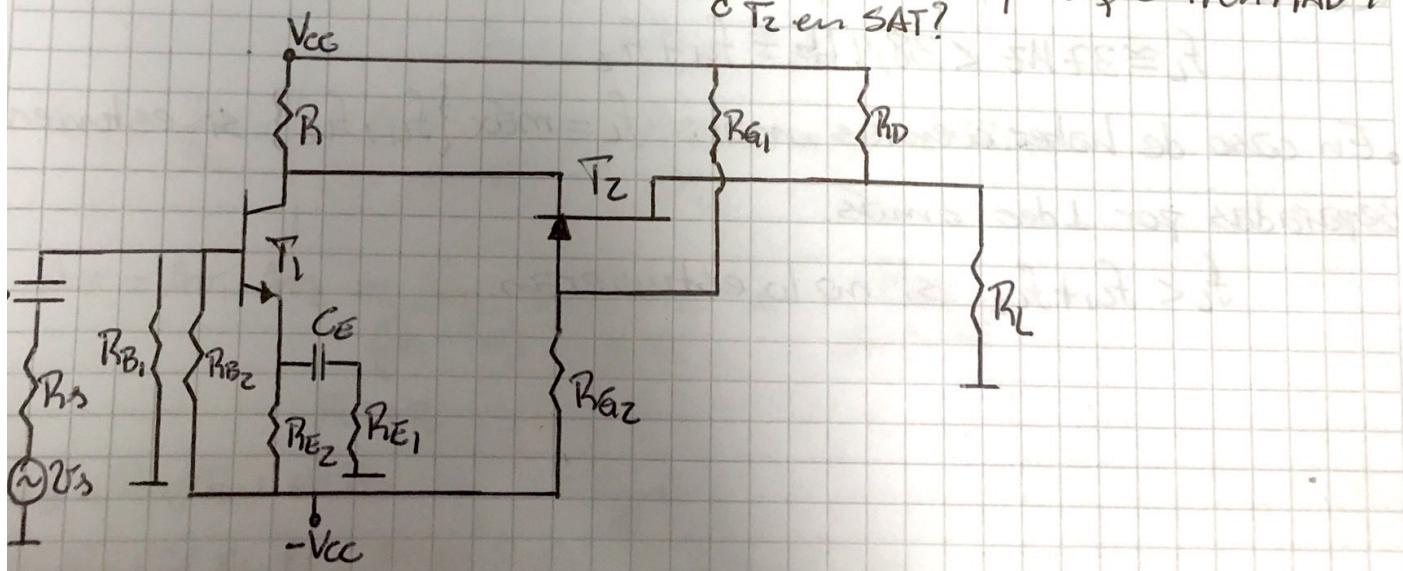
$f_L < f_{L1} + f_{L2}$ si no lo estuvieran.

d) * Se conecta $R_F = 1M\Omega$ entre B_{T_1} y D_{T_2} :



- $V_{be} \uparrow \Rightarrow V_{o1} \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow \Rightarrow i_{if} \uparrow \Rightarrow i_i \downarrow \Rightarrow i_b \downarrow \Rightarrow i_{cf} \downarrow \Rightarrow V_{be} \downarrow \rightarrow$ Realimentación negativa
EC es inversor

e) * R conectado entre V_{cc} y C_{T_1} . ¿Valor mínimo para que T_1 en MAD y T_2 en SAT?



(4)

- Si $R \rightarrow \infty \Rightarrow$ circuito original
 - Si $R \rightarrow 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{CE}^* > V_{CE}, \text{ pues ahora } V_C = V_{CC} \rightarrow \text{no saca a } T_1 \text{ de MAD} \\ V_{GS}^* < V_{GS}, \text{ pues } V_S = V_{CC} \rightarrow \text{podría hacer que } T_2 \text{ esté en } \cancel{\text{tríodo}} \text{ corte} \end{cases}$
 - Como $\lambda \rightarrow 0 \Rightarrow I_D = \text{cte}$ para $V_{DS} > V_{DSAT}$
 - T_2 en SAT implica $V_{GS} > V_P$
Como $V_G \approx V_{GS}$ es fijo $\Rightarrow V_G - V_S > V_P$
$$V_G - V_P > V_S$$
$$-5V > V_S$$
- Tomando el límite $V_S = -5V$:
- $$\begin{cases} I_R = (-I_D) + (I_C), \text{ donde } I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2 \rightarrow 0A \\ I_R = I_C \end{cases}$$
- $$V_R = V_{CC} - V_S = 29V \Rightarrow R_{\min} > R_{\limite} = \frac{V_R}{I_R} = \frac{29V}{1,09mA} = 26,6k\Omega$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

1.- Para una etapa cuasi-darlington con TBJs de parámetros conocidos:

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta ; V_{A1} = V_{A2} = V_A ; r_{x1} = r_{x2} = 0$$

donde el transistor de entrada T_1 resulta ser un PNP.

a) Justificar cuáles son los terminales C^* , B^* y E^* del transistor equivalente.

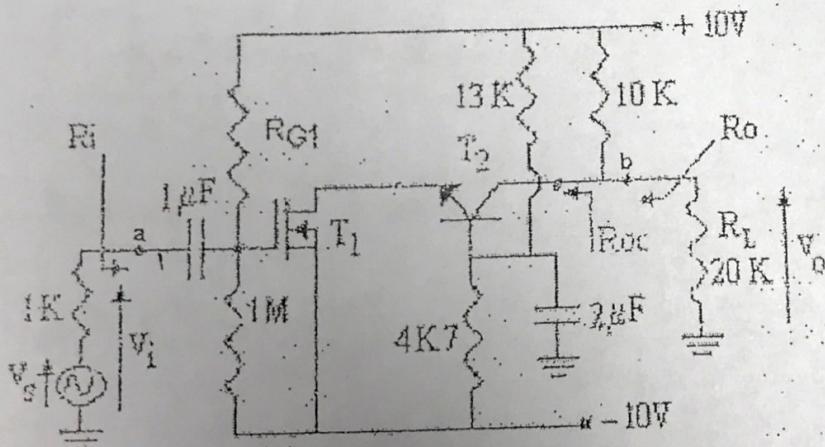
b) Definir y obtener *por inspección*, justificando el procedimiento, las expresiones de los parámetros de señal del transistor equivalente, en función de I_{CQ2} :

$$b_1) g_m^* \quad b_2) r_\pi^* \quad b_3) r_o^*$$

2.- $k = 1 \text{ mA/V}^2$; $V_T = +2 \text{ V}$; $\lambda \approx 0,01 \text{ V}^{-1}$; $\beta = 200$; $V_A \approx 100 \text{ V}$; $r_x \approx 0 \Omega$.

a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, hallando R_{G1} de modo que la tensión de reposo sobre la carga R_L sea $V_{OQ} = 0 \text{ V}$.

b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias sin reemplazar los transistores por su modelo. ¿Qué significa frecuencias medias?. Definir y obtener *por inspección* los valores de R_i y R_o , A_v y A_{vs} . Justificar el considerar o no el efecto de r_o y r_{ds} .



c) Justificar *cuantitativamente* cómo se modifican los puntos de reposo y los parámetros de señal calculados, si se desconecta del circuito el capacitor de $2\mu\text{F}$.

d) Se conecta un resistor de $470\text{K}\Omega$ entre los puntos "a" y "b". Analizar la realimentación, justificando qué se muestrea, qué se suma, si es positiva o negativa y si afectará los valores de reposo y/o de señal.

Parcial 13/05/16 (1^{er} fecha)

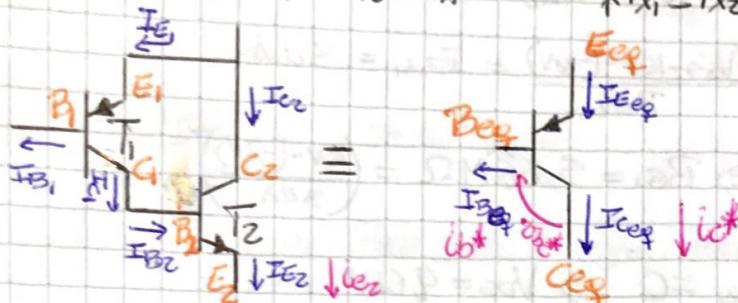
1) $\beta_1 = \beta_2 = \beta$

$V_{A1} = V_{A2} = V_A$

$i_{x1} = i_{x2} = 0$

$i_{b1} \cdot \beta = i_{c1}$

$i_{b2} \cdot \beta = i_{c2}$



$B_{eq} = B_1$

$E_{eq} = E_2$

$E_{eq} = C_2 = E$

Quasi-Darlington

Transistor equivalente

- Se puede determinar un transistor equivalente a una etapa Quasi-Darlington sabiendo los sentidos reales de los corrientes, y la tensión del nodo superior.

b) b1) $g_m^* = \frac{i_{c1}^*}{v_{be1}^*} = \frac{i_{c1}}{v_{be1}} = \frac{i_{c1} \cdot \beta}{v_{be1}} = g_{m1} \cdot \beta = \frac{i_{c1} \cdot \beta}{V_{Th}} = \frac{i_{c1}}{V_{Th}} = g_{m2}$

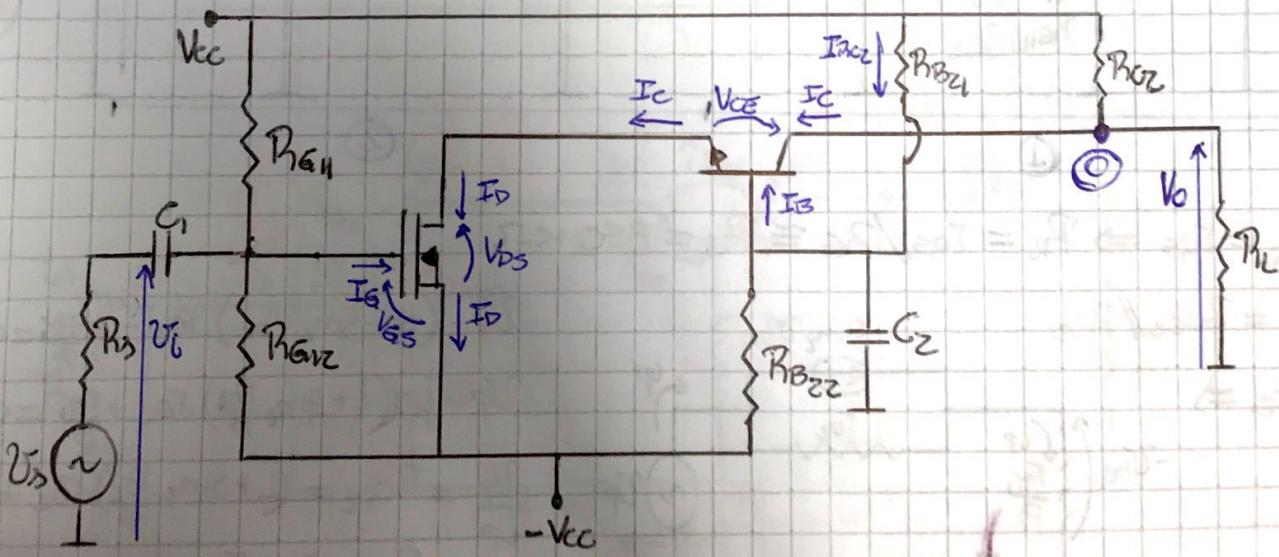
$$g_m^* = g_{m2} = \beta \cdot g_{m1} = \frac{i_{c1}}{V_{Th}} \cdot \beta = \frac{i_{c1}}{V_{Th}}$$

$$\begin{cases} i_{b1} \cdot \beta = i_{c1} \\ i_{c1} \cdot \beta = i_{c2} \end{cases} \Rightarrow i_{b1} \cdot \beta^2 = i_{c2}$$

b2) $r_{\pi}^* = \frac{\beta^*}{g_m^*} = \beta^2 / g_{m2} = \frac{\beta^2}{g_{m1} \cdot \beta} = \frac{\beta \cdot V_{Th}}{i_{c1}}$

b3) $r_o^* = \left(\frac{i_{c1}^*}{v_{ce1}^*} \right)' = \frac{r_{\pi}^*}{2} = \frac{V_A}{2i_{c1}}$ → Cuentas al Final

- 2) *Obtener los puntos de reposo, hallando P_{Q1} de modo que $V_{OQ}=0V$.



- $V_{BL} = V_{BQ} = 0V \Rightarrow I_{R_{B2}} = I_C = \frac{V_{CC} - 0V}{R_{C2}} = 1mA \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = 500\mu A$
- $I_C = I_D$. Usando $I_D = k(V_{GS} - V_t)^2 \Rightarrow V_{GS} \xrightarrow{3V} \checkmark$

$$V_{GS} = V_{R_{B2}} \Rightarrow V_G = V_{GS} - 10V = V_{R_{B2}}$$

$$I_{R_{B2}} = \frac{(-7V) - (-10V)}{R_{B2}} = \frac{(V_{GS} - 10V) - (-10V)}{R_{B2}} = I_{R_{G1}} = 3mA$$

$$I_{R_{G1}} = \frac{V_{CC} - V_G}{R_{G1}} \Rightarrow R_{G1} = 5,66M\Omega = \left(\frac{10V - (-7V)}{3mA}\right)^{-1}$$

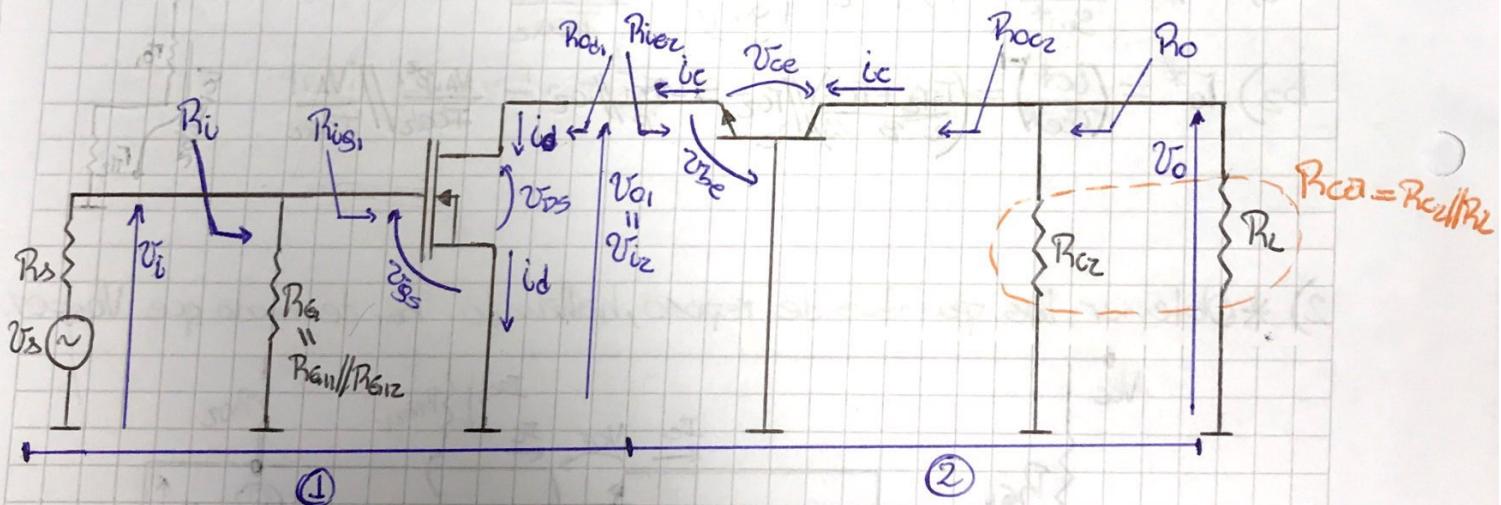
$$V_{DS} + V_{BE} - R_{B2} \cdot I_{R_{B2}} = 0 \Rightarrow V_{DS} = 4,61V$$

$$V_{DD} - V_{CE} - V_{DS} - (-V_{CC}) - I_C \cdot R_{C2} = 0$$

$$V_{CE} = 2V_{CC} - 1mA \cdot 10k\Omega - V_{DS} = 5,39V$$

b). Se entiende como Frecuencias medias a aquellas tales que

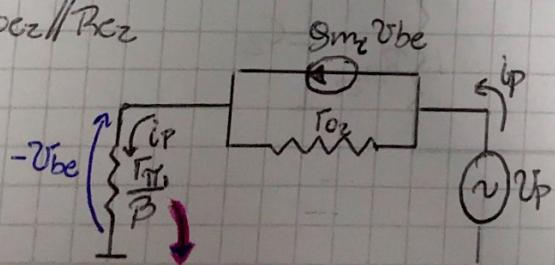
los capacitores internos de los transistores puedan considerarse como circuitos abiertos (reactancia mucho menor a las resistencias del circuito) y los capacitores externos a los transistores puedan considerarse cortocircuitos (reactancia despreciable frente a las resistencias del circuito).



$$R_{i_{g1}} = r_{gs} \Rightarrow R_i = r_{gs} // R_g \cong R_g = 850k\Omega$$

$$R_o = R_{C2} // R_{C2}$$

$$R_{C2} \Rightarrow$$



En realidad es $r_{ds} // (r_{pi2} / \beta)$. Se desprecia el efecto de Tds (muy alta)

$$\begin{aligned} V_p - (ip - gm_2 V_{be}) \cdot R_{C2} - ip \cdot \frac{r_{pi2}}{\beta} &= 0 \\ V_p - ip((1 + gm_2 \frac{r_{pi2}}{\beta}) \cdot R_{C2} + \frac{r_{pi2}}{\beta}) &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{V_p}{ip} &= R_{C2} = (1 + gm_2 \cdot \frac{r_{pi2}}{\beta}) \cdot R_{C2} + \frac{r_{pi2}}{\beta} \\ R_{C2} &\cong 2R_{C2} = 200k\Omega \quad \left(\frac{r_{pi2}}{\beta} = 1 \right) \end{aligned}$$

$$R_o = R_{OCZ} // R_{CZ} \approx R_{CZ} = 10k\Omega$$

$$\bullet A_{V1} = \frac{V_{O1}}{V_i} = -\frac{\Gamma_{II}}{B} \cdot \frac{i_d}{V_{DS}} = -g_{m1} \cdot (g_{m2})^{-1} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}}$$

$$\bullet A_{V2} = \frac{V_O}{V_{O1}} = \frac{-R_{CZ} \cdot i_C}{-\frac{\Gamma_{II} \cdot i_C}{B}} = g_{m2} \cdot R_{CZ}$$

$$\bullet A_v = A_{V1} \cdot A_{V2} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \cdot R_{CZ} \cdot g_{m2} = -g_{m1} \cdot R_{CZ}$$

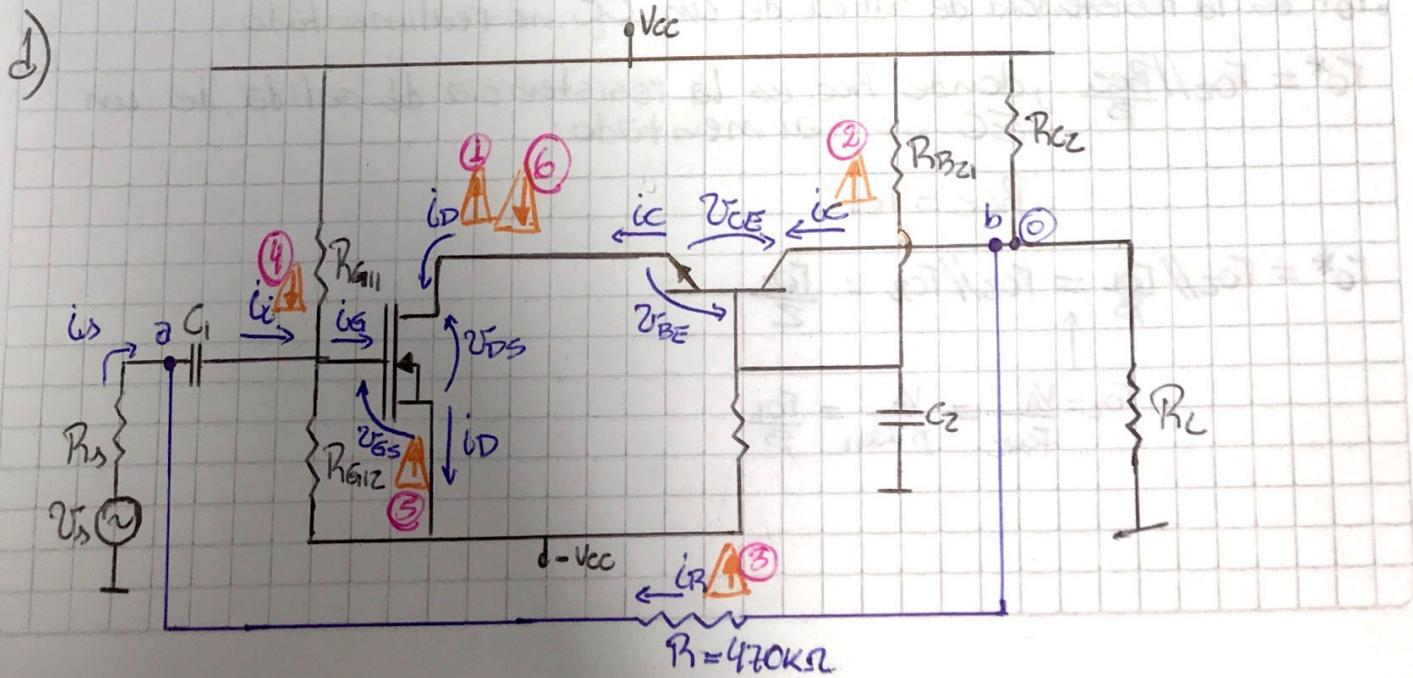
$$\bullet A_{VS3} = A_v \cdot \frac{R_o}{R_o + R_{VS3}}$$

c) *Si se desconecta el capacitor C_2 :

• En polarización no cambia nada, pues antes no había corriente por el capacitor y luego tampoco. Tomando $I_B < I_{BB1}, I_{BB2}$ se tiene un divisor resistivo. El remover el capacitor no afecta al divisor resistivo.

• En señal:

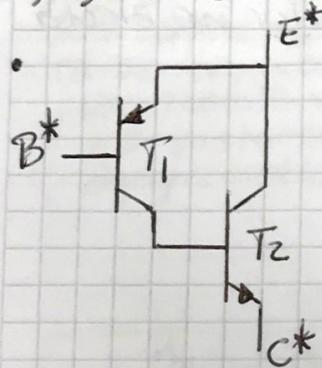
- Hay realimentación en T_2 por la base
- A_v no depende de $T_2 \Rightarrow$ no cambia
- R_o no depende de $T_2 \Rightarrow$ no cambia
- $R_o \rightarrow$ sin despreciar el efecto Early $\Rightarrow R_o \uparrow$
 ↓ despreciando el efecto Early $\Rightarrow R_o$ no cambia



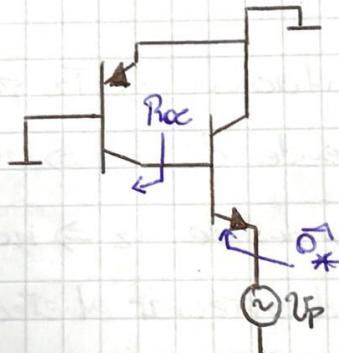
- Realimentación negativa, pues luego de realizar un incremento en i_d , el circuito respondió con un decremento de la variable, mediante la realimentación.
- Se muestrea tensión y se suma corriente \rightarrow MVI
- En continua $V_{baq} = 0 \Rightarrow$ no afecta a la polarización
- En señal: se refleja la P_i por Miller a la entrada & la salida:
 - $R_i^* = R_i // (\beta / (1 + A_v)) \Rightarrow R_i^* \downarrow$ respecto de R_i
 - $R_o^* = R_o // \beta \left(\frac{A_v}{1 + A_v} \right)$ (como $\beta \gg R_o$, $R_o^* \approx R_o$ estrictamente)
 - $A_v^* = -g_m \left(R_{ca} // \left(R \cdot \frac{A_v}{1 + A_v} \right) \right) \approx -g_m \left(R_{ca} // R \right) \Rightarrow A_v \downarrow$

Si se toma $R_{ca} // R \approx R_{ca} \Rightarrow A_v \approx -g_m \cdot R_{ca}$

1) b) R_o^* de un cuasi darlington



• Se coloca una fuente de prueba en el circuito de señal de la siguiente manera:



• R_o^* es la resistencia de salida de un CC no realimentado:

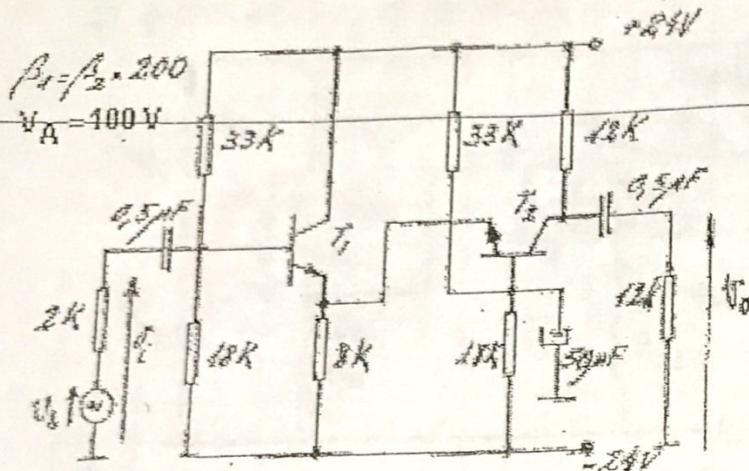
$R_o^* = R_{o2} // \frac{R_{oc}}{\beta}$, donde R_{oc} es la resistencia de salida de un EC no realimentado:

$$R_{oc} = R_{oi}$$

$$R_o^* = R_{o2} // \frac{R_{oi}}{\beta} = R_{o2} // R_{o2} = \frac{R_{o2}}{2}$$

$$R_{o2} = \frac{V_A}{I_{CQ2}} = \frac{V_A}{\beta I_{CQ1}} = \frac{R_{oi}}{\beta}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
M	T	N			

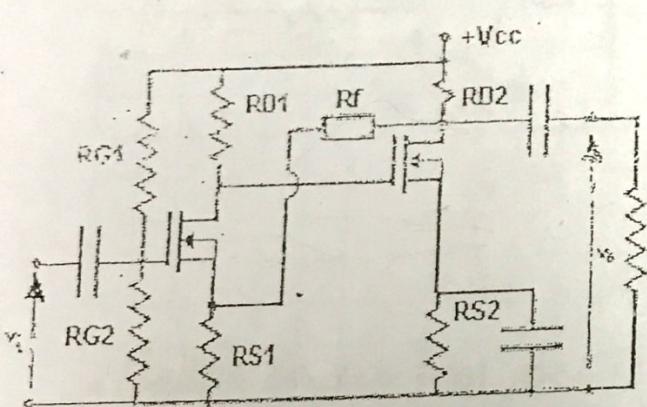


1. a) Dibujar el circuito de continua e indicar en él todos los sentidos de referencia de tensiones y corrientes continuas. Determinar los respectivos puntos de reposo, indicando las tensiones de los electrodos contra común.

b) Dibujar el circuito de señal para frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Definir, obtener las expresiones por inspección justificando el procedimiento y calcular la resistencia de entrada de cada etapa, la de carga para la señal de cada una, la A_v de cada una y los valores totales de A_v , R_i , R_o , A_{vs} .

c) Obtener la V_o pico máxima sin recorte en ambos semiciclos.

d) Justificar cualitativamente la dependencia de A_v y A_{vs} con el resistor equivalente de Thévenin $R_B(T_2)$, si se desconecta el capacitor de desacople de la base de T_2 .



2.-

a) Analizar la realimentación producida al conectar R_f en el circuito. Indicar cuáles serán los bloques: generador, amplificador, carga y realimentador del circuito realimentado. Justificar cualitativamente qué se muestra, qué se suma y si estabiliza o no los valores de reposo.

b) Agregar un capacitor al circuito de modo que el efecto de la realimentación producida:

b₁) afecte a la continua pero no a la señal.

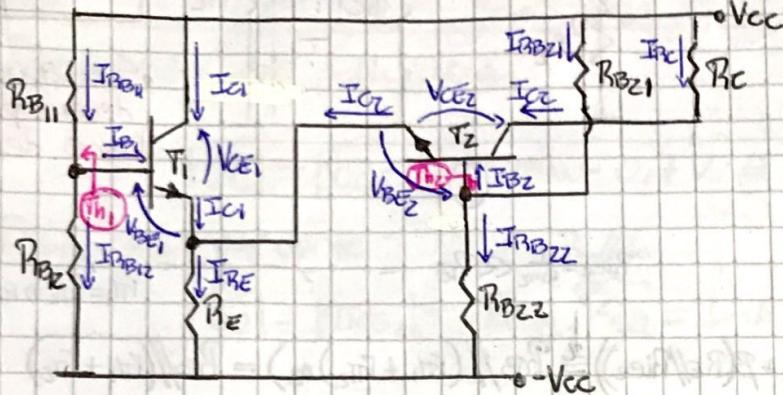
b₂) afecte a la señal pero no a la continua.

Justificar dónde debería conectarse en cada caso.

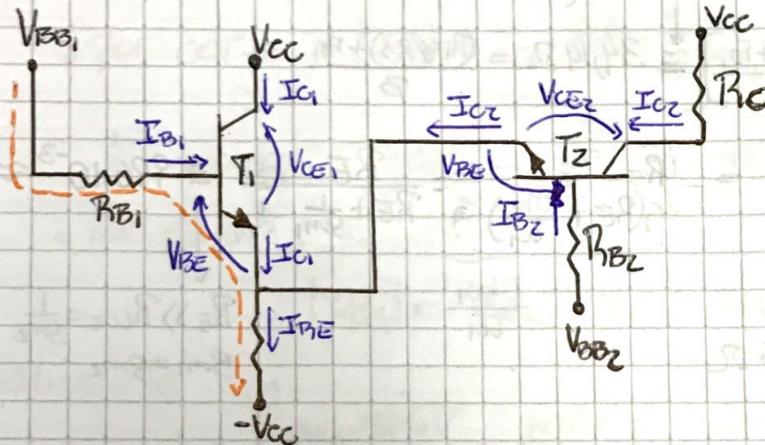
Parcial 20/10/17

(1)

D) $\beta = 200$ * $V_A = 100V$



$$\begin{aligned} *V_{CC} &= 24 \text{ V} \\ *R_{B11} &= 33 k\Omega \\ *R_{B12} &= 18 k\Omega \\ *R_E &= 8 k\Omega \\ *R_{B21} &= 33 k\Omega \\ *R_{B22} &= 18 k\Omega \\ *R_C &= 12 k\Omega \end{aligned}$$



$$\begin{cases} V_{BB1} = 2V_{CC} \frac{R_{B12}}{R_{B12} + R_{B11}} - V_{CC} \\ V_{BB2} = 2V_{CC} \frac{R_{B22}}{R_{B21} + R_{B22}} - V_{CC} \\ R_{B1} = R_{B11} // R_{B12} \\ R_{B2} = R_{B21} // R_{B22} \\ V_{BB1} = V_{BB2} = -7,06 \text{ V} \\ R_{B1} = R_{B2} = 11,65 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

• Mallas de control de T_1 y T_2 iguales $\Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I_C$

$$I_{RE} = 2I_C$$

• Malla de entrada de T_1 (redesaltada):

$$V_{CC} + V_{BB} = V_{BB1} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + 2I_C \cdot R_E$$

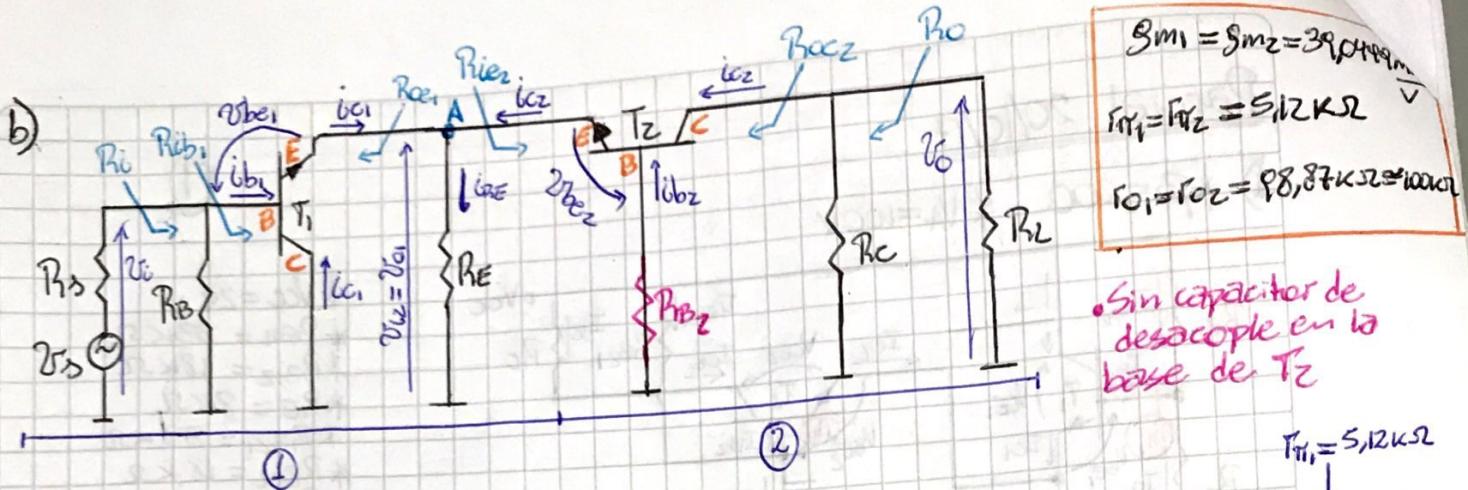
$$(V_{CC} + V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + 2R_E) = I_C \Rightarrow I_C = 1,01 \text{ mA} \approx 1 \text{ mA}$$

Parám.	I_{CQ1}	V_{CEQ1}	V_{C1}	V_{E1}	V_{B1}	I_{CQ2}	V_{CEQ2}	V_{C2}	V_{E2}	V_{B2}
Valor	1mA	31,84V	24V	-7,84V	-7,06V	1mA	19,84V	12V	-7,84V	-7,06V

$$V_{E1} = I_E \cdot 2R_E - V_{CC} \approx V_{BB1} - 0,7V = V_{E2}$$

$$V_{C1} = V_{CE}$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$



Para T_1 :

$$\bullet R_{i1} = R_B // R_{ib1} = R_B // (r_{in1} + B(R_E // R_{ie2})) \cong R_B // (r_{in1} + \frac{R_E}{g_m2}) = R_B // (r_{in1} + r_{in2})$$

$$R_{in1} = 5,45 \text{ k}\Omega \quad r_{in1} = 100 \text{ k}\Omega \gg (\text{o otro})$$

$$\bullet R_{o1} = R_{oe1} = r_o // \left[\frac{(R_B // R_E) + r_{in1}}{B} \right] \cong 34,14 \Omega = \frac{(R_B // R_E) + r_{in1}}{B}$$

$$\bullet A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{V_{RE}}{V_{RE} + V_{be1}} = \frac{i_C (R_E // R_{ie2})}{i_C (R_E // R_{ie2} + \frac{V_{be1}}{r_{in1}})} = \frac{R_E // R_{ie2}}{R_{ie2} // R_E + \frac{1}{g_m1}} \cong 0,5$$

Para T_2 :

$$\bullet R_{i2} = R_{ie2} = \frac{1}{g_m2} = 25 \Omega$$

$$\bullet R_{o2} = R_{oc2} = r_o = 100 \text{ k}\Omega$$

$$\bullet A_{v2} = \frac{V_O}{V_{O2}} = \frac{\frac{R_{ca}}{R_E}}{-V_{be2}} = +g_m2 \cdot R_{ca} = +235$$

Total:

$$\bullet R_i = R_{i1} = 5,45 \text{ k}\Omega$$

$$\bullet A_{v1} = \frac{R_i}{R_i + R_B}$$

$$\bullet R_o = R_{oc} // R_E \cong 12 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \gg R_E$$

$$\bullet A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = 117$$

c) Dado que $A_{v1} \ll A_{v2} \Rightarrow V_O \gg V_{o1}$, por lo que se considera que en el nodo A se tiene una tierra virtual

$$\Downarrow \\ V_{CE2} = -V_O$$

$$\begin{aligned} g_m1 &= g_m2 = 39,04 \text{ mS} \\ r_{in1} &= r_{in2} = 5,12 \text{ k}\Omega \\ r_{o1} &= r_{o2} = 98,87 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Sin capacitor de desacople en la base de T_2

$$r_{in1} = 5,12 \text{ k}\Omega$$

$$r_{in1} = r_{in2} \Rightarrow r_{in1} + r_{in2} = 10,24 \text{ k}\Omega$$

$$R_E \gg R_{ie2} = \frac{1}{g_m2}$$

$$g_m1 = g_m2$$

(2)

Distorsión por corte:

$$|V_{O1}| = |V_{CE1}| = V_{CEQ} - V_{KEK} \approx 4V$$

- Distorsión por saturación:

$$|V_{O1}| = |V_{CE2}| = V_{CEQ} - 0,7V \approx 19,3V$$

- Distorsión por corte:

$$|V_{O1}| = |V_{CE1}| = I_{CQ1} \cdot R_{C1} = 1mA \cdot 6k\Omega = 6V$$

} Considerando
a T_z más
propenso a
limitar.

▲ Limitaciones dadas por T_z :

• por corte: $|V_{CE1}| = I_{CQ1} \cdot R^* = \frac{I_{CQ1}}{1mA} \cdot \left(R_E \parallel \frac{R_L}{g_mz} \right) = 25mV$

traducido a la salida: $A_{VZ} \cdot 25mV = 5,88V \approx 6V$

- por saturación:

$$|V_{CE1}| = V_{CEQ_1} - V_{KEK} = 31V$$

Finalmente

$$\hat{V}_{Omax} \approx 6V$$

para que no haya recorte en ningún semiciclo

d). Al conectar R_B (desconectar el capacitor) $R_{iEz}^* = \frac{R_{Tz} + R_{B2}}{B} > R_{iEz}$

$$\Rightarrow A_{Vi}^* > A_{Vi}$$

$$A_{VZ}^* = \frac{-i_{Cz}(R_C \parallel R_L)}{-(V_{BEz} + i_{Cz} \cdot \frac{R_B}{B})} < A_{VZ}$$

$$R_{iO}^* = R_B \parallel R_{iBz}^* = R_B \parallel (R_{T1} + B \cdot (R_E \parallel R_{iEz}^*)) > R_O$$

$$R_O^* \rightarrow \text{No pide}$$

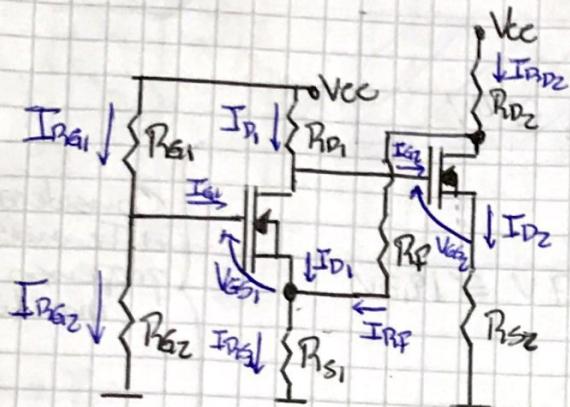
$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } A_{Vi} \uparrow, A_{VZ} \downarrow \Rightarrow A_{Vz} \downarrow \text{ o } \uparrow? \\ \downarrow \end{array} \right\}$$

Incierto a priori. Con análisis de A_{Vi}
y A_{VZ} alcanza. En un cascode es
conceptual (hay que analizarlo)

$$A_{Vi\text{cascode}} \neq f(R_{Bz}) \Rightarrow$$

A_{Vi} no cambia.

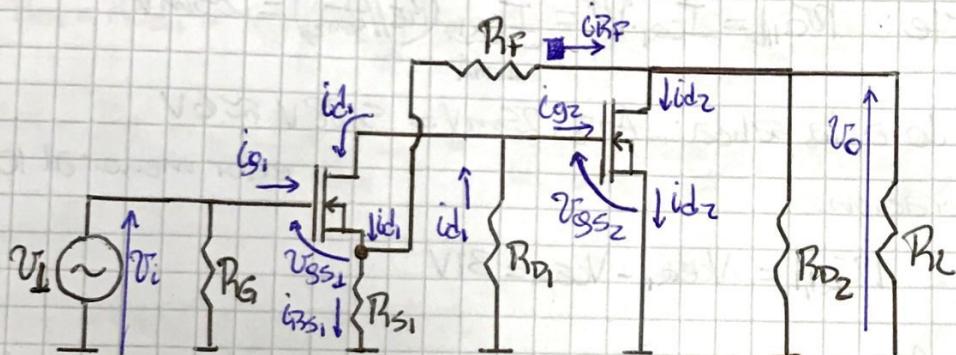
2) * Circuito de polarización



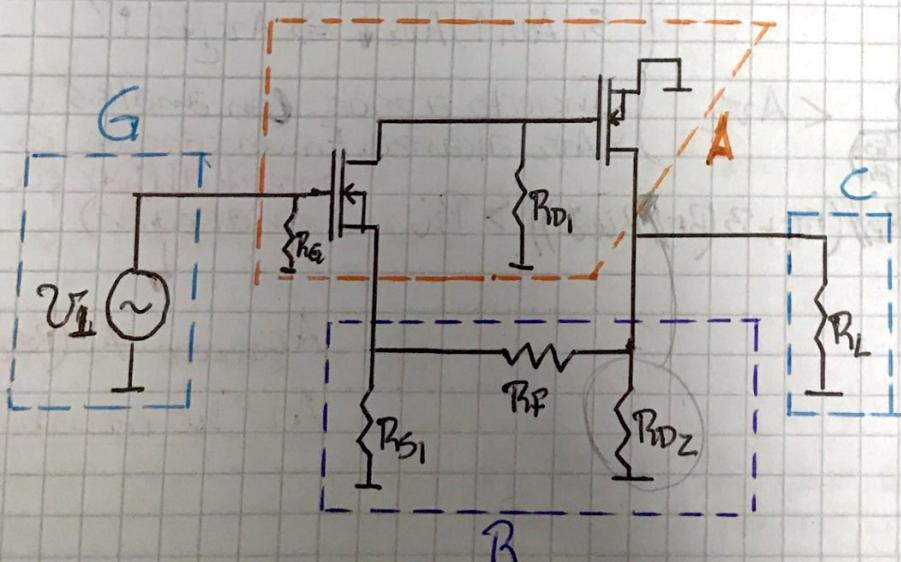
$$I_{RD2} \approx I_{D1}, \text{ pues } I_{G1} \approx 0 \text{ mA}$$

$V_{GS1} \uparrow \Rightarrow I_{D1} \uparrow \Rightarrow V_{GZ} \downarrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow I_{D2} \downarrow \Rightarrow V_{D2} \uparrow \Rightarrow I_{RF} \uparrow \Rightarrow I_{RS} \uparrow \Rightarrow I_{D2} \approx I_{RD2}$, considerando $R_F \gg$ Resistencias del circuito
 $\Rightarrow V_S \uparrow \Rightarrow V_{GS} \downarrow \Rightarrow I_{D1} \downarrow$
 Luego, estabiliza el punto de reposo (realim. neg.)

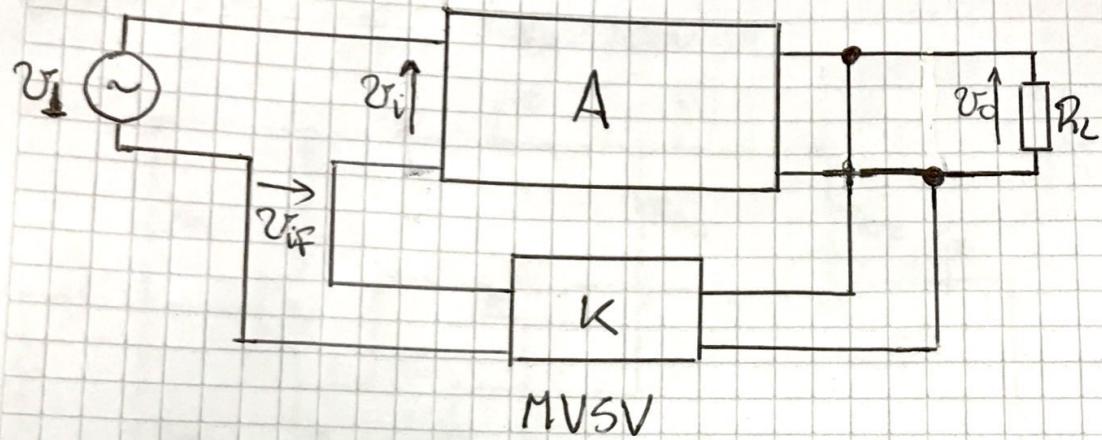
* Circuito de señal



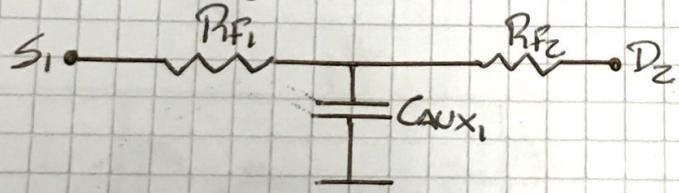
$V_{GS1} \uparrow \Rightarrow i_{d1} \uparrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow i_{d2} \downarrow \Rightarrow i_{RF} \downarrow \Rightarrow i_{RS} \uparrow \Rightarrow V_S \uparrow \Rightarrow V_{GS} \downarrow \Rightarrow i_{d1} \downarrow$
 Luego, hay realim. neg. para señal



(3)



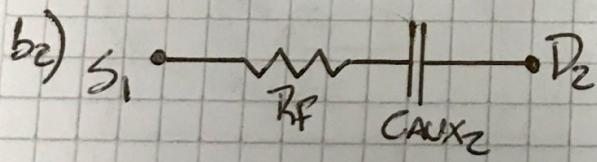
b) b1) Para afectar a la continua pero no a la señal se debe realizar la siguiente conexión:



$$R_{F1} + R_{F2} = R_F$$

$$R_{F1}, R_{F2} \neq 0$$

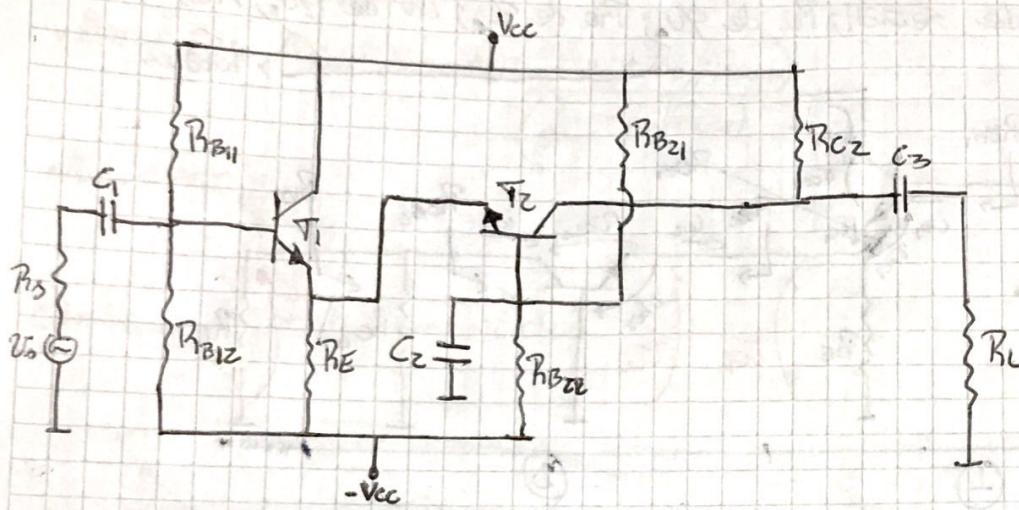
• CAUX1 tal que sea un cable de frecc. medias



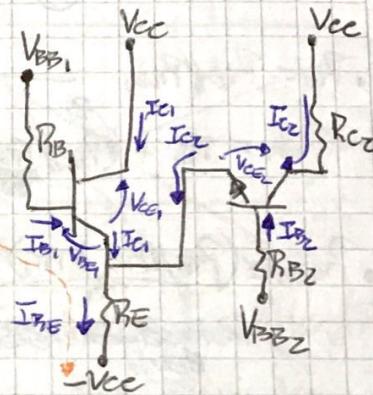
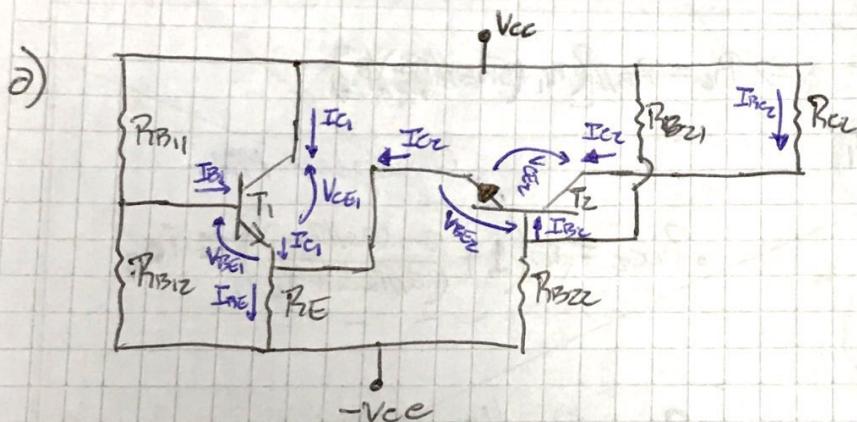
Parcial 20/10/17

$$1) * \beta_1 = \beta_2 = 200$$

$$* V_A = 100V$$



$$\begin{aligned} V_{cc} &= 24V \\ R_{B11} &= 33k\Omega \\ R_{B12} &= 18k\Omega \\ R_{B21} &= 33k\Omega \\ R_{B22} &= 18k\Omega \\ R_E &= 8k\Omega \\ R_C2 &= 12k\Omega \\ R_L &= 12k\Omega \\ C_1 &= 0.5\mu F \\ C_2 &= 50\mu F \\ C_3 &= 0.5\mu F \\ R_D &= 2k\Omega \end{aligned}$$



$$R_{B1} = R_{B11} // R_{B12} = 11.65k\Omega \quad V_{BB1} = -7.06V$$

$$R_{B2} = R_{B21} // R_{B22} = 11.65k\Omega \quad V_{BB2} = -7.06V$$

Mallas de control de T1 y T2 son iguales $\Rightarrow I_{CQ1} = I_{CQ2} \Rightarrow$

$$I_{RE} = I_{CQ1} + I_{CQ2} = 2I_{CQ}$$

Malla ~~---~~

$$V_{BB} - I_B \cdot R_B - V_{BE} - 2I_C \cdot R_E + V_{cc} = 0$$

$$(V_{BB} + V_{cc} - V_{BE}) = I_B (R_B + 2\beta E)$$

$$I_B = (V_{BB} + V_{cc} - V_{BE}) / (R_B + 2\beta E)$$

$$I_C = (V_{BB} + V_{cc} - V_{BE}) / (R_B + 2\beta E) = 0.97mA \approx 1mA \Rightarrow V_{CE} = V_{cc} - V_{BE} \rightarrow 8V$$

$$V_{CE} = V_{cc} - (V_{BE} - V_{cc})$$

$$V_{CE} = 24V - (2I_C \cdot R_E - 24)$$

$$V_{CE} = 48V - 2I_C \cdot R_E = 82V$$

Los emisores
están al mismo
punto \rightarrow misma
tensión

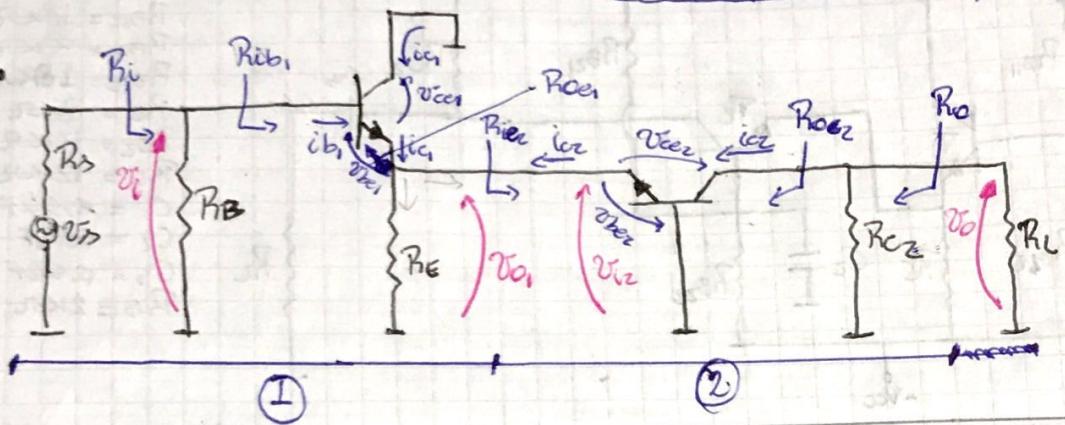
Entances $Q_1 = (V_{CE1}; I_{CQ1}) = (32V; 1mA)$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_C \cdot R_{CE1} = 12V$$

$$V_{CE2} = V_{CE1} - V_{E_{12}} = 12V - (-8V) = 20V$$

Entances $Q_2 = (V_{CE2}; I_{CQ2}) = (20V; 1mA)$

b) Circuito de señal; R_i de v_{in} ; R_o de v_{out} ; A_v de v_{in} ; A_{v2} totales



$$R_i = R_B // R_{iB1} \Rightarrow R_i = R_B // \left(r_{T11} + \left(R_E // \frac{r_{T12}}{\beta} \right) \beta \right)$$

$$R_{iB1} = r_{T11} + \left(R_E // \frac{r_{T12}}{\beta} \right) \beta$$

Unidades MAL

$$R_{o1} \cong \left(R_B // R_s + r_{T11} \right) \frac{1}{\beta}$$

despreciando el efecto E_{2s1}

$$R_{o2} = r_{T2} \left(1 + \frac{S_m \cdot (R_E // R_{o1})}{(R_E // R_{o1}) + r_{T2}} \right) \cong r_{T2}$$

$$R_{iB2} = \frac{r_{T12}}{\beta} = \frac{1}{S_m \beta}$$

$$R_o = R_{o2} // r_{T2} \cong R_{o2}$$

$$A_{v1} =$$

$$R_i = R_B // R_{iB1} \Rightarrow R_i = R_B // \left(r_{T11} + \left(R_E // \frac{r_{T12}}{\beta} \right) \beta \right)$$

$$R_{iB1} = r_{T11} + \left(R_E // \frac{r_{T12}}{\beta} \right) \beta$$

$$R_{o1} = \frac{\left(R_B // R_s + r_{T11} \right)}{\beta}$$

$$R_{o2} = r_{T2} \left(1 + \frac{S_m \cdot (R_E // R_{o1})}{(R_E // R_{o1}) + r_{T2}} \right) \cong r_{T2}$$

$$R_{iB2} = \frac{r_{T12}}{\beta} = \frac{1}{S_m \beta}$$

$$R_o = R_{o2} // r_{T2} \cong R_{o2}$$

$$A_{v1} = \frac{i_c \cdot (R_{iB2} // R_E // R_{o1})}{R_{iB1} + R_{iB2}} = \frac{i_c \cdot (R_{iB2} // R_E // R_{o1})}{\left(\frac{V_{be}}{i_c} + (R_{iB2} // R_E) \right) i_c} = \frac{(R_{iB2} // R_E) // R_{o1}}{\left(\frac{1}{S_m \beta} + R_{iB2} // R_E \right)}$$

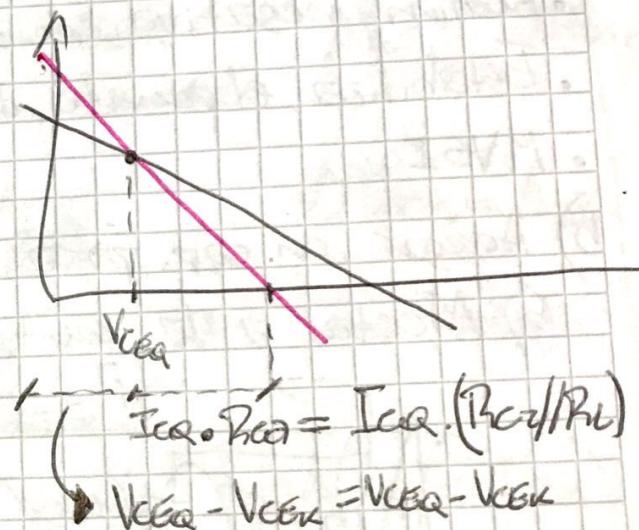
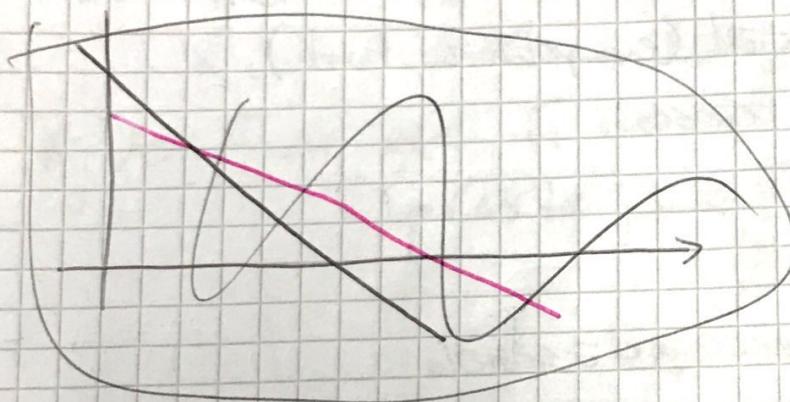
$$A_{VZ} = \frac{V_O}{V_{O_1}} = \frac{(R_{C2} + R_E // R_{C1})}{R_{C1}}$$

$$A_{VZ} = \frac{-i_{C2}(R_{C2})}{-V_{BEZ}} = g_m z R_{C2}$$

$$\bullet A_{VZ} = A_{V1}, A_{VZ} = g_m z R_{C2} \left(\frac{R_{C2} + R_E // R_{C1}}{\frac{1}{g_m} + R_E // R_{C1}} \right)$$

$$\bullet A_{VS} = A_{V1} \cdot \frac{R_E}{R_E + R_S}$$

c) * Verificar en ambos semiciclos

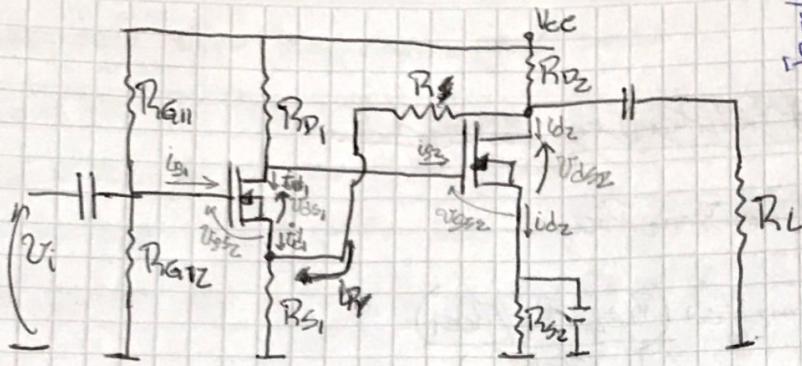


$$\begin{cases} V_{OMA_1} = I_{CEQ} \cdot (R_{C2} // R_E) \\ V_{OMA_2} = V_{CEQ} - V_{CEK} \end{cases}$$

d) * Desconectar $C_2 \Rightarrow A_V = f(R_B)$?

T_2 como seguidor de corriente \Rightarrow no afecta ganancia \Rightarrow no

2)



$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_{D2} \\ V_{G1} \uparrow \Rightarrow I_{D1} \uparrow \Rightarrow V_{DS1} \downarrow \Rightarrow I_{D2} \downarrow \Rightarrow I_{D2} = I_{D1} - I_{DS1} \\ I_{D2} \downarrow \Rightarrow I_{DS2} \uparrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow I_{D2} \uparrow \Rightarrow V_{GS1} \uparrow \Rightarrow I_{D1} \downarrow \end{aligned}$$

$$V_{S1} \uparrow \Rightarrow V_{GS1} \downarrow \Rightarrow I_{D1} \downarrow \Rightarrow I_{D2} \downarrow \Rightarrow I_{D2} = I_{D1} - I_{DS1}$$

a) Realizm. al conectar R_f ; Bloques; estabiliza?

$$\begin{aligned} id_1 \uparrow \Rightarrow & V_{GS1} \uparrow \\ V_{GS1} \uparrow \Rightarrow id_1 \uparrow \Rightarrow & V_{GS2} \downarrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow id_2 \downarrow \Rightarrow i_R \uparrow \Rightarrow \\ V_{DS1} \uparrow = V_{S1} \Rightarrow & V_{GS1} \downarrow \Rightarrow id_1 \downarrow \quad \checkmark \end{aligned}$$

$$V_{GS} \uparrow \Rightarrow id_1 \uparrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow V_{GS2} \downarrow \Rightarrow id_2 \downarrow \Rightarrow i_R \uparrow \Rightarrow V_S \uparrow \Rightarrow V_{GS1} \uparrow$$

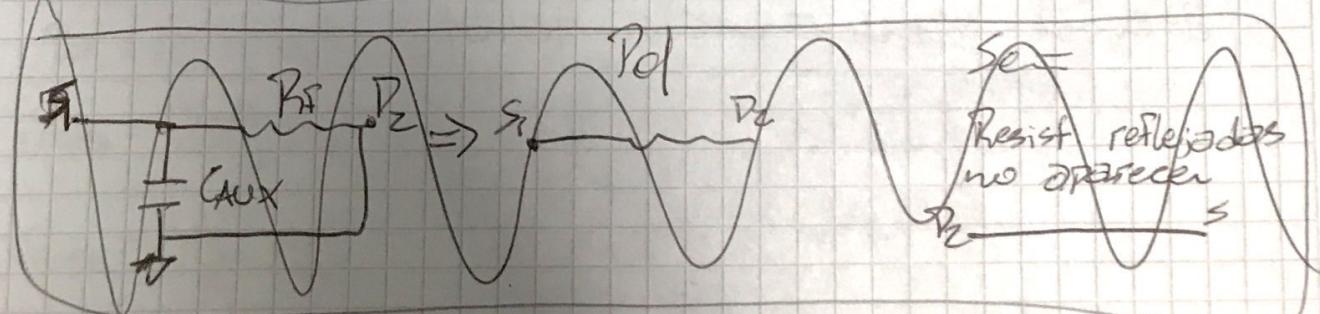
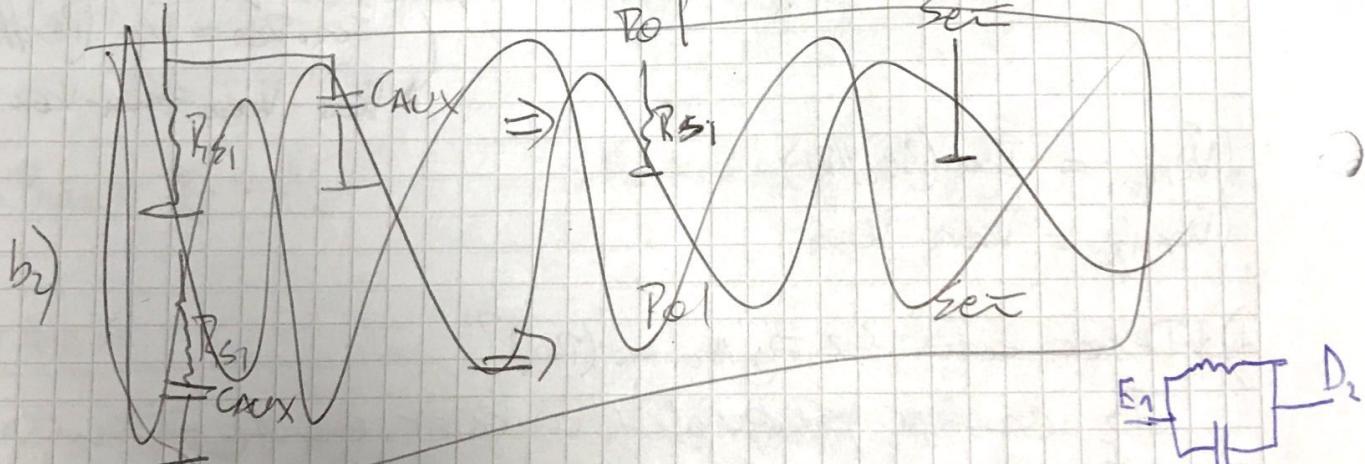
- Realizm. negativa en señal (en polariz. turb.)

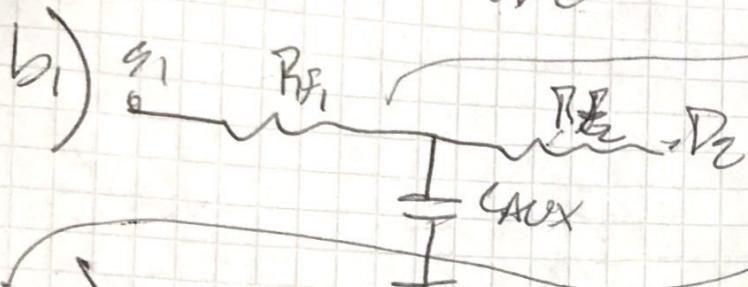
- Estabiliza el punto de reposo

- MVSII

b) Agregar un cap. paralelo:

b) Afectar a la cont. pero no a señal





c) Limitante: T_2

Kierra virtual

$$V_D = +V_{CE}$$

$$\text{Lim. corte} \rightarrow I_{DA} \cdot R_{DA}$$

$$\text{Lim. sat} \rightarrow V_{CEQ} - V_{CEK}$$

Verificar que T_1 no es limitante:

- Corte: $I_{DA} \cdot R_{DA}$
($\frac{1}{R_{DA}} \parallel 8k$)

- Sat: $V_{CEQ} - V_{CEK}$

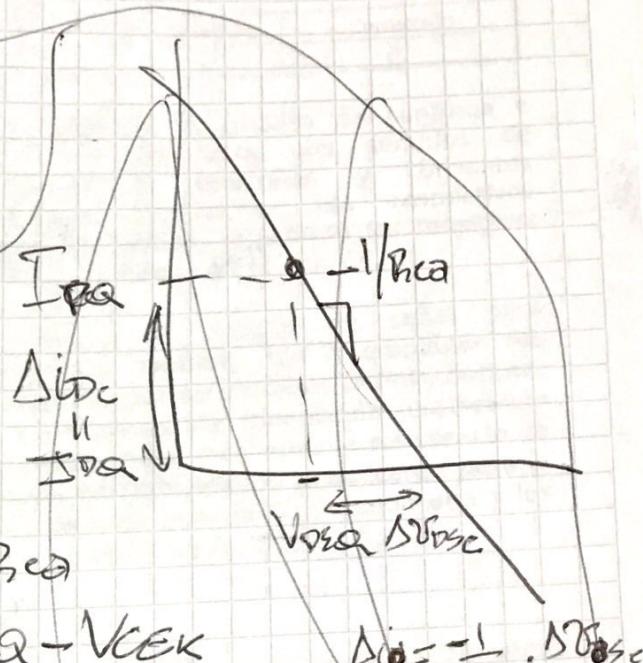
- Multip. por A_{V2}

$$\Delta V_{DSQ} = \Delta V_{DC}$$

$$\Delta V_{DSQ} = (V_{DS} - V_{DSQ}) =$$

$$R_{DA} \cdot (I_D - I_{DA})$$

d) T_2 realizar por base



APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

1.- Se tiene un amplificador con una transferencia a lazo abierto $A_{vo} = v_o / v_i < 0$, resistencias de entrada y salida R_i y R_o , respectivamente y cargado con una resistencia R_L . Se lo realimenta negativamente en señal, mediante un bloque realimentador de transferencia k con el fin de tender a un amplificador ideal de tensión.

a) Dibujar el esquema en bloques correspondiente, indicando en el diagrama todos los sentidos de referencia necesarios. Definir como cociente de las variables que correspondan:

* La transferencia del realimentador: k .

* La transferencia a lazo cerrado del amplificador realimentado: A_v .

Indicar sobre el diagrama los signos de los incrementos (o fases de señales alternas) de la distintas tensiones y corrientes haciendo un análisis que justifique que la realimentación es negativa. Justificar si k deberá ser > 0 ó < 0 y qué resistencia deberá presentar idealmente dicho bloque a la salida del amplificador para no cargarlo.

b) Justificar, siguiendo los incrementos a través del lazo de realimentación, cómo varían las resistencias de entrada y salida del amplificador A_v respecto de las de A_{vo} .

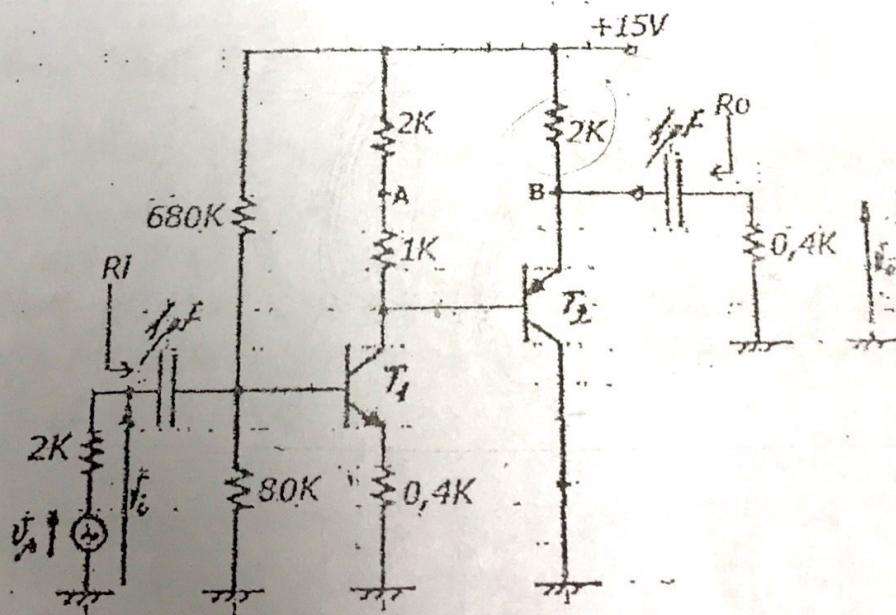
2.- $\beta = 400$; $r_x = 0$ y $V_A \rightarrow \infty$:

a) Hallar la tensión de reposo de c/u de los terminales de los transistores contra común y los valores por inspección de R_i , R_o , A_v y A_{vs} a frecuencias medias.

b) Obtener el valor de la frecuencia de corte inferior aproximada para A_{vs} .

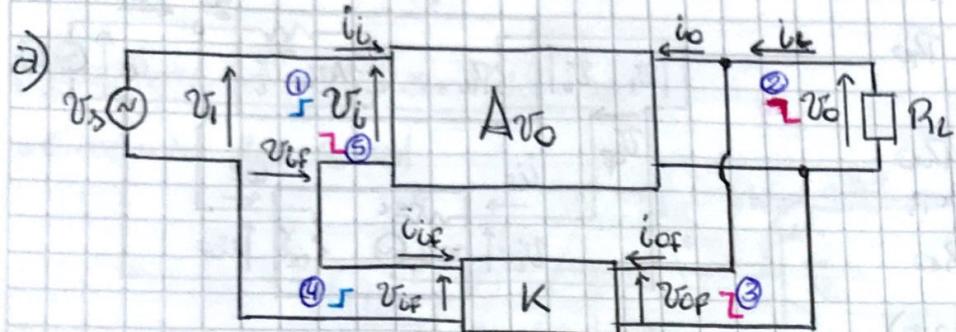
c) Analizar cualitativamente cómo se modificarán los valores de reposo y señal si se conecta un capacitor de $10\mu F$ entre los puntos A y B.

d) Idem c), si se reemplaza T_1 por un JFET en igual configuración.



1) $* A_{v0} = \frac{V_0}{V_i} < 0$ * R_{in}, R_o, R_L son dato

* Realimentador K para hacer tender al amp. a uno ideal.



• $K = \frac{V_{if}}{V_{of}}$

• $A_v = \frac{V_0}{V_i}$

- Como $\begin{cases} V_i = cte = V_i + V_{if} \\ V_{if} = K \cdot V_{of} \end{cases}$

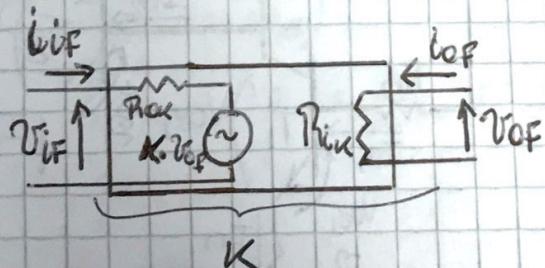
Si inicialmente $V_i \uparrow \Rightarrow A_v \cdot V_i = V_0 \downarrow \Rightarrow V_{of} \downarrow$

para que haga realimentación negativa se requiere $V_i \downarrow \Leftrightarrow V_{if} \uparrow$.

$\Leftrightarrow K < 0$ (pues $V_{of} \downarrow$)

- El bloque K debe tener una R_{ik} (conectada a la salida del bloque amplificador) que tienda a ∞ para no cargar al amp, equivale a $i_{of} \rightarrow 0$

También debe tener una una R_{ok} (conectada a la entrada del bloque amplificador) que tienda a cero para no cargar al amp, equivale a $V_{if} = K \cdot V_{of}$



- b). Si $V_i \uparrow \Rightarrow V_0 \downarrow \Rightarrow V_{of} \downarrow \Rightarrow V_{if} \uparrow \Rightarrow V_i \downarrow$
Al disminuir V_0 , debe suceder que $R_{ik} \uparrow$

- Si $V_0 \downarrow \Rightarrow V_{of} \downarrow \Rightarrow V_{if} \uparrow \Rightarrow V_i \downarrow \Rightarrow V_0 \uparrow$

Al aumentar V_0 , debe suceder que $R_{ok} \downarrow$

$$R_{iR} = \frac{V_o}{i_i} = \frac{V_o}{i_i} + \frac{V_{if}}{i_i} = R_i + k \cdot \frac{V_{of}}{i_i} = R_i + k \cdot A_{vo} \cdot \frac{V_o}{i_i} = R_i (1 + k \cdot A_{vo})$$

\Rightarrow tiene sentido que $R_{iR} \uparrow$

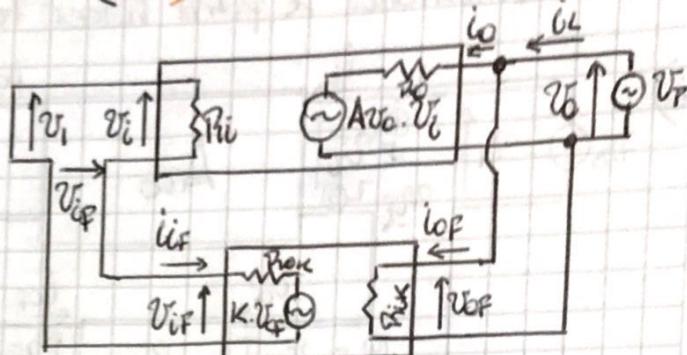
$$R_{oR} = \frac{V_o}{i_L} = \frac{A_{vo} \cdot V_i + i_o \cdot R_o}{i_L} = \frac{A_{vo}(V_i - V_{if}) + i_o \cdot R_o}{(i_o + V_{if})} = \frac{A_{vo} \cdot k(-V_o) + R_o}{i_o}$$

$$R_{oR} = A_{vo} \cdot \frac{(-V_o)}{i_o} + R_o$$

$$R_{oR} + A_{vo} \cdot k \cdot \frac{(-V_o)}{i_o} = R_o$$

$$R_{oR} (1 + A_{vo} \cdot k) = R_o$$

$$R_{oR} = R_o / (1 + k \cdot A_{vo})$$



Esquema p/ROR

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i + V_{if}} = \frac{V_o}{V_i + k \cdot V_{of}} = \frac{V_o}{V_i + k \cdot V_i \cdot A_{vo}} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{1 + k \cdot A_{vo}} = \frac{A_{vo}}{1 + k \cdot A_{vo}}$$

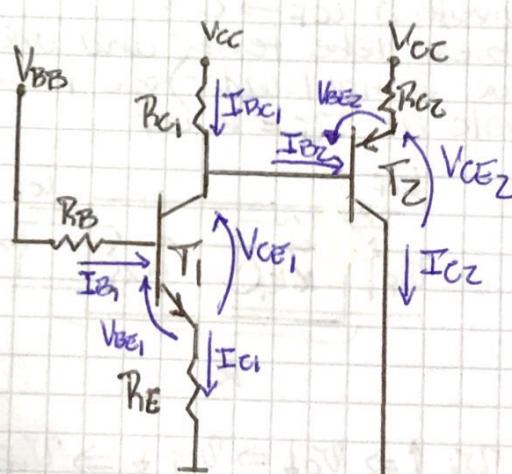
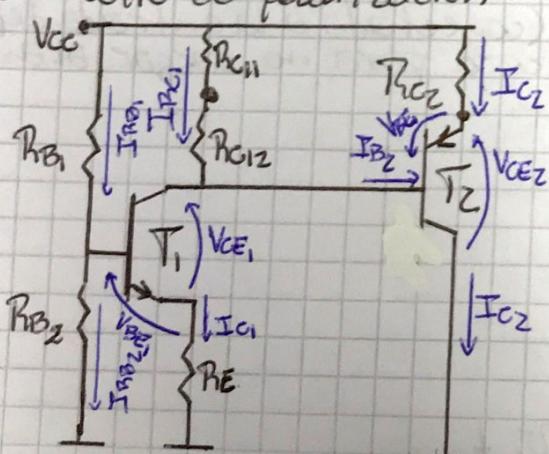
entonces $A_v < A_{vo}$

2) * $\beta = 400$ * $r_x = 0$ * $V_A \rightarrow \infty$

* Hallar las tensiones de reposo de los terminales contra común

* Hallar R_i , R_o , A_v , A_{vo} por inspección

Circuito de polarización



$V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 1,58V$
$R_B = R_{B1} // R_{B2} \approx 72k\Omega$
$R_{C1} = R_{C11} + R_{C12} = 3k\Omega$

Malla de entrada:

$$V_{BB} - 0,7V - I_{B1} \cdot R_B - I_{C1} \cdot R_E = 0$$

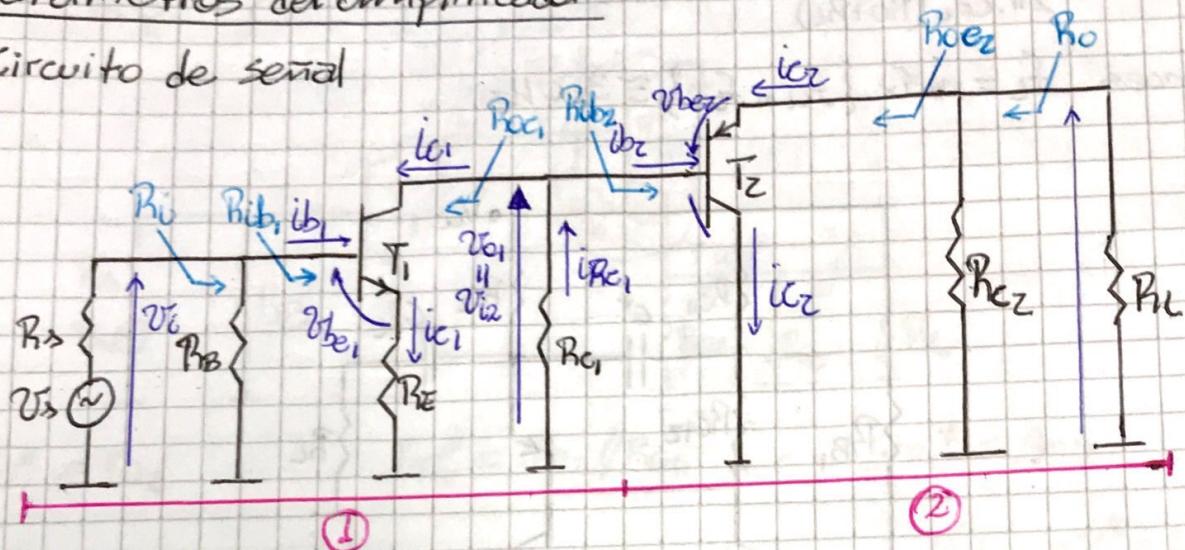
$$(V_{BB} - 0,7V) / (R_B + R_E) = I_{C1} \Rightarrow I_{C1} \approx 1,5mA$$

Como $I_{C1} = 1,5mA \Rightarrow V_E \approx 0,6V$

- Supongo $I_{B2} \ll I_{Rc_1}, I_c \Rightarrow I_{Rc_1} \approx I_c \Rightarrow V_{C1} = V_{CC} - R_{C1} \cdot I_c \approx 10,5V$
- $V_{C2} = 0V$ • $V_{E2} = V_{CC} - I_{C2} \cdot R_{C2} = V_{B2} + 0,7V = V_{C1} + 0,7V \approx 11,2V$
- $I_{C2} = (V_{CC} - V_{E2}) / (R_{C2}) \approx 1,9mA$

* Parámetros del amplificador

- Circuito de señal



$$\bullet R_{in} = R_B // R_{ib1}, \text{ donde } R_{ib1} = r_{TT} + R_E \cdot \beta = 167k\Omega$$

$$R_{in} \approx 50k\Omega$$

$$\bullet R_{out} = R_{C2} // R_{oe2}, \text{ donde } R_{oe2} = r_{OZ} // \left(\frac{r_{Tz} + R_{C1} // R_{C2}}{\beta} \right)$$

$$R_{C1} = r_{O1} \left(1 + \frac{\beta \cdot R_E}{R_B // R_S + r_{TT} + R_E} \right) \rightarrow \infty, \text{ entonces:}$$

$$R_{oe2} \approx \frac{r_{Tz} + R_L}{\beta} \approx 21\Omega$$

$$\text{Luego: } R_{out} \approx 21\Omega$$

\uparrow
 $r_{Tz} \gg R_{oe2}$

$$\bullet A_{Vi} = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-I_{C1} (R_{C1} // R_{ib2})}{I_{C1} \left(\frac{v_{be1}}{\alpha_1} + R_E \right)} = \frac{-R_{C1} // \left[R_{C2} // R_L + \frac{r_{Tz}}{\beta} \right] \beta}{\frac{1}{gm_1} + R_E} \approx -7$$

$$\left. \begin{aligned} A_{V^+} &= A_{V1} \cdot A_{V2} \\ A_{V^+} &\equiv -7 \end{aligned} \right\}$$

$$\bullet A_{V2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \frac{-I_{C2} (R_{C2} // R_L)}{-I_{C2} (R_{C2} // R_L) \cdot v_{be2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + \frac{1}{gm_2}} = 0,96 \approx 1$$

$gm_1 = 58,5mA/V$ $r_{TT} \approx 6,8k\Omega$ $r_{O1} = \infty$

$gm_2 = 73,4mA/V$ $r_{TT} = 5,5k\Omega$ $r_{O2} = \infty$

b) ▲ Cuelpo a C_B (del generador):

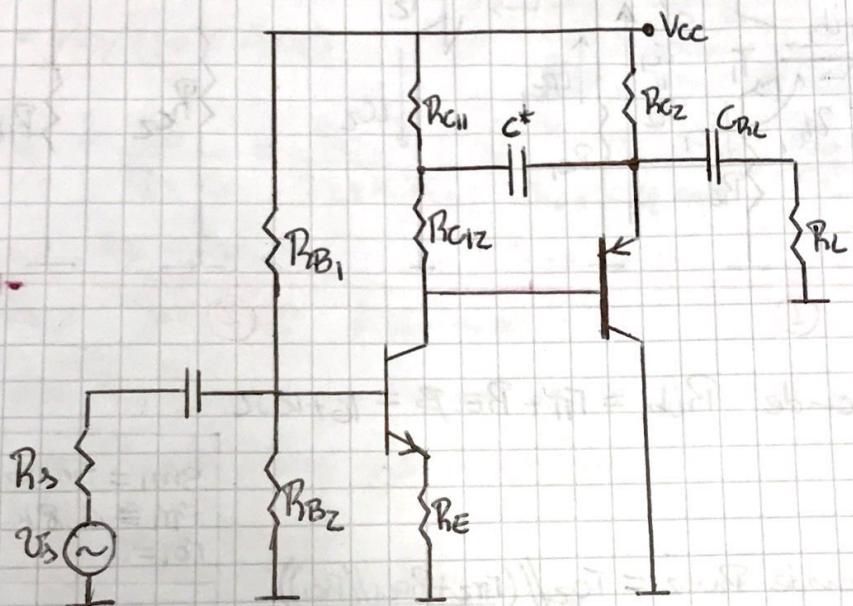
$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(C_B(R_S + R_i))} \approx 3 \text{ Hz}$$

▲ Cuelpo a C_{C2} (de la carga):

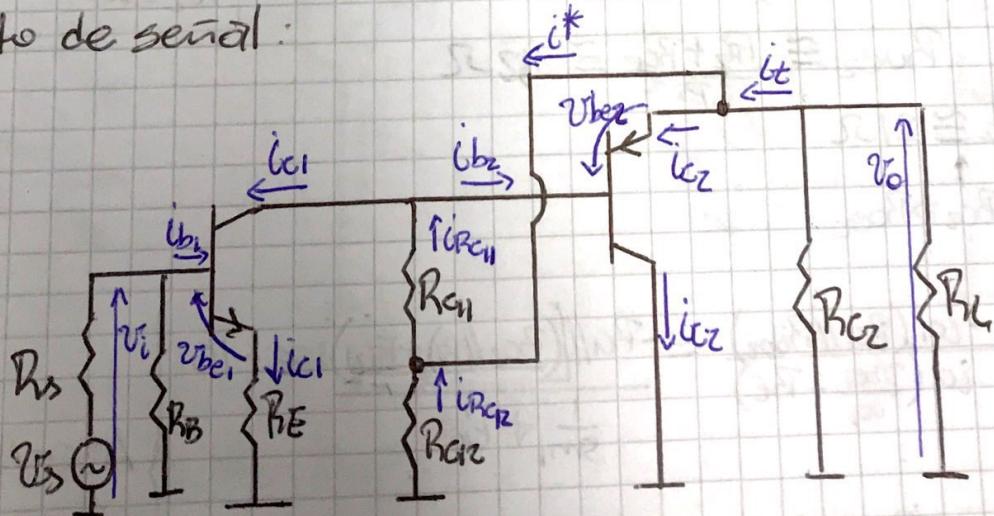
$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi(C_{C2}(R_O + R_L))} \approx 380 \text{ Hz}$$

Entonces $f_L = \max \{ f_{L1}, f_{L2} \} \approx 380 \text{ Hz}$

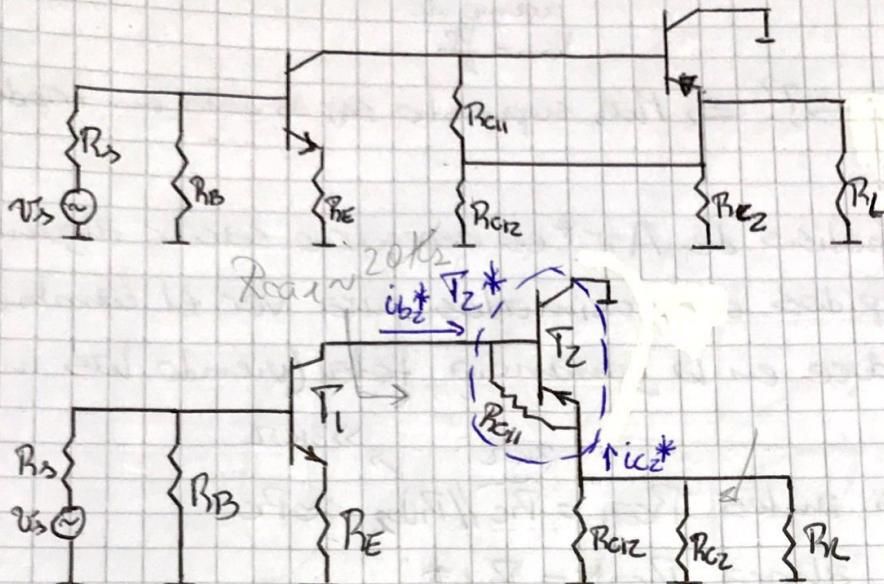
c)



- Los puntos de reposo no cambian
- Circuito de señal:



(3)



$$\cdot R_{O2}^* = R_{O2}$$

$$r_{\pi2}^* = r_{\pi2} / R_{C11}$$

$$g_{m2}^* = g_{m2}$$

$$\beta^* = \frac{\beta \cdot R_{C11}}{R_{C11} + r_{\pi2}} \rightarrow \text{relac. entre } i_{\text{entrada}} \text{ e } i_{\text{salida}} \rightarrow \beta^* = \frac{i_{C2}^*}{i_{B2}^*}$$

$$\beta^* = \frac{i_{C2}^*}{i_{B2}^*} = \frac{r_{\pi2} \cdot \beta}{i_{B2} \cdot i_{B2}^*} = \beta \frac{R_{C11}}{R_{C11} + r_{\pi2}}$$

$$i_{C2}^* = i_{C2}$$

Divisor de corriente: $i_{B2} = i_{B2}^* \cdot \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi2}} + \frac{1}{R_{C11}}} = \frac{i_{B2}^* \cdot R_{C11}}{R_{C11} + r_{\pi2}}$

$$\cdot R_i^* = R_B \parallel R_{iB1} \Rightarrow \text{no cambia}$$

$$\cdot R_o^* = r_{\pi2}^* + R_{o2} \Rightarrow R_o^* \neq R_o \quad (R_o^* > R_o)$$

$$\cdot A_{v^*} = - \left[r_{\pi2}^* + \beta^* \left(R_{C12} \parallel R_L \parallel R_{C2} \right) \right] \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_E} \quad \begin{aligned} & \xrightarrow{\text{Av}_2^*} \\ & \left(R_{C12} \parallel R_{C2} \parallel R_L \right) \frac{1}{\left(R_{C12} \parallel R_{C2} \parallel R_L \right) + g_{m2}} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} & A_{v2}^* \approx A_{v2} \\ & A_{v1}^* > A_{v1} \Rightarrow A_{v^*} \end{aligned} \right\}$$

d) * Reemplazo de T_1 por un JFET (suponiendo que no está en triodo) $V_A \rightarrow \infty$

$$\cdot \tilde{R}_i = R_B \parallel R_{iB1} \approx R_B \Rightarrow \tilde{R}_i > R_i$$

$$\cdot \tilde{R}_o = R_{C2} \parallel R_{C12} \parallel R_{o2}, \text{ donde } R_{o2} = \left(\frac{r_{\pi2}^* + R_{o1}}{\beta^*} \right) \parallel R_{o2} \approx \left(\frac{r_{\pi2}^* + R_{o1}}{\beta^*} \right)$$

Si $\lambda \rightarrow 0 \Rightarrow R_{o1} \rightarrow \infty \Rightarrow \tilde{R}_o \approx R_{C2} \parallel R_{C12} \Rightarrow \tilde{R}_o > R_o$

$$\cdot \tilde{A}_{v^*} \rightarrow \tilde{A}_{v1} = - \frac{\tilde{R}_i b_2}{R_E + \frac{1}{g_m}} = - \frac{\left(r_{\pi2}^* + \beta^* \left(R_{C12} \parallel R_{C2} \parallel R_L \right) \right)}{R_E + \frac{1}{g_m}}$$

$$\rightarrow \tilde{A}_{v2} = \frac{\left(R_{C2} \parallel R_{C12} \parallel R_L \right) + \frac{1}{g_{m2}}}{\left(R_{C12} \parallel R_{C2} \parallel R_L \right) + \frac{1}{g_{m2}}}$$

- Tomando valores típicos: $V_P = -3V$, $I_{DSS} = 12mA$, $\lambda = 0,01 V^{-1}$
 $V_G = V_B \approx 1,6V \Rightarrow V_S = V_G - V_{GS} = 1,6V - (-1,5V) = 3,1V \Rightarrow I_D = \frac{3,1V}{400\Omega} = 7,75mA$
 \uparrow
 Suponiendo
 $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$
 $\Rightarrow V_{BS} \approx -5V \rightarrow ?? \Rightarrow$ Mal supuesto SAT \Rightarrow está en triodo.

c). Para el análisis de A_{v^*} es necesario sacar algunos números rápidos o aproximados para ver el cambio que se produce en la ganancia total (viendo los individuales).

- $R_{cat}^* \uparrow$, pues antes $R_{cat} = \underbrace{R_C}_{3k\Omega} \parallel R_{ibz} \approx R_C$
 ahora $R_{cat}^* = R_{ibz}^*$

Si bien $R_{ibz}^* < R_{ibz}$, se puede ver que $R_{ibz}^* \gg 3k\Omega \Rightarrow$

$$\cancel{R_{cat}^* \ll R_{cat}} \quad A_{v1}^* > A_{v1}$$

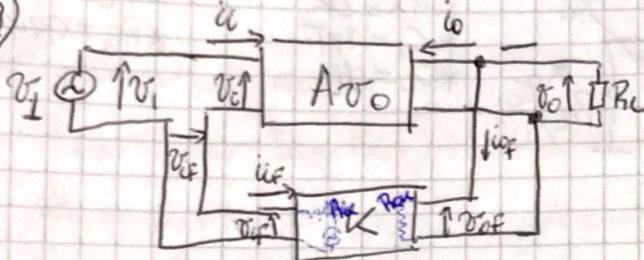
Parcial 3^{ra} fecha → 10/06/16
(Borrador)

(1)

1) * $A_{v0} = \frac{v_o}{v_i} < 0 ; R_i, R_o, R_L$

* Realmente el factor K para hacerlo tender a un ampl. ideal de tensión

a)



• $K = \frac{v_{if}}{v_{if'}}$

• $A_v = \frac{v_o}{v_i}$

$v_i = v_i + v_{if}$

↓

• $v_i \uparrow \Rightarrow A_{v0} \cdot v_i = v_o \downarrow \Rightarrow v_{if'} \downarrow \Rightarrow K \cdot v_{if'} = v_{if} \uparrow \Rightarrow v_i \downarrow \rightarrow v_{if'} \downarrow \rightarrow v_i \downarrow \rightarrow v_o \downarrow$ Con $K < 0$ se obtiene realim. neg.

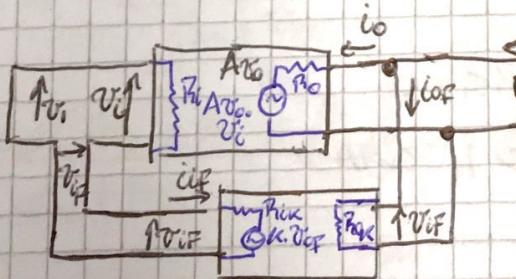
• $R_{ik} \rightarrow \infty$ para no cargar al circuito $\Rightarrow i_{if} \rightarrow 0 \Rightarrow v_{if} = v_o$

$R_{ik} \rightarrow 0$ para que $v_{Rik} \rightarrow 0 \Rightarrow K \cdot v_{if} = v_{if}$

b) • $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_i + v_{if}} = \frac{v_o}{v_i + K \cdot A_{v0} \cdot v_i} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{1}{1 + K \cdot A_{v0}} = \frac{A_{v0}}{1 + K \cdot A_{v0}}$

• $R_{iR} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{v_{if}/R_i} = \frac{v_i}{v_{if}} \cdot R_i = \frac{(v_i + v_{if}) R_i}{v_i} = (1 + K \cdot A_{v0}) R_i$

• $R_{oR} \Rightarrow$



$R_{oR} = \frac{v_{po}}{i_o} = \frac{i_o \cdot R_o + A_{v0} \cdot v_i}{i_o}$

$R_{oR} = R_o + \frac{A_{v0} (v_i - v_{if})}{i_o}$

$R_{oR} = R_o - A_{v0} \cdot \frac{v_{if}}{i_o} \rightarrow R_{oR}$

$R_{oR} = R_o - A_{v0} \cdot K \cdot \frac{R_o}{i_o}$

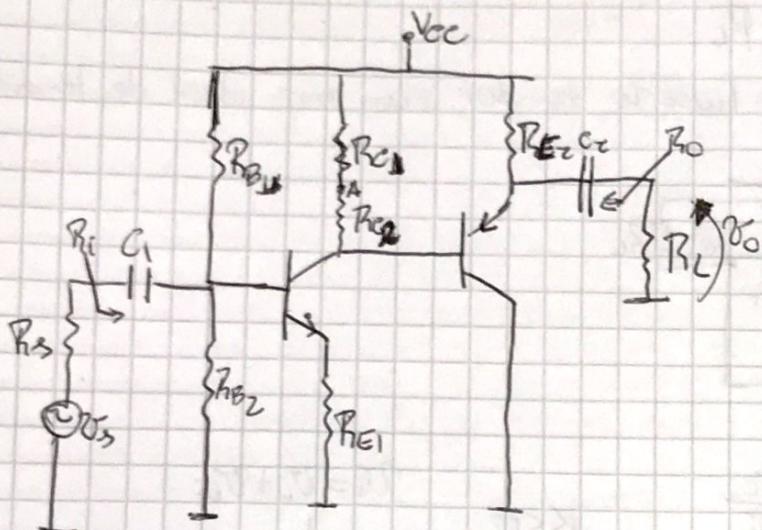
$R_{oR} (1 + K \cdot A_{v0}) = R_o$

$R_{oR} = \frac{R_o}{(1 + K \cdot A_{v0})}$

Parámetro	Incremento	$v_i \uparrow$	$v_o \downarrow$	$v_{if} \uparrow$	$v_i \downarrow$
A_v		↓	↓	↓	↑
R_{iR}		↓	↑	↑	↑
R_{oR}		↓	↓	↓	↑

$$2) * \beta = 400 * R_x \approx 0.5 \Omega * V_A \rightarrow \infty$$

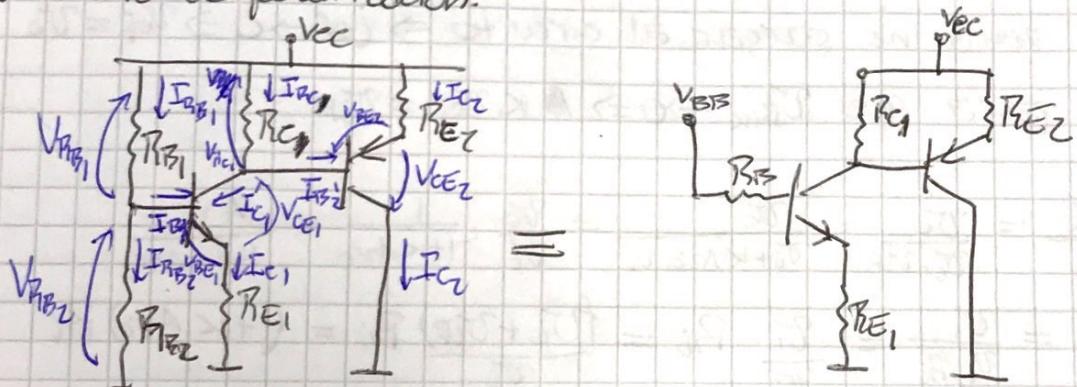
3) Hallar los puntos de reposo Q_1 y Q_2 y por inspección R_{i1}, R_{o1}, A_{o1} .



$$\begin{aligned} * V_{CC} &= 15V \\ * R_{B1} &= 680k\Omega \\ * R_{B2} &= 80k\Omega \\ * R_E1 &= 2k\Omega \\ * R_E2 &= 2k\Omega \\ * C_1 &= 1\mu F \\ * C_2 &= 1\mu F \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} * R_{C1} &= 2k\Omega \\ * R_{C2} &= 1k\Omega \\ * R_L &= 0.4k\Omega \\ * R_{E1} &= 0.4k\Omega \end{aligned}$$

Circuito de polarización.



$$\begin{aligned} * V_{BB} &= 1.58V \\ * R_B &= 71.6k\Omega \end{aligned}$$

Malla de entrada:

$$V_{BB} - 0.7V - I_B \cdot R_B - I_C \cdot R_{E1} = 0$$

$$\frac{(V_{BB} - 0.7V)}{(R_{E1} + \frac{R_B}{\beta})} = I_C = 1.52mA$$

$$\text{Supongo } I_{B2} \ll I_{C1}, I_{RE1} \Rightarrow I_{RE1} = I_{C1} = 1.52mA$$

Malla de salida:

$$V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} - I_C \cdot R_{E1} = 0 \Rightarrow V_{CE1} = 9.84V$$

$$\begin{cases} Q_1 = (V_{CE1}; I_{C1}) \\ Q_1 = (9.84V; 1.52mA) \end{cases}$$

$$\bullet V_{C_1} = V_{CC} - I_{C_1} \cdot R_C = 10,44 \text{ V}$$

$$V_{E_2} = V_{C_1} + 0,7 \text{ V} \Rightarrow \frac{(V_{CC} - V_{E_2})}{R_E} = I_{C_2} = 1,93 \text{ mA}$$

• Se verifica la suposición: $I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{\beta} = 4,82 \mu\text{A} \ll I_{C_1} = 1,5 \text{ mA}$ Bien supuestito ✓

*Circuito de señal

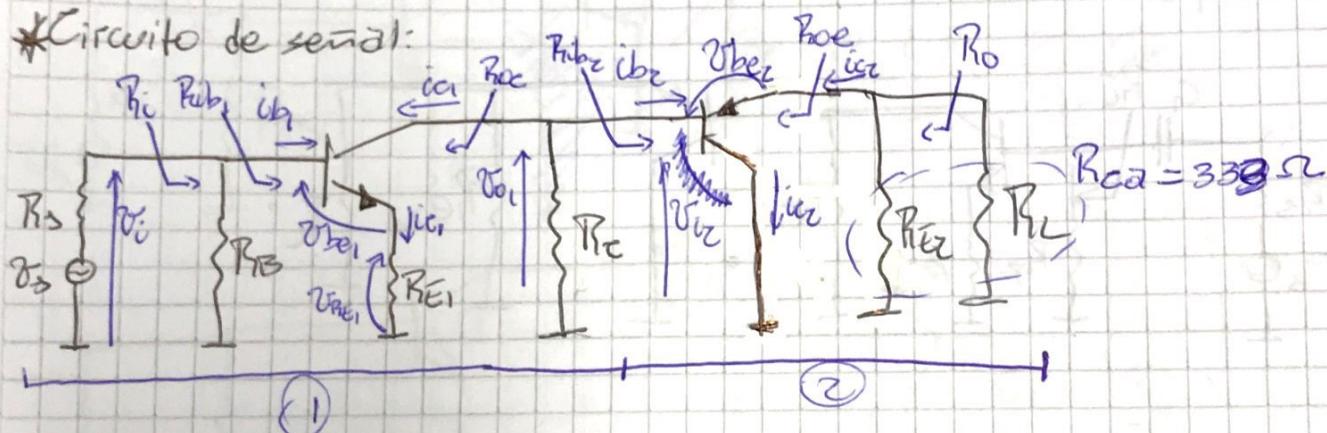
$$V_{CE_2} = -(V_{CC} - I_{C_2} \cdot R_E) = -11,14 \text{ V} \Rightarrow Q_2 = (-11,14 \text{ V}; 1,93 \text{ mA})$$

$$\bullet V_{C_1} = 10,44 \text{ V} \quad V_{C_2} = 0 \text{ V}$$

$$V_{E_1} = 0,608 \text{ V} \quad V_{E_2} = 11,14 \text{ V}$$

$$V_{B_1} = 1,5 \text{ V} \quad V_{B_2} = V_{C_1} = 10,44 \text{ V}$$

*Circuito de señal:



$$A_{V_1} = \frac{V_{o_1}}{V_i} = -\frac{i_{c_1} \cdot (R_E1 // R_{B1})}{V_{BE_1} + V_{RE_1}} = -\frac{i_{c_1} (R_{c1} // (R_{T12} + \beta (R_{E2} // R_L)))}{(R_{B1} + R_{E1}) i_{c_1}} = -\frac{R_{c1} // (R_{T12} + \beta (R_{E2} // R_L))}{\frac{1}{g_m_1} + R_{E1}}$$

$$\bullet A_{V_1} = -\frac{R_{c1} // (R_{T12} + \beta (R_{E2} // R_L))}{\frac{1}{g_m_1} + R_{E1}} = \cancel{-7,03} - 7,03$$

$$\frac{1}{g_m_1} = 17,06 \Omega$$

$$R_{T12} = 5,36 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E2} = 333 \Omega$$

$$\bullet A_{V_2} = \frac{V_{o_2}}{V_{i_2}} = \frac{V_{o_2}}{V_{o_1}} = \frac{-i_{c_2} R_{c2}}{-i_{c_1} (R_E2 // (R_{T12} + \beta (R_{E2} // R_L)))} = \frac{-i_{c_2} R_{c2}}{f_{B2} (R_{c1} // R_{c2})}$$

$$A_{V_2} = \frac{+i_{c_2} (R_{c2}) \beta}{(R_E2 // (R_{T12} (1 + \frac{\beta R_{E1}}{R_{T12} + \beta R_B / R_s + R_{E1}}))) i_{c_2}} \approx \frac{R_{c2} \beta}{R_{c1}} = 44$$

$\downarrow R_{c1} \gg R_{c2}$

$$A_{VZ} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{-i_{CZ} \cdot R_{CA}}{\left(i_{CZ} \cdot R_{CA} + v_{BE} \right)} = \frac{R_{CA}}{R_{CA} + \frac{1}{g_mz}} = \frac{333,52}{13,4252 + 333,33,52} = 0,961V$$

$$\bullet A_V = A_{V1} \cdot A_{VZ} = -6,74$$

$$\bullet R_i = R_{IB} // R_B = (R_{II} + f \cdot R_E) // R_B = \left((6,8k\Omega + 160k\Omega) // 71,6k\Omega \right) = \cancel{7,3k\Omega}^{50,1k\Omega}$$

$$\bullet R_O = R_{EZ} // R_{OE}$$

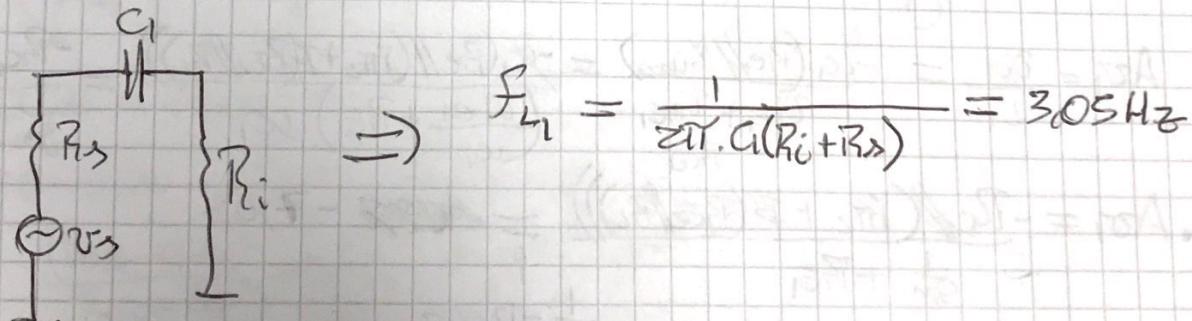
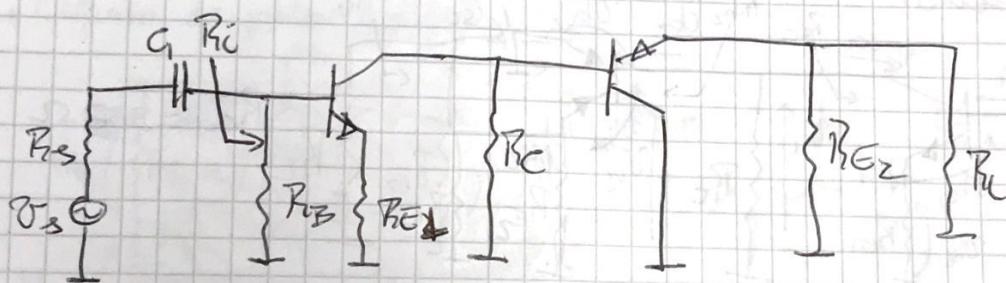
$$R_{OE} = R_{OZ} // \left(\frac{R_{OE} // R_{CH2}}{B} \right) \cong R_{OZ} // \left(\frac{R_{CH2}}{B} \right) \cong \cancel{R_{OZ}} \cdot 20,9\Omega$$

~~$$R_O = R_{EZ} // 20,9\Omega \cong 20,9\Omega$$~~

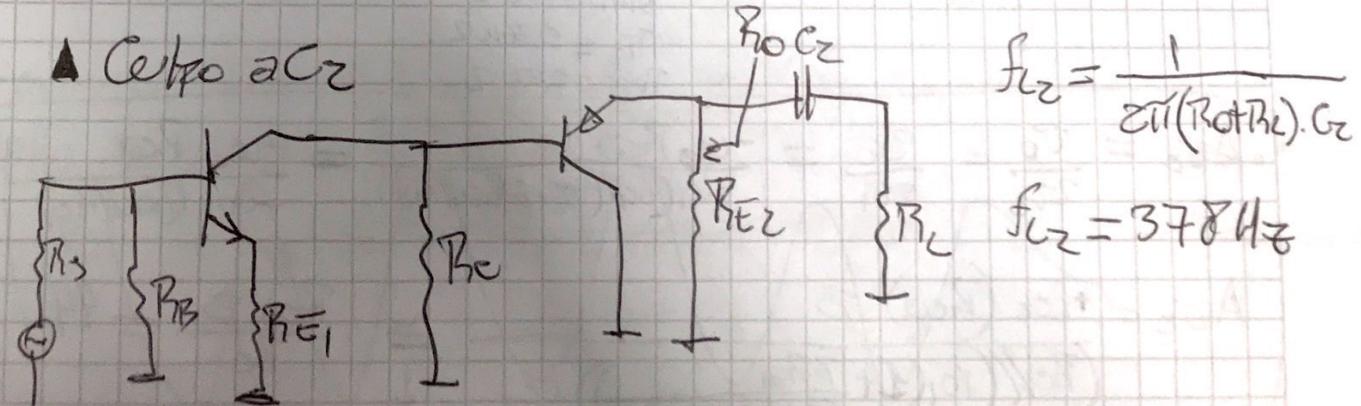
$$\bullet A_{VS} = A_V \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} \cong A_V = -6,74$$

b) Obtener el valor de la Freq. de corte inferior aproximada.

▲ Corte a C_1



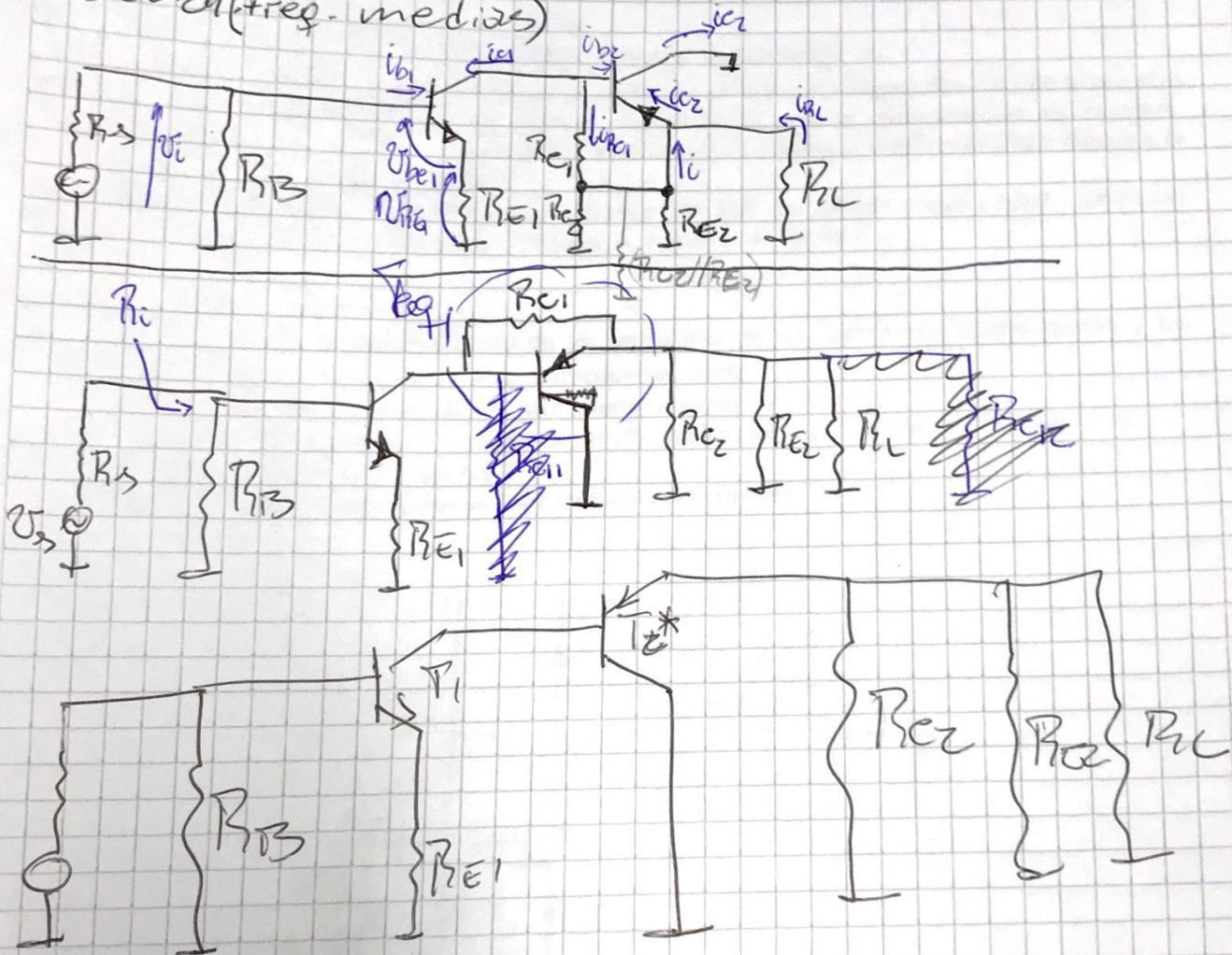
▲ Corte a C_Z



Enfases $f_c \approx 378 \text{ Hz}$

(3)

- c) *Capacitor entre A y B \rightarrow Reposo & señal
- Reposo no cambia
 - Señal (freq. medias)



$$\left\{ \begin{array}{l} r_{\pi 2}^* = R_{C2} // r_{\pi 2} = 847,8 \Omega \\ \beta^* = \beta \end{array} \right. \Rightarrow R_i^* \approx R_i \quad (R_i^* < R_i)$$

\Rightarrow

$$A_{v2}^* < A_{v2}$$

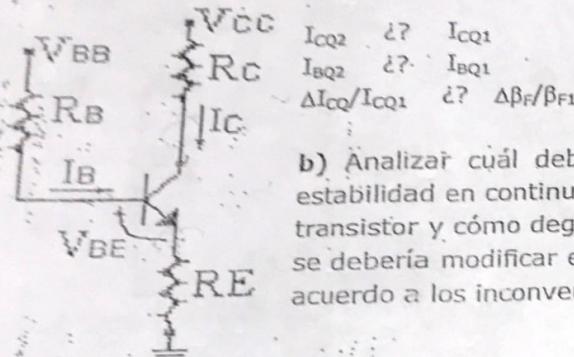
$$R_O^* < R_O$$

Chaque

$$\beta^* = \beta \cdot \frac{\frac{1}{r_{\pi}}}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_i}} = \frac{\beta \cdot 1}{\frac{1}{R_B} + 1} = \frac{\beta R_B}{R_B + R_i}$$

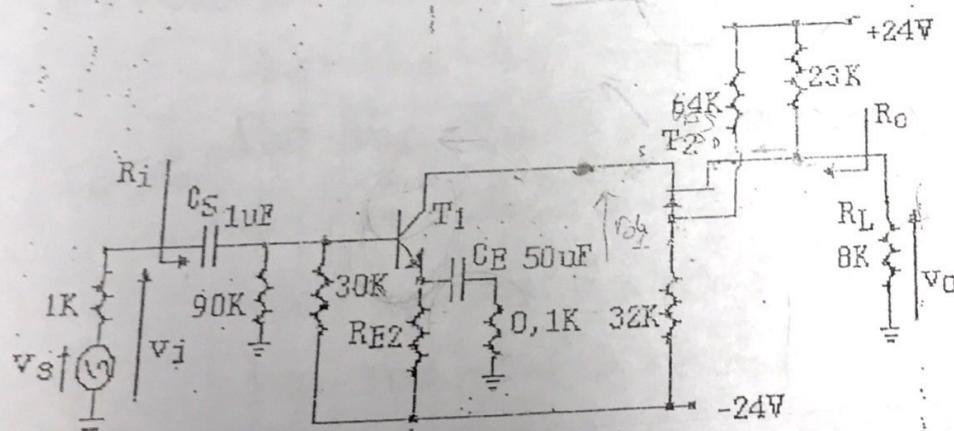
APELLIDO	NOMBRE	PÁDRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T	N	

- 1.- Se suponen conocidos todos los elementos del circuito de la figura y las características del TBJ.
- a) Analizar el proceso de estabilización de I_{CQ} si se reemplaza al transistor por un ejemplar cuyo β_F es el doble del original β_F . Hacerlo cualitativamente, justificando por qué existe estabilización de I_{CQ} en base a la observación del circuito. ¿Qué ocurre con I_{BQ} ? Colocar el signo que corresponda (mayor, menor o igual) entre los siguientes pares de valores:



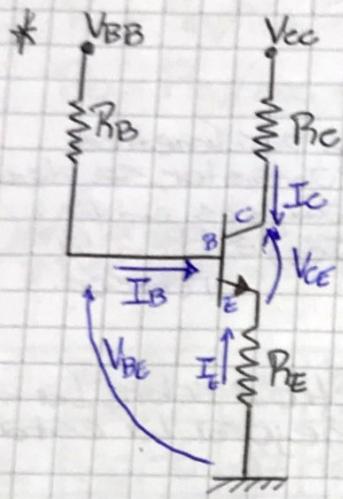
$$2.- \beta = 200; V_A \rightarrow \infty; r_x = 100\Omega; V_p = -3V; I_{DSS} = 12\text{mA}; r_{ds} = r_{gs} \rightarrow \infty$$

- a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, si se ajusta R_E2 de modo que resulte $V_{oq} = -1\text{V}$ (tensión de reposo sobre R_L).
- b) Dibujar el circuito de señal sin reemplazar los transistores por su modelo circuital, indicando en él todos los sentidos de referencia necesarios para las definiciones siguientes: Definir, obtener por inspección y calcular los valores de la amplificación de tensión total A_v , R_i , R_o y A_{v_s} .



- c) Hallar el valor de la frecuencia de corte inferior aproximada para A_{v_s} .
- d) Hallar la V_o pico máxima sin recorte a la salida. Obtener la correspondiente V_i pico máxima.
- e) Justificar cualitativamente cómo se modificarán los valores de continua y señal calculados en el circuito original, si se reemplaza T_2 por un TBJ NPN en igual configuración.

1) *Todos los elementos del circuito conocidos, & las características del TBSJ



a) Analizar el proceso de estabilización de I_{CQ} si se cambia el transistor donde $\beta_F_2 = 2 \cdot \beta_F_1$

• Supongo MAD $\Rightarrow (V_{BE} = 0,7V)$; $V_E > V_{CESAT}$; $I_B \ll I_C$; $I_E \approx -I_C$; $I_C = \beta \cdot I_B$

• Malla de entrada:

$$V_{BB} - V_{RB} - V_{BE} + V_{RE} = 0$$

$$I_C = -I_E \quad V_{BB} - V_{BE} - I_B \cdot R_B + I_E \cdot R_E = 0$$

$$\cancel{V_{BB} - V_{BE} - I_B \cdot R_B - I_C \cdot R_E = 0}$$

$$V_{BB} - V_{BE} - I_B \cdot R_B - B \cdot I_B \cdot R_E = 0$$

$$V_{BB} - V_{BE} - I_B(R_B + B \cdot R_E) = 0 \Rightarrow I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + B \cdot R_E) \quad (3)$$

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad I_C = \beta(V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + B \cdot R_E)$$

$$I_C = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + B \cdot R_E) \quad (1)$$

• Malla de salida:

$$V_{CC} - V_{RC} - V_{CE} + V_{RE} = 0$$

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C \cdot R_C + I_E \cdot R_E = 0$$

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C \cdot R_C - I_C \cdot R_E = 0$$

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C(R_C + R_E) = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{CC} - V_{CE}) / (R_C + R_E) = I_C \end{array} \right. \quad (2)$$

- Si $\beta \uparrow \Rightarrow I_{CQ} \uparrow$; $I_B \cdot \beta = I_C$; Ley de Ohm ; Malla de salida ; $V_{BE} = \text{cte}$; Malla de entrada ; Ley de Ohm ; $I_B \cdot \beta = I_C$
- Mirando las ecuaciones (1) y (3)

$$I_{CQ2} > I_{CQ1} ; \text{ Sin embargo, si } \frac{R_B}{\beta} \ll R_E \Rightarrow I_{CQ1} \approx I_{CQ2}$$

$$I_{BQ2} < I_{BQ1}$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} < \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F}$$

→ Ante variaciones de parámetros característicos del transistor, se desea que haga pequeños cambios en la corriente de salida (I_{CQ}) → Bien la relación.

- b) • Si $\frac{R_B}{\beta} \ll R_E$ ⇒ el impacto del parámetro β sobre la salida es mínimo → mejora la estabilidad en continua.

Dado que $R_B = \text{cte}$ y $\beta \in (100; 600)$, para cumplir la relación

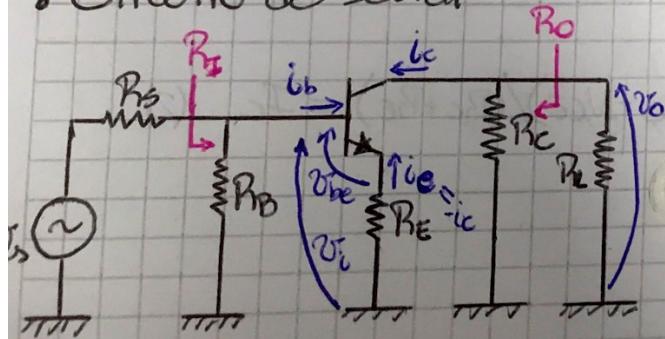
- (I) se debe elegir convenientemente R_E . Si se toma R_E muy grande ⇒ $V_{CE} \downarrow$ y el transistor puede entrar en SAT.

* Análiza sólo la realimentación, área de gran interés.

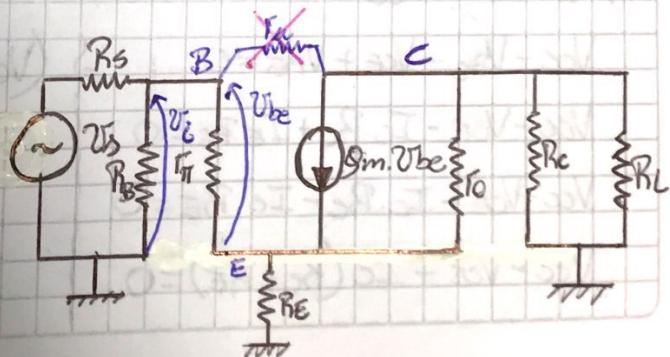
También debería analizarse qué pasa si se cambia R_B para cumplir la relación (I) (sólo en rigor)

$$\bullet g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad \Gamma_{II} = \frac{\beta}{g_m} \quad \Gamma_{II} = \beta \cdot \Gamma_0 \quad \Gamma_0 = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

• Circuito de señal



• Circuito de pequeña señal



(2)

• Parámetros del amplificador

$$A_{V1} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{-i_C \cdot R_{CE}}{R_{BE} + i_C \cdot R_E} = \frac{-i_C \cdot R_{CE}}{i_C \left(\frac{1}{g_m} + R_E \right)} = \frac{-R_{CE}}{\frac{1}{g_m} + R_E} \rightarrow A_{V1, real} < A_{V1, no real}$$

$$R_{i1} = R_B // R_{ib} = R_B // (r_{in} + \beta \cdot R_E) \quad \text{y} \quad R_{o1} \gg R_C$$

$$R_{o1} = R_C // R_{oc} = R_C // \left[R_C \left(1 + \frac{\beta \cdot R_E}{R_E + r_{in} + R_B} \right) \right] \approx R_C \quad \text{y} \quad R_{o1} > R_{oc}, \begin{array}{l} (\text{si } r_o \gg R_C) \\ (\text{siempre en ambos casos}) \\ (\text{o casi } r_o \approx R_C) \end{array}$$

2) Valores muy similares a los de P2 del parcial [3/11/17]. Misma procedimiento para ④, ⑤ y ⑥

Parám.	I_{C1} [mA]	V_{G1} [V]	V_{E1} [V]	V_{B1} [V]	V_{C1} [V]	I_{D2} [mA]	V_{D2} [V]	V_{S2} [V]	V_{G2} [V]	A_{V1}	A_{V2}	R_{i1}	R_{o1}	$\frac{1}{g_m1}$	$\frac{1}{g_m2}$	V_{GS2} [V]
Valor	1,20	-6	-18,7	-18	12,7	1,20	-1	-6	-8			23K		2,67	-2	

$$\bullet R_{E2} = 4,42 \text{ k}\Omega$$

$$\bullet V_{GS2} \rightarrow -2V$$

$$V_{DS2} = SV > V_{GS} - V_D = 1V$$

$$\bullet A_{V1} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{-i_C \cdot R_{CS}}{(V_{BE} + i_C \cdot R_E)} \approx \frac{-V_{GS2}}{V_{BE} + R_E}$$

$$\bullet A_{V2} = \frac{V_O}{V_{i2}} = \frac{-i_D (R_D // R_C)}{-V_{GS}} = g_{m2} \cdot R_{DA}$$

$$A_{V2} = A_{V1} \cdot A_{V2} = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + R_E}$$

$$\bullet R_{o1} = R_D // R_{oc} \approx R_D$$

$$\bullet R_{i1} = (r_{in} + \beta \cdot R_E) // R_B$$

$$\bullet A_{V12} = A_{V1} \cdot \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_D}$$

$$\text{C). } f_{L1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_L (R_{BS} + R_{i1})}$$

$$\bullet f_{L2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_L (R_{oc} // R_{E2} + R_{i1})}$$

$$\left. \begin{array}{l} f_L = \max \{ f_{L1}, f_{L2} \}, f_{Lj} \gg f_{Lj}; j, i = \{1, 2\} \\ f_{L1} + f_{L2}, f_{Li} \approx f_{Lj}; j, i = \{1, 2\} \end{array} \right\}$$

c) *Supongo T_2 limitante:

- $V_G = \text{cte} = -8V$

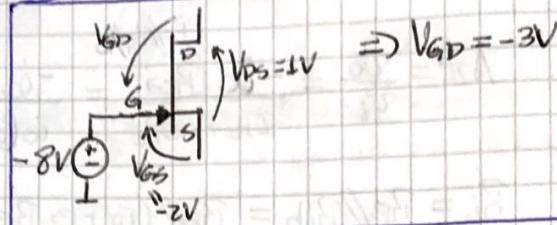
- $V_{D\text{MIN}}$ será tal que $V_{DS\text{MIN}} = V_{DS\text{SAT}} = V_G - V_P = -2V - (-3V) = 1V$

$$V_{D\text{MIN}} = V_G + V_{D\text{MIN}} = V_G - V_P$$

$$V_{D\text{MIN}} = -8V - (-3V) = -5V$$

- $\hat{V}_{O\text{SAT}} = V_{DQ} - V_{D\text{MIN}} = V_{DSQ} + V_{GQ} - V_{D\text{MIN}}$

$$\hat{V}_{O\text{SAT}} = 5V + (-6V) - (-5V) = 4V$$

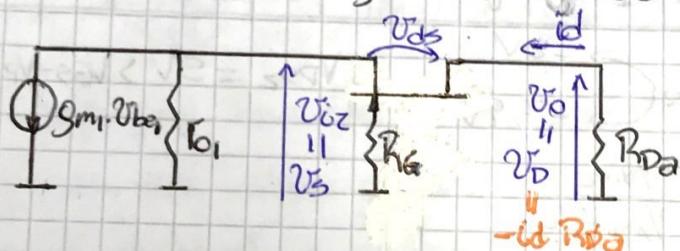


- $\hat{V}_{ds\text{corte}} = I_{DQ} \cdot R_{DA} = 7,2V$

~~$\hat{V}_{DS\text{MAX}} = \hat{V}_{ds\text{corte}} = V_{DSQ} + \hat{V}_{ds\text{corte}} = 5V + 7,2V = 12,2V$~~

- $\hat{V}_{D\text{MAX}} = \hat{V}_{D\text{corte}} = \hat{V}_{DS\text{MAX}} =$

• Para la recta de carga dinámica de T_2 :



$$A_{V_Z} = \frac{V_D}{V_S} = \frac{V_O}{V_{BZ}}$$

$$V_S = \frac{V_D}{A_{V_Z}}$$

$$\begin{cases} -i_D \cdot R_{DA} - V_{DS} - V_S = 0 \\ -i_D \cdot R_{DA} - \frac{(-i_D \cdot R_{DA})}{A_{V_Z}} - V_{DS} = 0 \end{cases} \rightarrow V_S = \frac{V_D}{A_{V_Z}} \approx 0 \Rightarrow \underline{\underline{(-i_D \cdot R_{DA})}} = V_{DS}$$

$$-i_D (R_{DA} - \frac{R_{DA}}{A_{V_Z}}) = V_{DS}$$

$$i_D = -\frac{V_{DS}}{R_{DA}} \cdot \frac{1}{(1 - \frac{1}{A_{V_Z}})}$$

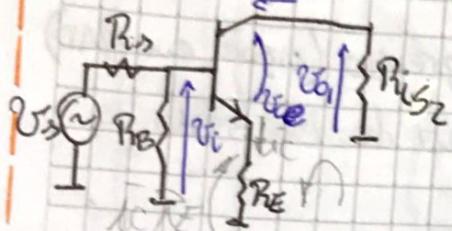
$$i_D - I_{DQ} = \frac{(V_{DS} - V_{DSQ})}{R_{DA}} \cdot \frac{1}{(1 - \frac{1}{A_{V_Z}})}$$

$$i_D = I_{DQ} + \frac{V_{DSQ}}{R_{DA} (1 - \frac{1}{A_{V_Z}})} - \frac{V_{DS}}{R_{DA}} \frac{1}{(1 - \frac{1}{A_{V_Z}})}$$

• Para $V_O \gg V_{BZ}$ se puede considerar que para la salida $V_O \approx V_{DS} \Rightarrow V_{ds\text{corte}} \approx V_{dcorte}$

$$\text{Luego } \hat{V}_{O\text{corte}} = I_{DQ} \cdot R_{DA} \approx 1,2 \text{ mA} \cdot 6 \text{ k}\Omega \approx 7,2V$$

* Espero T_1 limitante



$$\text{dado } R_{L2} \approx \frac{1}{g_m} = 375 \Omega$$

Kellogg's

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_E + R_{L2}}$$

$$-I_C \cdot \frac{1}{g_m} - V_{CE} + I_C \cdot R_E = 0$$

$$-I_C (R_E + \frac{1}{g_m}) = V_{CE}$$

$$I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CE}}{R_E + \frac{1}{g_m}}$$

$$\begin{aligned} V_{O1} &= -I_C R_{L2} = \\ &= V_{CE} \cdot \frac{R_{L2}}{R_E + R_{L2}} \end{aligned}$$

$$\frac{1}{g_m} = r_{d2} \quad -I_C \cdot \frac{1}{g_m} - V_{CE} - I_C \cdot R_E = 0$$

$$-I_C (R_E + r_{d2}) = V_{CE}$$

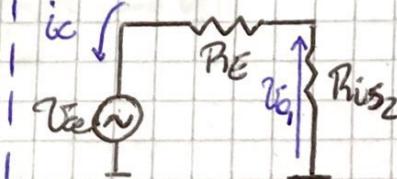
$$\begin{aligned} R_E + r_{d2} &= R_{CA} \\ R_{CA} &= 4,8 \mu\Omega \end{aligned} \quad \left(I_C - I_{CQ} \right) = -\frac{V_{CE}}{R_{CA}} + \frac{V_{CEQ}}{R_{CA}} + I_{CQ} \quad \} RCD$$

$$V_{O1} = -I_C R_{L2} = V_{CE} \cdot \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_E}$$

$$\hat{V}_{CEQ} = I_{CQ} R_{CA} = 5,75 V \approx 5,8 V$$

$$\hat{V}_{CESR} = V_{CEQ} - V_{CEK} \approx 12 V$$

Ficticio:



Para entender el "divisor resistivo"

Los limitantes de T_1 multiplicados por A_{V2} darán limitantes mayores que los de T_2 , entonces

$$\hat{V}_{OMAX} \approx 4V$$

e) * Reemplazar T_2 por T_2^* , un TBS NPN

▲ En continua: supongo T_2^* en MAD

- $V_{D1}^* \cong V_{GG}$
- $V_E^* = V_{GG} - 0,7V \cong -9V$, en realidad $V_E^* = -8,7 < V_{S2}$
- $V_E^* = V_{C1}$, $V_E^* < V_{S2} \Rightarrow V_{CE1} \approx 10V < V_{CE1}$ previo (sigue en MAD)
- $I_{C1} = I_C^* = \text{cte} \rightarrow$ controlado por malla de entrada.
- $V_{C1}^* = V_{D2} = \text{cte}$, pues $I_C^* = \text{cte} = I_{C1}$
- $V_{CE1}^* > V_{DS}$, pues $V_E^* < V_{S2}$

▲ En alterna:

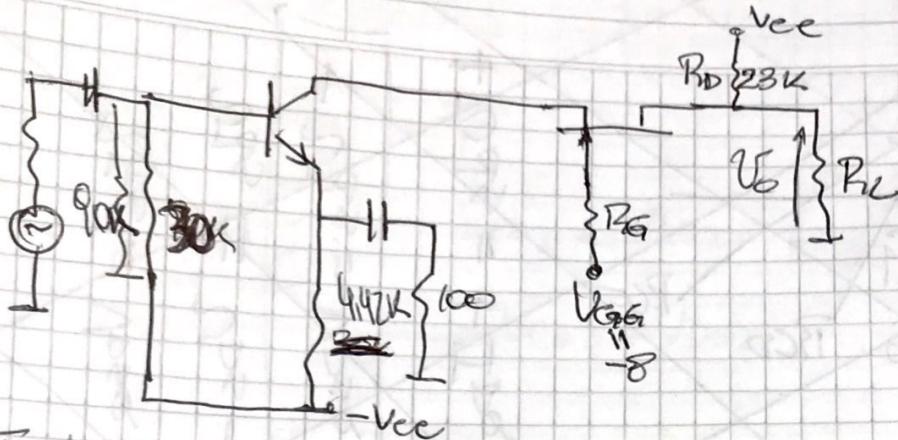
• $R_{oE}^* \rightarrow \infty$ (suponiendo $V_A \rightarrow \infty \Rightarrow$ no cambia respecto de R_{oE})

$R_{oE}^* \cong R_{D2} \cong R_o \Rightarrow$ no cambia

• $R_{iE}^* = R_{IT} + \beta \cdot R_E \Rightarrow$ no cambia

• $A_{v^*} \neq f(R_{oE}^*, g_m^*, R_{iE}^*)$

A_{v^*} no depende de $T_2 \Rightarrow$ no cambia. Tiene sentido por ser casco de.

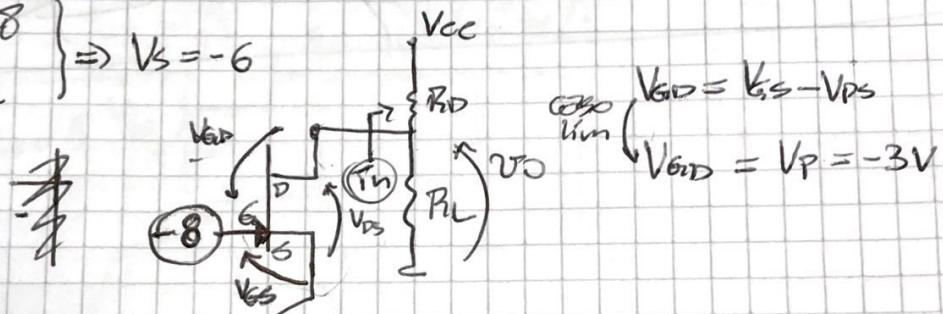


* T₂ limitante → Supongo

$$\bullet V_{DS\text{MIN}} = V_{GS} - V_P = -2 - (-3) = 1V$$

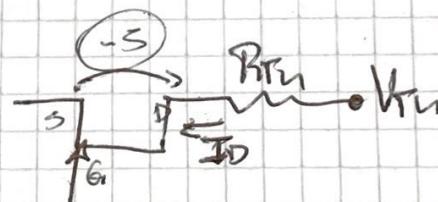
V_{DSSAT}

$$\bullet \begin{cases} V_G = -8 \\ V_{GS} = -2 \end{cases} \Rightarrow V_S = -6$$



(T₁): $V_{TH} \approx 6.2V$

$$R_{TH} \approx 6k\Omega = R_D$$



c) No cambia nada en señal?

$$(Av \neq f(g_m, r_{ds}, T_{ds}))$$

$$(R_i \neq f(g_m, r_{ds}, T_{ds}))$$

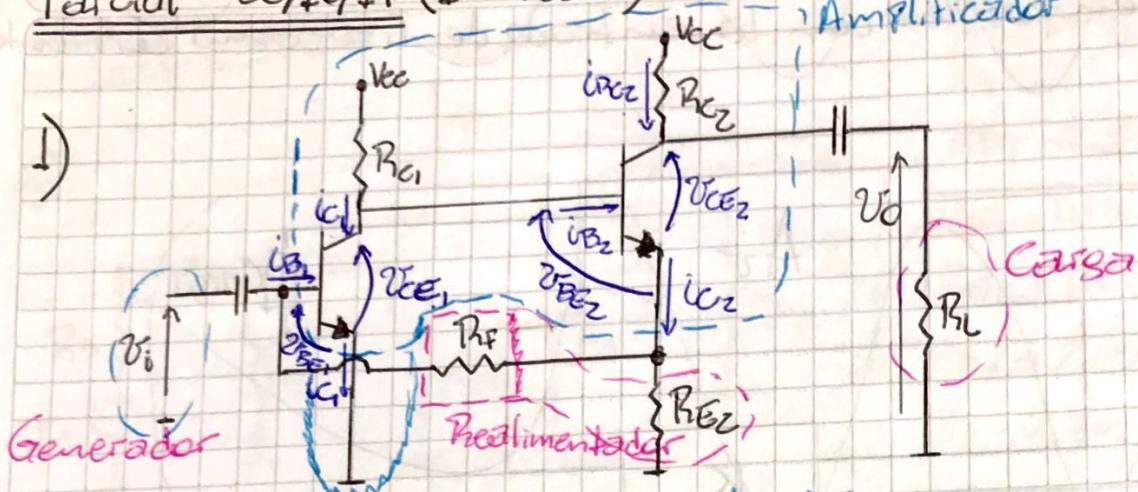
$R_O \rightarrow \infty$ en ambos casos

• Pd: $I_{C1} = I_{C2} = \text{cte} \rightarrow$ Malla de entrada controla $I_{C1} \rightarrow$ controla I_{C2}

$$V_{BE2} > V_{BE1} \Rightarrow V_{C1} = V_{BE2} \uparrow \Rightarrow V_{CE1} \uparrow, V_{CE2} \downarrow$$

Parcial 20/10/14 (1^{ra} Fecha)

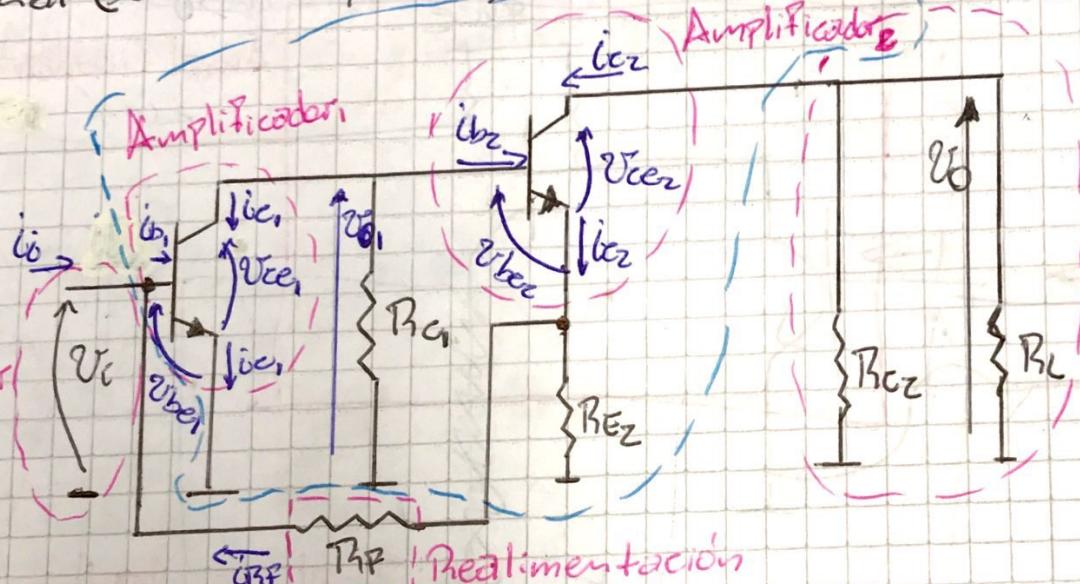
1)



colorless
MEO (Meo apunto)

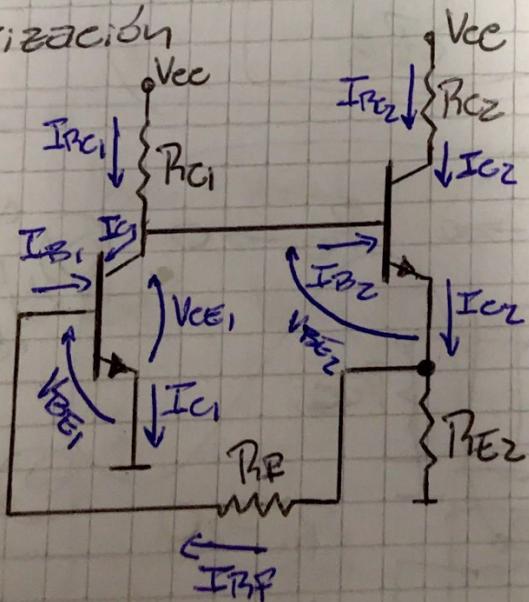
(rotulado)

• Señal (semiciclo positivo): Amplificador TOTAL Carga



$$V_{BE1} \uparrow \Rightarrow I_{C1} \uparrow \Rightarrow V_{O1} \downarrow \Rightarrow V_{BE2} \Rightarrow I_{C2} \Rightarrow$$

• Polarización



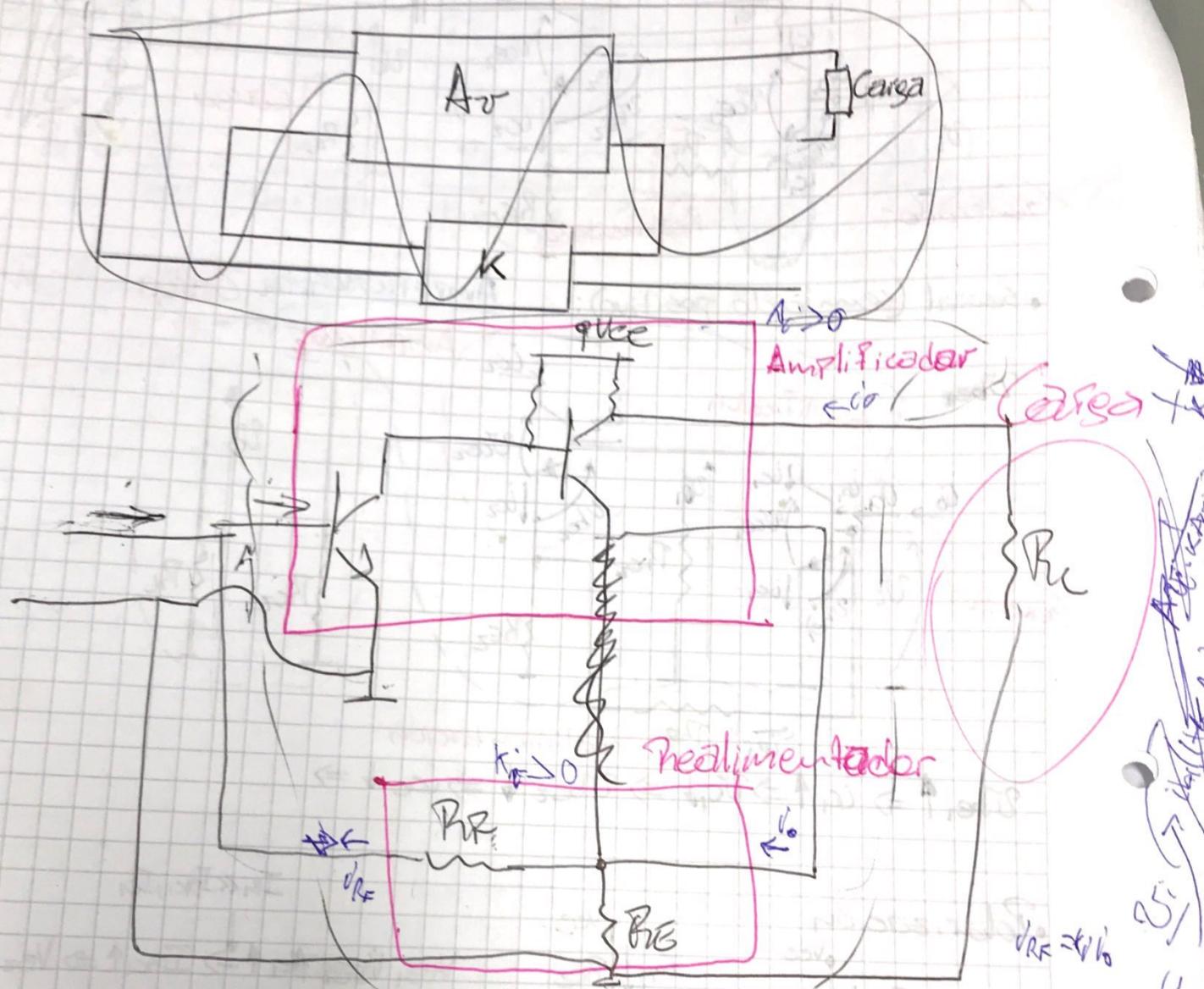
$$I_{B1} \ll I_{C1}, I_{C2}$$

$$\begin{aligned} V_{BE1} \uparrow &\Rightarrow I_{C1} \uparrow \Rightarrow I_{REZ} \uparrow \Rightarrow V_{BE2} \downarrow \Rightarrow \\ &\Rightarrow V_{BE2} \downarrow \Rightarrow I_{C2} \downarrow \Rightarrow I_{REZ} \downarrow \Rightarrow V_{CE2} \uparrow \Rightarrow \\ &I_{BE2} = I_{RF} \ll I_{C2}, I_{REZ} \end{aligned}$$

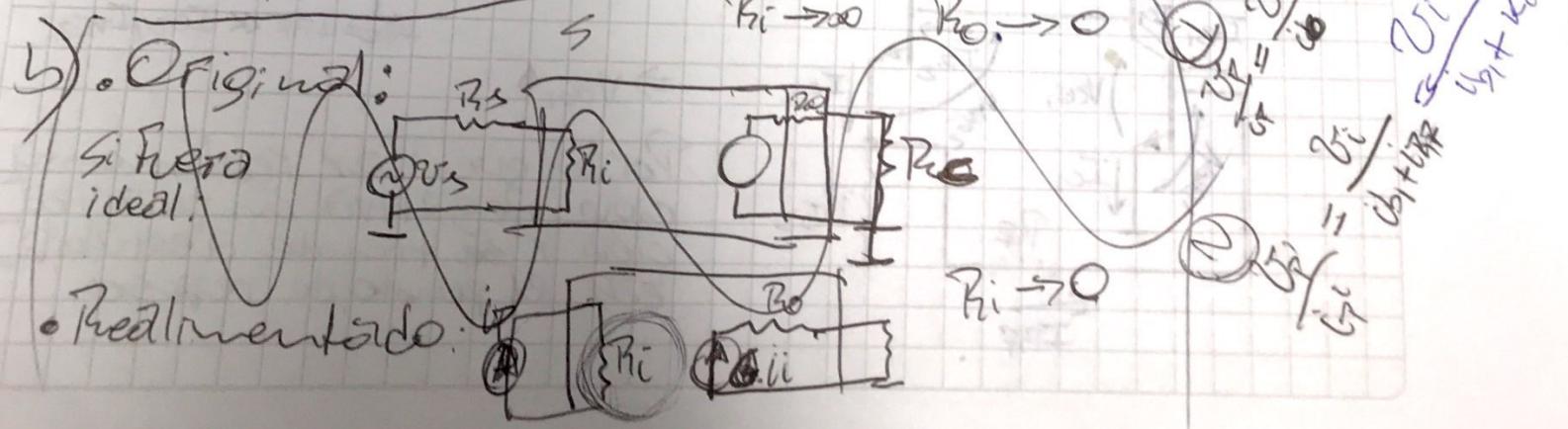
Por lo que hay realimentación negativa en polarización y se tiende a estabilizar el punto de reposo.

• R_f está en paralelo con la salida de $T_1 \Rightarrow$ medida tensión

R_f está en paralelo con la entrada de $T_1 \Rightarrow$ suma corriente
MVISI



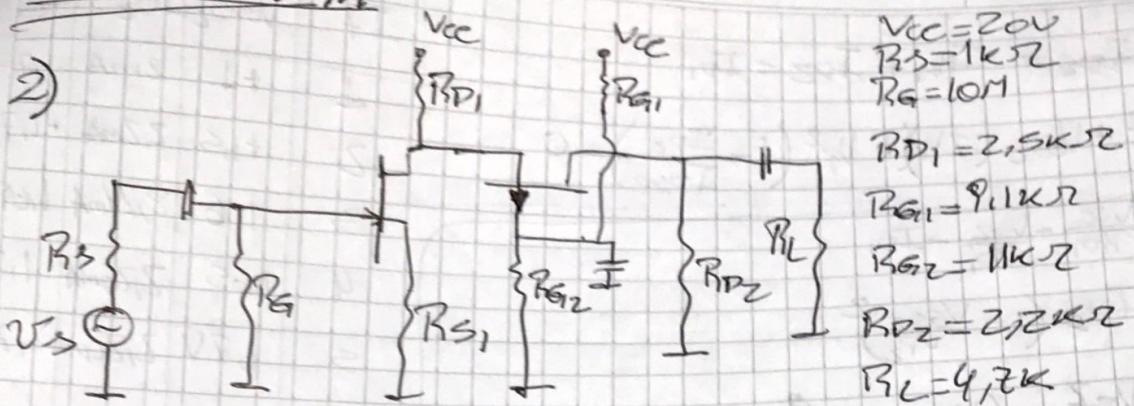
• MTSF



$$f = [1/2]$$

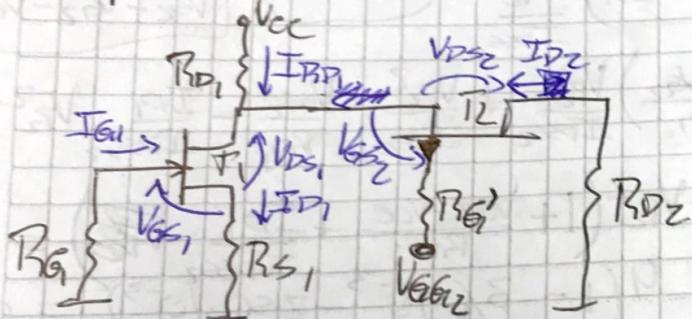
Parcial 20/10/14

2)



a) Hallar Q_1 y Q_2 ($|V_T| = 2V$; $|IDSS| = 8mA$)

$$V_{G1} = 0$$



$$I_{D1} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS1} - V_P)^2$$

$$V_{GS1}^2 + V_{GS}(-2V_P) + V_P^2 \left(1 - \frac{I_{D1}}{I_{DSS}}\right) = 0$$

$$\rightarrow V_{GS11} = -1V$$

$$\rightarrow V_{GS12} = -4V \quad \text{X}$$

~~$I_{D1} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS1} - V_P)^2$~~

~~$I_{D1} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS1} - V_P)^2$~~

$$V_{GS1}^2 + V_{GS}(-2V_P) + V_P^2 + \frac{V_{GS}}{R_{S1}} \cdot \frac{V_P^2}{I_{DSS}} = 0$$

$$V_S = 1V$$

$$V_{GS1}^2 + V_{GS} \left(\frac{V_P^2}{R_{S1}} - 2V_P \right) + V_P^2 = 0$$

$$I_{D1} = \frac{V_S}{R_{S1}} = 2mA$$

1

5

4 = 0

AUX

$$\bullet V_{GZ} = V_{CC} \cdot \frac{R_{GZ}}{R_{G1} + R_{GZ}} \approx 11V$$

$$\bullet I_{DSS1} + I_{DZ} = I_D$$

$$V_{GSZ}^2 + V_{GSZ}(-2V_{PZ}) + V_{PZ}^2 \left(1 - \frac{I_{DZ}}{I_{DSS2}}\right) = 0$$

$$I_{DZ} = \frac{V_{CC}}{R_{D1}} - \frac{V_{GSZ}}{R_{D1}} - I_{D1}$$

$$I_{DZ} = I_{DSS2} \left(1 - \frac{V_{GSZ}}{V_{PZ}}\right)^2$$

$$\frac{I_{DZ}}{I_{DSS2}} = V_{PZ}^2 = (V_{GSZ} - V_{PZ})^2$$

$$V_{GSZ}^2 - 2V_{PZ}V_{GSZ} + V_{PZ}^2 = \frac{I_{DZ}V_{PZ}^2}{I_{DSS2}}$$

$$V_{GSZ}^2 + V_{GSZ}(-2V_{PZ}) + V_{PZ}^2 = \left(\frac{V_{CC} - V_{GSZ}}{R_{D1}} - I_{D1}\right) \cdot \frac{V_{PZ}^2}{I_{DSS2}}$$

$$V_{GSZ}^2 + V_{GSZ}(-2V_{PZ}) + V_{PZ}^2 = \left(\frac{V_{CC} - V_{GSZ}}{R_{D1}}\right) \frac{V_{PZ}^2}{I_{DSS2}} + \frac{V_{PZ}^2}{I_{DSS2}} \cdot \frac{V_{GSZ}}{R_{D1}} - \frac{I_{D1}}{I_{DSS2}} V_{PZ}^2$$

$$V_{GSZ}^2 + V_{GSZ}(-2V_{PZ} - \frac{V_{PZ}^2}{R_{D1}} \cdot \frac{1}{I_{DSS2}}) + V_{PZ}^2 \left(1 + \frac{V_{GSZ} - V_{CC}}{R_{D1}} + \frac{I_{D1}}{I_{DSS2}} \cdot \frac{V_{PZ}^2}{R_{D1}}\right) = 0$$

$$(-4 - (-200 \cdot 10^{-3})) + 4 \left(1 - 36 \cdot 10^{-3} - 250 \cdot 10^{-3}\right) = 0$$

$$-3,8 + 2,9856 = 0$$

$$\begin{cases} V_{GSZ} \approx 1,1V \\ V_{GSZ} = 2,7V \end{cases}$$

ANALÍTICAMENTE

ITERANDO

It	V _{GSZ}	I _{DZ}	Supuesto	
			V _{GSZ}	I _{DZ}
1	1V	2mA	1V	2mA
2	1,5V	2,2mA	1,5V	2,2mA
3	2V	2,4mA	2V	2,4mA
4	1V	2mA	1V	2mA

Con el sentido de ref:

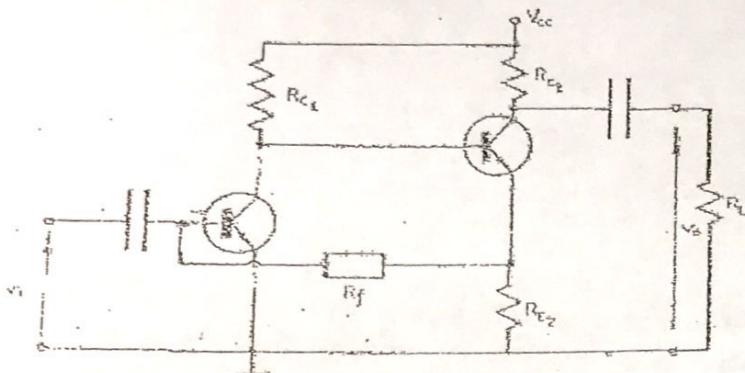
$$\Rightarrow I_{DZ} \Rightarrow I_{DZ} > 0 \quad I_{DSS2} > 0$$

\rightarrow Dadoso. Se chequea con otros valores.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			M T N		

- 1.- a) Analizar la realimentación producida al conectar R_f en el circuito. Justificar qué se muestrea y qué se suma, indicando cuáles serán los bloques realimentador, generador, amplificador y carga del circuito realimentado.

¿Estabiliza los valores de reposo?
Analizar en base al comportamiento de una variación de tensión o corriente a través del lazo, si la realimentación es positiva o negativa.



- b) Analizar cualitativamente cómo afecta los parámetros de señal R_i y R_o (aumentan o disminuyen respecto del circuito sin realimentar).

2. a) Determinar el punto de reposo de cada etapa, indicando las tensiones de los tres electrodos respecto de común.
b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias sin reemplazar los transistores por su modelo. Definir y obtener por inspección A_v , R_i , R_o , A_{vs} . ¿Qué significa "frecuencias medias"?
c) Obtener la V_o pico máxima sin recorte en ambos semiciclos.
d) Analizar cualitativamente, qué cambios ocurren en los parámetros de continua y señal si
d1) se reemplaza T_2 por un TBJ.
d2) se reemplaza T_1 por un TBJ.

(admitir $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$ y $r_{gs} \rightarrow \infty$)

$$|V_p| \approx 2V$$

$$|I_{DSS}| = 8mA$$

