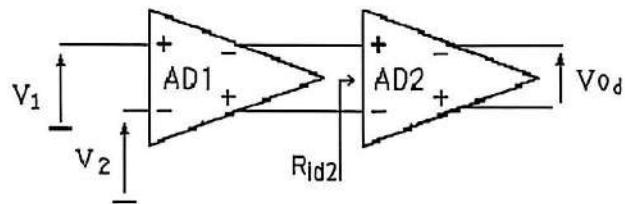


APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

- 1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica (se omiten en el esquema las fuentes de alimentación). Se admite que $R_{ld2} \rightarrow \infty$ y que $AV_{dd1} = AV_{dd2} = 100$.

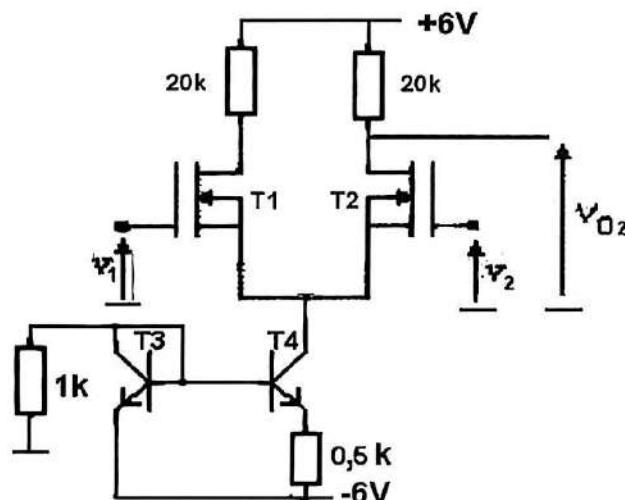


a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:

$$V_{off}(AD1) = V_{off}(AD2) = 1 \text{ mV}$$

b) Si se tiene un AD con RRMC = 120 dB y otro con RRMC = 80 dB, ¿cuál es conveniente ubicar en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen AV_{dc} y AV_{cd} de c/u)

en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen AV_{dc} y AV_{cd} de c/u)



$$2.- V_T=1\text{V}; k=1\text{mA/V}^2; \lambda \rightarrow 0; \beta=100; V_A=100\text{V}$$

a) Definir y obtener el Rango de modo común.

b) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

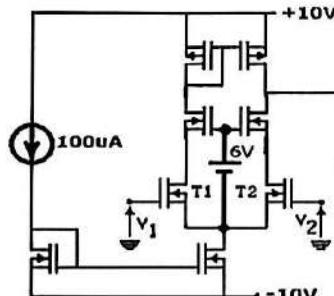
c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T5-T6), de modo de tal de obtener la mayor $AV_d = V_{02}/V_{1d}$ posible.

Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.

66.08 - 86.06

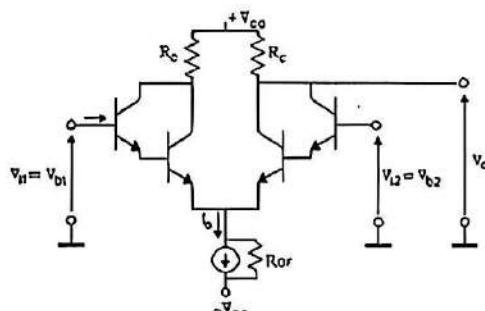
Evaluación Integradora 2/21- cuarta fecha - 2/3/22

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	Nº de hojas	Corrección
Infante	Daniel	91010	5.	



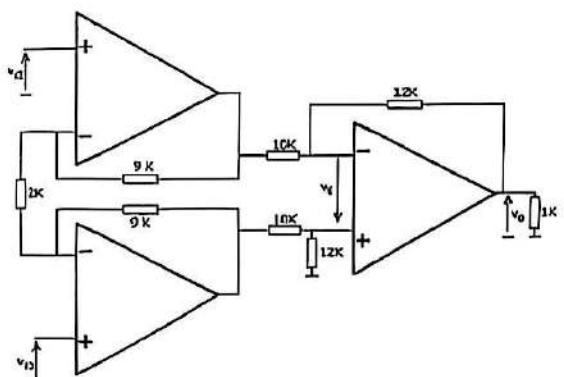
- 1.-
MOSFETs de canal Inducido ($k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $W/L=1$;
 $V_T = \pm 2\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$)

Obtener el Rango de modo común, justificando el procedimiento.



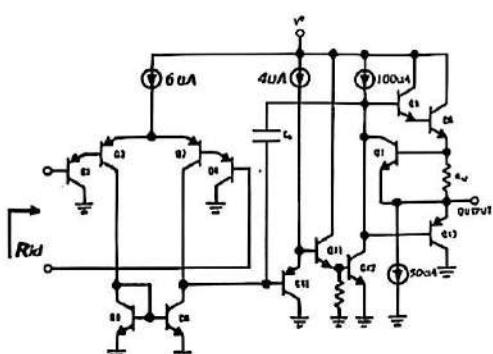
2.-

- $I_O = 1\text{mA}$; $R_{OF} = 1\text{M}\Omega$; $R_C = 10\text{k}\Omega$; $V_{CC} = 10\text{V}$; $\beta = 100$;
 $V_A \rightarrow \infty$ Obtener el valor de la RRMC en dB para la salida indicada. Justificar el procedimiento.



3.-

- Para el siguiente circuito de señal, obtener el valor de $A_{vd} = v_o / (v_{d1} - v_{d2})$. Justificar el comportamiento del circuito ante $v_{d1} = v_{dL} - v_{d2}$. (Admitir AO Ideales).



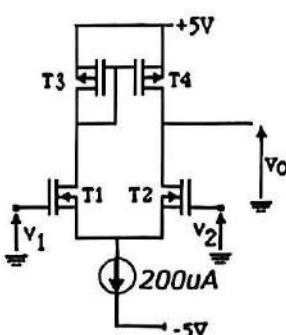
4.-

- Dado el siguiente esquema Interno del AO LM358, obtener por inspección el valor de R_{d2} (admitir $\beta = 50$). Justificar el análisis.

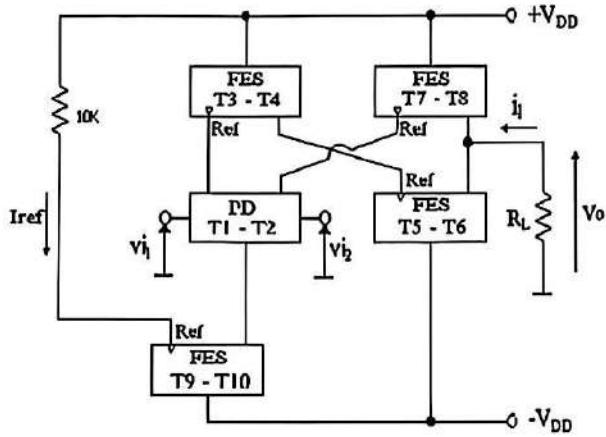
5.-

- MOSFETs de canal Inducido ($k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $W/L=0,5$;
 $V_T = \pm 1,5\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$).

- Definir y obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre $(W/L)_3$ y $(W/L)_4$ del 2%. Justificar el procedimiento.



APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro de HOJAS	Corrección



FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.

Todos TBJs.

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

$$\text{NPN: } V_A = 100 \text{ V} ; \beta_1 = 200 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

$$\text{PNP: } V_A = 50 \text{ V} ; \beta_2 = 50 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

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

Justificar cualitativamente :

a) La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.

b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?

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

b) Hallar las expresiones y valor de:

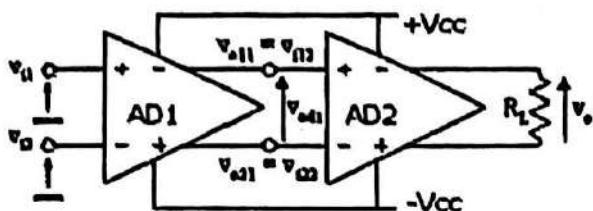
$$b_1) Gm_d = i_l / V_{Id} \mid v_{o=0}$$

$$b_2) Gm_c = i_l / V_{Ic} \mid v_{o=0}, \text{ teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.}$$

Definir y obtener la RRMC.

c) **Definir** y hallar el valor de la V_{offset} para un desapareamiento entre I_{S1} e I_{S2} del 2%.

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

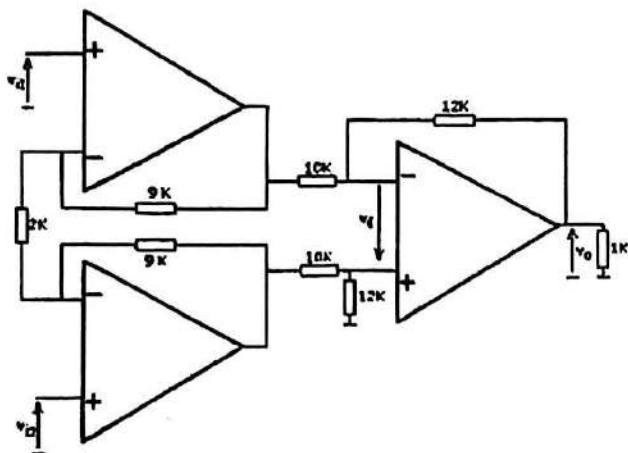
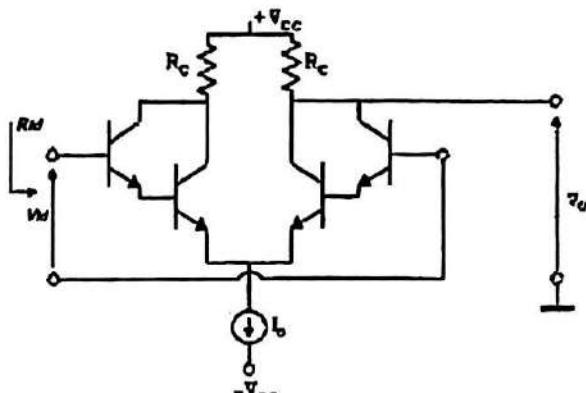


1.-

AD1 y AD2 son amplificadores diferenciales MOSFET, de V_{offset} diferentes y A_{v} similares. Justificar cuál conviene ubicar a la entrada.

2.-

$I_0 = 1\text{mA}$; $R_c = 10\text{k}\Omega$; $V_{cc} = 10\text{V}$; $\beta = 100$; $V_A \rightarrow \infty$. Obtener el valor de la R_{ld} por inspección. Justificar el procedimiento.



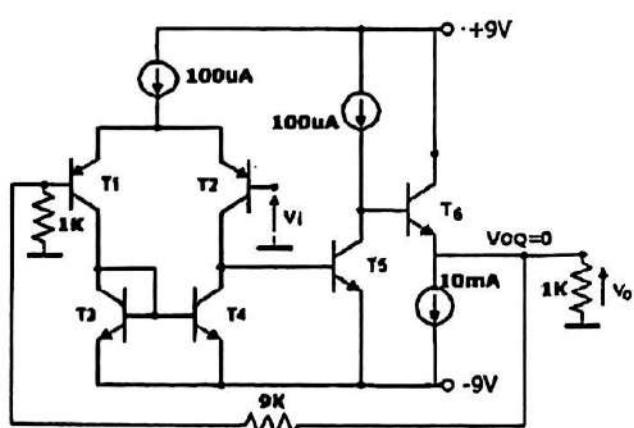
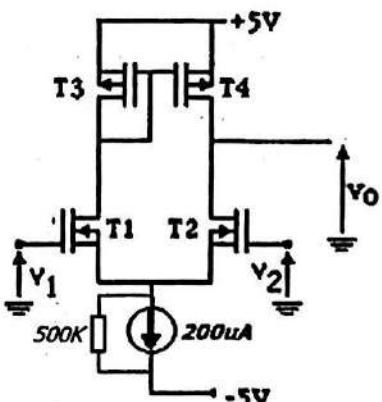
3.-

Para el siguiente circuito de señal obtener, justificando el análisis, el valor de $A_{\text{v}} = v_o / 0,5(v_{i1} + v_{i2})$ (admitir AO ideales).

4.-

MOSFETs de canal inducido ($k' = 100 \mu\text{A/V}^2$; $W/L = 0,5$; $V_T = \pm 1,5\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{V}^{-1}$).

Definir y obtener el valor de la RRMC en dB. Justificar.



5.-

$\beta \approx 200$; $V_A \approx 100\text{V}$.

Obtener el valor aproximado de $A_v = v_o/v_i$. Justificar el análisis y las simplificaciones que se realicen.

2 de febrero 2/22 - 20/2/23

- 86.06

Evaluación Integradora -

APELLIDO	NOMBRE	PAÐON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:

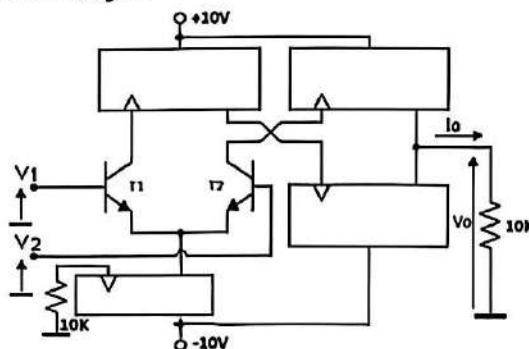
$\beta = 400$, $r_x = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_V = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.

a) Definir y determinar los valores de Av_d , R_{di} , R_o y f_h aproximado.

b) Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para Av_d .

c) Definir y determinar el valor aproximado de Av_c si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.

d) Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{I_d})$ para $V_{I_c} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.

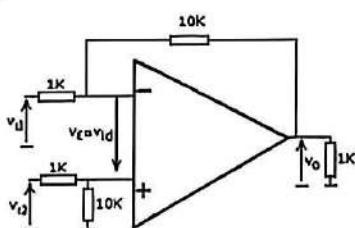


2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPS con AD MOSFETs y una $R_o \approx 10 \Omega$)

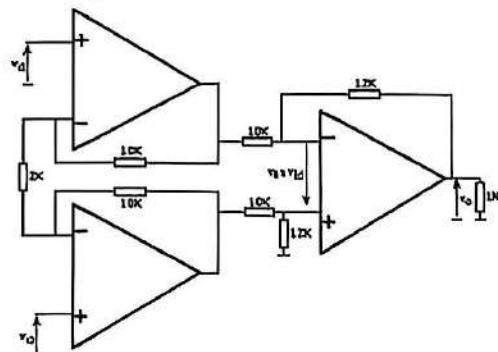
a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar Av_d y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de Instrumentación.

b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1



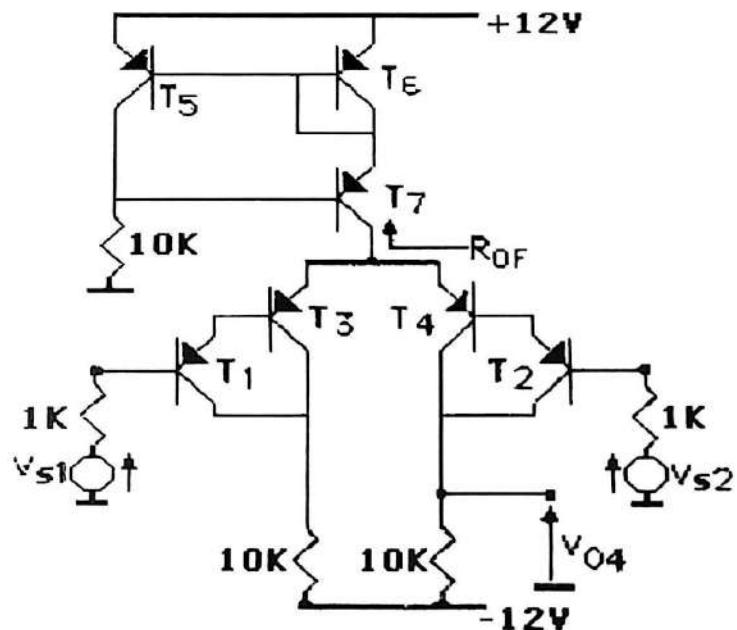
2



1.-

$$\beta = 50 ; V_A = 80V ; r_x \rightarrow 0\Omega ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 1 \text{ pF.}$$

- a) Obtener los puntos de reposo. Justificar *cualitativamente*, en base a los conceptos de realimentación, por qué puede admitirse que $R_{OF} \gg r_{o7}$ en la fuente T5-T6-T7 ($R_{OF} \cong \beta_7 \cdot r_{o7} / 2$).
- b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar todos los sentidos de referencia necesarios. Definir y obtener *por inspección*, el valor de las resistencias de entrada diferencial y común y de salida. Hallar el valor de las amplificaciones de tensión Av_d y Av_c y de la RRM_C en veces y en dB.
- c) Obtener el valor aproximado de la frecuencia de corte superior para Av_d .
- d) Definir y obtener el rango de tensión de modo común.
- e) Analizar *cualitativamente* cómo se modifican los valores de reposo, señal y f_h si se reemplazan las R_C de carga del diferencial por una fuente espejo simple T8-T9 con TBJ NPN.



- 86.06

Evaluación

APELLIDO	NOMBRE	FECHA	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
I			T N	5	

1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:

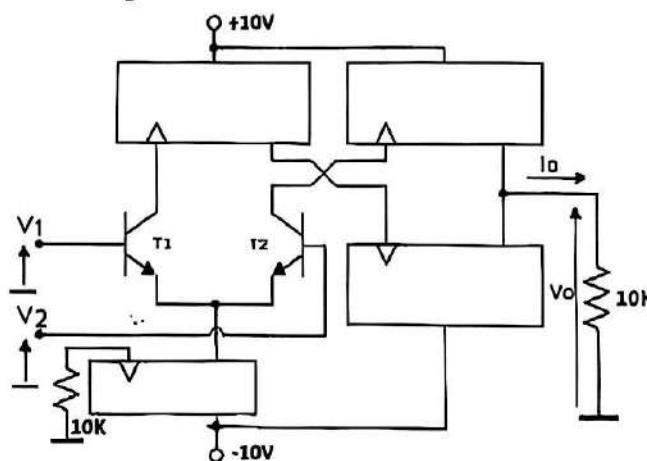
$\beta = 400$, $r_x = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_B = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.

a) Definir y determinar los valores de Av_d , R_{id} , R_o y f_h aproximado.

b) Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para Av_d .

c) Definir y determinar el valor aproximado de Av_c si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.

d) Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{id})$ para $V_{ic} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.

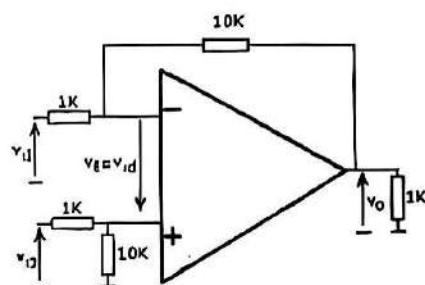


2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPS con AD MOSFETS y una $R_o \approx 10 \Omega$)

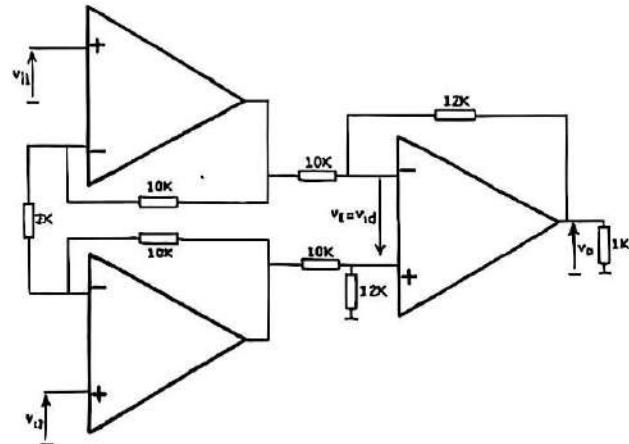
a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar Av_d y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de instrumentación.

b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1

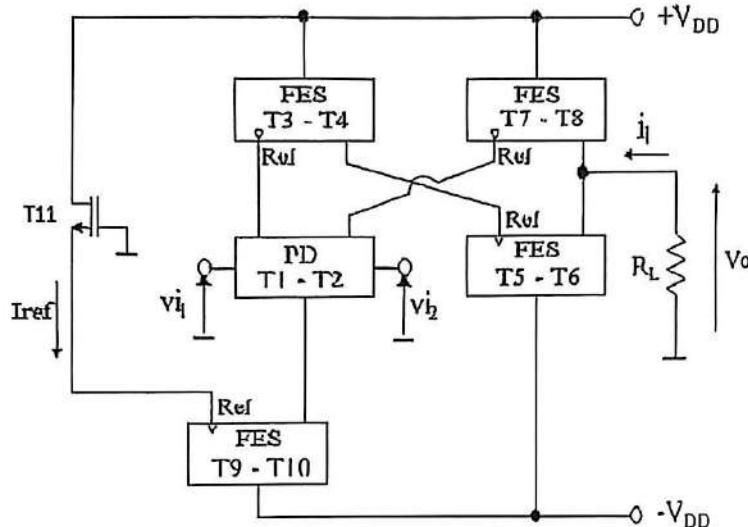


2



1. a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, Incluyendo I_{LQ} .

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.

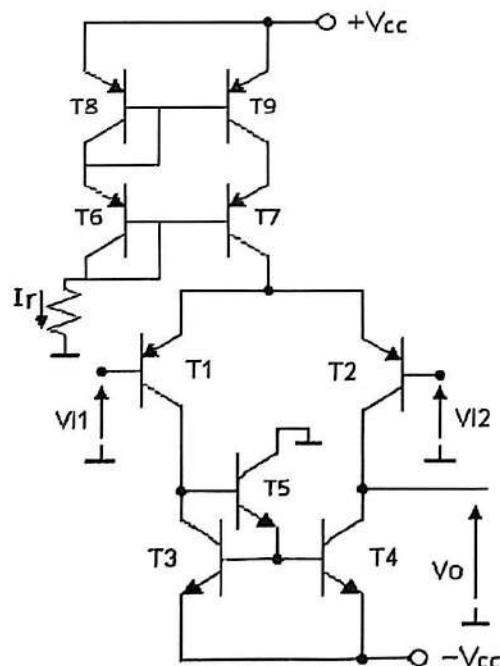


$$V_{DD} = 5 \text{ V} ; V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$$

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

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

2.-. Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



a) Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{oQ} del amplificador, en función de V_{cc} .
 - Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.
- b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expresarlo en función de δ y la corriente I_r .
- c) Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} .

b) Hallar las expresión y valor de,

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

- b₁) $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
- b₂) $R_L = 5 \text{ k}\Omega$

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

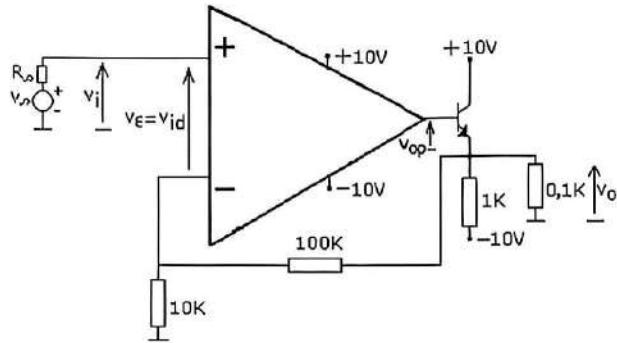
$$V_o = f(V_{id}) \mid_{V_{ic}=0} \text{ para los siguientes casos:}$$

- c₁) $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
- c₂) $R_L = 5 \text{ k}\Omega$

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

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
			T N		

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



a) Obtener el valor de V_{oq} . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito?

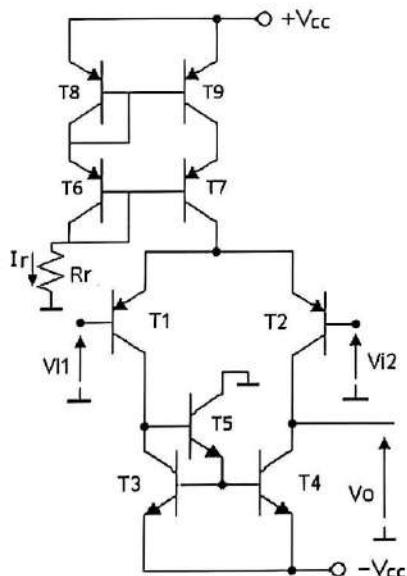
b) Analizar el lazo de realimentación entre la carga y la entrada del OPAMP. ¿Es positiva o negativa?. Justificar. ¿Qué muestrea y qué suma?. Identificar los distintos bloques que conforman el sistema realimentado (A_o , k_f , generador y carga)

c) ¿Cuál es el valor de la ganancia de lazo $A_o k_f = T$ para este circuito?

De acuerdo con esto, ¿cuál es el valor aproximado de $A_v = v_o/v_i$?

2.- Los transistores se encuentran apareados

($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_{\mu} = 1$ pF; $r_x \approx 0$; $|V_{cc}| = 10$ V; $R_r = 10$ kΩ).



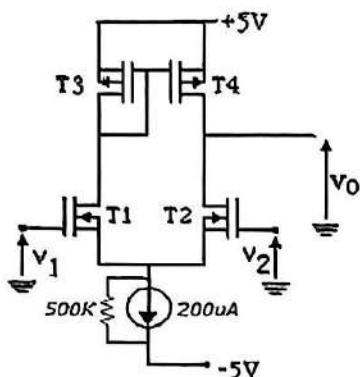
a) Justificar cualitativamente:

- El valor de la tensión de salida V_o del amplificador en reposo (V_{oq}).
- ¿Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar con una fuente cascode en lugar de una espejo simple?.
- ¿Cómo influye en el balance de corrientes la carga T3-T4-T5, en lugar de una espejo simple?

b) Obtener el valor de la corriente de offset I_{off} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 y β_2 .

c) Calcular el rango de tensión de modo común.

d) Obtener el valor de la constante de tiempo asociada al terminal de salida. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} o debe analizarse otra constante de tiempo potencialmente importante.



1.-

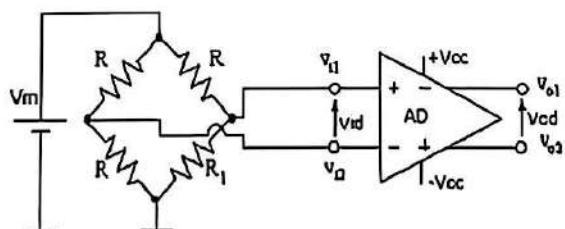
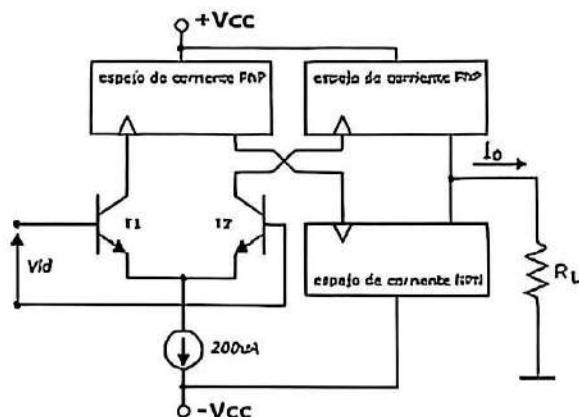
$$k' = 100 \mu\text{A/V}^2 ; W/L = 1 ; \lambda = 0,02 \text{ V}^{-1} ; V_T = \pm 1 \text{ V}$$

Obtener el valor de $A_{Vc} = v_0/v_{lc}$, justificando el procedimiento.

$$(v_{lc} = 0,5(v_1+v_2))$$

2.-

Obtener el valor de $G_{md} = I_o/V_{ld}$, justificando el procedimiento.



3.-

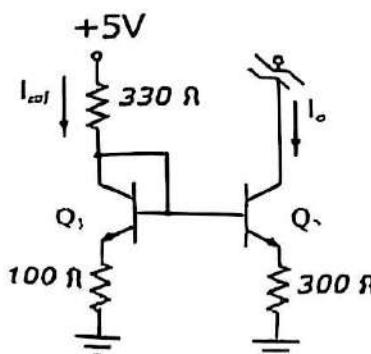
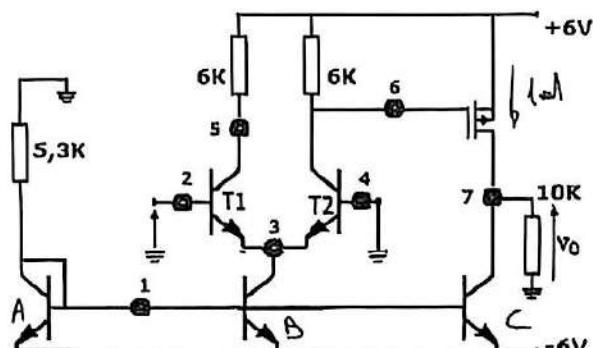
AD es un amplificador diferencial MOSFET con transistores apareados, de $A_{Vdd} = v_{od}/V_{ld} = -400$. Obtener el valor de V_{od} justificando el procedimiento, para $R = 2\text{K}\Omega$ y $R_1 = 1,9\text{K}\Omega$ y $V_m = 1\text{V}$.

4.-

$$\beta = 300 ; V_A \rightarrow \infty ; r_x = 0 ; V_T = -2 \text{ V} ; |k| = 1 \text{ mA/V}^2$$

$$\lambda = 0 ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 1 \text{ pF} ; C_{ds} = 2 \text{ pF} ; f_T = 100 \text{ MHz}$$

Justificar cuál de los nodos indicados será el dominante para altas frecuencias y obtener el valor de f_h en base a este análisis.

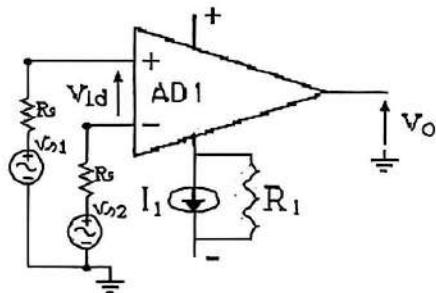


5.-

Obtener el valor aproximado de I_o . Justificar el procedimiento.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET Induclados T₁ -T₂, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, T₃ -T₄, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente I₁ - R₁ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{s1} y v_{s2} e iguales resistencias equivalentes R_s). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares (T₁ = T₂ y T₃ = T₄). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:



a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

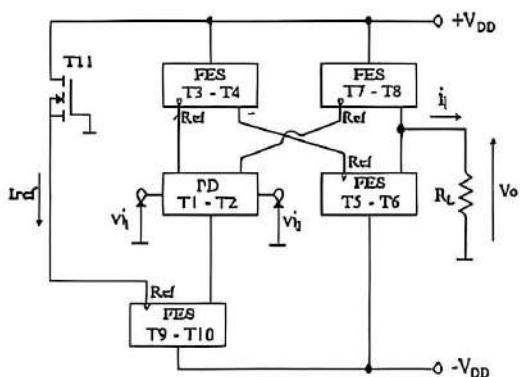
c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R₁).

Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan de forma importante a A_{vd} y no a A_{vc} .

2 -

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal **N** ó **P** según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$; $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01 1/V$; $R_L = 10K\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

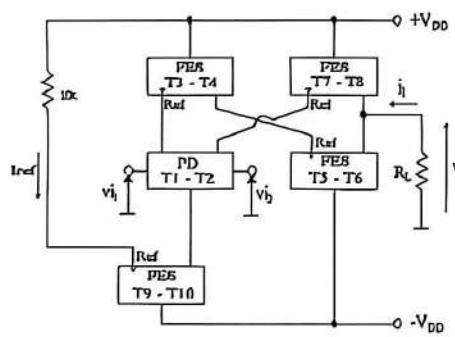
$$G_{md} = i_1 / V_{Id} \quad v_{o=0}$$

$$G_{mc} = i_1 / V_{ic} \quad v_{o=0}$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{vd} = v_o / v_{Id}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

APELLIDO	NOMBRE	PADRÓN	TURNO		lto. de HOJAS	Corrección
			T	N		



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

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) Gm_d = i_d / V_{id} \mid_{vo=0}$$

$$b_2) Gm_c = i_d / V_{ic} \mid_{vo=0}, \text{ teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.}$$

Definir y obtener la RRMC.

c) Definir y hallar el valor de la $V_{off,det}$ para un despareamiento entre I_{g1} e I_{g2} del 2%.

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

FES: Fuente Espejo Simple – PD: Par Diferencial.

Todos TBJs.

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

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

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

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

Justificar *cuantitativamente*:

a) La expresión de la tensión de salida simple V_{oQ} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.

b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?

p/Fotografía

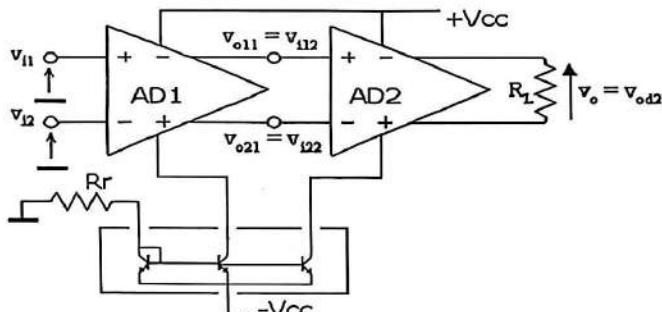
66 08 - 86.06

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Evaluación Integradora 1/18- cuarta fecha – 25/7/18	
				T	N

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

AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{K}\Omega$

AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{K}\Omega$



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{Vdd} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$? Justificar el valor que tendría $A_{Vdc} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 0,1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_S del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).

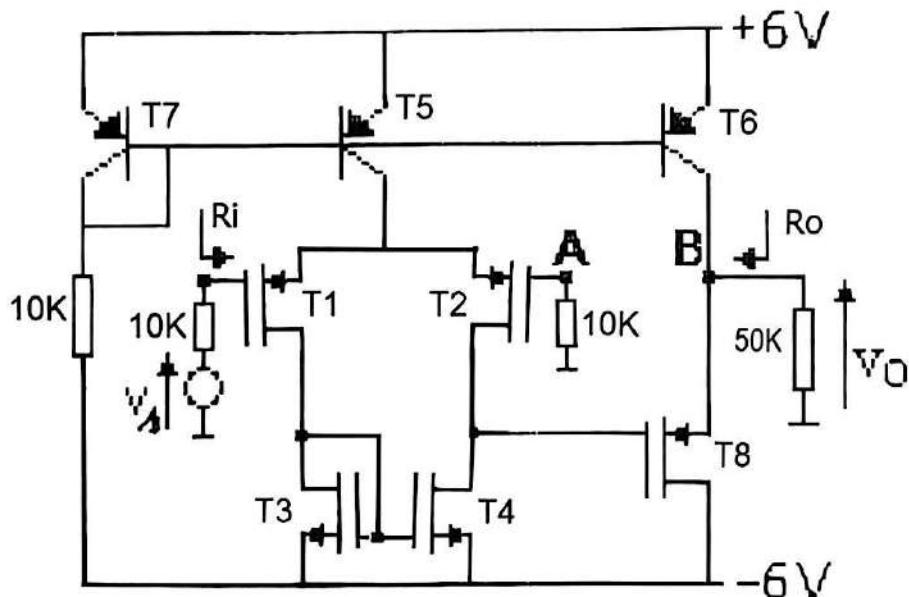
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{1,2,3,4} = 20$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;

$$\lambda = 0,01V^{-1}; C_{os} = 4pF; C_{gd} = 0,5pF$$

TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_{il} = 1pF$

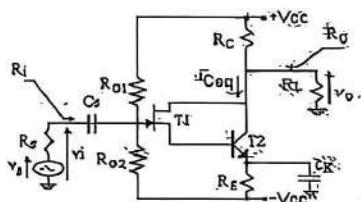
- Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T8}$ para $V_{OQ} = 0V$.
- Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd}=V_o/V_{id}|_{V_{ic}=0}$ y $A_{vc}=V_o/V_{ic}|_{V_{id}=0}$, siendo: $v_{id}=v_{o1}-v_{o2}$ y $v_{ic}=0,5(v_{o1}+v_{o2})$. Calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = v_o/v_s$ a partir de los parámetros anteriores.
- Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vs} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- Definir y obtener el Rango de Modo común.
- Siendo $v_s(t)$ una señal cuadrada de ± 20 mV y 100kHz, dibujar la $v_o(t)$ indicando valores extremos y medio. ¿Cómo varía su forma si el amplificador tuviese un slew rate de $2V/\mu s$? Justificar.
- Se conecta una $R_{AB} = 50\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos sobre el lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el k de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. Justificar. ¿Cuál es el valor de la ganancia de lazo $|T| = |A_0 \cdot k_r|$? De acuerdo con este valor, ¿cómo se comporta el circuito?.



Para Fotocópia

Evaluación Integradora 2014/2- cuarta fecha - 18/02/15					
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			M T N		

1.- Admitiendo que ambos transistores (de bajo nivel de potencia) se encuentran en modo activo, se conocen todos sus parámetros (de valores típicos), los valores de los resistores y condensadores y V_{CC} :

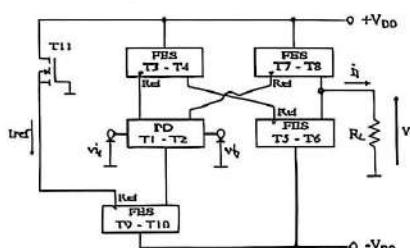


- a) Si V_{C_0} es del orden de 10 V, R_C y R_L de algunos $K\Omega$ y R_E de decenas de Ω , ¿podría estimarse un valor *aproximado* de V_{O_0} sin cálculo previo? **Justificar.** Si $V_{O_0} = 0V$, justificar qué relación deberían tener entre sí los resistores del divisor de gate para fundamento en modo activo (cuál es mayor)

b) Hallar la expresión por inspección, justificando el procedimiento de la relación de pequeña señal $I_{O_0}/V_{I(V_{O_0}=0)}$ a frecuencias medias.

c) Explicar por qué el uso del modelo equivalente del darlington no resulta válido para el cálculo de la respuesta en alta frecuencia de este circuito. Justificar por qué sí resulta válido para el cálculo de la respuesta en baja frecuencia.

2 - a) Para $v_{11} = v_{12} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{BQ} por el λ .



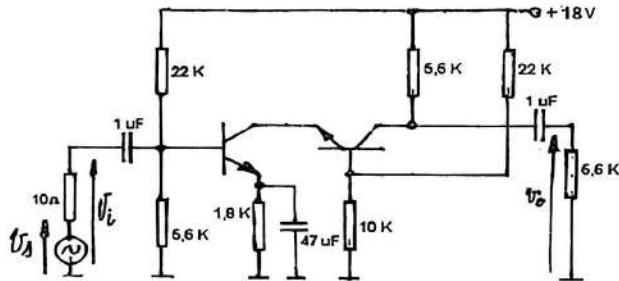
- b)** Hallar las expresiones y valor de:
 $Gm_d = I_d/V_{ds} \mid V_{ds}=0$
 $Gm_c = I_c/V_{ds} \mid V_{ds}=0$.
 Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Definir y obtener $A_{vd} = v_o/v_{sd}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal N ó P según corresponda)
 $\pm V_{DD} = \pm 6V$, $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01$ 1/V; $y = 0$; $R_L = 10k\Omega$.

66.08 - S6.06					
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

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



a) Definir y obtener por inspección, los valores de Av y Av_s a frecuencias medias.

b) Obtener el valor aproximado de f_h y f_i .

c) Trazar un diagrama de bode aproximado de módulo y argumento de Av_s .

2.- Dibujar el circuito de un par diferencial NMOSFET ($T_1 - T_2$) con carga resistiva en ambas ramas $R_{D1} = R_{D2} = 6 \text{ k}\Omega$ y polarizado mediante una fuente de corriente espejo ($T_3 - T_4$) con $R_{ref} = 10 \text{ k}\Omega$. Se alimenta todo entre $\pm 6\text{V}$.

Los transistores son idénticos y de características:

$$V_T = 1 \text{ V}; k' = 1 \text{ mA/V}^2; (W/L) = 1, \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$$

a) Definir y hallar las expresiones y el valor de Av_{1d} , Av_{1c} , Av_{dd} , Av_{dc} . Justificar cuál es la más sensible a posibles desapareamientos.

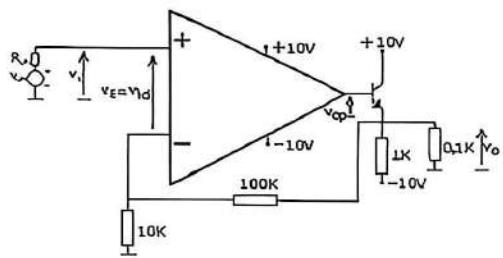
b) Dibujar nuevamente el circuito si se reemplazan los resistores R_{D1} y R_{D2} por un espejo de corriente $T_5 - T_6$ PMOSFET de parámetros iguales en valor absoluto a los indicados.

b₁) Justificar por qué estos dos transistores deben ser de canal inducido.

b₂) Definir y hallar las expresiones y el valor de Av_d , Av_c . Justificar cuál es la más sensible a posibles desapareamientos.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
			T N		

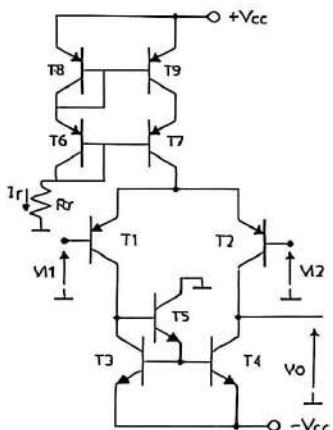
1. El OPAMP tiene entrada diferencial MOSFET, con $A_{vd} = v_{op}/v_{id} = 10^4$. $\beta = 100$



- a) Obtener el valor de V_{oq} . ¿Qué función cumple el TBJ en este circuito?
b) Analizar el lazo de realimentación entre la carga y la entrada del OPAMP. ¿Es positiva o negativa?. Justificar. ¿Qué muestrea y qué suma?. Identificar los distintos bloques que conforman el sistema realimentado (A_o , k_r , generador y carga)
c) ¿Cuál es el valor de la ganancia de lazo $A_{jk} = T$ para este circuito?
De acuerdo con esto, ¿cuál es el valor aproximado de $A_v = v_o/v_i$?

2.- Los transistores se encuentran apareados

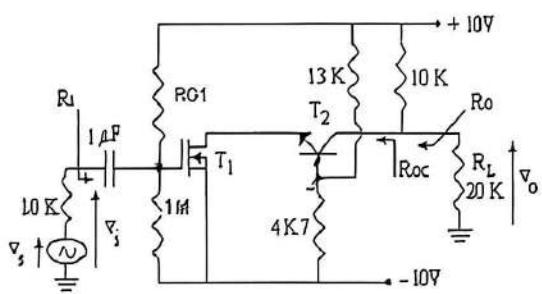
($\beta = 100$; $V_A = 100$ V ; $f_T = 200$ MHz ; $C_s = 1$ pF ; $r_x \approx 0$; $|V_{ce}| = 10$ V ; $R_r = 10$ kΩ).



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

Apellido	Nombre	Padron	Tutorio	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

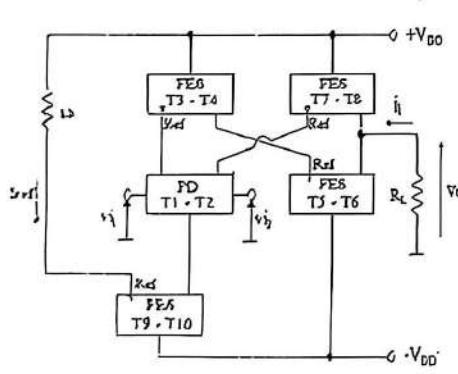
1.- $k = 1 \text{ mA/V}^2$; $V_T = 1 \text{ V}$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $C_{GS} = 4 \text{ pF}$; $C_{GD} = 0,5 \text{ pF}$
 $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_o = 200 \Omega$; $f_t = 300 \text{ MHz}$; $C_v = 0,5 \text{ pF}$.



a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, si se ajusta R_{G1} - (hallar su valor)- de modo que la tensión de reposo sobre la carga R_L sea $V_{OQ} = 0\text{V}$.
 Hallar el valor total a frecuencias medias de $A_V = v_o/v_i$ y A_{Vs} .

b) Justificar *cualitativamente* cuál es el nodo (o nodos) que resultará necesario calcular para obtener un valor aproximado de f_h para A_{Vs} . Calcular dicho valor.

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



b) Hallar las expresiones y valor de:

b₁) $Gm_d = i_d/v_{id} |_{v_o=0}$
 b₂) $Gm_c = i_c/v_{ic} |_{v_o=0}$, teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.
 Definir y obtener la RRMC.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

FES: Fuente Espejo Simple
 PD: Par Diferencial.

Todos TBJs.
 $V_{DD} = 5 \text{ V}$; $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
 NPN: $V_A = 100\text{V}$; $\beta = 200$
 PNP: $V_A = 50\text{V}$; $\beta = 50$

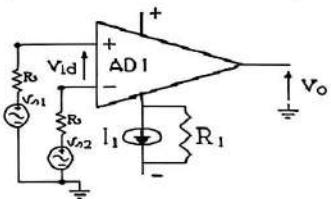
D / P J

86.06 - Circuitos Electrónicos

Evaluación Integradora 1/22- fecha 2 - 25/07/22

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET inducidos $T_1 - T_2$, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, $T_3 - T_4$, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente $I_1 - R_1$ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{s1} y v_{s2} e iguales resistencias equivalentes R_s). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:



a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

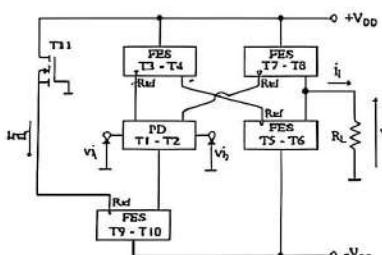
c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R_1).

Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan de forma importante a A_{vC} y no a A_{vD} .

2 -

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son Inducidos (canal N ó P según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$, $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01 \text{ } 1/V$; $R_L = 10K\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{LQ} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$G_{mD} = I_D / V_{GD} \text{ } |_{V_{GD}=0}$$

$$G_{mC} = I_C / V_{GC} \text{ } |_{V_{GC}=0}$$

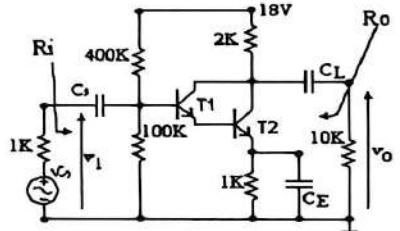
Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{vD} = V_o / V_{GD}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

66.08 - 86.06

Evaluación Integradora- 2/2019 quinta fecha 26/2/20

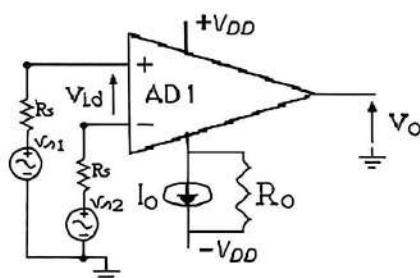
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
T	N				

1.- $\beta = 100$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_s \approx 100 \Omega$; $C_o = 1 \text{ pF}$; $f_T = 200 \text{ MHz}$.

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

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

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



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

a) $|V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

b) $|W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

c) $|W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

P/Foto copiar

66.08 - 8606						Evaluación Integradora - 2/2018 - cuarta fecha 20/2/18
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección	
			T N			

1.- $V_{cc} = 6V$; $R_{c1} = R_{c2} = 30 K\Omega$; $R_{s1} = R_{s2} = 500 \Omega$; $R_L = 10 K\Omega$

TBJs:

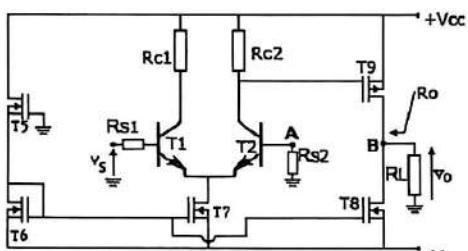
$$\beta = 400 ; r_x \approx 0 ; V_A = 100V ; f_T = 300 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 2 \text{ pF}$$

MOSFETs de canal inducido:

$$V_T = \pm 2V ; k' = 1 \text{ mA/V}^2 ; \lambda = 0,01V^{-1} ; (W/L)_{5,6,8} = 1 ; (W/L)_7 = 0,2 ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 2 \text{ pF}$$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{oQ} = 0V$.

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



c) Calcular el valor de la frecuencia de corte superior aproximada, f_b , para A_{vds} . Trazar el respectivo diagrama de Bode de módulo y argumento.

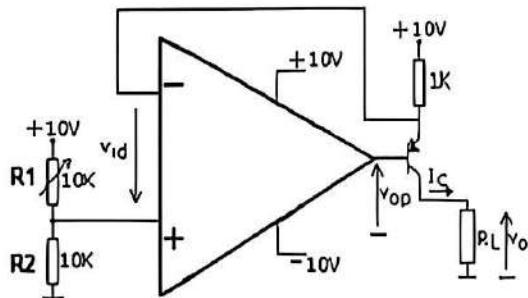
d) Se conecta entre A y B una $R_f = 1M\Omega$. Justificar si dicha realimentación estabiliza o no el punto de reposo ante la dispersión de algún parámetro de T_1 ó T_2 .

e) Obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre R_{s1} y R_{s2} del 5%.

f) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo calculados en a), si se reemplazan los condensadores C_{gs} y C_{gd} por un capacitor de capacidad $T_2-T_4 = T_3-T_1 = 0.01$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
			T	N	

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



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

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

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

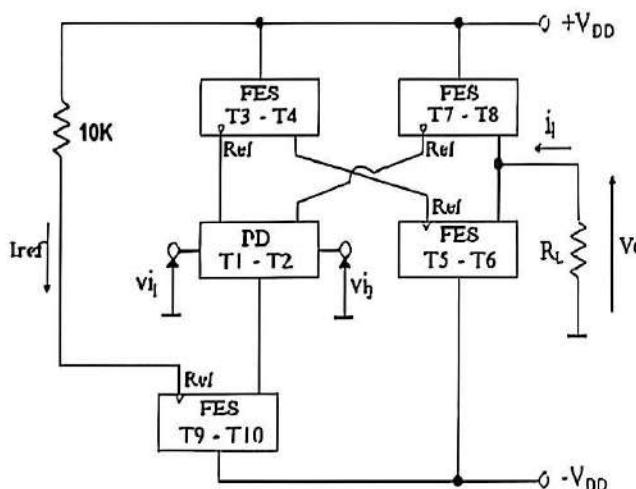
Todos TBJs.

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

$$\text{NPN: } V_A = 100 \text{ V} ; \beta = 200 ; r_x = 100 \Omega ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_\mu = 2 \text{ pF}$$

$$\text{PNP: } V_A = 50 \text{ V} ; \beta = 50 ; r_x = 100 \Omega ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_\mu = 2 \text{ pF}$$

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



b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) Gm_d = i_1 / v_{id} |_{v_o=0}$$

b₂) $Gm_c = i_1 / v_{ic} |_{v_o=0}$, teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.

Definir y obtener la RRMC.

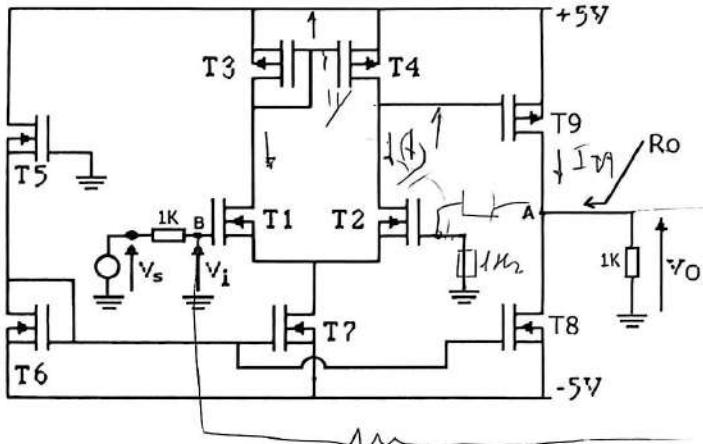
c) Definir y hallar el valor de la V_{offset} para un despareamiento entre I_{s1} e I_{s2} del 3%.

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

P/Foto copiar

Evol. Integrador - 1/2016 - 4ta Lectura 26/07/17					
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			I N		

- 1.- MOSFET Inductores: $V_T = \pm 1,5V$; $k' = 1mV/V^2$; $\lambda = 0,01V^{-1}$; $C_{gs} = 2pF$; $C_{gd} \approx 0,5pF$
 $(W/L)_{1,2,3,4} = 10$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$



- a) Hallar $(W/L)_9$ para $V_{OQ} \approx 0V$.
- b) Hallar la relación entre v_o , v_d y v_{le} . De acuerdo con su resultado, hallar el valor aproximado de $A_{v_s} = v_o/v_s$ por inspección. Obtener R_o .
- c) Analizar cuál o cuáles será/n el/los nodo/s dominante/s para la determinación del valor de f_c para A_{v_s} y hallar su valor aproximado. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- d) Hallar el valor de V_{obst} si $100 \cdot |W_3 - W_4|/W_3 = 3\%$.
- an. Cx -----

7/foñor

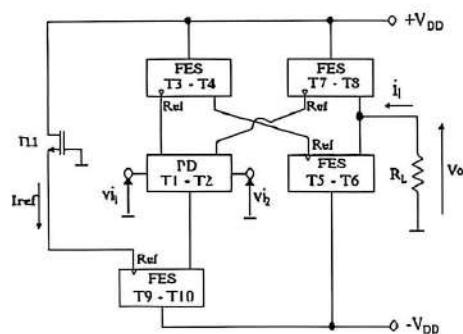
8606 - Circuitos Electrónicos

Evaluación Integradora 1/2022 - quinta fecha - 17/08/22

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
		T	N		

1. a) Para $v_{11} = v_{12} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .

FES: Fuente Espejo Simple – PD: Par Diferencial.

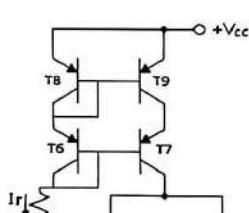


$$V_{DD} = 5 \text{ V}; V_{Id} = V_{11} - V_{12}$$

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

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

2.- Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



a) Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{CC} .
- Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.

b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un

desbalance de 5% entre R1 y R2. Expressar.

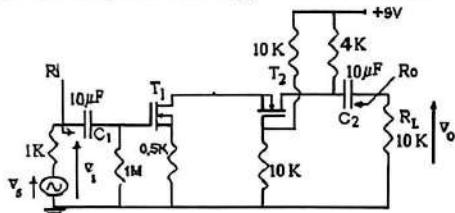
66 08 - 86 06

Evaluación Integradora 2/2019- tercera fecha - 12/02/20

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- $|k| = 4 \text{ mA/V}^2$; $|V_T| = 1 \text{ V}$; $\lambda = 0$; $C_{os} = 6 \mu\text{F}$; $C_{od} = 2 \mu\text{F}$

Teniendo en cuenta que en la configuración de este amplificador se utilizan un MOSFET de canal preformado y otro inducido, justificar cuál transistor debe corresponder a cada tipo de canal.

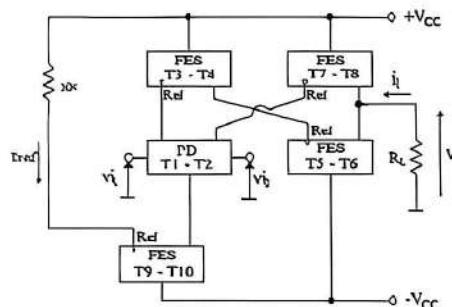


a) Obtener el valor aproximado de f_h para Av_s .

b) Indicar dónde debe conectarse un capacitor externo $C_3 = 10 \mu\text{F}$ para aumentar f_h sin modificar Av_s a frecuencias medias. ¿El agregado de dicho capacitor modificará la frecuencia de corte inferior verdadera de Av_s ? Justificar.

2.- PD: par acoplado por emisor ; FES: fuente espejo simple con TBJ.

Se admiten TBJ con características nominalmente similares: $V_{CC} = 10 \text{ V}$; $V_A = 100 \text{ V}$; $\beta = 200$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$



a) Obtener el valor de $Av_d = v_o/v_{id}$.

b) Considerando la copia no unitaria de los espejos de corriente por influencia del β , obtener el valor de $Av_c = v_o/v_{ic}$.

c) Definir y hallar la expresión y valor de la tensión de offset, V_{off} , para los siguientes casos:

c1) $I_{S3} e I_{S4}$ difieren en un 3%.

c2) $I_{S5} e I_{S6}$ difieren en un 3%.

66.08 - 86.06

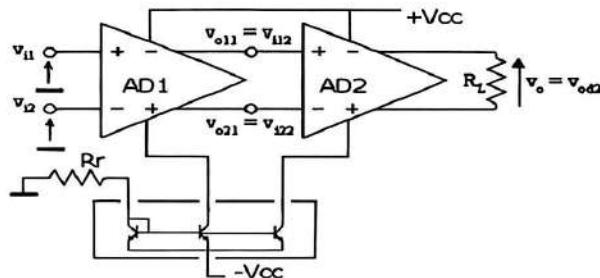
Evaluación Integradora 2/18 - quinta fecha - 27/2/19

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

$$V_{cc} = 10V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 10 \text{ k}\Omega$$

AD1: Par diferencial NMOSFET $T_1=T_2$ con $R_{d1} = R_{d2} = 15 \text{ k}\Omega$

AD2: Par diferencial NMOSFET $T_3=T_4$ con $R_{d3} = R_{d4} = 10 \text{ k}\Omega$



- Dibujar el circuito reemplazando los AD por los MOSFETs y sus R_o y obtener las tensiones y corrientes de reposo.
($\beta = 100$; $V_A = 100V$; $k' = 1\text{mA/V}^2$; $W/L = 10$; $V_T = 1V$; $C_{gs} = 5\text{pF}$; $C_{gd} = 1\text{pF}$; $\lambda = 0,01\text{V}^{-1}$)
- Calcular $Av_{dd} = v_o/v_{id}$ ($v_{id} = v_{11} - v_{12}$). Justificar el valor que se tendría en $Av_{dc} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos y de la R_o de la fuente de corriente. Si existen desapareamientos y se quisiera una RRMC lo más elevada posible, justificar cuál de los dos AD debería tener desapareamientos más bajos.
- Obtener la frecuencia de corte superior aproximada f_h para Av_{dd} . Trazar el diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si $v_{id} = v_{11} - v_{12}$ corresponde a una señal cuadrada de $\pm 1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$, indicando valores extremos y medio.
- Calcular la V_{offset} total si en ambos pares existe un desapareamiento entre los W del 2%.

2/02 3^o 14/2/23

66.08 - 8606	Evaluación Integradora - <u> </u> - <u> </u> fecha <u> </u>				
APELIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

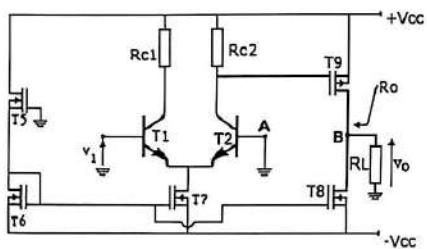
1.- $V_{cc} = 6V$; $R_{c1} = R_{c2} = 30 k\Omega$; $R_L = 10 k\Omega$

TBJs:
 $\beta = 400$; $r_x \geq 200 \Omega$; $V_A = 100V$; $f_T = 200 MHz$; $C_\mu = 1 pF$

MOSFETs de canal inducido:
 $V_T = \pm 2V$; $k' = 1mA/V^2$; $\lambda = 0,01V^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{gs} = 5 pF$; $C_{gd} = 2 pF$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{oq} = 0V$.

b) Obtener v_{oq} y v_{ic} en función de v_1 . Dibujar el circuito de señal en bajas frecuencias. ¿Por qué es lo mismo en este caso bajas frecuencias que frecuencias medias? Definir y calcular R_{l_d} , R_{l_c} , R_o y A_{v_d} y A_{v_c} totales del circuito. Calcular la RRMC en dB. Justificar que $A_v = v_o/v_1 \approx A_{v_d}$.



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

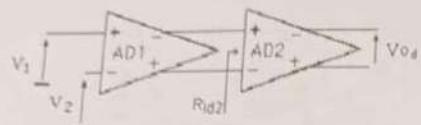
d) Definir y obtener el valor de la V_{offset} total si existen los siguientes desapareamientos:
 $\alpha_S = (I_{S1} - I_{S2})/I_{S1} \leq 0,02$
 $\alpha_R = (R_{c1} - R_{c2})/R_{c1} \leq 0,02$

e) Analizar cualitativamente qué valores de reposo y señal calculados se modificarán y cómo, si se reemplaza el par diferencial T1-T2 por un par diferencial Darlington.

f) Del circuito de la figura se desconecta el terminal A de común y se lo conecta al nodo B. Justificar si dicha realimentación estabiliza o no el punto de reposo ante la alteración de algún parámetro de cualquiera de los transistores.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica (se omiten en el esquema las fuentes de alimentación). Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $Av_{dd1} = Av_{dd2} = 100$.



en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)

a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:

$$V_{off}(AD1) = V_{off}(AD2) = 1 \text{ mV}$$

b) Si se tiene un AD con RRMC = 120 dB y otro con RRMC = 80 dB, ¿cuál es conveniente ubicar

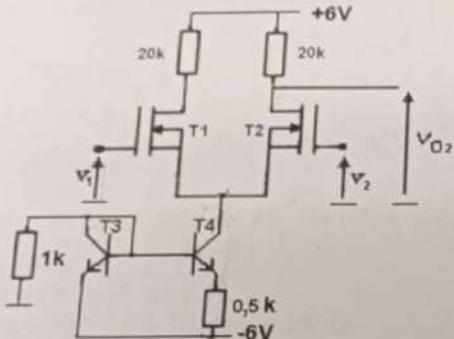
en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)

2.- $V_T=1\text{V}$; $k=1\text{mA/V}^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta=100$; $V_A=100\text{V}$

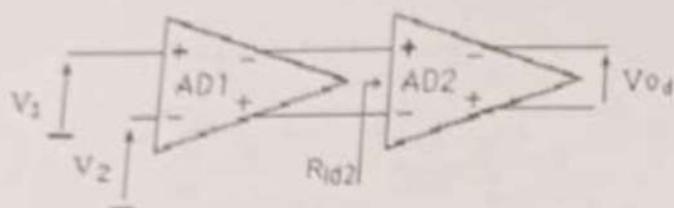
a) Definir y obtener el Rango de modo común.

b) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T_5-T_6), de modo de tal de obtener la mayor $Av_d = v_{o2}/v_{1d}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.



1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica (se omiten en el esquema las fuentes de alimentación). Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $A_{vdd1} = A_{vdd2} = 100$.



a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:

$$V_{off}(AD1) = V_{off}(AD2) = 1 \text{ mV}$$

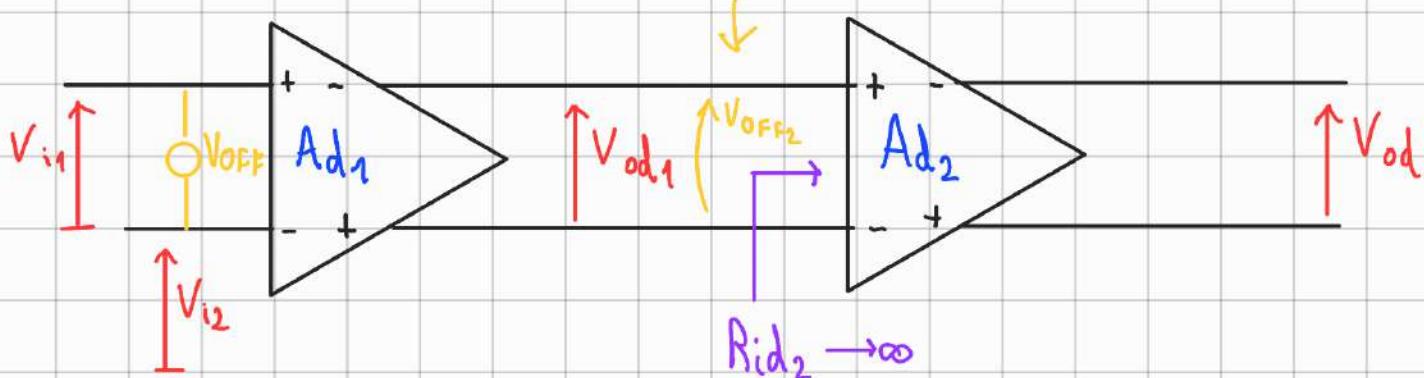
b) Si se tiene un AD con RRMC = 120 dB y otro con RRMC = 80 dB, ¿cuál es conveniente ubicar

en el lugar de AD1 y cuál en AD2? Justificar. (se conocen A_{vd} y A_{vd} de c/u)

2)

$$A_{vdd1} = A_{vdd2} = 100 \quad \text{y} \quad R_{id2} \rightarrow \infty$$

teniendo la tensión V_{OFF} en la entrada de Ad_2



$$V_{OFF} = V_{id} \quad \left| \begin{array}{l} V_{odQ} = 0 \end{array} \right.$$

$$V_{OFF}(Ad_1) = V_{OFF}(Ad_2) = 1 \text{ mV}$$

De igual manera para el Ad_1 , restando V_{OFF} en la entrada, por lo tanto no se aplica superposición

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$$

Para balancear el Ad_1 aplico a la entrada diferencial V_{OFF1} , luego sabiendo

que $A_{vdd1} = 100$ aplico $\frac{V_{OFF2}}{A_{vdd1}}$ para que se balancee el Ad_2 . Por lo tanto,

$$V_{offset} = V_{id} \quad \left| \begin{array}{l} V_{odQ} = 0 \end{array} \right. = V_{OFF1} + \frac{V_{OFF2}}{A_{vdd1}} = 1 \text{ mV} + \frac{1 \text{ mV}}{100} = 1,01 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow V_{\text{offset}} = 1,01 \text{ mV}$$

b) El objetivo del bloq del amplificador diferencial es amplificar lo más posible los señales diferenciales y rechazar los comunes. Se pretende rechazar sobre todo el ruido, el cual mayormente, proviene de la entrada. Por lo tanto, conviene aplicar el Ad con menor RRMC en primer lugar y posteriormente el otro.

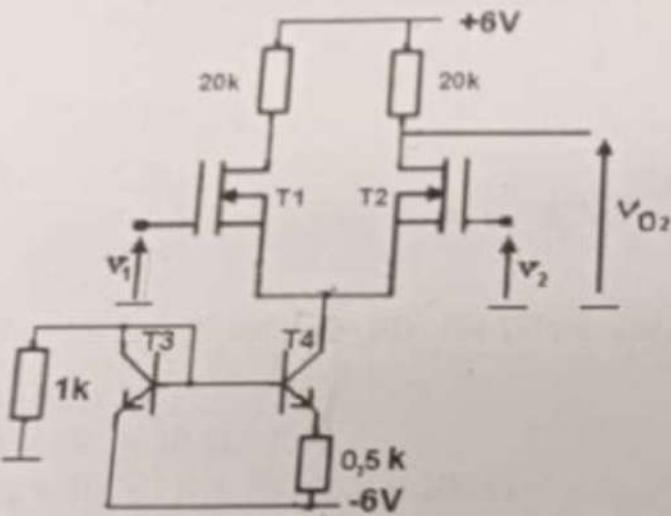
c) (Fund 4-2-23)

Para convertir el filtro el 2^{do} impuesto por
salida

- o Si A_{dd_1} tiene una $\text{RRMC}_1 = 70 \text{ dB}$ y A_{dd_2} una $\text{RRMC}_2 = 100 \text{ dB}$, justificar cuál será la RRMC del circuito completo (Se conocen A_{vdc_1} , A_{vdc_2} , A_{vcd} de C/u)

$$\text{RRMC}_{\text{tot.}} = \left| \frac{A_{vdd}}{A_{vdc}} \right| = \frac{A_{vdd_1} \cdot A_{vdd_2}}{A_{vdc_1} \cdot A_{vdd_2}} = \frac{A_{vdd_1}}{A_{vdc_1}} = \text{RRMC}_1$$

Lectura



2.- $V_T = 1V$; $k = 1mA/V^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta = 100$; $V_A = 100V$

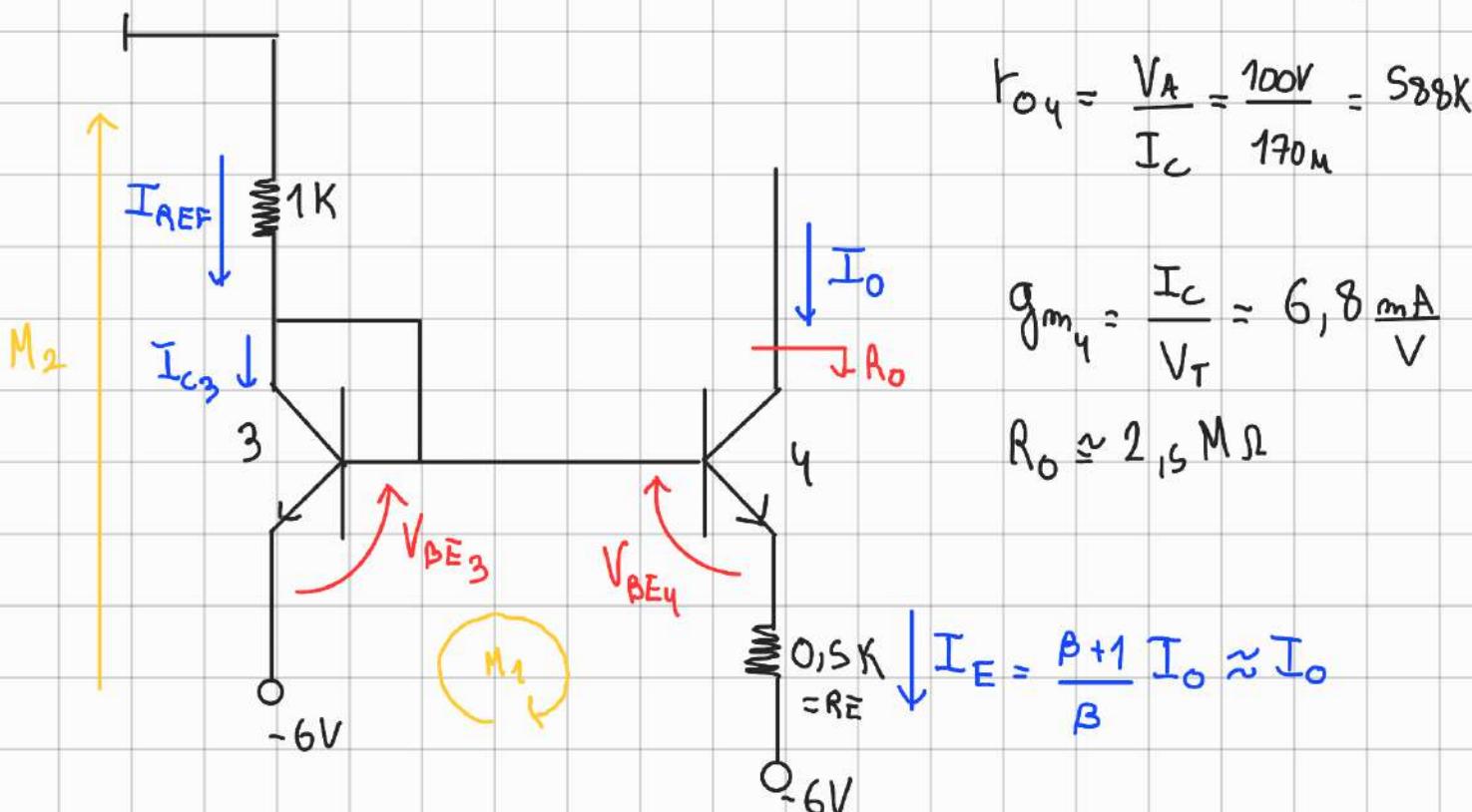
- Definir y obtener el Rango de modo común.
- Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.
- Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T_5-T_6), de modo de tal de obtener la mayor $A_{vd} = v_{o2}/v_{id}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.

$$V_T = 1V, k = 2 \frac{mA}{V^2}, \lambda \rightarrow 0; \beta = 100, V_A = 100V$$

Fuente de corriente Widlar

La R_o de la fuente Widlar es

$$R_o = r_{o4} (1 + g_m \cdot R_E)$$



M1

$$V_{BE3} - V_{BE4} - R_E \cdot I_O = 0 \quad (1)$$

Desarrollando MAD: $I_C \approx I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ $\rightarrow \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \cdot V_T = V_{BE} \quad (2)$

En (1) :

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S3}}\right) - R_E \cdot I_O = 0$$

Asumiendo que $T_1 = T_2 \rightarrow I_{S1} = I_{S2} = I_S$

$$V_T \left[\ln\left(\frac{I_{C3}}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) \right] = I_O R_E$$

Como $\beta = 100 \rightarrow 1 + \frac{2}{\beta} = 1 \rightarrow I_{C3} \approx I_{REF}$ y punto de f.

$$V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right) = I_O R_E$$

$$\ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right) = \frac{R_E}{V_T} \cdot I_O \rightarrow \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right) = \frac{500 \Omega}{25 mV} I_O = 20000 A^{-1} I_O$$

M₂) $-6V + V_{BE3} + I_{REF} \cdot 1K \approx 0$

(Como estoy en MAD) $\rightarrow V_{BE3} \approx 0,7V \rightarrow I_{REF} = 5,3mA$

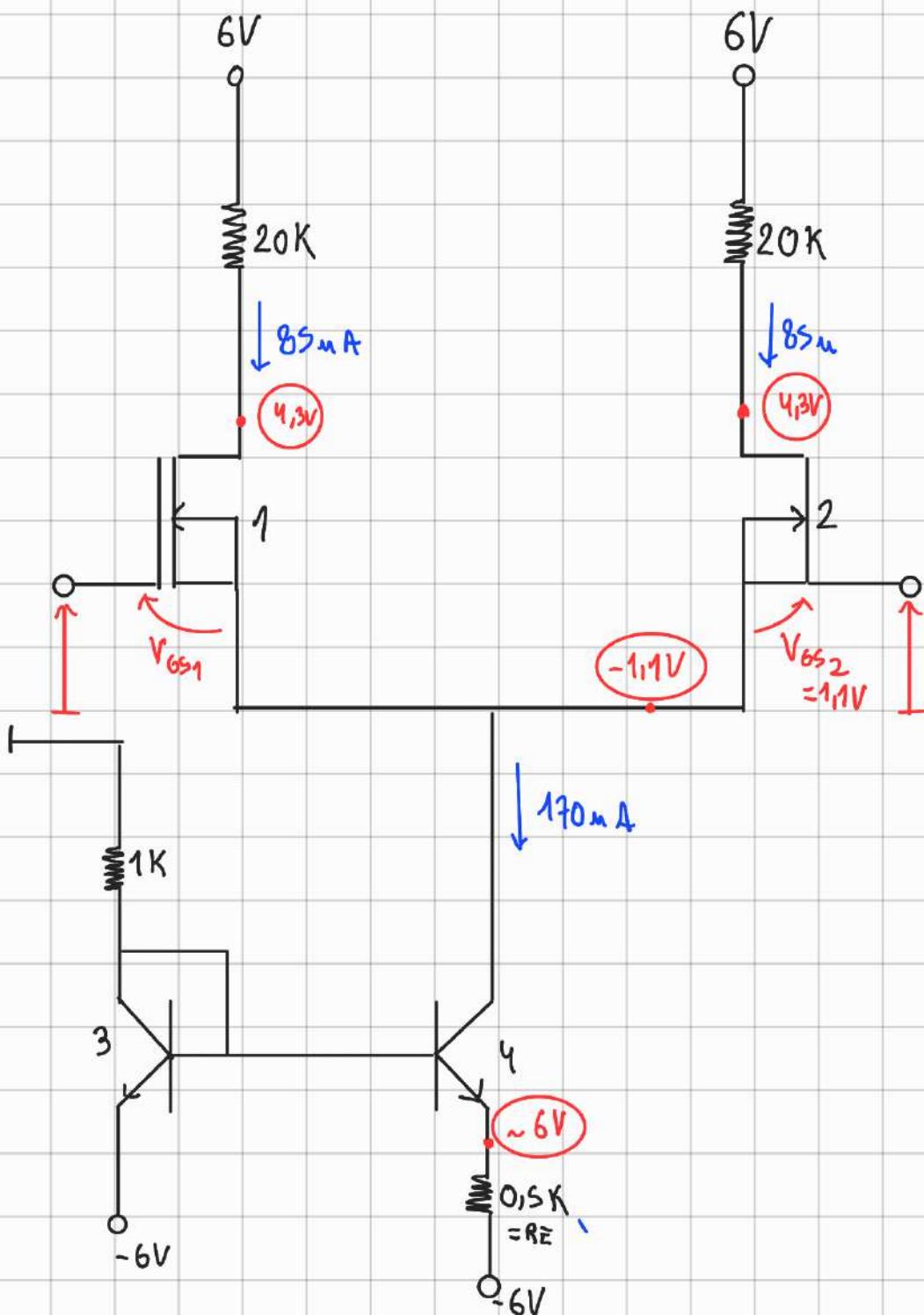
Finalmente: $\ln\left(\frac{5,3mA}{I_O}\right) - 20000 A^{-1} I_O = 0$

Ecación Transcendental, puedo con valores notiendo que $I_O \ll I_{REF}$

$$\text{m } I_0 = 200 \mu\text{A} \rightarrow -0,7$$

$$I_0 = 170 \mu\text{A} \rightarrow 0,03$$

Arriba el anodo de transistores $I_0 = 170 \mu\text{A}$

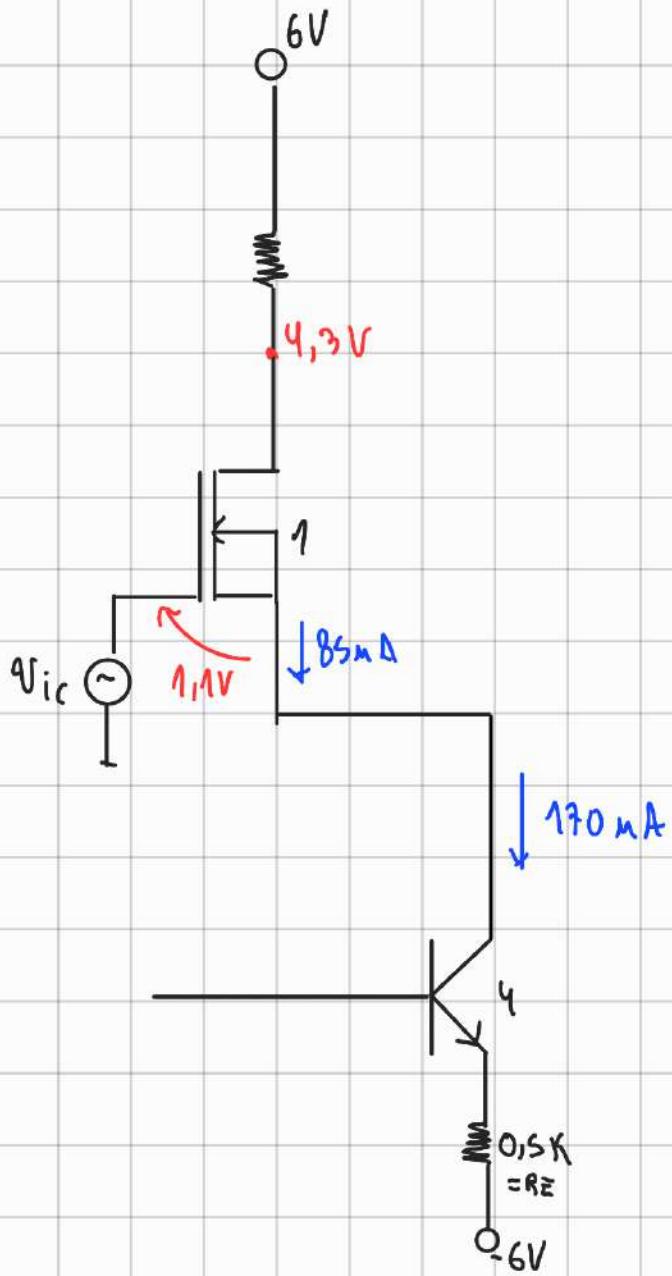


$$\text{Como vemos no se suman los voltajes} \rightarrow I_{D1} = I_{D2} = \frac{170 \mu\text{A}}{2} = 85 \mu\text{A}$$

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

$$\rightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_T = \sqrt{\frac{85\mu A}{1\frac{mA}{V^2}}} + 1V$$

1,1V > V_T
-0,9



○ Notierung T₄:

$$V_{CE4} > 0,7V$$

$$V_{CQ} - V_{EQ} > 0,7V$$

$$V_{ic} - 1,1V - V_{EQ} > 0,7V$$

$$V_{ic} > 0,7V + V_{EQ} + 1,1V$$

-6V

$$V_{ic} > -4,2V$$

○ Notierung T₁:

$$V_{ds1} > V_{GS1} - V_T$$

$$4,3V - V_S > V_{GS1} - V_T$$

$$4,3V - V_E + V_{GS1} > V_{GS1} - V_T$$

$$V_{ic} < V_T + 4,3V$$

$$V_{ic} < 5,3V$$

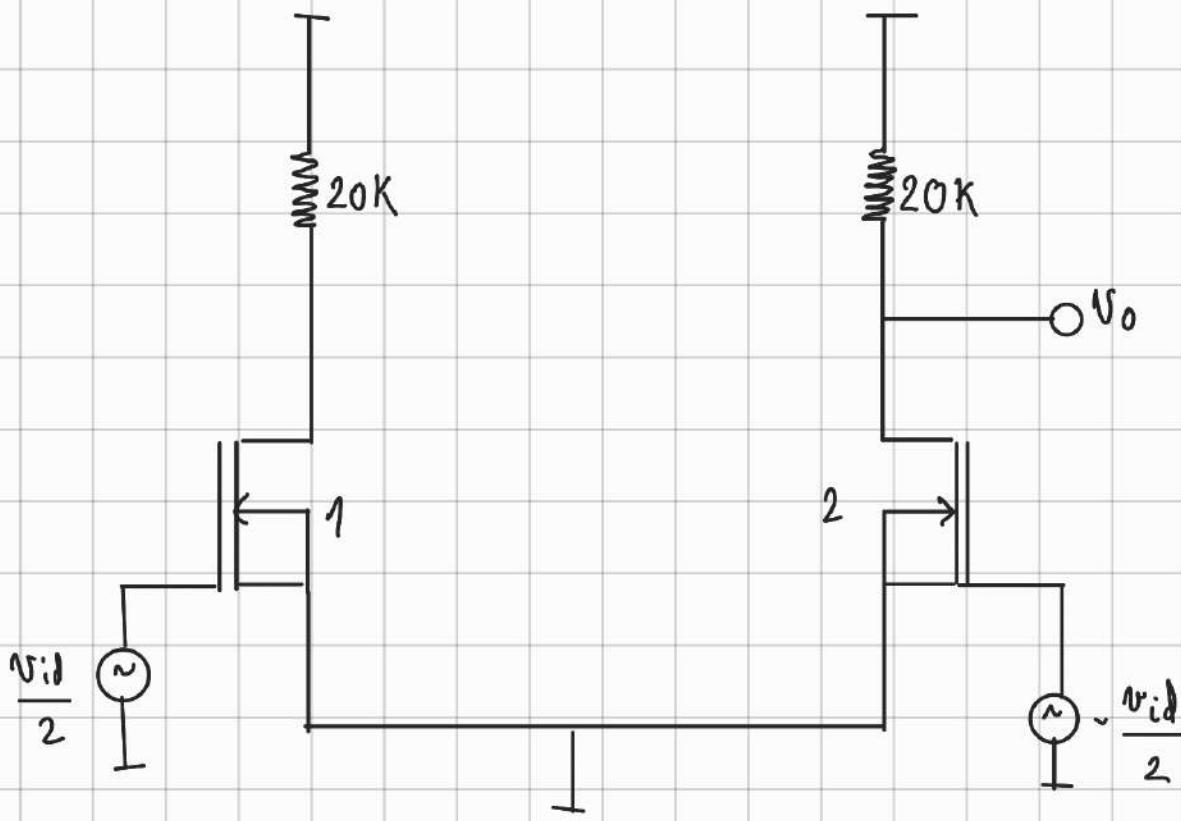
⇒

$$-4,2V < V_{ic} < 5,3V$$

b)

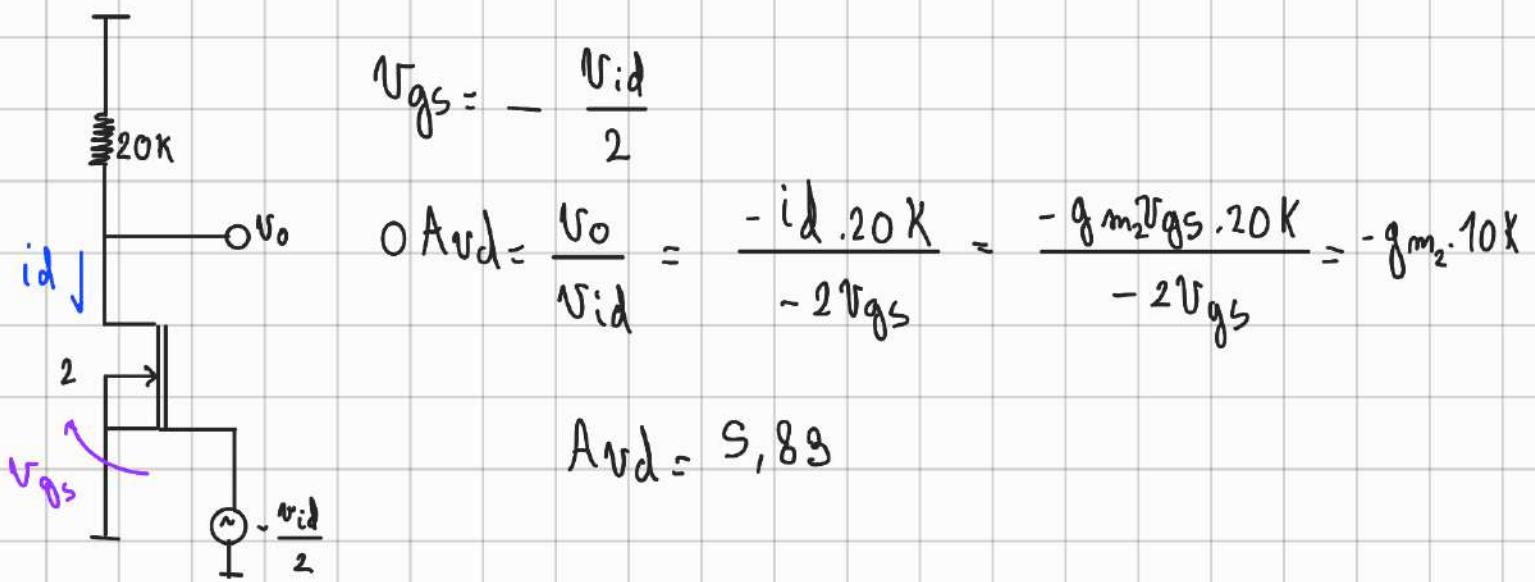
$$RRMC = \left| \frac{Av_d}{Av_{rc}} \right|$$

modo diferencial



$$g_{m2} = \sqrt{4 I_D \cdot K} = 0,583 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

o Optivo Hemicircuito:

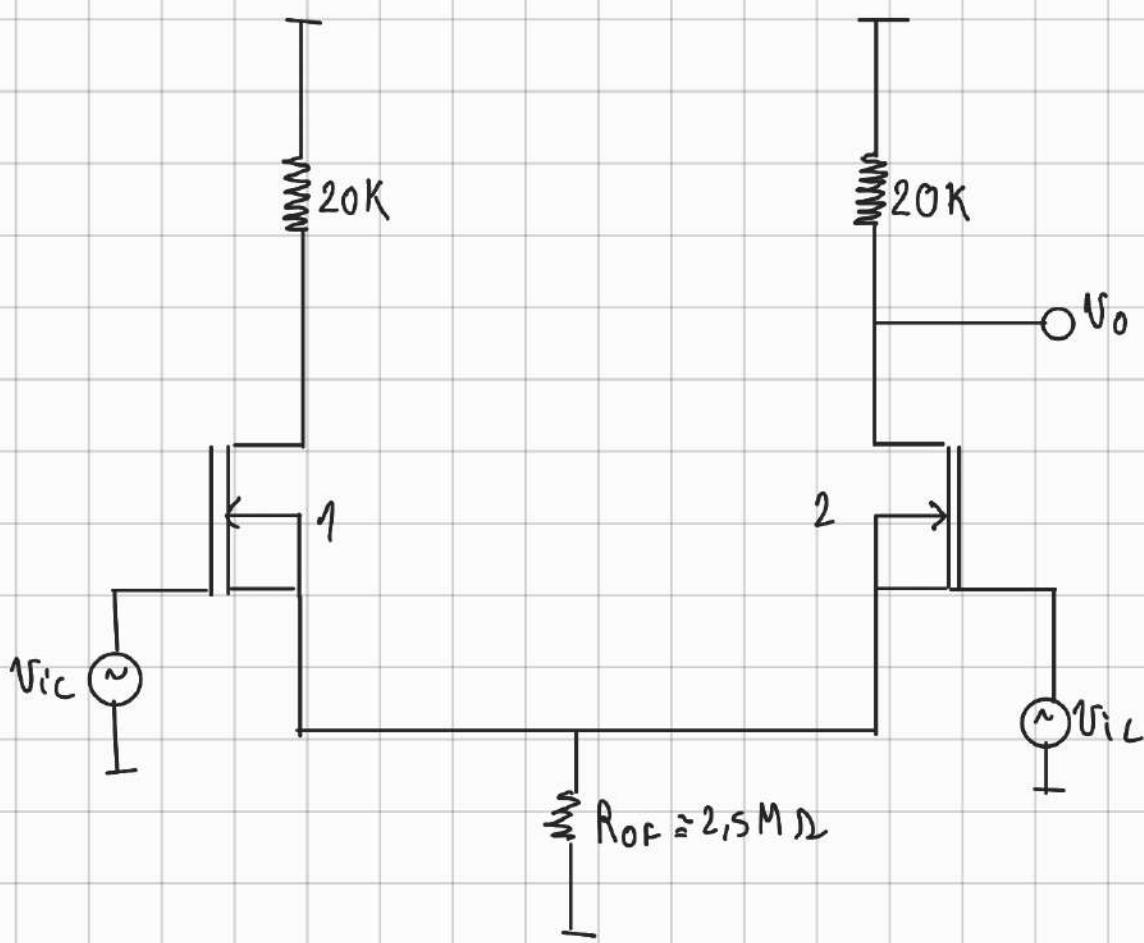


$$V_{gs} = -\frac{V_{id}}{2}$$

$$Av_d = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{-i_d \cdot 20K}{-2V_{gs}} = \frac{-g_{m2}V_{gs} \cdot 20K}{-2V_{gs}} = -g_{m2} \cdot 10K$$

$$Av_d = 5,88$$

Modo común



O Apliço Remanejantes

$$A_{V_C} = \frac{V_o}{V_{ic}} = \frac{-g_m \cdot 20K}{V_{gs} + i_d \cdot 2R_{of}}$$

$$= \frac{-g_m \cdot 20K}{1 + g_m \cdot 2R_{of}} \approx -0,004$$

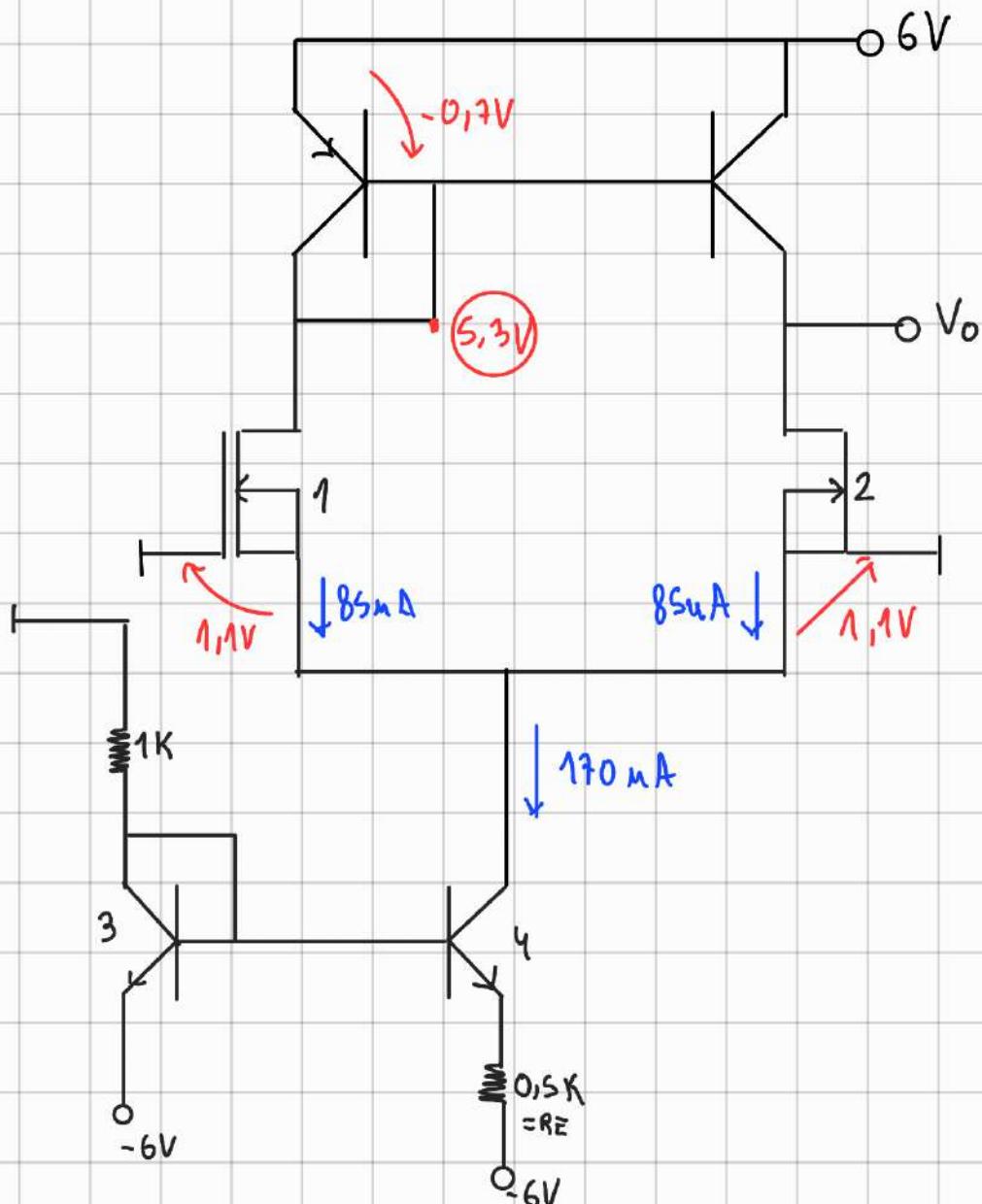
$$A_{V_C} = -0,004$$

$$\circ \text{RRMC}_{(\text{dB})} = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{\text{Av}_d}{\text{Av}_c} \right| \right) \approx 63,3 \text{ dB}$$

⇒ $\text{RRMC}_{(\text{dB})} = 63,3 \text{ dB}$

c)

c) Se reemplazan los resistores de carga de $20k$ por una fuente espejo con TBJ (T_5-T_6), de modo de tal de obtener la mayor $\text{Av}_d = V_{o2}/V_{id}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.



Reposo y Modo común

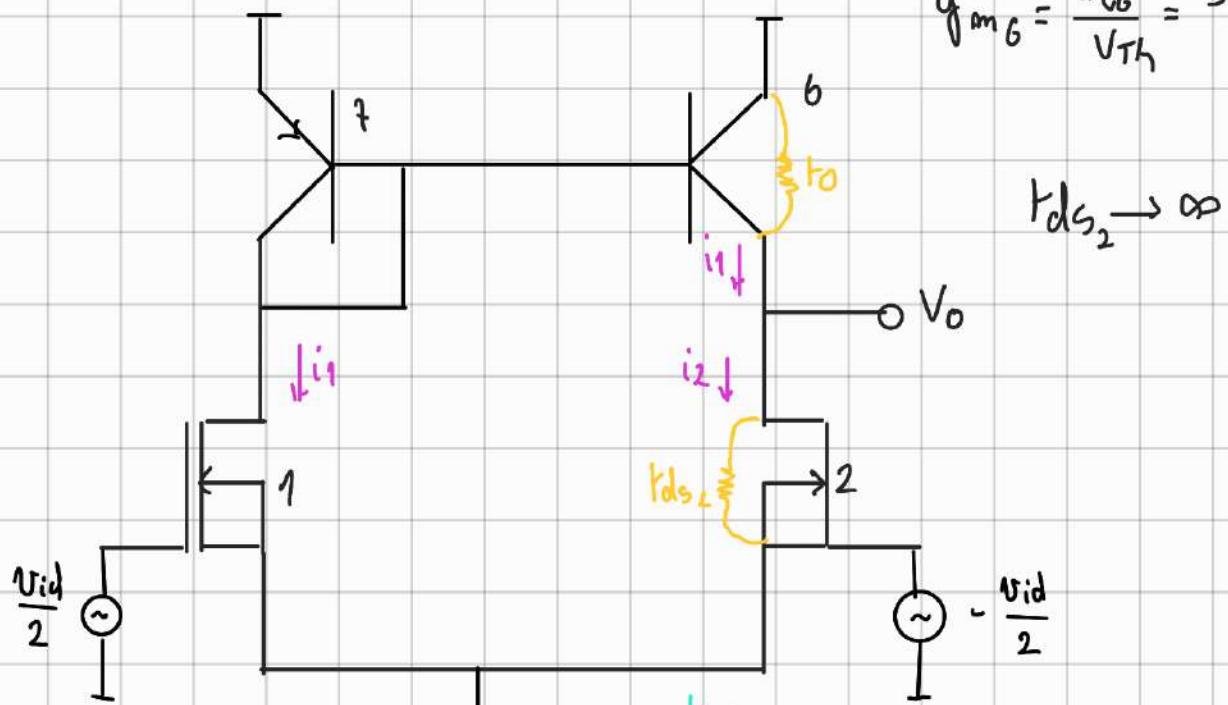
- Los valores de la fuente Willems no condicionean modo.
- Nodo común $V_{OQ} = 5,3 \text{ V}$
- El límite inferior de V_{IC} no condicionea
- El superior: $V_{IC} < V_T + 5,3 \text{ V} \rightarrow V_{IC} < 6,3 \text{ V}$

$$\Rightarrow \boxed{RMC: -4,2 \text{ V} < V_i < 6,3 \text{ V}}$$

Modo Diferencial

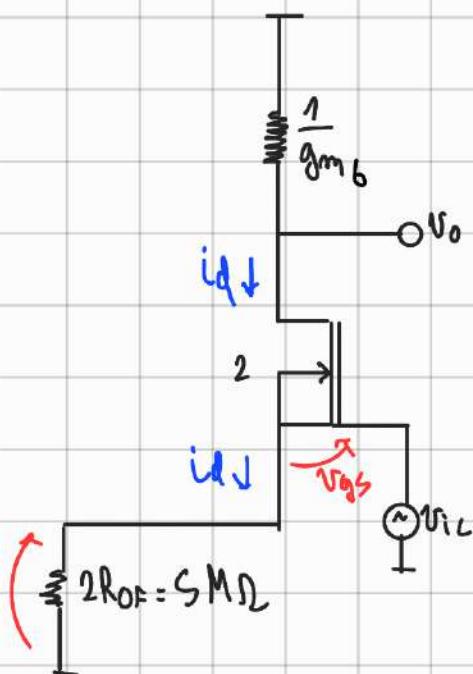
$$r_{06} = \frac{V_A}{I_{C_6}} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

$$g_{mG} = \frac{I_{GG}}{V_{TH}} = 3,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$



$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{\left(g_{m1} \frac{V_{id}}{2} + g_{m2} \frac{V_{id}}{2}\right) \left(r_{ds2} // r_{06}\right)}{V_{id}} = g_{m1} r_{06} = 696$$

Modo Comum



$$A_{VC} = \frac{V_O}{V_{IC}} = \frac{-g_{m_2}V_{GS} \cdot \frac{1}{gm_6}}{V_{GS} + id \cdot 2R_{OF}}$$

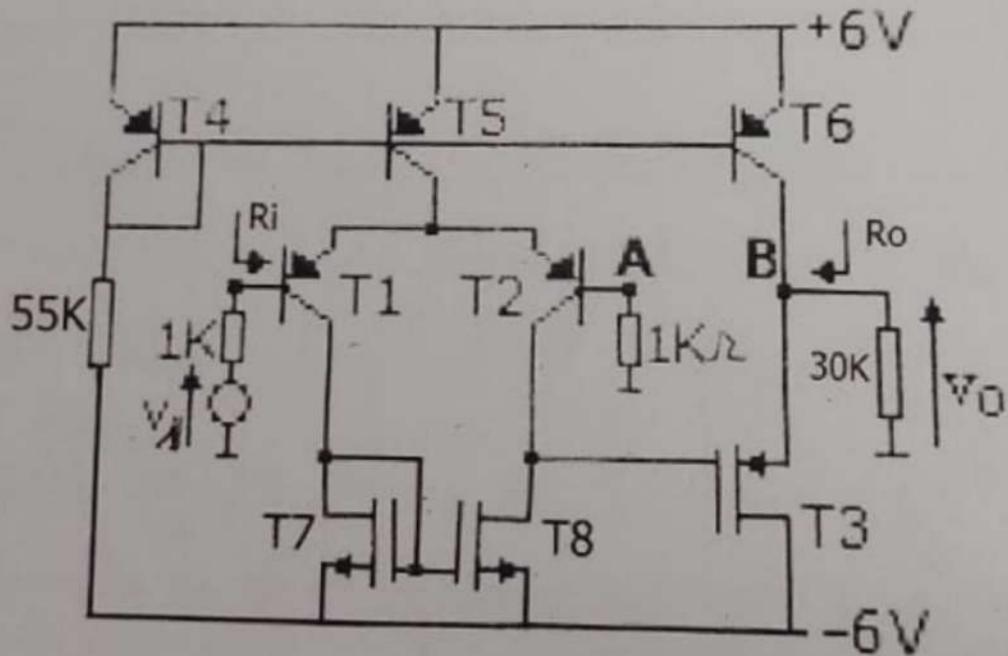
$$= \frac{-g_{m_2} \frac{1}{gm_6}}{1 + g_{m_2} R_{OF}} \approx -0,00006$$

RRMC: $20 \log \left(\left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \right) = 139 dB$

1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{7,8} = 0,25$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;
 $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$

TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_\mu = 2pF$

- Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T3}$ para $V_{OQ} = 0V$.
- Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd}=v_o/v_{id}|_{v_{ic}=0}$ y $A_{vc}=v_o/v_{ic}|_{v_{id}=0}$, siendo: $v_{id}=v_{b1}-v_{b2}$ y $v_{ic}=0,5(v_{b1}+v_{b2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = v_o/v_s$ a partir de los parámetros anteriores.
- Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vs} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- Definir y obtener el Rango de Modo común.
- Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.
- Se conecta una $R_{AB} = 6K\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos a través del lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el β de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_{vs} del circuito así realimentado?. Justificar.

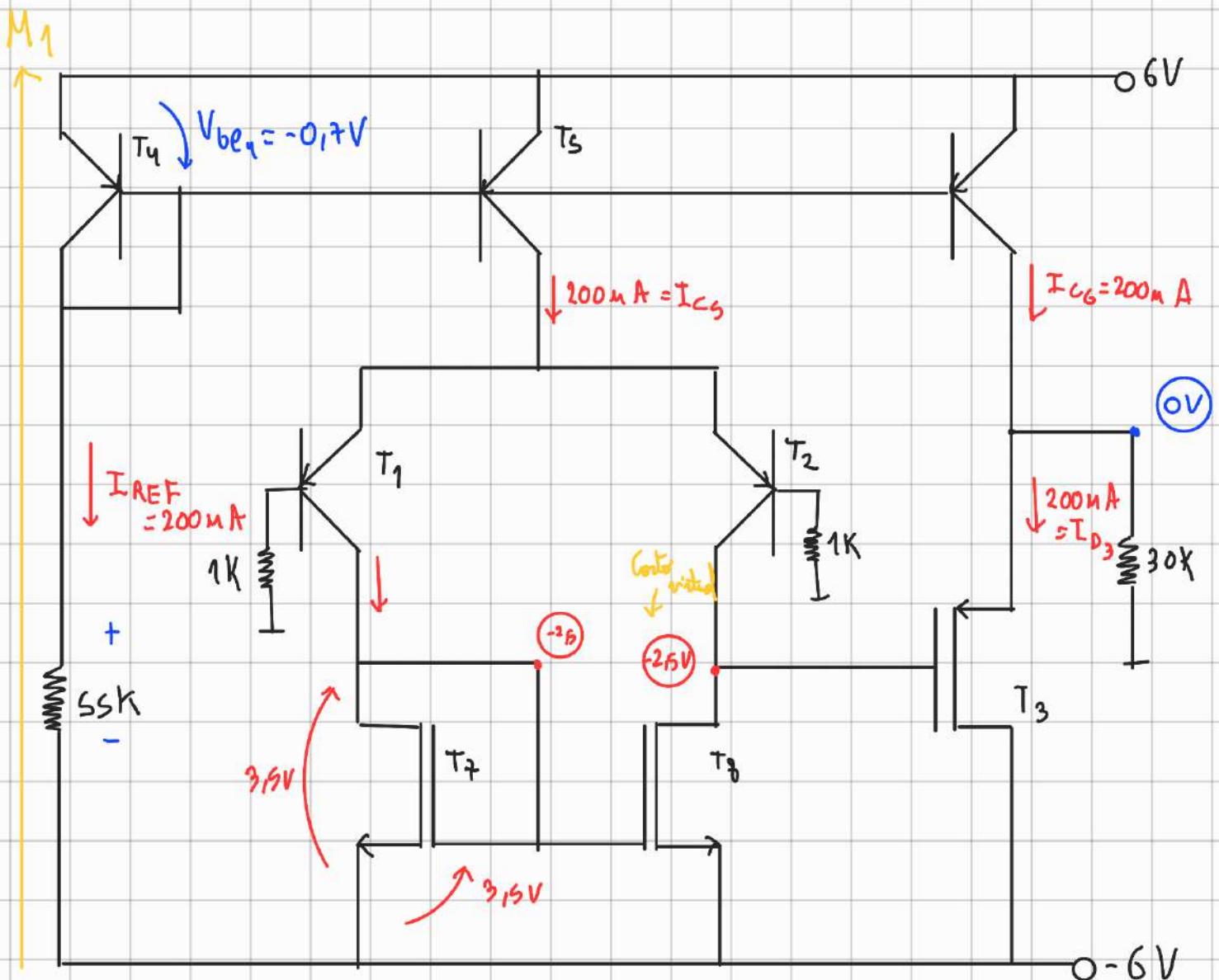


1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{T_7,8} = 0,25$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$; $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$
 TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_u = 2pF$

a) Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T_3}$ para $V_{OQ} = 0V$.

2)

V_{Slope} en Reposo. Hallar $\left(\frac{W}{L}\right)_3 | V_{OQ}=0$



$$M_1 \quad 6V + V_{BE4} - I_{REF} \cdot SSK - (-6V) = 0$$

$$I_{REF} = \frac{12V - 0.17V}{SSK} \approx 200 \mu A$$

o Supongo TBJs idénticos y factor de copia $K = \frac{\beta}{\beta+2} = \frac{100}{102} \approx 0,98 \approx 1$

$$\rightarrow I_{C_5} = I_{C_6} = I_{C_4} = I_{REF} = 200 \mu A$$

o Circuitos simétricos ($T_1=T_2, T_7=T_8$) $\rightarrow I_{C_1}=I_{C_2}=\frac{I_{REF}}{2}=100 \mu A$

o $I_{D_7}=I_{D_8}=100 \mu A = K' \left(\frac{W}{L} \right)_7 (V_{GS7}-V_T)^2$

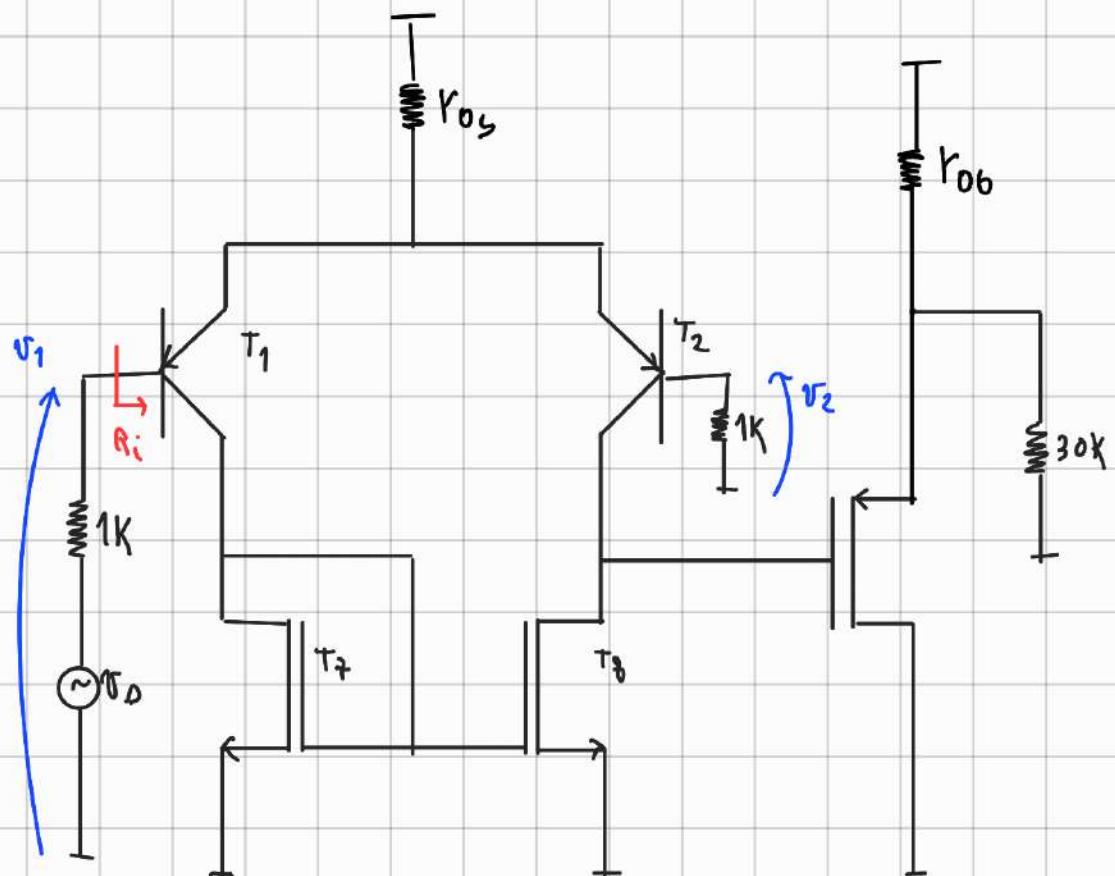
$$V_{GS7} = \pm \sqrt{\frac{I_{D_7}}{K' \frac{W}{L}}} + V_T = \pm \sqrt{\frac{100 \mu A}{0,1 m \cdot 0,25}} + 1,5V \quad \left. \begin{array}{l} 3,5V \\ -2,5V \end{array} \right\} \Delta V_T$$

$$\rightarrow V_{GS3} = -2,5V, I_{D_3} = 200 \mu A$$

$$I_{D_3} = K' \frac{W_3}{L_3} (V_{GS3}-V_T)^2 \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_3 = \frac{200 \mu A}{0,1 m \cdot (2,5V-1,5V)^2} = 2$$

$$\Rightarrow \boxed{\left(\frac{W}{L} \right)_3 = 2}$$

b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd} = V_o / V_{id} \mid V_{ic}=0$ y $A_{vc} = V_o / V_{ic} \mid V_{id}=0$, siendo: $V_{id} = V_{b1} - V_{b2}$ y $V_{ic} = 0,5(V_{b1} + V_{b2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = V_o / V_s$ a partir de los parámetros anteriores.



$$\text{Obtenemos: } R_i; R_o; A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} ; A_{vc} = \frac{V_o}{V_{ic}} \Big|_{V_{id}=0}$$

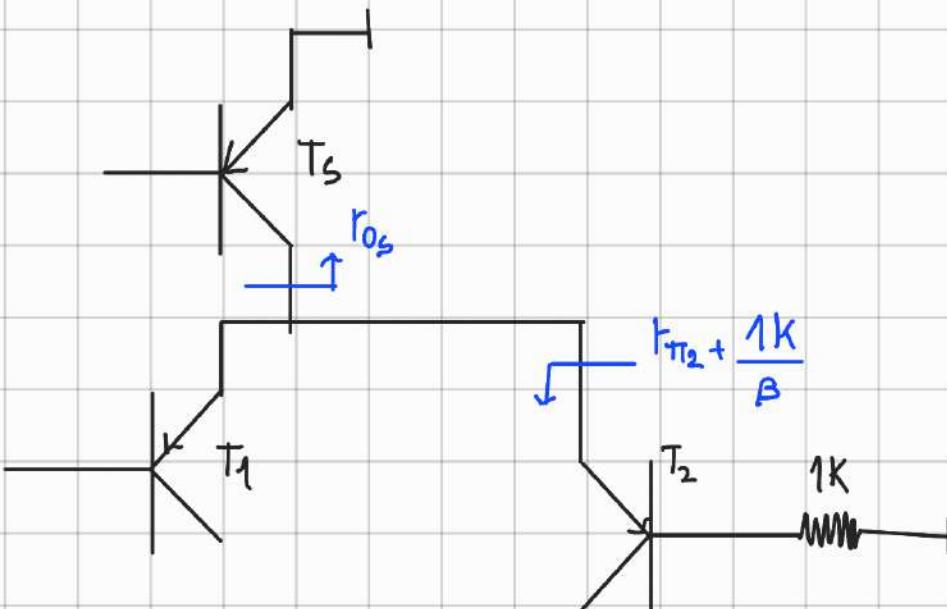
$$V_{id} = V_1 - V_2$$

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_D}{V_{TH}} = \frac{100\mu}{25mV} = 4 \frac{mA}{V}$$

$$V_{ic} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

$$Y_{\pi 1} = Y_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{4 \frac{mA}{V}} = 25K$$

R_i

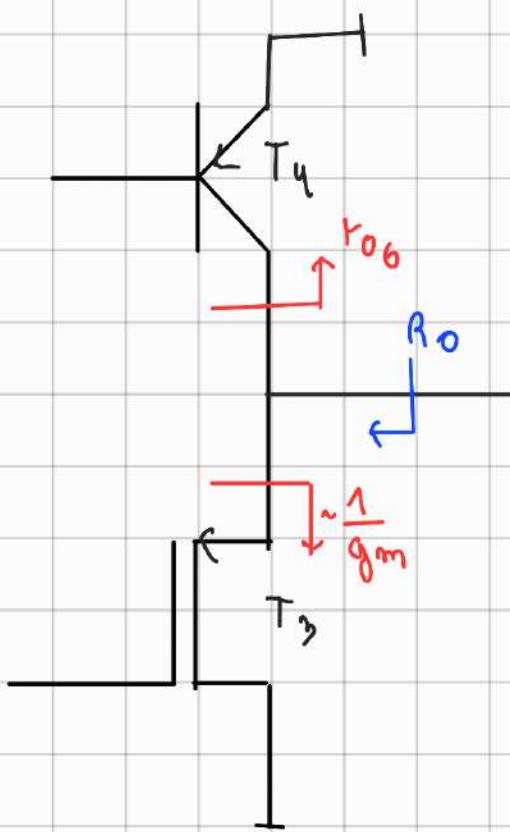


$$R_i = r_{\pi 1} + \left(r_{os} // \left(r_{\pi 2} + \frac{1K}{\beta} \right) \right) \beta \approx r_{\pi 1} + \beta r_{\pi 2} = 51K$$

$$\Rightarrow R_i = 51K$$

R_o

(V_i poniendo → Cunto modo común)



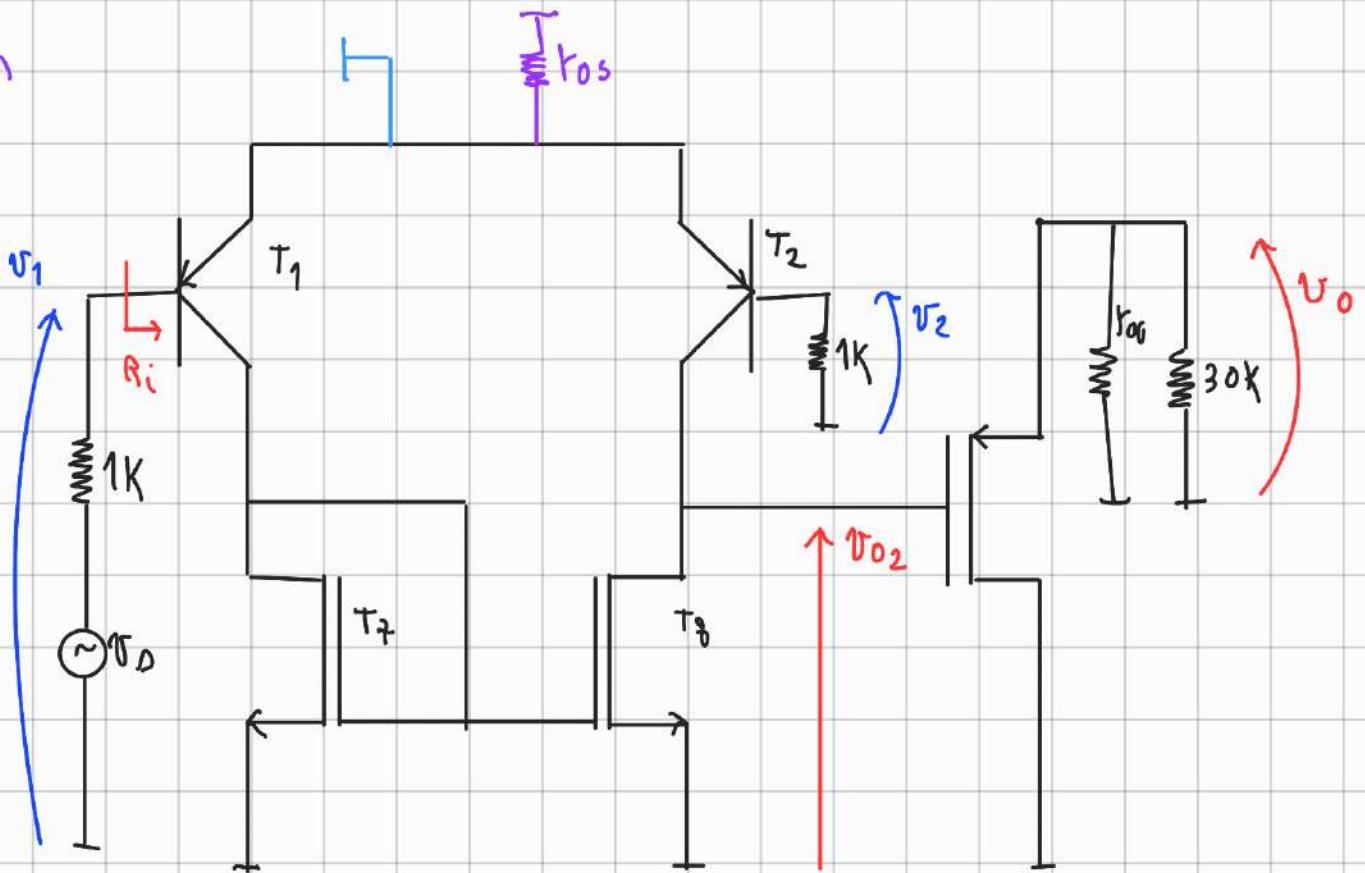
$$g_{m3} = \sqrt{4KI_{D3}} = \sqrt{4 \cdot 0,1mA \cdot 2,200\mu A} = 400 \frac{\mu A}{V}$$

$$R_o \approx r_{os} // \frac{1}{g_{m3}} = 250K // \frac{1}{400 \frac{\mu A}{V}} = 2,5K\Omega$$

$$\Rightarrow R_o \approx 2,5K\Omega$$

Dif

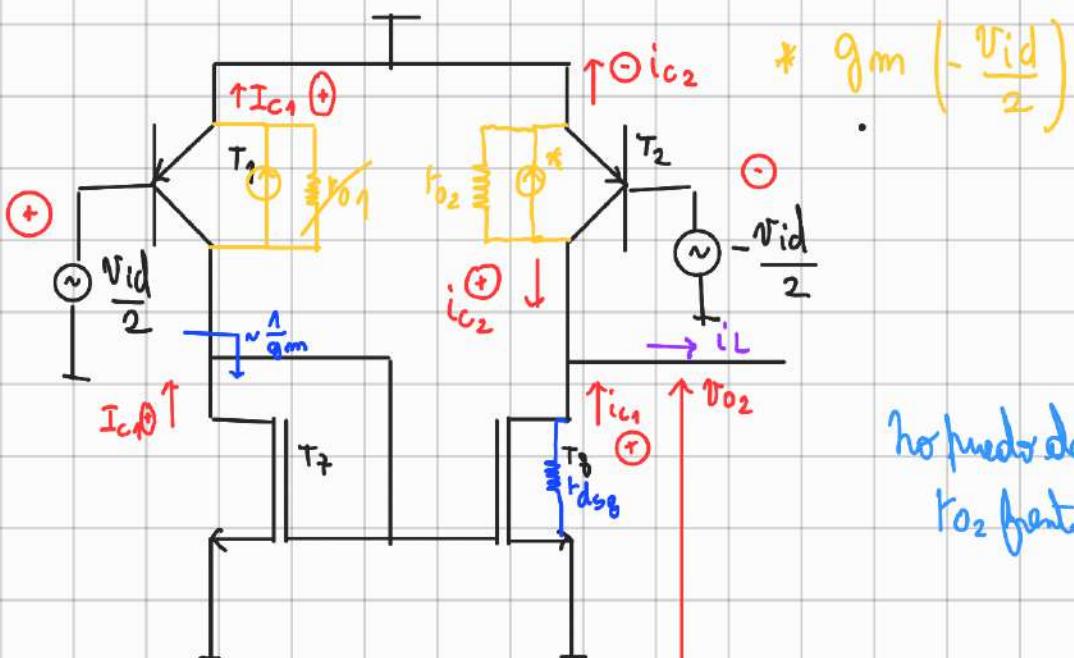
Common



○ Para obtener el Avd y Arc separamos el circuito en 2 etapas

Avd

r_{o1} se deduciría porque solo tiene $\sim \frac{1}{g_m}$



T₂ copia T₁

no puede despreciar
r_{o2} frente a r_{ds1}

$$V_{O_2} = (i_{C_1} + i_{C_2}) \left(r_{ds_2} // r_{O_2} \right)$$

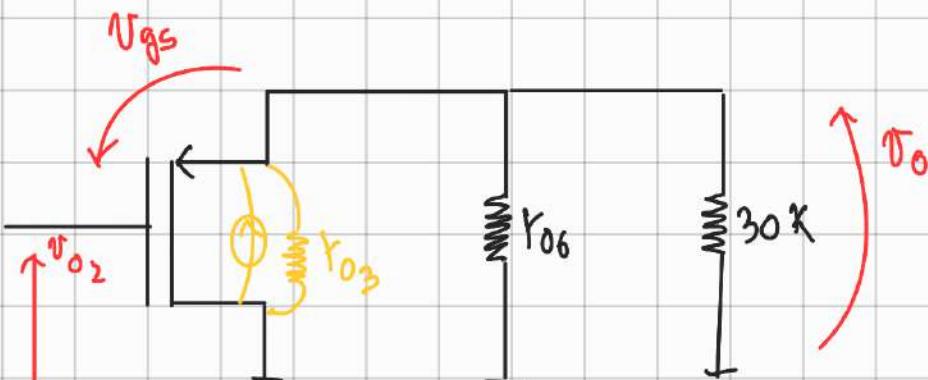
$\rightarrow i_1 + i_2$
 $\boxed{r_{ds_2} // r_{O_2}}$

$$= \left(g_{m_1} \frac{V_{id}}{2} + g_{m_2} \frac{V_{id}}{2} \right) \cdot (500k // 500k)$$

$$g_{m_1} = g_{m_2} = 4 \frac{\text{mA}}{\sqrt{\text{V}}}$$

$$o \frac{V_O}{V_{id}} = 4 \frac{\text{mA}}{\sqrt{\text{V}}} \cdot 250\text{ k}\Omega = 1000$$

Ahora nos la regulemos de forma



$$g_{m_3} = 0,4 \frac{\text{mA}}{\sqrt{\text{V}}}$$

$$o \frac{V_O}{V_{O_2}} = \frac{V_O}{V_O + V_{gs}} = \frac{g_{m_3} V_{gs} // r_{O_6} // r_{O_3}}{g_{m_3} V_{gs} // r_{O_6} // r_{O_3} + V_{gs}}$$

$$= \frac{g_{m_3} (30\text{k} // r_{O_6} // r_{O_3})}{1 + g_{m_3} (30\text{k} // r_{O_6} // r_{O_3})} \underbrace{\approx 0,912}_{20\text{k}}$$

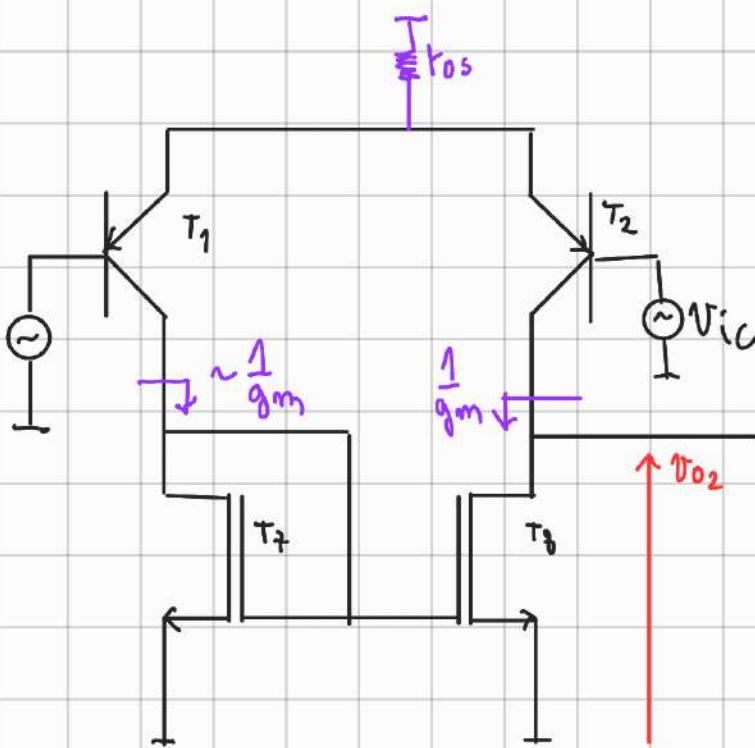
$$\rightarrow A_{vd} = \frac{V_O}{V_{id}} = \frac{V_{O_2}}{V_{id}} \cdot \frac{V_O}{V_{O_2}} = 1000 \cdot 0,912 = 912$$

⇒ A_{vd} = 912

Arc

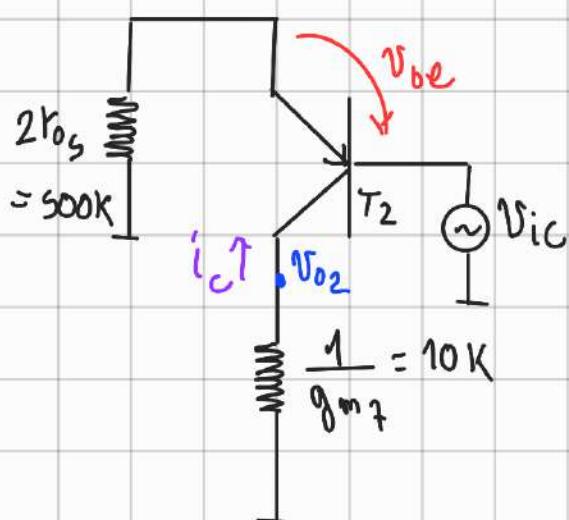
- Para Arc, $\frac{V_0}{V_{O2}}$ no cambia

O



Como T_7 está en modo diodo, T_1 ve como carga $\frac{1}{g_m}$, y conservamos en modo común para que salga el mismo voltaje, T_2 debe ver la carga del mismo valor

$$g_{m7} = \sqrt{4 \cdot K' \cdot W \cdot L \cdot I_D} = \sqrt{4 \cdot 100 \frac{nA}{V} \cdot 0,25 \cdot 100 \mu m} = 0,1 \frac{mA}{V}$$



$$\frac{V_{O2}}{V_{ic}} = \frac{-i_C \cdot 10k}{i_C \cdot 2R_O2 + V_{be}} = \frac{-g_{m2} V_{be} \cdot 10k}{g_m V_{be} \cdot 500k + V_{be}}$$

$$\frac{V_{O2}}{V_{ic}} = -0,02$$

$$A_{vdC} = \frac{U_0}{U_{ic}} = \frac{U_{o2}}{U_{ic}} \cdot \frac{U_0}{U_{o2}} = -0,02 \cdot 0,912 = -0,01824$$

⇒ $A_{vdC} = -0,01824$

$$RRMC = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| = 45.600$$

$$RRMC_{(dB)} = 20 \log \left(\left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \right) = 93 dB$$

⇒ $RRMC = 93 dB$

Como $R_i \gg 1k \rightarrow A_{vr} \approx A_{N_o}$

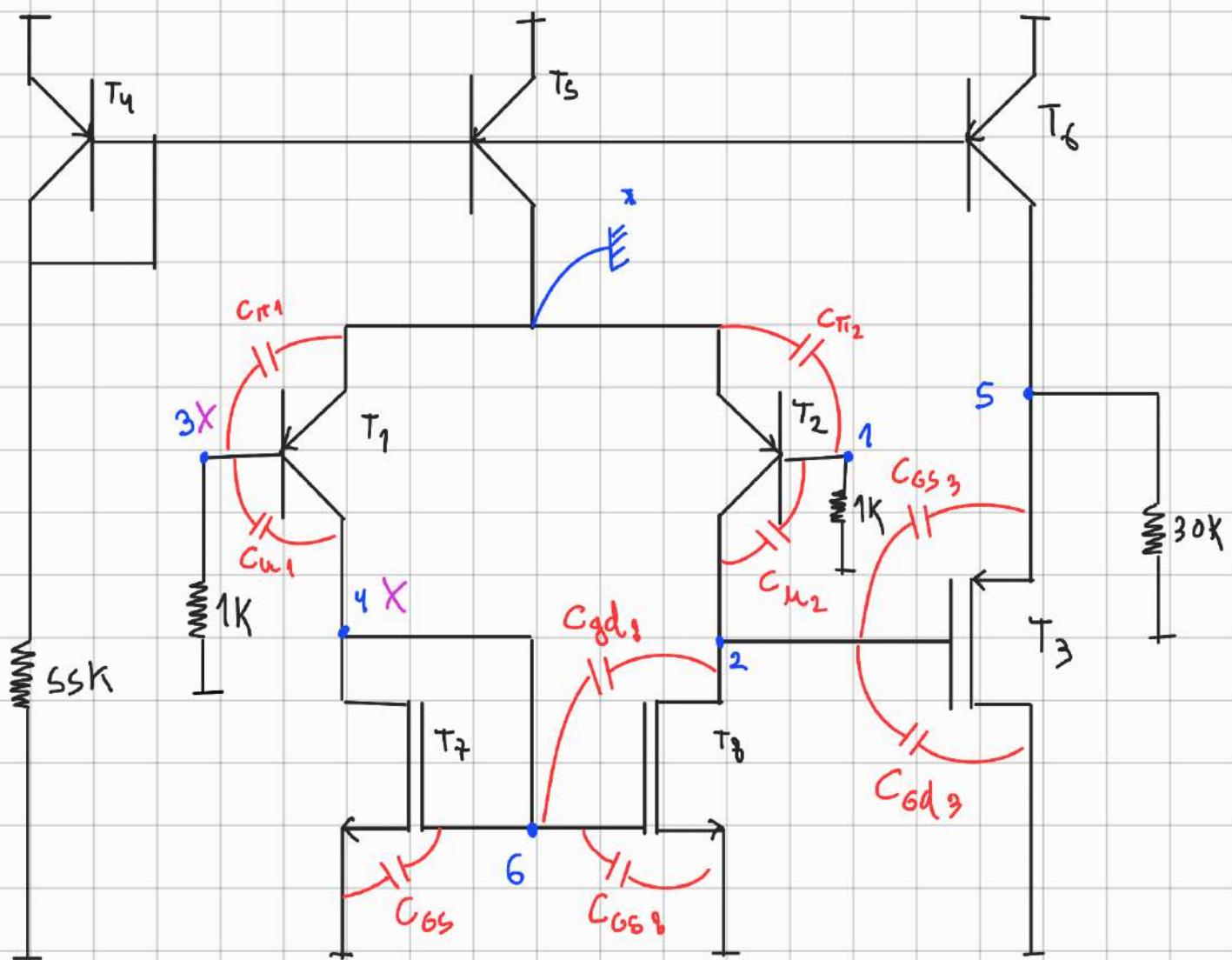
$$A_{N_o} = \frac{U_0}{U_o} = \frac{A_{vd} U_{id} + A_{vc} U_{ic}}{U_o} = \frac{A_{vd} U_o + A_{vc} \frac{U_o}{2}}{U_o}$$

$$A_{N_o} = A_{vd} + \frac{A_{vc}}{2} \approx A_{vd} = 1000$$

\downarrow
 $A_{vd} \gg A_{vc}$

- c) Obtener el valor aproximado de f_h para A_{VS} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.

- d) Definir el tiempo de respuesta.



* Comer $A_{VS,1} = A_{vd} + \frac{A_{rc}}{2} \approx A_{vd}$, considerando que hay una tensión virtual y descartando modo

○ $C_{gs} = S_p F$; $C_{gd} = 1 \mu F$; $C_m = 2 \mu F$

○ $g_{m1,12} = 4 \frac{mA}{V}$; $r_{\pi1,12} = \frac{\beta}{g_m} = 25 k\Omega$; $r_{o1,12} = \frac{V_A}{I_C} = 500 k\Omega$

○ $g_{m3} = 0,4 \frac{mA}{V}$; $r_{ds3} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{50}{100 \mu m} = 500 k\Omega$

○ $g_{m_{4,15,6}} = \frac{200 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 8 \text{ mA} ; \quad r_{\pi_{3,14,5}} = 12,5 \text{ k}, \quad r_{o_{3,14,5}} = 250 \text{ k}$

○ $g_{m_{7,8}} = 0,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$

$$C_{\pi_{1,2}} = \frac{g_{m_{1,2}}}{2\pi f_T} - C_m \approx 1,2 \text{ pF}$$

Los modos candidatos que observan son el 5 por la alta resistencia R_L ; el modo 1 ya que C_m se refleja con la ignorancia de un emisor común y el 2 por la resistencia.

○ El modo 4 es simétrico al 2 pero con menor corriente ($\frac{1}{2} g_m$), lo descarto

○ El modo 3 es simétrico al 1 pero con menor corriente ($\frac{1}{2} g_m$), lo descarto

○ En el modo 6 también veo alta resistencia ($r_{gs} \parallel \frac{1}{g_m}$) lo descarto.

Modo 5

Hodo 2

$$R_2 = r_{ds_2} \parallel r_{o2} = 250\text{K}$$

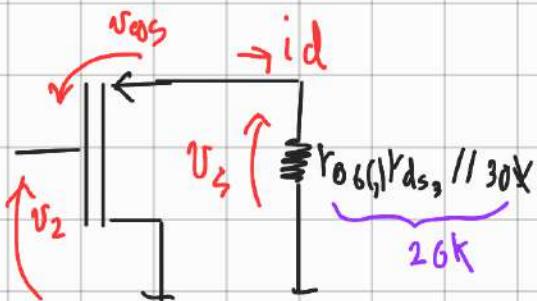
$$C_2 = C_{\mu 2} \left(1 - \frac{V_1}{V_2} \right) + C_{gd2} \left(1 - \frac{V_4}{V_2} \right) + C_{qd3} + C_{qs3} \left(1 - \frac{V_3}{V_2} \right)$$

$\stackrel{=0}{\curvearrowleft}$

Voy de C et B en T₂,
Opérateur inverse de un
émissor commun, ≈ 0

Voy de D₂ G,
rigid avec C_{gs}
 ≈ 0

$\stackrel{=1}{\curvearrowright}$



$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{I_D 26\text{k}}{V_{gs} + I_D 26\text{k}} = \frac{g_m V_{gs} 26\text{k}}{V_{gs} + g_m V_{gs} 26\text{k}}$$

≈ 1

$$C_2 = C_{\mu} + C_{gd} + C_{qd} = 4\text{pF}$$

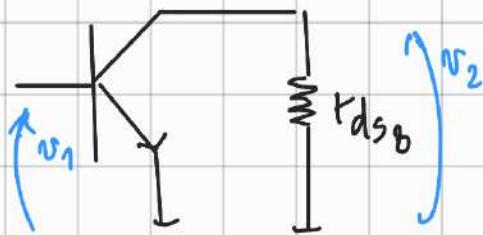
$$T_2 = R_2 C_2 = 1\text{MS}$$

$$F_{ch_2} = \frac{1}{2\pi B_2} \approx 160\text{KHz}$$

modo 1

$$R_1 = 1K \parallel r_{\pi_2} = 960\Omega$$

25K



$$C_1 = C_{\pi_2} + C_{m2} \left(1 - \frac{v_2}{v_1} \right)$$

$$\frac{v_2}{v_1} = - g_m r_{dsB} = -2000$$

gm 5000K

$$= 1,2\text{pF} + 2\text{pF} \cdot 2001 \approx 4\text{nF}$$

$$\gamma_1 = R_1 C_1 = 3,84\text{ms} \longrightarrow F_{ch_1} = \frac{1}{2\pi\gamma_1} = 41\text{kHz}$$

Como F_{h_1} y F_{h_2} tienen mas de una octava de diferencia

$$\Rightarrow F_h = F_{h_1} = 41\text{kHz}$$

d)

Rango de modo común: Rango de tensión del modo común para el cual se asegura que todos los transistores se encuentran funcionando dentro de la zona de características establecidas

o) Saturación T_S (PNP)

$$V_{CE_S} < V_{CE(\text{sat})} = -0,7 \text{ V}$$

$$V_{C_S} - V_{EQ_S} < -0,7 \text{ V}$$

$$V_{i_C} + 0,7 \text{ V} - 6 \text{ V} < -0,7 \text{ V}$$

$$V_{i_C} < 4,6 \text{ V}$$

o) Saturación T_1 (PNP)

$$V_{CE_1} < V_{CE(\text{sat})} = -0,7 \text{ V}$$

$$V_{C_1} - V_{CE} < -0,7 \text{ V}$$

$$-2,5 \text{ V} - (V_{i_C} + 0,7 \text{ V}) < -0,7 \text{ V}$$

$$V_{i_C} > -2,5 \text{ V}$$

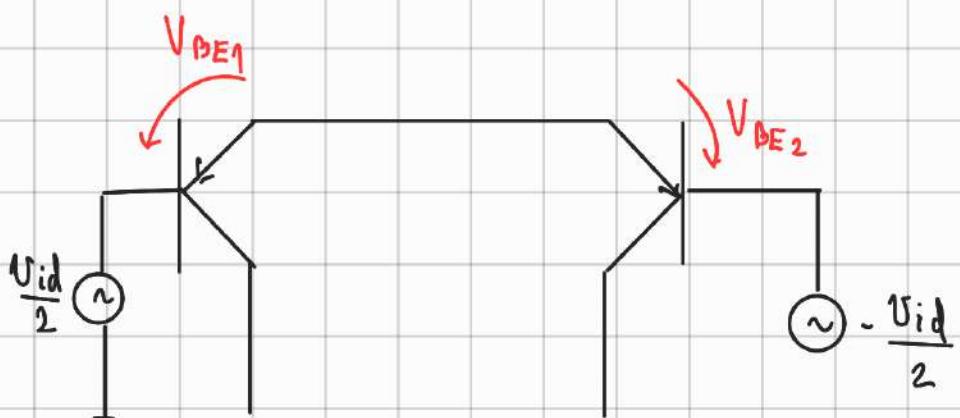
\Rightarrow

$\text{RMC: } -2,5 \text{ V} < V_{i_C} < 4,6 \text{ V}$

e) Definir y obtener el Rango de Modo común.
 f) Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.

$$V_{\text{OFF}} = V_{\text{id}} \Big|_{V_{\text{od}}=0}$$

$$\frac{W_8 - W_7}{W_7} = 0,02 \rightarrow \frac{W_8}{W_7} = 1,02$$



$$I_C = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$\begin{aligned} V_{\text{OFF}} &= V_{\text{BE}_1} - V_{\text{BE}_2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_s} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_s} \right) \\ &= V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \end{aligned}$$

$$I_{C2} = I_{D8}$$

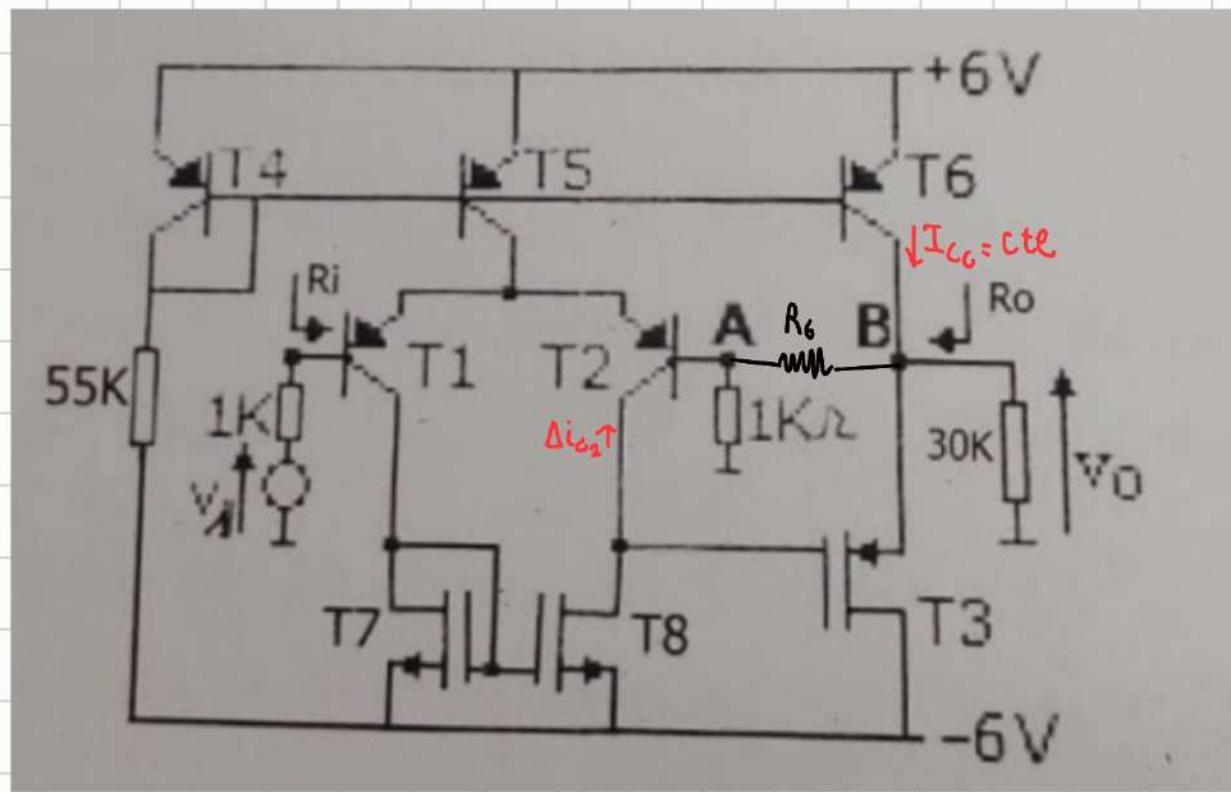
$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{D8}}{I_{D7}} = \frac{k' \frac{W_8}{L} (V_{GS7} - V_T)^2}{k' \frac{W_7}{L} (V_{GS7} - V_T)^2} = \frac{W_8}{W_7} = 1,02$$

$$I_{C1} = I_{D7}$$

$$V_{\text{OFF}} = V_T \ln \left(\frac{1}{1,02} \right) = -0,5 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow V_{\text{OFF}} = -0,5 \text{ mV}$$

- c) obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.
- f) Se conecta una $R_{AB} = 6\text{K}\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos a través del lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el β de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_{vs} del circuito así realimentado?. Justificar.



Aumenta $\beta_1 \rightarrow I_{C1}$ aumenta $\rightarrow I_{C2}$ aumenta

1.-

$$\beta = 50 ; V_A = 80V ; r_x \rightarrow 0\Omega ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 1 \text{ pF}.$$

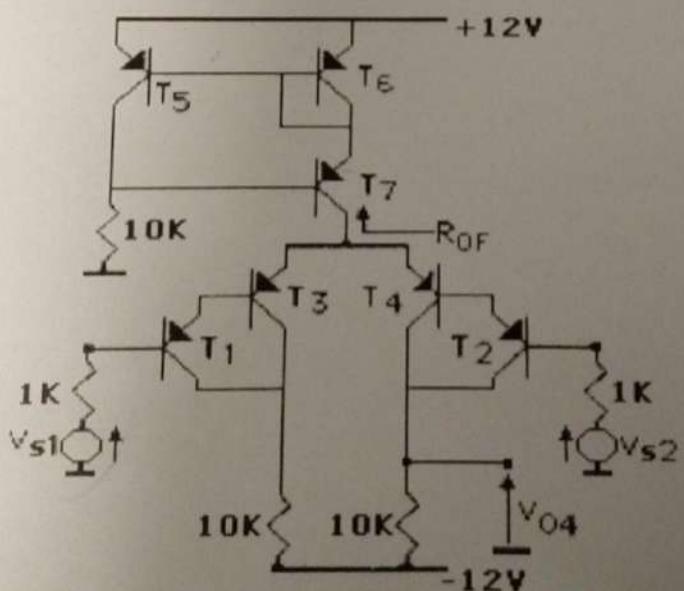
a) Obtener los puntos de reposo. Justificar *cualitativamente*, en base a los conceptos de realimentación, por qué puede admitirse que $R_{OF} \gg r_{o7}$ en la fuente T5-T6-T7 ($R_{OF} \equiv \beta_7 \cdot r_{o7}/2$).

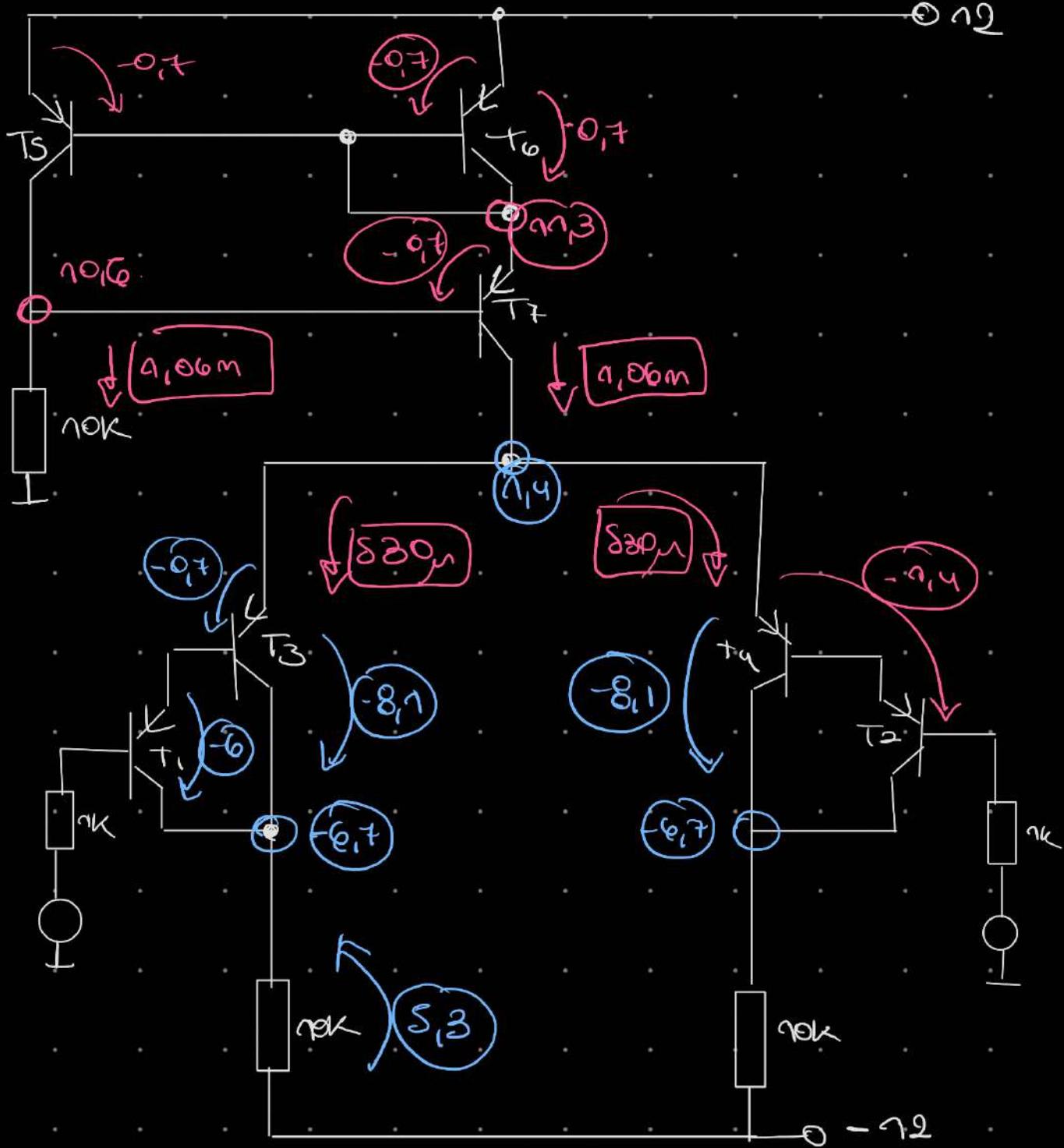
b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar todos los sentidos de referencia necesarios. Definir y obtener *por inspección*, el valor de las resistencias de entrada diferencial y común y de salida. Hallar el valor de las amplificaciones de tensión Av_d y Av_c y de la RRMC en veces y en dB.

c) Obtener el valor aproximado de la frecuencia de corte superior para Av_d .

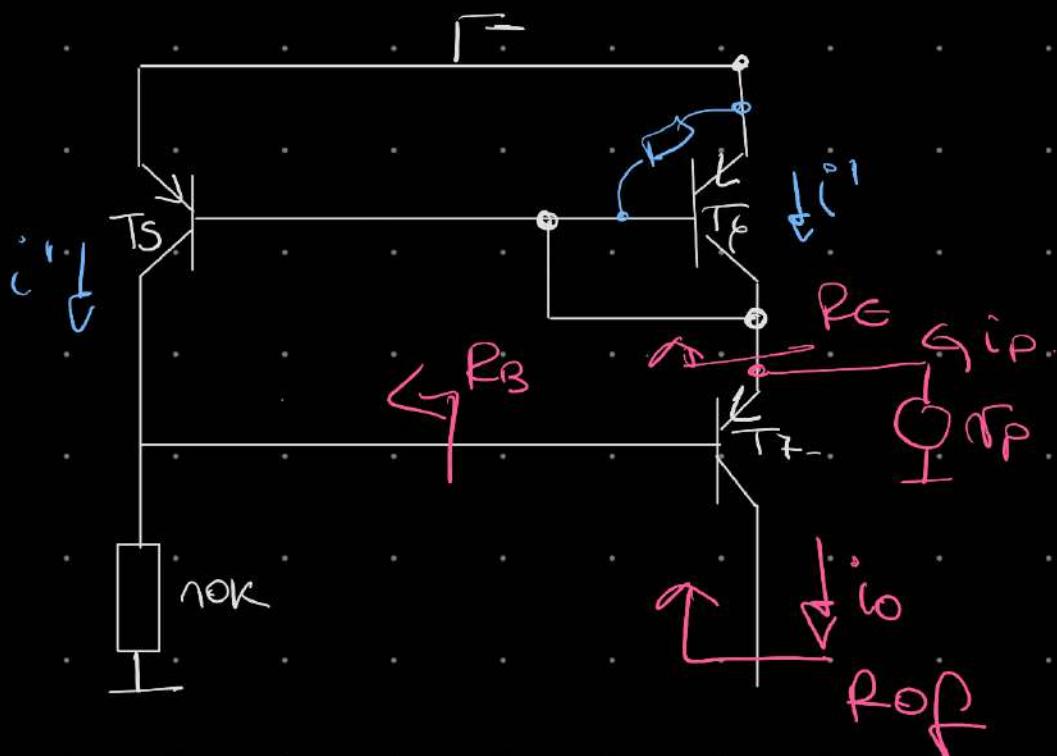
d) Definir y obtener el rango de tensión de modo común.

e) Analizar *cualitativamente* cómo se modifican los valores de reposo, señal y f_h si se reemplazan las R_C de carga del diferencial por una fuente espejo simple T8-T9 con TBJ NPN.





FUENTES WILSON: ($T_S - T_6 - T_7$)



$R_{OF} \rightsquigarrow$ Resistencia de salida de un emisor común realimentado



T_6 realimentada
per emisor a T_7

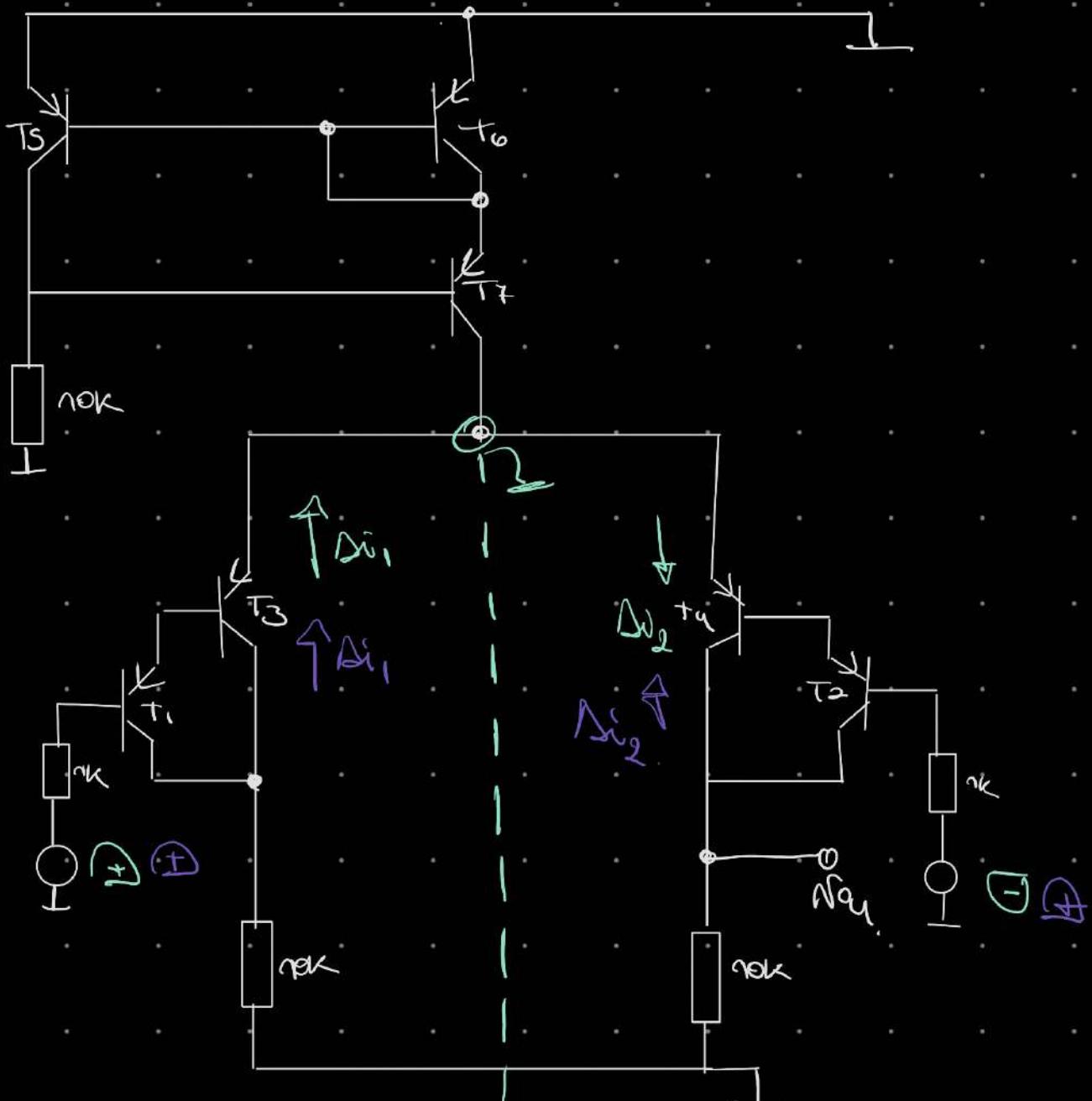
$$i' = \frac{\Delta p}{r_{d6}} = \frac{\Delta p}{r_{\pi7} + R_B} \Rightarrow R_B = r_d - r_{\pi7}$$

$$R_{OF} = r_{of} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_{\pi7} + r_x} \right)$$

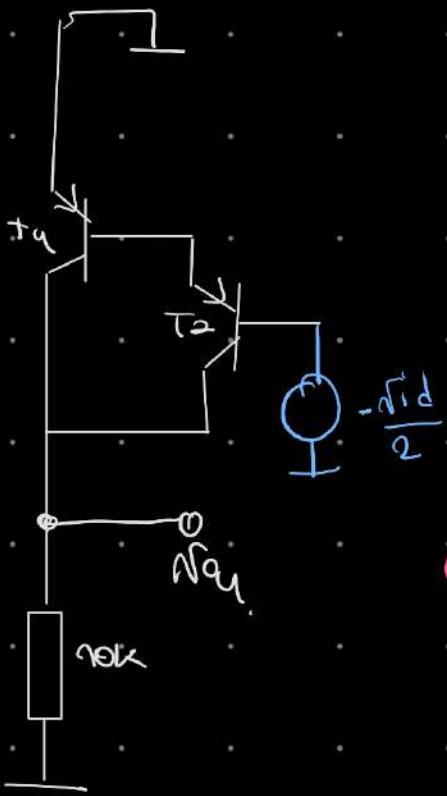
$$= r_{of} \left(1 + \frac{\beta r_{d6}}{r_{d6} + r_{d7} - r_{\pi7} + r_{\pi7}} \right)$$

$$= r_{oT} \left(1 + \frac{\beta}{2r_{oT}} \right) \approx \frac{r_{oT} \beta}{2} = 2 \text{ M}\Omega$$

2



MODO DIFERENCIAL



$$A_{ND} = \frac{\delta i_o}{\delta u} = \frac{-i_C R_{Co}}{r_{be}} = -g_m R_{Co}$$

$$r_{be} = \frac{\delta i_d}{\delta v}$$

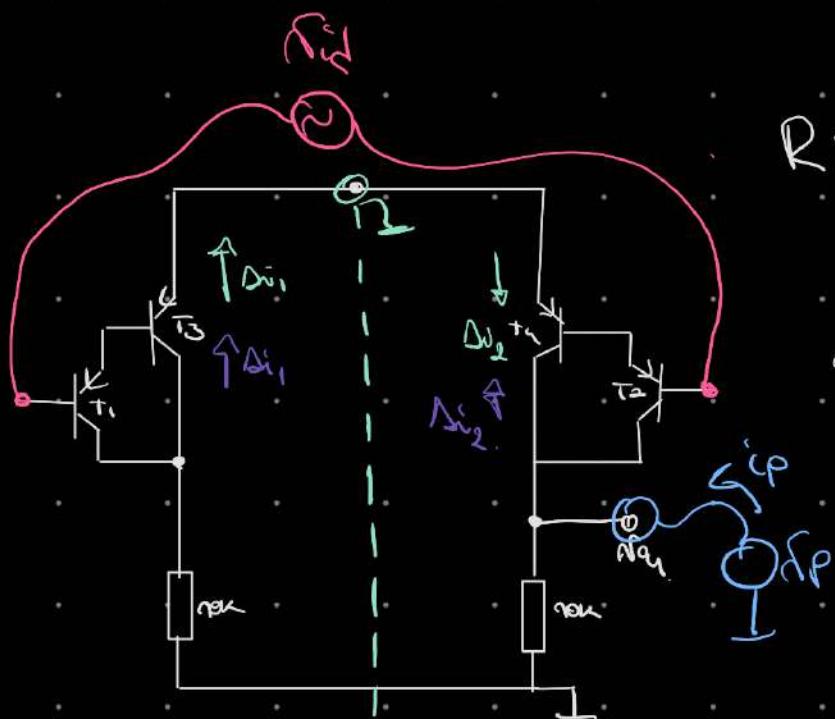
$$= \frac{g_m R_{Co}}{2}$$

$\hookrightarrow g_m \rightarrow$ Portington

$$g_m = \frac{g_{mu}}{2} = \frac{530m}{25.9m} \cdot \frac{1}{2}$$

$$= 10.23 \text{ mA/V}$$

$$\Rightarrow A_{ND} = 51.2$$

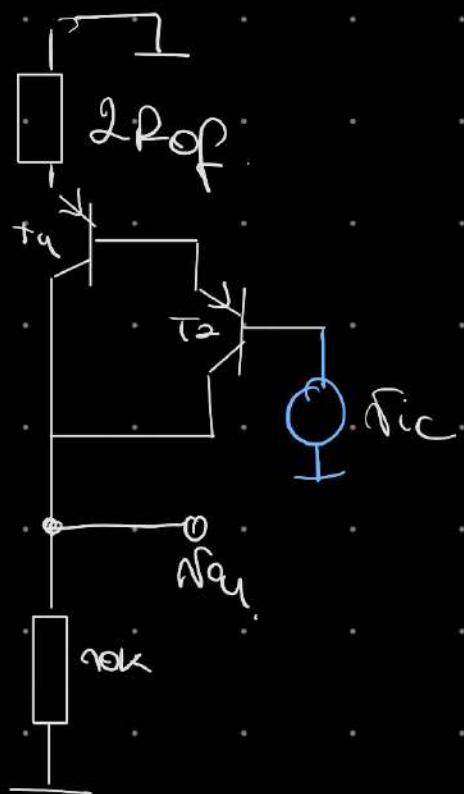


$$R_{id} = \frac{\delta i_d}{\delta u} = \frac{2\delta r_{be}}{U_b} = 25\Omega$$

$$R_o = \frac{\delta P}{\delta i_p} = 10k \parallel r_{o2dr}$$

$$= 10k \parallel \frac{2}{3} r_{o4} \approx 10k$$

MODO CORRÚN



$$A_{\text{vf}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta i} = \frac{-i_c R_{\text{ce}}}{r_{\text{be}} + i_c 2R_{\text{of}}} \\ \Delta i = \Delta i_c = \Delta i_{\text{be}}$$

$$\Rightarrow A_{\text{vf}} = -\frac{g_m R_{\text{ce}}}{1 + g_m 2R_{\text{of}}} = -0,003$$

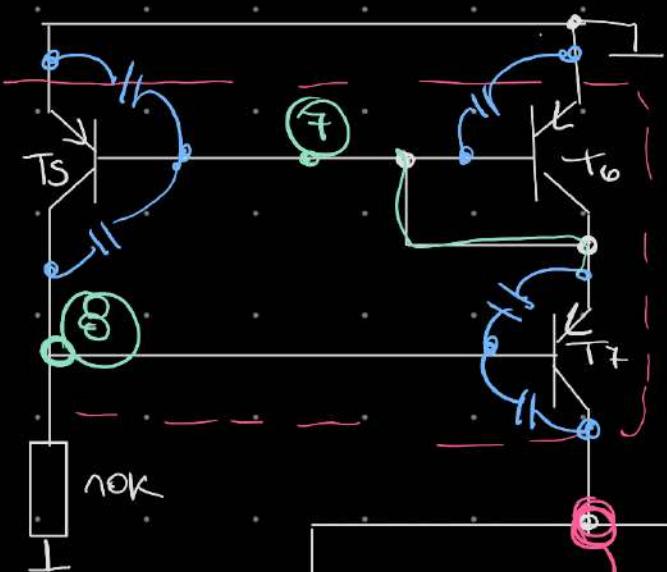
$$R_{\text{ic}} = \frac{\Delta i_c}{\Delta V_{\text{ce}}} = \frac{r_{\text{be}}}{i_b} = r_{\pi}$$

$$RRMC = \left| \frac{A_{\text{vf}}}{A_{\text{vf}}^c} \right| = 17 \cdot 10^3$$

65 dB

⑤ f_h? \rightarrow AND

$$C_{\text{II}} = \frac{q_m}{2\pi f_T} \quad - C_m =$$

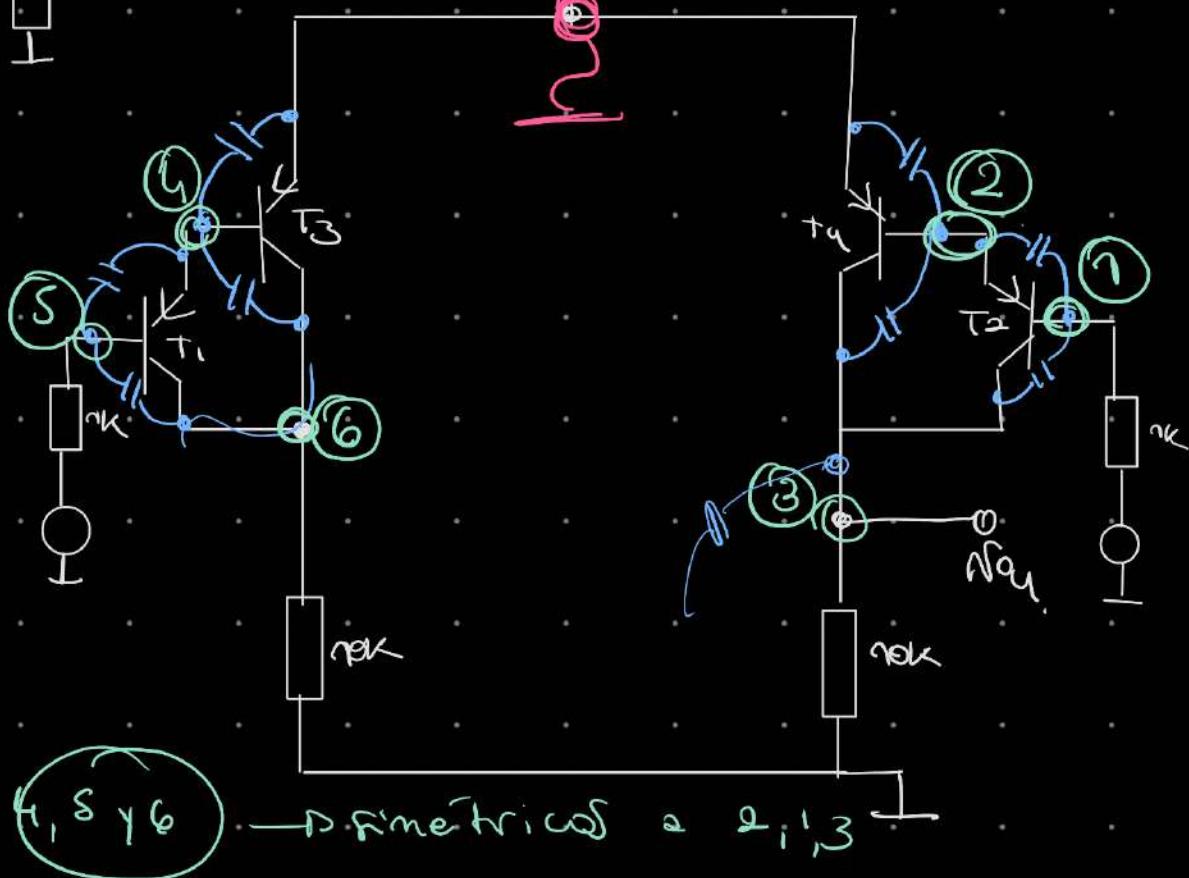


$$C_{\text{II}_4} = 15 \text{ pF}$$

$$g_m = 20,5 \text{ mA/V}$$

$$G_{\text{TS}} \approx C_m$$

R_0 \circ Que hace g_m hacer?



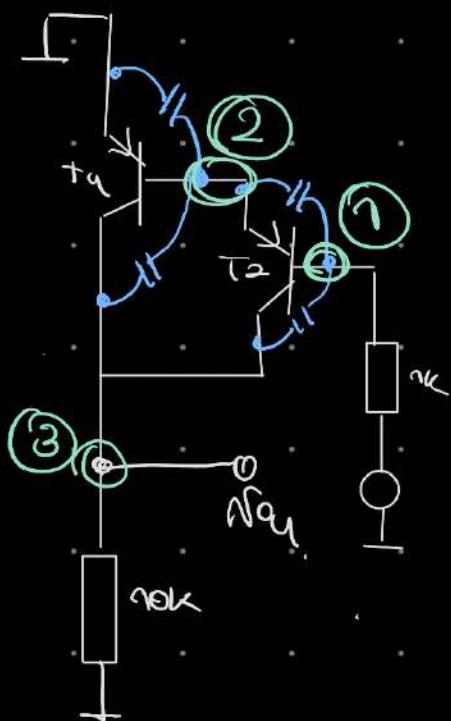
4, 5 y 6 \rightarrow simétricos a 2, 1, 3

⑧ Reflexión en bajas amplificación

⑦ similar a ⑧ pero sumando que Ref & baje $\approx n/f_m$

Análisis. ②, ③, ⑥

③



$$T_3 = C_3 R_3$$

60K

$$R = \Gamma_{D2} \parallel 10K \approx 10K$$

$$C_3 = (C_{\mu 4}^* + C_{\mu 2}^*) = 2C_{\mu}$$

$$C_{\mu 4}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{\delta_2}{\delta_3} \right) = C_{\mu}$$

$$T_3 = 10K \cdot 2 \cdot 10^{-12} F = 20 \text{ nS}$$

$$f_h = 8M$$

② $C_2 = C_{\pi 4}^* + C_{\mu}^* + C_{\pi 2}^* =$

$$C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{\delta_3}{\delta_2} \right) = C_{\mu} \left(1 + \frac{g_m q}{20.8 \text{ mA/V}} \right) = 20.6 \text{ pF}$$

$$C_{\mu}^* = C_{\pi} \underbrace{\left(1 - \frac{\delta_1}{\delta_2} \right)}_{<1} \approx C_{\pi}$$

$$R_2 = \Gamma_{\pi 4} \parallel \frac{\Gamma_{\pi 2} + 10K}{\beta} \parallel \Gamma_{D2} = \Gamma_{\pi 4} \parallel \frac{\beta C_{\pi} + 10K}{\beta} \parallel \cancel{\Gamma_{D2}} \approx \frac{C_{\pi}}{2}$$

$$T_2 = \left(C_{\pi} + C_{\mu}^* + C_{\mu}^* \right) \cdot \frac{\Gamma_{\pi 4}}{2} = 270 \text{ nS}$$

$$\textcircled{1} \quad R_n = \frac{F_{\text{II}}}{I_{\text{DAR}}} \parallel \alpha K \approx \alpha K$$

$$\frac{\beta_{\text{DAR}}}{g_m^{\text{MDAR}}} = \frac{\beta^2}{\frac{g_m^2}{2}} = 2 \text{ mks2}$$

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

$$C_{\pi}^* = C_{\pi} \left(1 - \frac{\beta_2}{\beta_1} \right) = \frac{1}{2} C_{\pi}$$

$$\frac{g_m^2 \tau_{\pi u}}{1 + g_m^2 \tau_{\pi u}} = \frac{\frac{g_m u}{\beta} \frac{\beta}{g_m u}}{1 + \frac{g_m u}{\beta} \frac{\beta}{g_m u}} = \frac{1}{2}$$

$$C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - \frac{\beta_3}{\beta_1} \right) = 5.1 C_{\mu}$$

$$\frac{1}{2} \quad \text{7.80K}$$

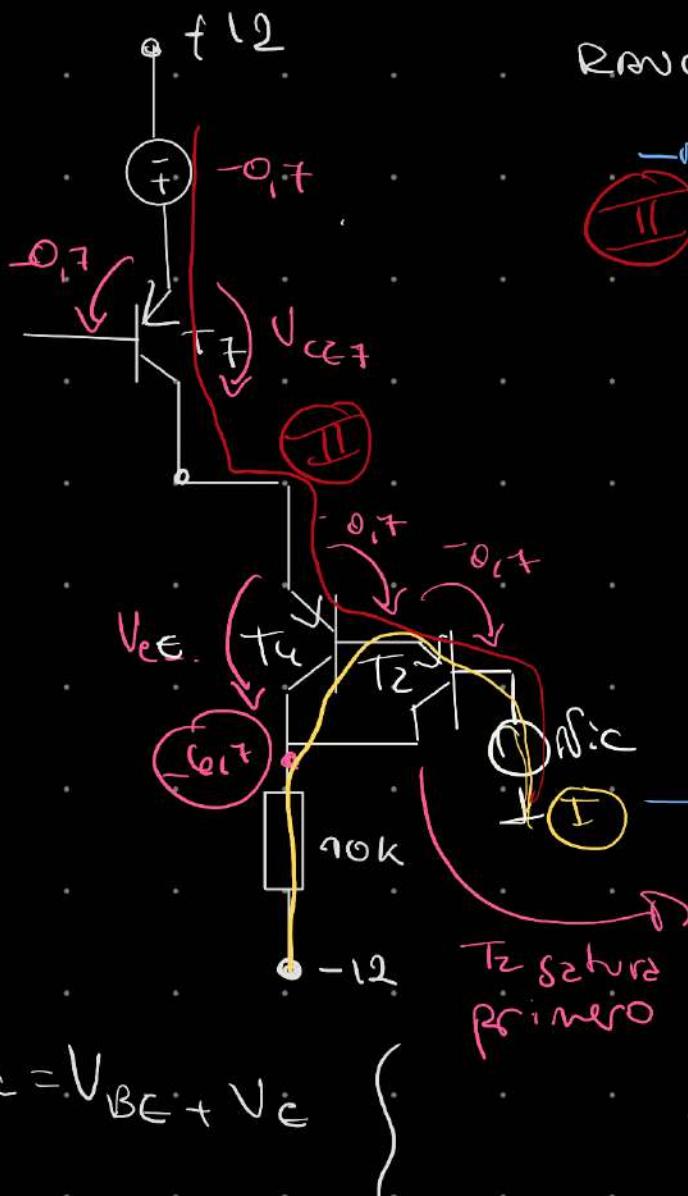
$$-g_m^2 R_{C2} = -\frac{g_m}{\beta} \text{ mks / foy.} = -4.1$$

$\tau_1 \ll \tau_2$ — Do τ_2 dominante?

$$f_h = 590 \text{ Hz}$$

d) T₆ tiene Fig²

T₄ y T₂ como
Darlington
equivalente



No puedo usar
el equivalente de
Darlington

$$-0,7V < V_{ic} < 9,2V$$

Rango de nodo común

⇒ T₇ es mas

$$V_{ceT} < -0,7$$

$$V_{cT} - V_{ceT} < -0,7$$

$$V_{cT} < -0,7 + V_{ceT}$$

$$V_{ic} - V_{beT} < -0,7 + (7,2 - 0,7)$$

$$\underline{V_{ic} < 8,2V}$$

Dar en 7 MAD

$$V_{ceT} < -0,7$$

$$V_{ce} - V_{ceT} < 0,7$$

$$V_c - (V_{ic} + V_{be}) < -0,7$$

$$-V_{ic} < -0,7 - 0,7 - V_c$$

$$-V_{ic} < -0,7 - (-0,7) - V_c$$

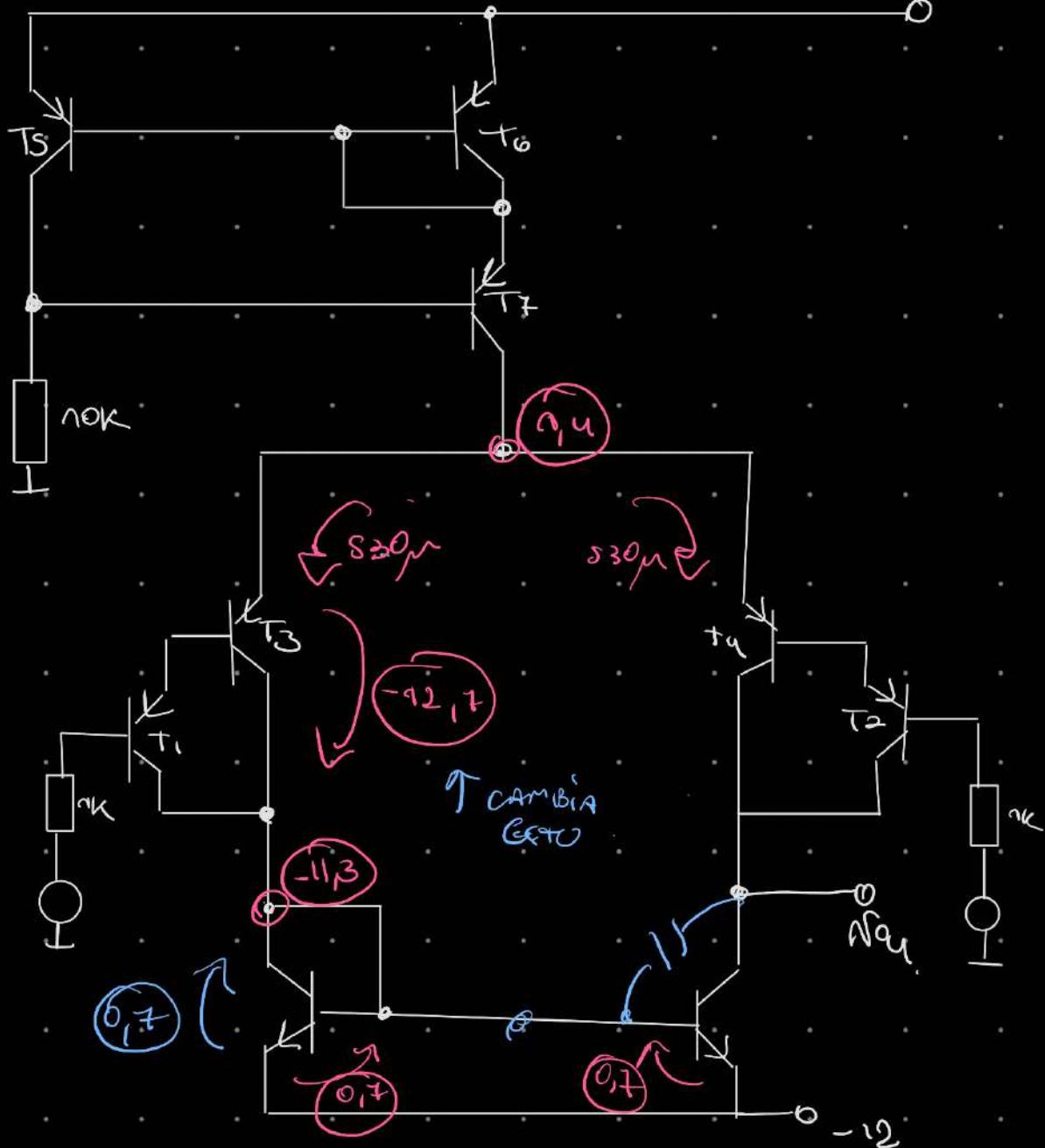
$$V_{ic} > 0,7 + 0,7 + (V_c) - 0,7$$

$$V_{ic} > -6,7$$

(e)

n2

o



β_{NPN}

(β_{NPN})

RFMC

Al poner carga adicional, aumenta la resistencia de salida, por lo que aumenta la ganancia.

Arc \rightarrow Se genera un corto circuito, por lo que la carga que tiene el transistor disminuye, obteniendo una ganancia menor

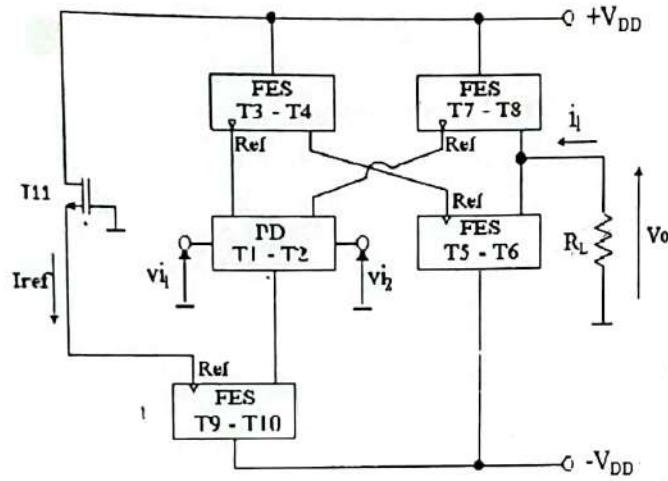
$f_h \rightarrow$ El nodo ③ tiene mayor resistencia al aumentar la resistencia y capacidad, quedando comparable a el nodo ②, por lo que f_h disminuye.

También aparece un n o en los bafles de la CAE, pero al tener resistencias equivalentes mucho menores el resto (a/f_m) probablemente se pude descartar este nodo.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
Ferro	Oscar		T N	5	B B

1. a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .

FES: Fuente Espejo Simple – PD: Par Diferencial.



b) Hallar las expresión y valor de,

$A_{vd} = v_o / v_{id} \mid v_{ic}=0$ para los siguientes casos:

$$\text{b}_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\text{b}_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

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

$V_0 = f(V_{id}) \mid v_{ic}=0$ para los siguientes casos:

$$\text{c}_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\text{c}_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

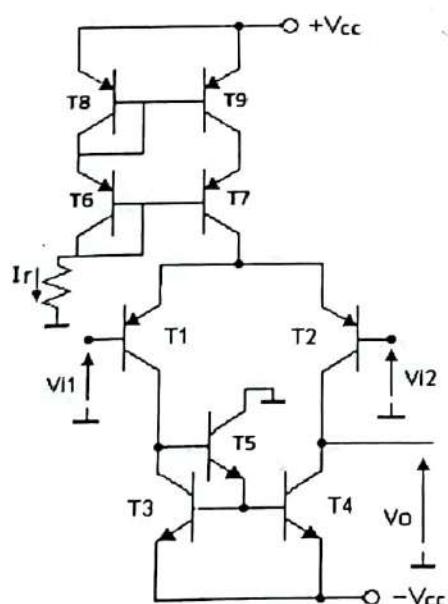
Indicar la pendiente en el origen y valores extremos de las curvas trazadas.

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

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

$$(W/L) = 1; \text{ salvo } (W/L)_{T6, T8} = 10 \text{ y } (W/L)_{T7, T9} = 10$$

2.- Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



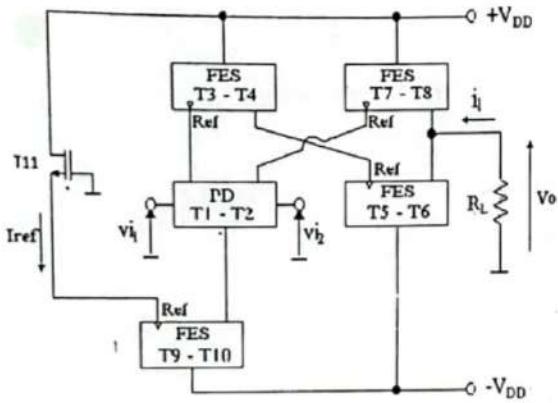
a) Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{cc} .
- Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.

b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expresarlo en función de δ y la corriente I_r .

c) Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} .

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



b) Hallar las expresión y valor de,

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

- b₁) $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
b₂) $R_L = 5 \text{ k}\Omega$

c) Graficar en forma aproximada y en un mismo diagrama, las características de gran señal,
 $V_o = f(V_{id}) \mid_{V_{ic}=0}$ para los siguientes casos:

- c₁) $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
c₂) $R_L = 5 \text{ k}\Omega$

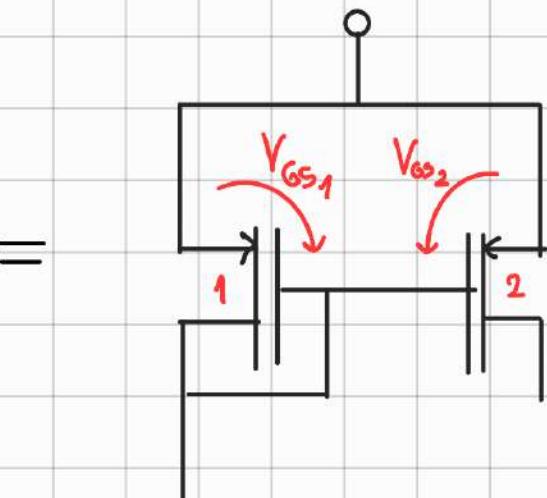
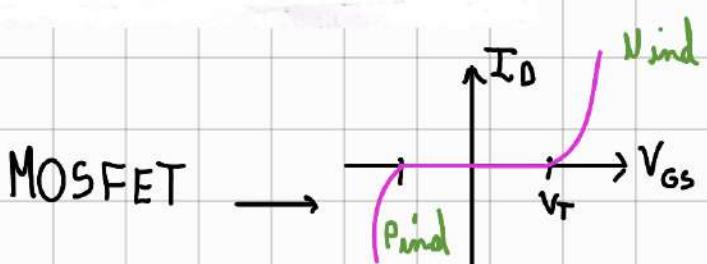
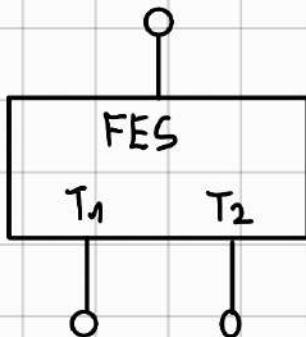
Indicar la pendiente en el origen y valores extremos de las curvas trazadas.

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

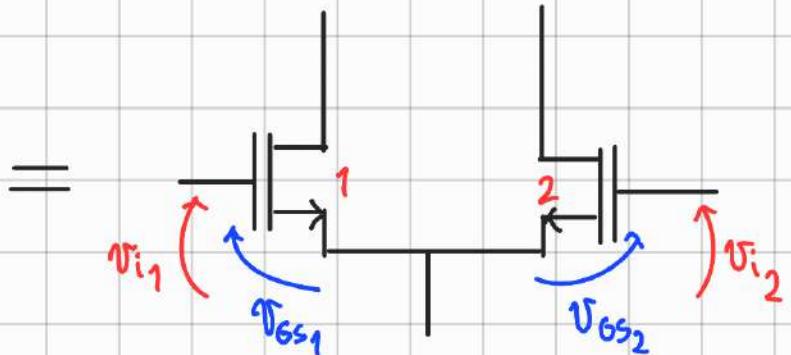
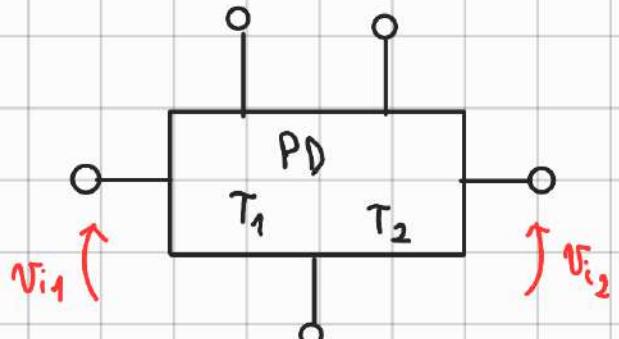
Todos MOSFETs de canal inducido: $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $|V_T| = 1 \text{ V}$; $|k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2$
 $(W/L) = 1$; salvo $(W/L)_{T6} = 10$ y $(W/L)_{T8} = 10$

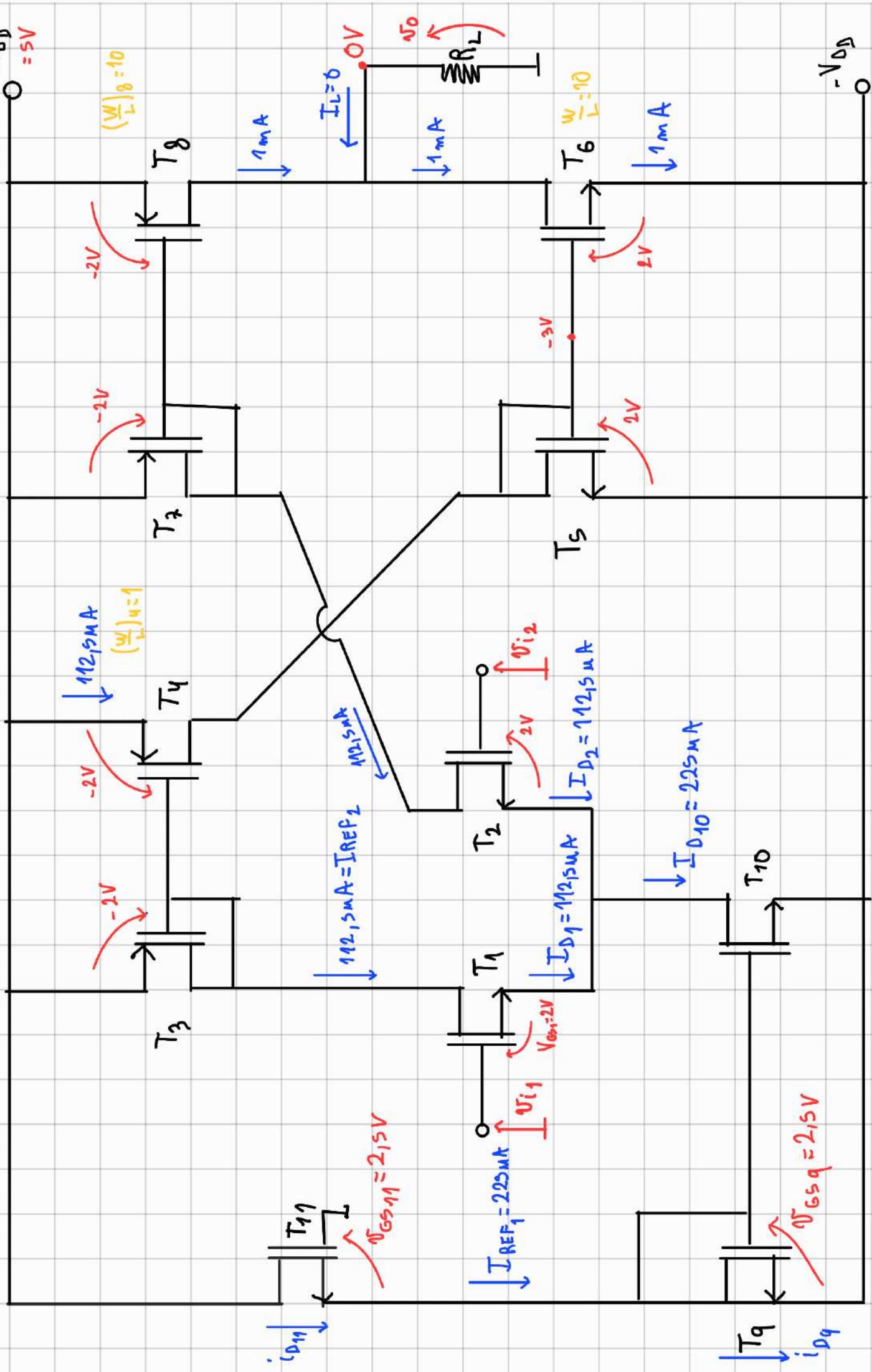
Datos Relevantes

Fuente Espejo (FES)



Par Diferencial (PD)





1

- Como $T_{11} = T_q$ (mismo $V_T, K, \frac{W}{L}$) \rightarrow La corriente se distribuye igualmente

$$-V_{GS,11} - V_{GSq} = -5V \quad \wedge \quad V_{GS,11} = V_{GSq}$$

$$\rightarrow V_{GS,11} = V_{GSq} = 2,5V$$

- Como en los MOSFET $I_G = 0 \rightarrow I_{D11} = I_{Dq} = I_{REF}$

$$I_{D11} = K_m \frac{W_m}{L_{11}} (V_{GS,11} - V_T) = 0,1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1 \cdot (2,5V - 1V)^2 = 225 \mu A$$

$$\rightarrow I_{REF} = 225 \mu A$$

- Como $\left(\frac{W}{L}\right)_q = \left(\frac{W}{L}\right)_{10} = 1 \rightarrow I_{REF} = I_{D10} = 225 \mu A$

- Como ambas ramas de T_1 y T_2 son iguales $\rightarrow I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{REF}}{2} = 112,5 \mu A$

$$I_{D6} = K \cdot 10 \cdot (V_{GS6} - V_T)^2 = 10 \cdot 0,1 \frac{mA}{V^2} = 1 \frac{mA}{V}$$

- Para T_1

$$I_{D1} = 112,5 \mu A = K \cdot (V_{GS,1} - V_T)^2 \frac{W_1}{L_1}$$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K}} \pm V_T = \sqrt{\frac{112,5 \mu A}{0,1 \frac{mA}{V^2}}} \pm 1V$$

$2,06V > V_T \approx 2V$

$0,06V$

②

$$A_{V_{Dc}} = \frac{V_o}{V_{Dc}} \Big|_{V_{ic}=0}$$

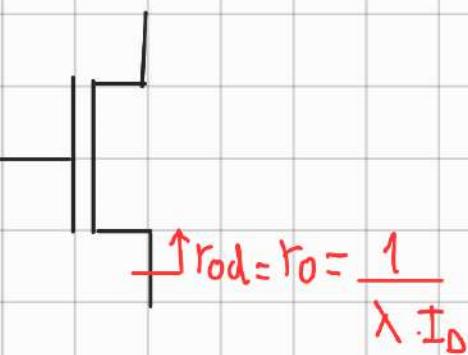
$$V_{Dc} = V_{i_1} - V_{i_2}$$

$$g_m = \sqrt{4 \cdot K \cdot I_D} = \sqrt{4 \frac{W}{L} K' I_D}$$

$$\circ g_{m_{9,10,11}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,1 \text{ mA} \cdot 1,225 \mu\text{A}}{V^2}} = 0,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$\circ g_{m_{1,2,3,4,5,7}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,1 \text{ mA} \cdot 1,112,5 \mu\text{A}}{V^2}} \approx 0,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$\circ g_{m_{6,8}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,1 \text{ mA} \cdot 10,1 \text{ mA}}{V^2}} = 2 \text{ mA}$$

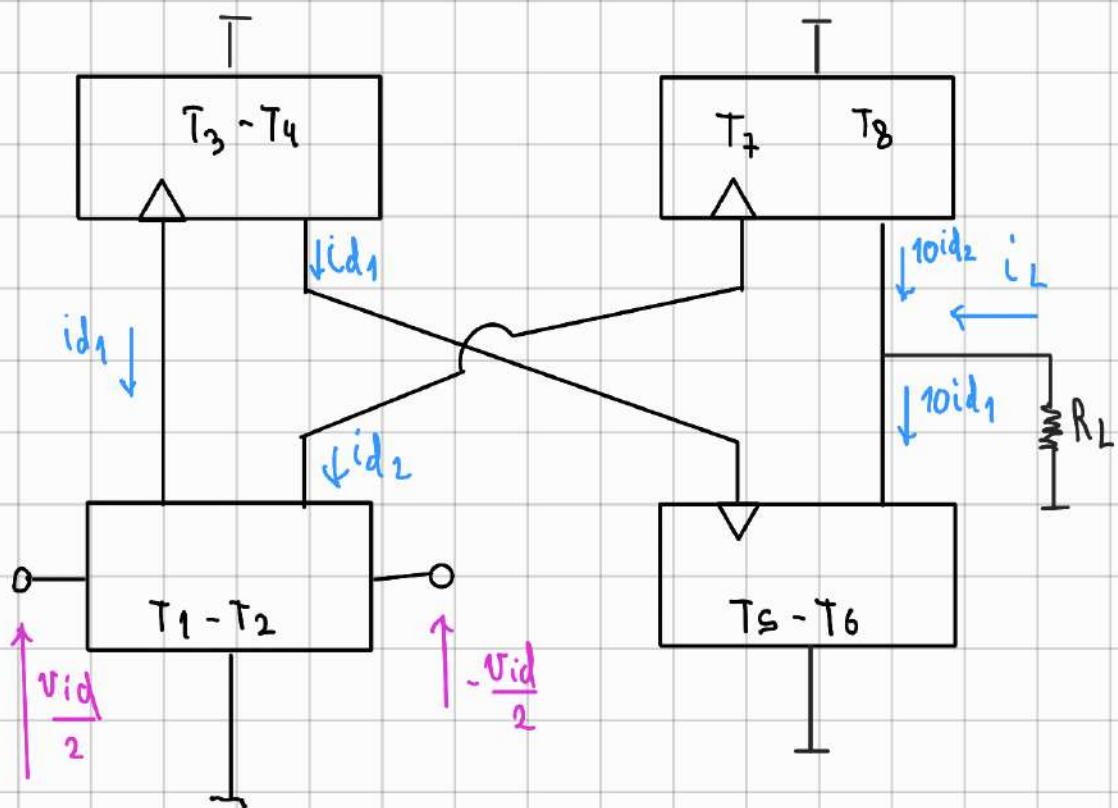


$$\circ r_{o_{8,6}} = \frac{1}{0,01V^{-1} \cdot 1 \text{ mA}} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$\circ r_{o_{10}} = \frac{1}{0,01V^{-1} \cdot 225 \mu\text{A}} = 449 \text{ k}\Omega$$

$$\circ r_{o_8} \text{ y } r_{o_6} \text{ en re\'es estan en paralelo} \longrightarrow r_{o_8} // r_{o_6} = 50 \text{ k}\Omega$$

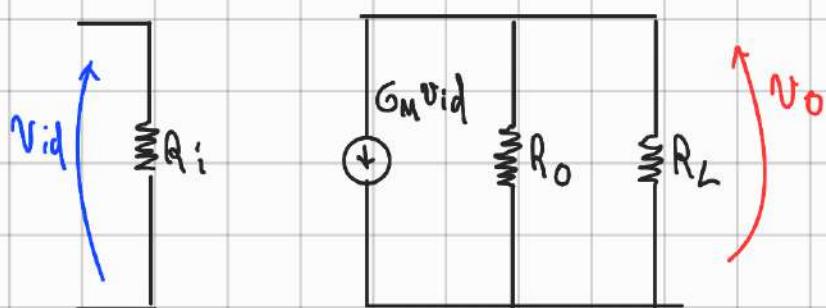
$$\left(\frac{W}{L}\right)_G = \left(\frac{W}{L}\right)_{G_0} = 10$$



$$i_L = \left(10i_{d1} - 10i_{d2} \right) = 10 g_{m1} \frac{V_{id}}{2} - \left(-10 g_{m2} \frac{V_{id}}{2} \right)$$

$$g_{m1} = g_{m2}$$

$$G_M = \frac{i_L}{V_{id}} = 10 g_{m1} = 2 \frac{mA}{V}$$



$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{-G_M V_{id} (R_o // R_L)}{V_{id}} = -G_M \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \text{ (using } R_o \ll R_L\text{)}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{Vd} \Big|_{R_L=1K} = -2 \quad A_{Vd} \Big|_{R_L=5K} \approx -10}$$

(C)

$$V_0 = f(V_1) \Big|_{V_{ic}=0} \rightarrow V_0 = -G_m (R_o // R_L) V_{id}$$

- $V_{OA} = 0$

- Los límites de T_B y T_G

- $V_{DSB} < V_{DS(\text{sat})} = V_{GSB} - V_T$

$$V_0 - SV < -2V - (-1V)$$

- $V_0 < 4V$

el doble de 1mA
↓

- Los límites cuando un transistor está en corte \rightarrow Para R_L cercana a 2 mA

$$\rightarrow R_L = 1K \rightarrow V_0 = 2 \text{ mA} \cdot 1K = 2V$$

$$\rightarrow R_L = 5K \rightarrow V_0 = 2 \text{ mA} \cdot 5K = 10V$$

en este me quedó
con 4V

○ Poro $R_L = 1\text{K}$

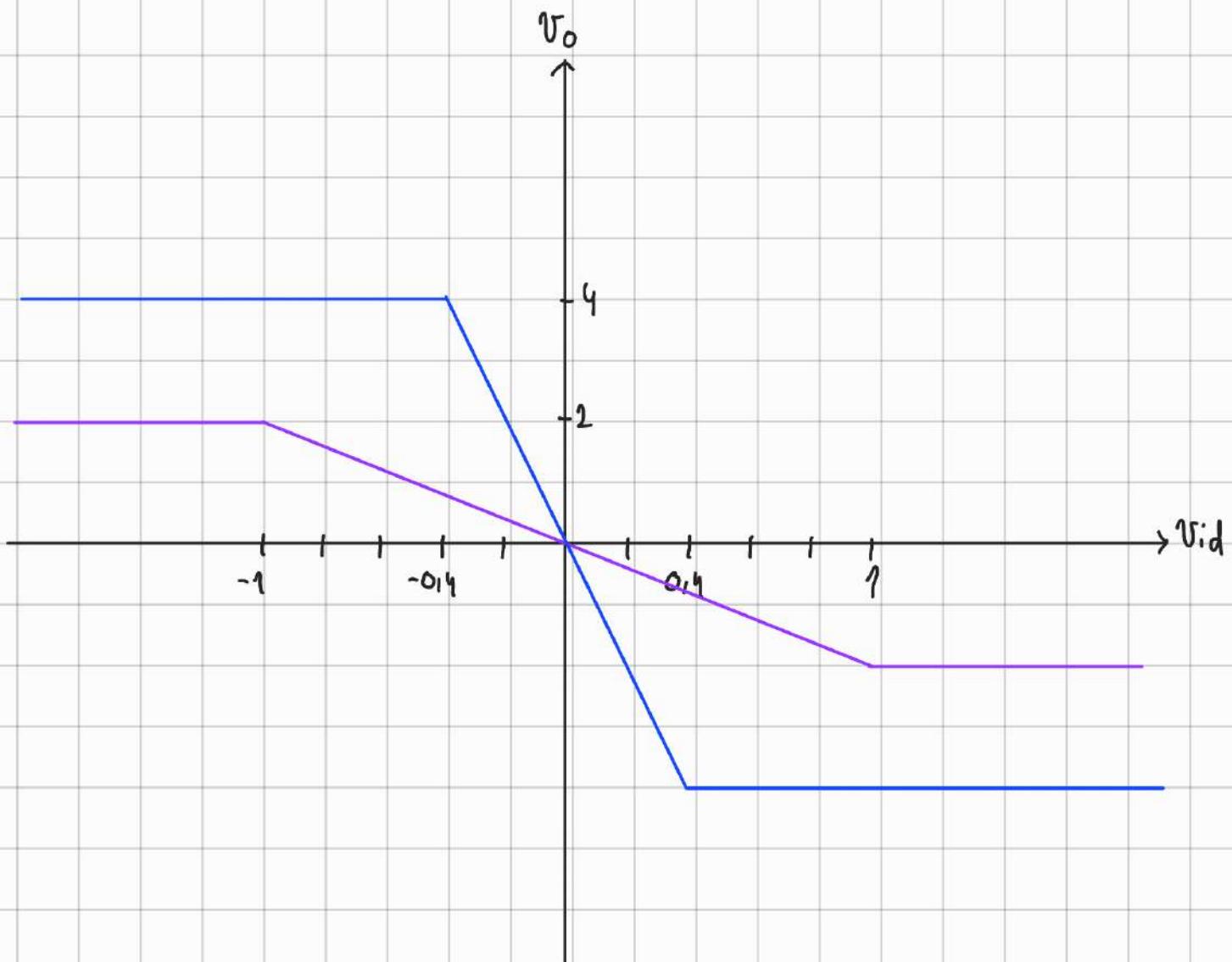
$$V_o = 2\text{V} \rightarrow V_{id} = \frac{2\text{V}}{A_{vd}|_{1\text{K}}} = -1\text{V}$$

\rightarrow pendiente: $-G_M \cdot (R_o // R_L) = -2$

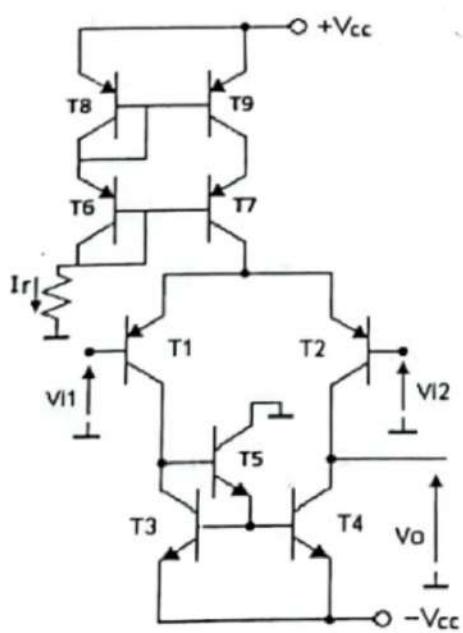
○ Poro $R_L = 5\text{K}$

$$V_o = 4\text{V} \rightarrow V_{id} = \frac{4\text{V}}{A_{vd}|_{5\text{K}}} = -0,4\text{V}$$

\rightarrow Pendiente: -10



2.- Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



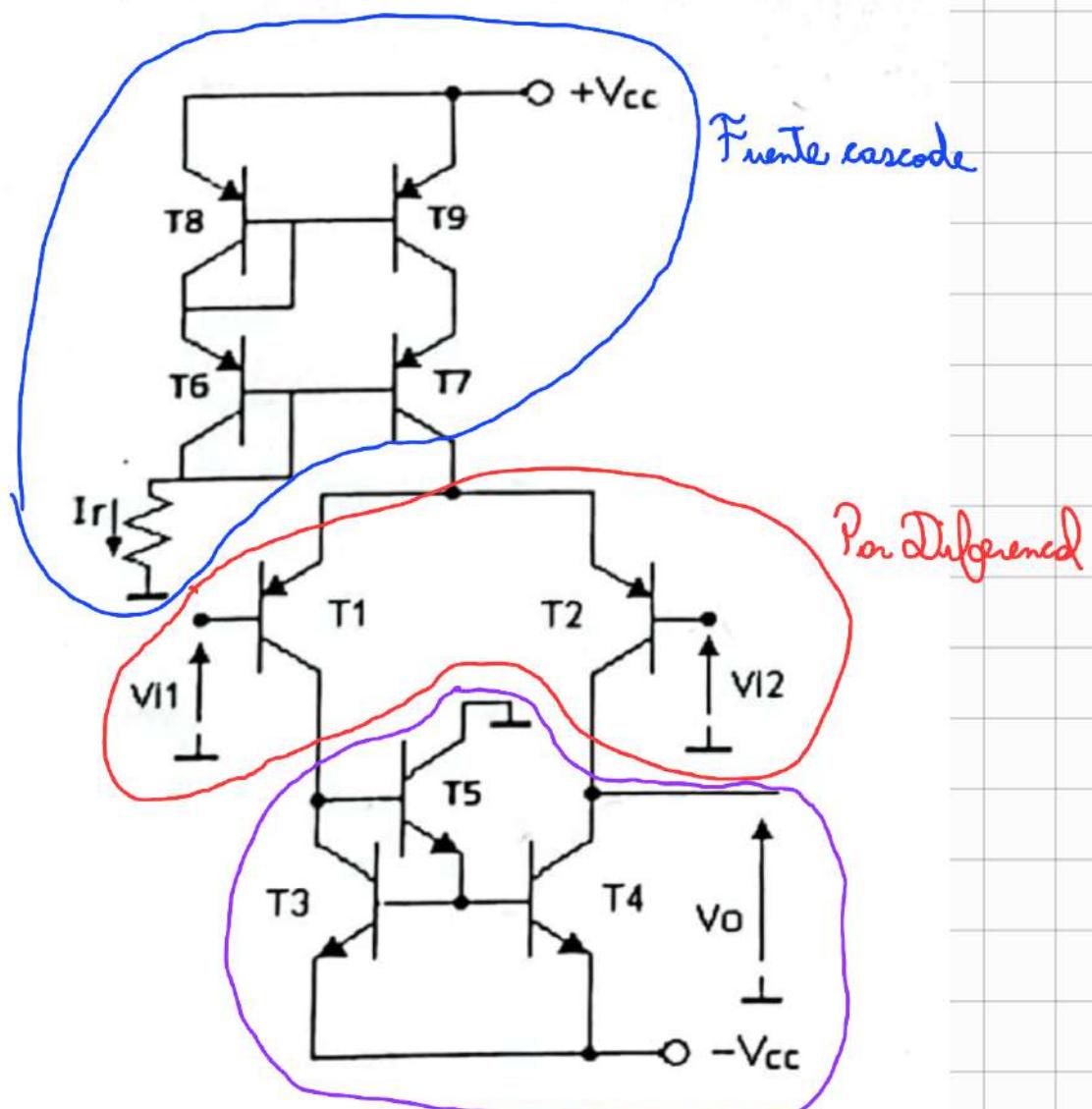
a) Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{CC} .
- Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.

b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expresarlo en función de δ y la corriente I_r .

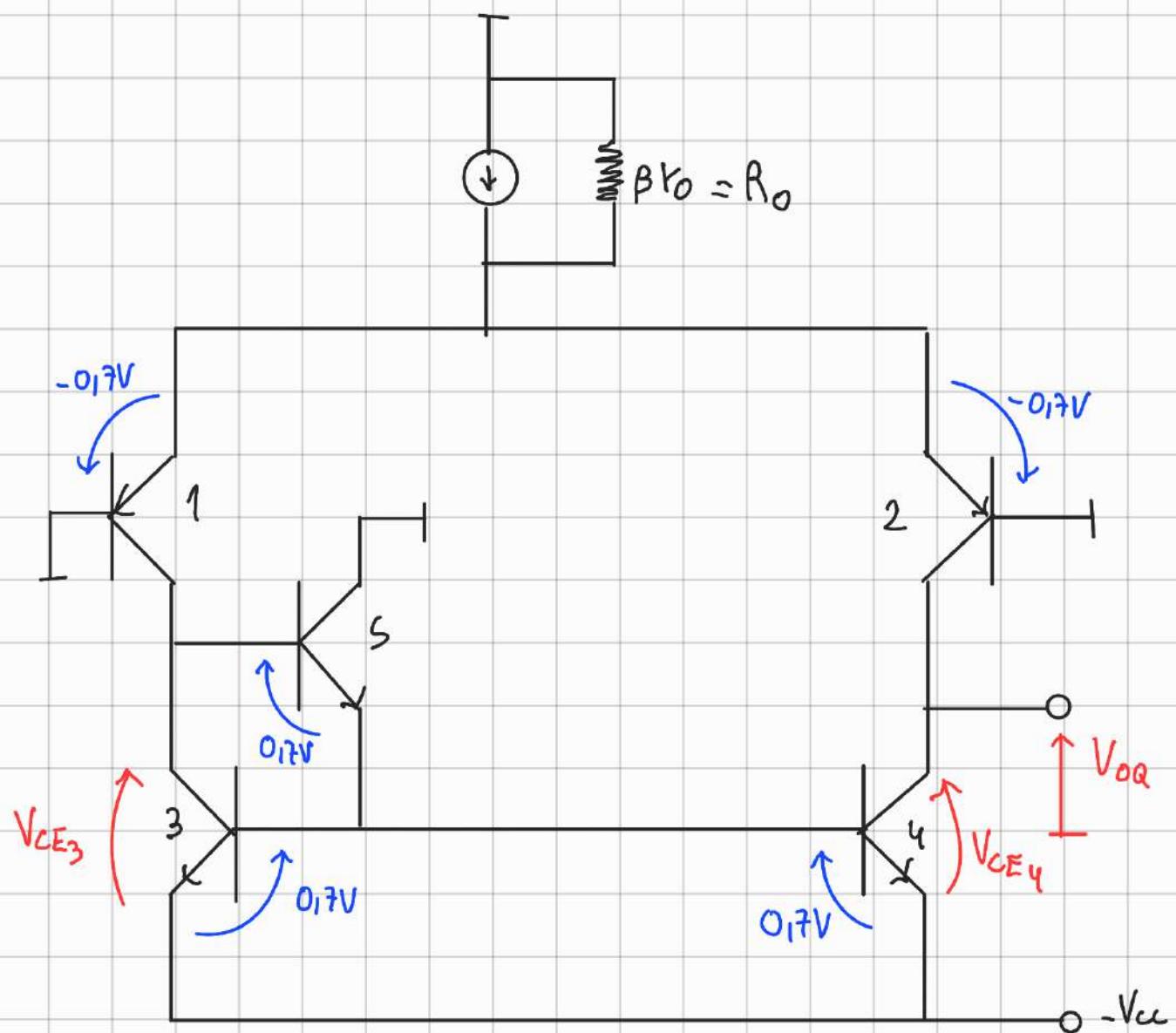
c) Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} .

2



Carga Activa: Fuente cascode con compensación a la base

La resistencia de salida de la fuente cascode R_o es $R_o \approx \beta r_o$



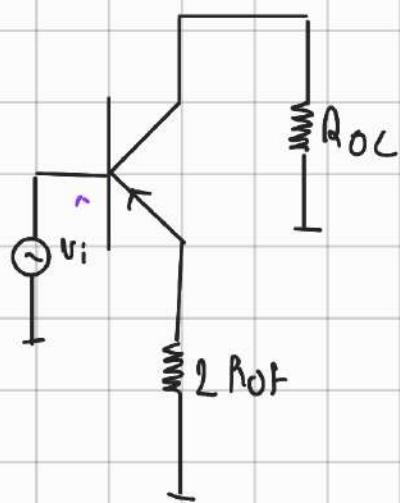
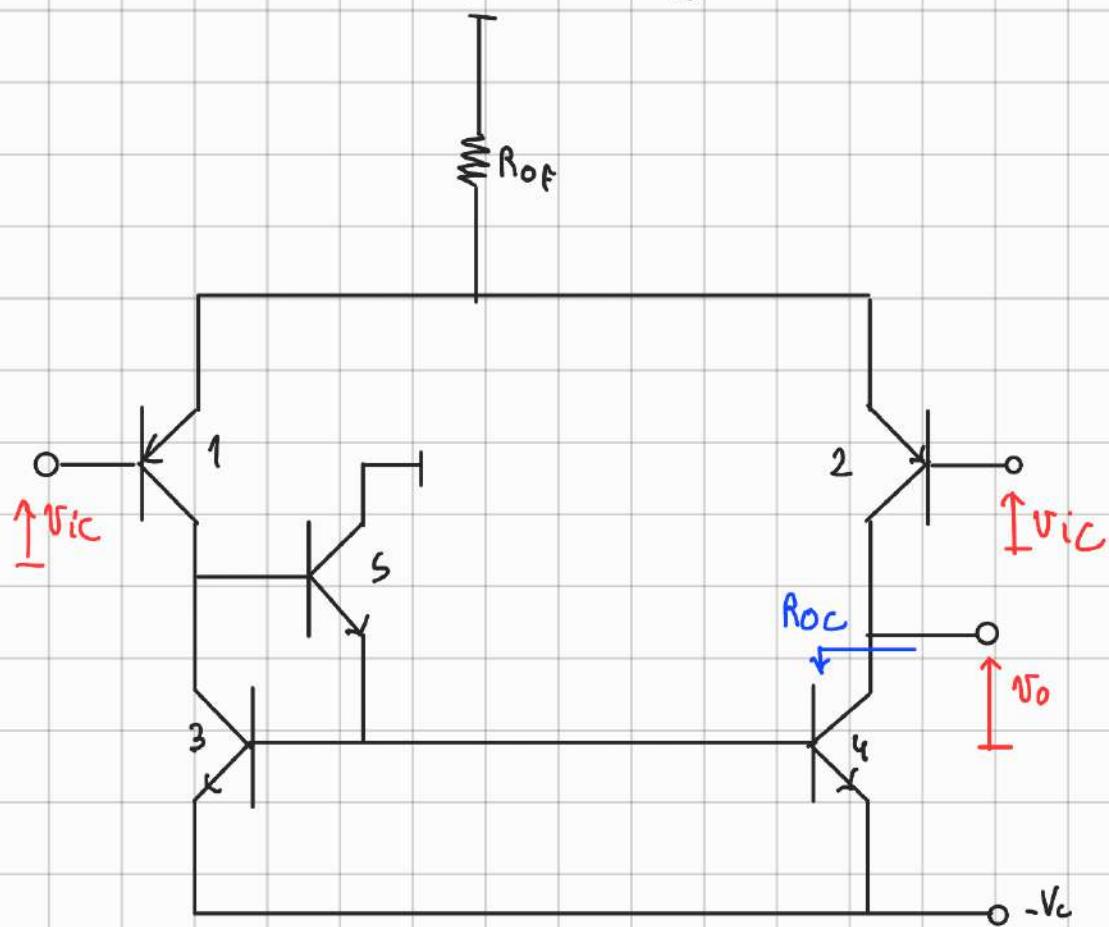
$$V_{CE3} = 1.4V$$

o Asumiendo que el circuito está correctamente balanceado: $V_{CE3} = V_{CE4}$
(idealmente)

$$V_{OQ} = -V_{CC} + V_{CE4} \approx -V_{CC} + V_{CE3} = -V_{CC} + 1.4V$$

$$\Rightarrow V_{OQ} = -V_{CC} + 1.4V$$

- La A_{vC} de la fuente cascode es más grande que la fuente simple



$$V_o = i_c \cdot R_{oc}$$

$$V_o = g_m V_{be} R_{oc}$$

$$A_{vC} = \frac{g_m R_{oc}}{1 + g_m 2R_{OF}}$$

$$V_i = V_{be} + g_m V_{be} 2R_{OF}$$

$A_{vC} \downarrow \downarrow$

$$RRMC = \frac{A_{vD}}{A_{vC}} \uparrow \uparrow$$

(b)

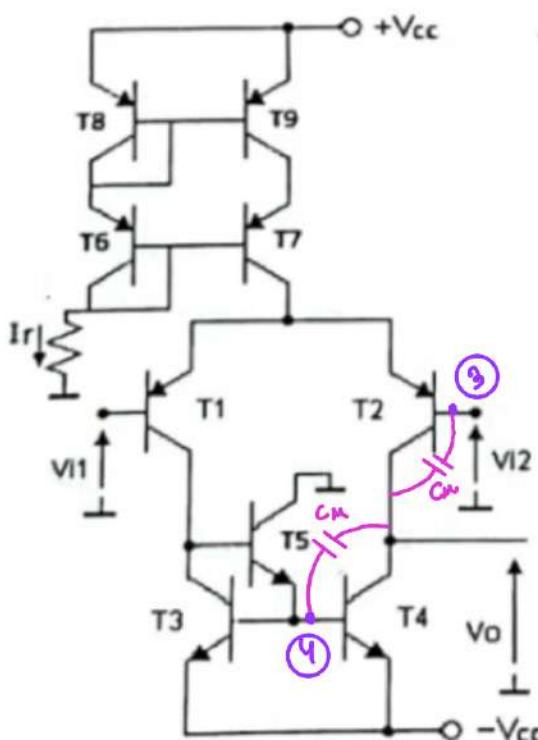
○ Por definición $I_{OFFSET} = I_{\beta_1} - I_{\beta_2}$

$$I_{OFF} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} - \frac{I_{C_2}}{\beta_2} ; \quad I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{I_R}{2}$$

Desaparición entre β_1 y β_2 es $\delta = \frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1} = 0,05 \rightarrow \delta \% = 5 \%$

$$I_{OFF} = \frac{I_R}{2} \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right) = \frac{I_R}{2} \left(\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 \beta_2} \right) = \frac{I_R}{2} \frac{\delta}{\beta_2}$$

$$\Rightarrow I_{OFF} = \frac{I_R}{2} \frac{0,05}{\beta_2}$$



(c)

$$C_{out} = C_{M_4}^* + C_{M_3}^* = 2 C_{M_4}$$

Ondas van de collector a base

\downarrow
Ondas inversas de un emisor (Common)

$$C_{M_3}^* = C_{M_3} \left(1 - \frac{V_3}{V_{out}} \right) = C_{M_3} \approx 0$$

$$R_{\text{out}} = r_{o_2} \parallel r_{o_4} = \frac{r_{o_2}}{2}$$

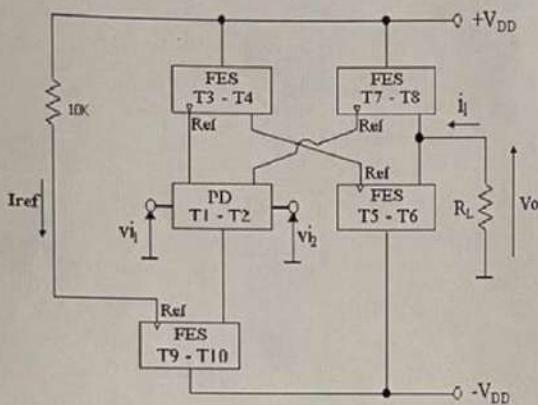
$$V_A = 100V \rightarrow r_{o_2} = r_{o_4} = 1M\Omega$$

$$I_C = 1mA$$

$$Z_{\text{out}} \approx 2 C_{\text{mu}} \left(r_{o_2} \parallel r_{o_4} \right) = 2 C_{\mu} \frac{r_o}{2} = C_{\mu} r_o = 0,2 \mu F \cdot 1 M\Omega \\ = 0,2 \cdot 10^6 \Omega$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{\text{out}} = 0,2 \mu F}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección



FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.

Todos TBJs.

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

$$\text{NPN: } V_A = 100\text{V} ; \beta_1 = 200 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

$$\text{PNP: } V_A = 50\text{V} ; \beta_2 = 50 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

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

Justificar cualitativamente :

a) La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.

b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?

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

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) Gm_d = i_1/v_{id} |_{v_o=0}$$

$$b_2) Gm_c = i_1/v_{ic} |_{v_o=0}, \text{ teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.}$$

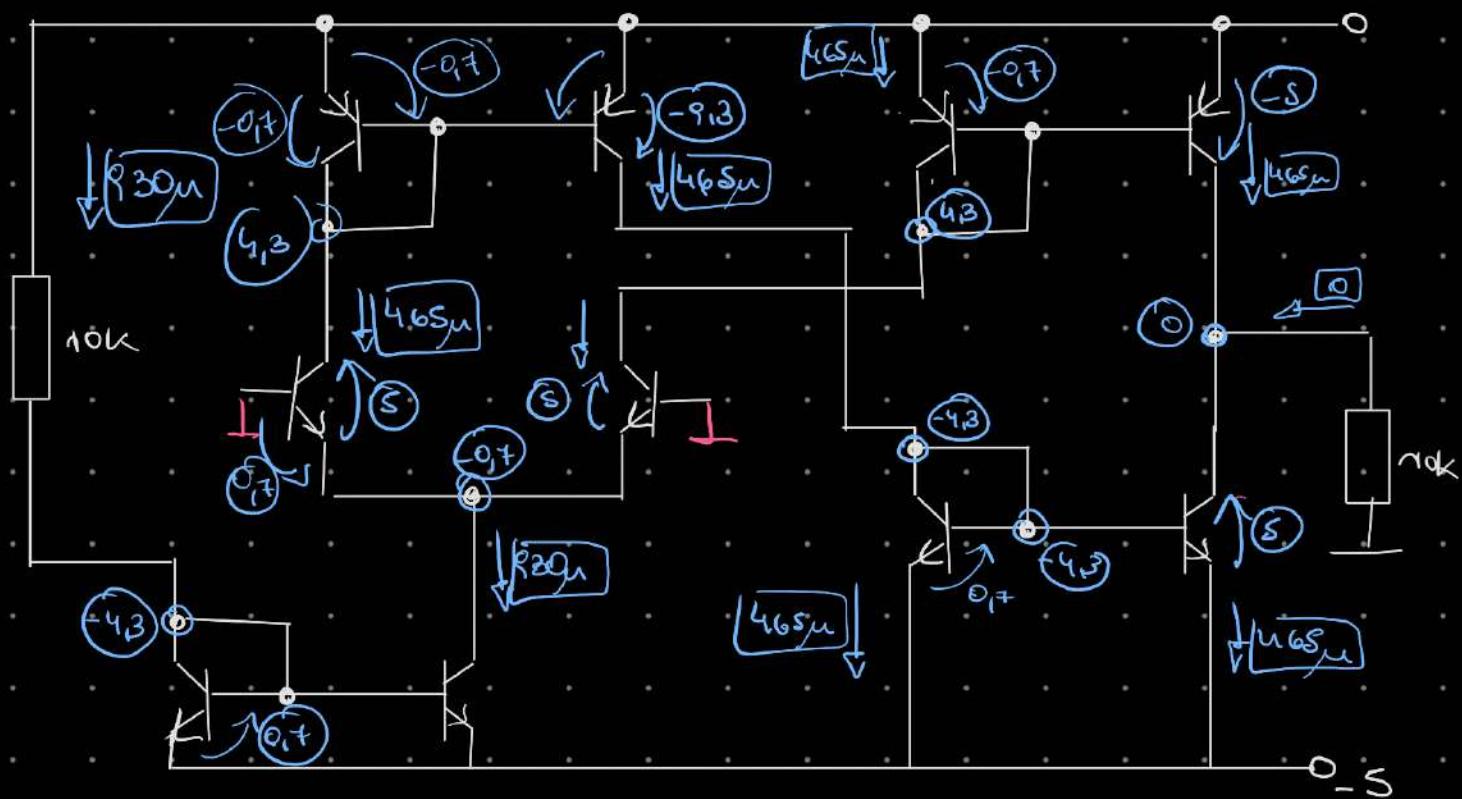
Definir y obtener la RRMC.

c) **Definir** y hallar el valor de la V_{offset} para un despareamiento entre I_{S1} e I_{S2} del 2%.

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

Polarización

5



El V_{CE} más afectado por el efecto early es el que corresponde a $\overline{T_4}$.

Por lo tanto

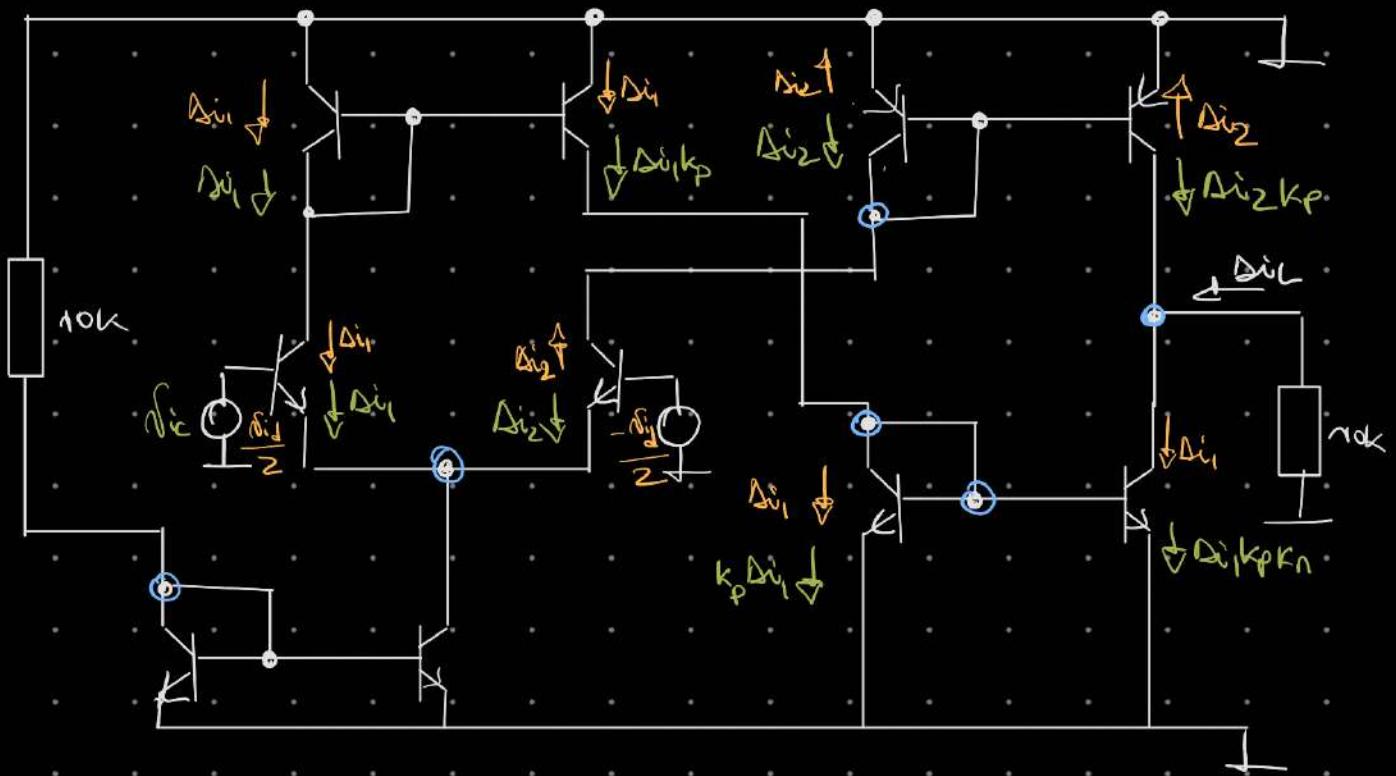
$$\frac{V_{CE}}{V_R} = \frac{q_3}{80} = 0.186$$

$$q_m = 18mA/V \quad r_{\pi} = 5.6k \quad r_{o_n} = 218k\Omega \quad 18\% \text{ de } I_c$$

$$r_{\pi T_p} = 2.7k \quad r_{o_p} = 108k\Omega$$

$$r_{o_{10}} = 108k\Omega$$

M_{GMC} en GMC



$$G_{MD} = \frac{\Delta i_L}{\Delta v_d} = \frac{\Delta i_2 + \Delta i_1}{2\sqrt{be}} = \frac{2I_{ic}}{2\sqrt{be}} = g_m = 18 \text{ mA/V}$$

$$\begin{aligned} G_{MC} &= \frac{\Delta i_L}{\Delta v_c} = \frac{\Delta i_1 k_p k_n - \Delta i_2 k_p}{\Delta v_c} = \frac{i_c k_p (k_n - 1)}{2R_{of}} \\ &= \frac{1}{2R_{of}} k_p (k_n - 1) = -44.1 \text{ nA/V} \end{aligned}$$

FACTORE DE CORTE

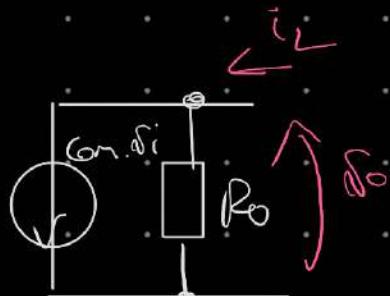
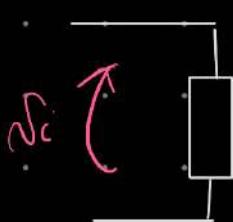
$$k_p = \frac{\beta_p}{\beta_p + 2} = \frac{s_0}{s_2}$$

$$k_n = \frac{\beta_n}{\beta_n + 2} = \frac{s_0}{s_1}$$

$$RR_{MC} = \left(\frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right) = \left| \frac{-G_{MD} \cdot R_{oPL}}{-G_{MC} R_{oL}} \right| = \left| \frac{G_{MD}}{G_{MC}} \right|$$

$$RR_{MC} = 6$$

$$i_c = \frac{I_{ic} g_m}{1 + g_m 2R_{of}} \approx \frac{I_{ic}}{2R_{of}}$$



$$\textcircled{c} \quad V_{\text{off}} \quad \text{para} \quad \frac{I_{S2} - I_{S1}}{I_{S1}} = 0.02$$

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BC}}{V_{Th}}}$$

$$V_{\text{off}} = V_{BC1} - V_{B2} = V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

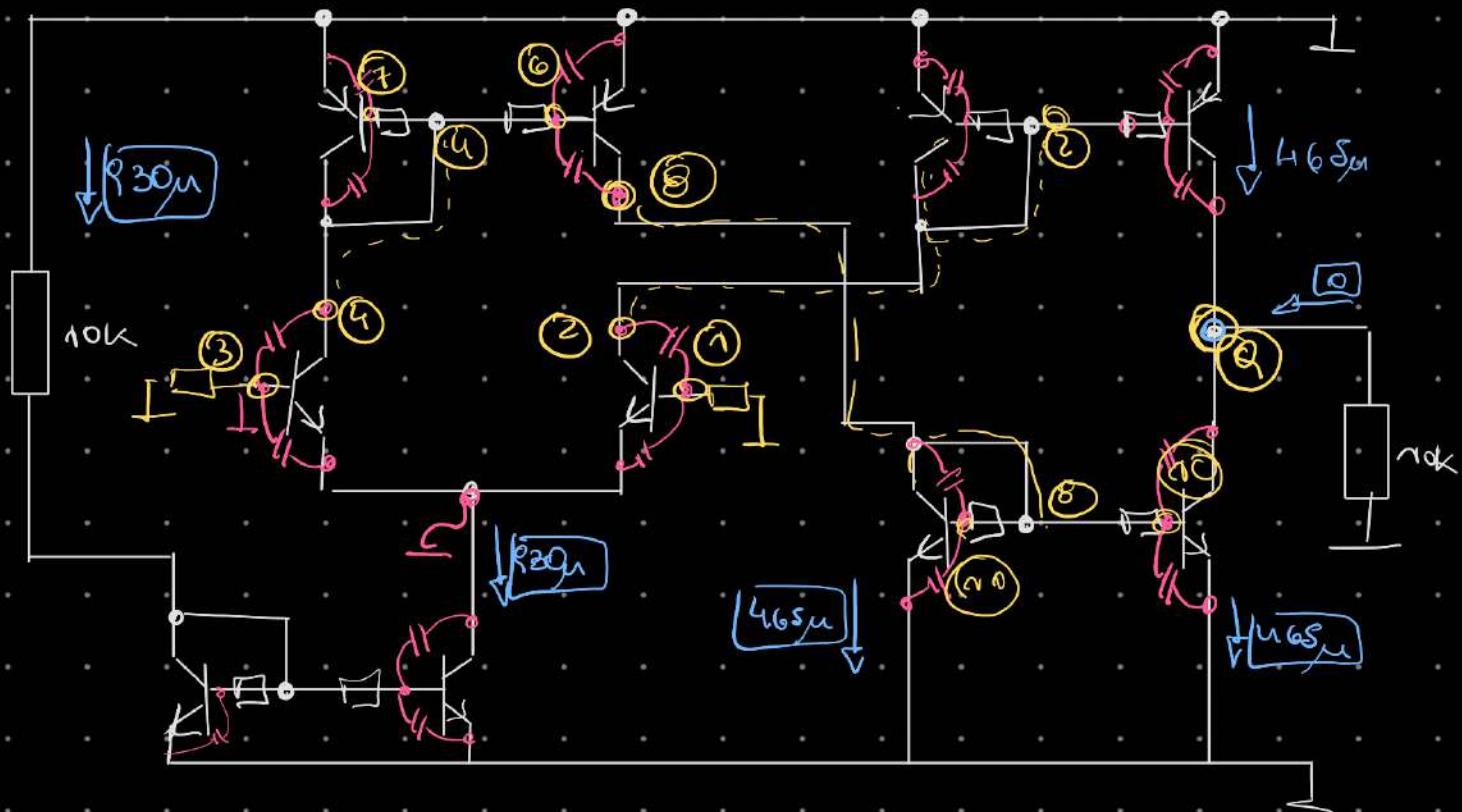
$$= V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{C2}} \right)$$

$$= V_{Th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = V_{Th} \ln(0.02)$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 0.02 \quad V_{\text{off}} = 0.1 \text{ mV}$$

d

fh para And



ENTRÉE $\textcircled{10}$

La capacidad puede
llegar a ser alta

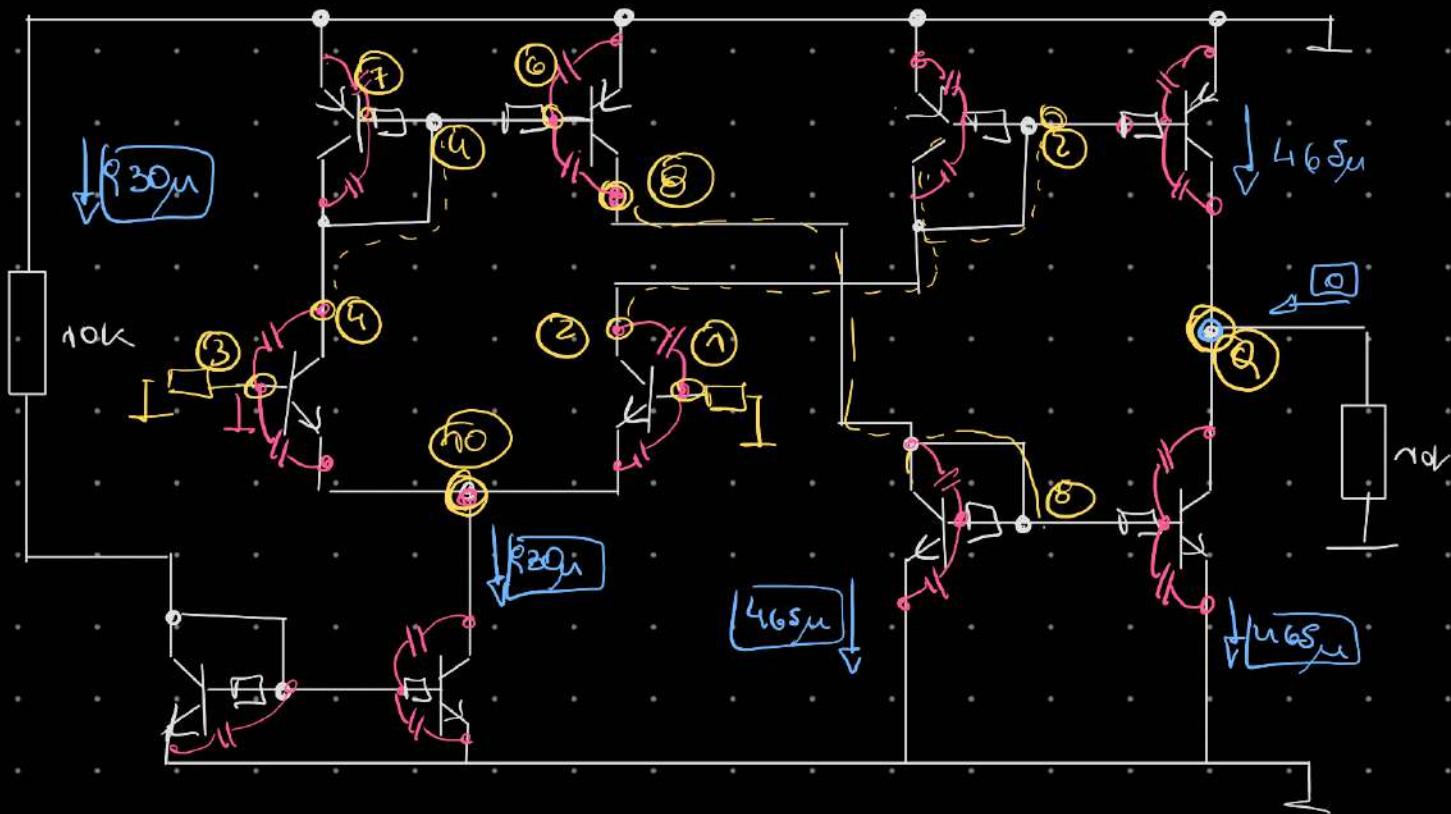
$\textcircled{10}$

El modo que se ve es ver
la resistencia equivalente
más grande (el resto
tiene resistencias del
orden de r_x).

V

La capacidad del
 $\textcircled{10}$ supera a la resistencia del $\textcircled{10}$

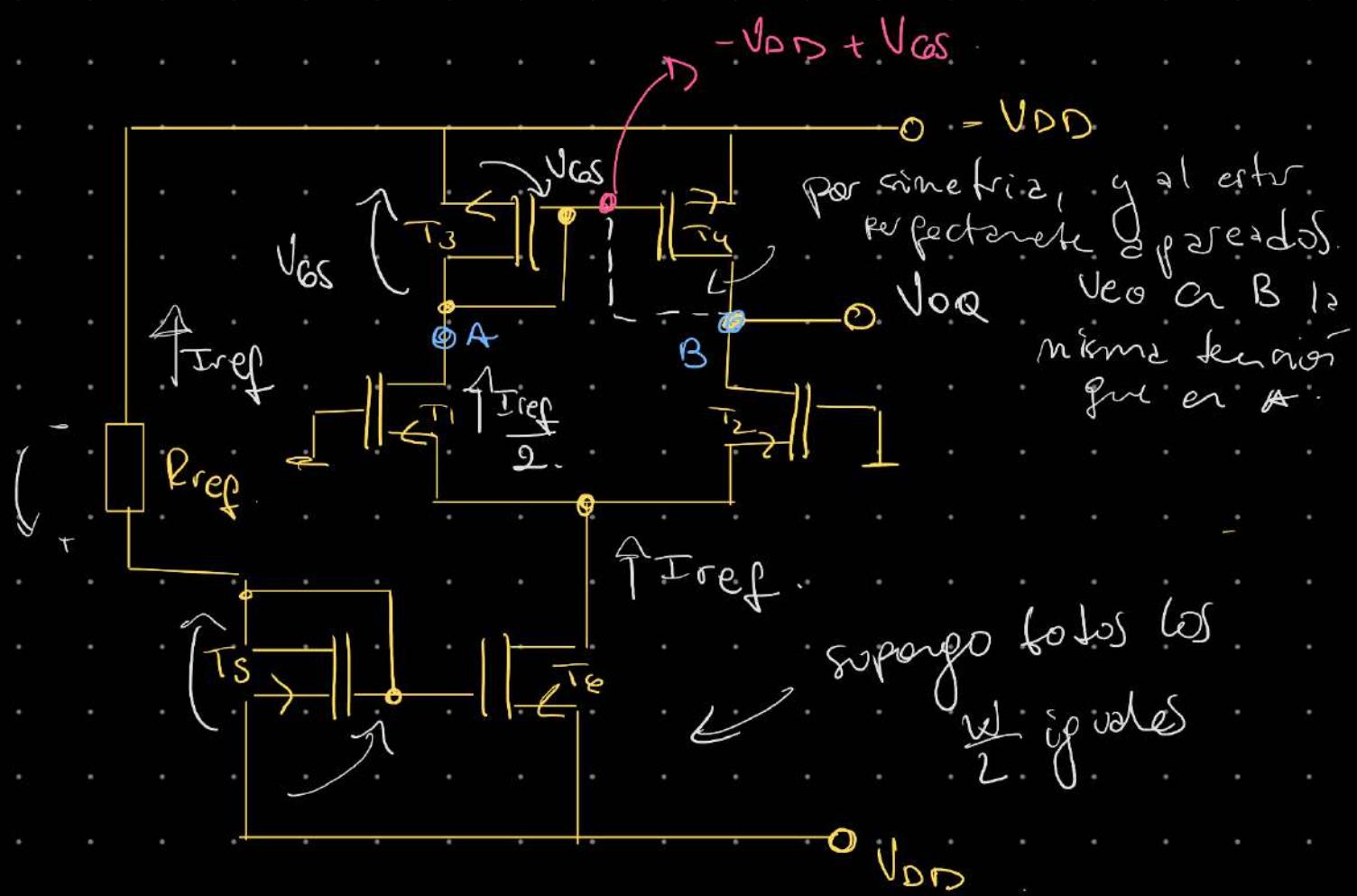
for para Ans



(10) Probablemente no llegue completo con (9) basta
con de TIO, y seg. Tel orden FT.

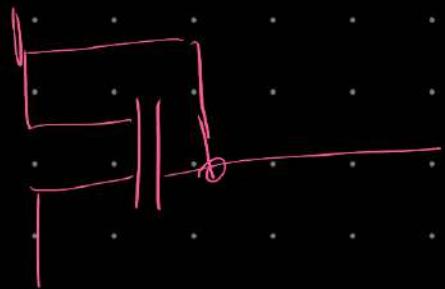
o Cero?

2



$$V_{OQ} = -V_{DD} + V_{GS} = -V_{DD} + \left(\sqrt{\frac{I_D}{k\omega}} + V_T \right)$$

$$V_{OQ} = -V_{D,D} + \sqrt{\frac{I_{ref}}{2k\omega_L}} + V_T$$



$$V_{DSAT} \rightarrow V_{DS} - V_T$$

$$V_{DS} \rightarrow V_{DS} - V_T$$

$$0 \rightarrow -V_T$$

Y no se

bien que

ser canal

inductivo

B/Fotocopia

2/2017 3º Fecha 14/2/18

Eval. integradora - ~~██████████~~ - ~~██████████~~

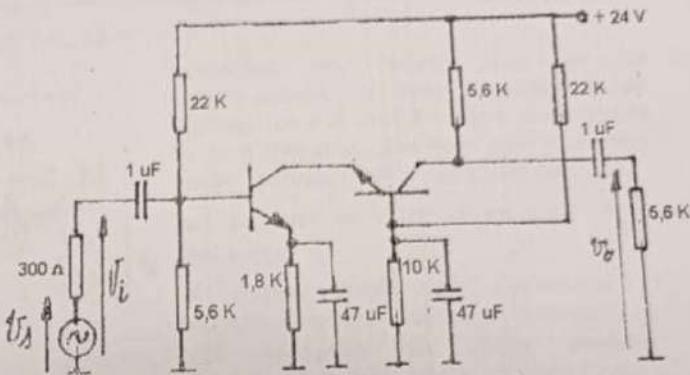
66.08 - Circuitos Electrónicos I
86.06 - Circuitos Electrónicos

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
		T N			

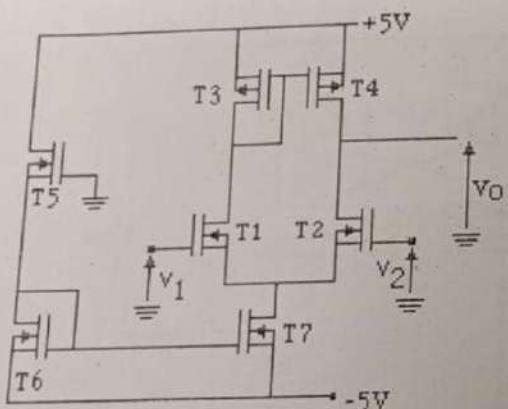
1.- $\beta = 200$; $r_x = 200 \Omega$;
 $f_t = 300 \text{ MHz}$; $C_{\mu} = 1 \text{ pF}$

● Obtener por inspección, los valores de A_v y A_{v_s} a frecuencias medias.

● Justificar mediante un análisis cualitativo cuál o cuales serán los nodos potencialmente dominantes en la respuesta en alta frecuencia
 Obtener el valor de f_h garantizable.



2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1.5V$; $k' = 200 \mu A/V^2$; $\lambda = 0.01 V^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 20$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$

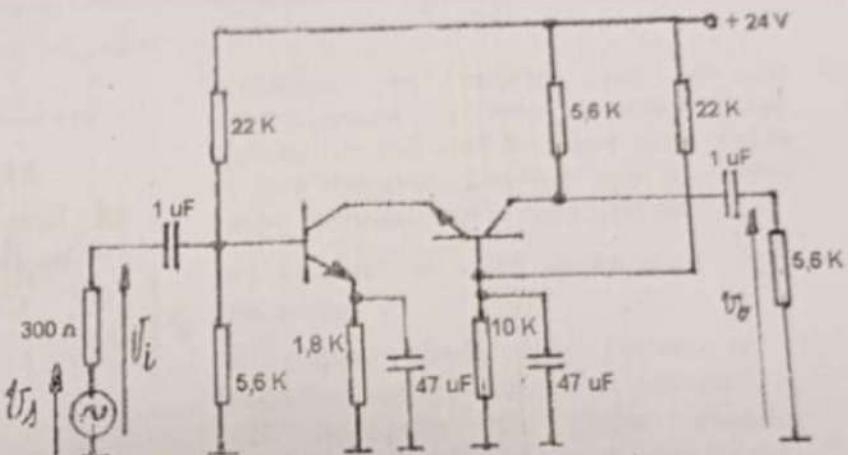


- a) Obtener las corrientes de reposo. Justificar cualitativamente el valor de V_{OQ} .
- b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar en el circuito todos los sentidos de referencia de tensiones y corrientes. Definir y obtener por inspección el valor de la amplificación de tensión para entrada diferencial y común, A_{vd} y A_{vc} . Definir y obtener la RRMC en dB.
- c) Definir y obtener los valores del rango de tensión de modo común.

1. - $\beta = 200$; $r_x = 200 \Omega$;
 $f_T = 300 \text{ MHz}$; $C_o = 1 \text{ pF}$

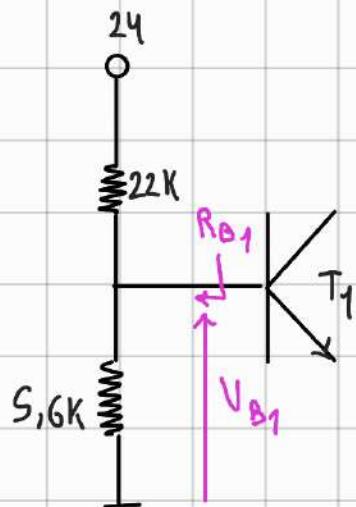
● Obtener por inspección, los valores de A_v y A_{v_s} a frecuencias medias.

● Justificar mediante un análisis cualitativo cuál o cuales serán los nodos potencialmente dominantes en la respuesta en alta frecuencia
 Obtener el valor de f_h garantizable.



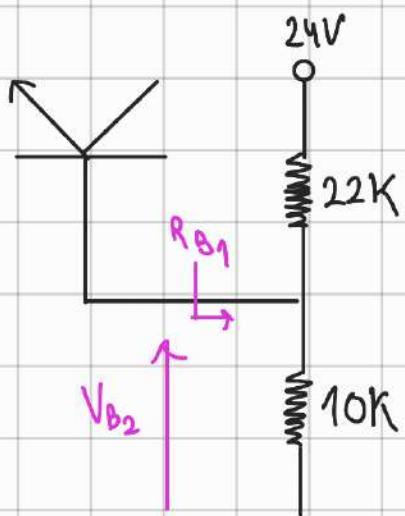
2)

Hacer un Thevenin en cada base



$$V_{B1} = 24 \cdot \frac{5.6K}{22K + 5.6K} = 4.9V \approx 5V$$

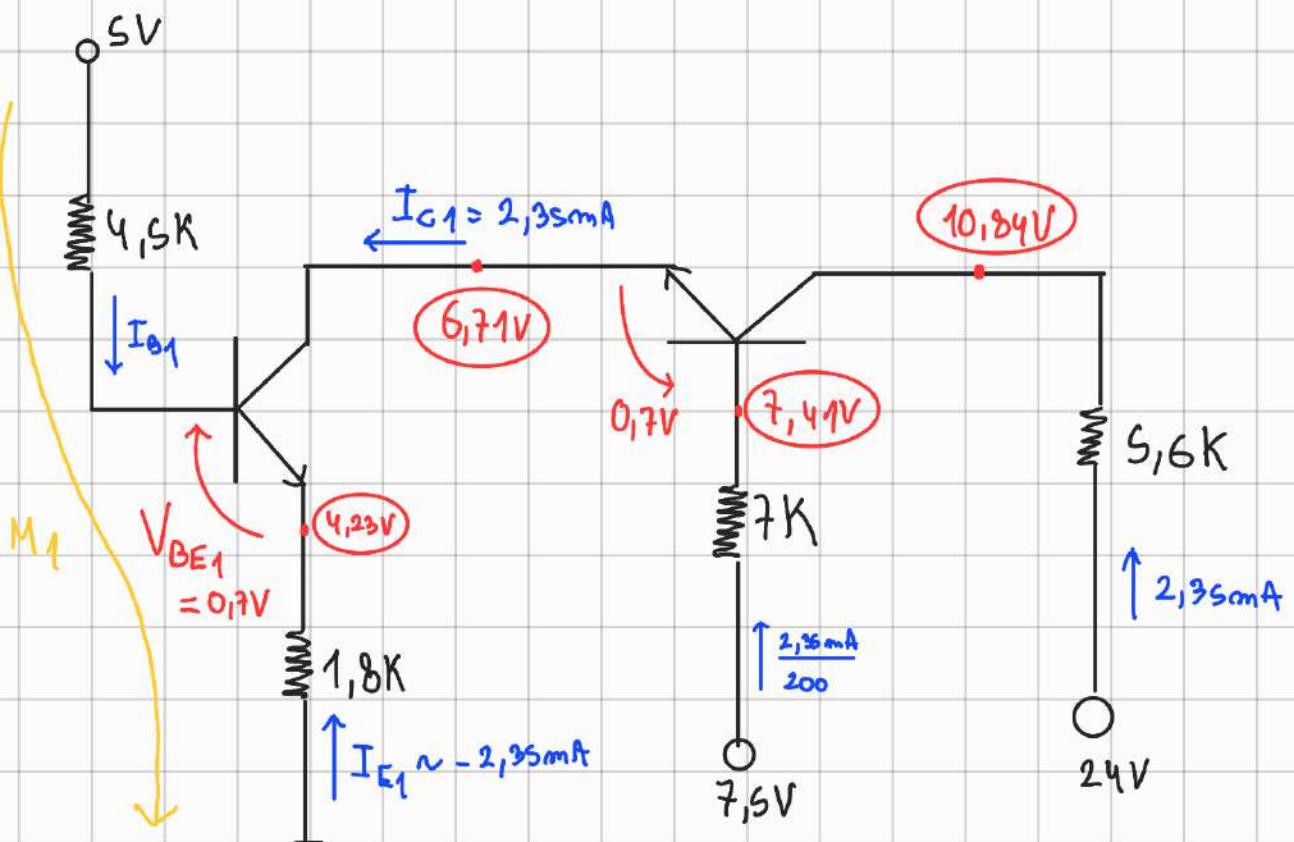
$$R_{B1} = 22K \parallel 5.6K \approx 4.5K$$



$$V_{B2} = 24V \cdot \frac{10K}{10K + 22K} = 7.5V$$

$$R_{B2} \approx 7K$$

Polarización a frecuencias medianas



Los transistores están en MÁD: $V_{BE1} = 0.7V$, $I_C = \beta I_B$, $I_E \sim -I_C$

$$M_1: 5V - \frac{I_C 4.5k - 0.7V - I_C \cdot 1.8k}{\beta} = 0$$

$$I_{C1} = \frac{5V - 0.7V}{\frac{4.5k}{200} + 1.8k} = 2.35mA$$

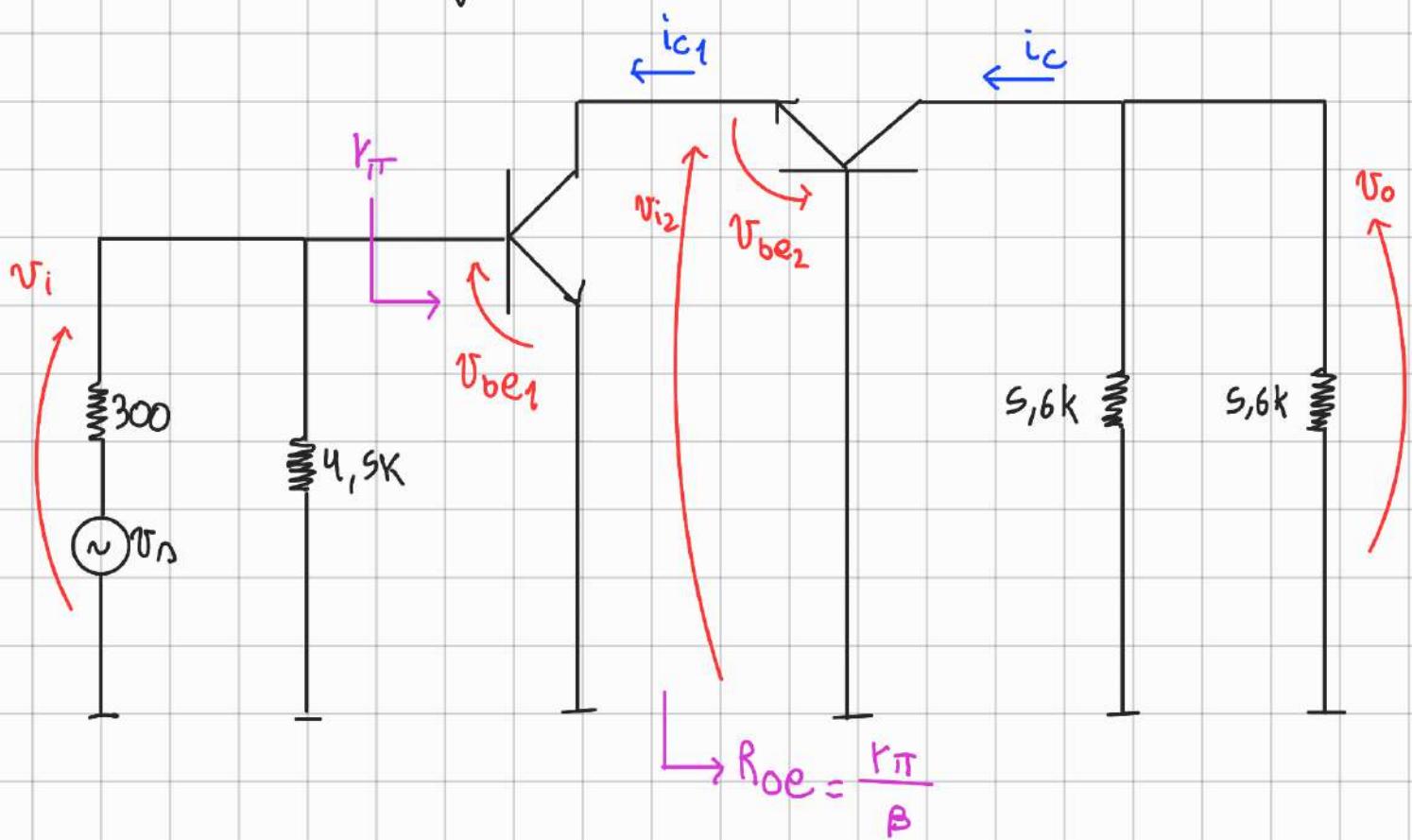
Con estos valores obtengo el resto de los parámetros.

Se comprueba que para ambos transistores $V_{CE} > V_{CE(\text{sat})} = 0.7V$

Direñal (Frecuencias medianas)

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1}{25mV} \cdot 2,35mA = 94mA \frac{V}{V}$$

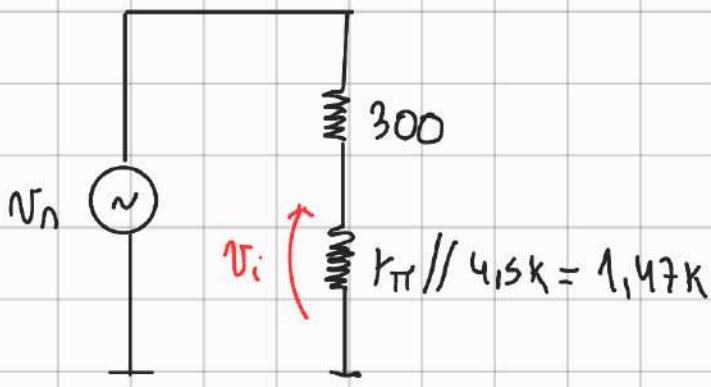
$$Y_{\pi_1} = Y_{\pi_2} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{200}{94mA} \approx 2,12K$$



$$A_{Vi_1} = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-i_C R_{OE}}{V_{be}} = \frac{-g_{m1} V_{be}}{V_{be}} \frac{r_\pi}{\beta} = -94mA \frac{V}{V} \frac{2,2K}{200} \approx -1$$

$$A_{Vi_2} = \frac{V_o}{V_{i_2}} = \frac{-i_C \cdot 2,8k}{-V_{be}} = \frac{-g_{m2} V_{be} \cdot 2,8k}{-V_{be}} = 94mA \frac{2,8K}{V} = 263,2$$

$$A_V = A_{Vi_1} \cdot A_{Vi_2} = \frac{V_{o1}}{V_i} \frac{V_o}{V_{o1}} = \frac{V_o}{V_i} = -263,2$$



$$V_i = V_o \cdot \frac{1,47k}{1,47k + 300} = 0,83V_o$$

$$A_{V_o} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{\frac{V_i}{T_i}} = T_i \quad A_V = 0,83 \cdot (-263,2) = -218,46$$

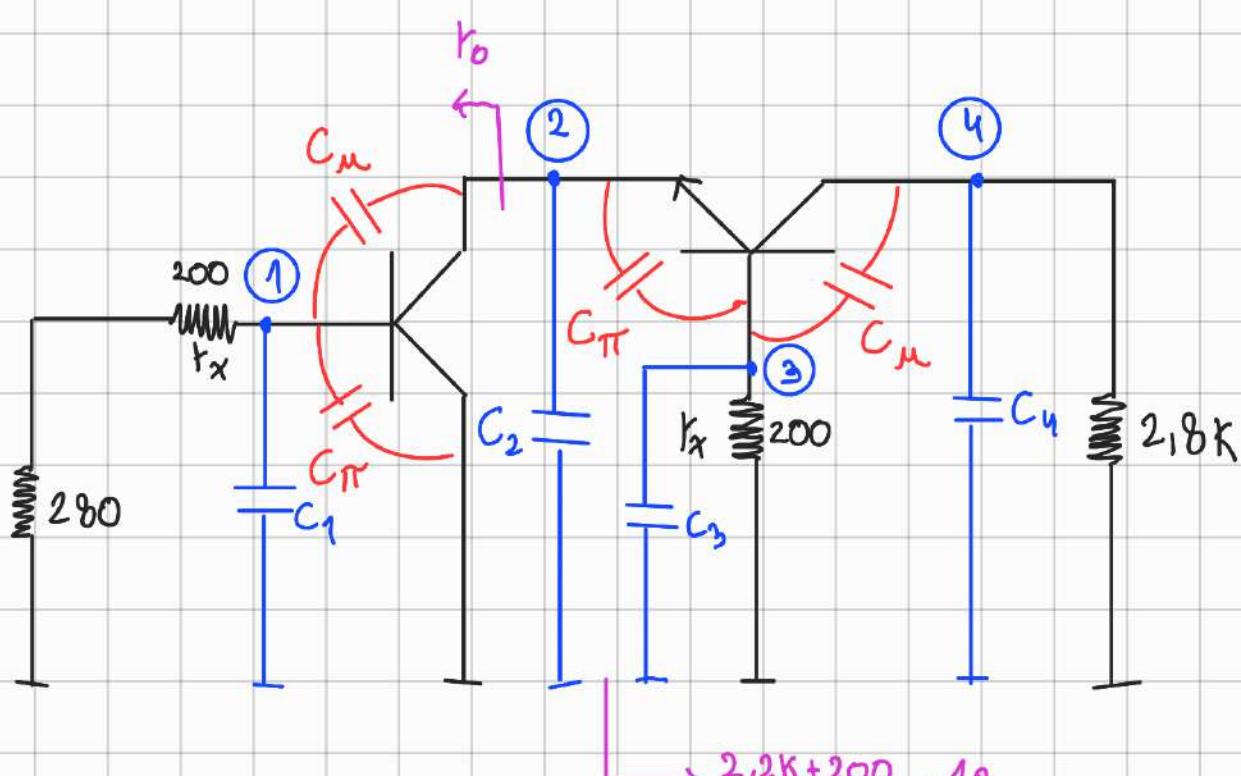
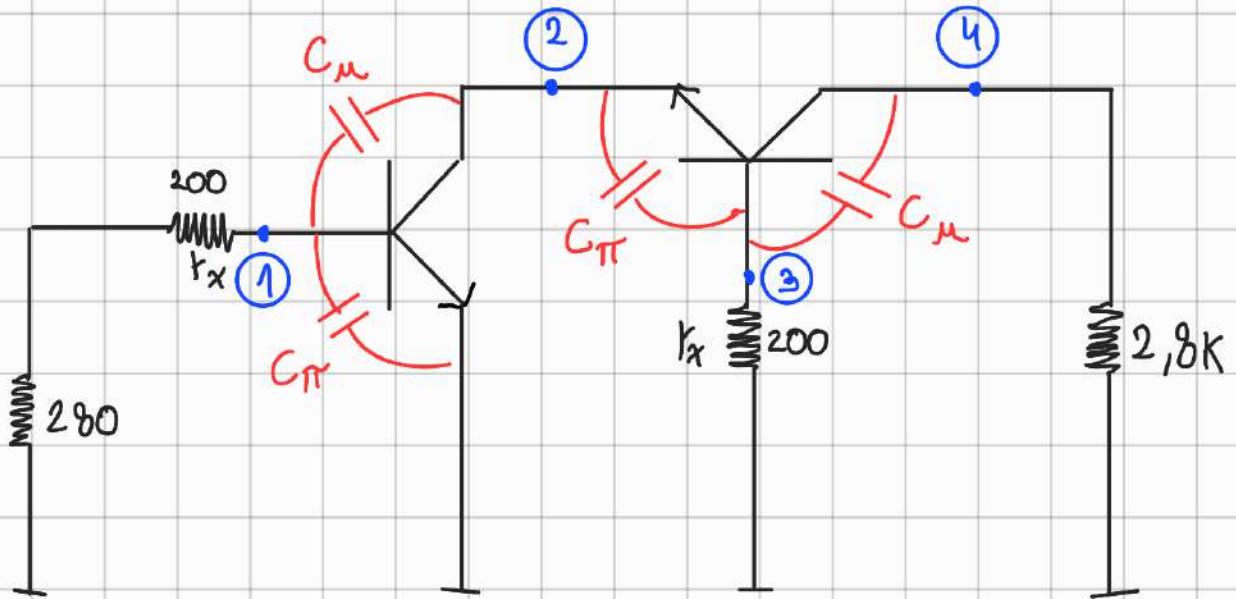
$$\Rightarrow \boxed{A_V = -263,2 \quad A_{V_o} = -218,46}$$

b)

Otros F recuencias:

- Capacitancias externas se comportan como cortocircuitos
- Importante considerar el efecto de r_x en los losses
- Predominan las capacitancias parásitas

$$C_M = 1 \mu F \quad C_T = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_M = \frac{94 \frac{mA}{V}}{2\pi \cdot 300 \text{MHz}} \approx 50 \mu F$$



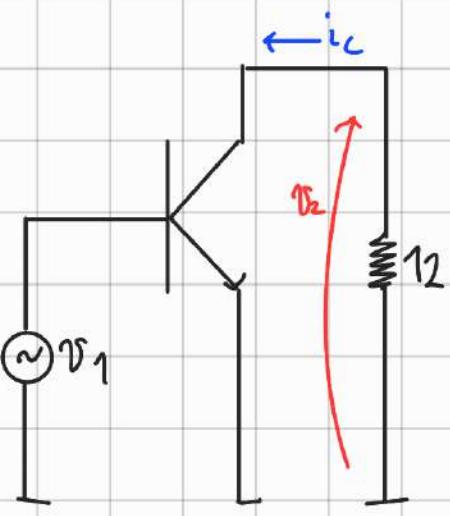
- Los modos potencialmente nulos son el ① y ③ ya que los modos lodos con r_x y al reflejarse las capacidades se vuelven grandes
- El ② es el menos probable ya que es un modo de emisor (baja resistencia)
- El ④ tampoco es muy fuerte tiene baja capacidad

①

$$C_1 = C_{\pi} + C_{\mu}^*$$

$$C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 - A_v\right) = C_{\mu} \left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right)$$

$$C_{\mu}^* = C_{\mu} \left(1 + 1,13\right) \approx 1 \text{ pF} \cdot 2,13 = 2,13 \text{ pF}$$

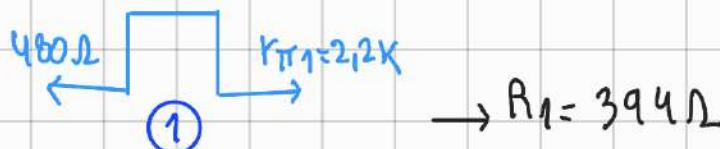


$$V_2 = -g_m V_1 \cdot 12 \Omega$$

$$C_1 = C_{\mu}^* + C_{\pi} = 2,13 \text{ pF} + 50 \text{ pF} = 52,13 \text{ pF}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -g_m \cdot 12 \Omega = 1,13$$

94 mV/V



$$V_1 = 394 \Omega \cdot 52,13 \text{ pF} = 20,54 \text{ mV}$$

$$\rightarrow f_{ch1} = \frac{1}{2\pi \cdot r_1} = 7,75 \text{ MHz}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = 44 \text{ k}\Omega$$

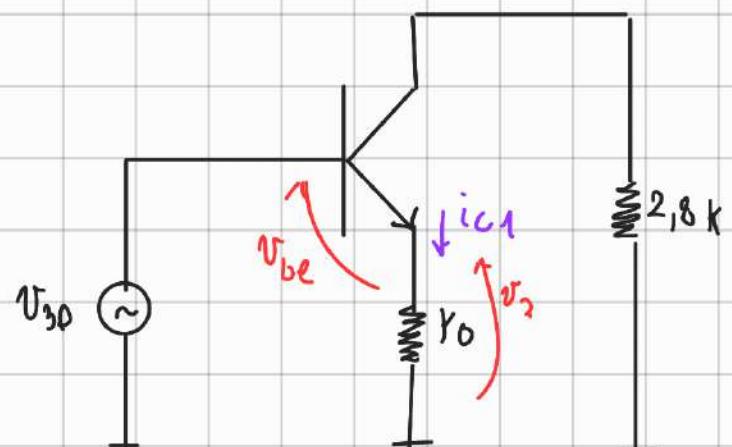
③

$$C_3 = C_{\pi 2}^* + C_{\mu 2}^*$$

$$C_{\pi 2}^* = C_{\pi} \left(1 - \frac{V_2}{V_{3p}}\right)$$

$$V_{3p} - V_{be} - V_2 = 0$$

$$V_2 = i_C r_o = g_m V_{be} \cdot r_o$$

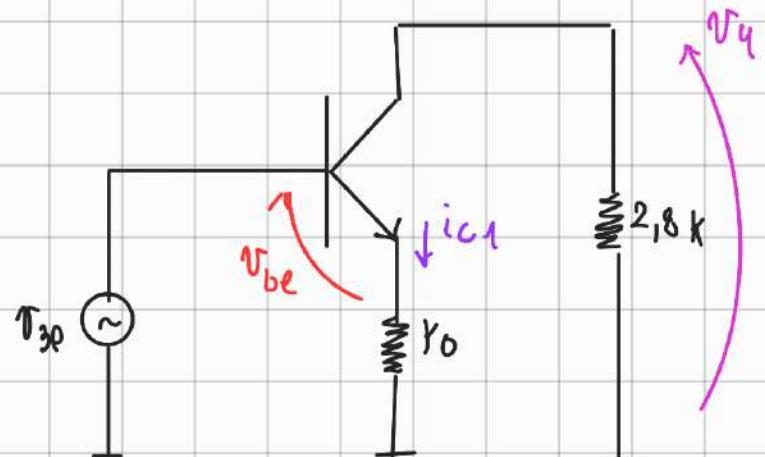


$$U_{3P} - U_2 + \frac{U_2}{g_m r_o} = \frac{1 + g_m r_o}{g_m r_o} \rightarrow \frac{U_2}{U_{3P}} = \frac{g_m r_o}{1 + g_m r_o} \approx 1$$

$$C_{\pi_2^*} = 0$$

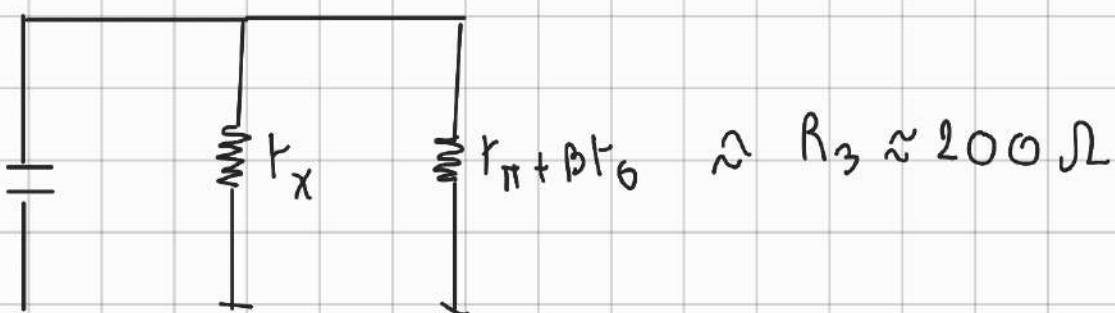
$$C_{\mu_2^*} = C_{\mu_2} \left(1 - \frac{U_q}{U_{3P}} \right) = C_{\mu_2}$$

$$\frac{U_2}{U_{3P}} = \frac{-g_m 2,8k}{1 + g_m \cdot r_o} \approx 0$$



$$C_3 = C_{\pi_2^*} + C_{\mu_2^*} = C_{\pi_2} + C_{\mu_2} = 51 \text{ pF}$$

R₃:

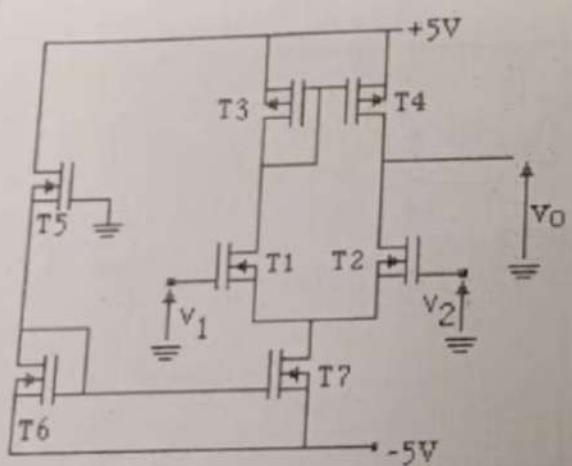


$$Y_3 = 51 \text{ pF} \cdot 200 \Omega = 10,2 \text{ m} \Omega$$

$$f_{Ch2} = \frac{1}{2\pi Y_3} = 15,6 \text{ MHz}$$

$$\Rightarrow f_h = f_{Ch1}$$

2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1,5V$; $k' = 200\mu A/V^2$; $\lambda = 0,01 V^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 20$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$

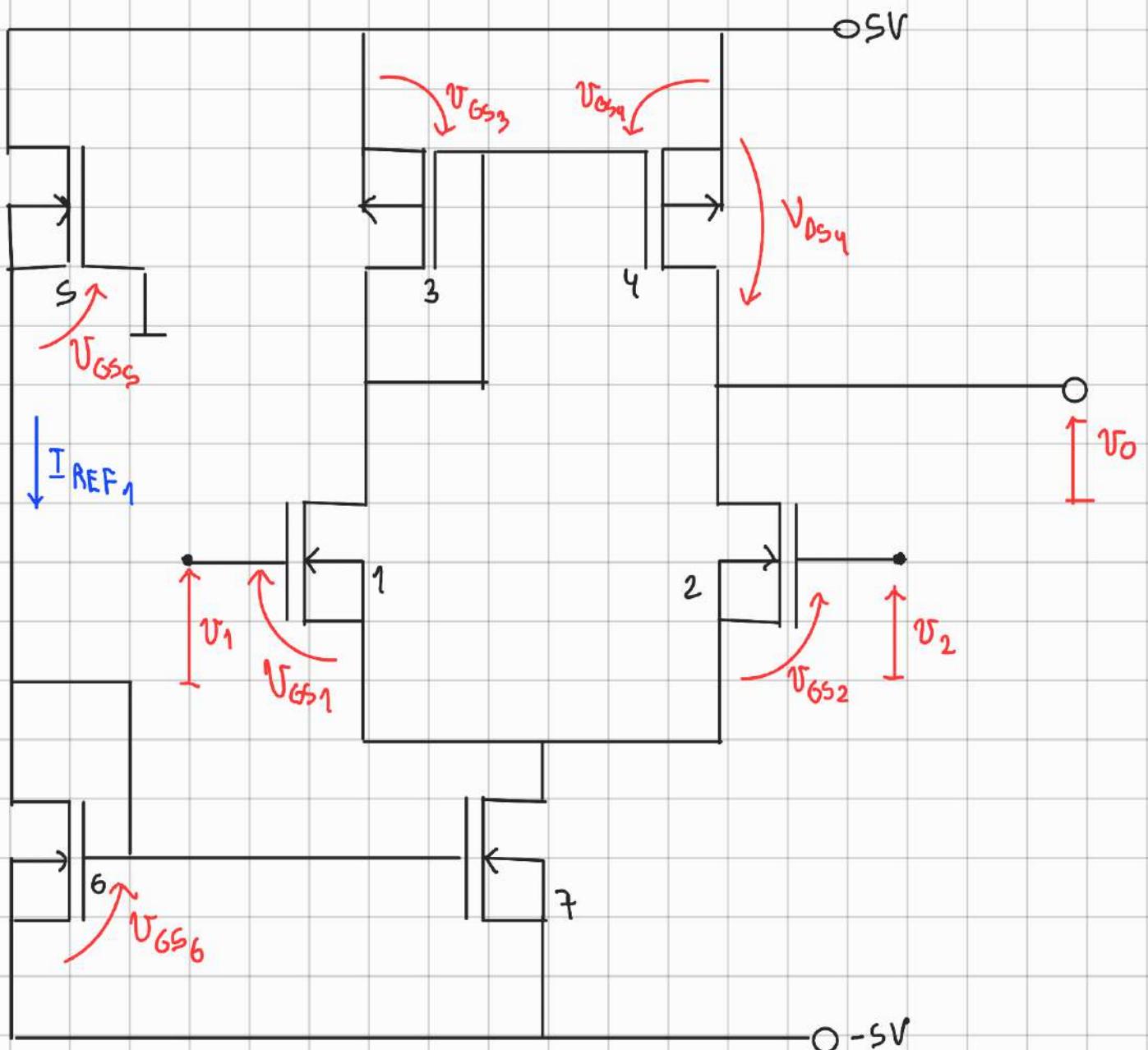


- a) Obtener las corrientes de reposo. Justificar cualitativamente el valor de V_{OQ} .
- b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar en el circuito todos los sentidos de referencia de tensiones y corrientes. Definir y obtener por inspección el valor de la amplificación de tensión para entrada diferencial y común, A_{vd} y A_{vc} . Definir y obtener la RRMC en dB.
- c) Definir y obtener los valores del rango de tensión de modo común.

2)

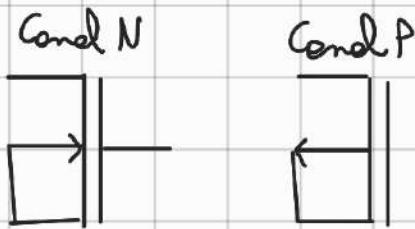
$$V_T = \pm 1,5V ; k' = 200 \frac{\mu A}{V^2} ; \lambda = 0,01 V^{-1} ; (W/L)_{1,2,3,4} = 20$$

$$(W/L)_{5,6,7} = 2$$



O De la malla de la yuxtapuesta

$$-SV + V_{GS_6} + V_{GS_5} = 0 \rightarrow \text{Como } T_S = T_6 \rightarrow V_{GS_5} = V_{GS_6} = 2,5V$$



inductores



$$I_{REF} = I_{D6} = I_{D7} = K' \left(\frac{W}{L} \right)_S (V_{GS_5} - V_T)^2$$

$$= 200 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 2 \cdot (2,5 - 1,5)^2 \\ = 400 \mu A$$

$$\circ \left(\frac{W}{L} \right)_6 = \left(\frac{W}{L} \right)_7 \rightarrow I_{D6} = I_{D7}$$

$$\circ \text{Por diferencial simétrico: } I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{D7}}{2} \approx 200 \mu A$$

$$\circ I_{D1} = K' \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS_1} - V_T)^2$$

$$V_{GS_1} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K' \left(\frac{W}{L} \right)_1}} \pm V_T = \pm \sqrt{\frac{200 \mu A}{\frac{200 \mu A \cdot 20}{V^2}}} + 1,5V$$

1,27

$\boxed{1,72} > V_T$

○ $V_{GS_1} = V_{GS_2}$ pues $I_{D_1} = I_{D_2}$

○ Como T_3 y T_4 son canal P ($T_3 = T_4$) con $V_T = -1,5V$

modo círculo
nórdico
modo T

$$I_{D_3} = I_{D_4} = K' \left(\frac{w}{L} \right)_3 (V_{GS_3} - V_T)^2 \quad \leftarrow \text{Despejar el } \lambda \text{ que } 10V \cdot 0,01 = 0,1$$

$$V_{GS_3} = V_T \pm \sqrt{\frac{I_{D_3}}{K' \left(\frac{w}{L} \right)_S}} = -1,5V \pm \sqrt{\frac{200 \mu A}{200 \mu A \cdot 20 V^2}} \quad \left\{ \begin{array}{l} -1,72 \\ 1,27 \end{array} \right.$$

○ Dado que $I_{D_3} = I_{D_4} \rightarrow V_{GS_3} = V_{GS_4}$

○ Como T_3 tiene el gate y drain contracambiados $\rightarrow V_{DS_3} = (5V - 1,72V) - 5V$

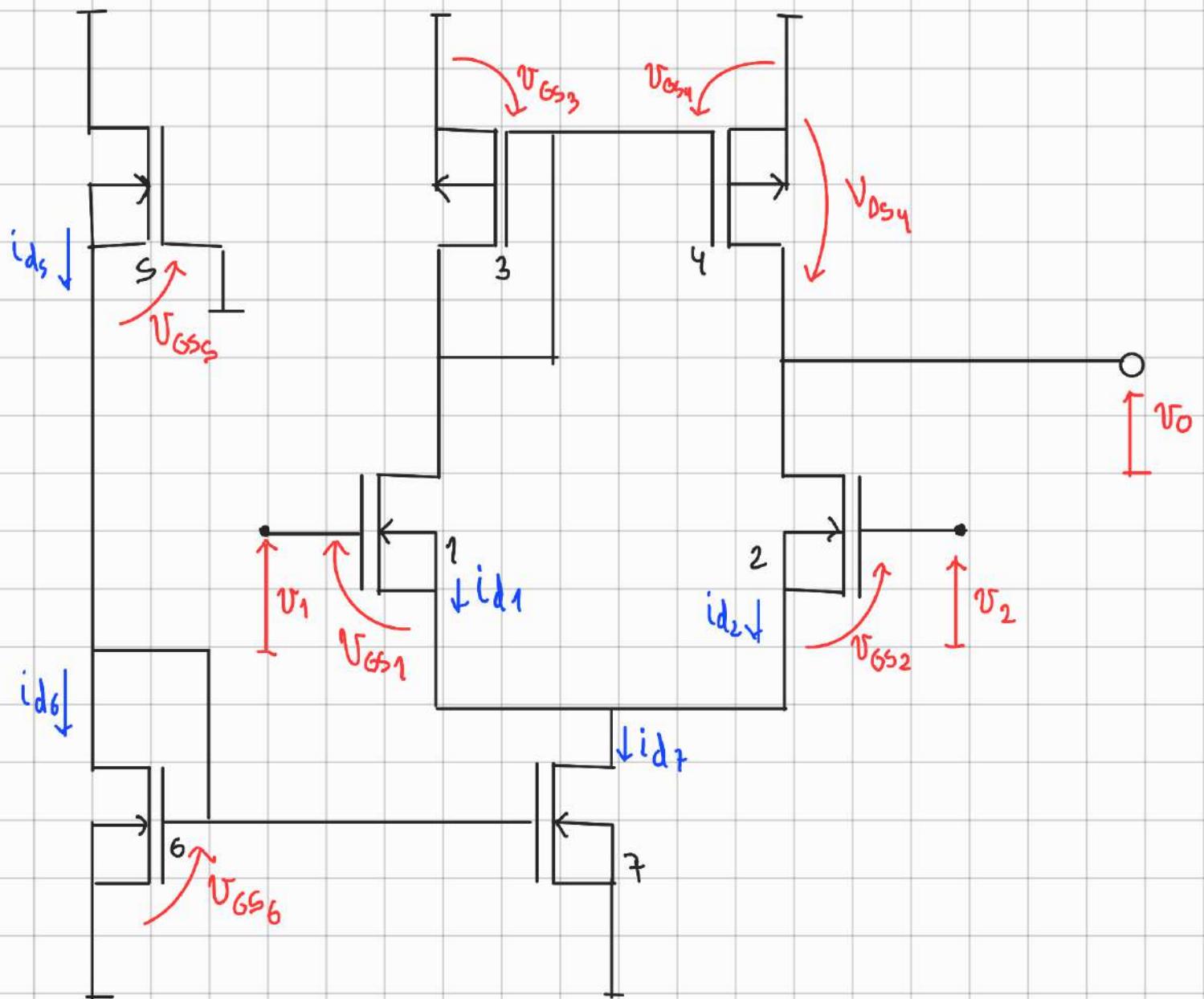
$$V_{DS_3} = -1,72$$

○ Como $T_3 = T_4$ y están apagados, sabemos que $V_{DS_3} = V_{DS_4}$

○ Finalmente $V_{OQ} = 5V + V_{DS_4} = 5V - 1,72V = 3,28V$

$$\Rightarrow \boxed{V_{OQ} = 3,28V}$$

b)

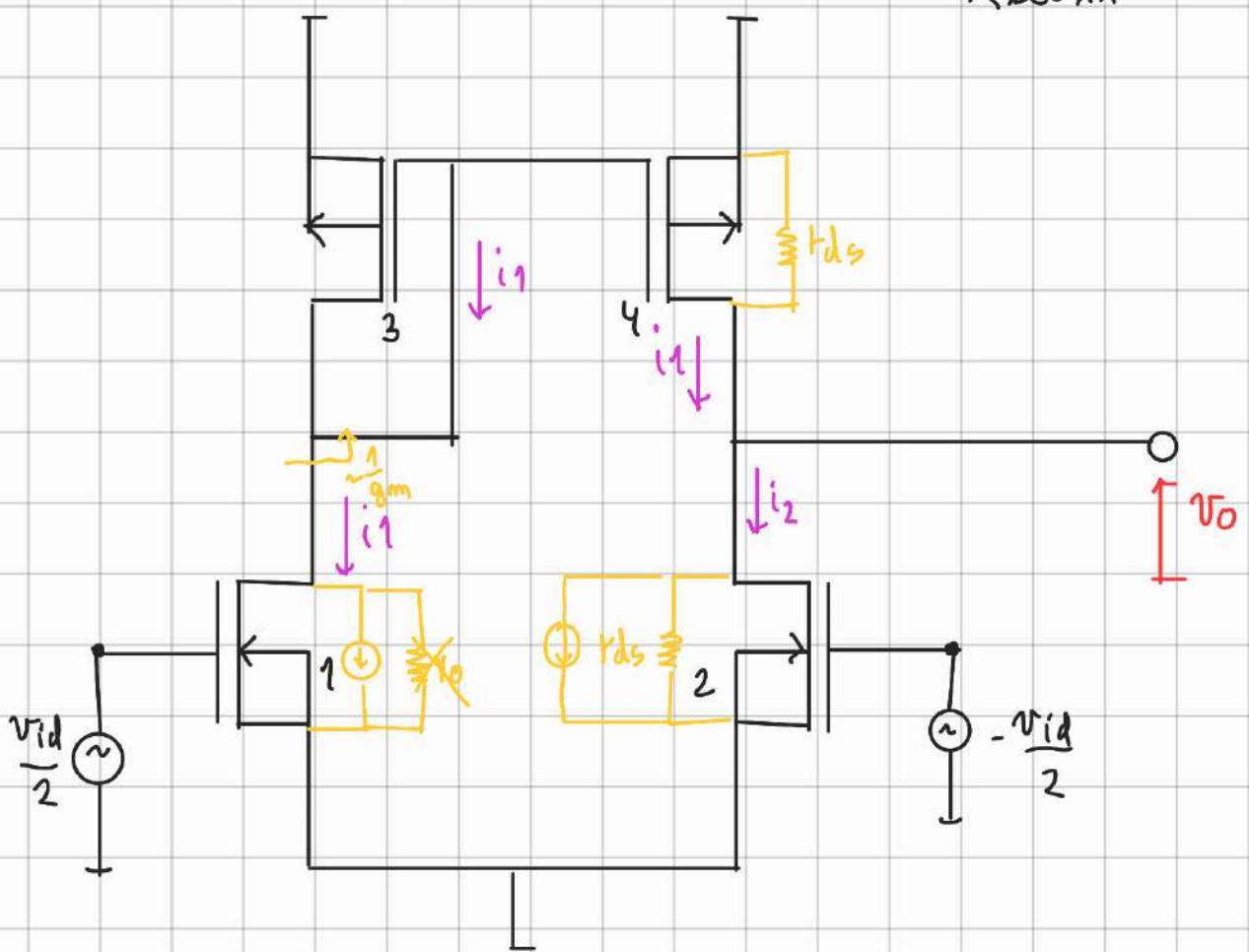


$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} ; A_{vc} = \frac{V_o}{V_{ic}} ; RRM_{C} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| ; RRM_{C} = 20 \log \left(\left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \right)$$

Pone una fórmula para $R_o = r_{ds7} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{d7}} = \frac{100V}{400 \frac{mA}{V}} = 250K$

Aud

$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{4k \cdot I_{Dn}} = 1,78 \frac{mA}{V} \quad k_{ds_2} = k_{ds_4} = \frac{1}{\lambda_{200 \mu A}} = 500k$$

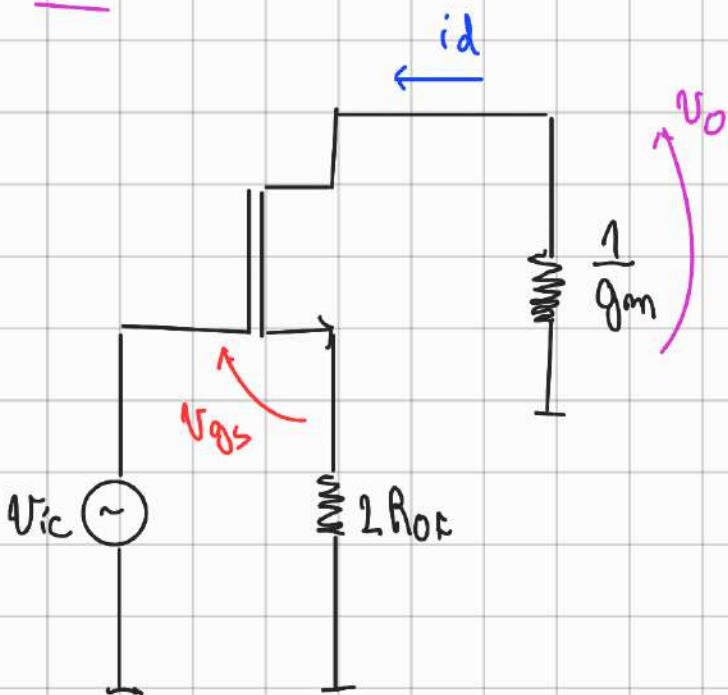


$$V_0 = (i_1 - i_2) \left(r_{ds_2} // r_{ds_6} \right) = \left(g_m \frac{v_{id}}{2} - \left(-g_m \frac{v_{id}}{2} \right) \right) (500k // 500k)$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{in}} = g_m \cdot 250 \text{ k}\Omega = 445$$

$$\Rightarrow A_{\text{nd}} = 445$$

A_{Uc}



$$V_o = -i_d \cdot \frac{1}{g_m}$$

$$V_{ic} = V_{gs} + i_d \cdot 2R_{Oc}$$

$$= V_{gs} + g_m V_{gs} \cdot 2I_{ds},$$

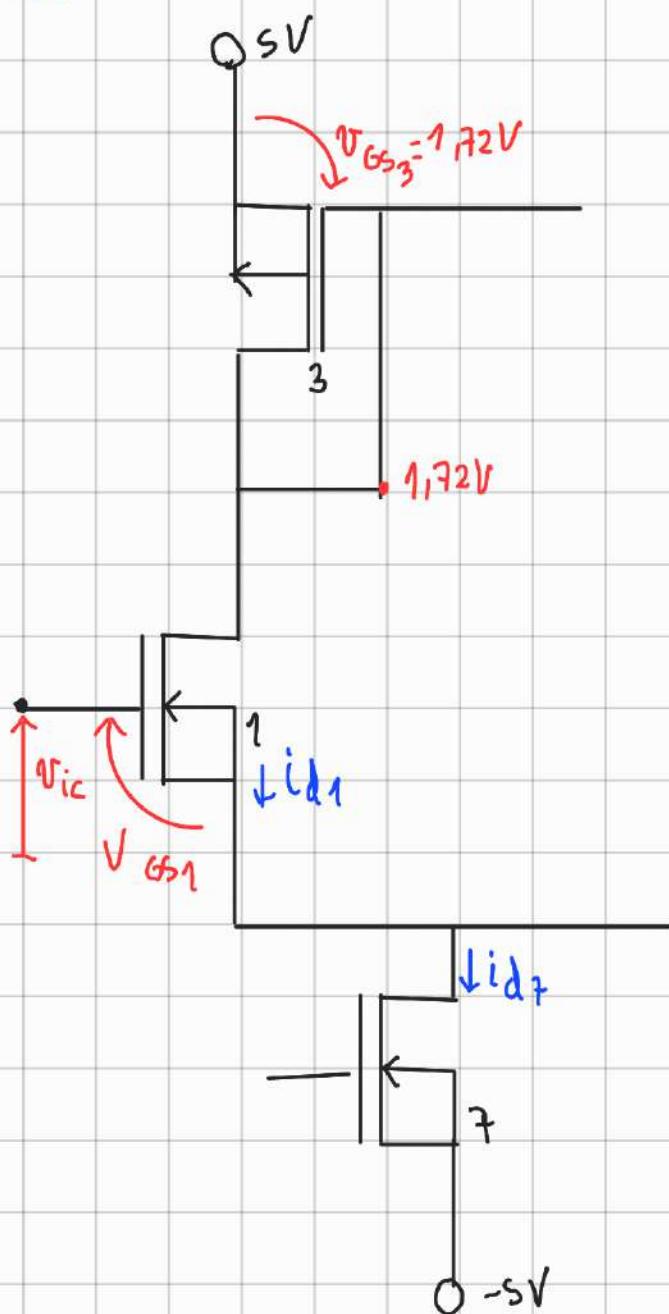
$$A_{Uc} = \frac{V_o}{V_{ic}} = \frac{-g_m V_g / g_m}{V_{gs} + g_m V_{gs} \cdot 2I_{ds}} = -\frac{1}{1 + g_m \cdot 2I_{ds}} \approx -0,001$$

$$\Rightarrow A_{Uc} = -0,001$$

$$RRMC_{(dB)} = 20 \log \left(\left| \frac{A_{rd}}{A_{rc}} \right| \right) = 113 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow RRMC = 113 \text{ dB}$$

C)



o Notación T7

$$V_{DS} > V_{GS7} - V_T$$

$$V_D - V_S \geq V_{GS7} - V_T$$

$\approx 5V$

$$V_{ic} - V_{GS1} - V_S \geq V_{GS7} - V_T$$

$$V_{ic} \geq \underbrace{V_{GS7}}_{2.5V} - \underbrace{V_T}_{1.5V} + \underbrace{V_s}_{1.5V} + \underbrace{V_{GS1}}_{1.72V}$$

$$V_{ic} \geq -2.28V$$

o Notación T1

$$V_{DS1} > V_{GS1} - V_T$$

$$V_D - V_S \geq V_{GS1} - V_T$$

$$5V - V_{GS3} - (V_{ic} - V_{GS1}) \geq V_{GS1} - V_T$$

$$V_{ic} - V_{GS1} \leq -V_{GS1} + V_T - V_{GS3} + 5V$$

$$V_{ic} \leq 4.78V$$

$-2.28V < V_i < 4.78V$

P/Fotocopiar

66.08 - 86.06

Eval. integradora - 17/01/17 Sra fecha 19/01/17

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T	N	

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

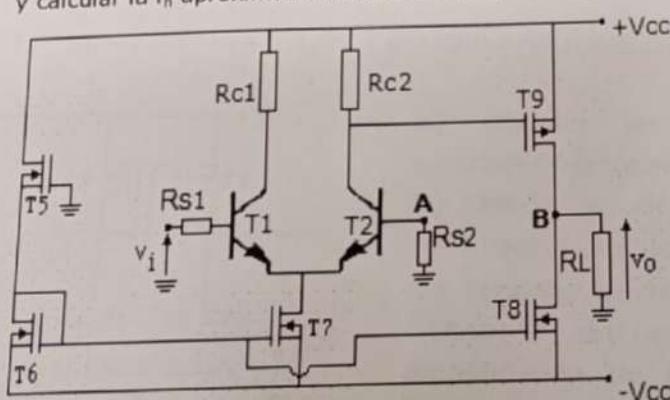
$\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $V_A = 100V$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_{JF} = 1 \text{ pF}$

MOSFETs inducidos:
 $V_T = \pm 2V$; $k' = 1 \text{ mA/V}^2$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{GS} = 5 \text{ pF}$; $C_{GD} = 1 \text{ pF}$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

b) Obtener v_{id} y v_{ic} en función de v_i . Justificar que $A_v = v_o/v_i \approx A_{vd} = v_o/v_{id}$. Definir y calcular R_{id} , R_{ic} y la RRMC en dB.

c) Justificar cuál o cuáles serán el/los nodo/s dominante/s para la respuesta en alta frecuencia y calcular la f_h aproximada en base a dicho/s nodo/s.



d) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores calculados si se reemplazan R_{C1} y R_{C2} por una fuente espejo simple PMOSFET (de canal inducido) T3-T4. ¿Qué relación W/L deberán tener para mantener $V_{OQ} = 0V$?

e) Se conecta entre A y B una $R = 1M\Omega$. Analizar si la realimentación es positiva o negativa. ¿Qué muestrea y qué suma?

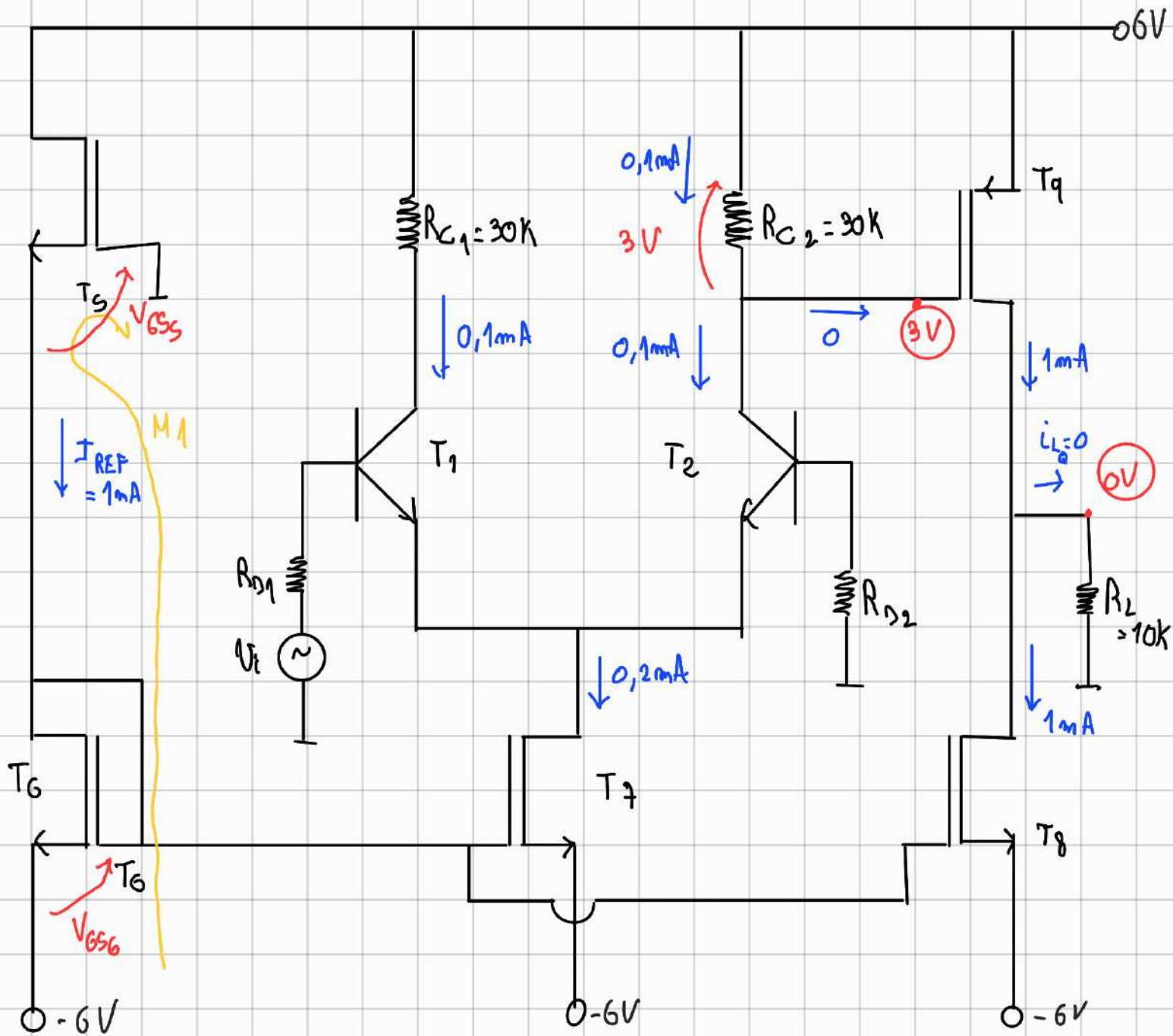
$$1.- V_{CC} = 6V ; R_{C1} = R_{C2} = 30K ; R_{S1} = R_{S2} = 1K ; R_L = 10K$$

$$\beta = 400 ; r_x = 100 \Omega ; V_A = 100V ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 1 \text{ pF}$$

MOSFETs inducidos:
 $V_T = \pm 2V$; $k' = 1 \text{ mA/V}^2$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{GS} = 5 \text{ pF}$; $C_{GD} = 1 \text{ pF}$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

Justificar que $A_v = v_o/v_i \approx A_{vd} = v_o/v_{id}$. Definir y



$$V_T = \pm 2V ; k' = \frac{1 \text{ mA}}{\text{V}^2} ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; \left(\frac{W}{L} \right)_{5,6,8} = 1 ; \left(\frac{W}{L} \right)_7 = 0,2$$

$$\beta = 400$$

$$M1 \quad -6V + V_{GS_6} + V_{GS_5} = 0$$

$$\text{Como } T_6 = T_5 \rightarrow V_{GS_6} = V_{GS_5} = 3V$$

$$\circ I_{D_5} = I_{D_6} = I_{REF} = K' \frac{W_s}{L_s} (V_{GS_5} - V_T)^2 = 1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1 \cdot (3V - 2V)^2 = 1mA$$

$$\circ \left(\frac{W}{L} \right)_8 = \left(\frac{W}{L} \right)_6 \rightarrow I_{D_8} = I_{ref} = 1mA$$

$$0 \quad \frac{I_{D_7}}{I_{REF}} = \frac{\left(\frac{W_7}{L_7} \right)}{\left(\frac{W_8}{L_8} \right)} \rightarrow I_{D_7} = \frac{0,2}{1} \cdot I_{REF} = 0,2mA$$

$$0 \quad \text{Por simetria } \text{y } T_1 = T_2 \rightarrow I_{D_1} = I_{D_2} = \frac{I_{D_7}}{2} = 0,1mA$$

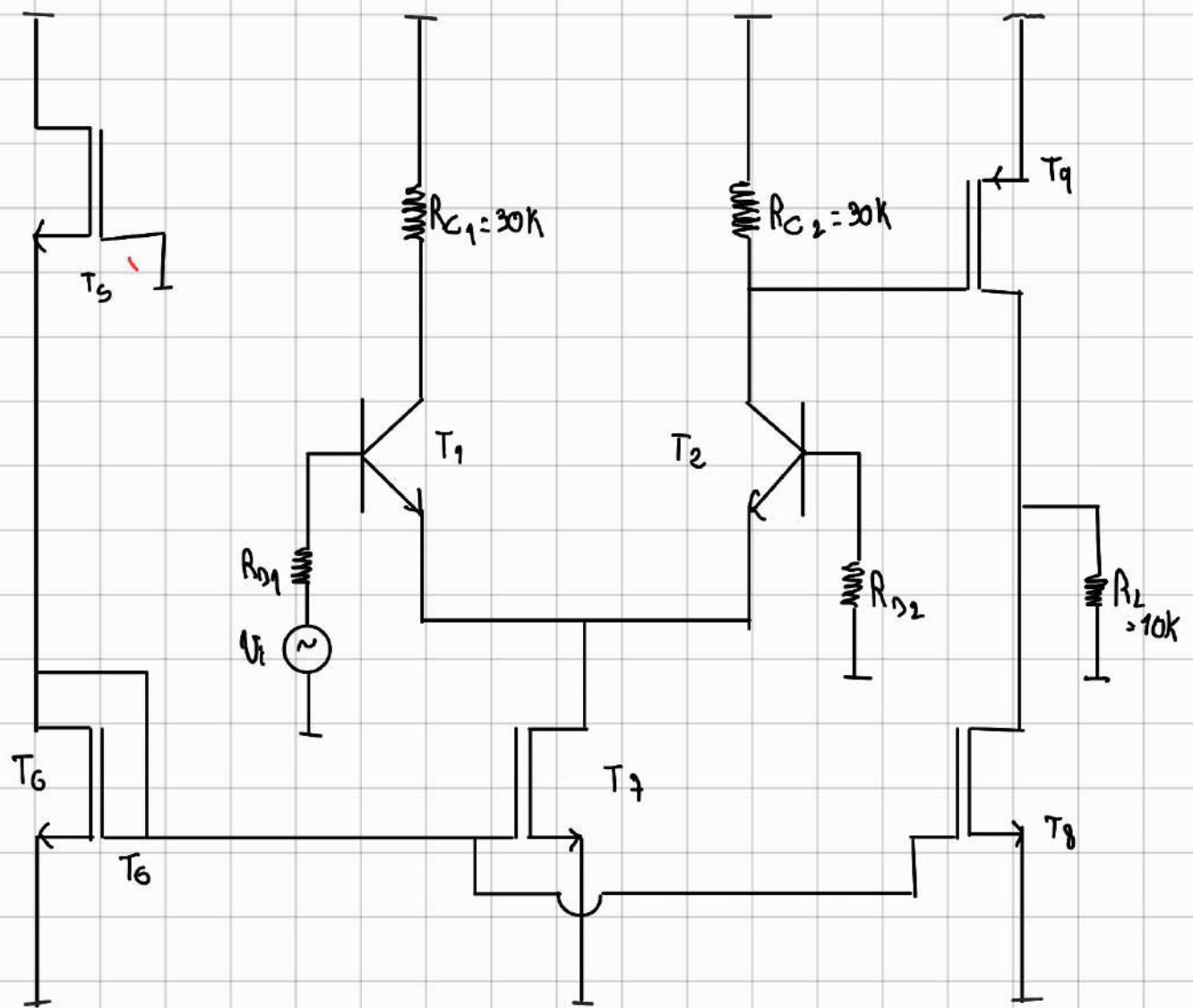
$$0 \quad \text{Completando obtenemos } I_{D_9} = 1mA \text{ y } V_{GS_9} = -3V$$

$$I_{D_9} = K' \left(\frac{W}{L} \right)_9 (V_{GS_9} - V_T)^2 \rightarrow 1mA = 1 \frac{mA}{V^2} \left(\frac{W}{L} \right)_9 (-3V - (-2V))^2$$

$$\Rightarrow \boxed{\left(\frac{W}{L} \right)_9 = 1}$$

- a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.
 b) Obtener v_{id} y v_{ic} en función de v_i . Justificar que $A_v = v_o/v_i \approx A_{vd} = v_o/v_{id}$. Definir y calcular R_{id} , R_{ic} y la RRMC en dB.

El circuito de rendimiento:



$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_D}{V_{Th}} = \frac{0,1mA}{25mV} = 4mA/V$$

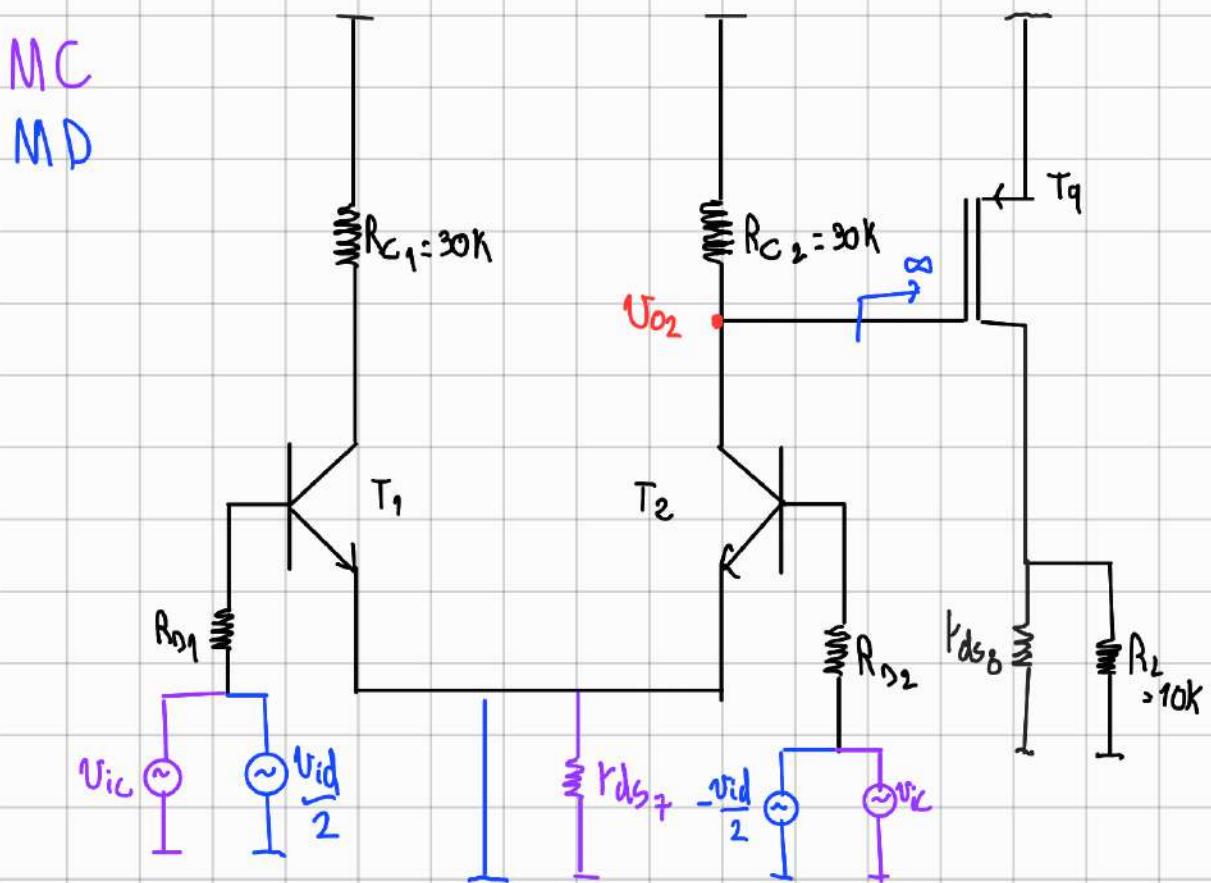
$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{400}{4mA} = 100k\Omega$$

$$r_{o1} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_D} = \frac{100V}{0,1mA} = 1M\Omega$$

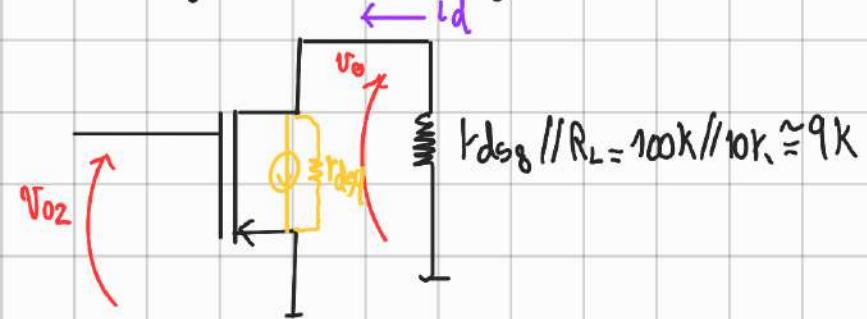
La resistencia R_0 de una fuente esteposa $R_0 = f_{ds,T} = \frac{1}{\lambda I_{D,T}} = \frac{100V}{200mA} = 500\Omega$

$$o \quad Y_{ds8,9} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{100V}{1mA} = 100K\Omega$$

○



O La segunda etapa es igual, partiendo el A_{rd} como A_{rc}

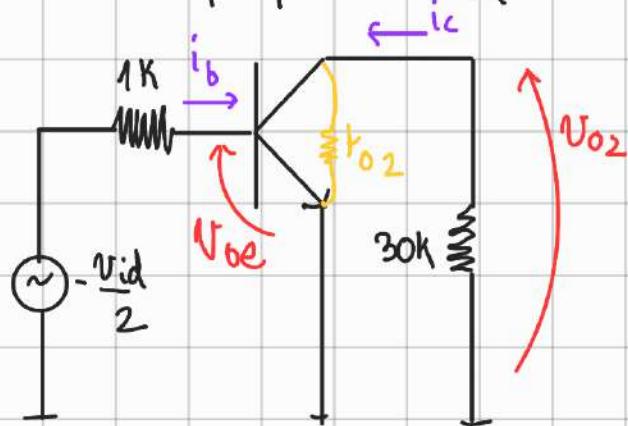


$$\frac{V_O}{V_{O2}} = \frac{-id(R_{dsB}/R_L/R_{dsA})}{V_{gs}}$$

$$\frac{V_o}{V_{o2}} = -\frac{g_m V_{gs} (50k \parallel 10k)}{V_{gs}} = -\frac{2 \text{ mA}}{\text{V}} \cdot 7,62 \text{ k}\Omega = -15,24$$

$\stackrel{= 2 \text{ mA}}{\cancel{V_{gs}}}$

○ Primera Etapa para el A_{vd}



$$\frac{1 \text{ M}}{r_{o2} \parallel 30 \text{ k}} = 30 \text{ k}$$

$$V_{o2} = -i_c \cdot 30 \text{ k}$$

$$= -g_m V_{be} \cdot 30 \text{ k}$$

$$-\frac{V_{id}}{2} - \frac{i_c}{\beta} 1 \text{ k} = V_{be}$$

$$-\frac{V_{id}}{2} - \frac{1 \text{ k}}{\beta} g_m V_b = V_{be} \longrightarrow V_{be} = -\frac{V_{id}}{2} \left(\frac{1}{1 + \frac{g_m}{\beta}} \right)$$

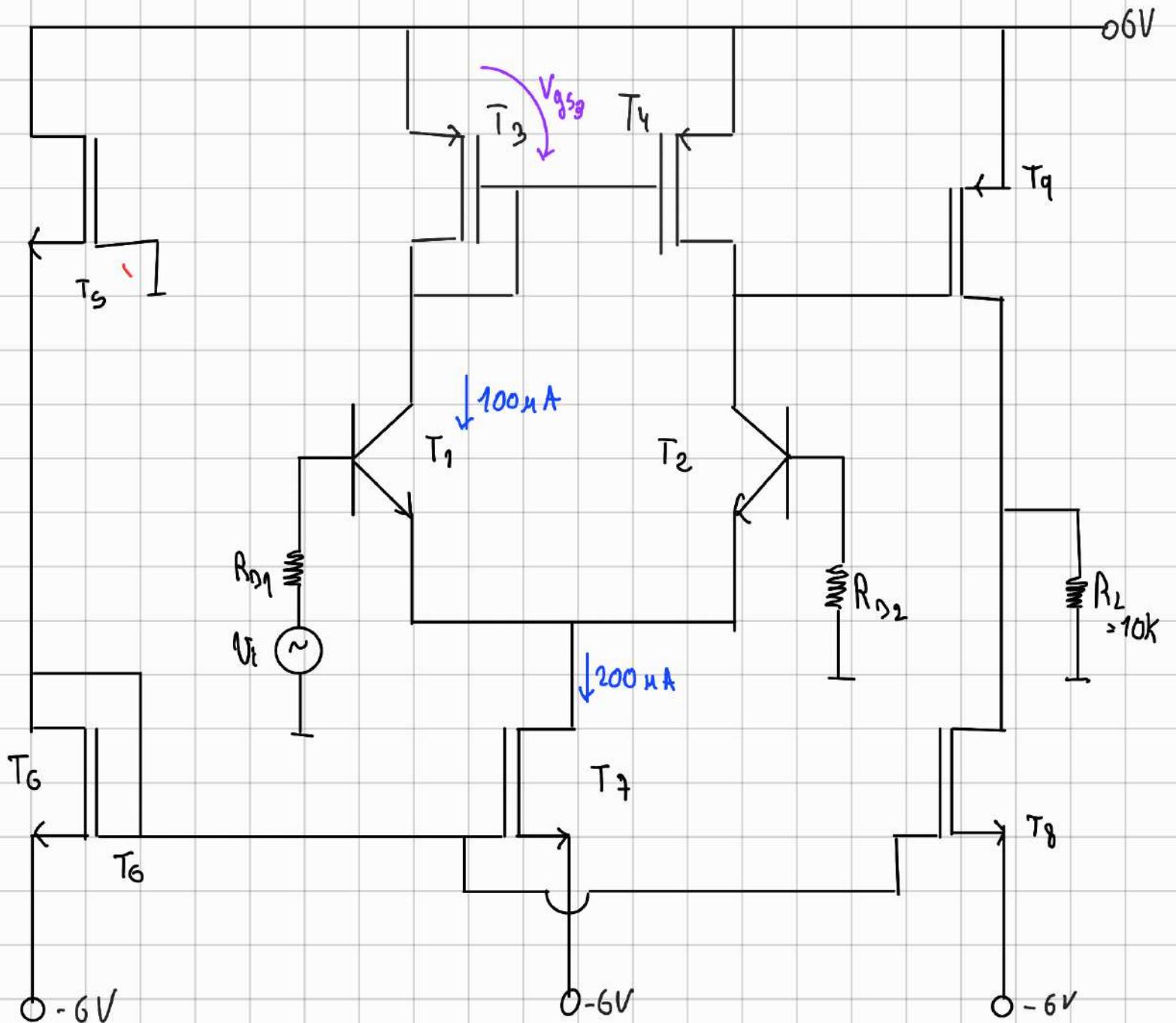
$$V_{be} \approx -\frac{V_{id}}{2}$$

$$V_{o2} = g_m \frac{V_{id}}{2} \cdot 30 \text{ k} \longrightarrow \frac{V_{o2}}{V_{id}} \approx 60$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{V_{o2}}{V_{id}} \cdot \frac{V_o}{V_{o2}} = 60 \cdot (-15,24) \approx -914,4$$

⇒ A_{vd} = -914,4

d) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores calculados si se reemplazan R_{C1} y R_{C2} por una fuente espejo simple PMOSFET (de canal inducido) T_3-T_4 . ¿Qué relación W/L deberán tener para mantener $V_{OQ} = 0V$?



Para mantener $V_{OQ} = 0$, debe mantener $V_{GSq} = -3V$

O Los corrientes de las fuentes se mantienen

$$I_{D_3} = k' \frac{W_3}{L_3} (V_{GS_3} - V_T)^2$$

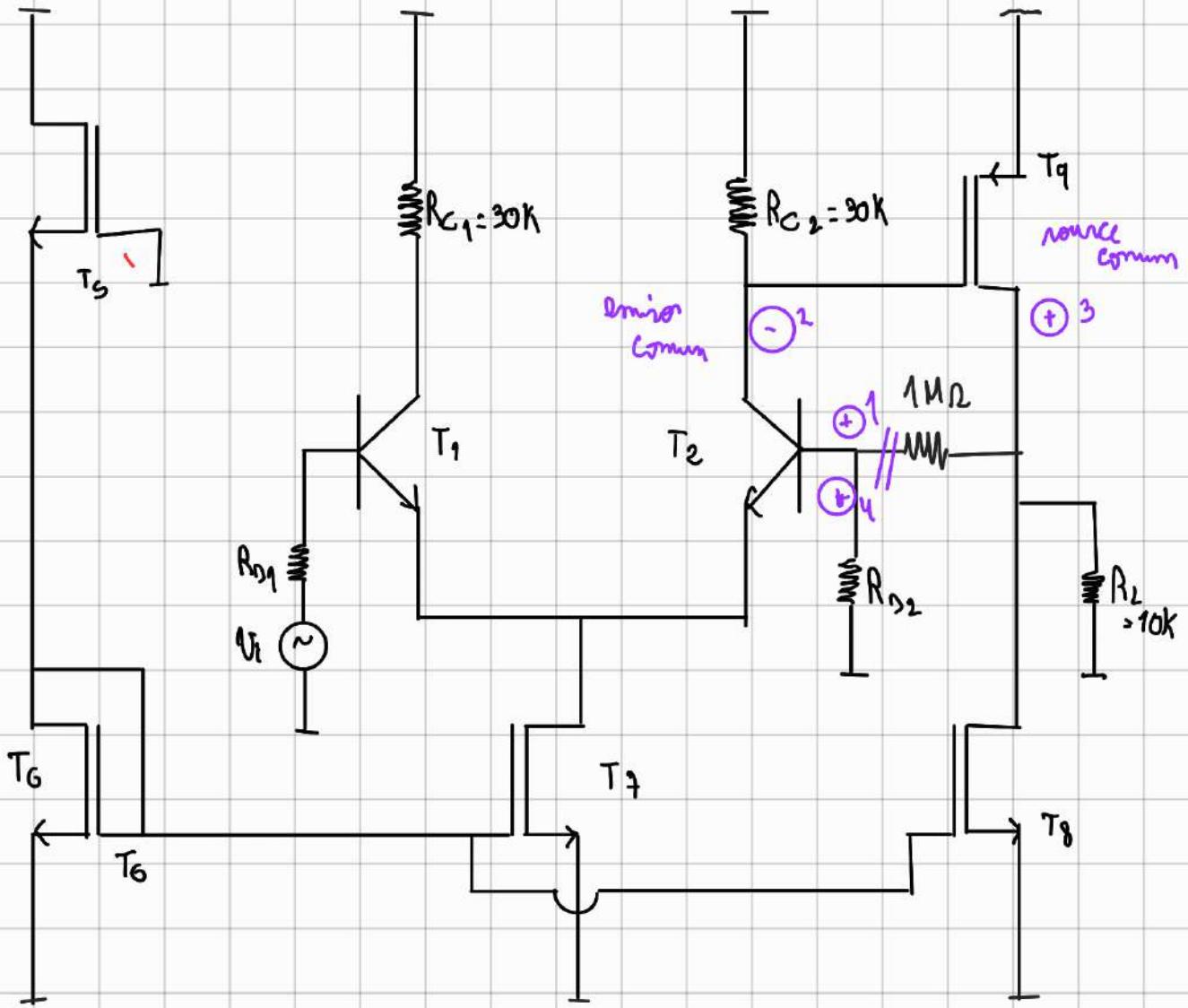
$$V_{GS_3} = V_{GS_4} = V_{GS}$$

$$\frac{I_{D_3}}{I_{D_4}} = \frac{k'(W/L)_3 (V_{GS} - V_T)^2}{k'(W/L)_4 (V_{GS} - V_T)^2} = 1$$

$$I_{D_3} = I_{D_4} = 100 \mu A$$

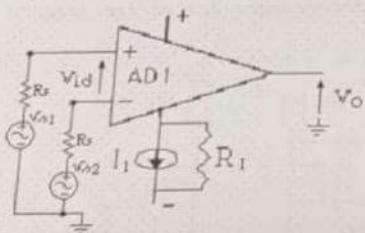
$$\Rightarrow \boxed{\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4}$$

e) Se conecta entre A y B una $R = 1\text{M}\Omega$. Analizar si la realimentación es positiva o negativa. ¿Qué muestrea y qué suma?



APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET inducidos $T_1 - T_2$, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, $T_3 - T_4$, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente $I_1 - R_1$ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{s1} y v_{s2} e iguales resistencias equivalentes R_s). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:



a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

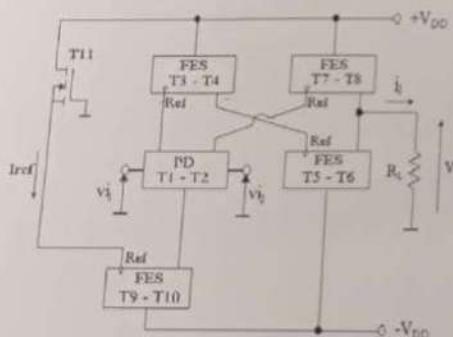
b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R_1). Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan en forma importante a A_{vd} y no a A_{vc} .

2 -

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal N ó P según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$; $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01 1/V$; $R_L = 10K\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{LQ} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

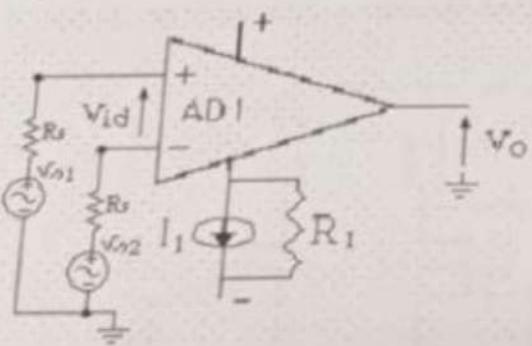
$$G_{nd} = i_L / V_{id} \quad |v_o=0$$

$$G_{mc} = i_L / V_{ic} \quad |v_o=0$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{vd} = v_o / V_{id}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET inducidos $T_1 - T_2$, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, $T_3 - T_4$, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente $I_1 - R_1$ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{S1} y v_{S2} e iguales resistencias equivalentes R_S). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:

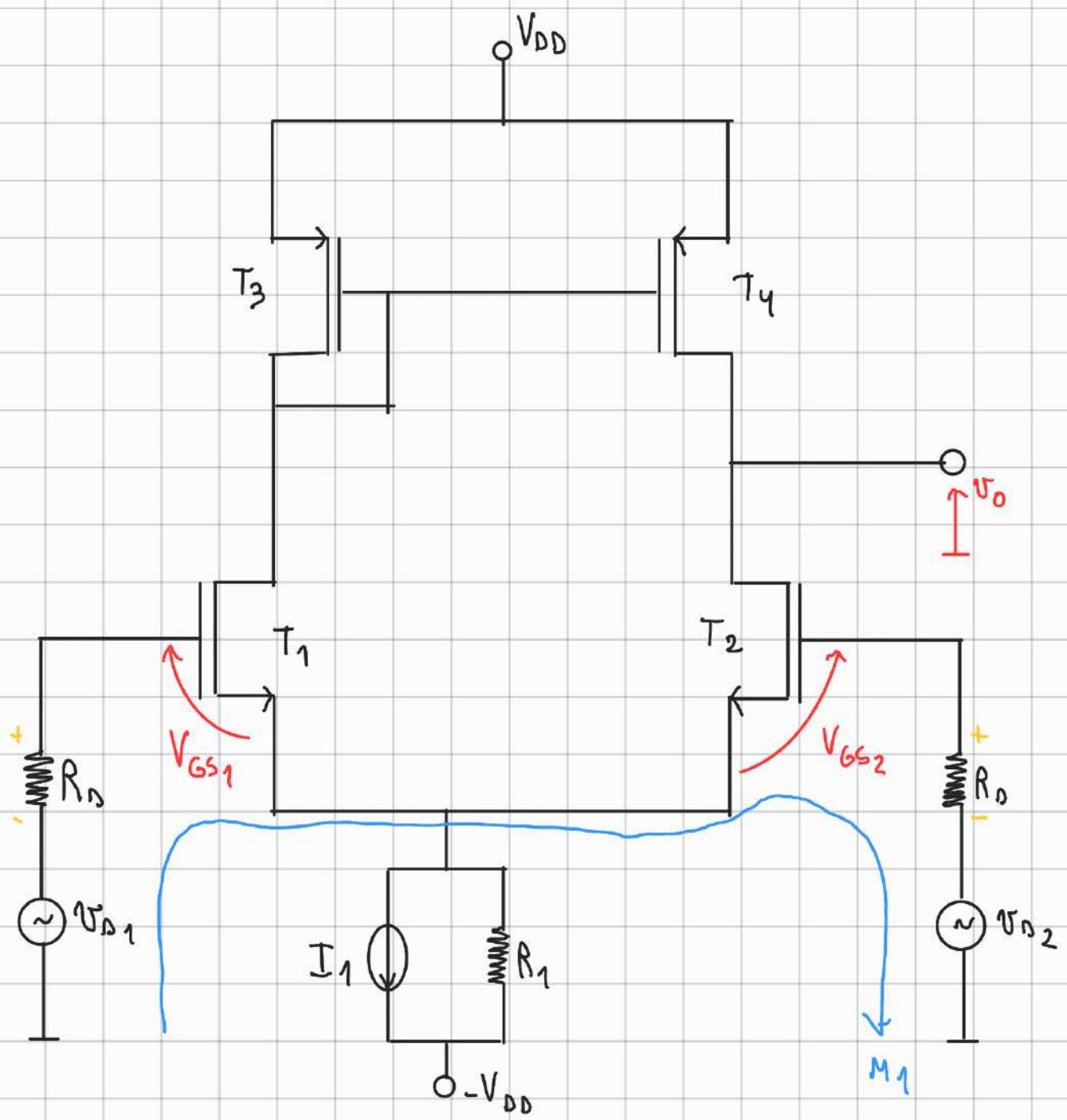


- a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.
- b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.
- c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R_1). Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan en forma importante a A_{vC} y no a A_{vD} .

o PD NMOS $T_1 - T_2$

o Carga FES $\rightarrow T_3 - T_4 \rightarrow P_{mos}$



- En continua, no hay corriente en los gate de T_1 y T_2 , entonces $V_{R_n} = 0$ y definimos la tensión de offset como $V_{OFF} = V_{id} \Big|_{V_{OA}=0}$, equivalente a que $I_{D1} = I_{D2}$
- $V_{id} = V_1 - V_2$
- Si hacemos la malla en continua
 - (M1) $V_{OFF} - V_{GS1} + V_{GS2} \approx 0$
 - $V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2}$
- Como V_{OFF} implica $I_{D1} = I_{D2} = I_D$ usaremos el dato de sede inciso 2)
 - $V_{T1} = V_{T2} = V_T$; $K'_1 = K'_2 = K'$; $L_1 = L_2 = L$; $100 \frac{|W_2 - W_1|}{W_1} = \delta \leq 3\%$
 - $I_D = \frac{K'}{L} W (V_{GS} - V_T)^2 \longrightarrow V_{GS} = \pm \sqrt{\frac{I_D L}{K' W}} + V_T$ me quedo con la mitad ya que $V_T > 0$ para T_1 y T_2
 - $V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_D L}{K'}} \left(\sqrt{\frac{1}{W_1}} + V_T - \left(\sqrt{\frac{I_D L}{K'}} \sqrt{\frac{1}{W_2}} + V_T \right) \right)$
 - $= \sqrt{\frac{I_D \cdot L}{K'}} \left(\frac{1}{\sqrt{W_1}} - \frac{1}{\sqrt{W_2}} \right)$
 - $\frac{W_2 - W_1}{W_1} = 0,03 = \delta$ ver nota
 - $W_2 = W_1 (1 + \delta)$
 - $\frac{W_2}{W_1} = \delta + 1 = 1,03$

$$= \sqrt{\frac{I_D \cdot L}{K' w_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{w_1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{w_2}{w_1}}} \right)$$

$$\Rightarrow V_{OFF} = \boxed{\sqrt{\frac{I_D L}{K' w_1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+\delta}} \right)}$$

b)

$$\frac{w_4 - w_3}{w_3} = \delta = 0,03 \quad ; \quad V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2}$$

$$I_D = K' \frac{w}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_{D1} = I_{D3} \rightarrow \frac{K'_1 w_1}{L_1} (V_{GS1} - V_{T1})^2 = \frac{K'_3 w_3}{L_3} (V_{GS3} - V_{T3})^2$$

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{L_1}{K'_1 w_1} \frac{K'_3 w_3}{L_3} (V_{GS3} - V_{T3})^2 + V_{T1}}$$

$$I_{D2} = I_{D4} \rightarrow V_{GS2} = \sqrt{\frac{L_2}{K'_2 w_2} \frac{K'_4 w_4}{L_4} (V_{GS4} - V_{T4})^2 + V_{T2}}$$

$\frac{1}{K_2}$ K_4
 $= V_{GS3} = V_{T3}$

$$T_1 = T_2 \rightarrow K'_1 = K'_2 ; L_1 = L_2 , V_{T2} = V_{T1} , K_1 = K_2$$

$$T_3 = T_4 \rightarrow V_{T3} = V_{T4} \quad \text{and} \quad K'_3 = K'_4$$

$$\begin{aligned}
 V_{OFF} &= \sqrt{\frac{k_3}{k_1} (V_{GS_3} - V_{T_3})^2} - \sqrt{\frac{k_4}{k_2} (V_{GS_4} - V_{T_4})} \\
 &= \sqrt{\frac{(V_{GS_3} - V_{T_3})^2}{k_1}} \left(\sqrt{k_3} - \sqrt{k_4} \right) \quad \frac{k_4}{k_3} = \frac{w_4}{w_3} \\
 &= \sqrt{\frac{(V_{GS_2} - V_{T_3})^2}{k_1}} \sqrt{k_3} \left(1 - \frac{\sqrt{k_4}}{\sqrt{k_3}} \right) \\
 \Rightarrow V_{OFF} &= \boxed{\sqrt{\frac{k_3}{k_1} (V_{GS_3} - V_{T_3})} \left(1 - \sqrt{1+\delta} \right)}
 \end{aligned}$$

c)

$$\frac{V_{T_2} - V_{T_1}}{V_{T_1}} = \delta \rightarrow \frac{V_{T_2}}{V_{T_1}} = 1 + \delta$$

$$\begin{aligned}
 V_{OFF} &= V_{GS_1} - V_{GS_2} = \underbrace{\sqrt{\frac{I_{D1}L_1}{k'_1 w_1}}} + V_{T_1} - \left(\underbrace{-\sqrt{\frac{I_{D2}L_2}{k'_2 w_2}}} + V_{T_2} \right) \\
 V_{OFF} &= (V_{T_1} - V_{T_2}) = V_{T_1} \left(1 - \frac{V_{T_2}}{V_{T_1}} \right) = V_{T_1} \left(1 - (1 + \delta) \right)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{OFF} = V_{T_1} \delta}$$

$$V_{OFF_{total}} = \delta V_{T_1} + \sqrt{\frac{K_3}{K_1}} (V_{GSS} - V_{T_3}) \left(1 - \sqrt{1+\delta} \right)$$

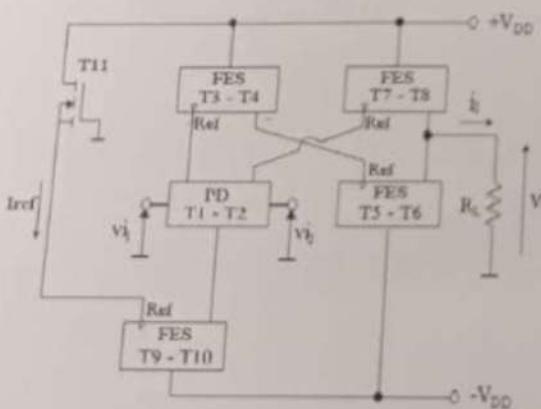
$$+ \sqrt{\frac{I_D L}{K' W_1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+\delta}} \right)$$

Por que estos desplazamientos afectan de forma importante a A_{VC} y no a A_{VD} ?

Ans.

El objetivo de estos circuitos es amplificar la señal útil (la diferencial), mientras mata a la continua (comunes). De modo que las señales lo mas posible las señales comunes para los dos desplazamientos, A_{VC} aumenta. Mientras que la ganancia diferencial mantiene de tanta importancia a la simetria de las señales

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal N ó P según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$; $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01\text{ }1/V$; $R_L = 10\text{ k}\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{LQ} por el λ .

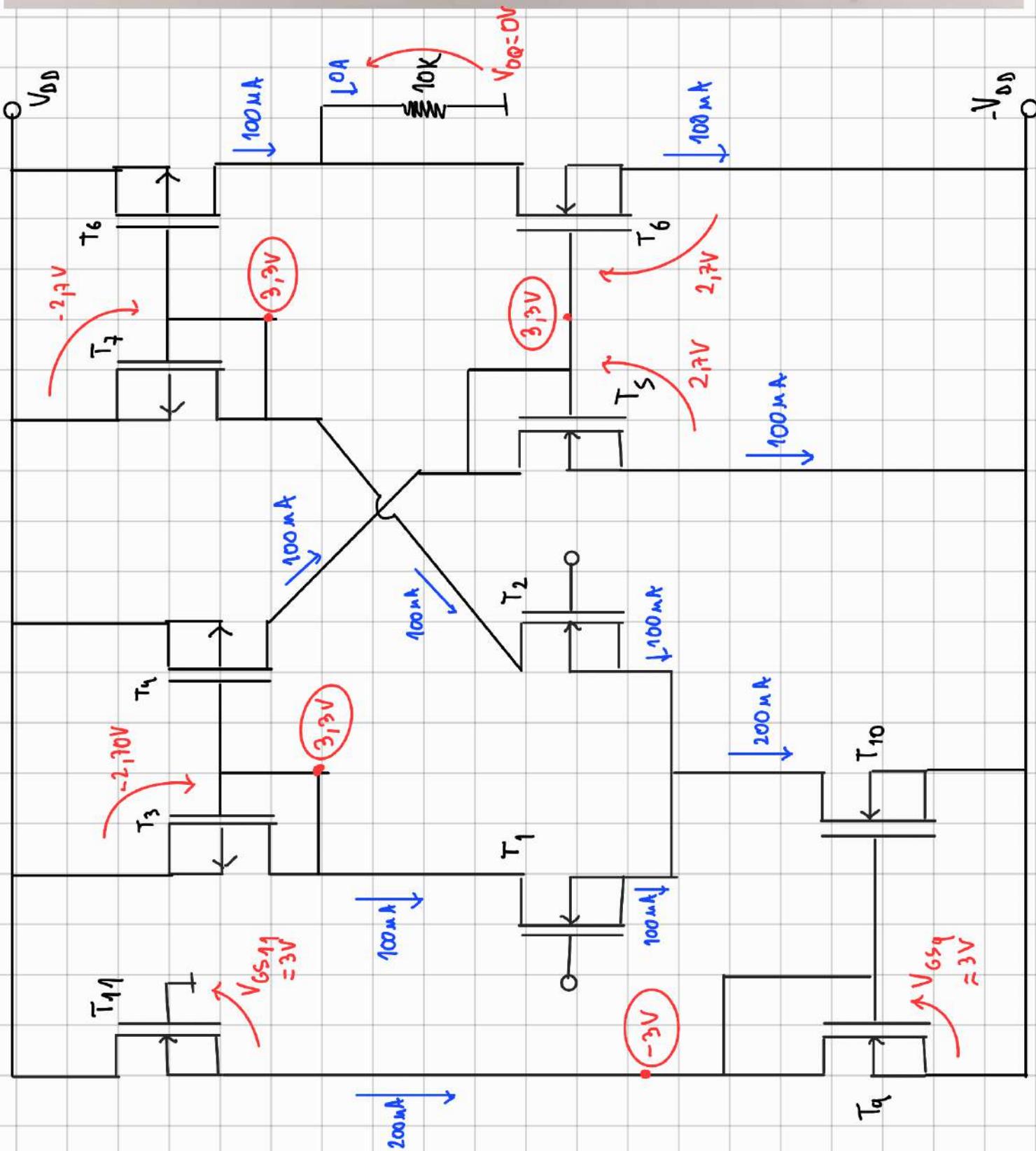
b) Hallar las expresiones y valor de:

$$G_{mD} = i_D / V_{ID} \mid v_O=0$$

$$G_{mC} = i_D / V_{IC} \mid v_O=0$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{VD} = v_O / v_{ID}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.



b)

$$V_{DD} = 6V; |V_T| = 2V; |K'| = 100 \frac{\mu A}{V^2}; \frac{W}{L} = 2; \lambda = 0,01 V^{-1}; R_L = 10k$$

○ Empleo por la regla de la igualdade: $T_{11} = T_2$ y $I_{D11} = I_{D21}$, por lo tanto:

$$-6V + V_{GSq} + V_{GS11} = 0 \quad \text{y} \quad V_{GSq} = V_{GS11}$$

$$\rightarrow V_{GSq} = V_{GS11} = 3V$$

$$\circ I_{REP} = I_{D11} = I_{Dq} = K' \frac{W}{L} (V_{GSq} - V_T)^2 = 100 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 2 (3V - 2V)^2 = 200 \mu A$$

$$\circ \text{Zodos los } \frac{W}{L} \text{ son iguales} \rightarrow I_{D10} = I_{Dq} = 200 \mu A$$

$$\circ \text{Como } T_1 = T_2 \text{ y ambas normas son iguales} \rightarrow I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{10}}{2} = 100 \mu A$$

$$\circ \text{Para minima } V_{GS1} = V_{GS2} = \pm \sqrt{\frac{I_{D2}}{K' \frac{W}{L}}} + V_T = \pm \sqrt{\frac{100 \mu A}{100 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 2}} + 2V \quad \begin{cases} 2,7V \\ -1,3V \end{cases}$$

$$\circ \text{Para } T_3 = T_4 \text{ y } I_{D3} = I_{D4} \text{ volem minima } (\text{cond P} \Rightarrow V_T = -2V)$$

$$V_{GS3} = V_{GS4} = \pm \sqrt{\frac{I_{D3}}{K' \frac{W}{L}}} + V_T = \pm \sqrt{\frac{100 \mu A}{100 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 2}} - 2V \quad \begin{cases} -2,7V \\ -1,3V \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{OQ} = 0V$$

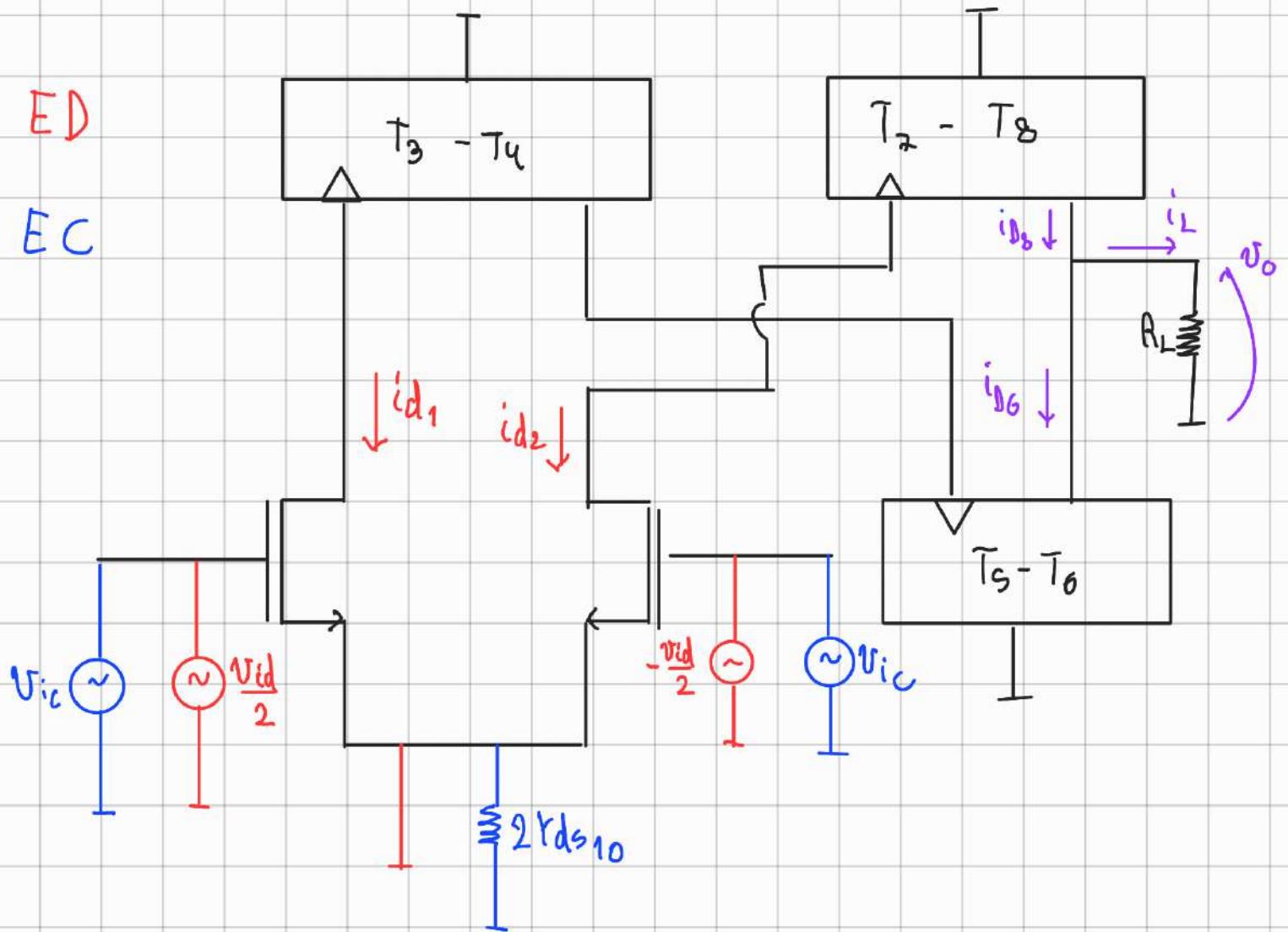
b)

$$G_{md} = \frac{i_L}{V_{id}} \Big|_{V_0=0}$$

$$r_{ds10} = \frac{1}{\lambda I_{D10}} = \frac{100V}{200\mu A} = 500\Omega$$

$$G_{mc} = \frac{i_L}{V_{ic}} \Big|_{V_0=0}$$

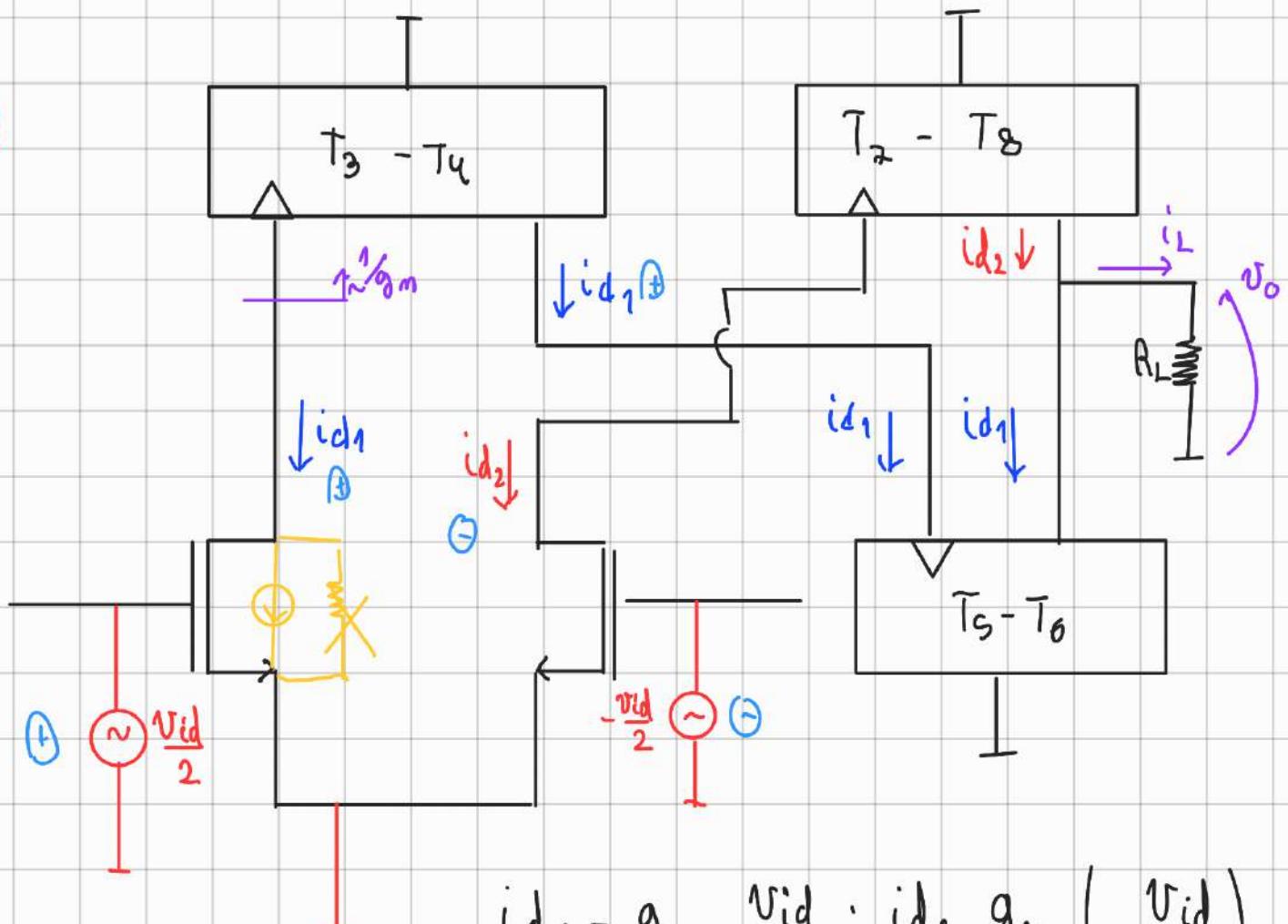
$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{4KI_D} = \sqrt{4 \cdot 200\mu A \cdot 100mA} = 0,28\frac{mA}{V}$$



$$g_{m1} = g_{m2} = g_m$$

○ Entrada Diferencial

ED



$$i_{d1} = g_{m1} \frac{V_{id}}{2}; i_{d2} = g_{m2} \left(-\frac{V_{id}}{2} \right)$$

$$i_L = i_{d2} - i_{d1} = -g_{m1} \frac{V_{id}}{2} - g_{m2} \frac{V_{id}}{2}$$

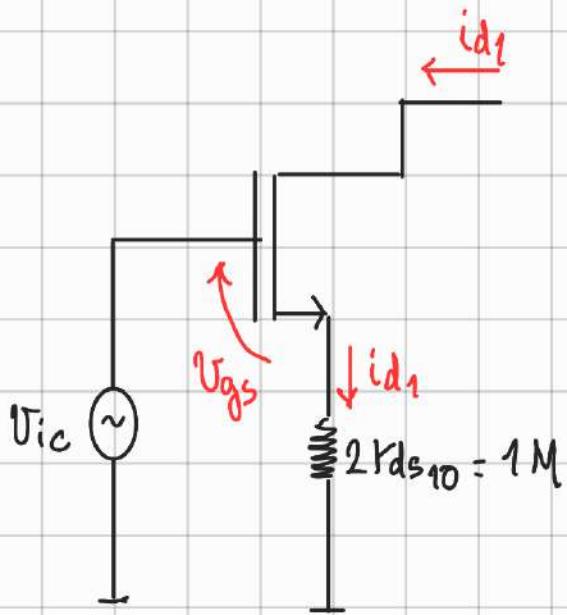
$$g_{m1} = g_{m2} = -g_m V_{id}$$

$$G_{md} = \frac{i_L}{V_{id}} = -g_m$$

\Rightarrow

$$G_{md} = -0,28 \frac{mA}{V}$$

○ Entrada comum:



$$\circ i_{d1} = g_m \cdot U_{gs}$$

$$\circ U_{ic} = U_{gs} + i_{d1} \cdot 1.M = U_{gs} + 1M \cdot g_m \cdot U_{gs}$$

$$U_{gs} = \frac{U_{ic}}{1 + 1M \cdot g_m}$$

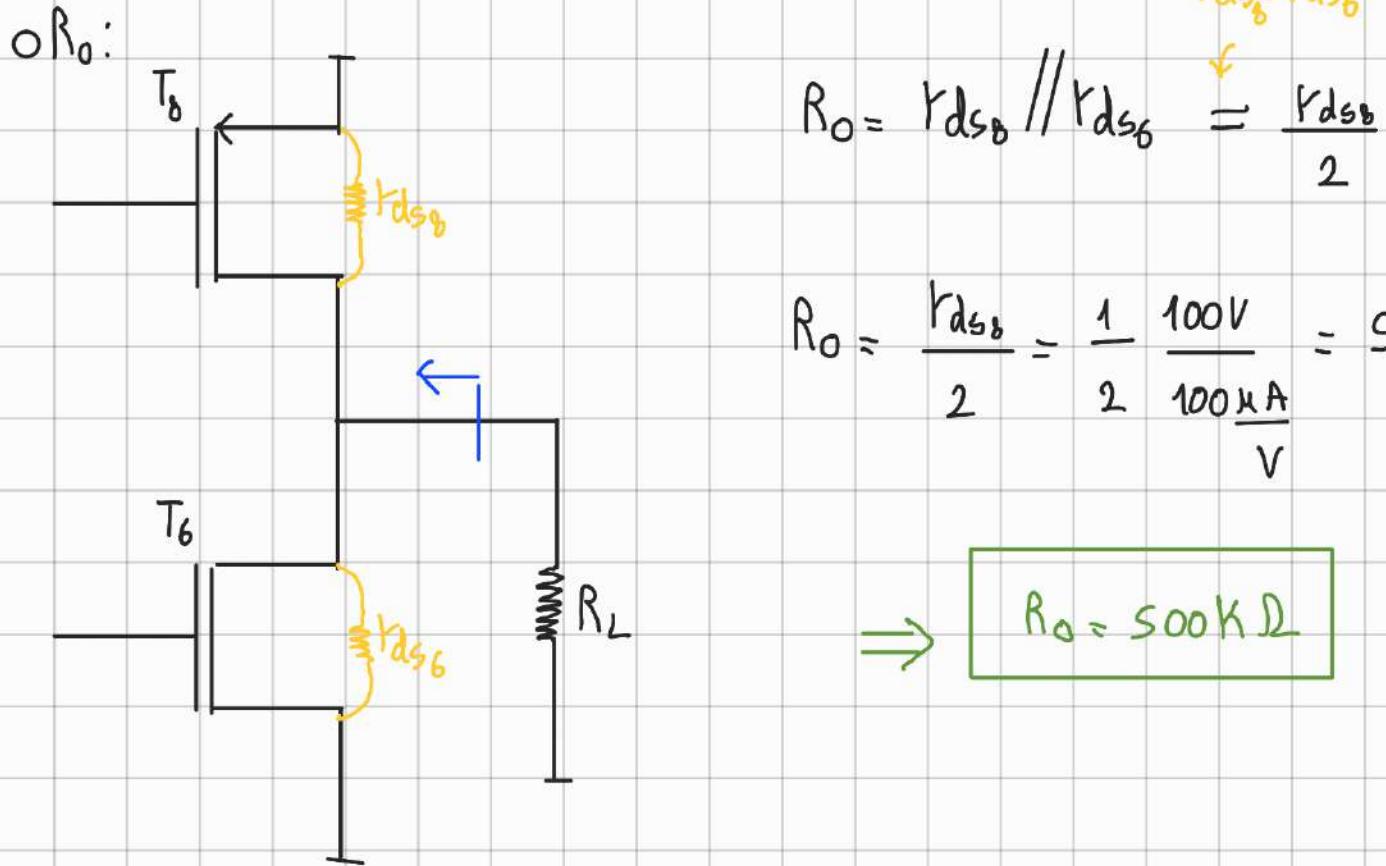
$$\circ i_{d1} = g_m \cdot \frac{U_{ic}}{1 + 1M \cdot g_m} = i_{d2}$$

$$\circ i_{d2} = i_{d8} = i_{d2} = \frac{U_{ic}}{1 + 1M \cdot g_m}$$

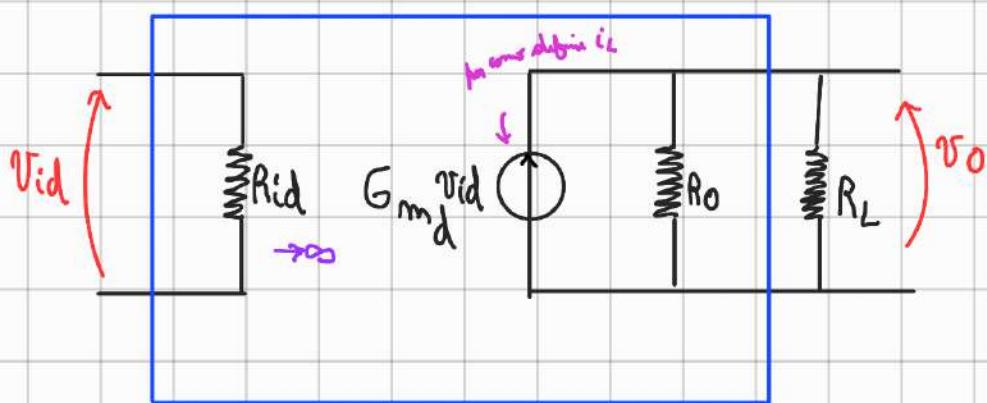
$$\circ i_{d6} = i_{d5} = i_{d4} = i_{d3} = i_{d1} = \frac{U_{ic}}{1 + 1M \cdot g_m}$$

$$\circ i_L = i_{d8} - i_{d6} = 0$$

$$\Rightarrow G_{mc} = 0$$



o A_{vd} :



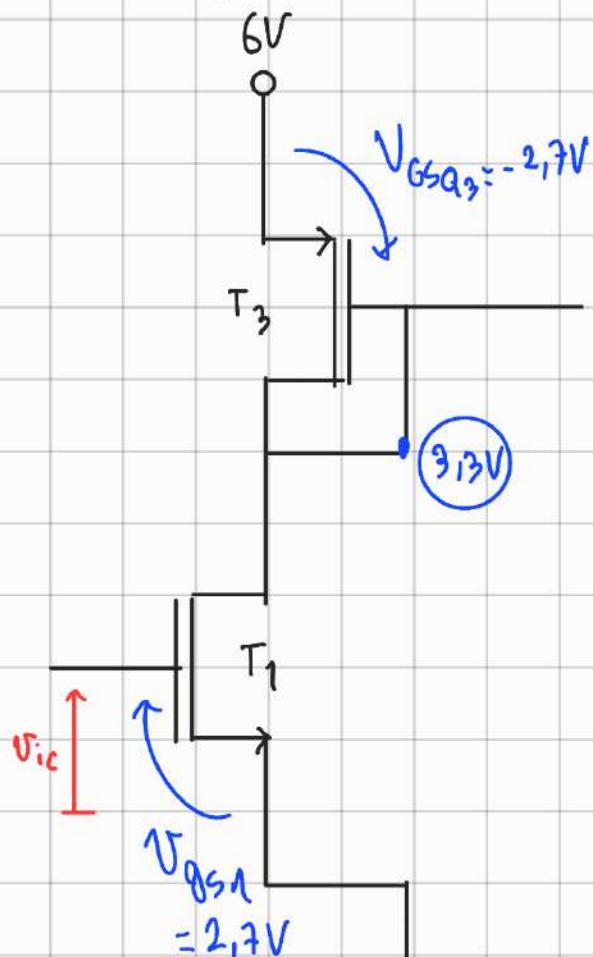
$$A_{vd} = \frac{v_o}{V_{id}} = \frac{i_L (R_L // R_o)}{V_{id}} = -g_m R_L // R_o$$

$$= -0,28 \frac{mA}{V} \cdot \frac{10k // 500k}{500k} = -2,744$$

$$A_{vd} \approx -2,74$$

C)

Rango de tensión del modo común



o Notación de T_{10}

$$V_{DS10} > V_{DS_{not}} = V_{GS10Q} - 2V = 1V$$

$$V_{D10} - V_{S10} > 1V$$

$$(V_{ic} - V_{GS10}) - (-6V) > 1$$

$$V_{ic} - 2,7V > -5$$

$$V_{ic} > -2,3V$$

o Notación de T_1 :

$$V_{DS1} > V_{GSQ1} - V_T = 0,7V$$

$$V_{D1Q} - (V_{ic} - V_{GS1Q}) > 0,7V$$

$$V_{ic} < -0,7V + V_{D1Q} + V_{GS1Q}$$

$$V_{ic} < -0,7V + 3,3V + 2,7V = 5,3V$$

\Rightarrow RMC: $-2,3V < V_{ic} < 5,3V$

p/ Fotocopia

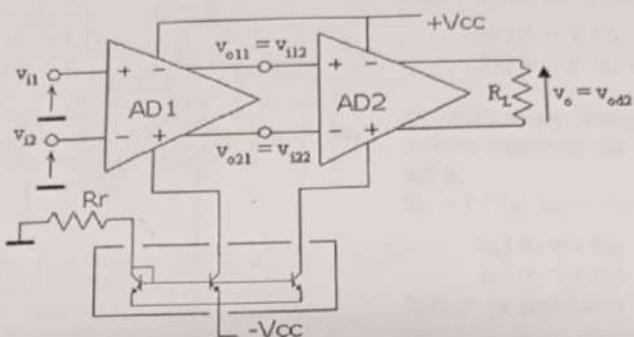
Evaluación integradora 1/18- cuarta fecha - 25/7/18

66.08 - 86.06	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

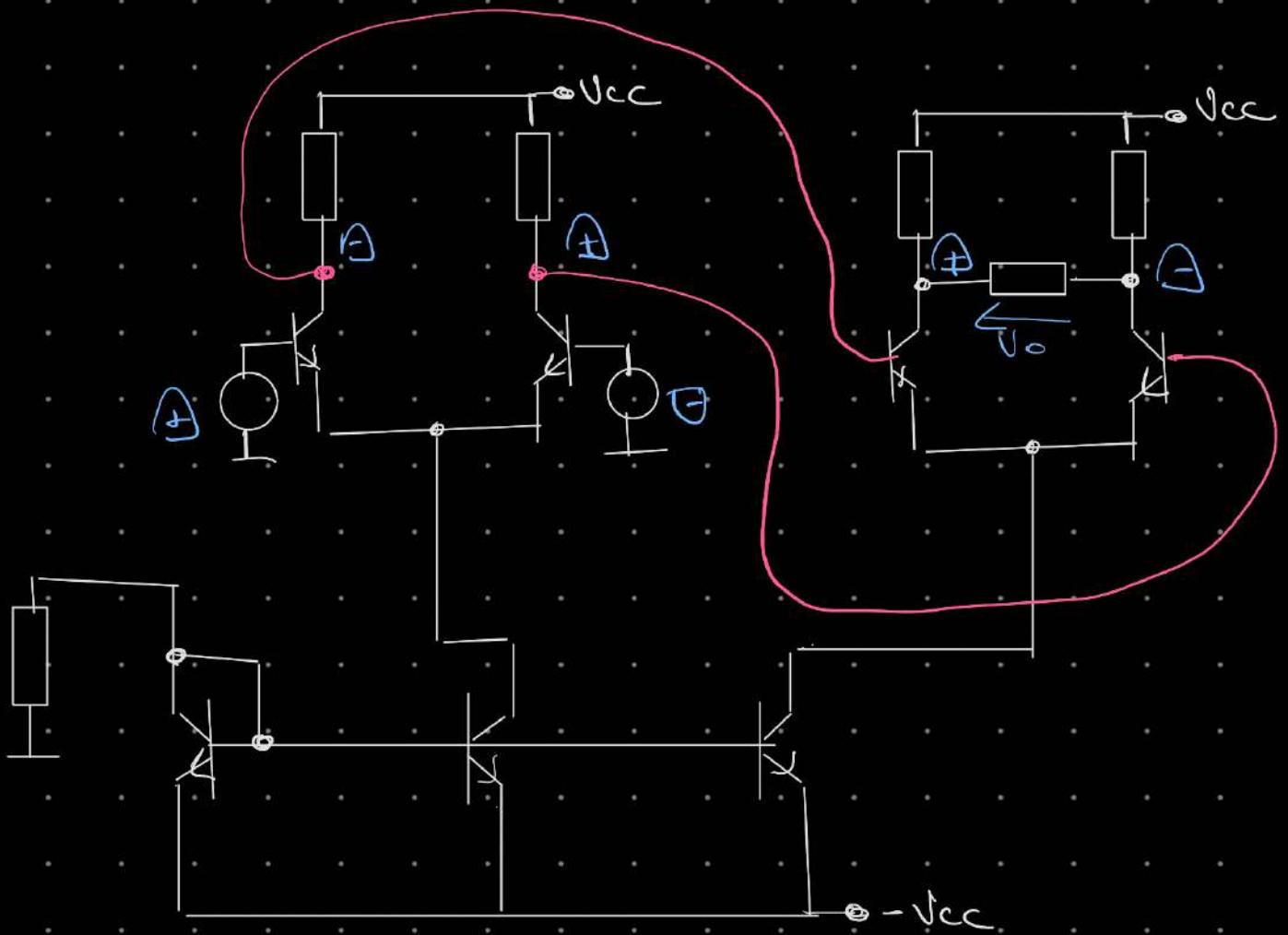
$$|V_{CC}| = 5V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 4,3\text{ k}\Omega$$

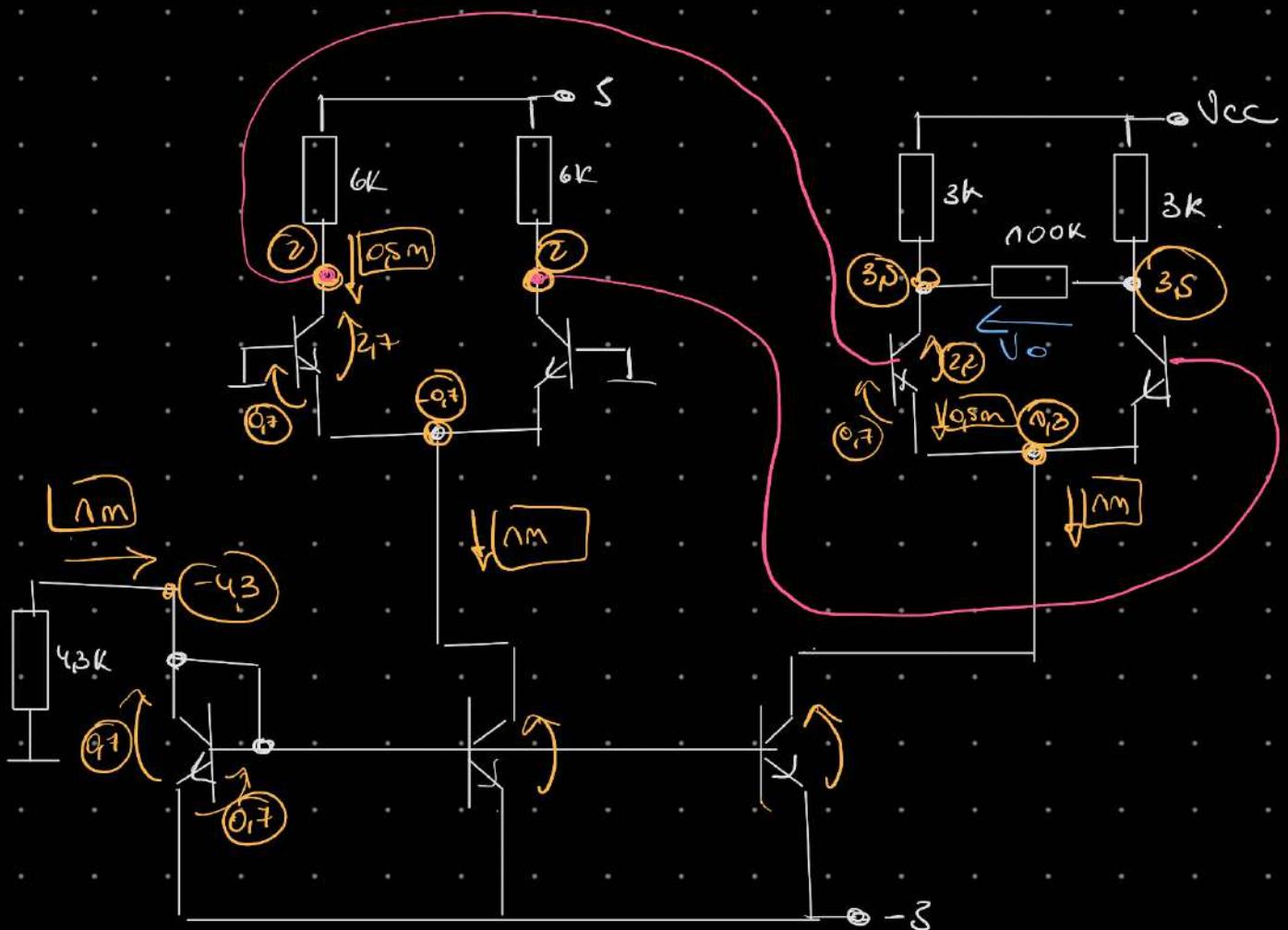
AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{ k}\Omega$

AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{ k}\Omega$



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{V_{dd}} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$? Justificar el valor que tendría $A_{V_{dc}} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 0,1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_s del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).





$$I_C = 200 \mu A$$

$$g_m = 20 \text{ mA/V}$$

$$r_{ff} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = 200 \text{ M}\Omega$$

$$I_{ref} = 1 \text{ mA}$$

$$g_{m_{ref}} = 3.9 \text{ mA/V}$$

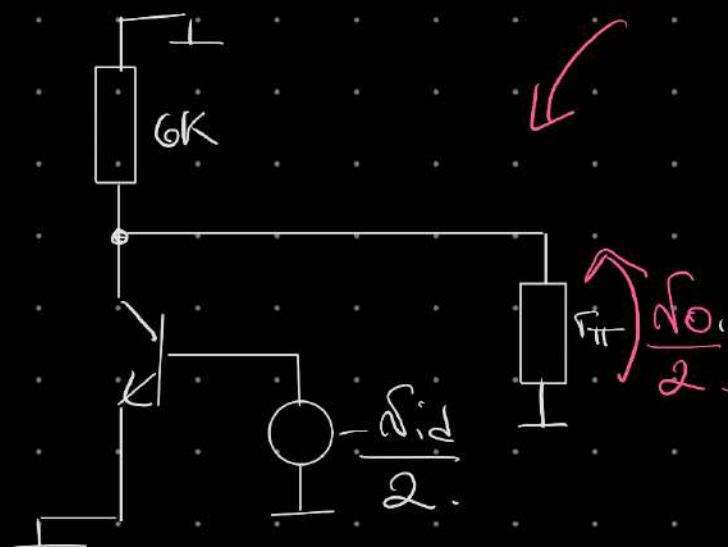
$$r_{ff,ref} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o,ref} = 120 \text{ k}\Omega$$

ANALIZO EL PRIMER DIFERENCIAL

ANALIZO DIFERENCIAL

El circuito es simétrico en ambas ramas, por lo que aplico los circuitos.



Tengo el segundo diferencial conectado a la finalidad y al estar en modo diferencial la resistencia que se ve es r_π .

$$-\frac{\delta id}{2} = \delta be$$

$$\delta id = -2\delta be$$

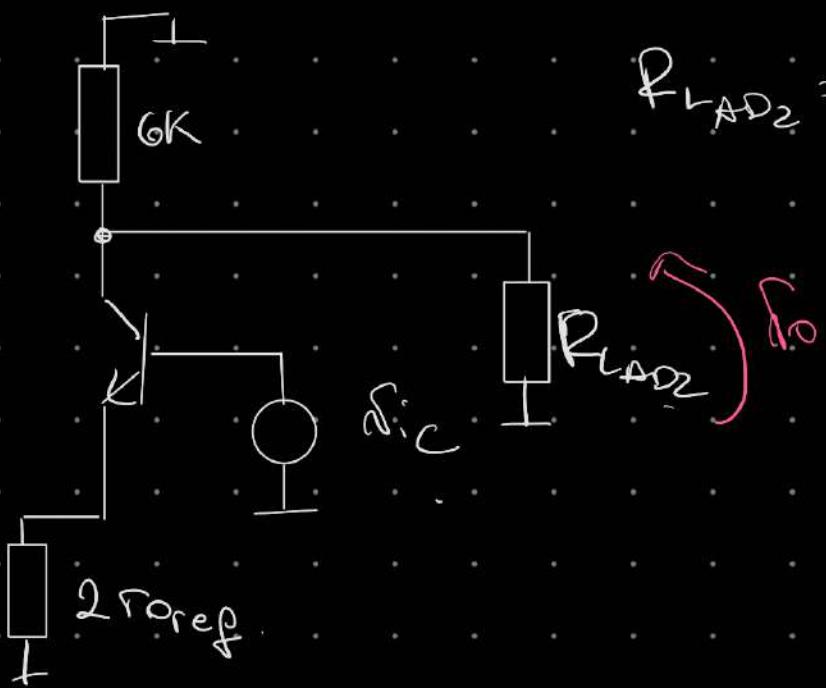
$\approx h_1 e_k$

$$A\delta d_1 = \frac{\delta o_1}{\delta id} = \frac{-ic \cdot 6k // r_\pi}{-2\delta be} = \underbrace{gm \cdot e_k // 127k}_{= 2} =$$

$$\text{Reso } \delta o = \frac{\delta o_1}{2} \rightarrow A\delta dd_1 = 2 A\delta d_1 = 0.2$$

PARA $A\delta d_1$, la presencia del AD_2 , pronostica que la ganancia sea menor, y que el AD_1 ve una carga: la resistencia de entrada de T_3 , es decir r_π .

o Nodos comunes



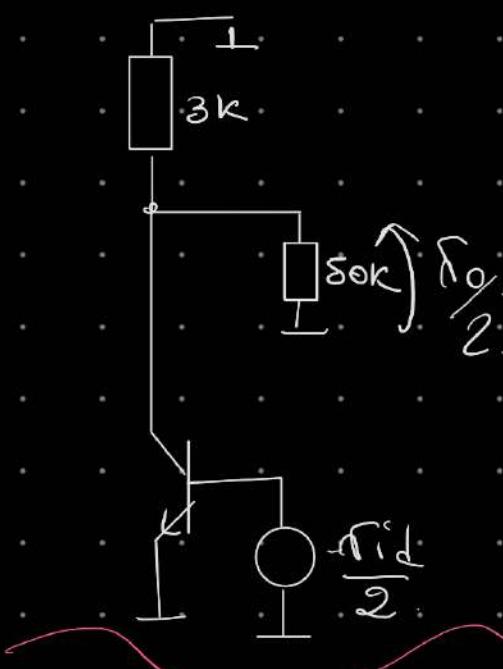
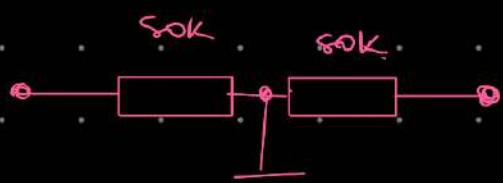
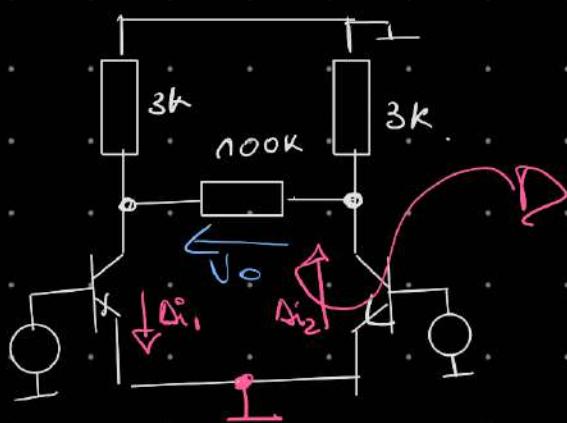
$$R_{LAD2} = r_{\pi} + \frac{2R_{ref}}{\beta}$$

$$A_{\delta C_1} = \frac{\delta i_o}{\delta i_C} = - \frac{i_C (6k || r_{\pi})}{\alpha_{be} + i_C 2R_{ref}} = - \frac{g_m h k_b}{1 + g_m R_{ref}}$$

$$A_{\delta d_C} = 2 A_{\delta C_1} = -0,019$$

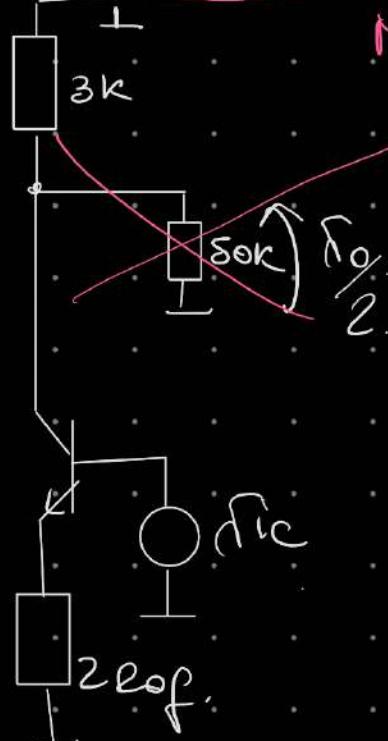
LOGICO LA SEGUNDA ETAPA - AD2

• MODEO DIFERENCIAL



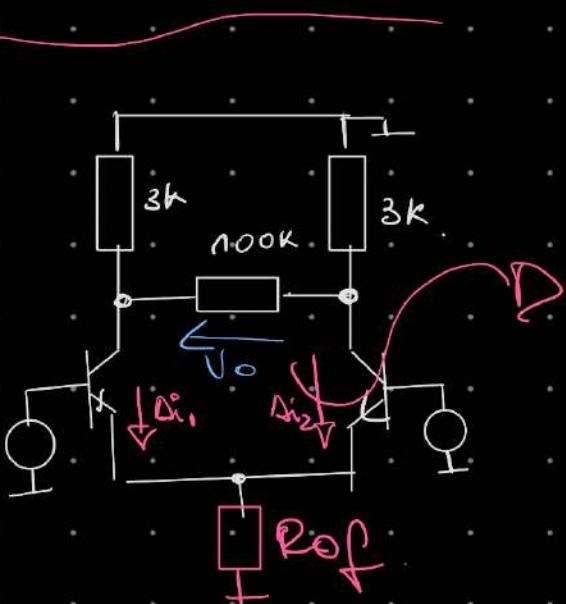
$$A_{VDD_2} = \text{gm } 3\text{k} / 50\text{k} = 6^0$$

NODO COMÚN



$$A_{VC} = \frac{-\text{gm } 3\text{k}}{1 + \text{gm } 2R_oF} \cdot 2 = 0,012$$

Y NO HAY TIERRA
VIRTUAL



$$\Delta \text{Fdd}_T = \Delta \text{Fdd}_1, \Delta \text{Fdd}_2 + \underbrace{\Delta \text{Fcd}_1, \Delta \text{Fcd}_2}_{\approx 0}$$

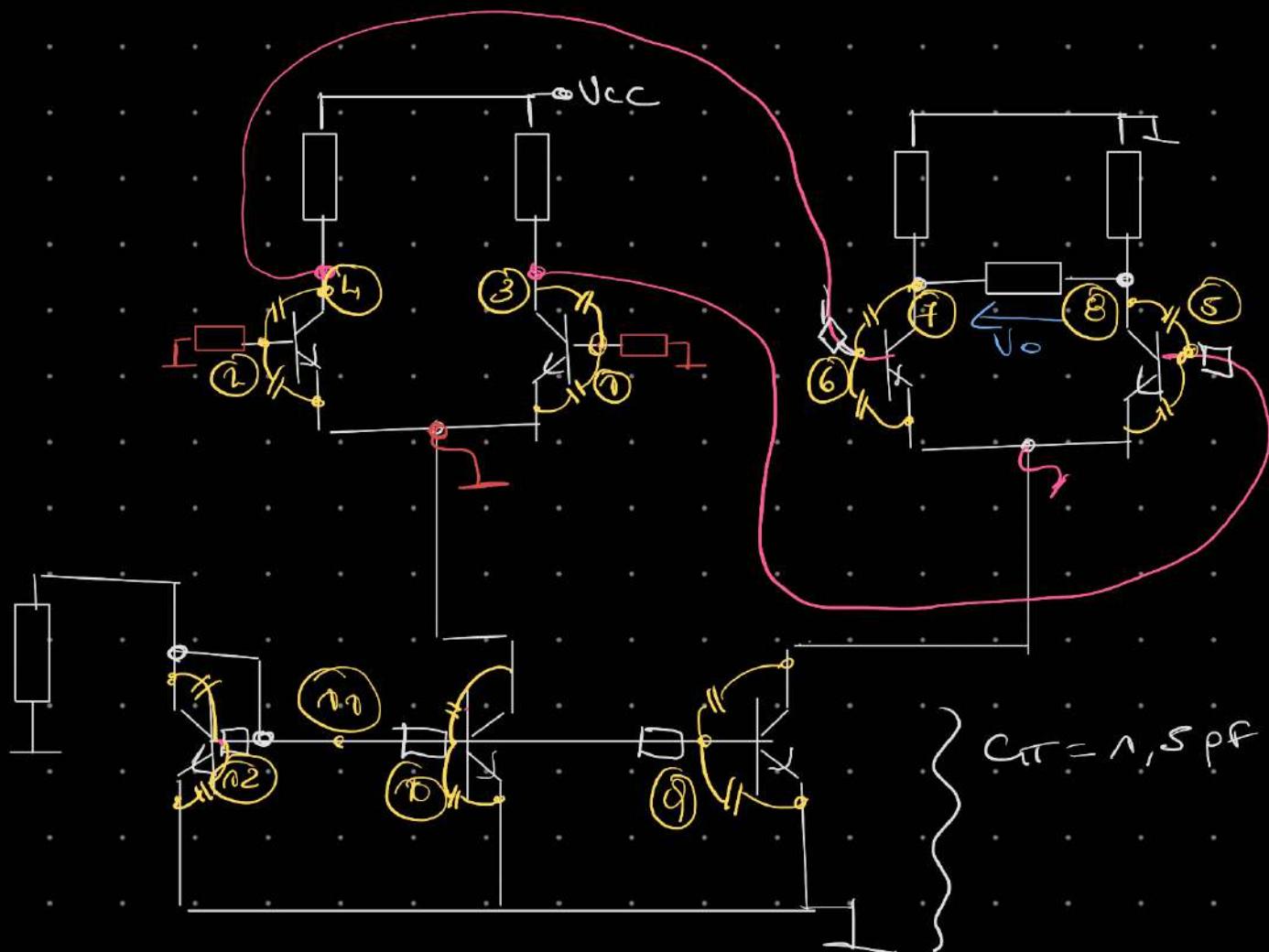
$$\Delta \text{Fdd}_T = 5820$$

$$\Delta \text{Fdc}_T = \Delta \text{Fcd}_1, \Delta \text{Fdc}_2 + \underbrace{\Delta \text{Fdc}_1, \Delta \text{Fdc}_2}_{\approx 0}$$

$$\Delta \text{Fdc}_T = 0,0002$$

Si los diferenciales
están bien separados
estas diferencias se pueden
aproximar como nulas.

ANALISIS DE ALTAS FRECUENCIAS EN AND



⑨ ⑩ ⑪ ⑫ Bajos resistencias, y capacidades sin reflejar.

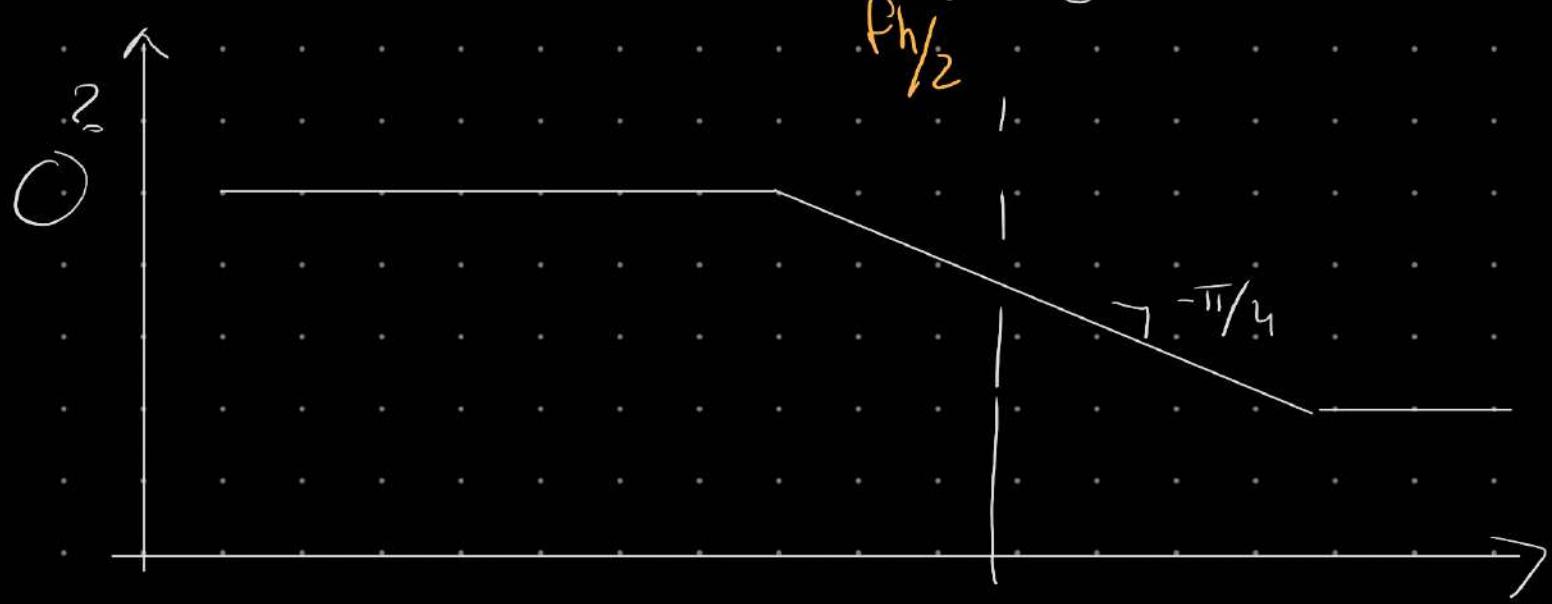
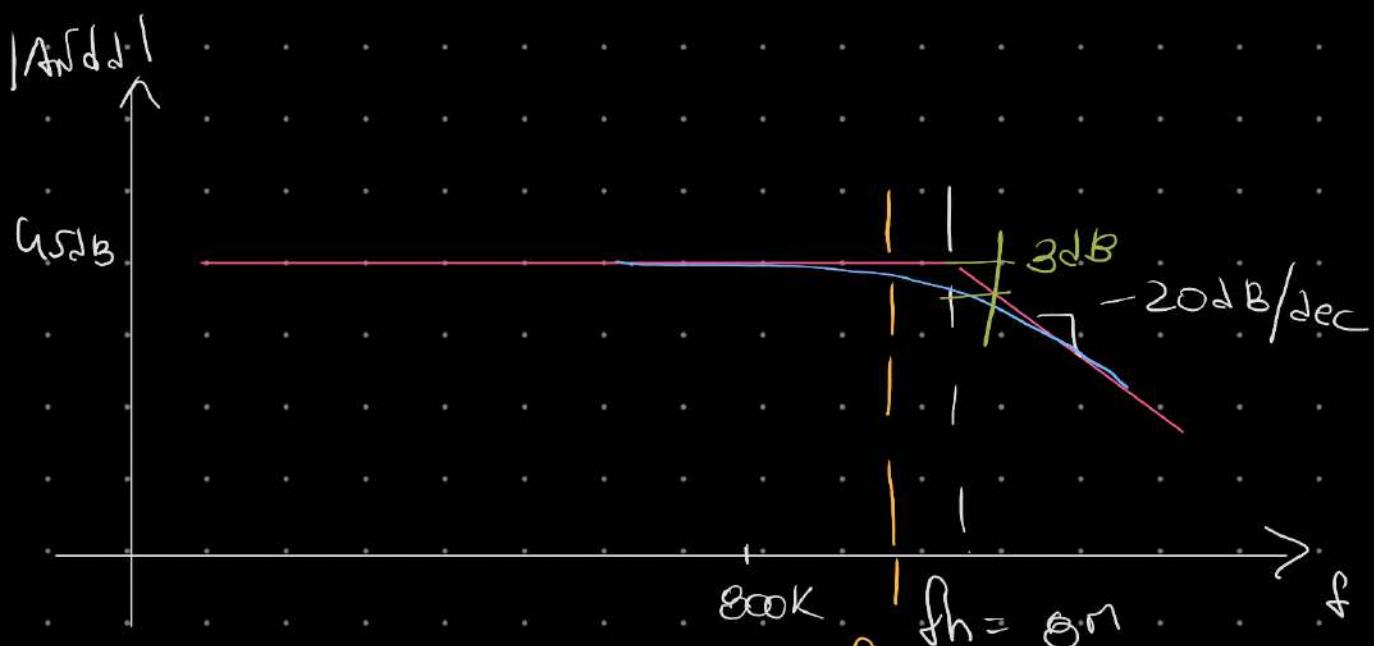
④ y ② 80a simétricos a ③ y ⑥
⑥ y ⑦ " " ⑧ y ⑤

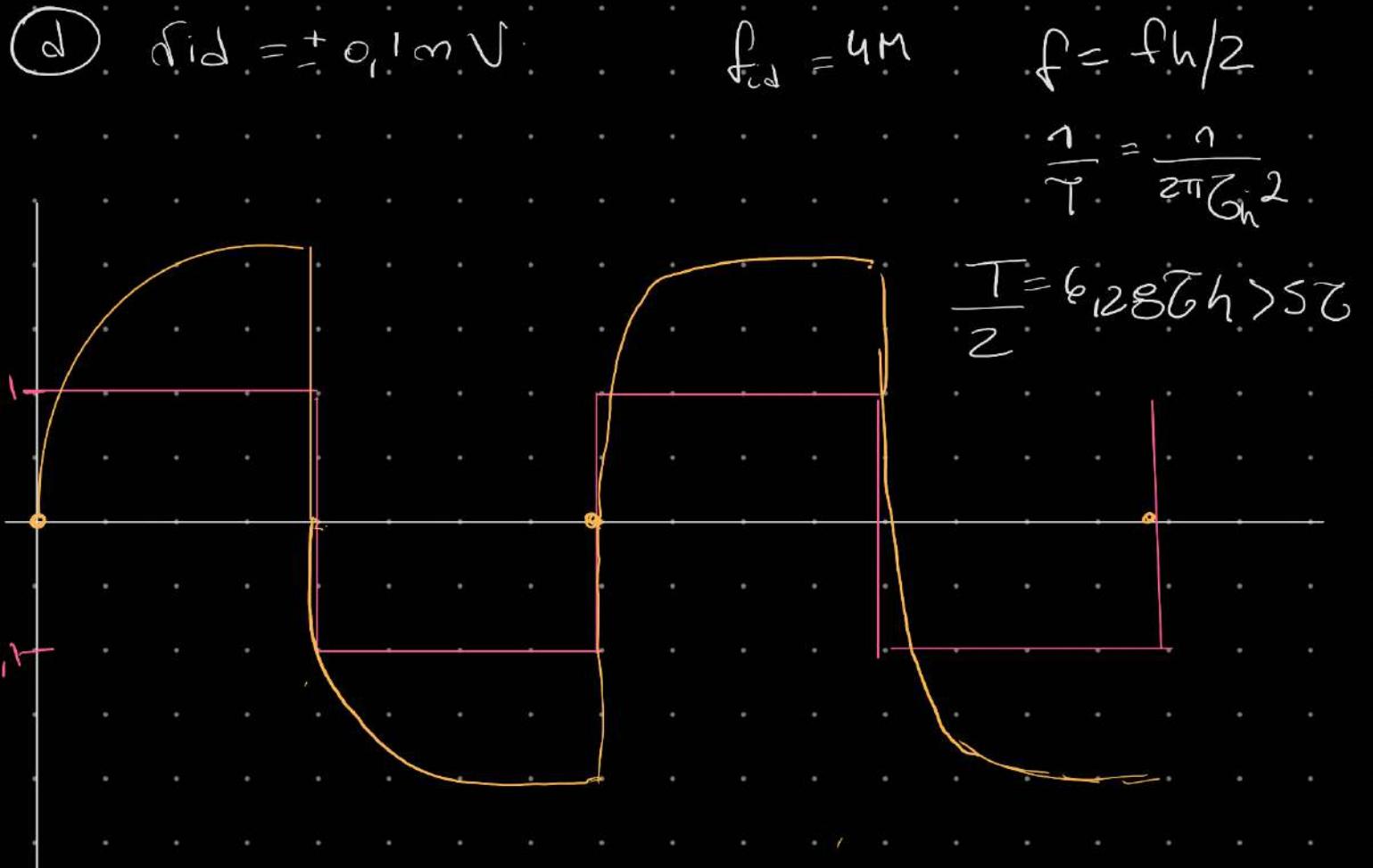
Me quedan: ③ y ① y ⑧ y ⑨ todo dominante

N	C	R
3	G_m	$(r_x + r_{pi}) // R_o \approx r_{pi}$
1	$C_{11} + C_{21} * A$	$r_x // \frac{1}{f_{pi}} \approx r_x \approx 2 \mu s$
8	C_m	$R_C // R_o \approx R_C$
5	$C_x + C_{pi}$	$r_x // r_{pi} \approx r_x$ menor ganancia que ①

$$T_3 = 20 \mu s \quad f_{h3} = 8 M$$

$$T_8 = 3 \mu s \quad f_{h8} = 52 M$$





e) $V_{off1} = V_{BE1} - \sqrt{I_{S1}}$

$$= V_{th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - \sqrt{V_{th} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)}$$

$$= \sqrt{V_{th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)} = \underline{\underline{0,51 \text{ mV}}}$$

$$\frac{I_2 - I_{S1}}{I_{S1}} = 0,02$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 1,02$$

$$V_{off} = V_{off1} + \frac{V_{off2}}{A_{vdd1}} = 0,54 \text{ mV}$$

tenemos el mismo resultado experimental

$V_{off1} = V_{off2}$

Tengo en cuenta que V_{off} se aplica a la entrada de A_{vdd1} , por lo que tengo que considerar las amplificaciones en la primera etapa.

(P) Ponge MOSFET S

Teniendo en cuenta que el VGS para estar en saturación tiene que ser mayor que V_{BG} , tomando un V_T típico de 0V o 0,5V.

Esto provoca una menor caída de tensión en R_{Op} . Lo cual provoca una disminución de I_{ref} .

$I_{ref} \downarrow$. Esto significa que cambian todas las tensiones de polarización, y que $I_C \downarrow$; es decir

$$\text{que } g_m, g_{m\text{ref}} \downarrow \quad r_o, r_{T\text{ref}} \uparrow \quad r_o, r_{O\text{ref}} \uparrow$$

$\underbrace{\qquad\qquad\qquad}_{\infty \text{ rigs}}$ $\underbrace{\qquad\qquad\qquad}_{\text{rds}}$

Luego en señal $A_{vdcl} \downarrow$ al depender de g_m , el cual al ser un trío es mucho menor, la ganancia disminuye en gran medida, por lo cual también se espera que $A_{vdcl} \downarrow$

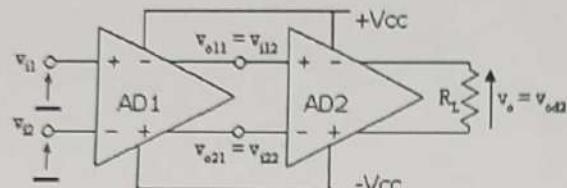
$$f_h \downarrow$$

por otro lado f_h va a ser más alta, ya que aumentará la resistencia del nodo dominante, aumentando el T .

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		

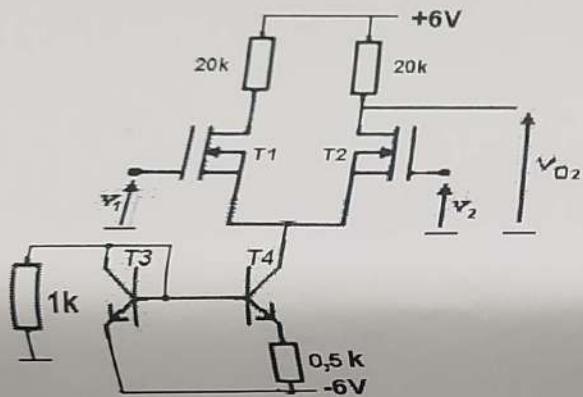
1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica en la figura. Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $AV_{dd1} = 200$ y $AV_{dd2} = 50$.

a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo: $V_{off}(AD1) = 2\text{mV}$; $V_{off}(AD2) = 1\text{mV}$



b) Si AD1 tiene una $RRMC_1 = 70 \text{ dB}$ y AD2, una $RRMC_2 = 100 \text{ dB}$, justificar cuál será la RRMC del circuito completo. (se conocen AV_{dc} , AV_{cd} y AV_{cd} de c/u)

2.- $V_T = 1\text{V}$; $k = 1\text{mA/V}^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta = 200$; $V_A = 80\text{V}$
 $C_{gs} = 6\text{pF}$; $C_{gd} = 2\text{pF}$; $C_\mu = 2\text{pF}$; $f_T = 150\text{MHz}$



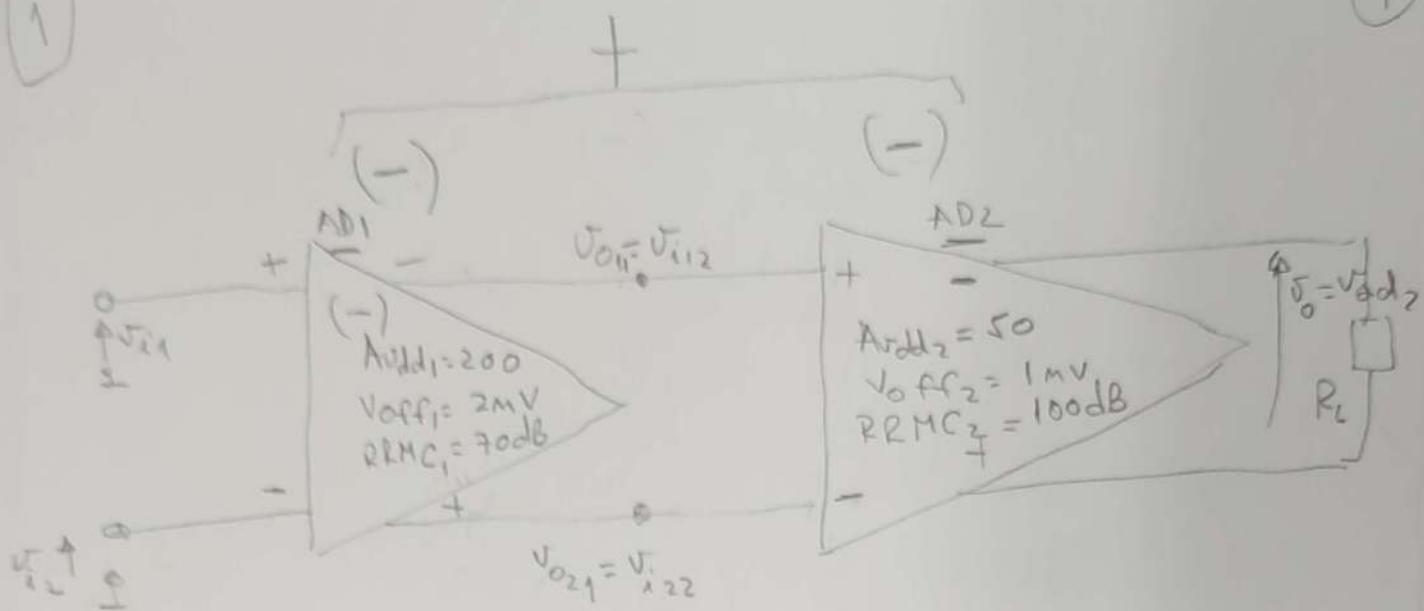
a) Definir y obtener el Rango de modo común.

b) Definir y obtener el valor de la f_h aproximada para $AV_{2ds} = v_{o2}/v_{ids}$ (v_1 y v_2 provienen de señales v_{s1} y v_{s2} con un equivalente Thévenin $R_{s1} = R_{s2} = 1\text{K}\Omega$).

c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T5-T6), de modo de tal de obtener la mayor $AV_{2d} = v_{o2}/v_{id}$ posible. Dibujar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la f_h , respecto del circuito original.

1

1



(2)

$$\begin{aligned} V_{OFF,TOT} &= V_{OFF,1} + \frac{V_{OFF,2}}{A_{vdd,1}} = \\ &= 2 \text{ mV} + \frac{1 \text{ mV}}{200} = 2 \text{ mV} + 5 \mu\text{V} \\ &\quad = \underline{\underline{2,005 \text{ mV}}} \end{aligned}$$

RRMC $A_{vcc}, A_{vdc} \text{ y } A_{vcd}$ A_{vdd}

$$V_{OL} = A_{vdd} V_{NL} + A_{vdc} \cdot V_{IC}$$

$$V_{OC} = A_{vcc} V_{IC} + A_{vcd} V_{IC}$$

$$(RMC) \quad \frac{A_{vdd}}{A_{vdc}} = \frac{10000}{A_{vdc_1} A_{vdd_2}} = \frac{A_{vdd_1} \cdot A_{vdd_2}}{A_{vdc_1} \cdot A_{vdd_2}}$$

$$\begin{aligned} A_{vdc} &= \cancel{A_{vcc_1} * A_{vdc_2}} + A_{vdc_1} * A_{vdd_2} = \\ &= \cancel{A_{vdc_1}} * A_{vdd_2} \end{aligned}$$

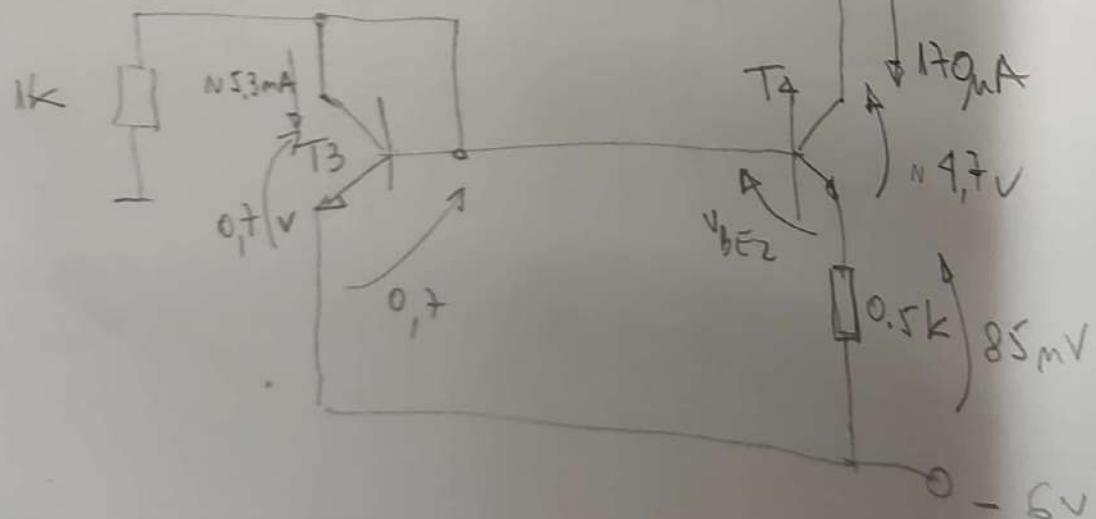
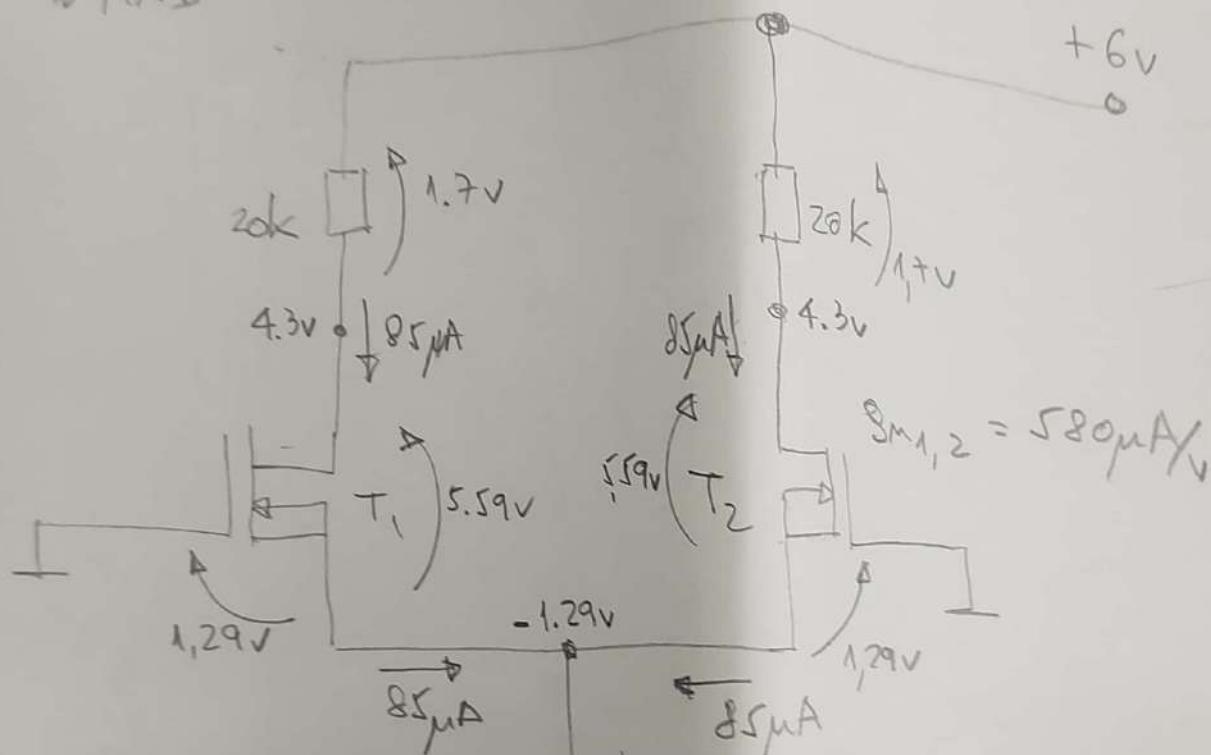
$$RRMC_1 = 20 \log \frac{(A_{vdd_1})}{|A_{vdc_1}|} = 7 \text{ dB}$$

$$2) \text{ CC} \quad V_T = 1V \quad k = 11 \mu A/V^2 \quad \beta = 200 \quad V_A = 80V \quad (1)$$

suponha
 - zona extrinsíca
 - MAD

verificado $V_{DS} > V_{DSE}$

$V_{CE} > V_{CESI}$
 $0,7V$

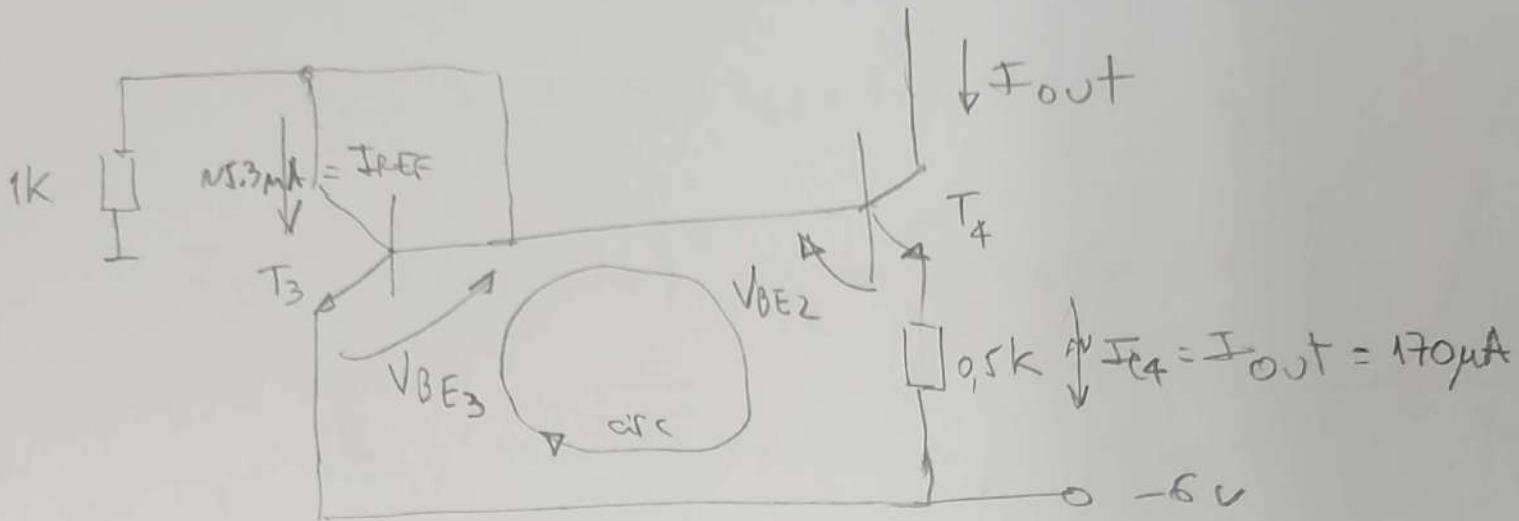


$$r_{o4} = \frac{V_A}{I_{C4}} = \frac{80V}{0,17mA} = 470k$$

$$\begin{aligned} R_{o4} &= r_{o4} \left(1 + S_M R_E \right) = \\ &= 470k \left(1 + 6,8 \times \frac{1}{2} \right) = \\ &= 470k (1 + 3,4) = \\ &= 470k (4,4) = 2068k \\ &\approx 2M\Omega \end{aligned}$$

Supergo MAD

②



$$V_{BE3} - V_{BE4} - Ic4 \cdot 0.5k = 0$$

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_S} - V_T \cdot \ln \frac{I_{c4}}{I_S} = I_{c4} \cdot 0.5k$$

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_{OUT}} = I_{OUT} \cdot 0.5k$$

$$25mV \cdot \ln \frac{5.3mA}{0.17mA} = 0.17mA \cdot 0.5k$$

$0.1mA$	$100mV$
$0.15mA$	$88mV$
$0.2mA$	$82mV$
$0.12mA$	$86mV$

$$25mV \cdot \ln \frac{5.3mA}{0.17mA} = 0.17mA \cdot \frac{1}{2}k$$

$$25mV \cdot \ln 31.17 = 85mV$$

$$25mV(3.44) = 85mV$$

$$86mV \approx 85mV$$

$$S_M = S_{M1} = S_{M2} = 2 \cdot k (V_{GS} - V_T)$$

(3)

$$S_{M1,2} = 2 \cdot 1 \frac{mA}{V^2} (V_{GS} - 1V)$$

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{k}} + V_T$$

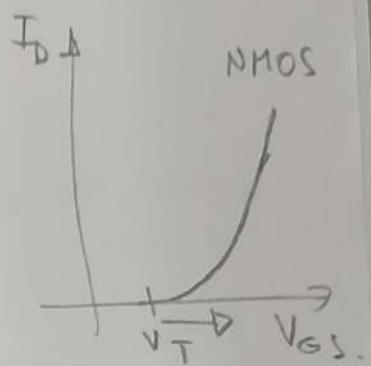
$$\begin{aligned} V_{GS1,2} &= +\left(\sqrt{\frac{0,085}{1}}\right)V + 1V = \\ &= 0,29V + 1V = 1,29V \end{aligned}$$

$$\underbrace{V_{GS1,2} = 1,29V}_{1}$$

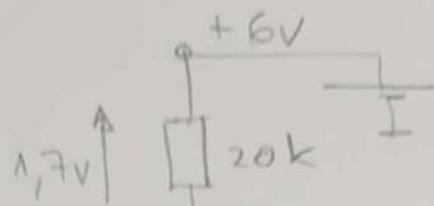
$$\begin{aligned} S_{M1,2} &= 2 \cdot 1 \cdot (0,29) \frac{mA}{V} = 2 \cdot 0,085 \frac{mA}{V} \\ &= 0,580 \frac{mA}{V} = 580 \frac{\mu A}{V} \end{aligned}$$

$$\underbrace{S_{mMOS} = S_{M1,2} = 580 \frac{\mu A}{V}}_1$$

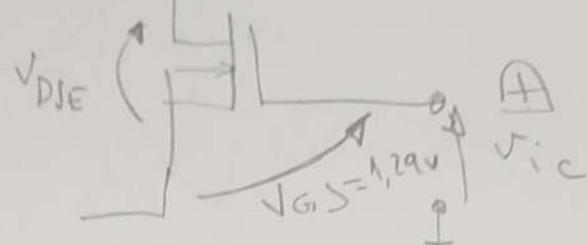
$$\underbrace{S_{mfp} = S_{M4} = 40 \times 0,170 \frac{mA}{V} = 6,8 \frac{mA}{V}}_1$$



a) Rango de tensión en los terminales de entrada que permite mantener la etapa en zona estrengulada y MAD ④



$$85\mu A \times 20k = 1700mV \\ = 1,7V.$$

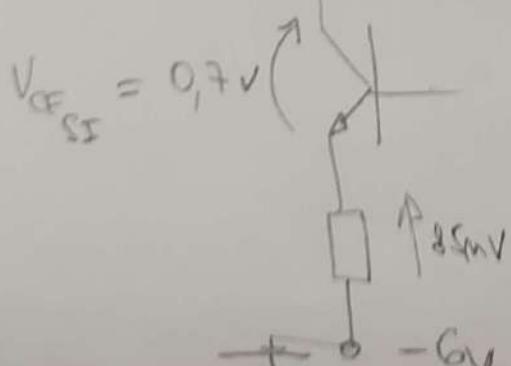
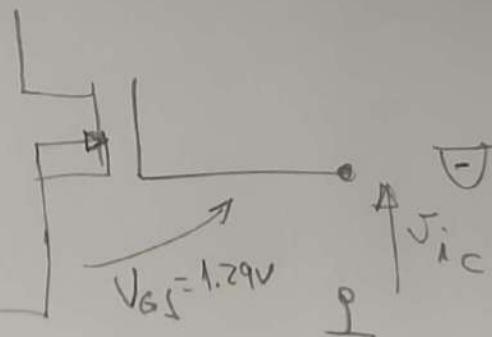


$$\frac{V_{DS}}{= 0,29V} = V_{GS} - V_T =$$

$$V_{DS} - V_{GS} + V_{DS} = 1,7V - 6V = 0$$

$$V_{DS} = 6V + 1,29V - 0,29V - 1,7V = \\ = 6V + 1 - 1,7V = 5,3V$$

$$V_{DS} = 5,3V$$



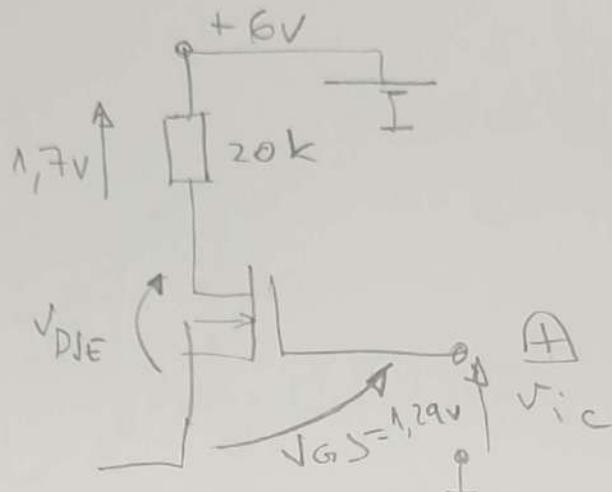
$$V_{DS} - V_{GS} - 0,7V - 0,085V + 6V = 0$$

$$V_{DS} = 1,29V + 0,7V + 0,085V - 6V$$

$$V_{DS} = 1,99V + 0,085V - 6V \\ = 2,075V - 6V = -3,925V \\ \approx -3,9V$$

4

a) Rango de tensión en los terminales de entrada que permiten mantener la etapa en zona estrangulada y MAD



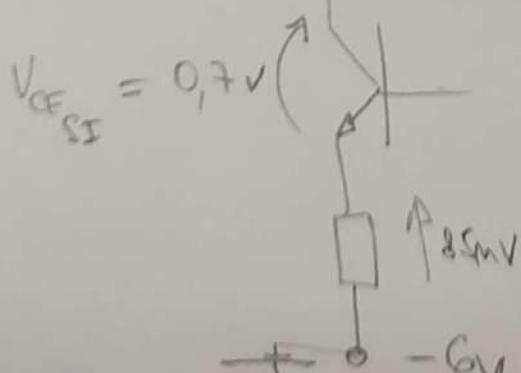
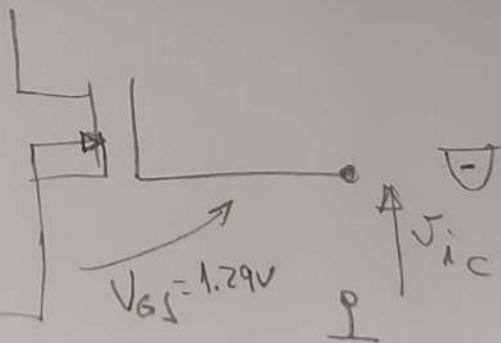
$$85\mu A \times 20k = 1700 mV \\ = 1.7V$$

$$\frac{V_{DS}}{V_{GS} - V_T} = 0.29V$$

$$V_{ic} - V_{GS} + V_{DS} + 1.7V - 6V = 0$$

$$V_{ic+} = 6V + 1.29V - 0.29V - 1.7V = \\ = 6V + 1 - 1.7V = 5.3V$$

$$V_{ic+} = 5.3V$$



$$V_{ic(-)} - V_{GS} - 0.7V - 0.085V + 6V = 0$$

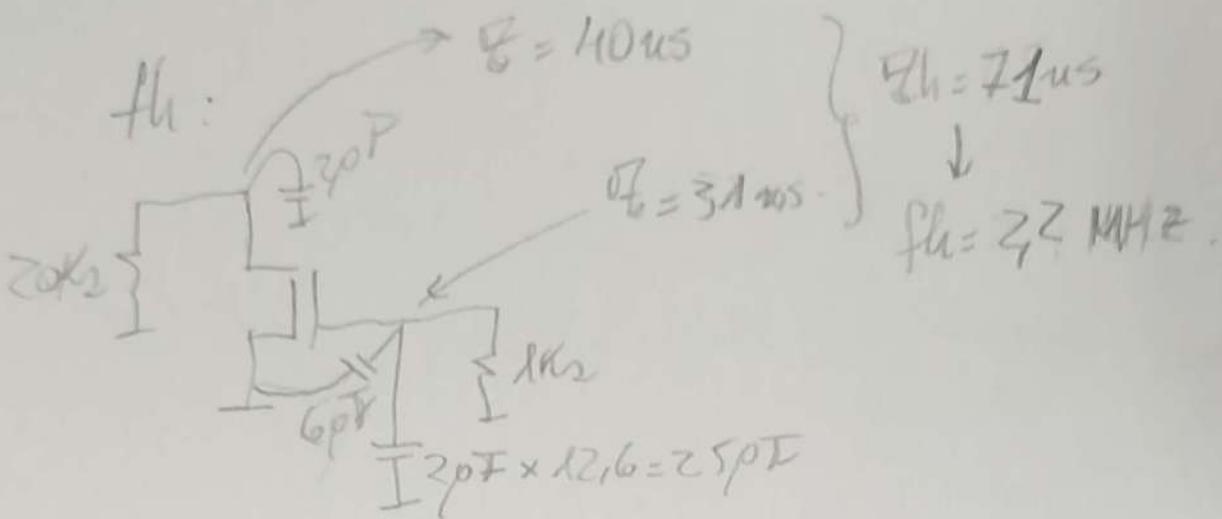
$$V_{ic(-)} = 1.29V + 0.7V + 0.085V - 6V$$

$$V_{ic(-)} = 1.99V + 0.085V - 6V$$

$$V_{ic(-)} = 2.075V - 6V = -3.925V \\ \approx -3.9V$$

(5)

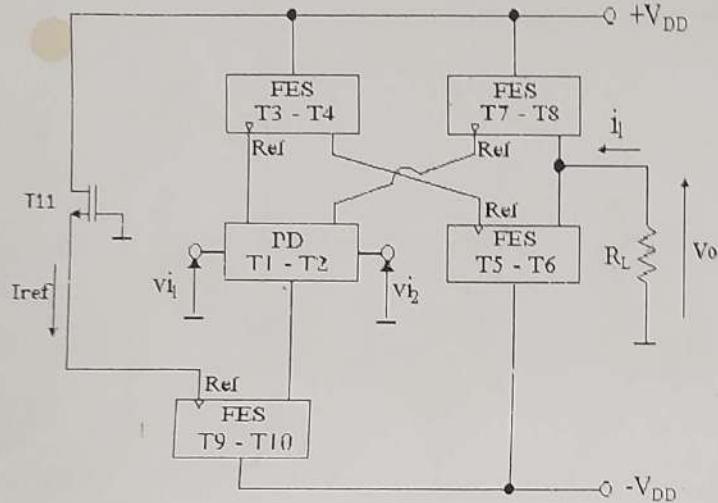
$$-5,9V \leq V_{ic} \leq 5,3V$$



APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
Ferro	Oscar		T N	5	B D

1. a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .

FES: Fuente Espejo Simple – PD: Par Diferencial.



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

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

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

b) Hallar las expresión y valor de,

$$Av_d = v_o / v_{id} \mid_{v_{id}=0} \text{ para los siguientes casos:}$$

$$\mathbf{b}_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\mathbf{b}_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

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

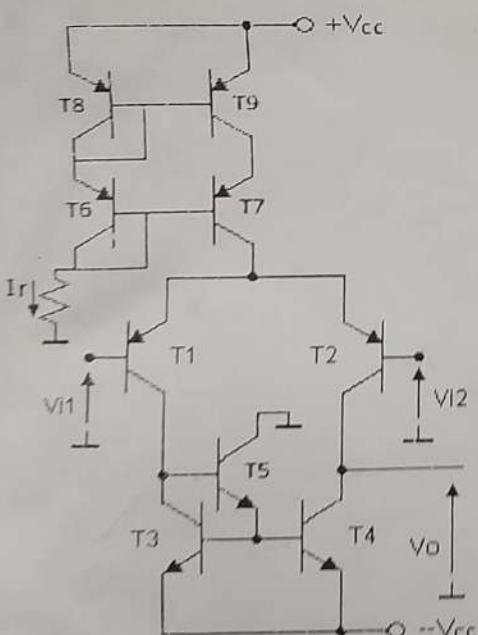
$$V_o = f(V_{id}) \mid_{v_{id}=0} \text{ para los siguientes casos:}$$

$$\mathbf{c}_1) R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\mathbf{c}_2) R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

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

2.- Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.

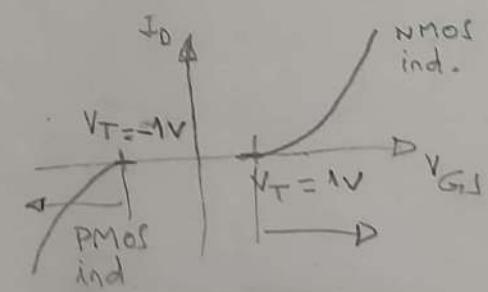
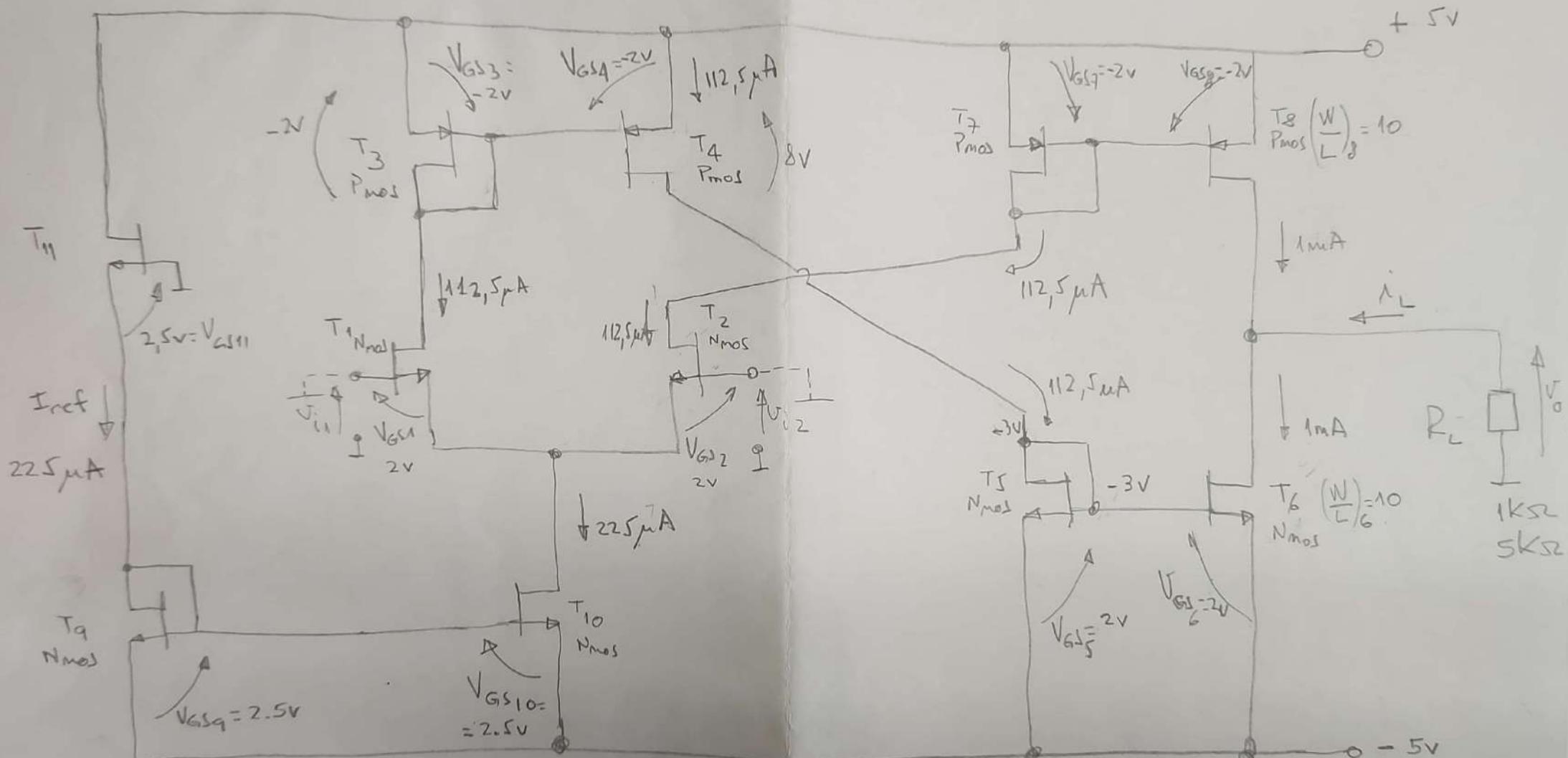


a) Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{oQ} del amplificador, en función de V_{cc} .
- Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.

b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expressarlo en función de δ y la corriente I_r .

c) Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de Av_d .



→

$$\underline{I_{DQ1}} = K \left(V_{GS1} - V_T \right)^2 = 0,1 \frac{mA}{V^2} \left(2,5V - 1V \right)^2 =$$

$$= 0,1 \frac{mA}{V^2} \left(1,5V \right)^2 = 2,25V \cdot 0,1 \frac{mA}{V^2} =$$

$$= 0,225 mA = \underline{225 \mu A}$$
②
1,5
1,5
3,5
1,5
 $\frac{1,5}{2,25}$

$$\underline{I_{DQ1}} = \underline{I_{DQ2}} = K \cdot \left(V_{GS1} - V_T \right)^2 \Rightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{DQ1}}{K}} + V_T$$

$$\underline{V_{GS1}} = \left[+ \sqrt{\frac{0,1125}{0,1}} + 1 \right] V = + \sqrt{1,125} + 1 = 1,06 + 1 =$$

$$\approx 2V$$

$$\underline{I_{DG}} = K \cdot \left(V_{GS} - V_T \right)^2 = 0,1 \frac{mA}{V^2} \left(2 - 1 \right)^2 \left(\frac{W}{L} \right)^{10} = 1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1V^2 = \underline{1 \mu A}$$

$$\underline{S_{M1} = S_{M2} = S_{M3} = S_{M4}} = \underline{S_{M7} = S_{M5}} = 2 K \left(\frac{V_{GS} - V_T}{(2 - 1)} \right) = 2 \cdot 0,1 \frac{mA}{V^2} \cdot 1V = 0,2 \frac{mA}{V}$$

$$= 200 \mu A$$

$$\underline{r_{O10}} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{100}{0,225} k\Omega = \underline{445k\Omega}$$

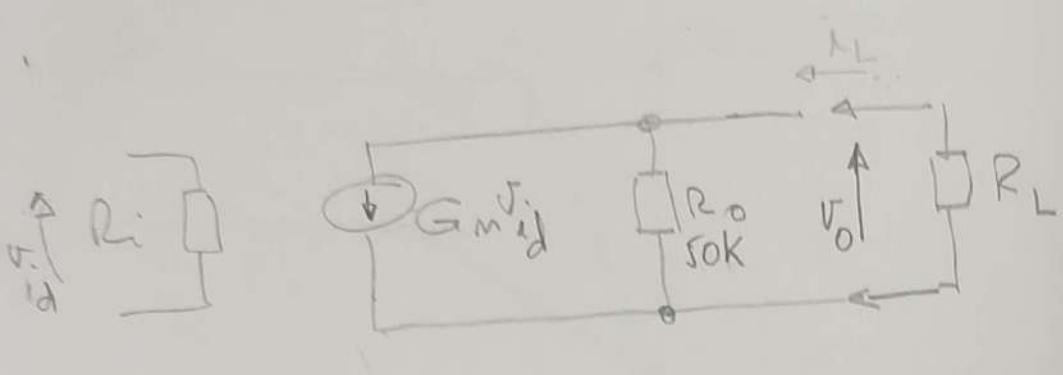
(Frente a polarización P.D)

$$\underline{S_{M8} = S_{M6}} = 2 \cdot 0,1 \frac{mA}{V^2} \cdot 10 \cdot (1)V = 2 \frac{mA}{V}$$

$$\underline{r_{O8} = r_{O6}} = \frac{100}{1} k\Omega = \underline{100k\Omega}$$

$$\underline{r_{O8} \parallel r_{O6} = 50k\Omega}$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0}$$



$$R_i = 2 \cdot r_{\text{in}} \rightarrow \infty$$

$$G_m = \frac{\Delta i}{\Delta V_{id}} =$$

$$10 \left[g_m \cdot \frac{V_{id}}{2} - g_m \left(-\frac{V_{id}}{2} \right) \right] = i_L$$

$$10 (g_{m1} + g_{m2}) = \frac{i_L}{\frac{V_{id}}{2}}$$

$$\frac{i_L}{V_{id}} \cdot G_M = \frac{10(g_{m1} + g_{m2})}{2} \approx 10 g_{m1}$$

$$= 2 \frac{mA}{V}$$

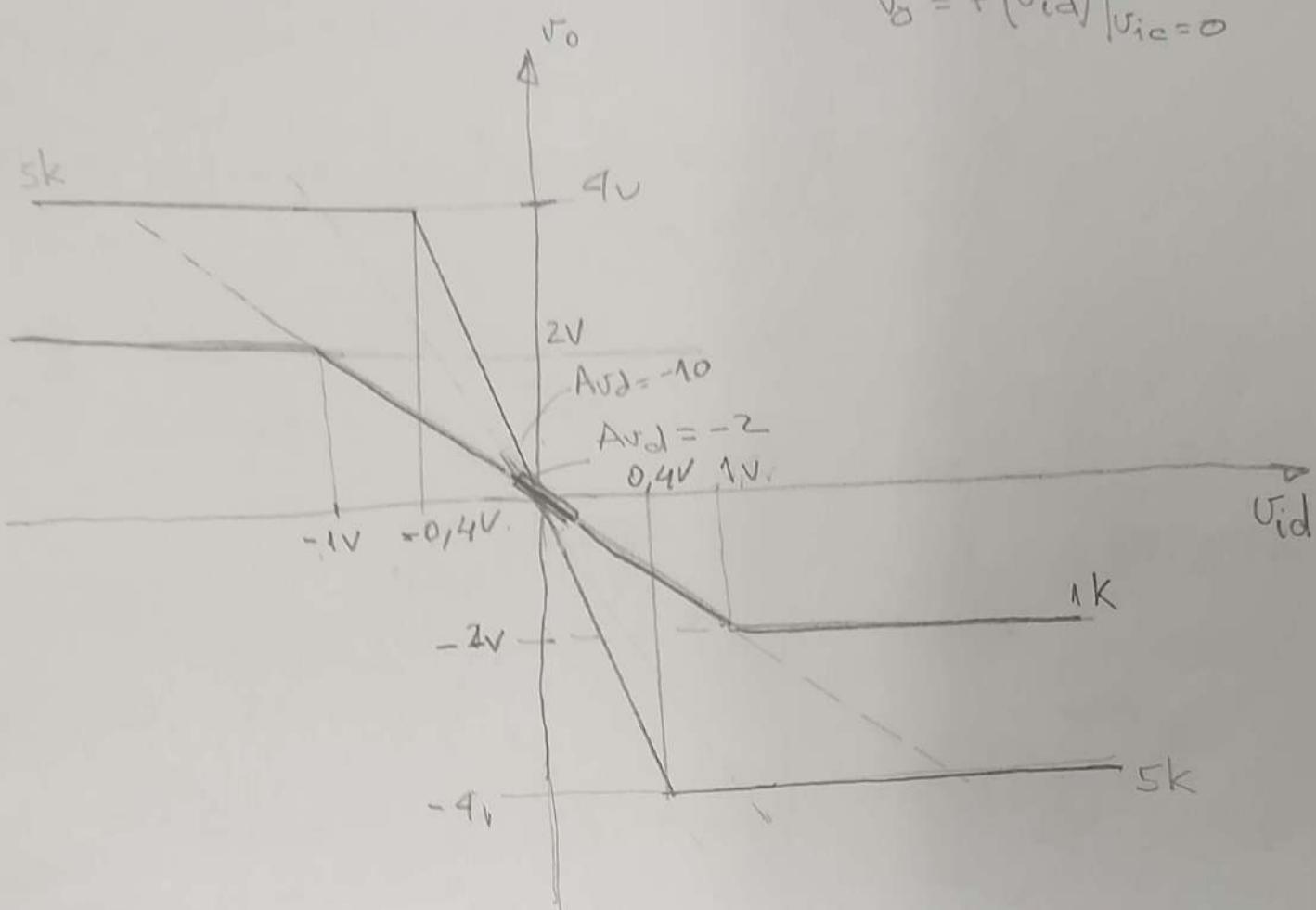
$$\frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = -2 \frac{mA}{V} (50k \parallel R_L)$$

$$\frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{1k} = -2 = A_{vd} \Big|_{5k\Omega}$$

$$\frac{V_o}{V_{id}} \Big|_{5k\Omega} \stackrel{N}{=} -10 = A_{vd} \Big|_{5k\Omega}$$

$$v_o = f(v_{id}) \Big|_{v_{ic}=0}$$

(4)



(5)

$$2) V_{OA} = -V_{CC} + 1.4V =$$

Fuente cascode $R_o \uparrow$ $A_{OC} \downarrow$ $RLMC \uparrow$
 And sin cambio.

b) $I_{offset} = I_{b1} - I_{b2}$

$$= \frac{I_{C1}}{\beta_{11}} - \frac{I_{C2}}{\beta_{22}}$$

$$\delta = \frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1} = 0,05$$

$$\delta \% = 5\%$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_r}{2}$$

$$I_{offset} = \frac{I_r}{2} \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right) = \frac{I_r}{2} \left(\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 \beta_2} \right)$$

$$= \frac{I_r}{2} \frac{0,05}{\beta_2}$$

c) $C_{out} = 2C_m \cdot \left(r_{o2} \parallel r_{o4} \right) = 2C_m \frac{r_{o2}}{2} \Rightarrow$ estimación $V_A = 100V$

$$I = 0,1mA = 100\mu A$$

$$= 0,2 \times 10^{-12} F \cdot 1 \times 10^6 \Omega =$$

$$r_o = 1M\Omega$$

$$= 0,2 \cdot 10^{-6} s =$$

$$= 0,2 \mu s.$$

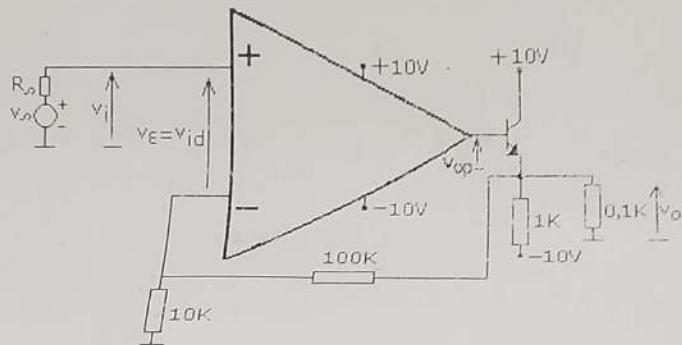
$$C_m = 0,2 pF$$

$$\text{Ist} \frac{\ln(1,95 - 1)}{2 \cdot 0,95} = \frac{\ln 2}{2} \frac{(1,95 - 2)}{0,91} = \\ = \frac{\ln 2}{2} \frac{0,05}{}$$

$$\frac{\ln 2}{2} \times \frac{0,05}{2}.$$

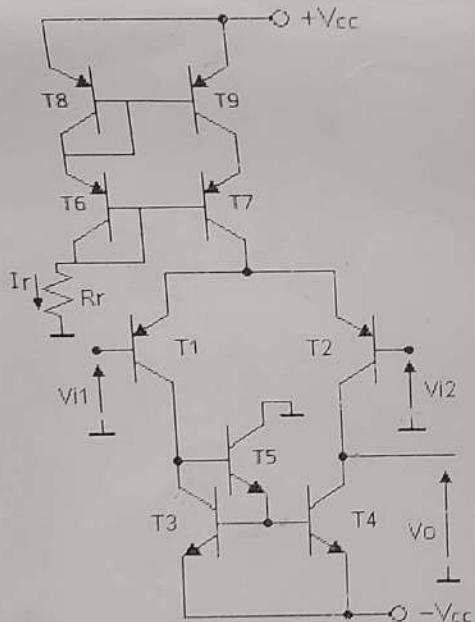
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección
			T N		

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



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

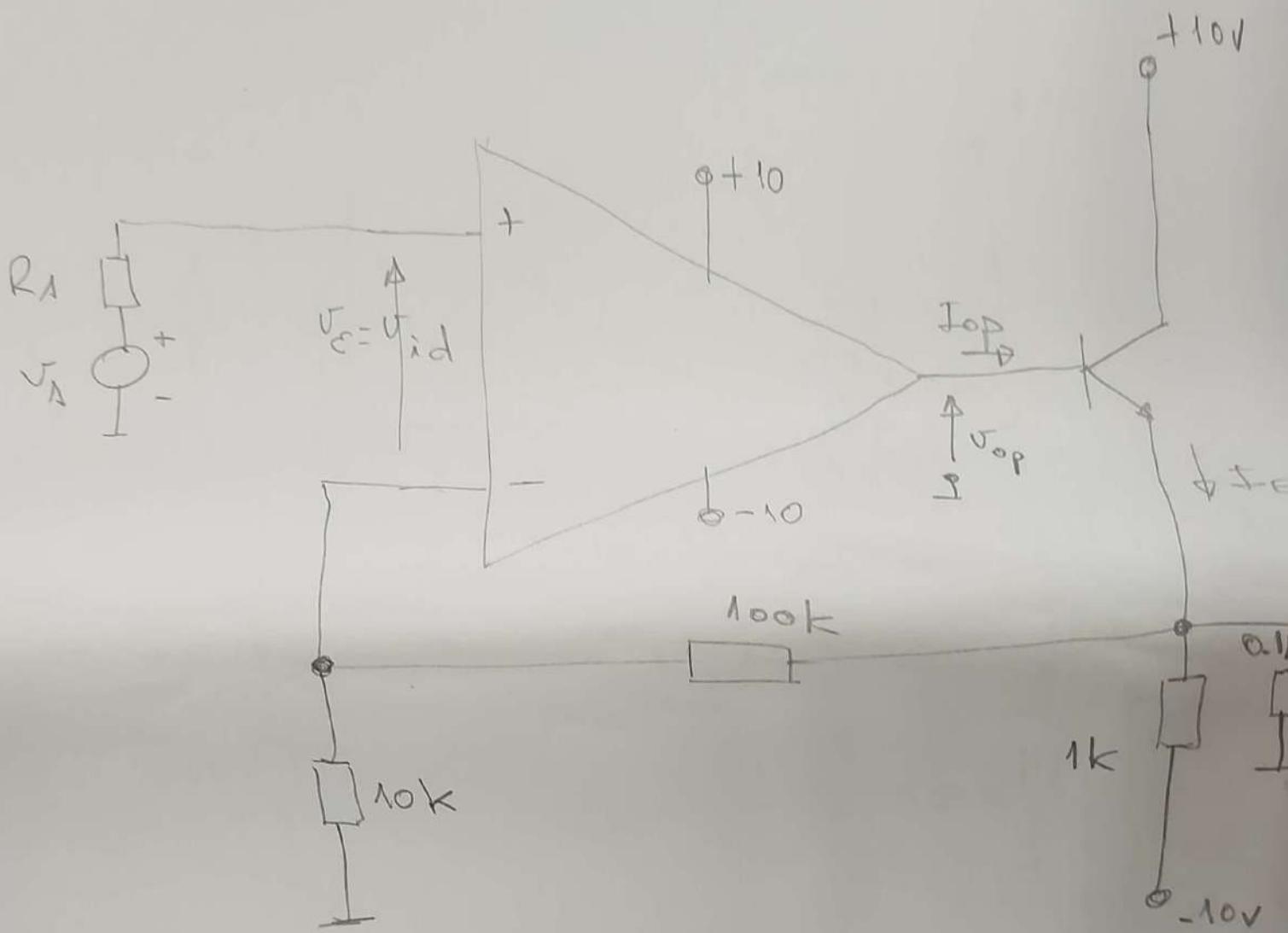
2.- Los transistores se encuentran apareados ($\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $f_T = 200$ MHz; $C_b = 1$ pF; $r_x \equiv 0$; $|V_{ce}| = 10$ V; $R_r = 10$ KΩ).



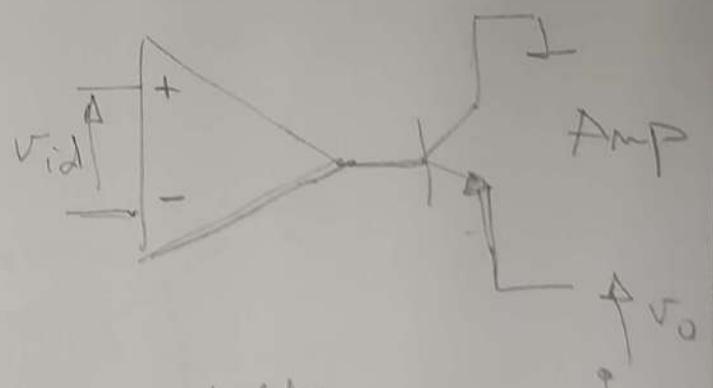
- a) Justificar cualitativamente:
- El valor de la tensión de salida V_o del amplificador en reposo (V_{oq}).
- ¿Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar con una fuente cascode en lugar de una espejo simple?
- ¿Cómo influye en el balance de corrientes la carga T3-T4-T5, en lugar de una espejo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

$$A_{vd} = \frac{V_{op}}{V_{id}} = 10^4. \quad \beta = 100$$

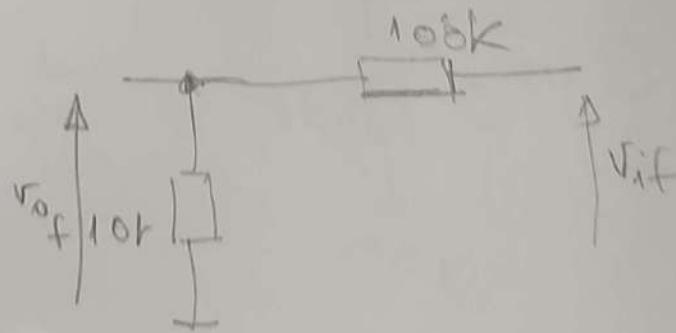
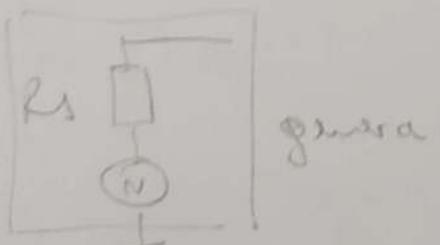
①



R_N MV | $\approx V$



$$R_L = 1k \parallel 0,1k \rightarrow \text{carga}$$



TBJ Amplifica corriente ($I_F > I_{op}$)

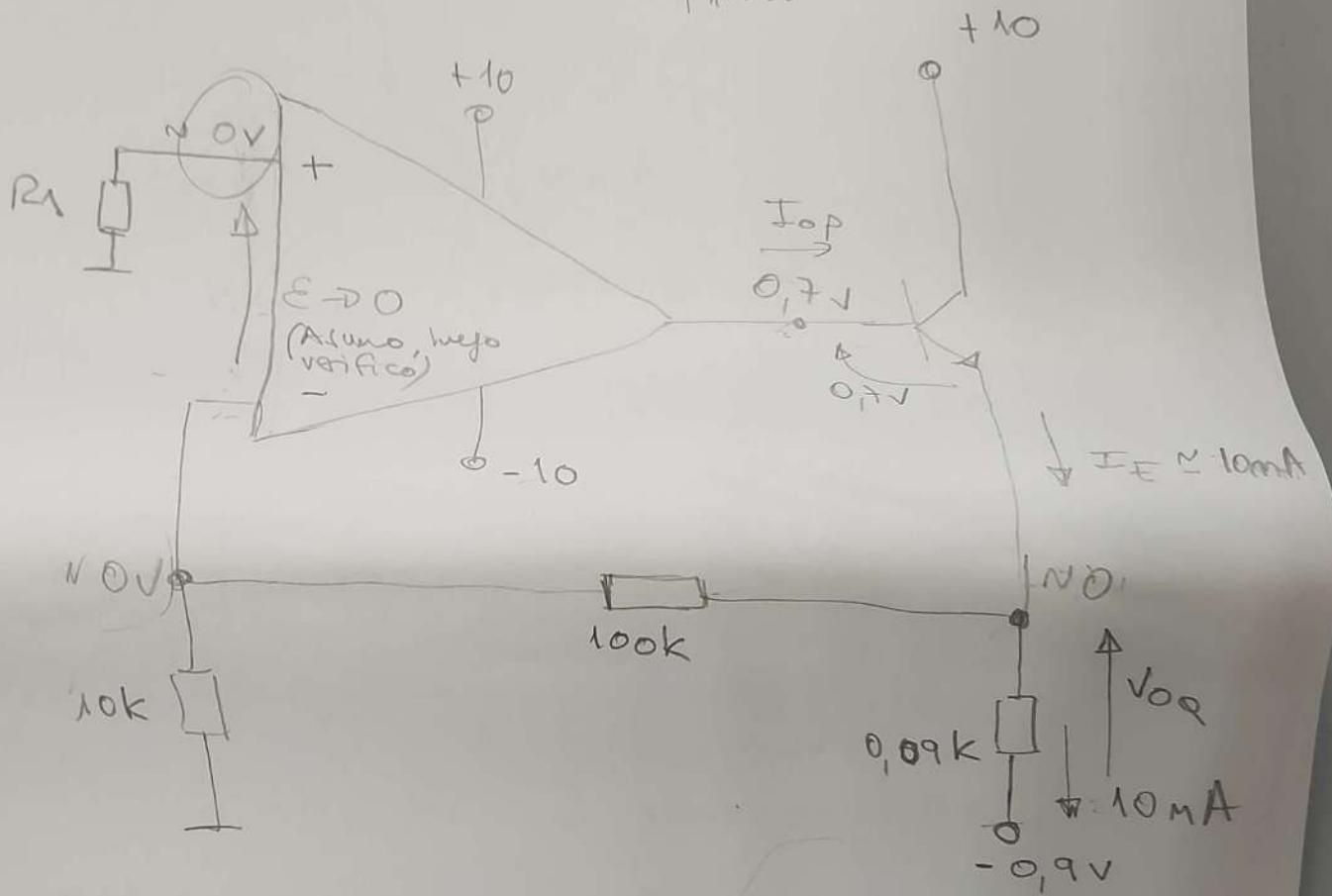
Σ

V_{OQ} ?

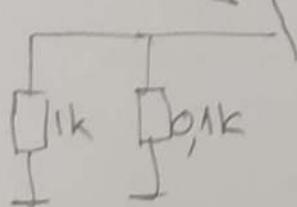
(2)

Verificar $\frac{0,7V}{A_{vd}} \Rightarrow NO$

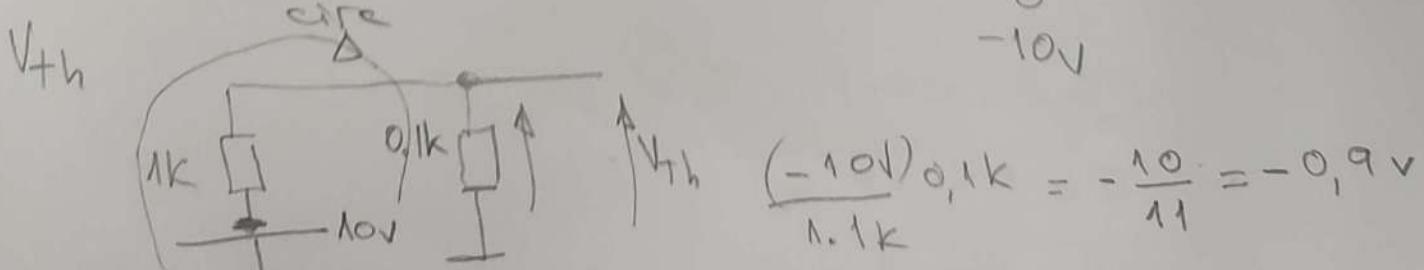
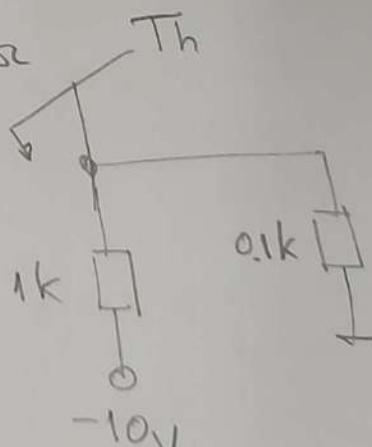
$\uparrow 10000$



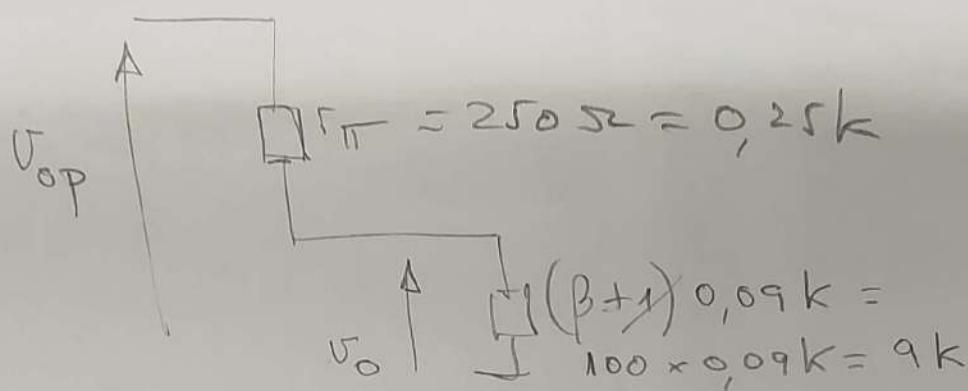
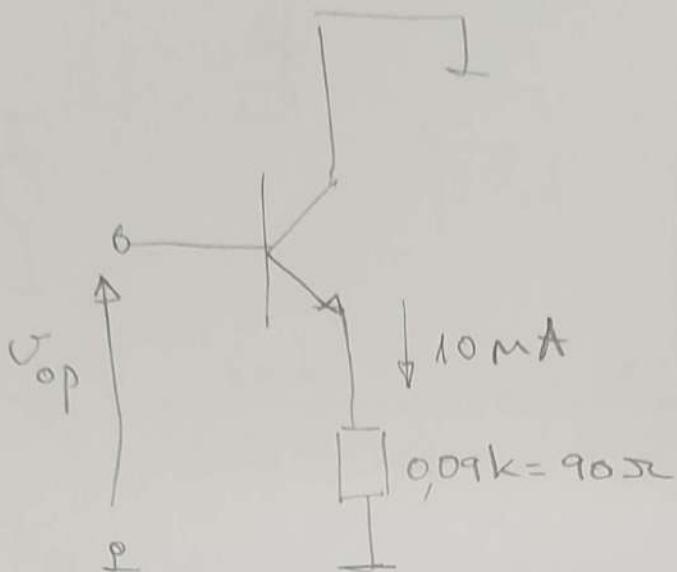
$$R_{Th} = 1k \parallel 0.1k = \frac{0.1}{1.1} k = \frac{1}{11} k = 0.09k = 90\Omega$$



Figuras de análisis



(3)



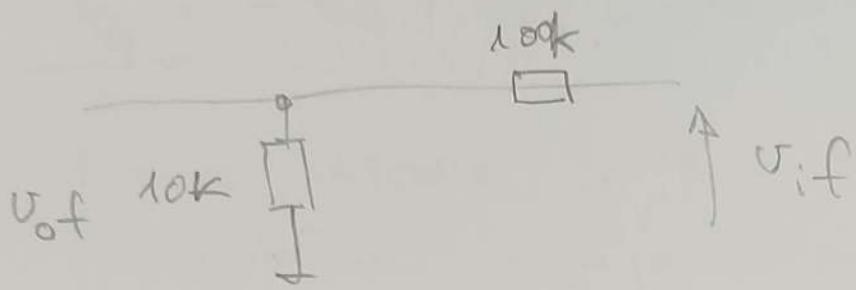
$$I_m = \frac{40}{V} \times 10 \text{ mA} = \frac{400}{V} \text{ mA}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{I_m} = \frac{100}{400} = 0,25 \text{ k} = 250 \Omega$$

$$A_{V_{TB1}} = \frac{9 \text{ k}}{9 \text{ k} + 0,25 \text{ k}} = \frac{9}{9,25} = 0,97$$

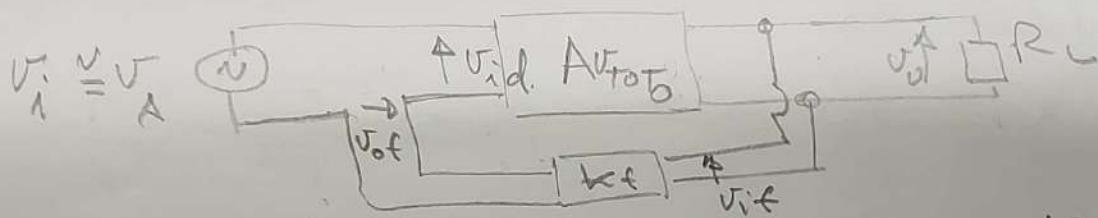
$$A_{V_{T0}} = A_{rd} \cdot A_{V_{TB1}} = 10000 \times 0,97 = 9700$$

$$A_{oKf} = T = 9700 \cdot 0,09 = \underline{873}$$



$$\frac{U_{of}}{U_{if}} = k_f = \frac{10k}{10k + 100k} = \frac{10}{110k} = 0,09$$

$$T = A_o \cdot k_f = 873$$



$$\frac{U_o}{U_i} = A_v = \frac{A_U \cdot k_f}{1 + A_U k_f} = \frac{1}{k_f} = \frac{1}{0,09} = \frac{100}{9} = 11,1$$

② a) $V_{CE4} = V_{CE3} = V_{BE_3} + V_{BE_5} = 1,4V$ ($I_{C1} = I_{C2}$)

- $\underline{V_{O_B}} = -V_{CC} + V_{CE4} = -10 + 1,4V = \underline{-8,6V}$ ①
- FUENTE cascode $R_O \uparrow$ RRMIC \uparrow]
respecto del espejo simple
- $T_3 - T_4 - T_5$ Fuente con beta helper (T_5)]
Mayor balance de corriente ya que

$$\frac{I_{B3} + I_{C4}}{\beta} = I_{B5} \Rightarrow I_{B5} \ll \frac{I_{B3} + I_{C4}}{\beta}$$

b) $I_{OFF} = I_{B1} - I_{B2}$

$$\beta_2 = 1,05 \beta_1$$

$$= \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{B2}}{\beta_2}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

$$= \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{1,05\beta_1} = I_C \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{1,05\beta_1} \right)$$

$$= I_C \frac{\frac{1,05\beta_1 - \beta_1}{\beta_1 \cdot 1,05\beta_1} - \frac{0,05}{1,05\beta_1}}{= I_C \frac{0,047}{\beta_1}}$$

$$= \frac{430\mu A}{100} \cdot 0,047 = 4,3\mu A \cdot 0,047 = \underline{0,2\mu A}$$

$$= 200\mu A$$

2)

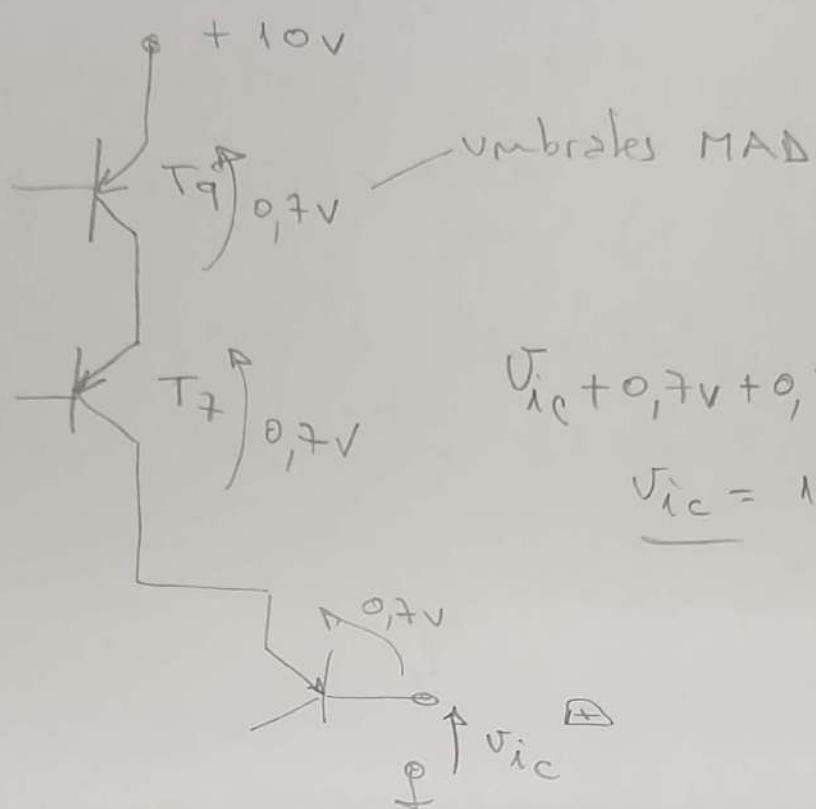
(2)

$$I_F = \frac{10V - 1.4V}{10k} = \frac{8.6V}{10k} = 0.86 \text{ mA} = 860 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_F}{2} = 430 \mu\text{A}$$

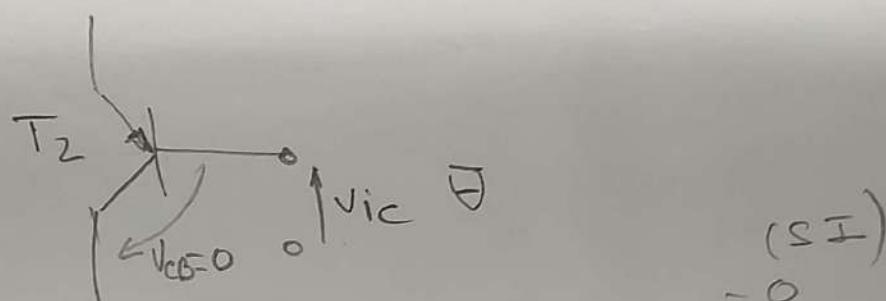
Rago modo
comum

(3)



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

$$\underline{V_{ic} = 10 - 2,1V = 7,9V}$$



$$V_{ic} + \cancel{V_{cb}} - 1.4V + 10V = 0$$

$$V_{ic} = -10V + 1.4V = -8,6$$

$$-8,6 \leq V_{ic} \leq 7,9V$$

(4)

$$d) \quad C_{\text{out}} = G_{\mu_1} + G_{\mu_2} = 2 \text{ pF}$$

$$R_{\text{out}} = \underline{r_{\text{o}1} \parallel r_{\text{o}2}} = \underline{116 \text{ k}}$$

$$r_o = \frac{100 \text{ V}}{0,43 \text{ mA}} = 232 \text{ k}$$

$$\underline{\tau_{\text{out}}} = \underline{2 \times 10^{-12} \times 116 \times 10^3} = \\ = \underline{232 \times 10^{-9}} = \underline{232 \text{ ns}}$$

$$W = \frac{1}{\tau_{\text{out}}} = \frac{10^9}{232} \frac{1}{\text{ns}} = 4,31 \times 10^6$$

$$f = \underline{686 \text{ kHz}}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T	N	

1.- $V_{cc} = 6V$; $R_{c1} = R_{c2} = 30 \text{ k}\Omega$; $R_{s1} = R_{s2} = 500 \Omega$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

TBJs:

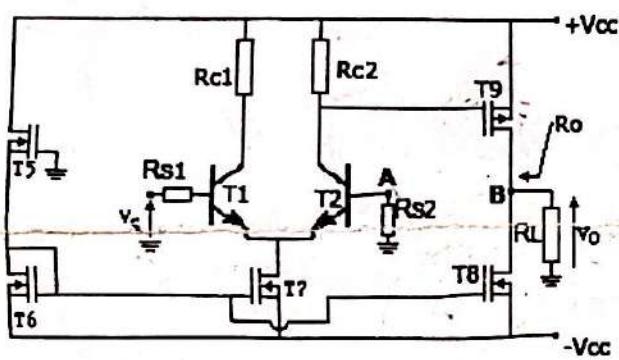
$\beta = 400$; $r_x \approx 0$; $V_A = 100V$; $f_T = 300 \text{ MHz}$; $C_{\mu} = 2 \text{ pF}$

MOSFETs de canal inducido:

$V_T = \pm 2V$; $k' = 1 \text{ mA/V}^2$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{gs} = 5 \text{ pF}$; $C_{gd} = 2 \text{ pF}$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{oQ} = 0V$.

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

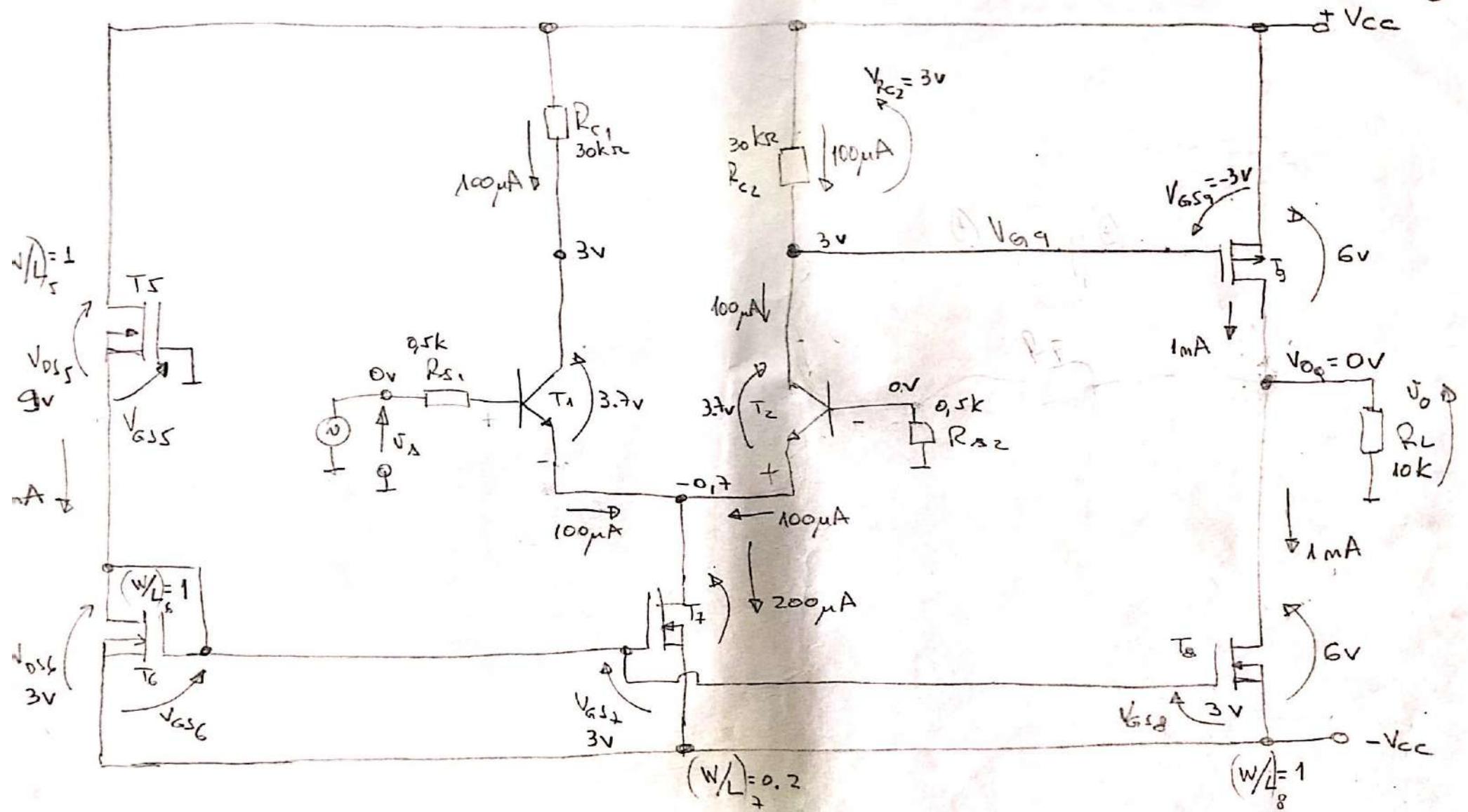


c) Calcular el valor de la frecuencia de corte superior aproximada, f_h , para Av_{ds} . Trazar el respectivo diagrama de Bode de módulo y argumento.

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

e) Obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre R_{s1} y R_{s2} del 5%.

f) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo calculados en a), si se reemplazan los resistores R_{c1} y R_{c2} por un espejo de corriente $T3-T4$ con TBJs PNP (datos de los PNP: $\beta = 100$; $V_A = 50V$).



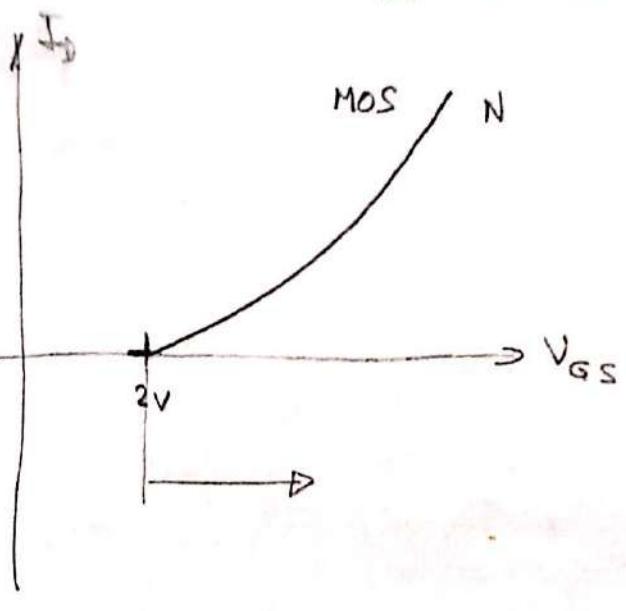
MOSFET INDUCIDO

$$V_T = \pm 2V$$

$$k' = 1 \text{ mA/V}^2$$

$$\lambda = 0,01 \frac{A}{V}$$

$$\frac{1}{\lambda} = 100 \text{ V}$$



a) $(\frac{W}{L})_g$? para $V_{O_P} = 0V$

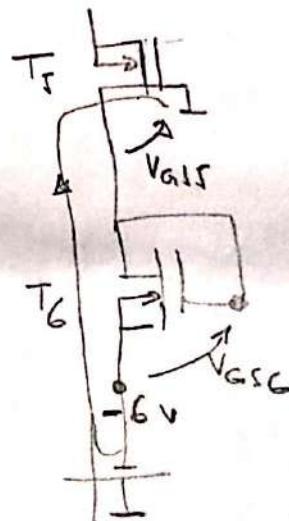
$$V_{G_{S5}} = V_{G_{S6}} = 3V$$

$$I_{D_{6,7}} = k' \cdot \frac{W}{L} (V_{G_{S6}} - V_T)^2$$

$$I_{D_{6,7}} = \frac{1 \text{ mA}}{\text{V}^2} \cdot 1 \left(\underbrace{3V - 2V}_{1} \right)^2$$

$$= \frac{1 \text{ mA}}{\text{V}^2} \cdot 1 \cdot 1V^2 = 1 \text{ mA}.$$

$$V_{G_{S5}} = V_{G_{S6}} = V_{G_{C7}} = V_{G_{S8}}$$



$$I_{D_S} = I_{D_G}$$

$$k_S = k_G$$

$$V_{T_S} = V_{T_G}$$

$$V_{G_{15}} = V_{G_{56}} = 3V$$

$$(\frac{W}{L})_g = 1 \Rightarrow I_{D_S} = I_{G_{15}} = 1 \text{ mA.}$$

$$I_{D_S} = 1 \text{ mA} = k' \cdot \left(\frac{W}{L} \right)_g (V_{G_{15}} - V_T)^2 \Rightarrow \frac{1 \text{ mA}}{k' (V_{G_{15}} - V_T)^2} = \left(\frac{W}{L} \right)_g$$

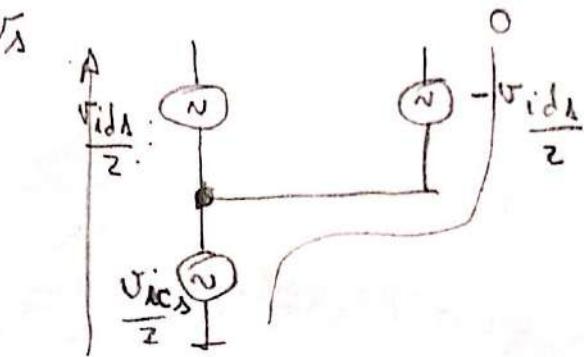
$$I_{D_7} = k' \cdot \left(\frac{W}{L} \right)_g (V_{G_{S7}} - V_T)^2 = \frac{1 \text{ mA}}{\text{V}^2} \cdot 0,2 \cdot (1V)^2 = 0,2 \text{ mA} = 200 \mu\text{A}$$

$$\left| \begin{array}{l} I_{D_S} = 1 \text{ mA} \\ V_{G_{S7}} = -3V \end{array} \right| \Rightarrow \text{De (1)} \quad \frac{1 \text{ mA}}{1 \text{ mA} (-1V)^2} = \left(\frac{W}{L} \right)_g = 1$$

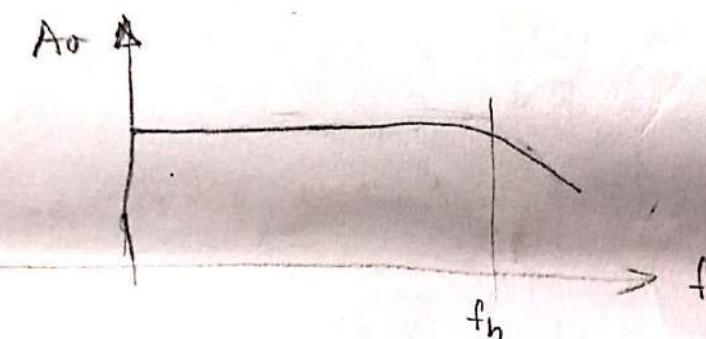
PARA
 $V_{O_P} = 0V$

$$V_{idA} = V_A$$

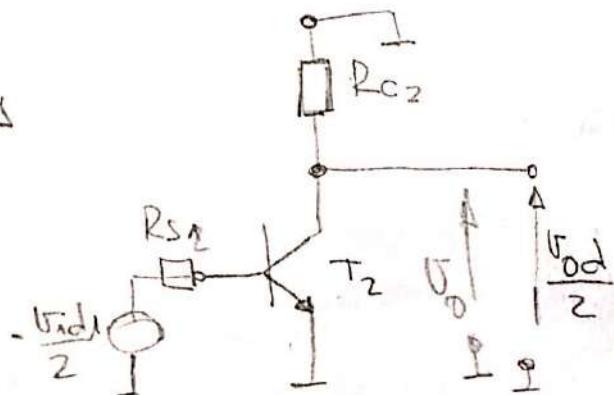
$$V_{icA} = \frac{V_A}{2}$$



Amplificador desde C.C. No existen elementos reactivos externos a los transistores que actúen en bajas frecuencias, solo hay f_h



A_{vdA}



En nuestro caso es single ended.

$$A_{vd} = \frac{V_O}{V_{id}} = \frac{120}{2} = 60$$

$$R_{ib2} \gg R_{s1}$$

$$S_{M2} = \frac{I_{CQ2}}{V_T} = 0.1 \text{ mA} \cdot 40 \frac{1}{V} = 4 \frac{\text{mA}}{V}$$

$$R_{ig} \rightarrow \infty$$

$$R_{C2} = \frac{V_A}{I_{CQ2}} \gg 30k$$

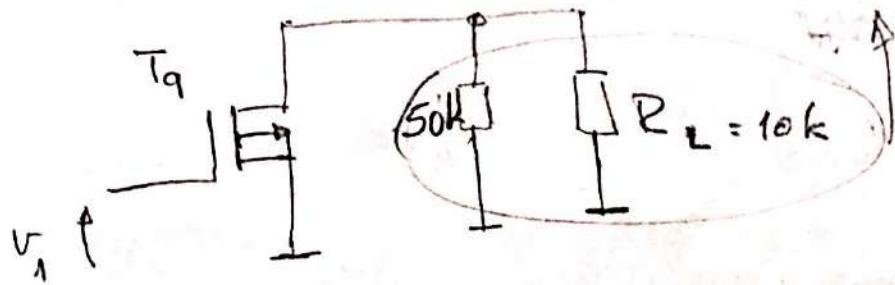
$$\frac{V_{od}}{2} = A_{vdd} = - S_m R_{C2} = - 4 \frac{\text{mA}}{V} \cdot 30k = - 120$$

$$A_{vdd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = +120$$

$$A_{vd} = \frac{V_O}{V_{id}} = 60$$

T_q SC (-)

(A)



$$R_{d8} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = r_{d18} = \frac{100V}{1mA} = 100k = R_{d8} \quad R_{d8} \parallel R_{d9} = \\ = \frac{100k \parallel 50k}{50k} = R_{d8,9}$$

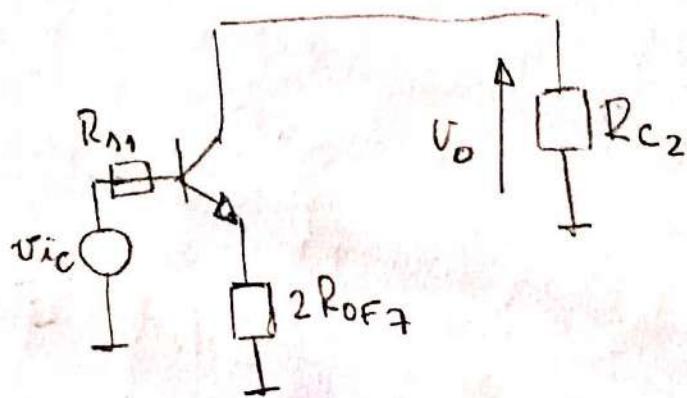
$$R_{d8,9} \parallel R_L = 150k \parallel 10k = \frac{150 \cdot 10}{150 + 10} k = 8,33k$$

$$s_{mg} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2 \cdot 1 \cdot 1 = \underline{\underline{2 \frac{mA}{V}}}$$

$$A_{vq} = -2 \frac{mA}{V} \cdot 8,33k = -16,7$$

$$A_{vd,TOT} = T_i A_{vd} \quad A_{vd} = 60 \cdot (-16,7) = -1000. \\ \sim 1 \quad R_i \gg 0,5k.$$

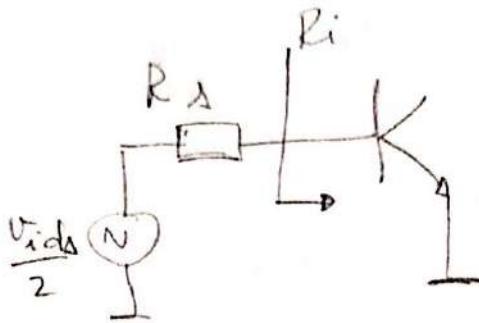
A_{UCS}



R_i >> R_{H1}

$$\frac{V_o}{V_{ic}} = -\frac{R_C2}{2R_{OF7}} = -\frac{30k}{2R_{OF7}} = -\frac{30k}{2 \cdot 50k} = -\frac{3}{100} = -0,03$$

$$R_{OF7} = \frac{1}{\lambda T_m} = \frac{100V}{200mA} = 0,5M = 500k$$

R_{id}  $R_i \gg R_A$

$$R_i = \frac{V_{id}}{\frac{i_p}{2}} = r_\pi \Rightarrow \frac{400}{\frac{4mA}{V}} = 100k$$

$$R_{id} = 2 \cdot 100k = 200k$$

N 1

$$\textcircled{(Ti)} \cdot A_{ve} \cdot A_{rg} = -0,03 \cdot (-167) \stackrel{!}{=} +0,5$$

$$\underline{A_{ve_{TOT}}}$$

 $\underline{R_o}$

$$R_o = r_{dA_9} \parallel r_{dA_8} = 100k \parallel 100k = \underline{50k}$$

$$\underline{RRMC} \quad RRMC = 20 \log \frac{|A_{vd1}|}{|A_{ve}|} = 20 \log 2000 =$$

$$= 66 \text{ dB}$$

$$\underline{A_{vA} = \frac{V_o}{V_A} \stackrel{!}{=} A_{vdA}}$$



$$V_{ida} = V_A$$

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

$$V_o = A_{vdA} \cdot V_A + A_{ve} \cdot V_{ica}$$

$$V_o = A_{vdA} \cdot V_A + A_{ve} \frac{V_A}{2}$$

$$A_{ve} \cdot \frac{V_A}{2} \ll A_{vdA} \cdot V_A$$

$$w_T = \frac{s_m}{C_{\pi} + C_{\mu}}$$

$$C_T + C_{\mu} = \frac{s_m}{w_T}$$

$$C_{\pi} = \frac{s_m}{w_T} - C_{\mu}$$

$$C_{\pi} = \frac{0,004 \frac{A}{\sqrt{V}}}{2\pi 300Mht} - 2 \text{ pf.}$$

$$= \frac{0,004}{6,28 \cdot 300 \cdot 10^6} - 2 \text{ pf}$$

$$= \frac{0,004}{1884 \cdot 10^6} - 2 \text{ pf}$$

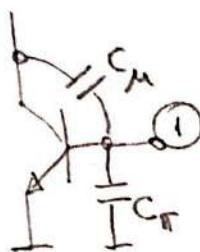
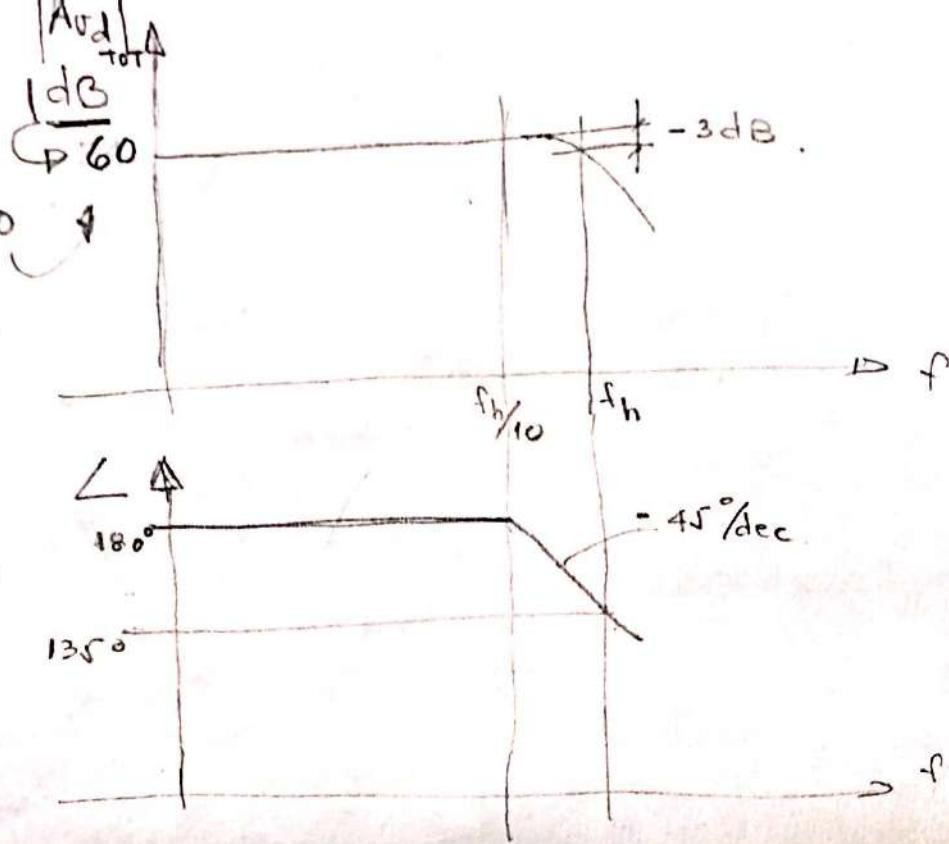
$$= (2,12 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-6}) - 2 \text{ pf}$$

$$2,12 \text{ pf} - 2 \text{ pf} \approx 0,12 \text{ pf}$$

$$v_o = A_{vd_A} \cdot v_{id_A} + A_{vg_A} \cdot v_{ic_A},$$

$$v_o = A_{vd_A} \cdot v_A + A_{vg_A} \frac{i_A}{2} \quad A_{vg_A} \frac{v_A}{2} \ll A_{vd} v_A.$$

$$A_{vd_A} = \frac{v_o}{v_A} \stackrel{N}{=} A_{vd_A}.$$



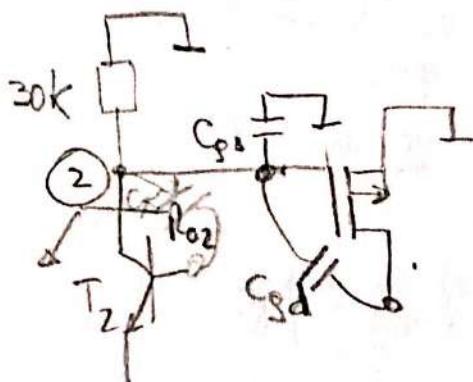
$$\bar{Z}_1 = C_1 R_1$$

$$C_{\pi} = 0,12 \text{ pF}$$

$$C_{\mu 1}^* = C_{\mu} (1 - A_{v1}) = 2 \text{ pF} / (1 + 120) \\ = 240 \text{ pF}$$

$$C_1 \approx 240 \text{ pF}$$

$$\bar{\tau}_1 = 240 \text{ pF} \cdot 0,5 \text{ k} = 240 \cdot \frac{5}{10} \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 = \\ = 120 \cdot 10^{-9} = 120 \text{ ns}$$

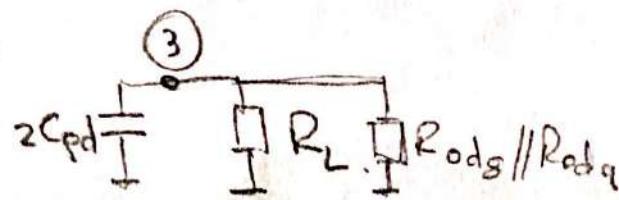


$$\underbrace{2pF + 5pF + 35pF}_{\bar{Z}_2} \\ \bar{Z}_2 = C_2 \cdot R_2 = 420 \text{ pF} \cdot 30 \text{ k} = \\ = 1260 \text{ ns}$$

$$C_2 = C_{\mu 2} + C_{\mu d}^* \approx 20 \text{ pF} + C_{\mu 2}$$

$$C_{\mu d}^* \approx 2 \text{ pF} (\text{ext}) \approx 35 \text{ pF}$$

Nodo R_L



$$\bar{Z}_3 \approx \bar{Z}_1 \\ \bar{Z}_3 \approx \bar{Z}_2$$

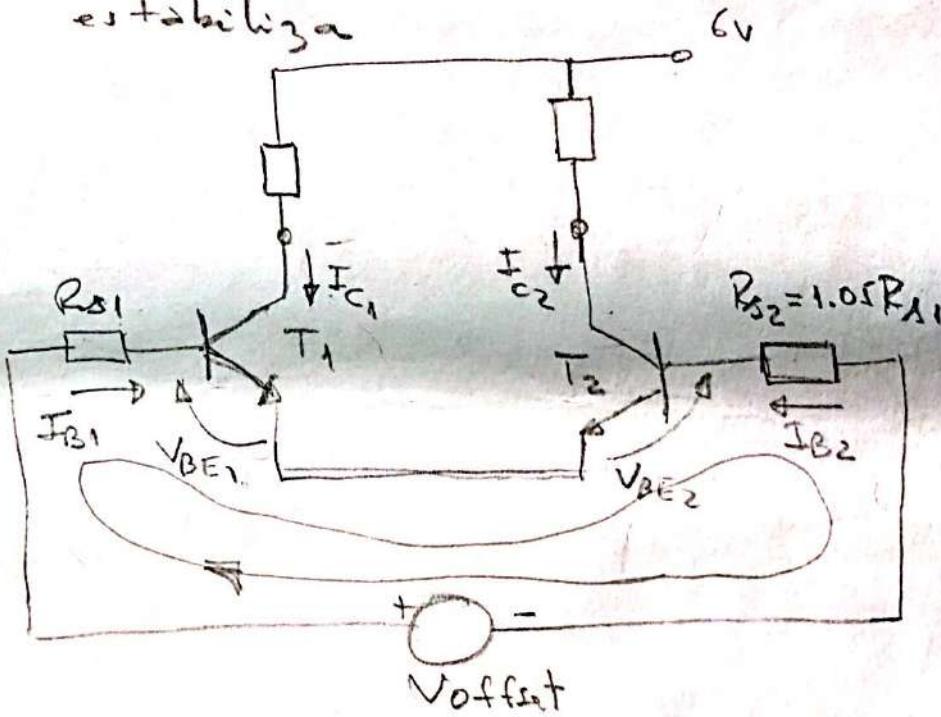
$$\tau_1 + \tau_2 = 1380 \mu s$$

$$\omega_b = 753 \text{ rad/s}$$

$$f_b = 120 \text{ kHz}$$

d) $\frac{R_P}{(T)}$ no estabiliza

e)



$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{kT}}$$

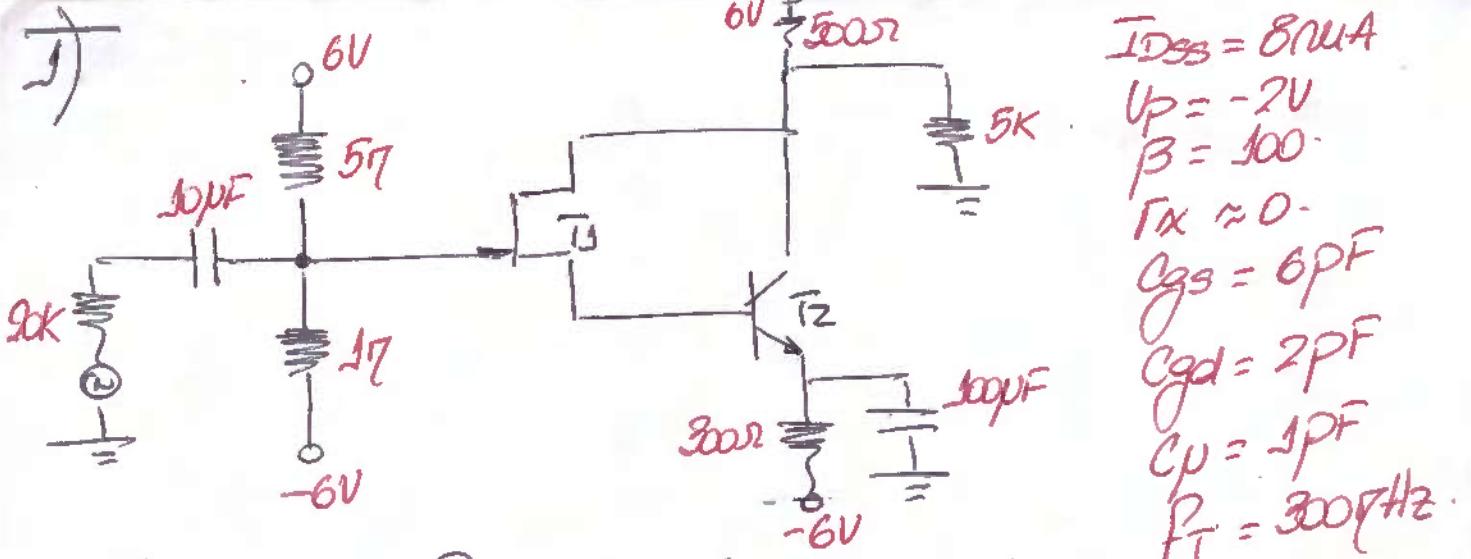
$$V_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_S}$$

$$V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_A}$$

$$V_{offset} - I_{B1} R_{A1} - V_{BE1} + V_{BE2} + I_{B2} \cdot 1.05 R_{A1} = 0$$

$$V_{offset} - \frac{I_{C1}}{\beta} R_{A1} - V_{BE1} + V_{BE2} + \frac{I_{C2}}{\beta} \cdot 1.05 R_{A1} = 0$$

$$V_{offset} = \frac{I_C}{\beta} (R_{A1} - 1.05 R_{S2}) = -0.05 R_{S1} \frac{I_C}{\beta} = \\ = -0.05 \cdot 0.5k \frac{0.1mA}{4mA} = -\frac{25}{1000} \cdot \frac{0.1mA}{4mA} = 6.25 \mu$$



a) ANALIZAR POR INSPECCIÓN CUÁL O CUÁLES PODRÍAN SER LOS POLOS DOMINANTES PARA f_T . OBTENER f_T .

b) OBTENER f_T Y REALIZAR UN BODE DE AMPLITUD Y FASE APROXIMADOS PARA AMO INDICANDO TODOS LOS PUNTOS RELEVANTES.

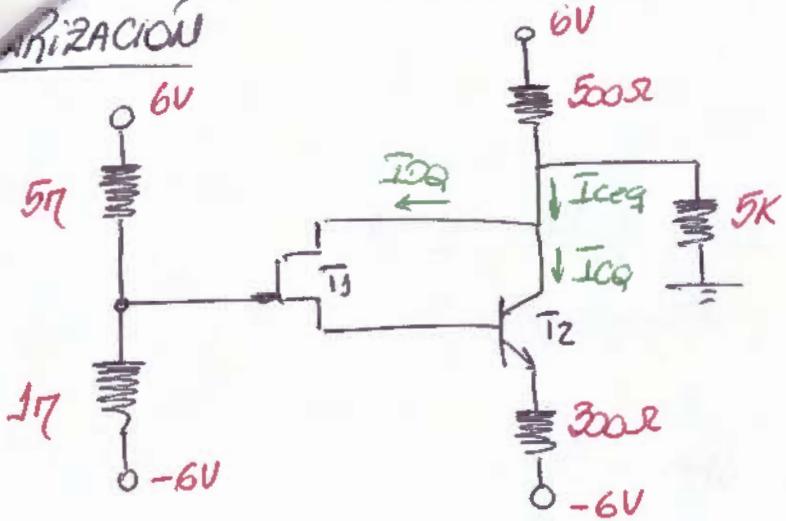
2) SE TIENE UN PAZ DIFERENCIAL DE CANAL P ($i_3 - i_2$) CON FUENTE ESPEJO SIMPLE COMO CARGA ACTIVA ($i_3 - i_4$) Y FUENTE DE CORRIENTE CASCODE CON $R_{ref} = 12k$. ALIMENTACIÓN $\pm V_{DD} = 9V$. TODOS LOS TRANSISTORES SON DE CANAL INVÁCIDO.

$$|U_{T1}| = 1V; |K'| = 250\mu A/V^2; W/L = 1; \lambda = 0.01 V^{-1}$$

a) HALLAR R_{TTC}

b) HALLAR A_{DC} , A_{OD} Y R_{TTC} EN dB

ANALISIS



$$I_{Ceq} = I_{CQ} + I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

$$\Rightarrow I_{Ceq} = I_{CQ} [1 + \frac{1}{\beta}]$$

$$\boxed{I_{Ceq} \approx I_{CQ}}$$

TENSION DE SOURCE:

$$V_{DSQ} = -6V + I_{CQ} 300\Omega + 0,7V = -5,3V + I_{CQ} 300\Omega$$

TENSION DE GATE:

$$V_{GQ} = 5V \frac{17}{17+57} - 6V = -4V \Rightarrow V_{GSQ} = 1,3V - I_{CQ} 300\Omega$$

CORRIENTE DE DRAIN:

$$I_{DQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^2$$

$$\frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_P - V_{GSQ})^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_P - 1,3V + I_{CQ} 300\Omega)^2$$

$$5 I_{CQ} = (3,3V + I_{CQ} 300\Omega)^2$$

$$5 I_{CQ} = 50,89 + I_{CQ}^2 90.000 - I_{CQ} 1980$$

$$0 = I_{CQ}^2 (90.000) + I_{CQ} (-1980) + (50,89)$$

$$\frac{-1980 \pm \sqrt{141}}{180.000} \rightarrow I_{CQ} = 11,82mA \Rightarrow V_{GSQ} = -2,24V \text{ X}$$

$$\rightarrow I_{CQ} = 10,24mA \Rightarrow V_{GSQ} = -1,77V \text{ ✓}$$

$$\Rightarrow I_{CQ} = 10,24mA \wedge I_{DQ} \approx 0,1mA$$

VERIFICO QUE ESTEN EN TAQ:

$$U_{TH} = \frac{6V \cdot 5K}{5K + 500\Omega} = 5,45V ; R_{TH} = 500\Omega // 5K = 455\Omega$$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = 12V - I_{CQ} (R_{TH} + 300\Omega)$$

$$V_{CEQ} = 4,27V \checkmark$$

$$\Rightarrow V_{DQ} = V_{CQ} = -6V + I_{CQ} 300\Omega + V_{CEQ} = 1,34V$$

$$\Rightarrow V_{SQ} = -5,8V + I_{CQ} 300\Omega = -2,23V$$

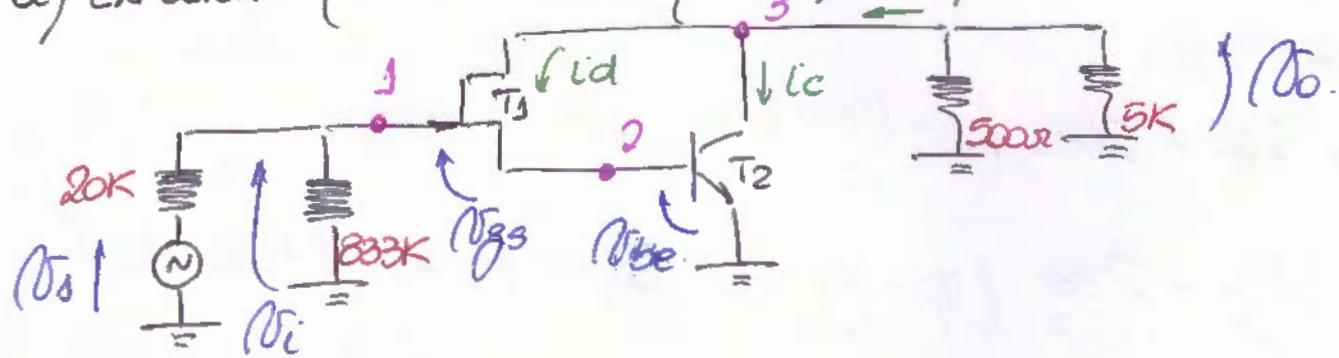
$$\Rightarrow V_{DSQ} = 3,57V > V_{GSQ} - V_p \checkmark$$

$$I_{CQ} = 10,24mA \Rightarrow g_{m2} = 430mV \Rightarrow r_{d2BS} = 2,44M\Omega$$

$$r_{A2} = 244M\Omega ; C_A \approx 217pF$$

$$I_{DQ} = 0,1mA \Rightarrow g_{m1} = 0,88mV \Rightarrow r_{dFET} = 1136\Omega$$

a) EN SEÑAL (A FRECUENCIAS MEDIAS).



3 NODOS A ANALIZAR.

$$\text{NODO 1: } R_{eq} = 20k \parallel 833k \uparrow\uparrow$$

CAPACIDADES $\rightarrow C_{gs}^* : \text{SE REFLEJA MÁS CHICA} \quad (C_{gs}^* < C_{gs})$

$\rightarrow C_{gd}^* : \text{SE REFLEJA MÁS GRANDE} \quad (C_{gd}^* > C_{gd})$

$$C_{eq} = C_{gs}^* + C_{gd}^* \sim$$

$$\underline{\text{Nodo 2}}: R_{eq} = r_A // r_{DFET} \downarrow$$

CAPACIDADES: $\rightarrow C_A$: YA REFERIDA A TASA.

$\rightarrow C_P^*$: SE REFLEJA MÁS GRANDE: ($C_P^* > C_P$).

$\rightarrow C_{GS}^*$: SE REFLEJA IGUAL ($C_{GS}^* = C_{GS}$).

$$C_{eq} = C_A + C_P^* + C_{GS} \uparrow$$

$$\underline{\text{Nodo 3}}: R_{eq} = 500\Omega // 5K \downarrow$$

CAPACIDADES: $\rightarrow C_P^*$: SE REFLEJA IGUAL ($C_P^* = C_P$)

$\rightarrow C_{GD}^*$: SE REFLEJA IGUAL ($C_{GD}^* = C_{GD}$).

$$\Rightarrow C_{eq} = C_P + C_{GD} \downarrow$$

Busco $f_h = \frac{1}{2\pi R_h}$, DONDE $R_h = R_{eq} C_{eq}$ \Rightarrow Busco la constante de tiempo más alta

\rightarrow DESCARTO EL Nodo 3 { $\begin{cases} R_{eq} \downarrow \\ C_{eq} \downarrow \end{cases}$

\Rightarrow Los nodos dominantes serán 1 y 2.

$$\underline{\text{Nodo 1}}: R_{eq} \approx 20K$$

$$C_{eq} = C_{GS} \left[1 - \frac{i_d r_A}{i_d r_A + C_{GS}} \right] + C_{GD} \left[1 - \frac{-i_{eq}(5K//500\Omega)}{i_d r_A + C_{GS}} \right]$$

$$C_{eq} = C_{GS} \left[1 - \frac{r_A}{r_A + r_{DFET}} \right] + C_{GD} \left[1 + \frac{(5K//500\Omega)}{r_d I_B + r_{DFET} \frac{V_B}{B}} \right]$$

$$C_{GS}^* < C_{GS}$$

$$C_{GD}^* > C_{GD}$$

$$C_{eq} = C_{GS} \left[1 - 0,18 \right] + C_{GD} \left[1 + 33 \right] \approx 73 \text{ pF} \Rightarrow \tau_1 = 1,46 \text{ ps}$$

$$\text{Nodo 2: } R_{eq} = 244 \Omega // 1136 \Omega \approx 200 \Omega.$$

$$C_{eq} = C_x + C_p \left[1 - \frac{i_{ceq} (5k//500\Omega)}{I_{be}} \right] + C_{gs} \left[1 - \frac{20k}{20k + I_{gs}} \right]$$

$$C_{eq} = C_x + C_p \left[1 + g_m z (5k//500\Omega) \right] + C_{gs} \left[1 - 0 \right]$$

$C_p^* > C_p$ $C_{gs}^* = C_{gs}$

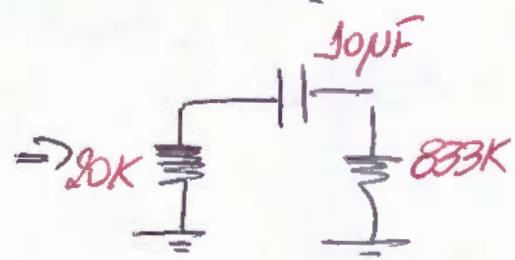
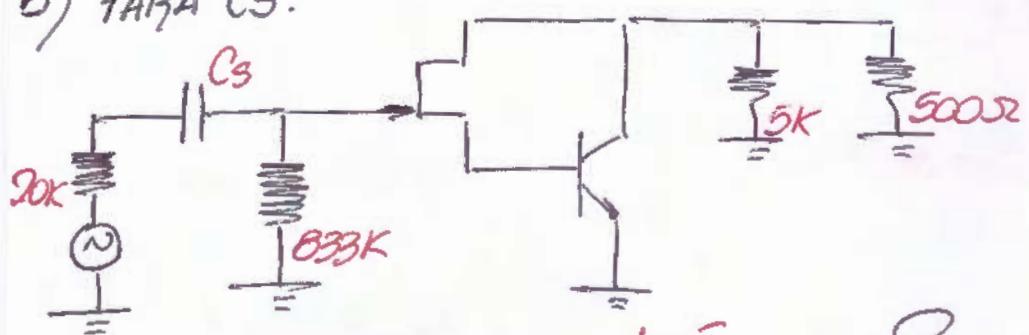
$$C_{eq} = C_x + C_p [1 + 186] + C_{gs}.$$

$$C_{eq} = 410 \text{ pF} \quad \Rightarrow \tau_2 = 0,082 \mu\text{s}$$

$\tau_1 \gg \tau_2 \rightarrow$ EL NODO DOMINANTE ES EL 1

$$\Rightarrow \boxed{f_h = \frac{1}{2\pi \tau_1} = 109 \text{ kHz.}}$$

b) PARA C_S :



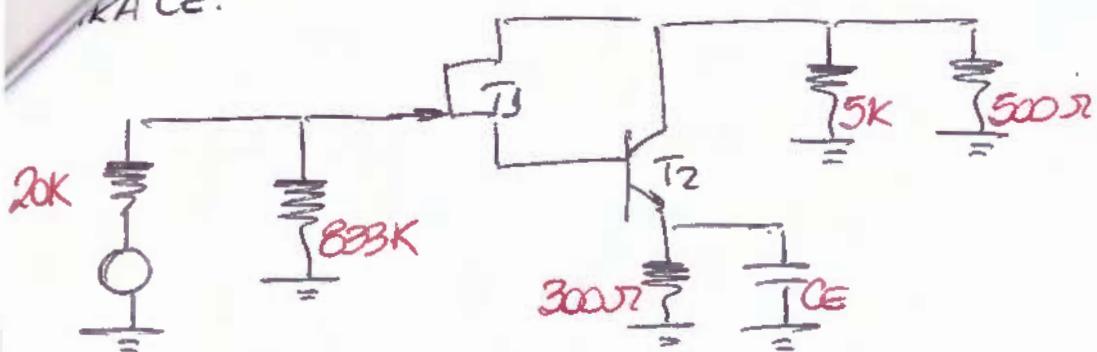
$$R_{eq} = 20k + 833k = 853k$$

$$\Rightarrow \tau_{CS} = 10pF \cdot 853k$$

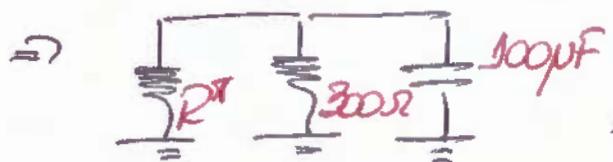
$$\bar{\tau}_{CS} = 8,53s.$$

$$\hookrightarrow f_{CS} = 0,019 \text{ Hz.}$$

RA CE:



$$R^* = \frac{r_A + r_{dFET}}{\beta} = 13,8 \Omega$$



$$\Rightarrow R_{eq} = 13,8 \Omega // 300 \Omega \approx 13 \Omega$$

$$\rightarrow \tau_{CE} = 13,8 \Omega \cdot 100 \mu F = 1,38 \text{ ms}$$

$$\hookrightarrow f_{CE} \approx 115 \text{ Hz}$$

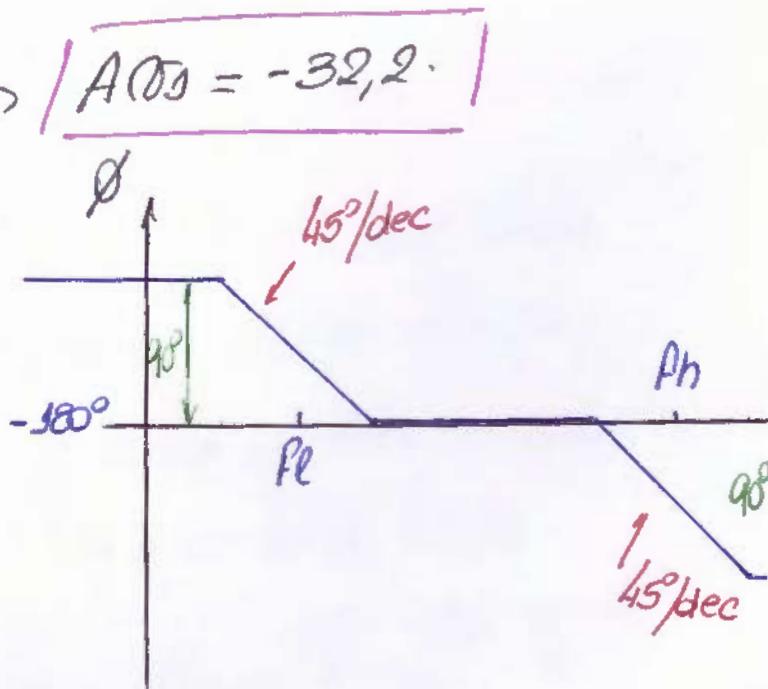
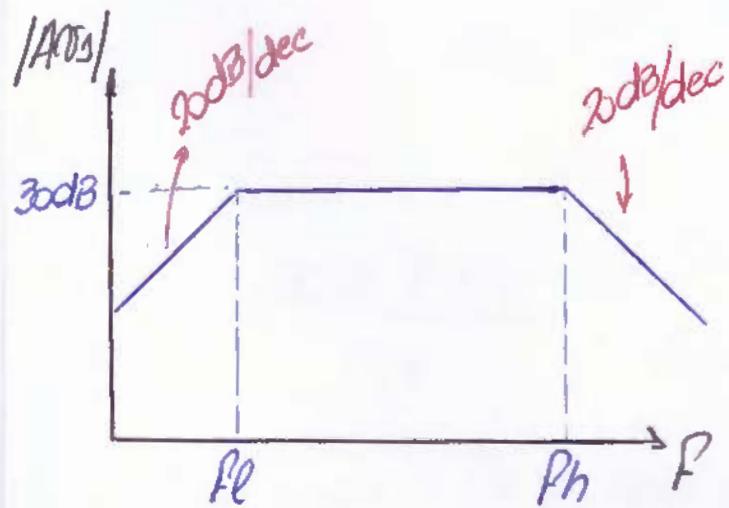
$$\Rightarrow \boxed{f_L = f_{CE} = 115 \text{ Hz}}$$

GANANCIA:

$$A(\infty) = \frac{\beta_0}{\beta_i} \cdot \frac{-i_{ceq} (5k // 500\Omega)}{\beta_{be} + \beta_{gs}} = \frac{- (5k // 500\Omega)}{\beta_{dBJ} + \beta_{dFET}}$$

$$\Rightarrow \boxed{A(\infty) \approx -33}$$

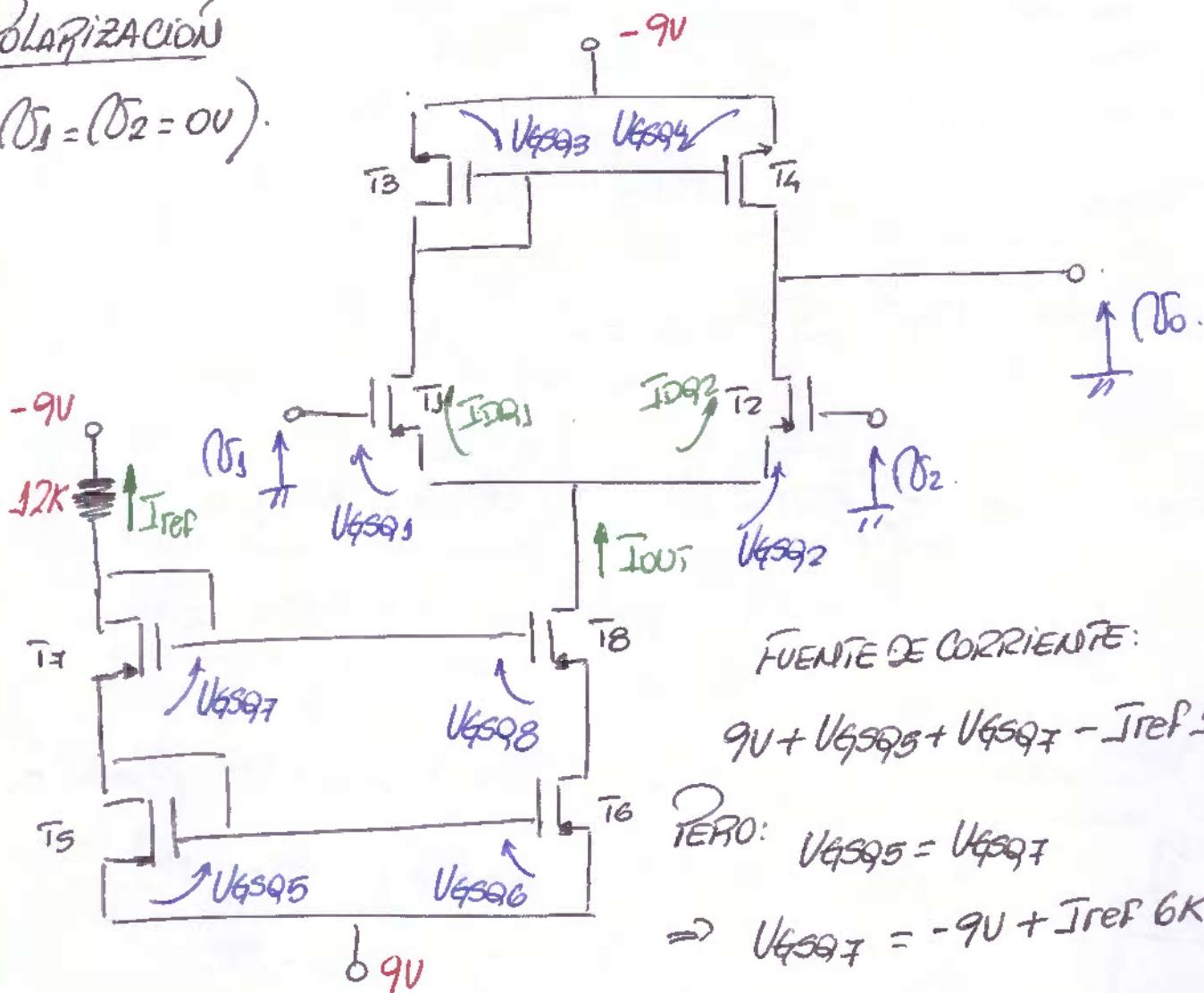
$$\rightarrow A(\infty) = A(\infty) \cdot \frac{833k}{833k + 20k} \Rightarrow \boxed{A(\infty) = -32,2 \cdot}$$



PAR DIFERENCIAL CANAL P \Rightarrow FUENTE DE CORRIENTE CANAL P
 \Rightarrow CARGA ACTIVA CANAL N

Polarización

$$(O_1 = O_2 = 0V)$$



FUENTE DE CORRIENTE:

$$9V + U_{GSQ5} + U_{GSQ7} - I_{ref} \cdot 12K = -9V$$

$$\text{PERO: } U_{GSQ5} = U_{GSQ7}$$

$$\Rightarrow U_{GSQ7} = -9V + I_{ref} \cdot 6K$$

$$\Rightarrow IDQ7 = IDQ5 = I_{ref} = K' \frac{W}{L} (U_{GSQ7} - U_t)^2$$

$$I_{ref} = K' \frac{W}{L} (-9V + I_{ref} \cdot 6K - (-9V))^2$$

$$I_{ref} = K' \frac{W}{L} (-8V + I_{ref} \cdot 6K)^2$$

$$4000 I_{ref} = 64 + I_{ref}^2 36\eta - I_{ref} 96000$$

$$0 = I_{ref}^2 (36\eta) + I_{ref} (-500K) + (64)$$

$$\frac{500K \pm 28K}{72\eta} \rightarrow I_{ref} = 1,78mA \Rightarrow U_{GSQ7} = 1,68V \times$$

$$- I_{ref} = 1mA \Rightarrow U_{GSQ7} = -3V \checkmark$$

$$\Rightarrow | I_{ref} = 1mA | | U_{GSQ5} = U_{GSQ6} = U_{GSQ7} = U_{GSQ8} = -3V |$$

$$\rightarrow | \overline{I_{OUI}} = 1mA |$$

$$\Rightarrow | \overline{I_{DQ1}} = \overline{I_{DQ2}} = \overline{I_{OUI}} = 0,5mA |$$

$$| g_{m5AB} = 1mA |$$

$$| g_{mJA4} = 0,7mA |$$

$$| r_{ds5AB} = 100K |$$

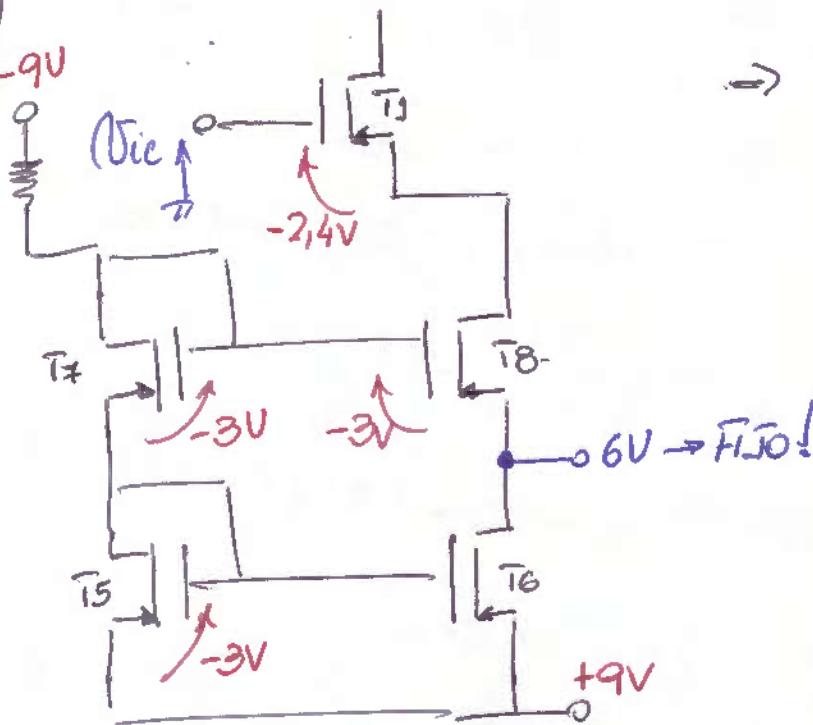
$$| r_{dsJA4} = 200K |$$

$$R_{OUT} = g_{m8} r_{ds8}^2 \Rightarrow | R_{OUT} = 10\Omega |$$

$$U_{GSQ1} = U_{GSQ2} = -\sqrt{\frac{\overline{I_{DQ1}}}{K'W/L}} - U_T \Rightarrow | U_{GSQ1} = U_{GSQ2} = -2,4V |$$

$$| U_{GSQ3} = U_{GSQ4} = 2,4V |$$

a)



$$\rightarrow U_{DS8} < U_{GS8} - U_T \text{ (CANAL P.)}$$

$$U_{D8} - U_{S8} < -3V - (-1V)$$

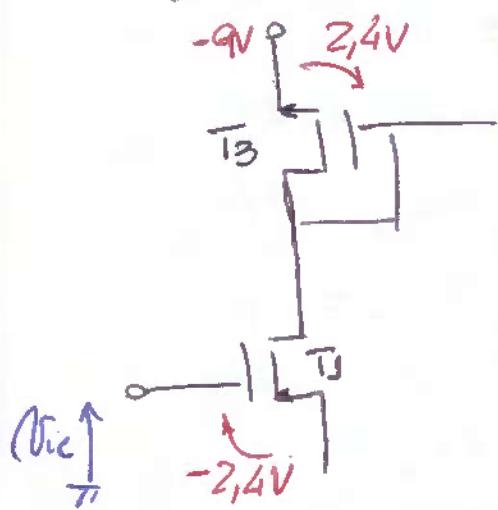
$$U_{D8} - 6V < -2V$$

$$U_{D8} < 4V$$

$$(V_{ic} - (-2,4V)) < 4V$$

$$(V_{ic} + 2,4V) < 4V$$

$$\rightarrow | V_{ic} < 1,6V |$$



$$\rightarrow U_{DS1} < U_{GS1} - U_T \text{ (CANAL P.)}$$

$$U_{D1} - U_{S1} < -2,4V - (-1V)$$

$$-9V + 2,4V - U_{S1} < -1,4V$$

$$-6,6V - U_{S1} < -1,4V$$

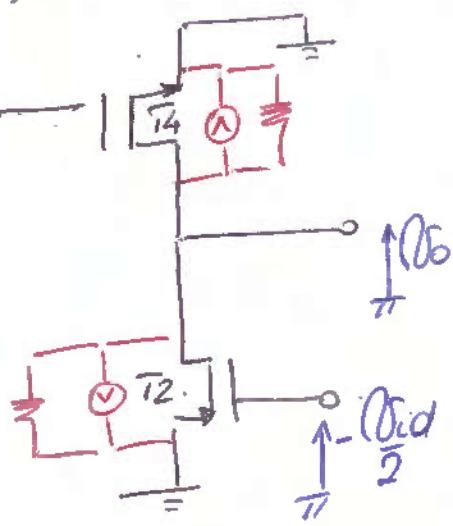
$$U_{S1} > -5,2V$$

$$(V_{ic} - (-2,4V)) > -5,2V \Rightarrow | V_{ic} > -7,6V |$$

$\Rightarrow R_{T\pi C}$: $-7,6V < V_{DC} < 1,6V$

$\overbrace{V_D \text{ EN ZONA}}^{\text{ON}} \quad \overbrace{V_O \text{ EN ZONA}}^{\text{ON}}$ ONPICA ONPICA

b) ENTRADA DIFERENCIAL PURA: ($V_{DC}=0$)



SUMA CORRIENTES:

$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} + g_{m2}(V_{GS2} + g_{m4}V_{GS4})$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} + g_{m2}\left(-\frac{V_{ID}}{2}\right) + g_{m4}V_{GS3}$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} + g_{m2}\left(-\frac{V_{ID}}{2}\right) + g_{m4}\left(-I_{DS} r_{DS3}\right)$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} + g_{m2}\left(-\frac{V_{ID}}{2}\right) - I_{DS}$$

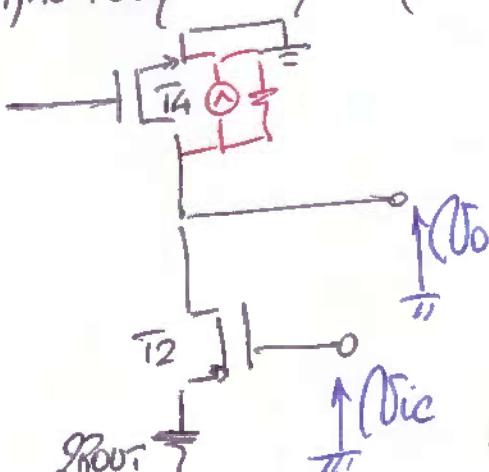
$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} - g_{m2}\left(\frac{V_{ID}}{2}\right) - g_{m4}\left(\frac{V_{ID}}{2}\right)$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS2})}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} - g_{m2}V_{ID}$$

$$\Rightarrow A_{ID} = \frac{(V_D - V_{GS2})}{V_{ID}} = g_{m2} \left(\frac{r_{DS2}}{r_{DS2} \parallel r_{DS4}} \right) = g_{m2} \frac{r_{DS2}}{2}$$

$\Rightarrow \boxed{A_{ID} = 70}$

ENTRADA COMUN PURA: ($V_{ID}=0$)



$$I = \frac{(V_D - V_{GS4})}{r_{DS4}} + g_{m4}V_{GS4} + \frac{V_{DC}}{2R_{OUT}}$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS4})}{r_{DS4}} + g_{m4}V_{GS3} + \frac{V_{DC}}{2R_{OUT}}$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS4})}{r_{DS4}} + g_{m4}\left(-I_{DS}(r_{DS3} \parallel r_{DS2})\right) + \frac{V_{DC}}{2R_{OUT}}$$

$$I = \frac{(V_D - V_{GS4})}{r_{DS4}} - I_{DS}g_{m4} \frac{r_{DS3} \cdot r_{DS2}}{r_{DS3} + r_{DS2}} + \frac{V_{DC}}{2R_{OUT}}$$

$$0 = \frac{V_o}{r_{ds4}} - i_{ds} \frac{r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} + \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}}$$

$$0 = \frac{V_o}{r_{ds4}} - \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}} \frac{r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} + \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}}$$

$$0 = \frac{V_o}{r_{ds4}} + \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}} \left[1 - \frac{r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} \right]$$

$$0 = \frac{V_o}{r_{ds4}} + \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}} \frac{r_{d3}}{r_{d3} + r_{ds3}}$$

$$0 = \frac{V_o}{r_{ds4}} + \frac{\bar{V}_{ic}}{2R_{out}} \frac{r_{d3}}{r_{ds3}}$$

$$\Rightarrow A_{DC} = \frac{V_o}{\bar{V}_{ic}} = \frac{-r_{d3}}{2R_{out}}$$

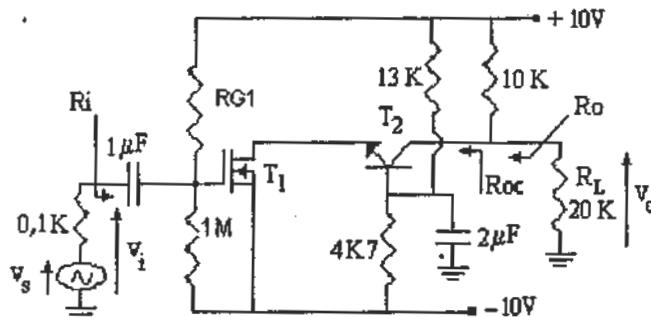
$$\Rightarrow \boxed{A_{DC} = 71,4 \mu}$$

$$\Rightarrow RR_{DC} = 20 \log \left| \frac{A_{DD}}{A_{DC}} \right| = 20 \log (980.000)$$

$$\Rightarrow \boxed{RR_{DC} = 120dB.}$$

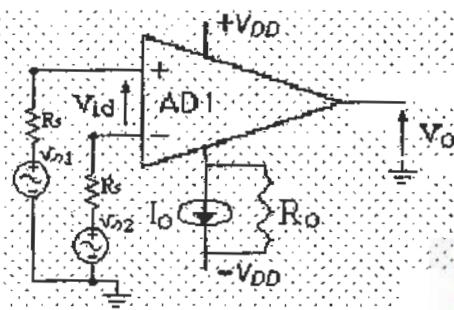
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		M	T	N	

- ✓ 1.- $k = 1 \text{ mA/V}^2$; $V_T = 1 \text{ V}$; $\lambda \geq 0,01 \text{ V}^{-1}$; $C_{GS} = 4 \text{ pF}$; $C_{GD} = 0,5 \text{ pF}$
 $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 300 \text{ MHz}$; $C_p = 0,5 \text{ pF}$.



- 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) Otener por inspección la amplificación de tensión total $A_v = v_o/v_i$ y $A_{v_s} = v_o/v_s$.
c) Obtener f_i aproximada y justificar cuál es el nodo que resultará necesario calcular para obtener un valor aproximado de f_h para A_{v_s} . Calcular su valor.

- 2.- AD1: par acoplado por source de NMOSFET inducidos ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$).

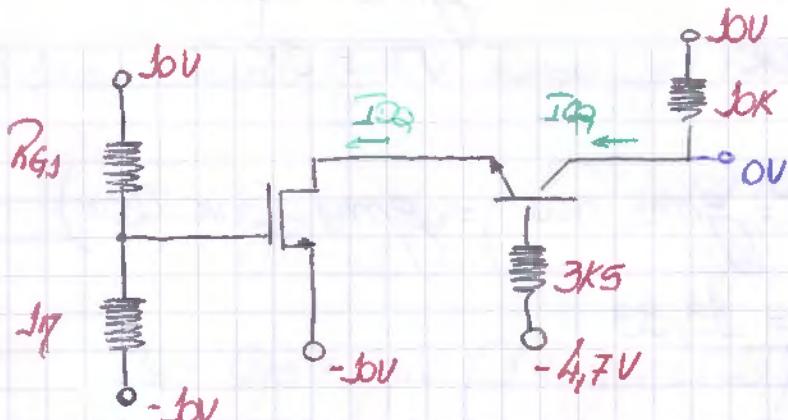


Se admiten transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:

- a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 2\%$.
b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 2\%$.
c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 2\%$.

Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan en forma importante a A_{v_c} y no a A_{v_d} .

Preg.



$$\beta = 200$$

$$r_x = 500\Omega$$

$$U_A \rightarrow 0V$$

$$K = 3mA/V^2$$

$$U_T = 1V$$

$$\lambda = 0.01 V^{-1}$$

$$I_{CQ} = \frac{50V}{50k} = 1mA = I_{CQ}$$

$$I_{CQ} = K (U_{GQ} - U_T)^2 \Rightarrow U_{GQ} = 2V$$

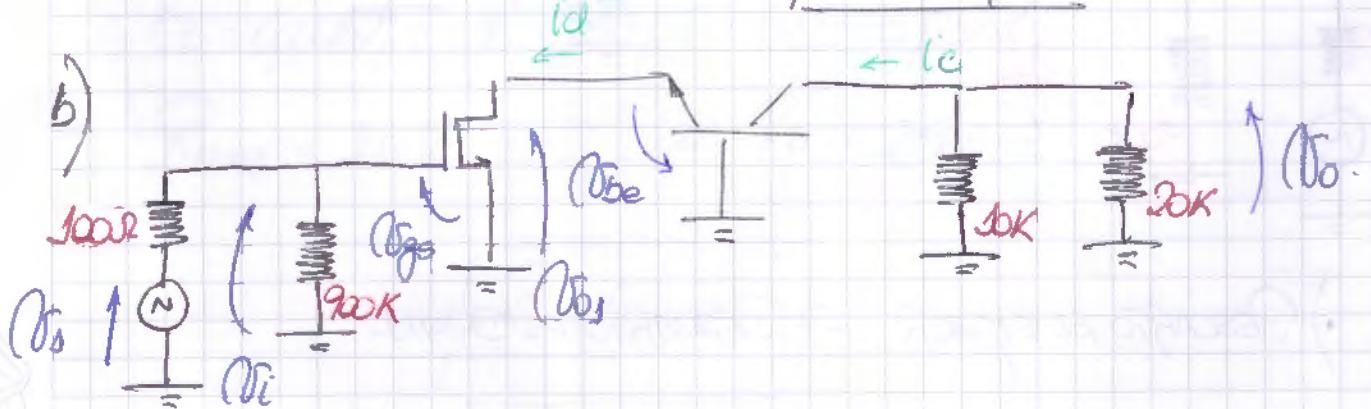
$$U_{GQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = U_{GQ} - (-50V) = 2V$$

$$\rightarrow U_{GQ} = -8V$$

$$U_{GQ} = 20V \frac{1k}{1k + R_{GJ}} - 50V = -8V$$

$$20V \cdot \frac{1}{1k} = 2V \left(\frac{1}{1k} + \frac{1}{R_{GJ}} \right)$$

$$\Rightarrow R_{GJ} = 9k$$



PARÁMETROS

$$g_{m1} = 9 \text{ m}$$

$$r_{ds} = 100 \text{ k}$$

$$g_{m2} = 40 \text{ m}$$

$$r_x = 5 \text{ k}$$

PARA UN CASCODE:

$$A_{tr} = g_{m1} R_{ca} = g_{m1} (100 \text{ k} \| 20 \text{ k})$$

$$A_{tr} = 13,33$$

PARA A_{OS} NECESITO R_i :

$$R_i = R_{ig} \| 900 \text{ k} ; \quad R_{ig} = r_{gs}$$

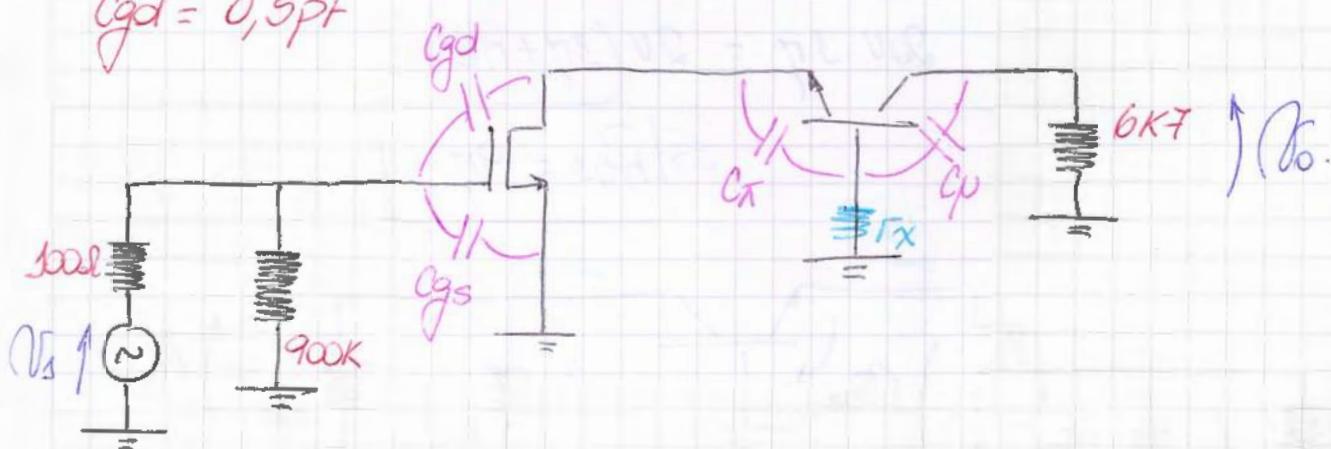
$$R_{ig} \gg 900 \text{ k} \Rightarrow R_i \approx 900 \text{ k}$$

$$\Rightarrow A_{OS} = A_{tr} \frac{R_i}{R_i + R_s} = 13,32$$

c) $f_T = 300 \text{ MHz} \Rightarrow C_T = 20,7 \text{ pF}$

$$C_P = 0,5 \text{ pF} \quad C_{GS} = 4 \text{ pF}$$

$$C_{GD} = 0,5 \text{ pF}$$



) GATE: TIENGO C_{GS} Y TIENGO C_{GD} REFLEJADO

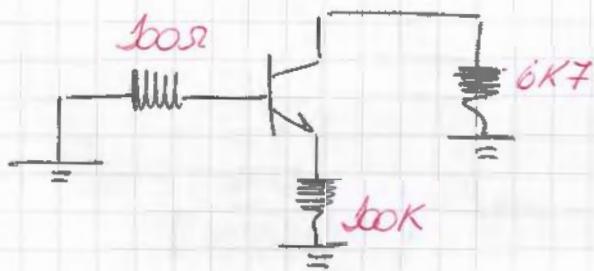
$$C_G = C_{GS} + C_{GD} \left(1 - \frac{-ID/f_{D2}}{C_{GS}} \right)$$

$$C_G = C_{GS} + C_{GD} \left(1 + g_{mS} f_{D2} \right) = 4,5 \text{ pF}$$

$$R_{G\text{eq}} = 100 \Omega \quad \Rightarrow \quad f_h = 353 \text{ Hz}$$

) COLECTOR: TIENGO SOLO C_P \Rightarrow $C_{C\text{eq}} = C_P = 0,5 \text{ pF}$ } $f_h = 47$
 $R_{C\text{eq}} = 6K7$

) BASE:



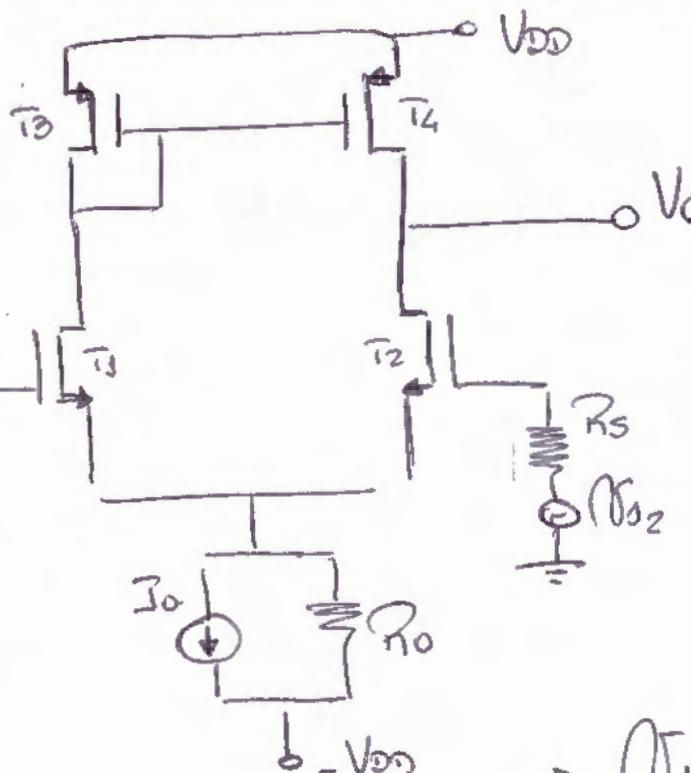
$$C_b = C_{B\bar{I}} \left(1 - \frac{\partial e}{\partial I_{bp}} \right) + C_P \left(1 - \frac{\partial e}{\partial I_{bp}} \right)$$

$$C_b = C_{B\bar{I}} \left(1 - \frac{500K}{500K + 25} \right) + C_P \left(1 - \frac{-6K7}{500K + 25} \right)$$

$$C_b = 0,0052 \text{ pF} + 0,53 \text{ pF} = 0,535 \text{ pF}$$

$$R_{b\text{eq}} = 100 \Omega \quad \Rightarrow \quad f_h = 2,9 \text{ GHz}$$

$$\rightarrow \boxed{f_h = 47 \text{ Hz}}$$



$$\begin{cases} \bar{I}_3 = \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 = \bar{I}_4 \end{cases} \quad 22/02/201$$

TENSIÓN DE OFFSET.

$$(\bar{V}_{ds1} - \bar{V}_{ds2}) - (\bar{V}_{gs1} + \bar{V}_{gs2}) + (\bar{V}_{gs1} - \bar{V}_{gs2}) = 0.$$

$$\Rightarrow (\bar{V}_{ds1} - \bar{V}_{ds2}) = (\bar{V}_{off}) = (\bar{V}_{gs1} - \bar{V}_{gs2})$$

$$\Rightarrow (\bar{V}_{off}) = (\bar{V}_{gs1} - \bar{V}_{gs2}) ; \quad \bar{I}_d = K (\bar{V}_{gs} - \bar{V}_T)^2$$

$$\Downarrow \quad (\bar{V}_{gs} = V_T + \sqrt{\frac{\bar{I}_d}{K}}) ; \quad K = K' \frac{W}{L}$$

$$(\bar{V}_{off}) = V_{T_3} + \sqrt{\frac{\bar{I}_{d1}}{K' W_1 / L}} - V_{T_2} - \sqrt{\frac{\bar{I}_{d2}}{K' W_2 / L}} ; \quad V_{T_3} = V_{T_2}.$$

$$(\bar{V}_{off}) = \sqrt{\frac{\bar{I}_{ds1}}{K' W_1 / L}} - \sqrt{\frac{\bar{I}_{ds2}}{K' W_2 / L}} ; \quad \bar{I}_{ds1} = \bar{I}_{ds2} = \bar{I}_d \rightarrow \text{PUEDES QUITAR ESTO!}$$

$$(\bar{V}_{off}) = \sqrt{\frac{\bar{I}_d}{K' / L}} \left\{ \sqrt{\frac{1}{W_1}} - \sqrt{\frac{1}{W_2}} \right\} ; \quad \frac{|W_2 - W_1|}{W_1} = \delta.$$

$$(\bar{V}_{off}) = \sqrt{\frac{\bar{I}_d}{K' W_1 / L}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{W_2 / W_1}} \right\} \quad \frac{W_2}{W_1} - 1 = \delta.$$

$$(\bar{V}_{off}) = \sqrt{\frac{\bar{I}_d}{K' W_1 / L}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \delta}} \right\} ; \quad \sqrt{1 + \delta} \approx 1 + \delta/2.$$

$$(\bar{V}_{off}) = \sqrt{\frac{\bar{I}_d}{K' W_1 / L}} \left\{ 1 - \frac{1}{1 + \delta/2} \right\} = A \left\{ \frac{1 + \delta/2 - 1}{1 + \delta/2} \right\} = A \left\{ \frac{\delta/2}{1 + \delta/2} \right\}$$

$$I_{\text{off}} = A \left\{ \frac{\delta/2}{1 + \delta/2} \right\} = A \frac{\delta}{2 + \delta}$$

$$1 - \frac{1}{1 + \delta/2} = 1 - \frac{2}{2 + \delta}$$

$\boxed{I_{\text{off}} = A \frac{\delta}{2}}$

$$= \frac{2 + \delta - 2}{2 + \delta} = \frac{\delta}{2 + \delta}$$

$$= \downarrow \frac{\delta}{2} \quad \boxed{\frac{\delta}{2}}$$

a) $I_{\text{off}} = \left| \begin{array}{cc} \overline{Id} & \frac{\delta}{2} \\ \overline{K'W_1/L} & \end{array} \right|$

b) $\cancel{I_{\text{off}} = I_{g_{s1}} - I_{g_{s2}}} = V_{T_3} + \left| \begin{array}{c} \overline{Id_3} \\ \overline{K'W_1/L} \end{array} \right|^1 - V_{T_2} - \left| \begin{array}{c} \overline{Id_2} \\ \overline{K'W_2/L} \end{array} \right|^1$

$V_{T_3} = V_{T_2} \Rightarrow I_{\text{off}} = \left| \begin{array}{c} \overline{Id_3} \\ \overline{K'W_1/L} \end{array} \right|^1 - \left| \begin{array}{c} \overline{Id_2} \\ \overline{K'W_2/L} \end{array} \right|^1$

~~PERO~~ $\overline{Id_1} = \overline{Id_3}, \quad \overline{Id_2} = \overline{Id_4}$

$I_{\text{off}} = \left| \begin{array}{c} \overline{K'_3 W_3 / L_3} \\ \overline{K'_1 W_1 / L_1} \end{array} \right|^1 (I_{g_{s3}} - V_{T_3}) - \left| \begin{array}{c} \overline{K'_4 W_4 / L_4} \\ \overline{K'_2 W_2 / L_2} \end{array} \right|^1 (I_{g_{s4}} - V_{T_4})$

$\overline{Id_1} = \overline{Id_3}$

$K'_1 \frac{W_1}{L_1} (I_{g_{s1}} - V_{T_1})^2 = K'_3 \frac{W_3}{L_3} (I_{g_{s3}} - V_{T_3})^2$

$$b) U_{\text{off}} = (U_{gs_1} - U_{gs_2}) \quad \cancel{\text{d}_{gs_1} =}$$

$$\bar{I}d_1 = \bar{I}d_3$$

$$K'_1 \frac{w_1}{L_1} (U_{gs_1} - U_{T_1})^2 = K'_3 \frac{w_3}{L_3} (U_{gs_3} - U_{T_3})^2$$

$$(U_{gs_1} - U_{T_1})^2 = \frac{K'_3 w_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1} (U_{gs_3} - U_{T_3})^2$$

$$U_{gs_1} = U_{T_3} + (U_{gs_3} - U_{T_3}) \sqrt{\frac{K'_3 w_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1}}$$

$$U_{gs_2} = U_{T_2} + (U_{gs_4} - U_{T_4}) \sqrt{\frac{K'_4 w_4 / L_4}{K'_2 w_2 / L_2}}$$

$$U_{\text{off}} = U_{T_1} + (U_{gs_3} - U_{T_3}) \sqrt{\frac{K'_3 w_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1}} - U_{T_2} - (U_{gs_4} - U_{T_4}) \sqrt{\frac{K'_4 w_4 / L_4}{K'_2 w_2 / L_2}}$$

$$U_{\text{off}} = (U_{gs_3} - U_{T_3}) \sqrt{\frac{K'_3 w_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1}} - (U_{gs_4} - U_{T_4}) \sqrt{\frac{K'_4 w_4 / L_4}{K'_2 w_2 / L_2}}$$

$$T_1 = T_2 \Rightarrow \begin{cases} K'_1 = K'_2 \\ L_1 = L_2 \\ w_1 = w_2 \end{cases}$$

$$U_{\text{off}} = \frac{1}{|K'_1 w_1 / L_1|} \left\{ (U_{gs_3} - U_{T_3}) \sqrt{\frac{K'_3 w_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1}} - (U_{gs_4} - U_{T_4}) \sqrt{\frac{K'_4 w_4 / L_4}{K'_2 w_2 / L_2}} \right\}.$$

$$\left. \begin{array}{l} K'_3 = K'_4 \\ L_3 = L_4 \end{array} \right\} U_{\text{off}} = \sqrt{\frac{K'_3 / L_3}{K'_1 w_1 / L_1}} \left\{ (U_{gs_3} - U_{T_3}) \sqrt{w_3} - (U_{gs_4} - U_{T_4}) \sqrt{w_4} \right\}$$

\hookrightarrow Y AHORA ? \oplus

$$\Delta V_{off} = \Delta V_{gs1} - \Delta V_{gs2}$$

$$\Delta V_{off} = V_{T3} + \sqrt{\frac{Id_1}{K_1 W_1 / L_1}} - V_{T2} - \sqrt{\frac{Id_2}{K_2 W_2 / L_2}}$$

$$Id_1 = Id_2 = Id \rightarrow ??$$

$$\Delta V_{off} = V_{T3} - V_{T2} ; \quad \frac{|V_{T1} - V_{T2}|}{V_{T1}} = \delta.$$

$$\boxed{\Delta V_{off} = V_{T3} \delta.}$$

$$b) \textcircled{a} \quad \Delta V_{off} = \sqrt{\frac{K_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left\{ (\Delta V_{gs3} - V_{T3}) \sqrt{W_3} - (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) \sqrt{W_4} \right\}.$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{W_3 K_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left\{ (\Delta V_{gs3} - V_{T3}) - (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) \sqrt{\frac{W_4}{W_3}} \right\}$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{W_3 K_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left\{ (\Delta V_{gs3} - V_{T3}) - (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) \sqrt{1+\delta} \right\}$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{K_3 W_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left\{ (\Delta V_{gs3} - V_{T3}) - (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) (1 + \frac{\delta}{2}) \right\}$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{K_3 W_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left\{ -\frac{\delta}{2} (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) \right\}; \quad (\Delta V_{gs4} - V_{T4}) = \sqrt{\frac{Id_4}{K_4 W_4 / L_4}}$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{K_3 W_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \left(-\frac{\delta}{2} \right) \sqrt{\frac{Id_4}{K_4 W_4 / L_4}} = -\frac{\delta}{2} \sqrt{\frac{K_3 W_3 / L_3}{K_1 W_1 / L_1}} \frac{Id_4}{K_4 W_4 / L_4}$$

$$\text{Si: } W_4/W_3 = 1 + \delta \Rightarrow W_3/W_4 = \frac{1}{1+\delta} \approx 1 \quad \textcircled{?}$$

$$\Delta V_{off} = \sqrt{\frac{Id_4}{K_1 W_1 / L_1}} \frac{\delta}{2} = \sqrt{\frac{Id_1}{K_1 W_1 / L_1}} \frac{\delta}{2}; \quad Id_4 = Id_1; \quad Id_2 = Id_4 \quad \textcircled{?}$$

$$\Rightarrow (\Delta V_{off a}) = (\Delta V_{off b})$$

66.08 - 66.06

Evel. Integradora - 2/2016 - 2da fecha 21/12/16

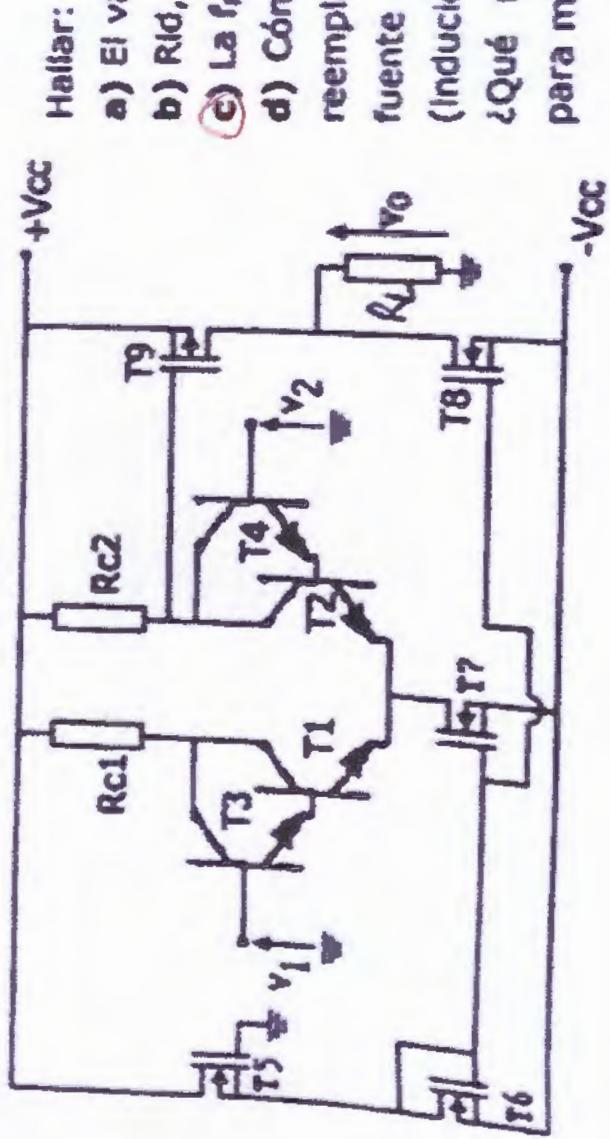
APPELLIDO	NOMBRE	PÁDRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
Becerril	José	Q3777-T	(T)	N	

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

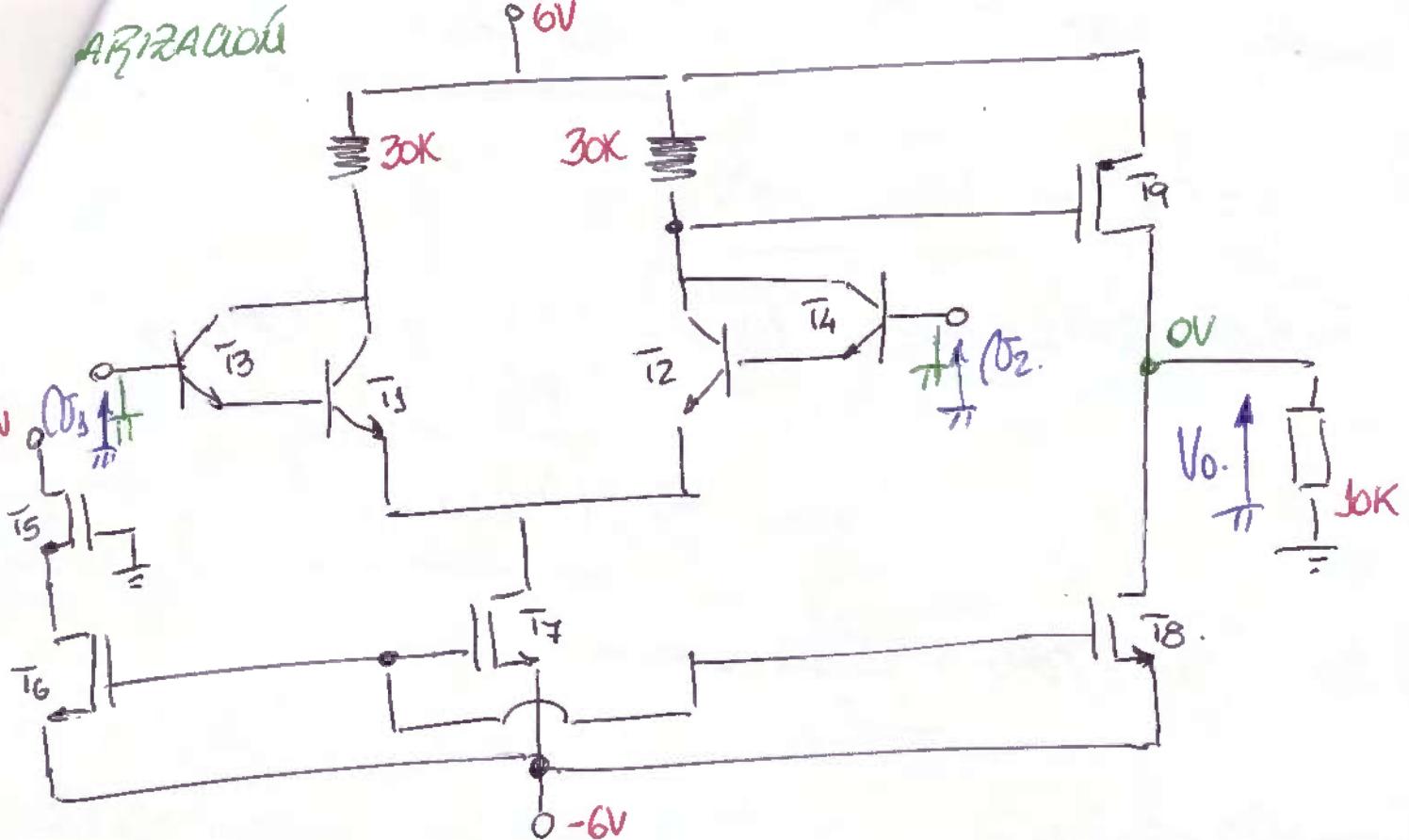
$$\beta = 100 ; r_s = 100 \Omega ; V_A = 100V ; f_T = 200 \text{ MHz} ; C_{pi} = 1 \text{ pF}$$

MOSFETs Inductidos:

$$V_t = \pm 2V ; k' = 1 \text{ mA/V}^2 ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; (W/L)_{T1,T2} = 1 ; (W/L)_{T3,T4} = 0,2 ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 1 \text{ pF}$$



ANALISIS



$$a) \text{ Busco } (\omega/L)_9 / V_{o9} = 0V$$

$$\text{Si } V_{o9} = 0V \Rightarrow \bar{I}_{D99} = \bar{I}_{D98}$$

PUNTA REFERENCIAL:

$$-6V + V_{G5Q6} + V_{G5Q5} = 0.$$

$$\hookrightarrow \boxed{V_{G5Q6} = 3V}$$

$$\bar{I}_{D95} = \bar{I}_{D96}.$$

$$K'_5 = K'_6 -$$

$$(\omega/L)_5 = (\omega/L)_6$$

$$\boxed{V_{G5Q5} = V_{G5Q6}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\bar{I}_{D95} = \bar{I}_{D96} = 1mA}$$

$$\boxed{\bar{I}_{D97} = \frac{\bar{I}_{D95} (\omega/L)_7}{(\omega/L)_5} = 0,2mA}$$

$$\Rightarrow \boxed{\bar{I}_{D98} = \frac{\bar{I}_{D95} (\omega/L)_8}{(\omega/L)_5} = 1mA}$$

$$\boxed{\bar{I}_{D93} = \bar{I}_{D92} = \bar{I}_{D97} = 0,1mA}$$

$$\Rightarrow V_{GQ9} = U_{CC} - I_{CQ9} R_{C9} \Rightarrow \boxed{V_{GQ9} = 3V}$$

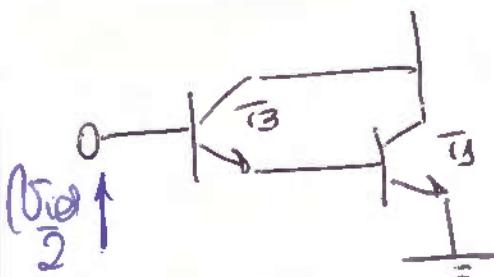
$$Y: U_{SQ9} = 6V \Rightarrow \boxed{V_{GSQ9} = -3V}$$

SE TIENE QUE CUMPLIR QUE: $I_{QA} = \frac{I_{WA}}{\sqrt{2}} \left(\frac{w}{L} \right)_q (-\beta U + 2U)^2$

$$\Rightarrow \boxed{\left(\frac{w}{L} \right)_q = 1}$$

b) SEA: $R_{out} = r_{dsf} = \frac{1}{2 \cdot I_{Qf}} = 500k\Omega$.

ENTRADA DIFERENCIAL:



BUSCO PRIMERON TRANSISTOR EQUIVALENTE

$$\begin{cases} r_{\pi}^* = r_{\pi 3} + \beta(r_x + r_{\pi 3}) \\ \beta^* = \beta \cdot \beta = \beta^2 \end{cases}$$

$$g_{mu}^* r_{\pi}^* = \beta^*$$

$$\hookrightarrow g_{mu}^* = \frac{\beta^*}{r_{\pi}^*} = \frac{\beta^2}{r_{\pi 3} + \beta(r_x + r_{\pi 3})}$$

$$\begin{cases} g_{mu}^* = \frac{\beta}{r_{ds3} + \beta(r_x + r_{\pi 3})} \end{cases}$$

PARÁMETROS:

$$g_{mij} = 4mA \Rightarrow r_{\pi j} = 25k\Omega$$

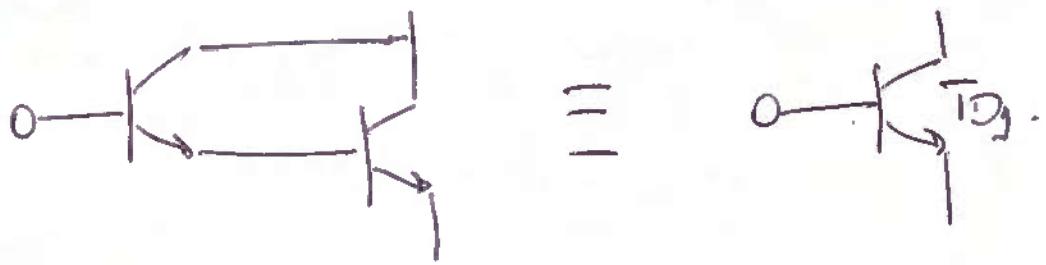
$$I_{CQ3} = \frac{I_{CQ3}}{\beta} = 1\mu A$$

$$\hookrightarrow g_{mu3} = 40\mu \Rightarrow r_{\pi 3} = 2,5M\Omega$$

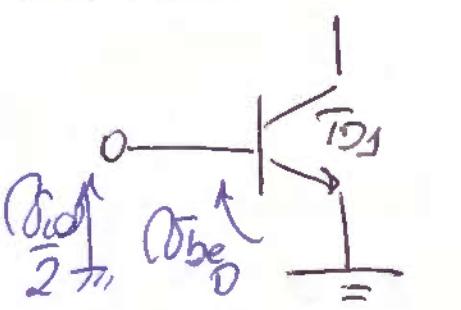
$$\Rightarrow \begin{cases} r_{\pi}^* \approx 500\Omega \\ \beta^* = 10.000 \\ g_{mu}^* = 2mA \end{cases}$$

•) PODRIA HACER DESPRECIAZ

$$\begin{matrix} r_x \\ (r_x \ll r_{\pi}) \end{matrix}$$



ENTONCES:



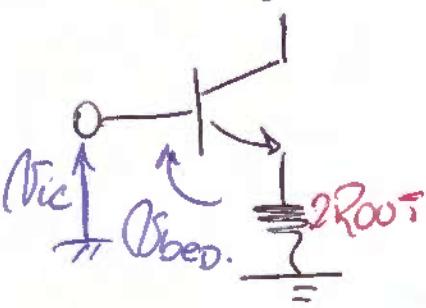
$$\frac{V_{id}}{2} = V_{be2} = i_b R_x^*.$$

$$\Rightarrow R_{id} = \frac{V_{id}}{i_b} = 2 R_x^*$$

$$| \underline{R_{id} \approx 10 \text{ m}\Omega}$$

ENTRADA OUPUT:

$$(V_{ic} = i_b (R_x^* + \beta^* 2 R_{out})).$$

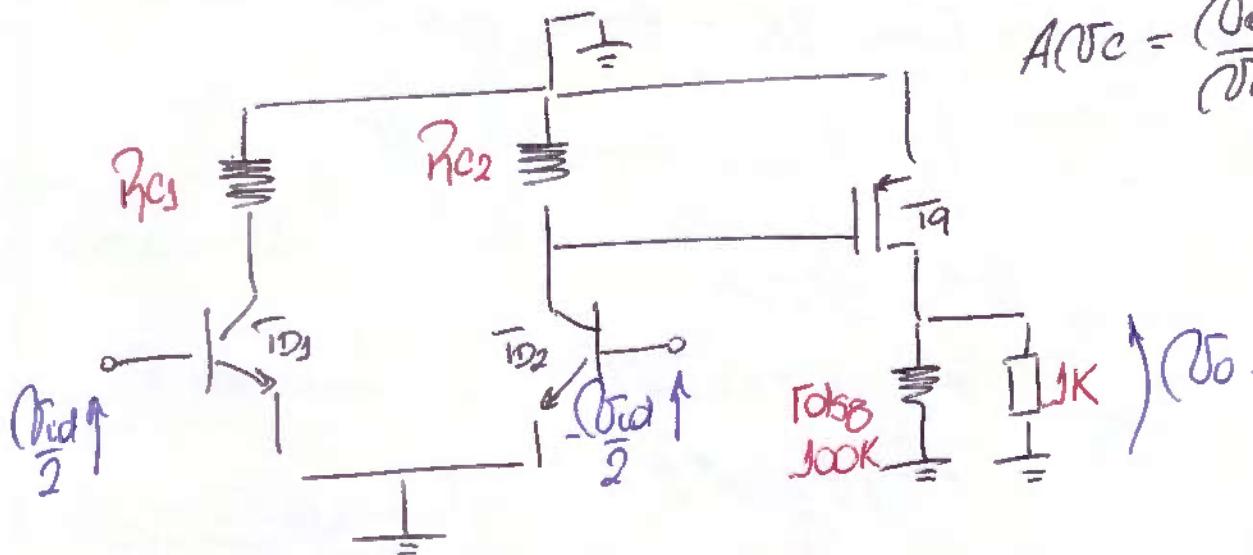


$$\Rightarrow R_{ic} = \frac{V_{ic}}{i_b} = R_x^* + \beta^* 2 R_{out}$$

$$| \underline{R_{ic} \approx 30 \times 10^3 \Omega}$$

SE DEFINE: $R_{RRIC} = \frac{A_{RRIC}}{A_{Vic}}$ | DONDE: $A_{RRIC} = \frac{\partial o}{\partial i_d} | V_{ic} = 0$.

$$A_{Vic} = \frac{\partial o}{\partial V_{ic}} | V_{id} = 0$$



$$V_o = i_{d1} q \text{ JK} = g_m n q V_{g3q} \text{ JK} = g_m n q (V_{gq} - V_{gq}) \text{ JK}$$

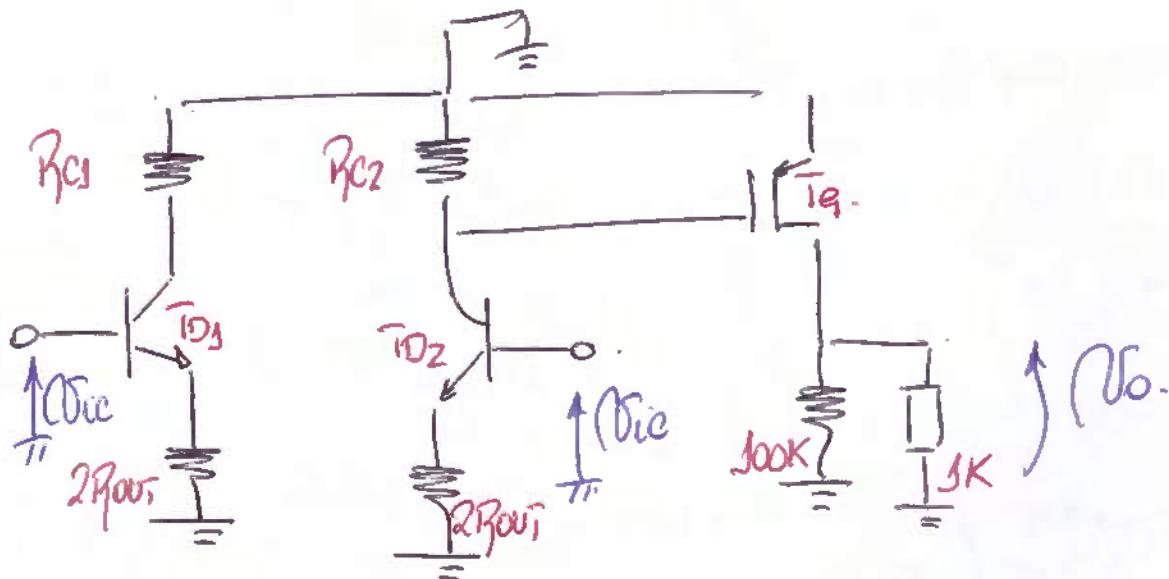
$$V_o = g_m n q V_{gq} \text{ JK} = g_m n q \cdot (-i_{c2} R_{C2}) \text{ JK}$$

$$V_o = -i_{c2} g_m n q R_{C2} \text{ JK} ; g_m n q = 2 \text{ mA/V}$$

$$V_o = -g_m^* (V_{beD} g_m n q R_{C2} \text{ JK})$$

$$V_o = -g_m^* \left(-\frac{i_{id}}{2} \right) g_m n q R_{C2} \text{ JK}$$

$$\Rightarrow A_{vid} = \frac{V_o}{i_{id}} = \frac{g_m^* g_m n q R_{C2} \text{ JK}}{2} \Rightarrow A_{vid} = 60$$



$$V_o = i_{d1} q \text{ JK} = g_m n q V_{g3q} \text{ JK} = g_m n q V_{gq} \text{ JK}$$

$$V_o = g_m n q (-i_{c2} R_{C2}) \text{ JK} = -i_{c2} g_m n q R_{C2} \text{ JK}$$

AHORA BIEN: $R_{ic} = \Gamma_x^* + \beta^* 2R_{out}^-$

$$R_{ic} = \Gamma_x^* + g_m^* \Gamma_x^* 2R_{out}^-$$

$$R_{ic} = \Gamma_x^* (1 + g_m^* 2R_{out}^-)$$

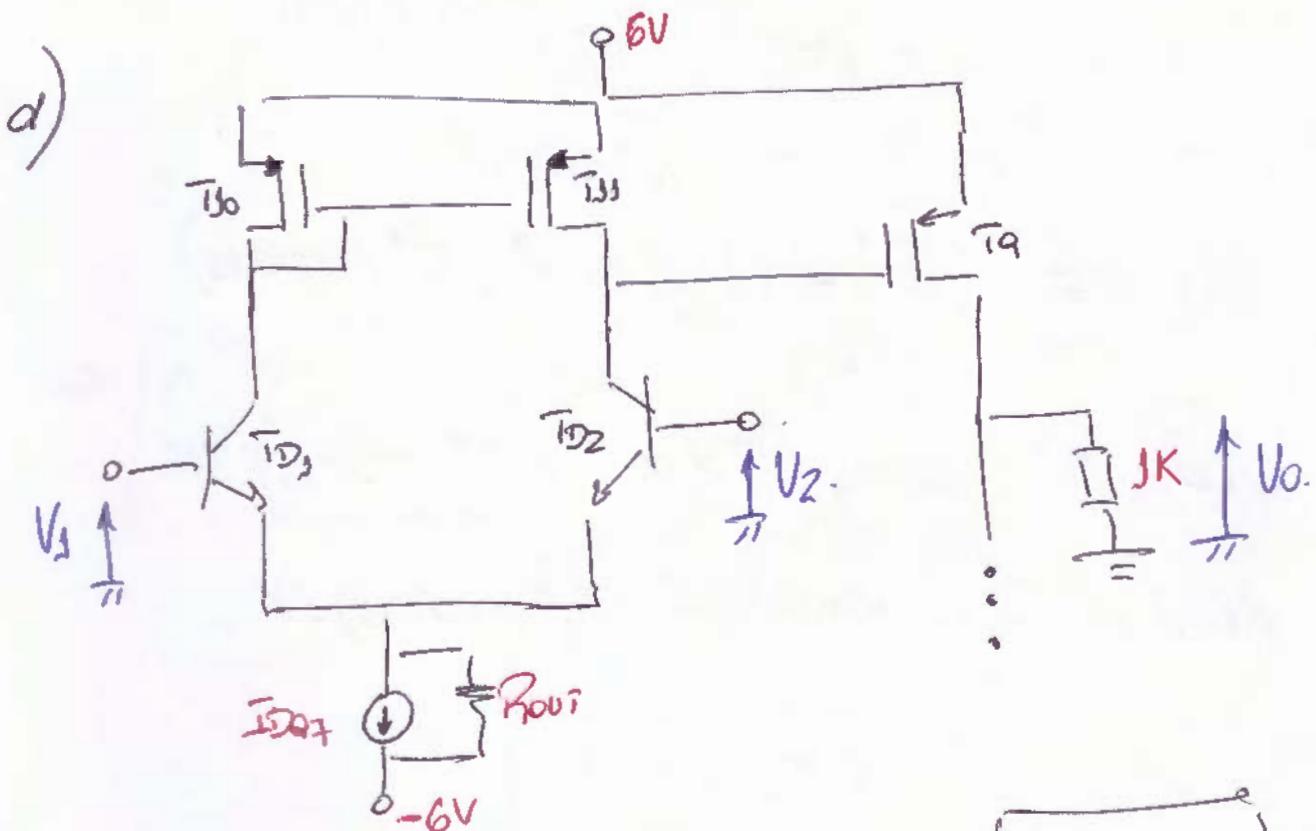
\hookrightarrow SE PUEDE DECIR QUE $(V_{ic}$ CAE PRÁCTICAMENTE
EN "2R_{out}^-")

$$I_{DQ} \approx \frac{V_{DS}}{2R_{out}} \Rightarrow I_{DQ} = -\frac{V_{DS}}{2R_{out}} g_{mQ} R_{C2} / K$$

$$AV_C = \frac{I_{DQ}}{V_{DS}} = -\frac{g_{mQ} R_{C2} / K}{2R_{out}}$$

$$\boxed{AV_C = -0,06}$$

$$\Rightarrow \boxed{RR_{TC} = \left| \frac{60}{-0,06} \right| = 1000}, \text{ EN OB: } \boxed{RR_{TC} = 600 \text{ dB.}}$$



PARA QUE $V_{DQ} = 0V \Rightarrow V_{GSQ10} = -3V$ CON $\boxed{V_{GSQ10} = 3V}$

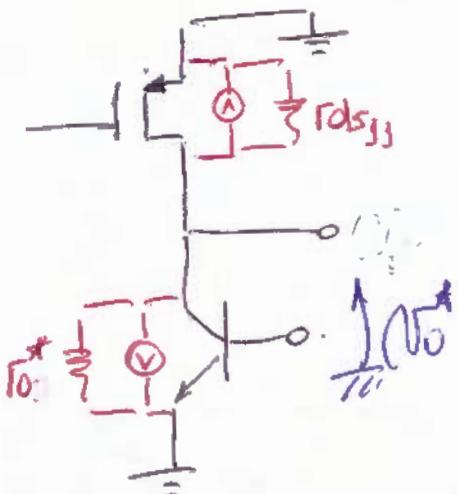
$$\Rightarrow \text{Busco que: } 6V + V_{GSQ10} = 3V \Rightarrow \boxed{V_{GSQ10} = -3V}$$

LUEGO: $I_{DQ10} = I_{CQ10} = 0,1 \text{ mA.}$

$$\Rightarrow 0,1 \text{ mA} = 1 \text{ mA} \left(\frac{W}{L} \right)_{10} (-3V + 2V)^2$$

$$\Rightarrow \boxed{\left(\frac{W}{L} \right)_{10} = 0,1}$$

TODO DIFERENCIAL:



$$\begin{aligned}
 & g_{m_{11}} (\bar{\sigma}_{gs_{11}} + g_m^* V_{bed_2} + \frac{(\bar{\sigma}_o)^*}{\bar{\sigma}_o^* // \bar{\sigma}_{ds_{11}}}) = 0 \\
 & g_{m_{11}} (-id_{10} \bar{\sigma}_{ds_0}) + g_m^* V_{bed_2} + \frac{(\bar{\sigma}_o)^*}{\bar{\sigma}_o^* // \bar{\sigma}_{ds_{11}}} = 0 \\
 & - id_{10} + g_m^* V_{bed_2} + \frac{(\bar{\sigma}_o)^*}{\bar{\sigma}_o^* // \bar{\sigma}_{ds_{11}}} = 0. \\
 & - g_m^* V_{bed_3} + g_m^* V_{bed_2} + \frac{(\bar{\sigma}_o)^*}{\bar{\sigma}_o^* // \bar{\sigma}_{ds_{11}}} = 0
 \end{aligned}$$

$$\Gamma_{02} = \sqrt{q^2}$$

$$T_0' = \frac{2}{3} T_{02} = 667\text{ K}$$

$$Fds_{jj} = \int \nabla \cdot S \cdot$$

$$-g m^* (\bar{\sigma}_{\text{cd}} + \frac{\bar{\sigma}_o^*}{\bar{\sigma}_o^* // \bar{\sigma}_{\text{dS33}}}) = 0.$$

$$\Rightarrow \text{Oso}^* = (\text{fid gmm}^* (\text{Fo}^* // \text{Fdfss}))$$

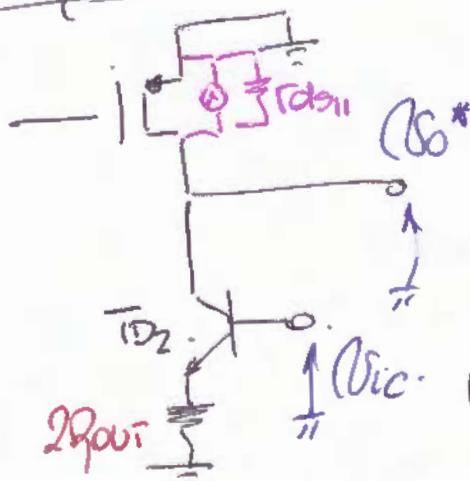
ENTONCES.

$$f_0 = \text{id}_q \circ K = g \circ \eta \circ (\text{id}_g \circ \eta^*(\tau_0^* \parallel \tau_{\text{diss}})) \circ K$$

$$\Rightarrow A(\text{Vol}) = \frac{(\text{Vol})}{(\text{Vol})} = g m_9 g m^* (F_0^* / (F_0^* + F_{\text{diss}})) \cdot K$$

$$\Rightarrow A \cap d = 1600.$$

Todo Corún:



$$\frac{\partial \dot{r}_{ic}}{2R_{out}} + g m_{jj} \partial g_{SSS} + \frac{\partial \sigma^x}{\partial g_{SSS}} = 0.$$

$$\frac{\rho_{ic}}{\rho_{Rout}} + g m_3 (-i_{cs} (r_{ds10} || r_{ds30})) + \frac{(\rho_0)}{r_{ds33}} = \rho^*$$

$$\frac{D_{\text{Root}}}{D_{\text{Leaf}}} = \left[1 - g m_s \left(\frac{r_{ds,0}}{r_{ds,10}} \right) \right] + \frac{\left(\frac{D_0}{r_{ds,10}} \right)^k}{r_{ds,10}}$$

$$\frac{\sigma_{ic}}{2R_{out}} \left[1 - \frac{g_{m10} R_{ds10}}{R_{ds10} + R_{ds10}} \right] + \frac{\sigma_o^*}{R_{ds10}} = 0$$

$$\frac{\sigma_{ic}}{2R_{out}} \left[1 - \frac{R_{ds10}}{R_{ds10} + R_{ds10}} \right] + \frac{\sigma_o^*}{R_{ds10}} = 0$$

$$\frac{\sigma_{ic}}{2R_{out}} \left[1 - \frac{R_{ds10}}{R_{ds10} + R_{ds10}} \right] + \frac{\sigma_o^*}{R_{ds10}} = 0$$

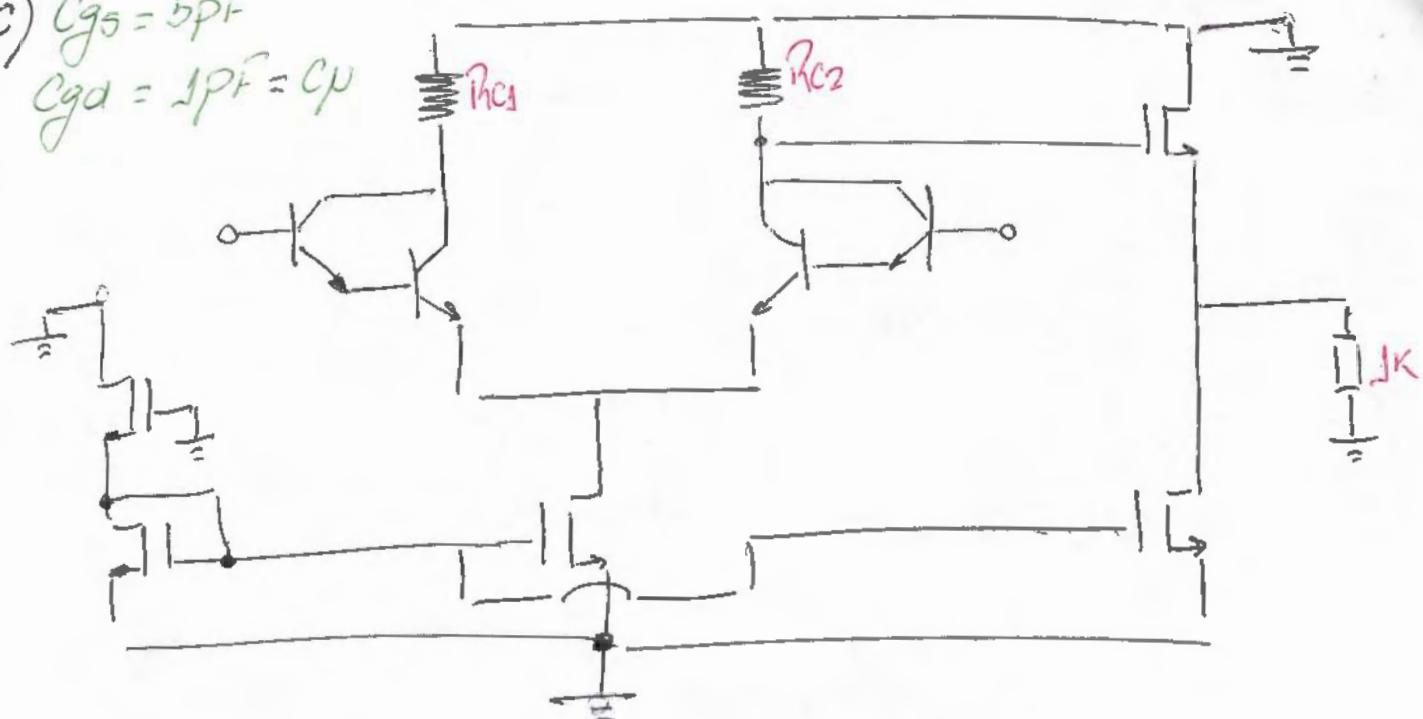
$$\frac{\sigma_{ic}}{2R_{out}} \frac{R_{ds10}}{R_{ds10}} + \frac{\sigma_o^*}{R_{ds10}} = 0 \quad ; \quad g_{m10} = 0,2 \mu \text{A} \Rightarrow R_{ds10} = 5 \text{K}$$

$$\Rightarrow A_{DC} = \frac{\sigma_o^*}{\sigma_{ic}} = - \frac{R_{ds10}}{2R_{out}} \Rightarrow A_{DC} = -5 \mu \text{A}$$

$$\Rightarrow RRMC = \left| \frac{A_{DC}}{A_{DC}} \right| = \left| \frac{1600}{-5 \mu \text{A}} \right| = 320.000 \approx 110 \text{dB}$$

\hookrightarrow COMO ERA DE ESPERARSE, $RRMC$.

$$c) C_{gs} = 5 \text{ pF}$$
$$C_{gd} = 1 \text{ pF} = C_P$$



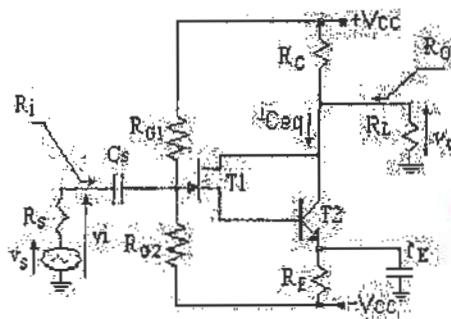
Punto Físico 10 Punto

66.08 - 86.06

Evaluación integradora 2014/2- cuarta fecha - 18/02/15

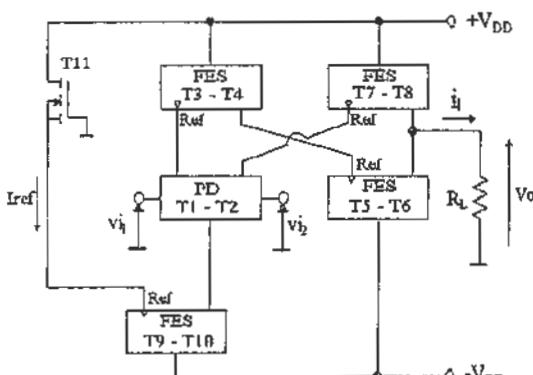
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			M T N		

1.- Admitiendo que ambos transistores (de bajo nivel de potencia) se encuentran en modo activo, se conocen todos sus parámetros (de valores típicos), los valores de los resistores y capacitores y V_{CC} :



- a) Si V_{CC} es del orden de 10 V, R_C y R_L de algunos KΩ y R_E de cientos de Ω, ¿podría estimarse un valor **aproximado** de V_{GSQ} sin cálculo previo? **Justificar**: Si $V_{GSQ} = 0V$, justificar qué relación deberían tener entre sí los resistores del divisor de gate para funcionamiento en modo activo (cuál es mayor)
- b) Hallar la expresión por inspección, justificando el procedimiento de la relación de pequeña señal $i_{ceq}/V_i|_{V_{ce}(eq)=0}$ a frecuencias medias.
- c) Explicar por qué el uso del modelo equivalente del darlington no resulta válido para el cálculo de la respuesta en alta frecuencia de este circuito. Justificar por qué sí resulta válido para el cálculo de la respuesta en baja frecuencia.

2 - a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ .



b) Hallar las expresiones y valor de:

$$Gm_d = i_d/v_{id} \mid_{v_o=0}$$

$$Gm_c = i_c/v_{ic} \mid_{v_o=0}$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Definir y obtener $A_{vd} = v_o/v_{id}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

FES: Fuente Espejo Simple – **PD**: Par Diferencial. Todos los MOSFET son Inductados (canal N ó P según corresponda)

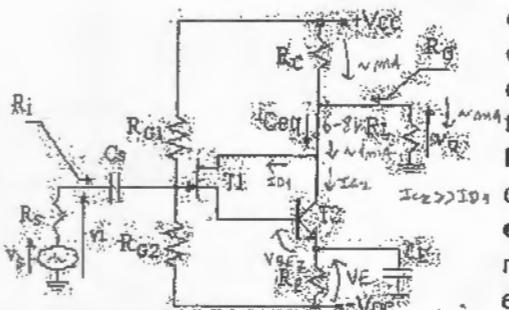
$$\pm V_{DD} = \pm 6V, |V_T| = 2V; |K'| = 100\mu A/V^2; W/L = 2; \lambda = 0,01 1/V; \gamma \approx 0; R_L = 10K\Omega$$

↳ IDEM 29/02/2016

3002fuchs 2017/15

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO			Nº de hojas	Corrección
			M	T	N		

- 1.- Admitiendo que ambos transistores (de bajo nivel de potencia) se encuentran en modo activo, se conocen todos sus parámetros (de valores típicos), los valores de los resistores y capacitores y V_{CC} :



$$V_{S2} = -8,8V, -9,1V$$

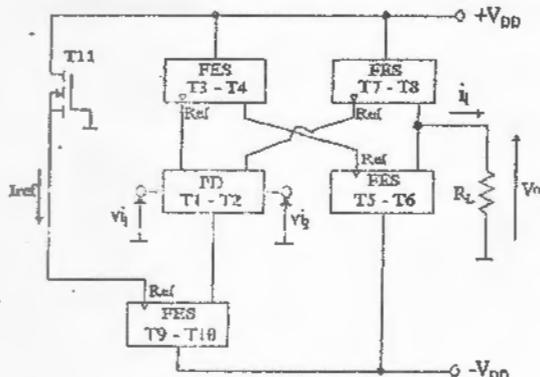
$$\nabla E \sim -q_i S V_j - q_j S V_i$$

- a)** Si V_{cc} es del orden de 10 V, R_C y R_L de algunos K Ω y R_E de cientos de Ω , ¿podría estimarse un valor *aproximado* de V_{GSQ} sin cálculo previo? *Justificar.* Si $V_{DQ} = 0V$, justificar qué relación deberían tener entre sí los resistores del divisor de gate para funcionamiento en modo activo (cuál es mayor)

b) Hallar la expresión por inspección, justificando el procedimiento de la relación de pequeña señal $i_{ceq}/V_i|_{V_{ceq}(eq)=0}$ a frecuencias medias.

c) Explicar por qué el uso del modelo equivalente del darlington no resulta válido para el cálculo de la respuesta en alta frecuencia de este circuito. Justificar por qué sí resulta válido para el cálculo de la respuesta en baja frecuencia.

- 2 - a) Para $v_{11} = v_{12} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{po} por el λ .



- b) Hallar las expresiones y valor de:

$$Gm_d = i_1/v_{id} \Big|_{v_o=0}$$

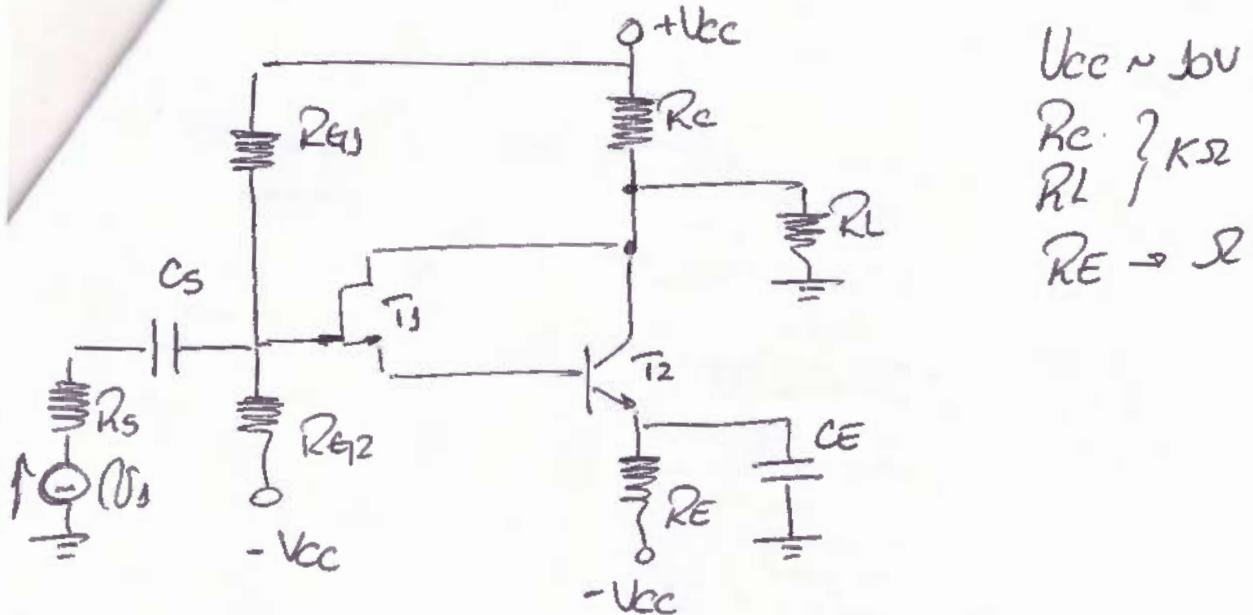
$$Gm_c = i_1/V_{lc} \Big|_{V_0=0}$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Definir y obtener $Av_d = V_o/V_{id}$.

- c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

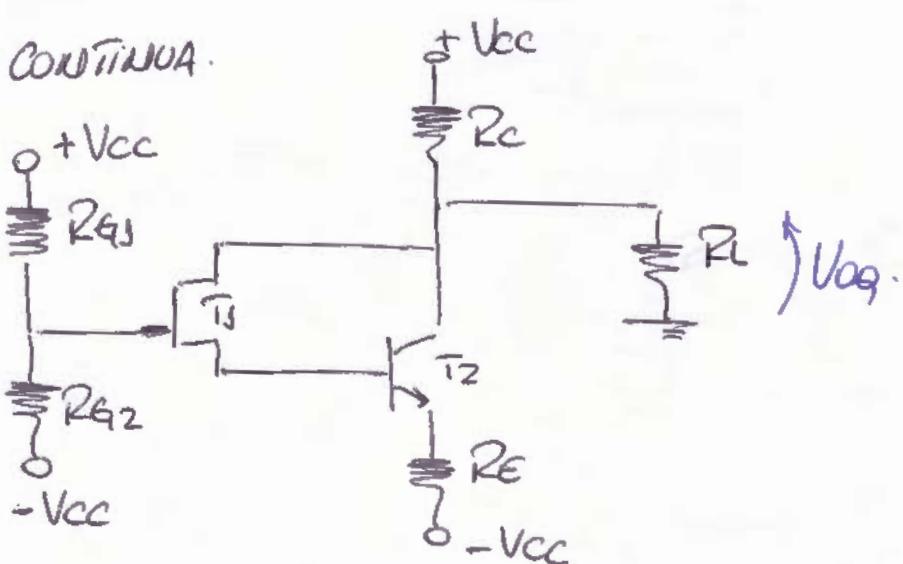
FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son indudados (canal N ó P según corresponda).

$$\pm V_{DD} = \pm 6V; |V_T| = 2V; |K'| = 100\mu A/V^2; W/L = 2; \lambda = 0.01 \text{ } 1/V; \\ \gamma \equiv 0; R_L = 10K\Omega.$$



$V_{CC} \approx 5V$
 $R_C \approx K_S^2$
 $R_L \rightarrow \infty$
 $R_E \rightarrow \infty$

a) EN CONTINUA.



$$\text{Si } U_{AG} = 0V \Rightarrow I_{TOT} = \frac{V_{CC}}{R_C} \approx 3mA$$

$$\text{LUEGO: } I_{TOT} = I_{CQ} + I_{DQ} = I_{CQ} + \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

DESPRECIOANDO I_{DQ} :

$$I_{CQ} \approx I_{TOT}$$

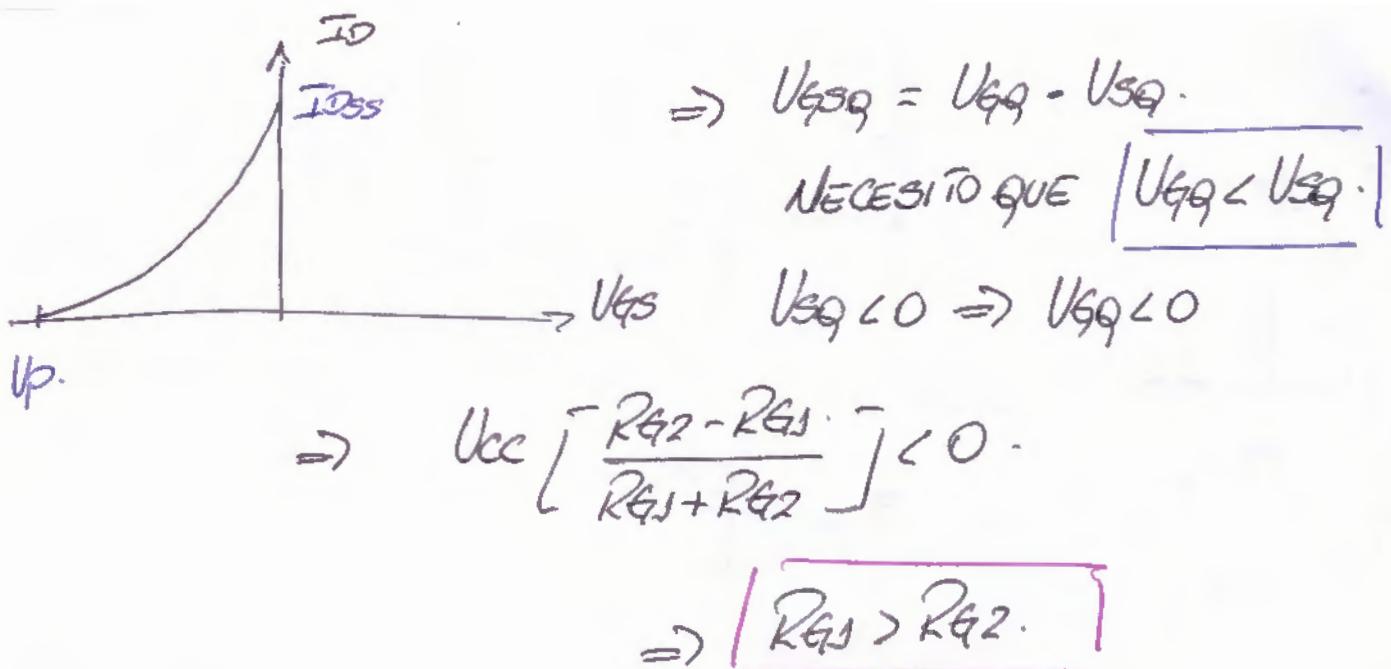
$$\Rightarrow U_{EQ} = -V_{CC} + I_{CQ} R_E < 0$$

$$U_{SQ} = U_{EQ} + 0.7V < 0$$

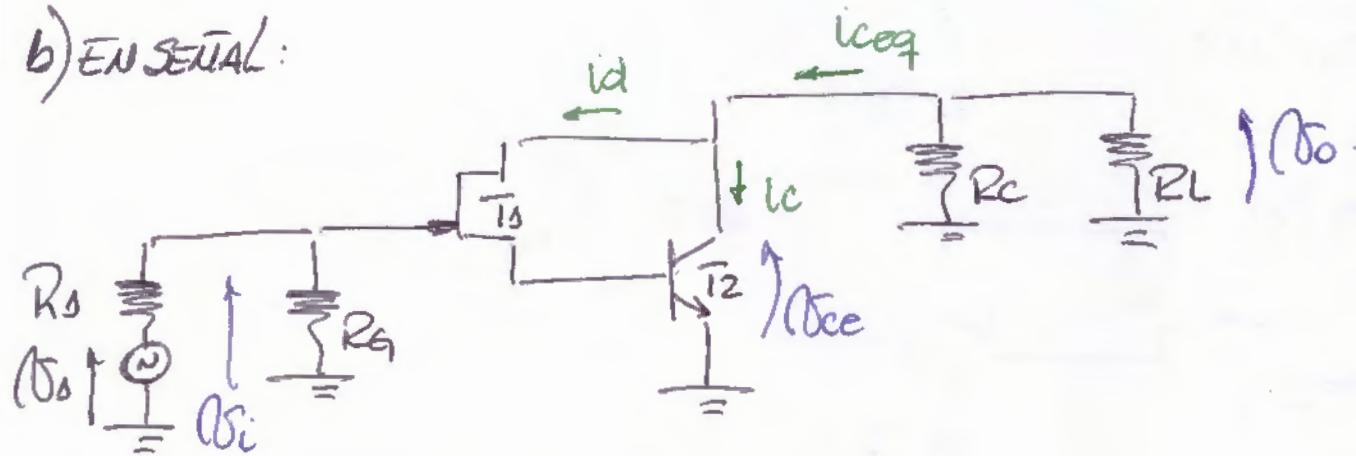
PARA QUE EL JFET ESTE EN ZONAS ACTIVAS: $|U_P| < U_{GSQ} < 0$

$$U_{GSQ} = \frac{2V_{CC} \cdot R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - V_{CC} = V_{CC} \left[\frac{2R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - 1 \right]$$

$$U_{GSQ} = V_{CC} \left[\frac{R_{G2} - R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} \right]$$



b) ENSENIAL:



BUSCO: $g_{m^*} = \frac{i_{ceq}}{\beta_i} \quad | \quad U_{ce} = 0$

AHORA BIEN $U_{ce} = -U_o = 0$.

$\Rightarrow \left\{ i_{ceq} = i_d + i_c = i_d + \beta i_d = i_d(1 + \beta) \approx \beta i_d \right\}$

$i_d = g_{m_{FET}} U_{gs} = g_{m_{FET}} (\beta_i - U_{be})$

Otro camino:

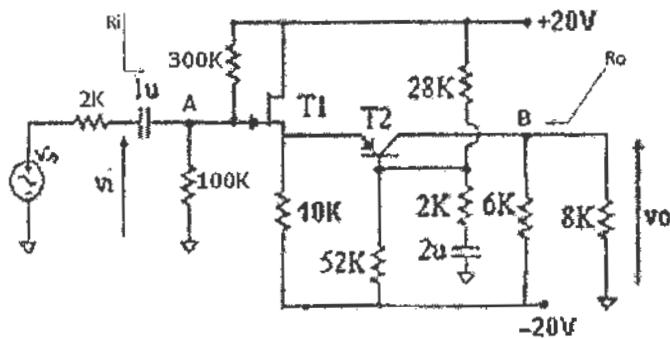
$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_i = i_g r_{gs} + i_d r_\lambda = \frac{i_d}{\beta_{FET}} r_{gs} + i_d r_\lambda \\ \beta_i = i_d [r_{d_{FET}} + r_\lambda] \end{array} \right.$$

$\Rightarrow \frac{i_{ceq}}{\beta_i} = \frac{\beta i_d}{i_d [r_{d_{FET}} + r_\lambda]} \Rightarrow \left| g_{m^*} = \frac{\beta}{r_{d_{FET}} + r_\lambda} \right|$

APELLIDO	NOMBRE	PADRÓN	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

✓ 1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; r_{gs} y $r_{ds} \rightarrow \infty$. $f_T = 200MHz$; $C_{H}=1pF$; $G_S=50F$; $f_{id}=1p$

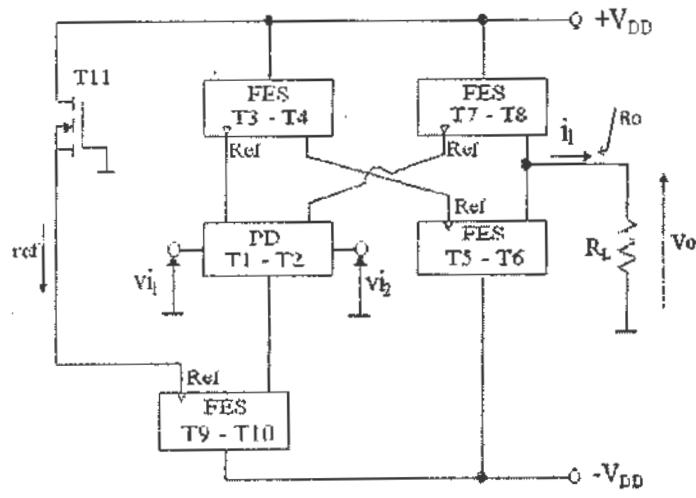
a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, indicando las tensiones de sus terminales contra común.



b) Dibujar el circuito de señal sin reemplazar los transistores por su modelo circuital. Obtener por inspección R_i , R_o , $A_v = v_o/v_i$ y $A_{v_s} = v_o/v_s$.

c) Obtener el valor de la f_i aproximada. Analizar cualitativamente cuál podría considerarse el nodo dominante que determine el valor de f_h . Obtener f_h .

d) Se realimenta el circuito conectando una $R = 1M\Omega$ entre A y B. ¿Qué se muestra y qué suma? La realimentación es positiva o negativa?. Justificar.



2 - a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito. Despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$Gm_d = i_d / v_{id} \mid_{v_o=0}$$

$$Gm_c = i_c / v_{ic} \mid_{v_o=0}$$

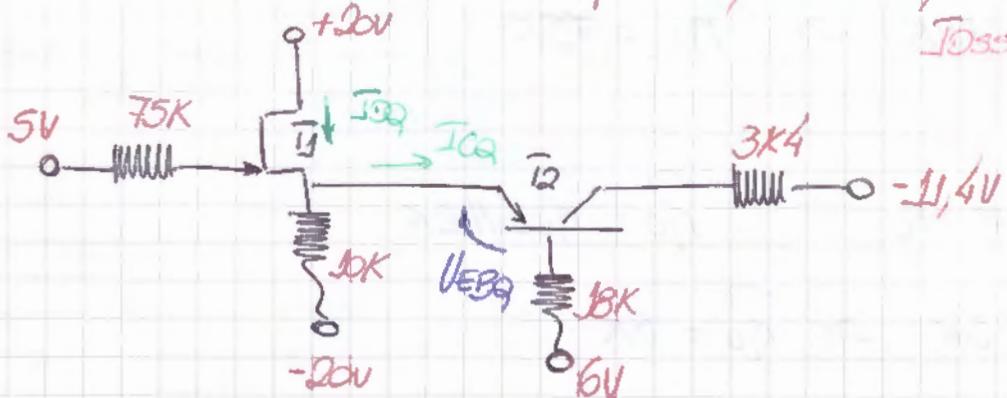
Definir y hallar los valores de R_{id} , R_{ic} y R_o . Obtener $A_{vd} = v_o/v_{id}$ y $A_{vc} = v_o/v_{ic}$.

c) Analizar cualitativamente cómo se modifican todos los valores calculados si se reemplaza T9-T10 por una fuente Widlar con $R_E = 100\Omega$.

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos TBJs (NPN ó PNP, según corresponda)

$$\pm V_{DD} = \pm 6V; R_L = 1K\Omega; \beta = 100; V_A = 100V; V_T = 2V; K' = 100\mu A/V^2; W/L = 2; \lambda = 0,01 V^{-1}$$

1) EN CONTINUA:



$$\beta = 200; U_A \rightarrow 0; r_x = 300\Omega$$

$$I_{QSS} = 12mA$$

$$U_P = -6V$$

$$P_T = 200mW$$

$$C_V = 1pF$$

$$C_{GS} = 5pF$$

$$C_{GD} = 1pF$$

DESPRECIO CAIDA EN BASE:

$$\Rightarrow U_{BQ} = U_{BB} = 6V$$

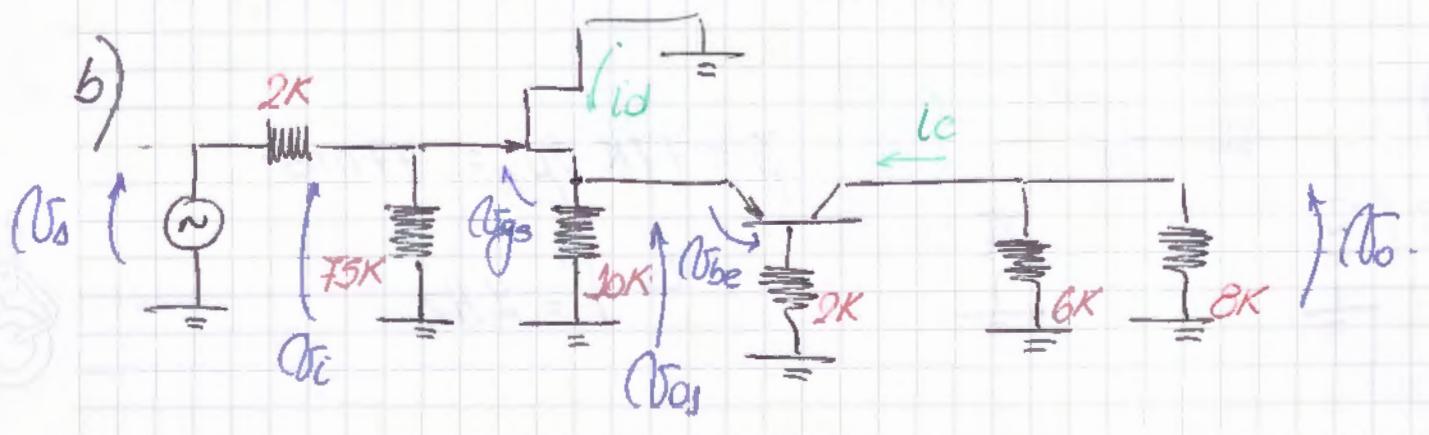
$$\Rightarrow U_{EQ} = U_{BQ} + 0,7V = 6,7V$$

$$I_{10K} = I_{QQ} - I_{QG} = \frac{6,7V - (-20V)}{50K} = 2,67mA$$

$$U_{GQ} = 5V \quad \wedge \quad U_{SQ} = U_{EQ} = 6,7V \Rightarrow U_{GSQ} = -3,7V$$

$$I_{QG} = I_{QSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right)^2 = 6,16mA$$

$$\Rightarrow I_{QG} = 3,49mA$$



R_i

$$R_{ig} = \text{O}_{\text{gs}} \quad ; \quad R_i = R_{ig} \parallel 75K$$

$$R_{ig} \gg 75K \Rightarrow R_i = 75K$$

R_o

$$R_{oc} \propto r_0 \quad ; \quad R_o = R_{oc} \parallel 6K$$

$$R_{oc} \gg 6K \Rightarrow R_o = 6K$$

ΠΑΡΑΓΕΤΗΣ. $g_{m1} \approx 10m$ $g_{m2} = 140m$
 $r_A = 3K4$

A_V:

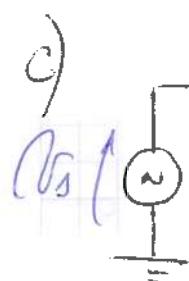
$$A_{VJ} = \frac{\text{O}_{\text{oj}}}{\text{O}_i} = \frac{i_d \left(30K \parallel \frac{r_A + 2K}{\beta} \right)}{i_d \left(30K \parallel \frac{r_A + 2K}{\beta} \right) + \text{O}_{\text{gs}}} = \frac{17}{17 + 500} = 0,35$$

$$AV_0 = \frac{\text{O}_i}{\text{O}_{\text{oj}}} = \frac{-i_c (6K \parallel 8K)}{-ib2K - \text{O}_{\text{be}}} = \frac{3K4}{30 + 7} = 200$$

$$\Rightarrow A_V = 30$$

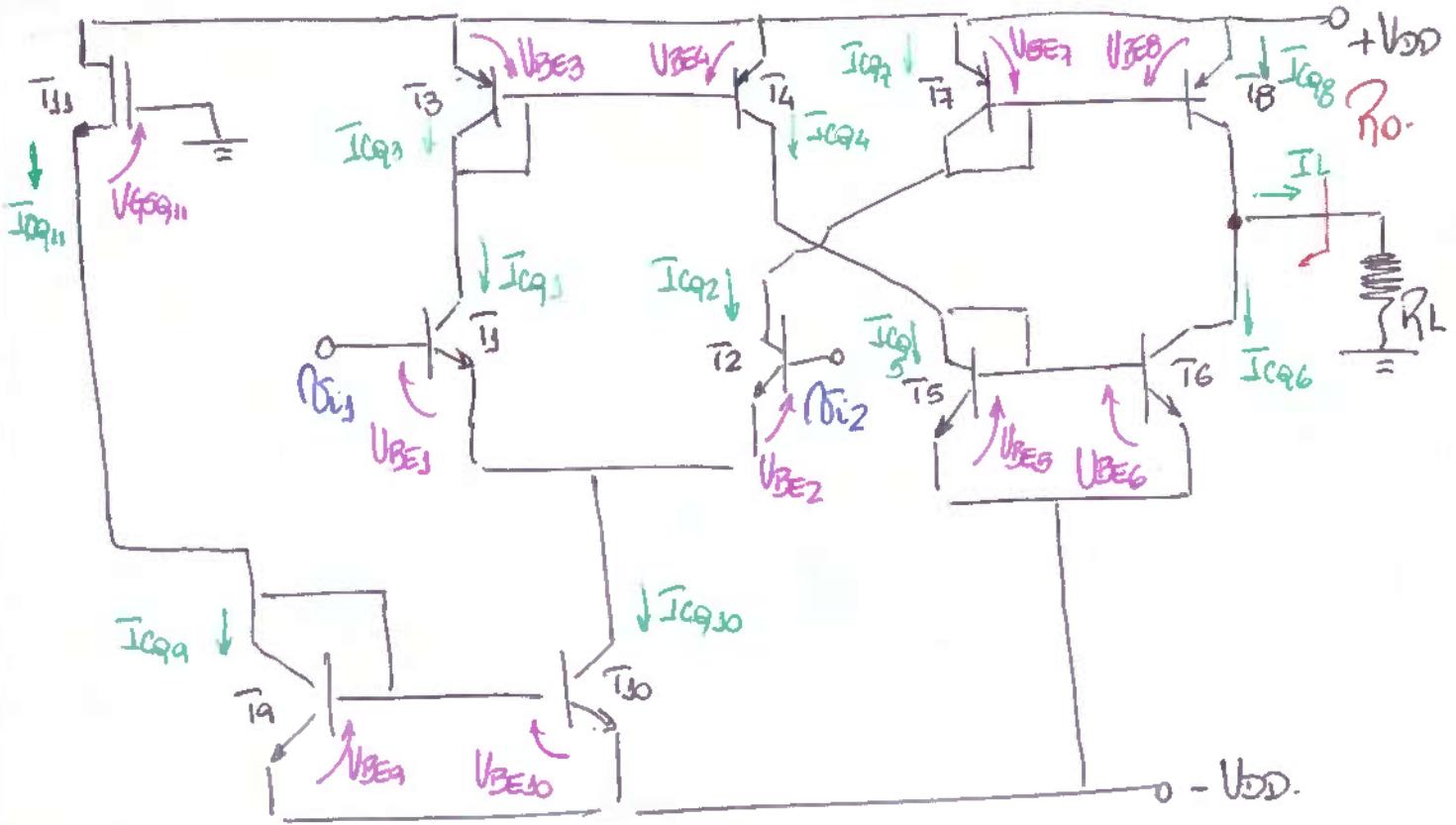
A_{VS}

$$A_{VS} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_o} = 29,2$$



$$\bar{f} = 77K \quad 1\mu = 77ms$$

$$\hookrightarrow f = 2Hz$$



$$a) \quad I_{i_1} = I_{i_2} = 0.$$

$$-V_{DD} + V_{BEQ_1} + V_{GQ_{11}} = 0.$$

$$-6V + 0,7V + V_{GQ_{11}} = 0.$$

$$\xrightarrow{V_{GQ_{11}} = 5,3V}$$

$$I_{GQ_{11}} = K' \frac{W}{L} (V_{GQ_{11}} - V_t)^2$$

$$\xrightarrow{I_{GQ_{11}} \approx 2,2mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_1} = I_{GQ_3} = I_{GQ_{11}} = 2,2mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_2} = I_{GQ_4} = \frac{I_{GQ_{11}}}{2} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_3} = I_{GQ_1} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_7} = I_{GQ_2} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_4} = I_{GQ_3} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_5} = I_{GQ_4} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_6} = I_{GQ_5} = 1,1mA}$$

$$\boxed{I_{GQ_8} = I_{GQ_7} = -1,1mA}$$

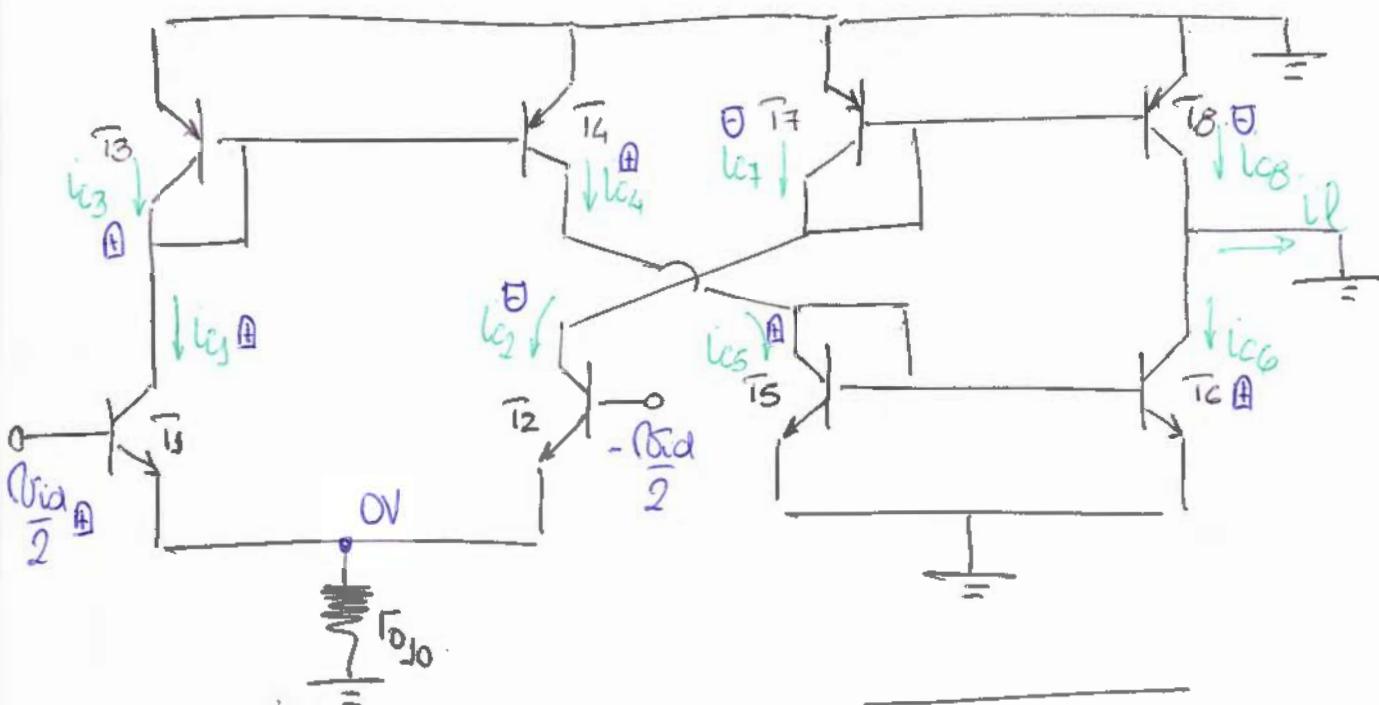
$$\text{DADO QUE } I_{GQ_8} = I_{GQ_6}$$

$$\xrightarrow{J_{LQ} = 0.}$$

$$\boxed{V_{GQ} = 0V}$$

b) YARA ENTRADA DIFERENCIAL PURA: $i_{ld} = \frac{i_l}{R_{ld}} \quad | \quad i_o = 0.$

ENSENAL



$$i_{ld} = i_l + i_{c_6} \Rightarrow i_l = i_{ld} - i_{c_6}$$

DEFINO: $K_{ES} = \frac{\beta}{\beta+2} \Rightarrow i_{c_1} = g_m u_1 \frac{(R_{ld})}{2}$

$$i_{c_2} = g_m u_2 \left(-\frac{(R_{ld})}{2}\right)$$

$$i_{c_7} = i_{c_2}$$

$$i_{ld} = i_{c_7} K_{ES} = i_{c_2} K_{ES}$$

$$i_{c_3} = i_{c_1}$$

$$i_{c_4} = i_{c_3} K_{ES}$$

$$i_{c_5} = i_{c_4} = i_{c_3} K_{ES}$$

$$i_{c_6} = i_{c_5} K_{ES} = i_{c_3} K_{ES}^2 = i_{c_1} K_{ES}^2$$

$$\downarrow \qquad \leftarrow$$

$$i_l = i_{c_2} K_{ES} - i_{c_1} K_{ES}^2 = \left\{ g_m u_2 \left(-\frac{(R_{ld})}{2}\right) - g_m u_1 \frac{(R_{ld})}{2} K_{ES} \right\} K_{ES}$$

$$i_l = K_{ES} \frac{(R_{ld})}{2} \left\{ -g_m u_2 - g_m u_1 K_{ES} \right\}.$$

$$\frac{i_l}{R_{ld}} = \frac{K_{ES}}{2} \left\{ -g_m u_2 - g_m u_1 K_{ES} \right\}; \quad g_m u_1 = g_m u_2 = g_m.$$

$$\Rightarrow g_{md} = - \frac{K_{ES}}{2} g_m \{ J + K_{ES} \} ; \quad K_{ES} = 0,98$$

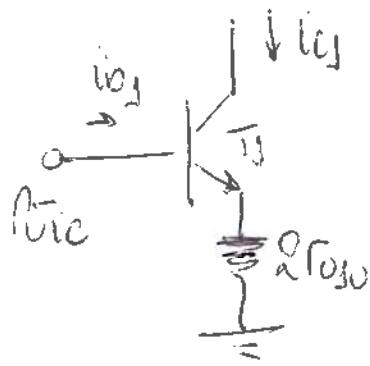
$$g_{md} = - \frac{g_m}{2} \{ J + K_{ES} \} \Rightarrow g_{md} \approx - g_m$$

PARÁMETROS:

$$g_m = \frac{1,13 \mu A}{V_{TA}} = 44 \frac{\mu A}{V} ; \quad \Gamma_A = 2K3, \quad \Gamma_{F_0} = 45K \\ \Gamma_{F_{0AB}} = 90K$$

$$\Rightarrow \boxed{g_{md} = - \frac{44 \mu A}{V}}$$

TAREA ENTRADA COMUN PURA:



$$i_{b1} = \frac{(V_{ic})}{R_{ic}} = \frac{(V_{ic})}{\Gamma_A + \beta \cdot 2\Gamma_{F_0}}$$

$$i_{b1} = \frac{(V_{ic})}{\Gamma_A + \Gamma_A g_m + 2\Gamma_{F_0}}$$

$$i_{b1} = \frac{(V_{ic})}{\Gamma_A [J + 2g_m \Gamma_{F_0}]} = \frac{(V_{ic})}{2\Gamma_A g_m \Gamma_{F_0}}$$

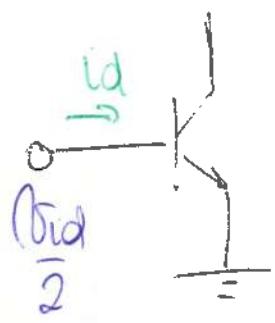
$$i_{b1} = \frac{(V_{ic})}{2\beta \Gamma_{F_0}} \Rightarrow i_{c1} = \beta i_{b1}$$

$$\boxed{i_{c1} = i_{c2} = \frac{(V_{ic})}{2\Gamma_{F_0}}}$$

$$\Rightarrow \frac{i_l}{R_{ic}} = g_{mcc} = \frac{i_{c2} - i_{c1}}{R_{ic}} = \frac{i_{c2} K_{ES} - i_{c1} K_{ES}^2}{R_{ic}}$$

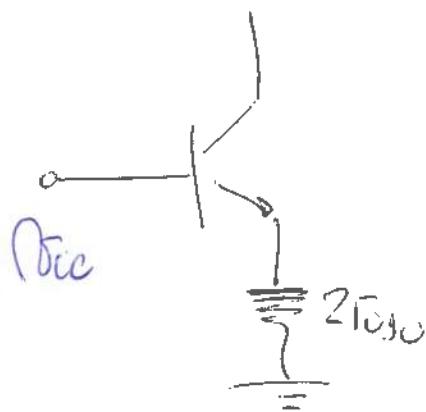
$$g_{mcc} = \frac{K_{ES}}{2\Gamma_{F_0}} [J - K_{ES}] = \frac{1}{2\Gamma_{F_0}} [J - K_{ES}]$$

$$\Rightarrow | q_{mc} = 0,2 \text{ pA/V} |$$



$$r_{id} = \frac{R_{id}}{I_d} ; \quad I_d / 2 = \frac{R_{id}}{2}$$

$$| R_{id} = 2 \text{ k} \Omega = 4 \text{ k} \Omega |$$

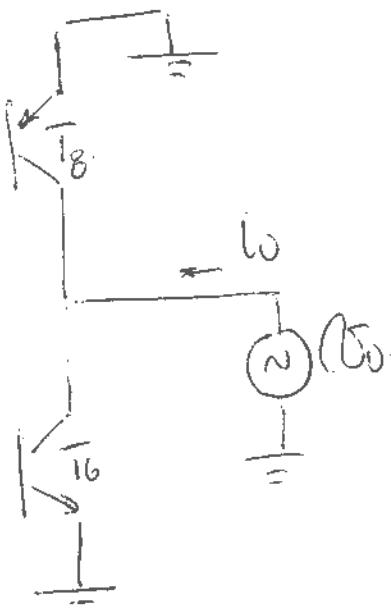


$$r_{idc} = R_{id} + \beta \cdot 2 R_0$$

$$| r_{idc} = 9 \text{ m} \Omega |$$

~~R_{AS}, R_O~~

$$r_o = \frac{V_o}{I_o} \quad | \quad V_{i_1,2} = 0$$

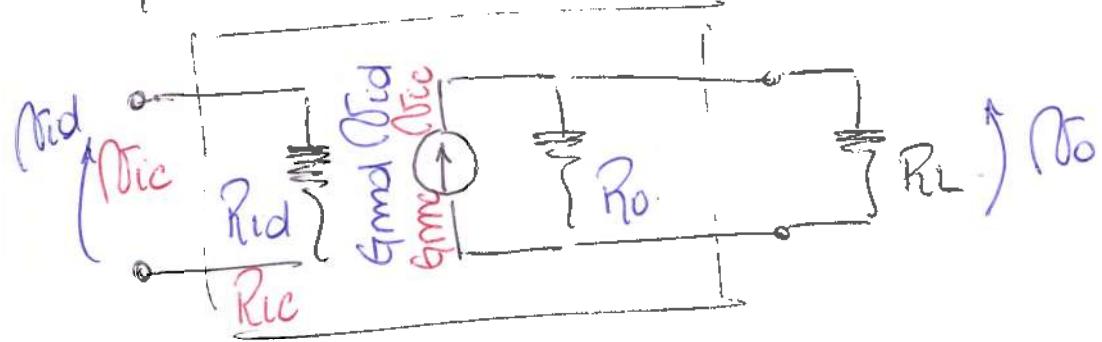


$$\Rightarrow r_o = R_{OB} // R_{OA} = \frac{90 \text{ k} \Omega}{2}$$

$$| r_o = 45 \text{ k} \Omega |$$

DIFERENCIAL III

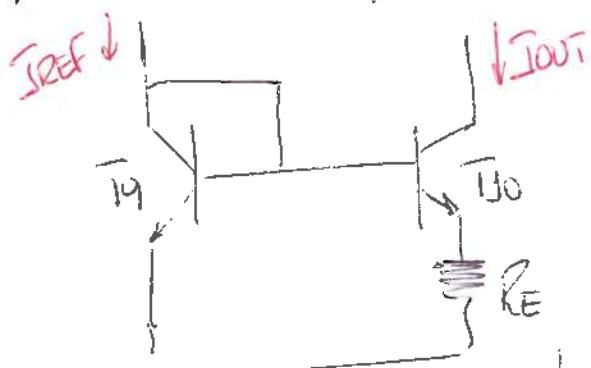
CORRIOS III



$$\Rightarrow A_{Vd} = \frac{V_o}{V_{Id}} = g_{md} (R_o // R_L)$$

$$\Rightarrow A_{Vi} = \frac{V_o}{V_{Iic}} = g_{mc} (R_o // R_L)$$

c) FUENTE WIDLER



$$V_{BEq} = V_{BEj0} + I_{out} R_E$$

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_{TH}}}$$

$$V_{BE} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

$$V_{TH} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{out}}{I_S}\right) + I_{out} R_E$$

$$R_{out} = R_{j0} \left[1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_{j0} + R_{da}} \right] \quad | \quad V_{TH} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_{out}}\right) = + I_{out} R_E$$

↳ * PUEDE TRABAJAR CON CORRIENTES MÁS PEQUEÑAS!

$$I_{REF} \gg I_{out}$$

$$g_{mQ} \gg g_{mJ0}$$

$$g_{mJ0} \downarrow \Rightarrow R_{j0} \uparrow$$

$$\hookrightarrow R_{out} = R_{j0} \left[1 + \frac{\beta R_E}{R_{j0}} \right] \Rightarrow R_{out} = R_{j0} \left[1 + g_{mJ0} R_E \right]$$

⇒ LA RESISTENCIA DE SALIDA AUGMENTÓ

$$\left. \begin{array}{l} \cdot) G_{md} = \text{const} \\ \cdot) G_{mc} \downarrow \downarrow \end{array} \right\} \quad hR\eta_C = \left| \frac{A_{rod}}{A_{Cuc}} \right| = \left| \frac{G_{md} (R_0//RL)}{G_{mc} (R_0//RL)} \right|$$
$$hR\eta_C = \left| \frac{G_{md}}{G_{mc}} \right|$$

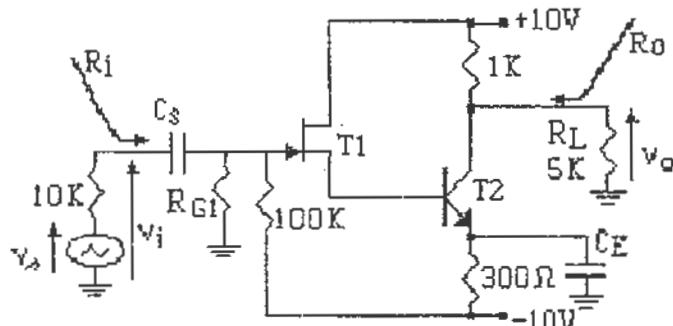
↳ $hR\eta_C \uparrow \uparrow$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Corrección
			M T N	

1.- Dada la siguiente configuración, donde se tienen transistores con características:

$$\begin{aligned}B &= 50; V_A \rightarrow \infty; r_x = 100\Omega; C_{\mu} = 0,3 \text{ pF}, f_T = 300 \text{ MHz} \\V_p &= -1,5V; I_{DSS} = 4 \text{ mA}; r_{gs} = r_{ds} \rightarrow \infty; C_{gs} = 3 \text{ pF}; C_{gd} = 0,5 \text{ pF} \\C_s &= 10 \mu\text{F}; C_E = 100 \mu\text{F}\end{aligned}$$

a) Hallar el valor de R_{G1} de modo tal de obtener una $V_{OQ} = 0V$.



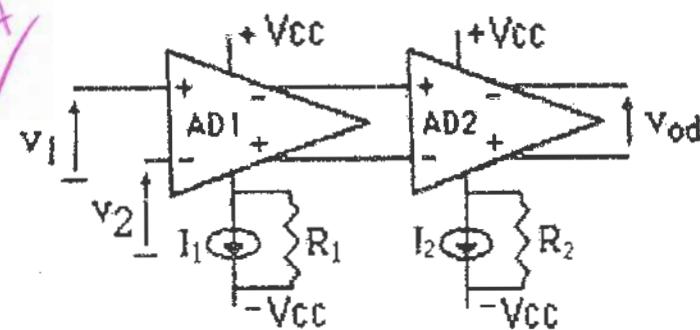
Preguntar

b) Dibujar el circuito de señal para frecuencias medias. Hallar las expresiones justificando *por inspección* y el valor de: R_i , R_o y A_v totales. Hallar A_{vs} .

c) Hallar el valor garantizable de f_h para A_{vs} (si se desprecia la influencia de uno o más nodos, se deberá justificar).

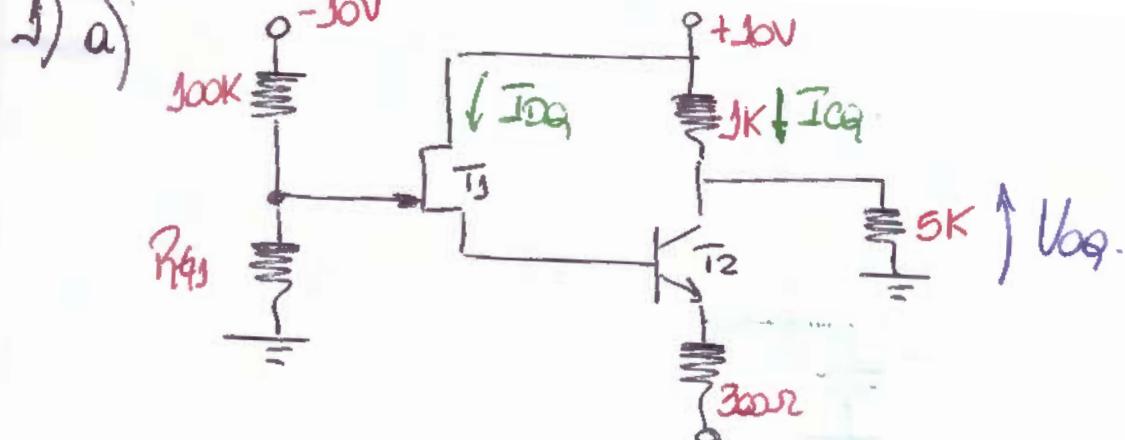
d) ¿Se modifican en forma importante los valores de reposo, A_v y/o f_h si se desconecta el drain de $+V_{cc}$ y se lo conecta al colector de T_2 ? Justificar *cualitativamente*.

2.- Se tiene el circuito de la figura formado por dos pares NMOSFET de canal inducido T_1-T_2 y T_3-T_4 , acoplados por source, polarizados mediante fuentes de alimentación $\pm V_{cc}$ y fuentes de corriente I_1-R_1 e I_2-R_2 (admitir R_1 y $R_2 \gg r_{ds}$ de los NMOSFET). Se admiten en principio transistores con características similares (k' , V_T , W , L y λ) e igual carga resistiva R_D , tal que $I_1 \cdot R_D = I_2 \cdot R_D < V_{cc}$ en ambos pares. ¿Qué significado tiene esta última condición?



b) Analizar *cualitativamente* si un desapareamiento en la 2^{da} etapa, AD2: $(W_4 - W_3)/W_3 = \delta$, de igual magnitud al analizado en a), afectará del mismo modo en el valor de V_{off} . Justificar.





$$\text{Si } U_{oq} = 0V \Rightarrow I_{c1} = \frac{10V}{1K} = 10mA$$

$$\text{LUEGO: } I_{c1} = I_{b1} = \frac{I_{c1}}{\beta} \Rightarrow I_{c1} = 0,2mA = I_{DSS} \left(\frac{1A}{1K} - \frac{U_{GSS}}{U_P} \right)^2$$

$$\hookrightarrow U_{GSS} = U_P - \sqrt{0,2mA / \frac{I_{DSS}}{1K}}$$

$$U_{GSS} = -1,16V$$

$$\text{AHORA BIEN: } U_{GSS} = U_{GQ} - U_{SQ}$$

$$\hookrightarrow \bullet) U_{SQ} = -50V + I_{c1} 300\Omega + 0,7V = -6,3V$$

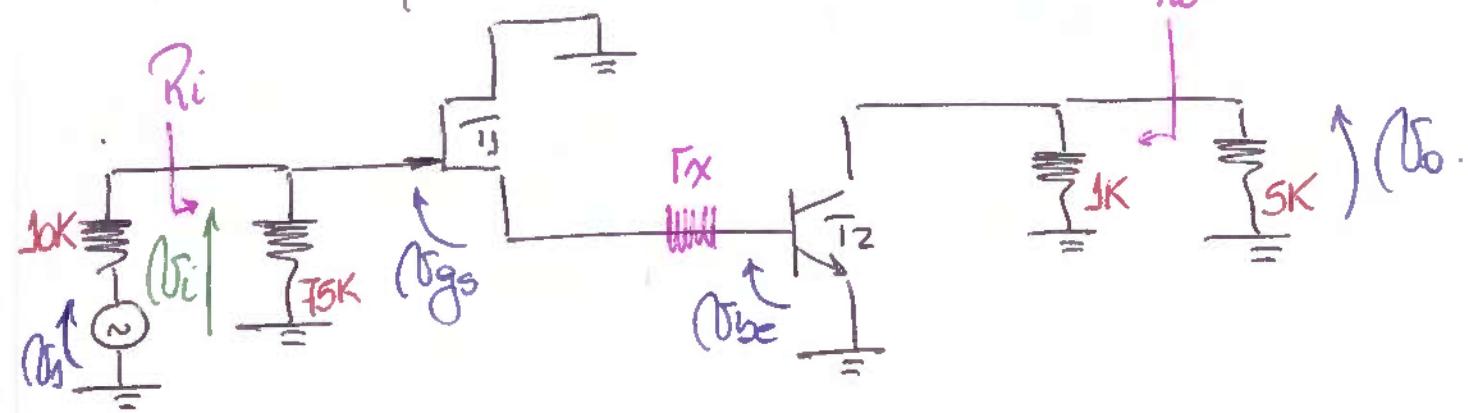
$$\hookrightarrow \bullet) U_{GQ} = -10V \frac{R_{GS}}{R_{GS} + 500K}$$

$$\Rightarrow -\frac{10V R_{GS}}{R_{GS} + 500K} - (-6,3V) = -1,16V$$

$$\frac{R_{GS}}{R_{GS} + 500K} = 0,746$$

$$\hookrightarrow \boxed{R_{GS} = 294K}$$

b) A FREQUÊNCIAS MÉDIAS:



$$R_i: \quad R_i = 75K \parallel r_{ig} \quad \text{onde} \quad r_{ig} = r_{gs} \rightarrow 00.$$

$$\Rightarrow \boxed{R_i = 75K}$$

PARÂMETROS:

$$g_{m1} = 1,8 \mu A/V$$

$$g_{m2} = 400 \mu A/V = 0,4$$

$$r_{\pi} = 125 \Omega$$

$$r_o = U_A / I_{CQ} \rightarrow 00.$$

$$R_o: \quad \boxed{R_o = 1K}$$

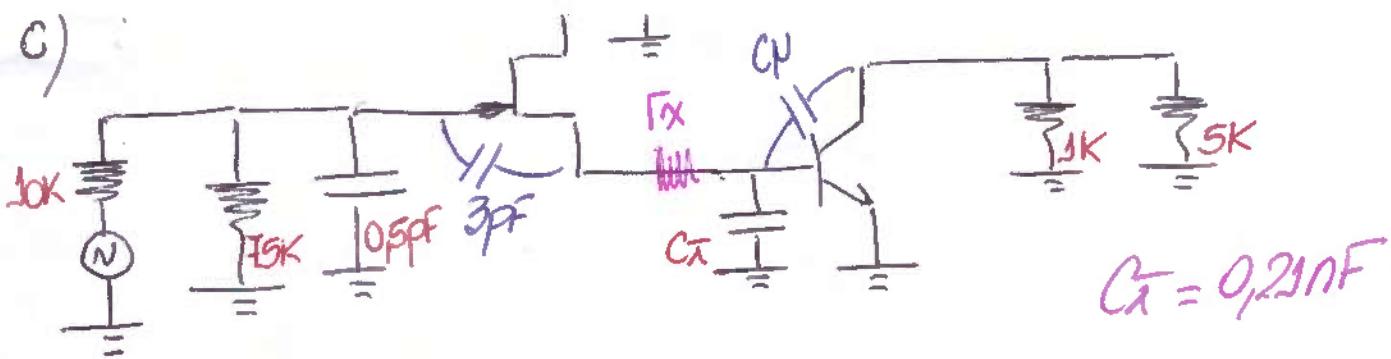
$$A_{v1}: \quad A_{v1} = \frac{U_{be}}{R_i} = \frac{i_d(r_{\pi} + r_x)}{i_d(r_{\pi} + r_x) + r_{gs}} = \frac{r_{\pi} + r_x}{r_{\pi} + r_{ds}} \approx 0,29.$$

$$A_{v2} = \frac{U_o}{U_{be}} = - \frac{i_c(1K \parallel 5K)}{U_{bet} + i_b r_x} = - \frac{(1K \parallel 5K)}{r_{ds} + r_x / \beta} \approx - 185$$

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

$$\boxed{A_{v1} = -53,7}$$

$$A_{v3} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{R_i} = \frac{U_o}{R_i} \cdot \frac{U_i}{R_i} = A_{v1} \frac{R_i}{R_i + 10K} \Rightarrow \boxed{A_{v3} = -47,4}$$



TENGO QUE REFLEJAR C_P :

$$C_{Pb} = C_P \left(1 - \frac{R_C}{R_{bp}} \right) = C_P \left(1 - \frac{10k}{10k} \right)$$

$$C_{Pb} = C_P \left(1 + g_m u_2 (1K || 5K) \right) = C_P 333. = 0,1nF$$

[DEBERÍA SER A_{v2} ?]

$$\Rightarrow C_b = C_{\bar{A}} + C_{Pb} = 0,31nF$$

$C_{Pb} = (1 - A_{v2}) C_P$

$C_{Pb} = 186 C_P$

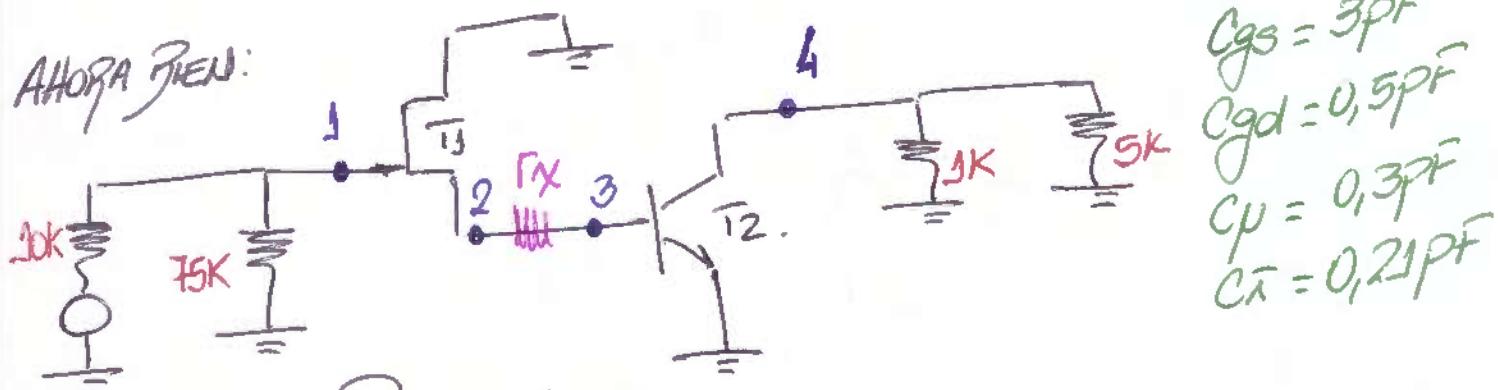
ANÁLISIS CUANTITATIVO:

BUSCO LA FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR MÁS CHICA.

$$f_h = \frac{1}{2\pi B} \Rightarrow \text{BUSCO EL } B \text{ MÁS GRANDE.}$$

DÓNDE: $B = R.C.$

AHORRA TIEMPO:



TENGO 4 NODOS PARA ANALIZAR.

- 1) VEO UNA RESISTENCIA EQUIVALENTE $R_{eq} = 9k$.
 - 2) CAPACIDADES TENGO A C_{gd} Y C_{gs} QUE SE REFLEJA MÁS CHICA (C_{gs}^*)
- $\rightarrow C_{eq} = C_{gd} + C_{gs}^* ; C_{gs}^* < C_{gs}$

2) UEO UNA RESISTENCIA EQUIVALENTE QUY TÉQUEDA

$$R_{eq} = r_x + r_\pi = 225 \Omega$$

UEO UNA CAPACIDAD EQUIVALENTE $C_{eq}^{**} < C_{gs}$?

3) $R_{eq} = (r_{ds} + r_x) \parallel r_\pi \approx 105 \Omega$.

$$C_{eq} = C_\pi + C_{pb} \text{ DONDE } C_{pb} > C_p$$

4) $R_{eq} = 1K \parallel 5K \approx 833 \Omega$.

$$C_{eq} = C_p$$

~~=> QUIEN DEFINE f_h ES EL TIEMPO~~

3) $C_{eq} = C_\pi + C_p (1 - A_{V2})$

$$C_{eq} = 0,27 \text{ nF} \quad \left. \right\} \quad \tau \approx 28 \text{ ns.}$$

$$R_{eq} = 105 \Omega$$

4) $C_{eq} = C_{gd} + C_{gs} (1 - 0,5)$.

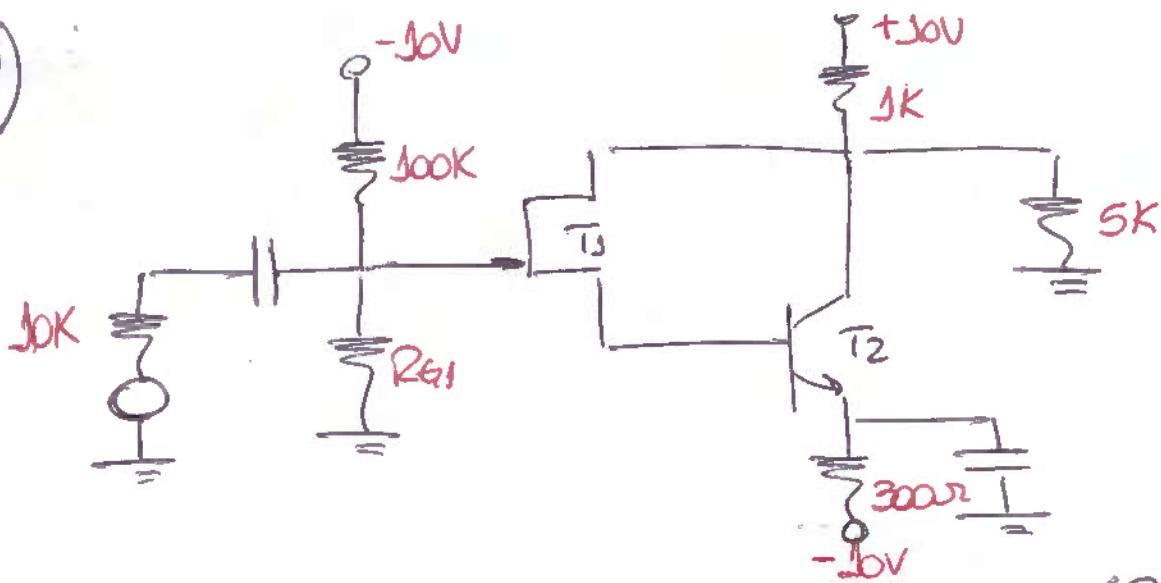
$$C_{eq} \approx 3 \text{ pF} \quad \left. \right\} \quad \tau \approx 27 \text{ ns.}$$

$$R_{eq} = 9K$$

$$\Rightarrow \tau = 28 \text{ ns} + 27 \text{ ns} = 55 \text{ ns.}$$

$$\Rightarrow f_h \approx 3 \text{ MHz.}$$

d)



Los TRANSISTORES quedan EN CONFIGURACIÓN IGBT (Darlington HíBRIDO).

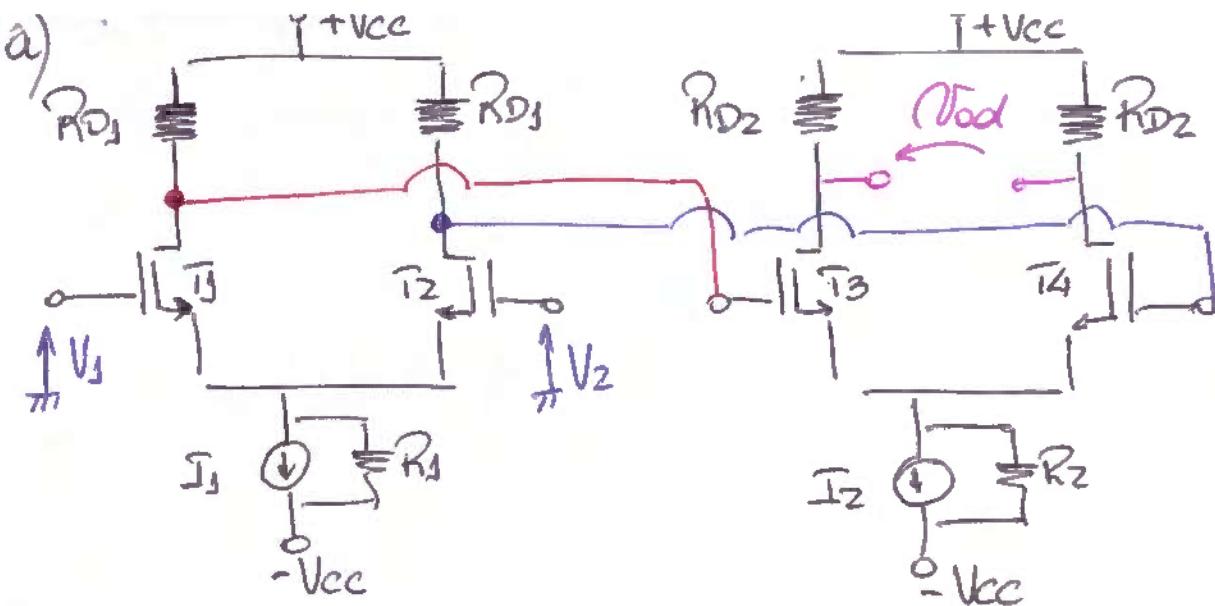
→ PARA Polarización NO VARIAR POR LA RELACIÓN DE CORRIENTES.

$$I_{TOT} = I_{COQ} + I_{QQ} ; \text{ PERO } I_{QQ} = \frac{I_{COQ}}{\beta}$$

$$\Rightarrow I_{QQ} \ll I_{COQ} .$$

PARA ESTE CASO β_i y β_o SON LA OPISITAS !!!
 \Rightarrow AOS NO CAYBIA ..!

LA RESPUESTA EN FRECUENCIA SI VARIAR PUES EN EL NODO.
 YA NO TIENENOS C_{o1} , SINO QUE C_{o1} AL AMPLIFICADO !



SE DEFINE:

$$\Delta_{od} = A(\Delta_{odd}(2))\Delta_{id}(2) + A(\Delta_{dc}(2))\Delta_{ic}(2)$$

BUSCO QOE:

$$\Delta_{id}(1) = \Delta_{off} \rightarrow \Delta_{od} = 0.$$

AHORA BIEN EN AD2 NO HAY DESAPARECIMIENTO $\Rightarrow A(\Delta_{dc}(2)) = 0$.

$$\Delta_{od} = A(\Delta_{odd}(2))\Delta_{id}(2)$$

DONDE $\Delta_{id}(2) = \Delta_{od}(1) = A(\Delta_{odd}(1))\Delta_{id}(1) + A(\Delta_{dc}(1))\Delta_{ic}(1)$
 $\xrightarrow{f_0} \text{NO HAY DESAPARECIMIENTO}$

$$\rightarrow \Delta_{od} = A(\Delta_{odd}(2)) [A(\Delta_{odd}(1))\Delta_{id}(1) + A(\Delta_{dc}(1))\Delta_{ic}(1)]$$

BUSCO $\Delta_{od} = 0 \rightarrow \Delta_{id}(2) = \Delta_{od}(1) = 0$ SIENDO $\Delta_{id} = \Delta_{off}$

$$\Rightarrow \Delta_{off} = \Delta_{id} = \Delta_{g_{s1}} - \Delta_{g_{s2}} ; \quad I_D = K' \frac{W}{L} (\Delta_{gs} - V_T)^2$$

$$\Delta_{off} = \sqrt{\frac{I_{Dg1}}{K_1' W_1 / L_1}} + V_T - \sqrt{\frac{I_{Dg2}}{K_2' W_2 / L_2}} - V_T$$

$$\Delta_{gs} = \sqrt{\frac{I_D}{K' W / L}} + V_T$$

AL APlicar $\Delta_{off} \Rightarrow \Delta_{g_{s1}} = I_{Dg2} = \frac{I_D}{2}$

$$\Delta_{off} = \sqrt{\frac{I_{Dg1}}{K_1' W_1 / L_1}} - \sqrt{\frac{I_{Dg2}}{K_2' W_2 / L_2}}$$

$$\bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{w_3}} - \frac{1}{\sqrt{w_2}} \right\} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{w_2/w_3}} \right\}$$

$$\bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{w_2/w_3}} \right\}; \quad \frac{w_2-w_3}{w_3} = \delta.$$

$$\bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+\delta}} \right\} \quad \frac{w_2}{w_3} = 1+\delta$$

$$\bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+\delta/2}} \right\} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \left\{ \frac{\delta/2}{1+\delta/2} \right\}$$

$$\boxed{\bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \cdot \frac{\delta}{2}}$$

b) $\bar{V}_{od} = A\bar{V}_{odd}(2) \bar{V}_{id}(2) + \underbrace{A\bar{V}_{dc}(2)}_{\neq 0} \bar{V}_{ic}(2)$ HAY DESAPARECIMIENTO

$$\bar{V}_{id}(2) = \bar{V}_{od}(1) = A\bar{V}_{odd}(3) \bar{V}_{id}(3) + \underbrace{A\bar{V}_{dc}(3)}_{=0} \bar{V}_{ic}(3)$$
NO HAY DESAPARECIMIENTO

$$\bar{V}_{id}(2) = \bar{V}_{od}(1) = A\bar{V}_{odd}(3) \bar{V}_{id}(3); \quad \bar{V}_{id}(3) = \bar{V}_{id}$$

$$\bar{V}_{ic}(2) = A\bar{V}_{cc}(3) \bar{V}_{id}(3) + \underbrace{A\bar{V}_{cd}(3)}_{=0} \bar{V}_{id}(3)$$

$$\bar{V}_{ic}(2) = A\bar{V}_{cc}(3) \bar{V}_{ic}$$

$$\Rightarrow \bar{V}_{od} = A\bar{V}_{odd}(2) A\bar{V}_{odd}(3) \bar{V}_{id} + A\bar{V}_{dc}(2) A\bar{V}_{cc}(3) \bar{V}_{ic}$$

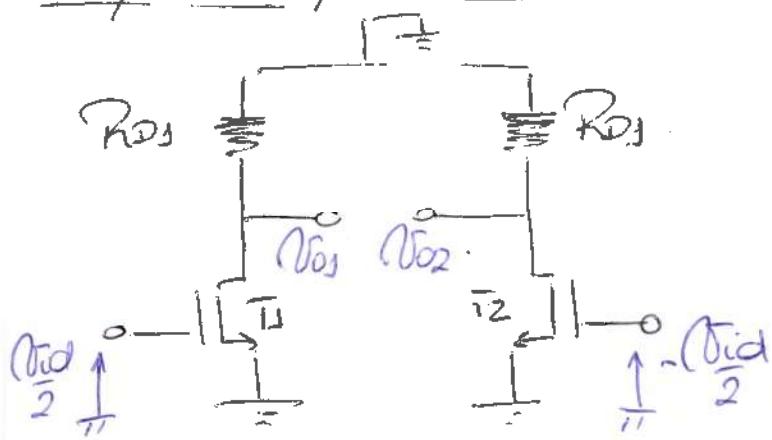
$$\Rightarrow \bar{V}_{od} = A\bar{V}_{odd}(1) \bar{V}_{id} + A\bar{V}_{dc}(1) A\bar{V}_{cc}(1) \bar{V}_{ic}$$

$$\text{Bosco } \bar{V}_{od} = 0 \Rightarrow \bar{V}_{id}(2) = \bar{V}_{od}(1) = \bar{V}_{OFF2} = A\bar{V}_{odd}(1) \bar{V}_{id}$$

$$\Rightarrow \bar{V}_{OFF} = \frac{\bar{V}_{OFF2}}{A\bar{V}_{odd}(1)}; \quad \bar{V}_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{Q2S}}{K'w_3/L_3}} \cdot \frac{\delta}{2}; \quad I_{Q2S} = \frac{I^2}{2}$$

$$A_{\text{odd}(s)} = \frac{\overline{V_{od(s)}}}{\overline{I_{id}}}$$

ENTRADA DIFERENCIAL PURA



$$V_{od} = -I_{od}, R_{od} = -g_{m1} V_{gs}, R_{od} = -g_{m1} \frac{V_{id}}{2} R_{ds}$$

$$V_{od2} = -I_{od2}, R_{od2} = -g_{m2} V_{gs2}, R_{od2} = g_{m2} \frac{V_{id}}{2} R_{ds}$$

$$\overline{V_{od(s)}} = V_{od} - V_{od2} = -g_{m1} \frac{V_{id}}{2} R_{ds} - g_{m2} \frac{V_{id}}{2} R_{ds}$$

$$V_{od(s)} = -\frac{V_{id}}{2} R_{ds} (g_{m1} + g_{m2})$$

$$I_S = I_D \wedge I_{DQ1} = I_{DQ2} \Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = g_{mADs}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{od(s)}}{V_{id}} = -g_{mADs} R_{ds} = A_{\text{odd}(s)}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{off} = \sqrt{\frac{I_{DQ3}}{K'W_3L_3}} \frac{\delta}{2g_{mADs} R_{ds}}}$$

Caso a) Busco: ($\Delta id = \Delta OFF$) / ($\Delta odd = 0$)

DESAPARECIMIENTO EN AD1

$$\text{Si } \Delta id = \Delta OFF \Rightarrow \Delta odd(1) = 0 = \Delta id(2)$$

$$\text{Si } \Delta id(2) = 0 \Rightarrow \Delta odd = 0$$

Caso b)

DESAPARECIMIENTO EN AD2

$$\Rightarrow \Delta odd = 0 \Rightarrow \Delta id(2) = \Delta OFF_2 = \Delta odd(1)$$

$$\Delta odd(1) = A \Delta odd(1) \quad \Delta id = \Delta OFF_2$$

$$\Rightarrow \Delta id = \Delta OFF = \frac{\Delta OFF_2}{A \Delta odd(1)}$$

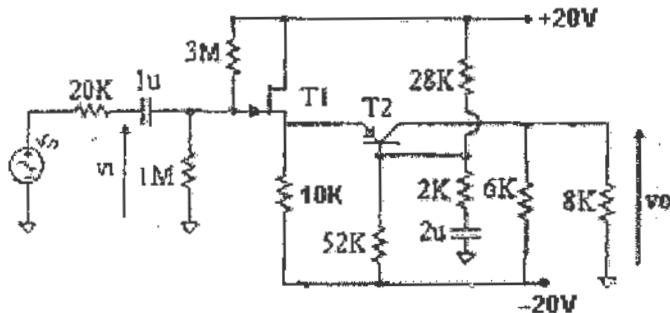
7) Autoguardar:

66.08 – 86.06

Evaluación integradora 2014/2- quinta fecha - 25/02/15

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			M T N		

1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; r_{gs} y $r_{ds} \rightarrow \infty$.

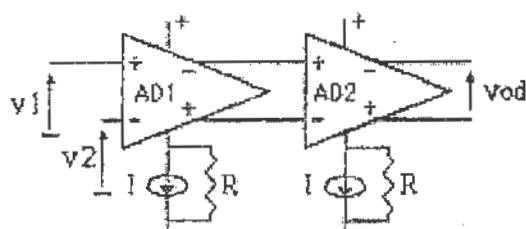


frecuencia de corte inferior aproximada. Analizar *cualitativamente* cuál podría considerarse del nodo dominante que determine el valor de f_h .

a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, indicando las tensiones de los tres terminales de cada uno contra común (V_Q).

b) Dibujar el circuito de señal sin reemplazar los transistores por su modelo circuital. Definir, obtener *por inspección* las resistencias de entrada, de salida y de carga de cada etapa; la amplificación de tensión de cada una y la total $A_v = v_o/v_i$. Obtener $A_{v_s} = v_o/v_s$.

c) Obtener *por inspección* el valor de la

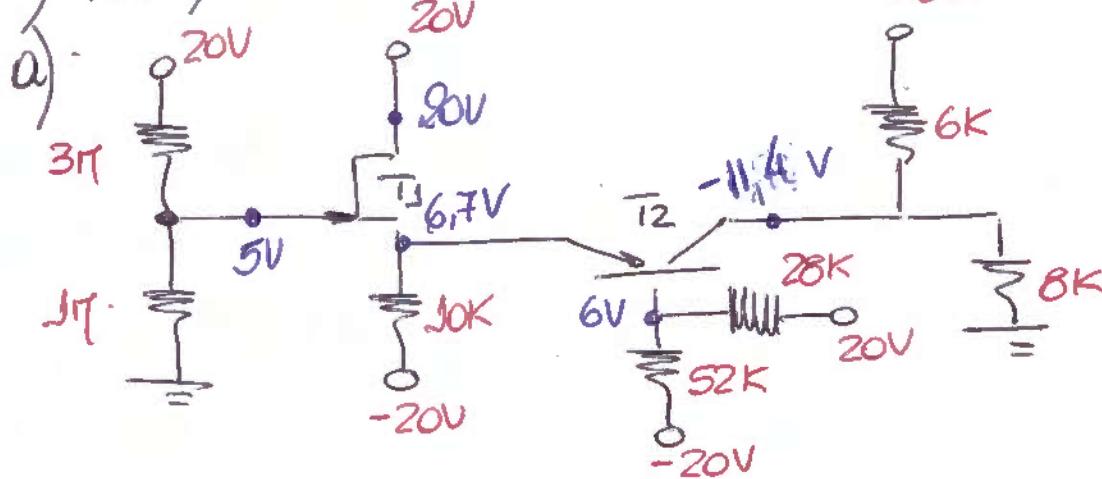


2.- Se tiene el circuito de la figura formado por dos pares NMOSFET T_1-T_2 , T_3-T_4 , acoplados por source, polarizados mediante fuente de alimentación $\pm V_{DD}$ y una fuente de corriente $I - R$. Se admiten en principio transistores quasi-apareados, con carga R_D (AD1) Y R_D (AD2), admitiéndose para ambos pares: $I.R_D < V_{DD}$. ¿Qué significa esta condición?

a) Dibujar el circuito correspondiente de acuerdo con los signos de los terminales inversor y no inversor. Si en el AD1, existe un desapareamiento tal que $100(R_{D2} - R_{D1}) / R_{D1} = \alpha$, donde $|\alpha| < 3\%$, obtener las expresiones de $A_{v_d} = (v_{od} / v_{id})|_{v_{ic}=0}$ y $A_{v_c} = (v_{od} / v_{ic})|_{v_{id}=0}$ totales y de su cociente para la salida v_{od} indicada, en función de α . *¿Por qué estas expresiones son válidas sólo si se ajusta previamente la tensión de offset?*

b) Repetir a) si en el AD2, $100(R_{D4} - R_{D3}) / R_{D3} = \alpha$. Analizar cualitativamente a cuál de los dos juegos de expresiones obtenidas se acercarán más los valores de la RRMC si existieran ambos desapareamientos a la vez. *(Considerar valores típicos si fuese necesario)*.

1) POLARIZACION



$$U_{GQ} = \frac{20V \cdot 5\pi}{5\pi + 3\pi} = 5V ; U_{BQ} = \frac{40V \cdot 52k}{52k + 28k} - 20V = 6V$$

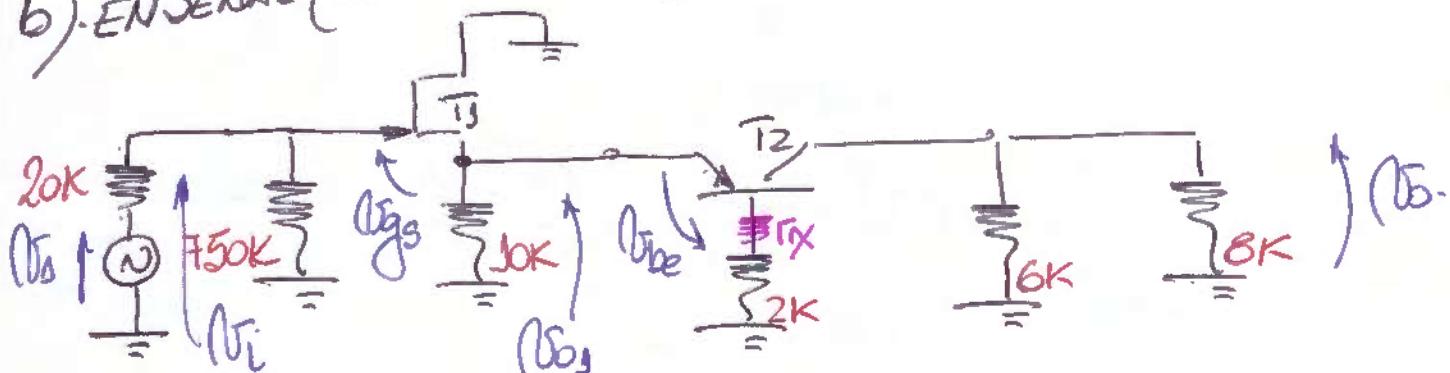
$$\Rightarrow U_{SQ} = U_{EQ} = U_{BQ} + 0,7V = 6,7V \Rightarrow U_{GSQ} = -0,7V$$

$$\Rightarrow I_{SOK} = \frac{6,7V - (-20V)}{50k} = 2,67mA$$

$$\bullet) I_{DQ} = I_{CQ} + I_{SOK} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{V_P} \right)^2 = 6,16mA$$

$$\bullet) I_{CQ} = 6,16mA - 2,67mA = 3,49mA$$

b). EN SENAL (A FRECUENCIAS (EDMAS)).



PARÁMETROS: $g_{m1} = 17,2mA$ $g_{m2} = 139,6mA \approx 140mA$

$$r_{ds} \rightarrow \infty$$

$$r_A \approx 1K4$$

$$r_0 \rightarrow \infty$$

$$\bullet) R_i = 750K \parallel R_{ig} ; R_{ig} = V_{gs} \rightarrow \infty$$

$$\Rightarrow \boxed{R_i = 750K}$$

$$\bullet) \text{DESDE EL COLECTOR DE } T_2 \text{ VEO UNA RESISTENCIA DEL ORDEN DE } \beta r_o$$

$$\Rightarrow \boxed{R_o = 6K}$$

$\bullet)$ DEFINO COMO CARGA A AQUELLA RESISTENCIA SOBRE LA CUAL TOPO LA TENSIÓN DE SALIDA:

$$\Rightarrow \boxed{R_L = 8K}$$

$$\bullet) A_{v3} = \frac{\Delta v_s}{\Delta i} = \frac{i_d \left[30K \parallel \left(\frac{r_x + r_x + 2K}{\beta} \right) \right]}{i_d \left[30K \parallel \frac{r_x + r_x + 2K}{\beta} \right] + V_{gs}}$$

$$\boxed{A_{v3} = \frac{17,552}{17,552 + 5852} \approx 0,23.}$$

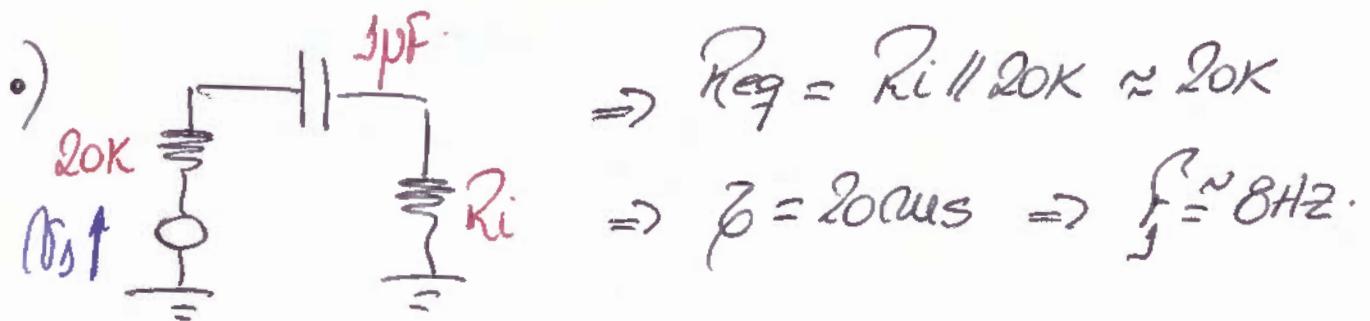
$$\bullet) A_{v2} = \frac{\Delta v_s}{\Delta i} = \frac{-i_c (6K \parallel 8K)}{-i_b (r_x + 2K) - V_{be}} = \frac{3K \parallel}{\frac{r_x + 2K}{\beta} + 10 \cdot 10^{-3}}$$

$$\boxed{A_{v2} = \frac{3K \parallel}{10 + 7,14} \approx 198.}$$

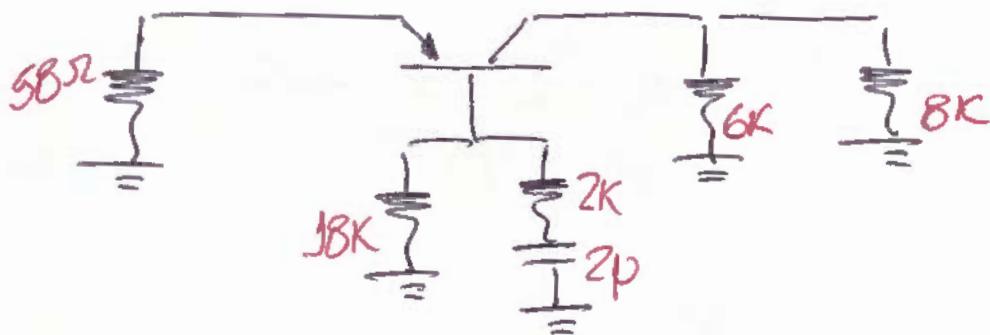
$$\bullet) A_{vTOT} = A_{v3} \cdot A_{v2} \Rightarrow \boxed{A_{vTOT} = 45,6.}$$

$$\bullet) A_{v3} = A_{v3} \frac{R_i}{R_i + 20K} \Rightarrow \boxed{A_{v3} = 44,41}$$

c) TARA BAJAS FRECUENCIAS.



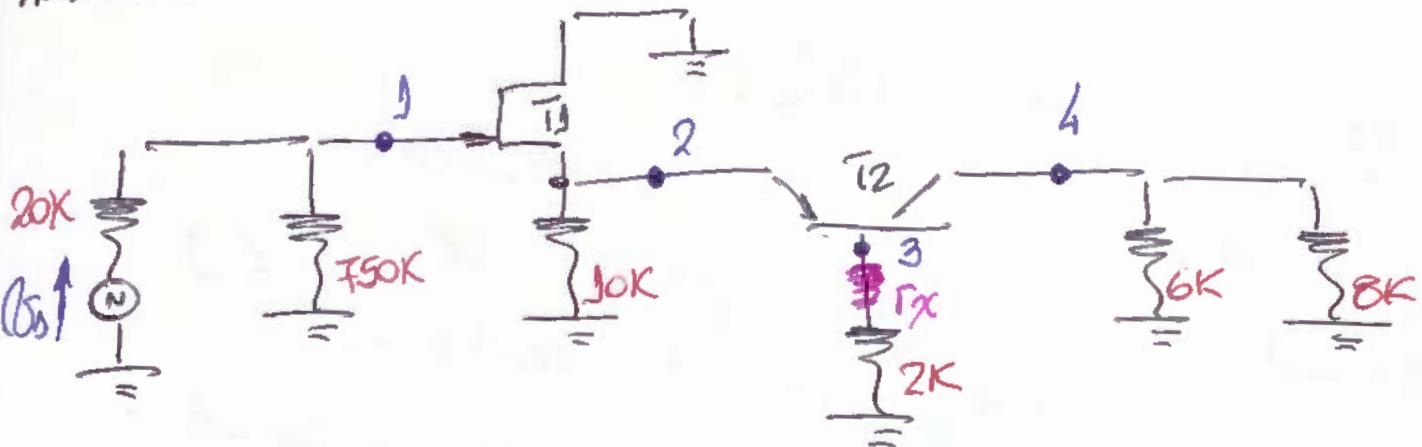
•)



$$\Rightarrow R_{eq} = [18K \parallel (R_X + 58)] + 2K = 9K5$$
$$\Rightarrow \beta = 19\mu s \Rightarrow f \approx 8,4 Hz.$$

$\Rightarrow f_L = f_1 + f_2 \approx 16 Hz$

ALTAZ FRECUENCIAS:

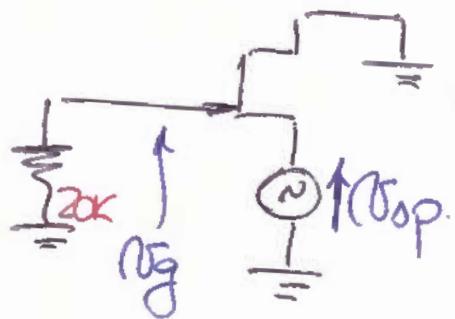


$$1) \quad R_{eq} = 20K$$

C_{gd} SE REFLEJA IGUAL POR ESTAR REFERIDA A TASA
 C_{gs} SE REFLEJA MAS CHICA POR SER UN DRAIN-CORON

$$C_{eq} = C_{gd} + C_{gs}^* ; \quad C_{gs}^* < C_{gs}$$

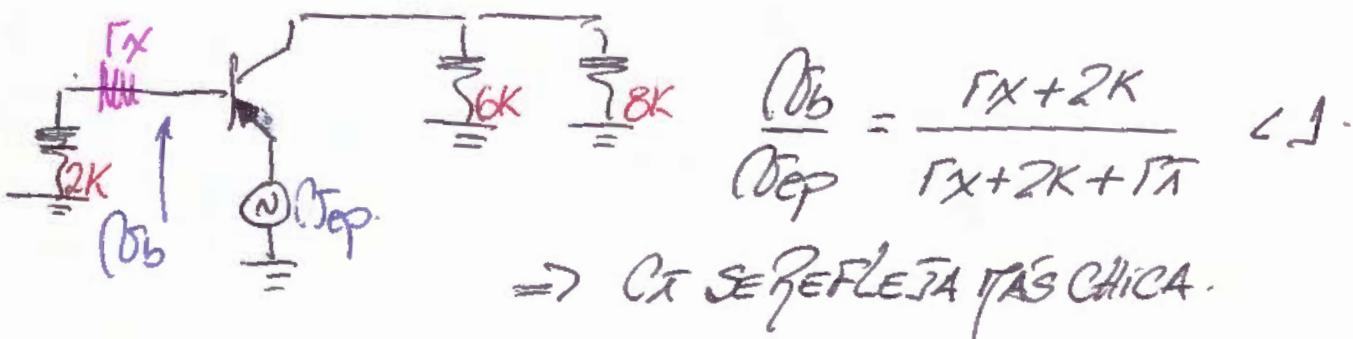
$$2) \quad R_{eq} = r_{d_{FET}} \text{ si } \frac{r_A + r_X + 2K}{\beta} = 13.2$$



$$\frac{V_g}{V_{op}} = \frac{20K}{20K + r_{gs}} \rightarrow 0.$$

$$\Rightarrow \frac{V_g}{V_{op}} \rightarrow 0.$$

$\Rightarrow C_{gs}$ SE REFLEJA IGUAL.



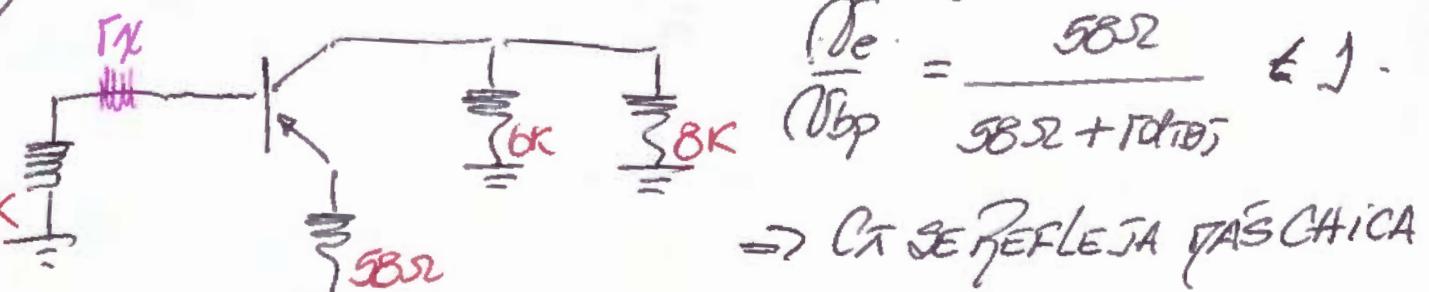
$$\frac{V_b}{V_{op}} = \frac{r_X + 2K}{r_X + 2K + r_A} \ll 1.$$

$\Rightarrow C_T$ SE REFLEJA MAS CHICA.

$$C_{eq} = C_{gs} + C_T^* ; \quad C_T^* < C_T$$

3)

$$R_{eq} \approx 1KB$$



$$\frac{V_e}{V_{op}} = \frac{58.52}{58.52 + r_{d_{FET}}} \ll 1.$$

$\Rightarrow C_T$ SE REFLEJA MAS CHICA

$$\frac{V_e}{V_{op}} = - \frac{3K4}{58.52 + r_{d_{FET}}} \Rightarrow C_V$$

SE REFLEJA MAS GRANDE

$$4) R_{eq} = R_0 / 8K = 6K / 8K = 3K\Omega$$

Cp SE REFLEJA IGUAL $\Rightarrow C_{eq} = Cp$

BUSCO AQUEL QUE TENGA $\uparrow \beta \Rightarrow \downarrow f$

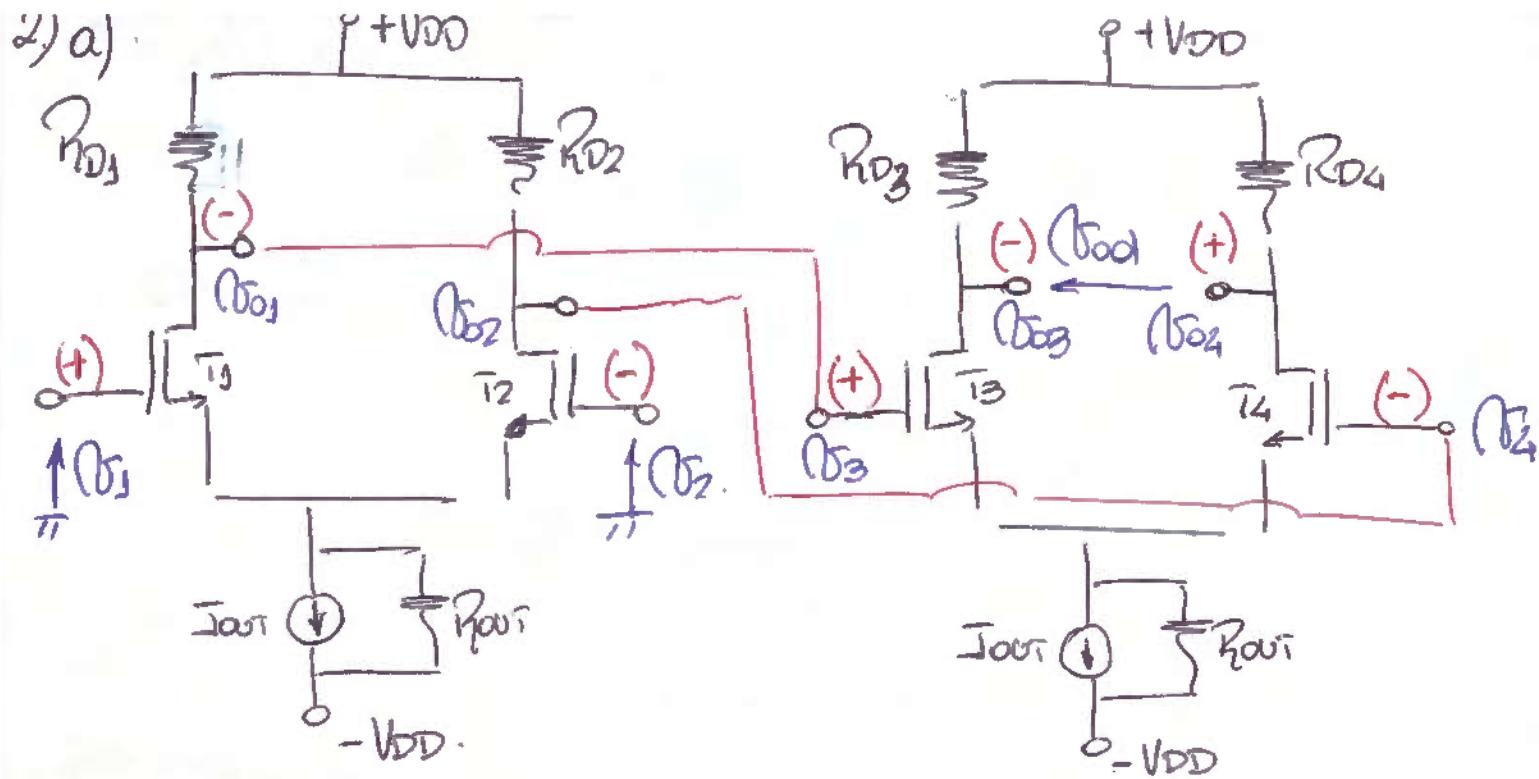
1) $R_{eq} \uparrow; C_{eq} \sim$

LOS NODOS DORINANES
PODRIAN SER EL ① O EL ③

2) $R_{eq} \downarrow; C_{eq} \sim$

3) $R_{eq} \sim; C_{eq} \uparrow$

4) $R_{eq} \sim; C_{eq} \downarrow$



Busco: $A_{Vod} = \frac{O_{od}}{O_{id}} \mid (O_{ic} = 0)$; $A_{Vdc} = \frac{O_{od}}{O_{id}} \mid (V_{id} = 0)$.

AHORA RESOL:

$$(O_{od} = A_{Vod}(2) (O_{id}(2)) + A_{Vdc}(2) (V_{id}(2)).$$

PERO EN A02 NO HAY DESARROLLAMIENTO $\Rightarrow A_{Vdc}(2) = 0$.

$$\Rightarrow (O_{od}) = A_{Vod}(2) (O_{id}(2)(1)); (O_{id}(2)) = (O_3 - O_4).$$

$$(O_{id}(2)) = (O_{o1} - O_{o2}).$$

$$(O_{id}(2)) = (O_{od}(1))$$

Y DONDE:

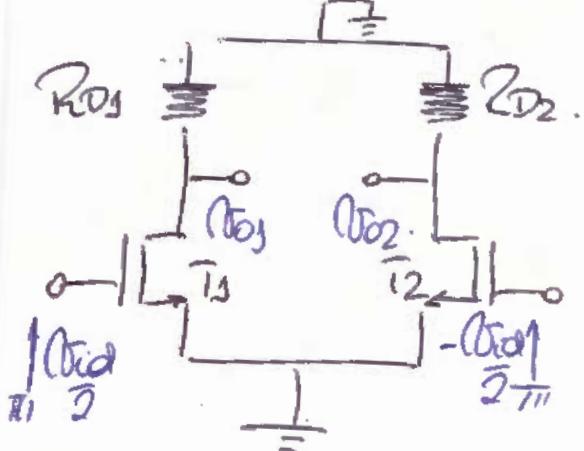
$$(O_{od}(1)) = A_{Vod}(1) (O_{id}(1)) + A_{Vdc}(1) (V_{id}(1)) \quad (2)$$

EN A01 HAY DESARROLLAMIENTO $\rightarrow A_{Vdc}(1) \neq 0$.

(2) EN (1)

$$(O_{od} = A_{Vod}(2) A_{Vod}(1) (O_{id}(1)) + A_{Vod}(2) A_{Vdc}(1) (V_{id}(1))$$

ENTRADA DIFERENCIAL PARA



$$\text{V}_{\text{O}1} = -\text{i}_{\text{D}1}, \text{R}_{\text{D}1} = -\text{g}_{\text{m}1}, \text{V}_{\text{G}1}, \text{R}_{\text{D}1}$$

$$\text{V}_{\text{O}1} = -\text{g}_{\text{m}1} \text{R}_{\text{D}1} \frac{\text{V}_{\text{id}}}{2}$$

$$\text{V}_{\text{O}2} = -\text{i}_{\text{D}2} \text{R}_{\text{D}2} = -\text{g}_{\text{m}2} \text{V}_{\text{G}2}, \text{R}_{\text{D}2}$$

$$\text{V}_{\text{O}2} = -\text{g}_{\text{m}2} \text{R}_{\text{D}2} \left(-\frac{\text{V}_{\text{id}}}{2}\right)$$

$$\text{V}_{\text{O}2} = \text{g}_{\text{m}2} \text{R}_{\text{D}2} \frac{\text{V}_{\text{id}}}{2}$$

$$\Rightarrow \text{V}_{\text{od}(1)} = \text{V}_{\text{id}(2)} = \text{V}_{\text{O}1} - \text{V}_{\text{O}2}$$

•) Si considero que el offset se ajustó previamente puedo considerar que $\text{V}_{\text{id}1} = \text{V}_{\text{id}2} \Rightarrow \text{g}_{\text{m}1} = \text{g}_{\text{m}2} = \text{g}_{\text{mAD}}$

$$\text{V}_{\text{od}(1)} = \text{V}_{\text{id}(2)} = -\text{g}_{\text{m}1} \text{R}_{\text{D}1} \frac{\text{V}_{\text{id}}}{2} - \text{g}_{\text{m}2} \text{R}_{\text{D}2} \frac{\text{V}_{\text{id}}}{2}$$

$$[\text{V}_{\text{od}(1)} = \text{V}_{\text{id}(2)} = -\text{g}_{\text{mAD}} \frac{\text{V}_{\text{id}}}{2} (\text{R}_{\text{D}1} + \text{R}_{\text{D}2})]$$

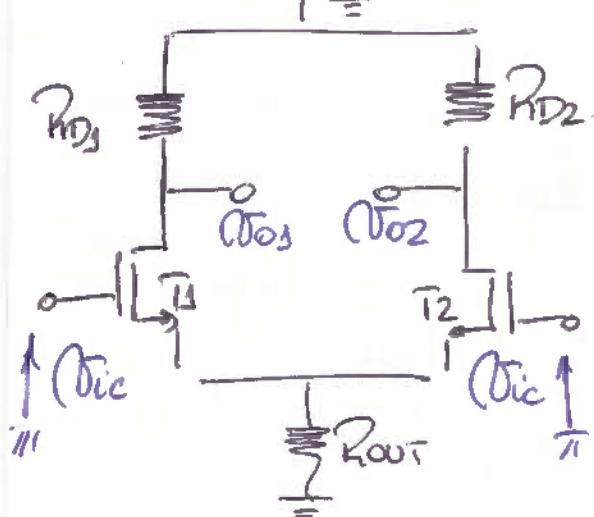
$$\text{Y LUEGO: } [\text{A}_{\text{Vod}(1)} = \frac{\text{V}_{\text{od}(1)}}{\text{V}_{\text{id}}} = -\frac{\text{g}_{\text{mAD}}}{2} (\text{R}_{\text{D}1} + \text{R}_{\text{D}2})]$$

PARA EL AD2 EL ANÁLISIS ES ANÁLOGO TÉRMO SIN DESARROLLO.

$$\Rightarrow \text{R}_{\text{D}3} = \text{R}_{\text{D}4} = \text{R}_{\text{AD}2}; \text{g}_{\text{m}3} = \text{g}_{\text{m}4} = \text{g}_{\text{mAD}2}.$$

$$\Rightarrow [\text{A}_{\text{Vod}(2)} = \frac{\text{V}_{\text{od}}}{\text{V}_{\text{id}(2)}} = -\text{g}_{\text{mAD}2} \text{R}_{\text{AD}2}]$$

ENTRADA CORRIENTE FOKA



$$\begin{aligned}\text{V}_{D1} &= -i_{D1} R_{D1} = -g_{m1} V_{GS1} R_{D1} \\ \text{V}_{D2} &= \text{V}_{GS1} + i_{D1} 2R_{out} \\ \text{V}_{GS1} &= \text{V}_{GS1} (1 + g_{m1} 2R_{out}) \\ \Rightarrow \text{V}_{GS1} &= \frac{\text{V}_{ic}}{1 + g_{m1} 2R_{out}}\end{aligned}$$

$$\Rightarrow \text{V}_{D1} = -g_{m1} R_{D1} \frac{\text{V}_{ic}}{1 + g_{m1} 2R_{out}}$$

$$\Rightarrow \text{V}_{D2} = -g_{m2} R_{D2} \frac{\text{V}_{ic}}{1 + g_{m2} 2R_{out}}$$

$$\Rightarrow A(V_{dc}(j)) = \frac{\text{V}_{od}(j)}{\text{V}_{ic}} = \frac{\text{V}_{D1} - \text{V}_{D2}}{\text{V}_{ic}}$$

$$A(V_{dc}(j)) = -\frac{g_{m1} R_{D1}}{1 + g_{m1} 2R_{out}} + \frac{g_{m2} R_{D2}}{1 + g_{m2} 2R_{out}}$$

$$\boxed{A(V_{dc}(j)) = \frac{g_{m_{AD1}}}{1 + g_{m_{AD1}} 2R_{out}} (R_{D2} - R_{D1})}$$

LUEGO:

$$A_{OD} = \frac{\text{V}_{od}}{\text{V}_{ic}} \Big|_{\text{V}_{ic}=0} = A(V_{dc}(2)) A(V_{dc}(1))$$

$$A_{OD} = +g_{m_{AD2}} R_{DAD2} \frac{g_{m_{AD1}}}{2} (R_{D1} + R_{D2})$$

$$A_{OD} = \frac{1}{2} g_{m_{AD2}} g_{m_{AD1}} R_{DAD2} (R_{D1} + R_{D2} + R_{D1} - R_{D2})$$

$$AODd = \frac{1}{2} g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} R_{DA2} (2R_{D1} + R_{D2} - R_{D1})$$

$$AODd = \frac{1}{2} g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} R_{DA2} \cdot \left(2R_{D1} + R_{D2} \frac{\alpha}{500} \right)$$

$$\Rightarrow \boxed{AODd = g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} R_{DA2} R_{D1} \left(1 + \frac{\alpha}{200} \right) \cdot J}$$

$$AOdC = \frac{Ood}{Oid} \Big|_{Oid=0} = AODdd(2) AODdc(1).$$

$$AOdC = -g_{m_{AD2}} R_{DA2} \frac{g_{m_{AD1}}}{1 + g_{m_{AD1}} 2R_{D1}} (R_{D2} - R_{D1}).$$

$$AOdC = \frac{-g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} \cdot R_{DA2} R_{D1}}{1 + g_{m_{AD1}} 2R_{D1}} \frac{R_{D2} - R_{D1}}{R_{D1}}.$$

$$\boxed{AOdC = -\frac{g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} \cdot R_{DA2} \frac{\alpha}{500}}{1 + g_{m_{AD1}} 2R_{D1}}}.$$

$$\left| \frac{AOd}{AOdC} \right| = \frac{g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} R_{DA2} R_{D1} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{200} \right)}{\frac{g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} \cdot R_{DA2} \alpha / 500}{1 + g_{m_{AD1}} 2R_{D1}}}$$

$$\left| \frac{AOd}{AOdC} \right| = \left(1 + g_{m_{AD1}} 2R_{D1} \right) R_{D1} \frac{500}{\alpha} \left(1 + \frac{\alpha}{200} \right)$$

$$\left[\frac{A\sigma_{dc}^{od}}{A\sigma_{dc}} = (1 + g_{m_{AD}}, 2R_{out}) \text{ nos } \frac{200+\alpha}{2\alpha} \right]$$

b) AHORA TIENGO DESAPARECIMIENTO EN AD2 $\Rightarrow A\sigma_{dc}(2) \neq 0$.

$$A\sigma_{dc}(2) = \frac{\sigma_{od}}{\sigma_{id}(2)} \quad | \quad \sigma_{id}(2) = 0$$

Y NO TIENGO DESAPARECIMIENTO EN AD1. $\Rightarrow [A\sigma_{dc}(1) = 0]$

ENTONCES:

7000 DIFERENCIAL PURO:

$$\left. \begin{array}{l} \sigma_{o1} = -g_{m1} R_{D1} \frac{\sigma_{id}}{2} \\ \sigma_{o2} = +g_{m2} R_{D2} \frac{\sigma_{id}}{2} \end{array} \right\} \left[\bar{A}\sigma_{odd}(1) = \frac{\sigma_{od}(1)}{\sigma_{id}} = -g_{m_{AD1}} R_{D_{AD1}} \right]$$

$$\left[\bar{A}\sigma_{odd}(2) = \frac{\sigma_{od}}{\sigma_{id}(2)} = -g_{m_{AD2}} \cdot \frac{(R_{D3} + R_{D4})}{2} \right]$$

$$\sigma_{od} = A\sigma_{odd}(2) \sigma_{id}(2) + A\sigma_{dc}(2) \sigma_{ic}(2)$$

$$\sigma_{od}(1) = A\sigma_{odd}(1) \sigma_{id} + A\sigma_{dc}(1) \sigma_{ic} = \sigma_{id}(2).$$

$$\sigma_{ic}(2) = A\sigma_{dc}(2) \sigma_{id} + A\sigma_{dc}(2) \sigma_{id}$$

$$\Rightarrow \sigma_{od} = A\sigma_{odd}(2) A\sigma_{odd}(1) \sigma_{id} + A\sigma_{dc}(2) A\sigma_{dc}(1) \sigma_{ic}$$

$$A\eta_{dc}(2) = \frac{g_{m_{AD2}}}{1+g_{m_{AD2}} \cdot 2R_{out}} (R_{D4} - R_{D3})$$

$$A\eta_{dc}(1) = \frac{\eta_{dc}(1)}{\eta_{ic}} \quad ; \quad \eta_{dc}(1) = \frac{\eta_{o1} + \eta_{o2}}{2}$$

$$\Rightarrow A\eta_{dc}(1) = \frac{\eta_{o1} + \eta_{o2}}{2\eta_{ic}}$$

$$\eta_{o1} = -g_{m_1} \frac{R_{D1} \eta_{ic}}{1+g_{m_1} \cdot 2R_{out}} \quad ; \quad \eta_{o2} = -g_{m_2} \frac{R_{D2} \eta_{ic}}{1+g_{m_2} \cdot 2R_{out}}$$

$$\eta_{o1} + \eta_{o2} = -2 \frac{g_{m_{AD1}} R_{D_{AD1}}}{1+g_{m_{AD1}} \cdot 2R_{out}} \eta_{ic}$$

$$\Rightarrow A\eta_{dc}(1) = -\frac{g_{m_{AD1}} R_{D_{AD1}}}{1+g_{m_{AD1}} \cdot 2R_{out}}$$

LUEGO:

$$A\eta_{dd} = \frac{\eta_{dd}}{\eta_{ic}} \quad ; \quad \eta_{ic} = 0 = A\eta_{dd}(2) A\eta_{dd}(1)$$

$$A\eta_{dd} = g_{m_{AD1}} R_{D_{AD1}} \frac{g_{m_{AD2}}}{2} (R_{D3} + R_{D4})$$

$$A\eta_{dd} = g_{m_{AD1}} g_{m_{AD2}} R_{D_{AD1}} R_{D3} \left(1 + \frac{X}{200} \right)$$

$$A(\Delta C) = \frac{\partial \Delta d}{\partial V_{DC}} \Big|_{V_{DC} = 0} = A_{NDc}(2) A_{NDc}(1)$$

$$A(\Delta C) = \frac{-g_{mAD2}}{1+g_{mAD2}2R_{out}} (R_{D2}-R_{D3}) \frac{g_{mAD1} R_{DAD1}}{1+g_{mAD1}2R_{out}}$$

$$\left[A(\Delta C) = -\frac{g_{mAD2}}{1+g_{mAD2}2R_{out}} \frac{g_{mAD1}}{1+g_{mAD1}2R_{out}} \frac{R_{DAD1} R_{DAD2}}{R_{DAD1} + R_{DAD2}} \leq \frac{100}{200} \right]$$

$$\left| \frac{A(\Delta d)}{A(\Delta C)} \right| = (1+g_{mAD2}2R_{out})(1+g_{mAD1}2R_{out}) \frac{100}{200} \left(\frac{1+\alpha}{200} \right)$$

$$\left[\left| \frac{A(\Delta d)}{A(\Delta C)} \right| = (1+g_{mAD1}2R_{out})(1+g_{mAD2}2R_{out}) \frac{200+\alpha}{200} \right]$$

LAS EXPRESIONES DEL JUEGO 1 SON LAS QUE MÁS SE ACERCARAN A LOS VALORES DE LA RZTC SI AMBOS DESAPARECEN TIENEN EXISTEN A LA VEZ. ESTO SUCEDE PORQUE ES LA PRIMERA ETAPA QUIEN SE ENCARGA DE LIMITAR LA RZTC Y LA SEGUNDA DE AMPLIFICAR LA SEÑAL DE FONDO DIFERENCIAL.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	M	T	N	Nº de HOJAS	Corrección

1.-

$$\beta = 100 ; f_T = 300 \text{ MHz} ; C_\mu = 2 \text{ pF} ; r_x = 100 \Omega ; V_A = 100V$$

$$(W/L)_{1,2} = 1 ; k' = 0,1 \text{ mA/V}^2 ; V_{Th} = 1 \text{ V} ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 2 \text{ pF}$$

$$V_{CC} = 5V ; R_{ref} = 1 \text{ K}\Omega ; R_E = 470 \Omega ; R_L = 1 \text{ K}\Omega$$

- a) Obtener los puntos de reposo, implementando los bloques de fuentes espejo con MOSFETs de canal inducido cuyas características son:

$$(W/L)_{3,4,5,7} = 1 ; (W/L)_{6,8} = 50$$

$$|k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2 ; |V_{Th}| = 1V ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 1 \text{ pF}$$

¿Qué utilidad y características posee la fuente T9-T10 frente a una espejo?

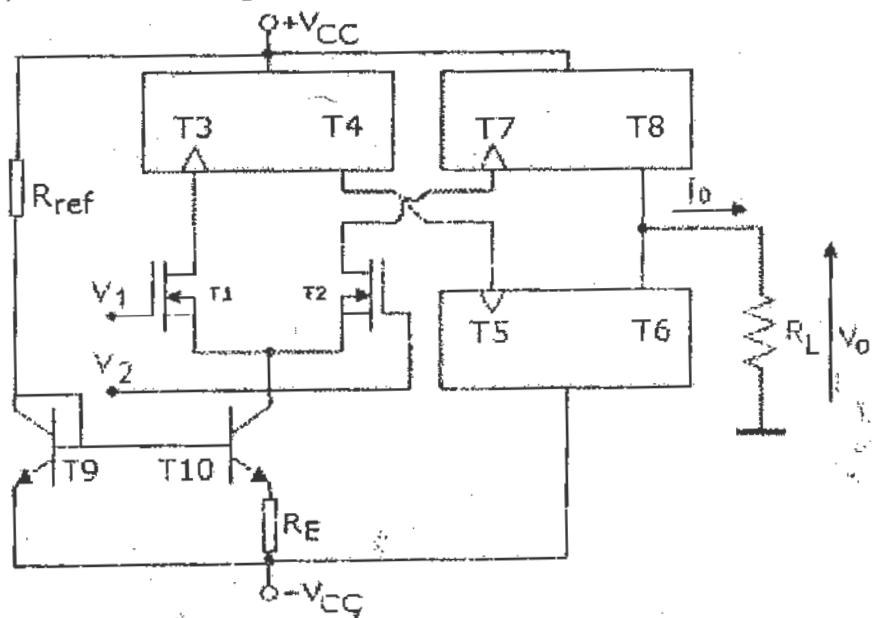
- b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Definir y obtener el valor de R_{ld} , R_o y la transconductancia del circuito para modo diferencial. Obtener A_{vd} . ¿Cuál es el valor aproximado de la transconductancia de modo común? ¿Por qué su valor depende fuertemente de los desapareamientos existentes en cada bloque (par diferencial o fuente espejo)?

- c) Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vd} . Página

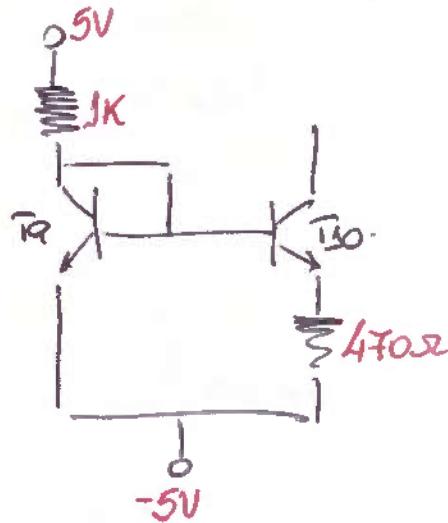
- d) Obtener la frecuencia del cero impuesto por la fuente T9-T10 para modo común. ¿Cuál es la importancia de esta frecuencia? WTF?

- e) Obtener el valor de la tensión de offset si: $(W/L)_1 = 0,98.(W/L)_2$

- f) Definir y obtener el rango de tensión de modo común.



a) FUNKTIONSWICKLUNG



$$U_{BEQ} = U_{BE,IO} + I_{OVT} R_E$$

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{V_{TH}}} \rightarrow U_{BE} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_C}{I_{SO}}\right)$$

$$V_{TH} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_{SO}}\right) = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{OVT}}{I_{SO}}\right) + I_{OVT} R_E$$

$$I_{OVT} R_E = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{REF} I_{SO}}{I_{SO} I_{OVT}}\right)$$

$$I_{OVT} R_E = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_{OVT}}\right)$$

$$I_{REF} = \frac{5V - (-5V + 0,7V)}{1K} = 9,32 \mu A$$

$$I_{OVT} 470\Omega = 25mV \ln\left(\frac{9,32 \mu A}{I_{OVT}}\right).$$

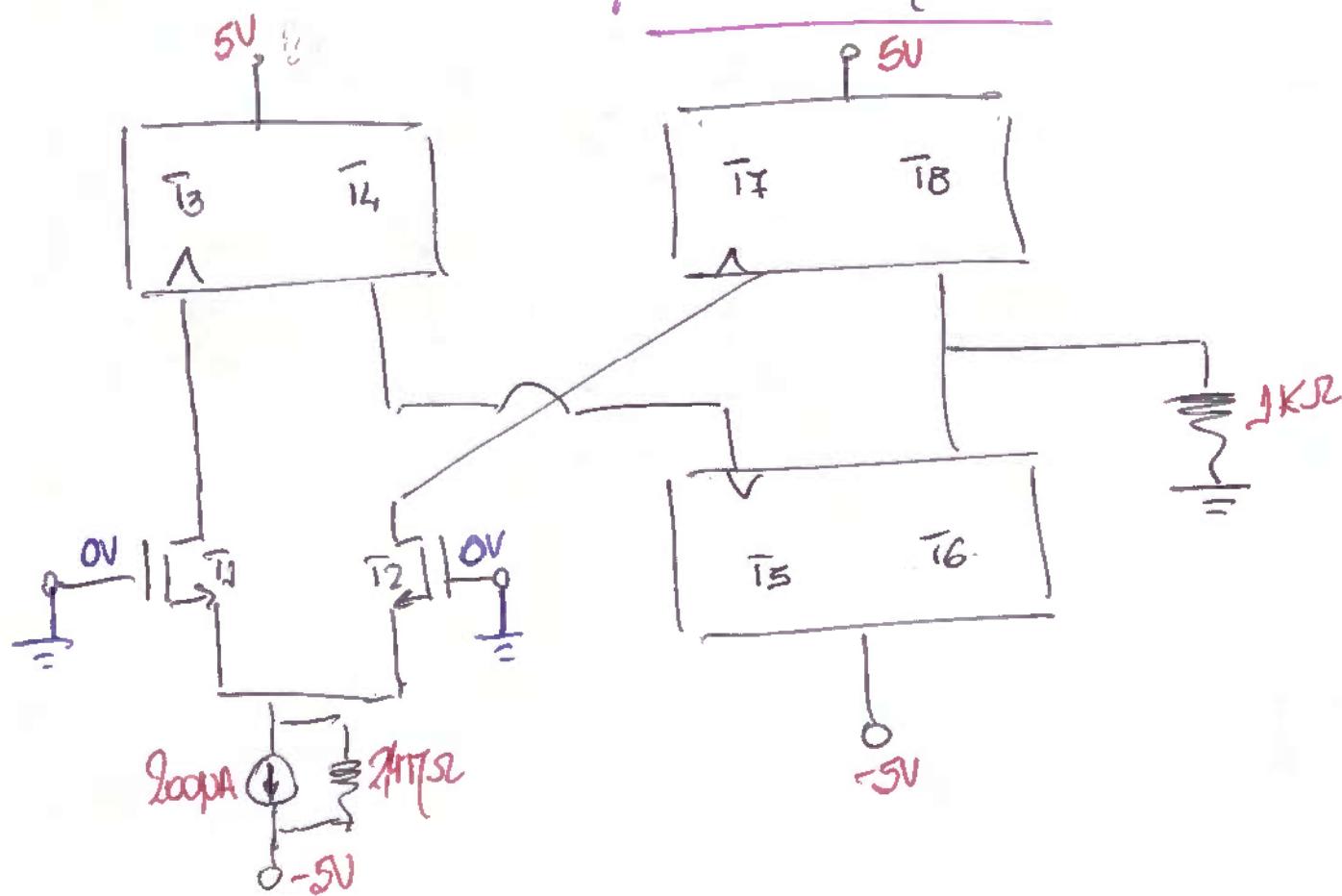
$$g_{m,10} = 8m$$

$$f_{T,10} = 500K$$

$$\hookrightarrow \boxed{I_{OVT} \leq 200 \mu A}$$

$$R_{OVT} = f_{T,10} (1 + g_{m,10} R_E).$$

$$\boxed{R_{OVT} = 2,17 \Omega}$$



FUENTE ESTÉJO:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{I}_{REF} = K' \left(\frac{w}{L} \right)_{REF} (V_{GSQ} - V_t)^2 \\ \bar{I}_{OUT} = K' \left(\frac{w}{L} \right)_{OUT} (V_{GSQ} - V_t)^2 \end{array} \right\} \quad \left. \begin{array}{l} \bar{I}_{OUT} = \frac{\bar{I}_{REF}}{\left(\frac{w}{L} \right)_{REF}} \left(\frac{w}{L} \right)_{OUT} \end{array} \right.$$

$$\boxed{\bar{I}_{DQ1} = \bar{I}_{DQ2} = \frac{\bar{I}_{OUT}}{2} = 500 \mu A}$$

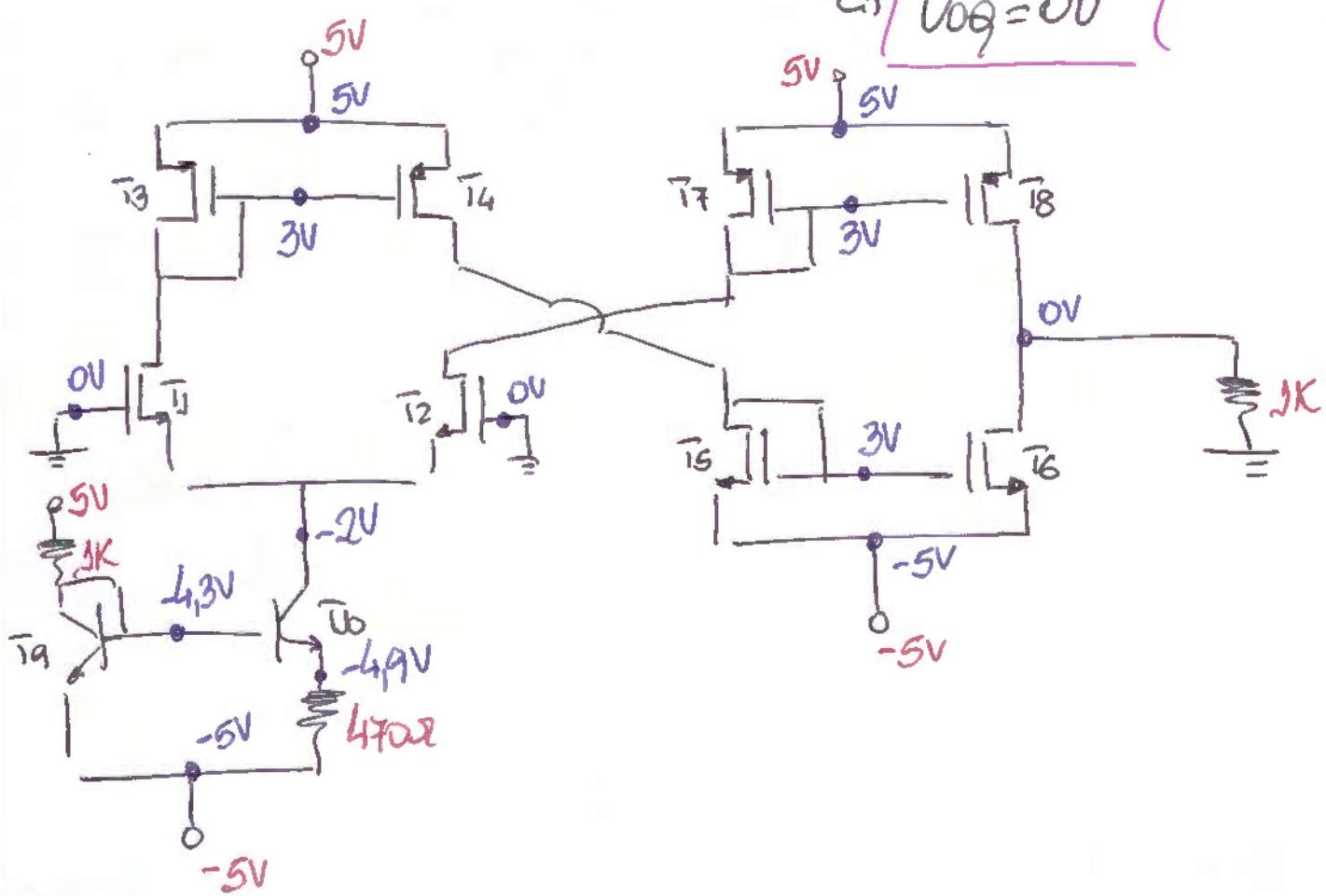
$$\boxed{\bar{I}_{DQ3} = \bar{I}_{DQ5} = 100 \mu A}$$

$$\boxed{\bar{I}_{DQ7} = \bar{I}_{DQ8} = 100 \mu A}$$

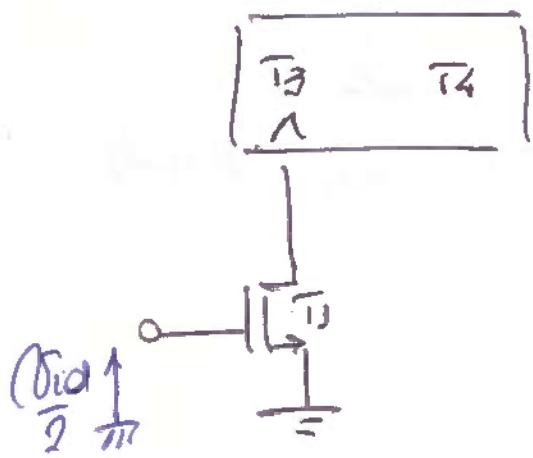
$$\boxed{\bar{I}_{DQ8} = \bar{I}_{DQ6} = \frac{\bar{I}_{DQ7} \left(\frac{w}{L} \right)_8}{\left(\frac{w}{L} \right)_7} = 100 \mu A \cdot 50 = 5 \mu A}$$

$$\bar{I}_{OQ} = \bar{I}_{DQ8} - \bar{I}_{DQ6} \Rightarrow \boxed{\bar{I}_{OQ} = 0 V}$$

$$\hookrightarrow \boxed{V_{OQ} = 0 V}$$



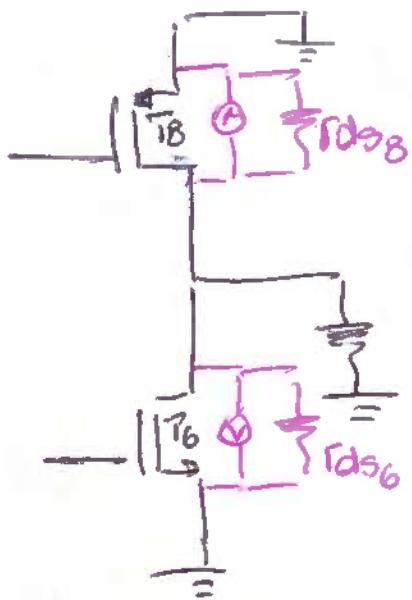
ENTRADA MEDIENVAL FOKA



$$R_{id} = \frac{V_{id}}{Ig} ; \quad Ig \cdot r_{gs} = \frac{V_{id}}{2}$$

$$\Rightarrow R_{id} = 2r_{gs} ; \quad r_{gs} \rightarrow \infty$$

$\Rightarrow \boxed{R_{id} \rightarrow \infty}$



$$R_o = r_{ds6} \parallel r_{ds8}$$

AHORA BIEN $I_{D96} = I_{D98}$.

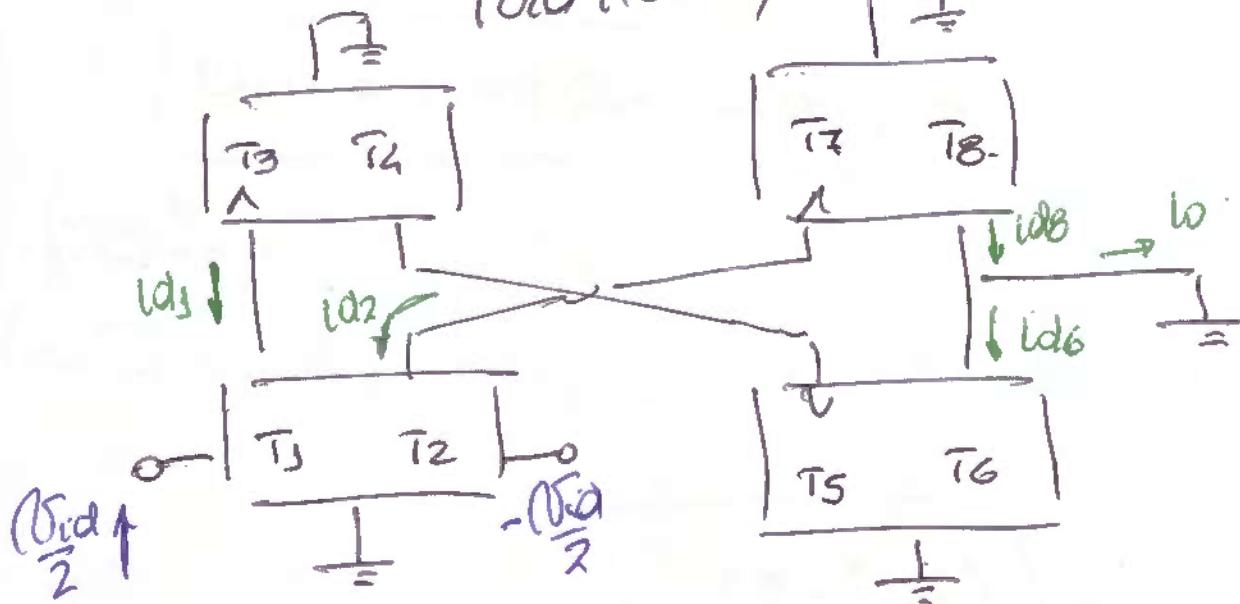
$$\Rightarrow r_{ds6} = r_{ds8}$$

$$\Rightarrow R_o = r_{ds6}/2$$

$$r_{ds6} = \frac{1}{2 \cdot I_{D96}} = 20K\Omega$$

$$\Rightarrow \boxed{R_o = 10K}$$

DEFINICIÓN: $G_{mid} = \frac{I_o}{V_{id}}$ / $V_o = 0; V_{ic} = 0$



EXECUTIVE QUE

$$id_8 = i_0 + id_6 \Rightarrow i_0 = id_8 - id_6$$

PERO:

$$id_8 = 50 id_7; id_7 = id_2 \Rightarrow id_8 = 50 id_2.$$

$$id_6 = 50 id_5; id_5 = id_4 = id_3 = id_1 \Rightarrow id_6 = 50 id_1$$

$$\Rightarrow i_0 = 50 (id_2 - id_1)$$

AHORA BIEN:

$$id_1 = gmu_1 (0_{gs1}) = gmu_1 \left(\frac{0_{id}}{2}\right)$$

$$id_2 = gmu_2 (0_{gs2}) = gmu_2 \left(-\frac{0_{id}}{2}\right)$$

$$\Rightarrow i_0 = 50 \left(-gmu_2 \frac{0_{id}}{2} - gmu_1 \frac{0_{id}}{2} \right)$$

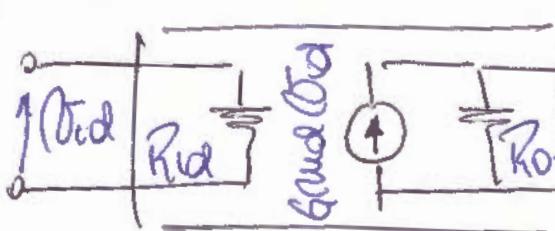
$$i_0 = -50 \frac{0_{id}}{2} (gmu_1 + gmu_2).$$

SIENDO: $\bar{D}_{gs1} = \bar{D}_{gs2}$.

$$\left. \begin{array}{l} K_1 = K_2 \\ (w/l)_1 = (w/l)_2 \end{array} \right\} gmu_1 = gmu_2 = gmu_{1,2} = 200 p$$

$$\Rightarrow i_0 = -50 0_{id} gmu_{1,2}.$$

$$\Rightarrow \boxed{Gmu_{id} = -50 gmu_{1,2} = -0,01}$$



$$(0_0 = Gmu_{id} (0_{id} / R_{id}) / k)$$

$$A_{0id} = \frac{(0_0)}{0_{id}} = Gmu_{id} (R_0 / R_{id})$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{0id} \approx -9,1.}$$

$$G_{MUC} = \frac{i_o}{V_{IC}} \quad | \quad V_D = 0, I_{ID} = 0.$$

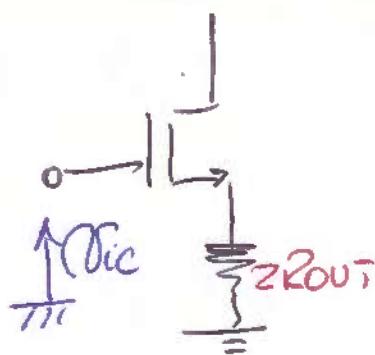
$$\boxed{G_{MUC} = 0.}$$

ESTO SUCEDE DEJADO A LA NO EXISTENCIA DE DESAPARECIMIENTOS!

DE NUEVO:

$$i_o = I_{D8} - I_{D6} = 50 (I_{D2} - I_{D3}).$$

PERO PARA ENTRADA COMÚN:



$$I_{D3} = I_{D2} = g_{m1} V_{GS1}$$

$$I_{D3} = I_{D2} = g_{m1} \frac{V_{IC}}{R_{OUT}}$$

$$I_{D3} = I_{D2} = \frac{g_{m1} V_{IC}}{1 + g_{m1} 2R_{OUT}}$$

$$\left\{ I_{D3} = I_{D2} = \frac{V_{IC}}{R_{D3} + 2R_{OUT}} = \frac{V_{IC}}{2R_{OUT}} \right\} \Rightarrow \boxed{I_{D2} - I_{D3} = 0.}$$

Si hubiera desaparecimientos los gm no serían iguales y entonces $i_o \neq 0$.

$$e) \frac{V_{OFF}}{2} - V_{GS1} + V_{GS2} - \left(-\frac{V_{OFF}}{2} \right) = 0.$$

$$V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2}; \quad V_{GS} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K'(W/L)}} + V_T$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{DQ1}}{K'(W/L)_1}} + V_T - \sqrt{\frac{I_{DQ2}}{K'(W/L)_2}} - V_T$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{DQ1}}{K'(W/L)_1}} - \sqrt{\frac{I_{DQ2}}{K'(W/L)_2}}; \quad \text{que: } I_{DQ1} = I_{DQ2}.$$

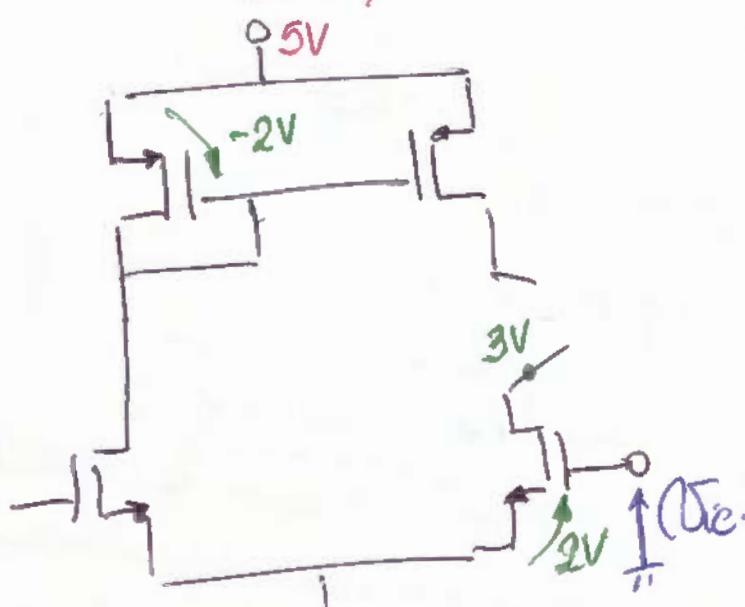
AL APLICAR V_{OFF} , PUEDE OCURRIR

$$D_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{DS}}{K'}} \left\{ \sqrt{\frac{1}{(\omega/L)_1}} - \sqrt{\frac{1}{(\omega/L)_2}} \right\}$$

$$D_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{DS}}{K'(\omega/L)_2}} \left\{ \sqrt{\frac{1}{(\omega/L)_1}} / \sqrt{\frac{1}{(\omega/L)_2}} - 1 \right\}$$

$D_{OFF} = 10,352 \mu V$

F) V_{TTC} : RANGO DE TENSIÓN PARA EL CUAL SE ASEGURA QUE TODOS LOS TRANSISTORES SE ENCUENTRAN FUNCIONANDO DENTRO DE LA ZONA DE CARACTERÍSTICAS SATURADAS.



LÍMITE INFERIOR:

$$V_{IC} - 2V = V_C$$

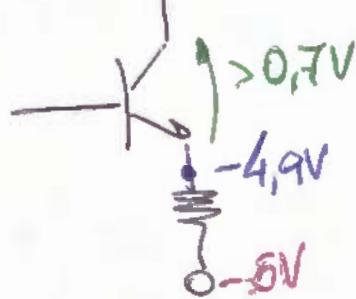
$$V_C - (-4,9V) > 0,7V$$

$$V_C + 4,9V > 0,7V$$

$$V_{IC} - 2V + 4,9V > 0,7V$$

$$\underline{V_{IC} + 2,9V > 0,7V}$$

$$\underline{(V_{IC} > -2,2V)}$$



LÍMITE SUPERIOR:

$$V_{IC} - 2V = V_D$$

$$V_D > V_{GS} - V_T$$

$$3V - (V_{IC} - 2V) > 2V - 1V$$

$$5V - V_{IC} > 1V$$

$$\Rightarrow \underline{(V_{IC} < 4V)}$$

$-2,2V < (V_{IC} < 4V)$

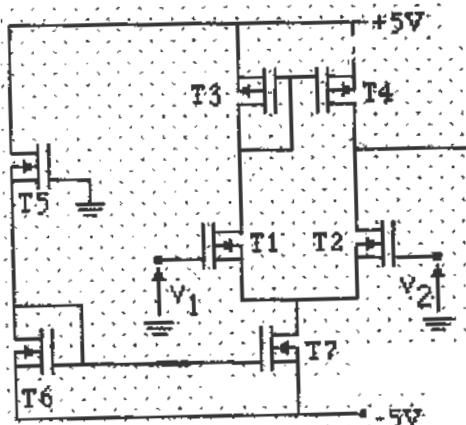
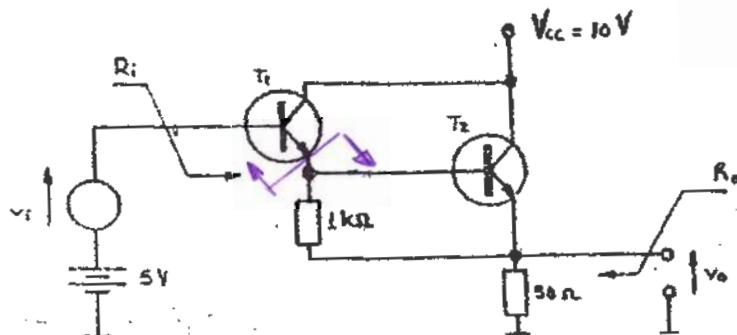
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal):

Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa.

$$\beta = 200; r_x \rightarrow 0; V_A \rightarrow \infty; f_T = 300\text{MHz}; C_{\mu} \approx 1 \text{ pF}$$

Preguntar

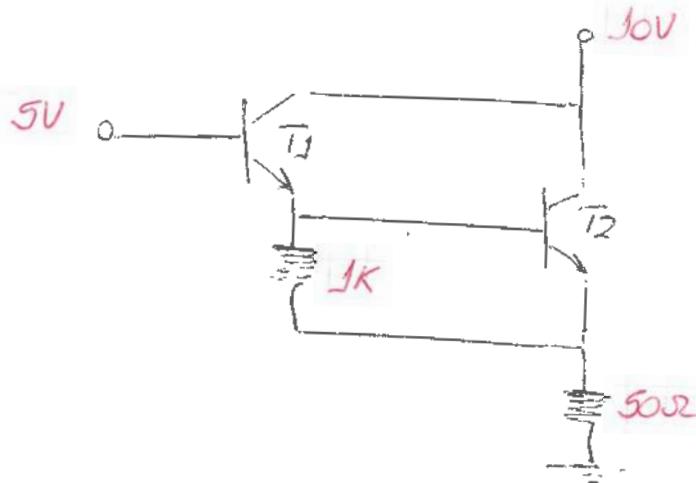


2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1,5V$; $k' = 100\mu\text{A}/\text{V}^2$; $\lambda = 0,01\text{V}^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 10$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$

a) Definir y obtener la RRMC en dB.

b) Definir y obtener los valores del rango de tensión de modo común.

3)



$$\begin{aligned}\beta &= 200 \\ r_x &\rightarrow 0 \\ V_A &\rightarrow \infty \\ f_T &= 300 \text{ MHz} \\ C_p &= 1 \text{ pF}\end{aligned}$$

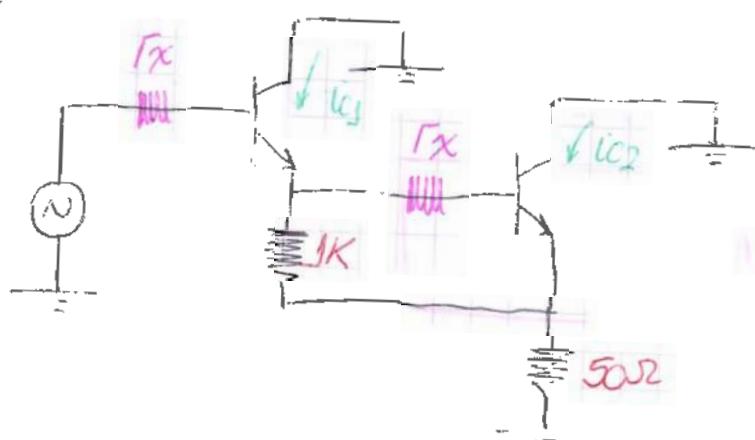
$$U_{BQ1} = 5V \Rightarrow U_{EQ1} = 4,3V = U_{BQ2} \Rightarrow U_{EQ2} = 3,6V$$

$$\Rightarrow I_{CQ2} + I_{IK} = 72 \text{ mA}$$

$$I_{IK} = \frac{4,3V - 3,6V}{1k\Omega} = 0,7 \text{ mA} \quad \left. \begin{array}{l} I_{CQ2} = 71,3 \text{ mA} \end{array} \right\}$$

$$I_{CQ1} = I_{IK} + I_{BQ2} \Rightarrow I_{CQ1} = I_{IK} + \frac{I_{CQ2}}{\beta} = 1 \text{ mA}$$

ZENAL:



TANJONG:

$$g_{m1} = 40 \text{ mS}$$

$$r_{x1} = 5k\Omega$$

$$C_{\pi 1} = 20,22 \text{ pF}$$

$$g_{m2} = 2,85$$

$$r_{x2} = 70 \Omega$$

$$C_{\pi 2} = 1,51 \text{ nF}$$

DESCARTO LOS EMISORES:

.) BASE DE TI

$$C_{beq_1} = C_p + C_T \left(1 - \frac{R_{e_1}}{R_{bp_1}} \right)$$

$$\beta^* = g m_2 (gk // r_{ds}) \\ = 106,4$$

$$C_{beq_1} = C_p + C_T \left(1 - \frac{(gk // (r_x + r_{\pi 2})) + \beta^{*50}\omega}{(gk // (r_x + r_{\pi 2})) + \beta^{*50}\omega + r_{ds}} \right)$$

$$C_{beq_1} = C_p + 2,67 \text{ m} \quad C_T = 5,05 \text{ pF}$$

$$R_{beq_1} = r_x$$

.) BASE DE TO:

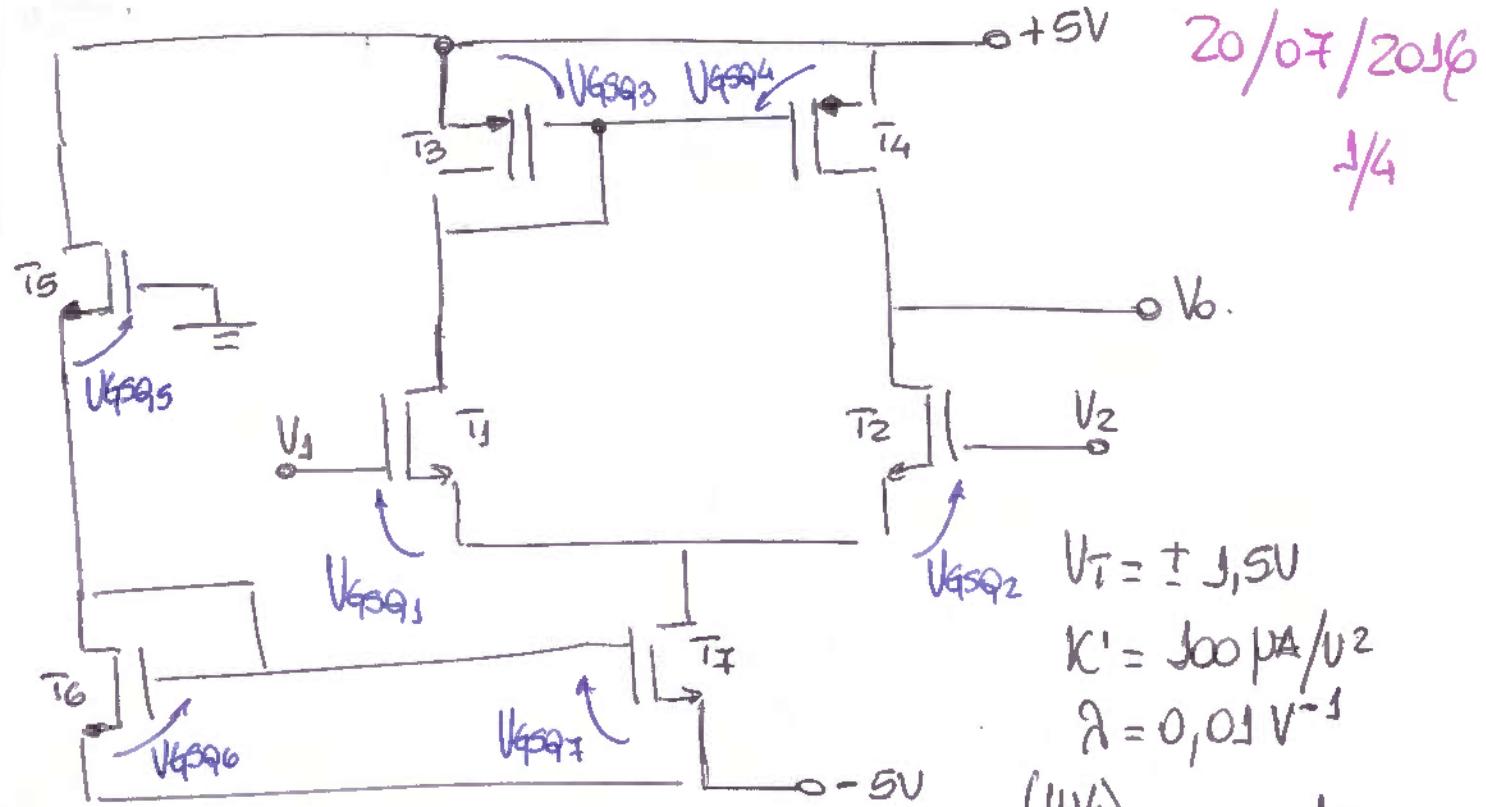
$$C_{beq_2} = C_T \left(1 - \frac{R_{e_1}}{R_{bp_1}} \right) + C_T \left(1 - \frac{R_{e_2}}{R_{bp_2}} \right) + C_p \left(1 - \frac{R_{e_2}}{R_{bp_2}} \right)$$

$$C_{beq_2} = C_T + C_T \left(1 - \frac{50}{50+0,35} \right) + C_p$$

$$C_{beq_2} = 31,7 \text{ pF}$$

$$R_{beq_2} = r_{ds} // ((gk // r_{\pi 2}) + \beta^{*50}\omega) = r_{ds} = 25$$

$$\Rightarrow \boxed{f_h = 200 \text{ Hz}}$$



$$V_T = \pm 1,5V$$

$$K' = 300 \mu A/V^2$$

$$\lambda = 0,01 V^{-1}$$

$$(W/L)_{S,2,3,4} = 50$$

$$(W/L)_{S,6,7} = 2$$

a) $\text{PRPC} = \left| \frac{A(Vd)}{A(Vc)} \right| ; A(Vd) = V_o / I_{id}$
 $A(Vc) = V_o / I_{ic}$

Polarización:

$$-5V + V_{6SQ6} + V_{6SQ5} = 0$$

Paso: $I_{DQ5} = I_{DQ6}$ y dado que $(W/L)_{S,6,7} \propto K'$ y V_T .

$$\Rightarrow I_{DQ6} = I_{DQ7} \Rightarrow V_{6SQ5} = V_{6SQ6} = V_{6SQ7}.$$

$$\Rightarrow V_{6SQ5} = 2,5V$$

$$\Rightarrow I_{DQ5} = I_{DQ6} = I_{DQ7} = 0,2mA$$

$$I_{DQ1} = I_{DQ2} = I_{DQ3} = I_{DQ4} = 0,1mA$$

$$V_{6SQ1} = V_{6SQ2} = 1,82V$$

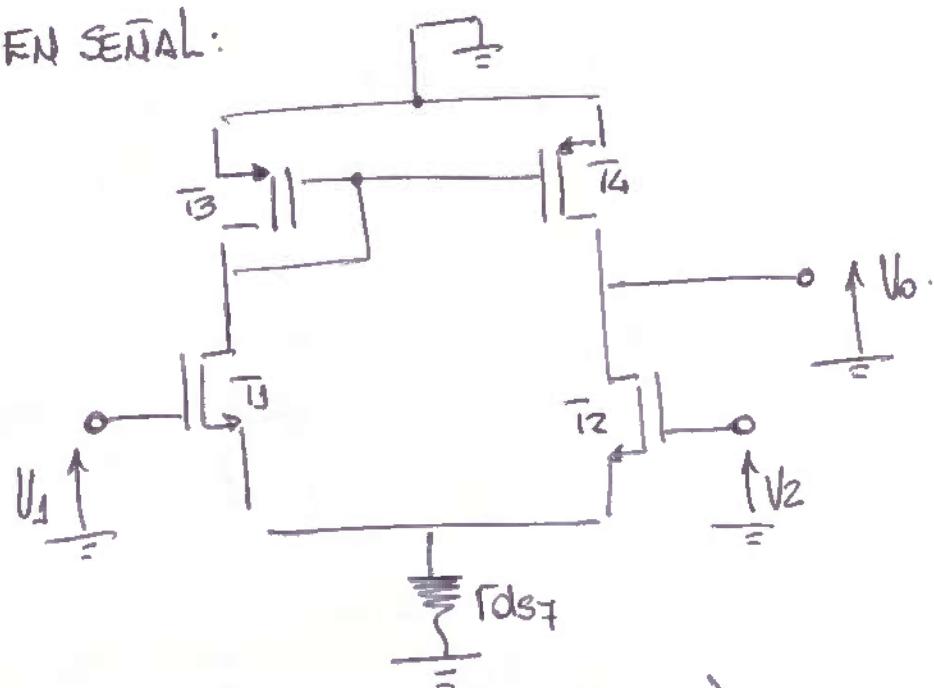
$$V_{6SQ3} = V_{6SQ4} = -1,82V$$

20/07/2016

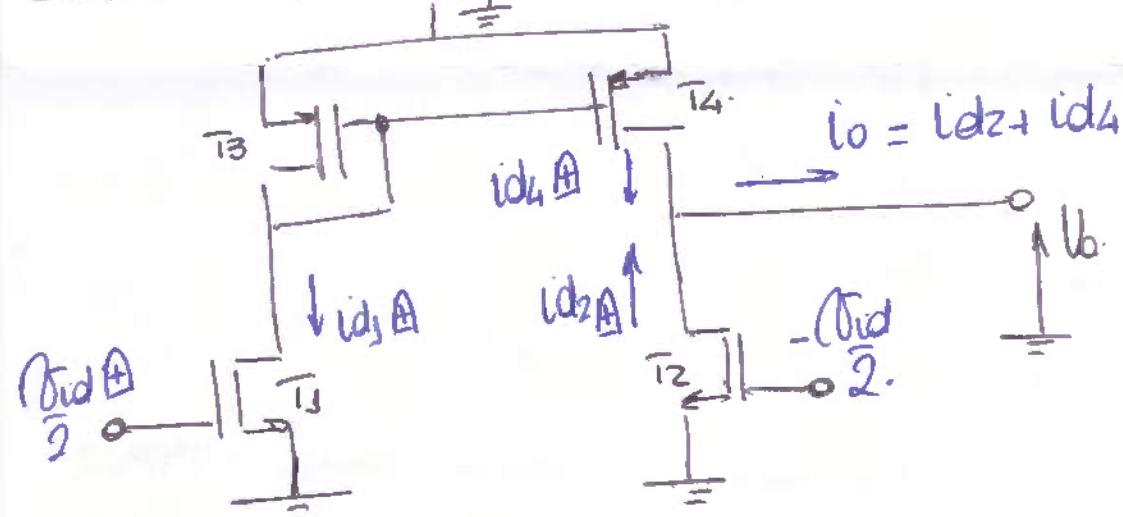
1/4

PÁRAMETROS: $g_{m1,2,4} = 0,2 \mu A/V$.
 $r_{ds,3,4} = 2 M\Omega$; $r_{ds,5,6,7} = 500 k\Omega$.

EN SEÑAL:



ENTRADA DIFERENCIAL PURA ($\beta_{ic} = 0$):

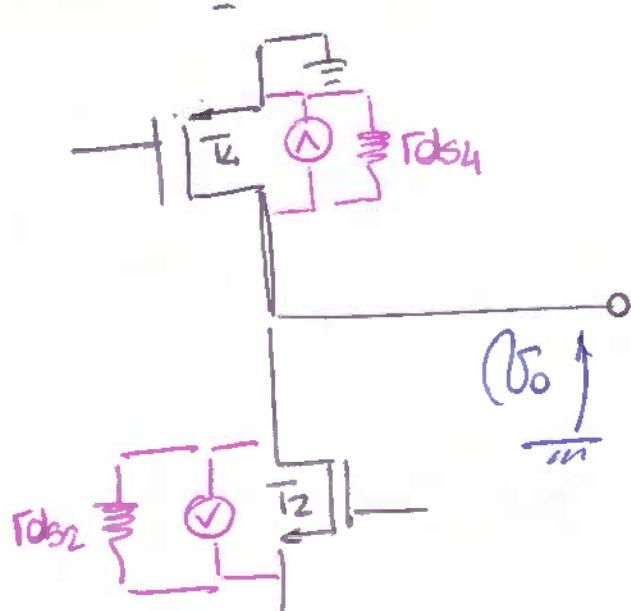


CORRIENTES:

$$g_{m4}(V_{gs4} + g_{m2}V_{gs2}) + \frac{(\beta_0)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0$$

$$g_{m2}[V_{gs4} + V_{gs2}] + \frac{2(\beta_0)}{r_{ds2}} = 0.$$

$$\therefore V_{gs4} - V_{gs2} = -id_3 r_{ds3} \\ = -id_3 / g_{m3}$$



$$g_{m2} \left[-Id_1 \frac{1}{g_{m3}} + (\beta_{gs2}) \right] + \frac{2(\beta_o)}{r_{ds2}} = 0.$$

2/4

$$-Id_1 + g_{m2}(\beta_{gs2}) + \frac{2(\beta_o)}{r_{ds2}} = 0.$$

$$-g_{m1}(\beta_{gs1}) + g_{m2}(\beta_{gs2}) + \frac{2(\beta_o)}{r_{ds2}} = 0.$$

$$g_{m1} \left[(\beta_{gs2}) - (\beta_{gs1}) \right] + \frac{2(\beta_o)}{r_{ds2}} = 0.$$

$$\bullet) \frac{(\beta_{id})}{2} - (\beta_{gs1}) + (\beta_{gs2}) - \left(\frac{(\beta_{id})}{2} \right) = 0.$$

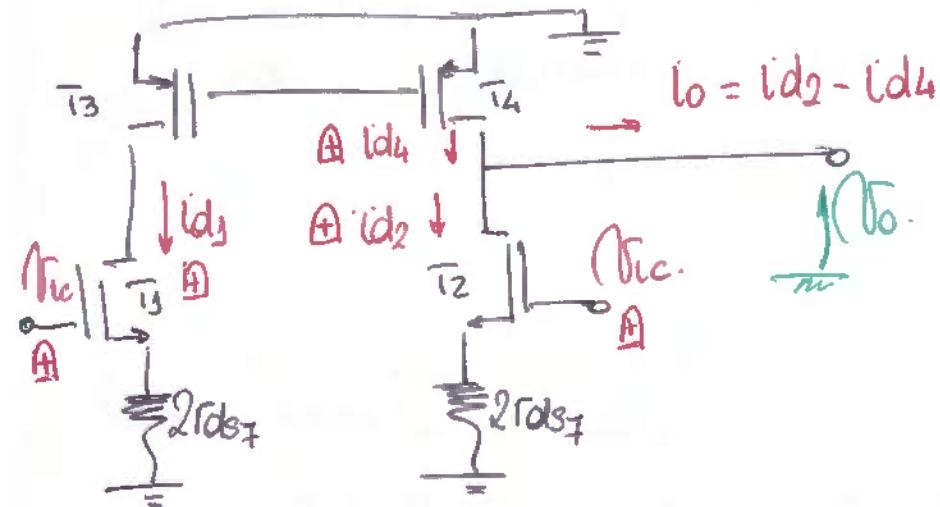
$$(\beta_{id}) = (\beta_{gs1}) - (\beta_{gs2}) \Rightarrow (\beta_{gs2}) - (\beta_{gs1}) = -(\beta_{id})$$

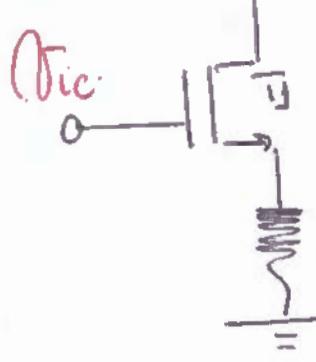
$$\Rightarrow g_{m1} \left(-(\beta_{id}) \right) + \frac{2(\beta_o)}{r_{ds2}} = 0$$

$$\frac{(\beta_o)}{(\beta_{id})} = A(\beta_{id}) = \frac{g_{m1} r_{ds2}}{2}$$

$$\boxed{A(\beta_{id}) = 500}$$

ENTRADA CORRIENTE PURA ($(\beta_{ic} = 0)$)



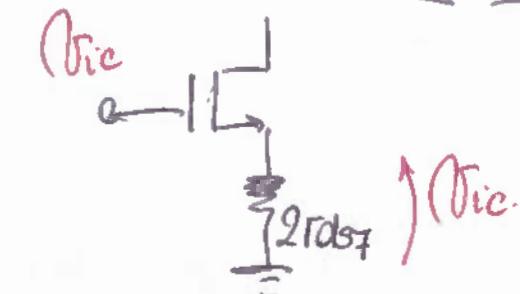


RÉSISTENCIA DE ENTRADA.

$$R_{ic} = r_{gs} + \beta_{FET} 2 r_{ds7}$$

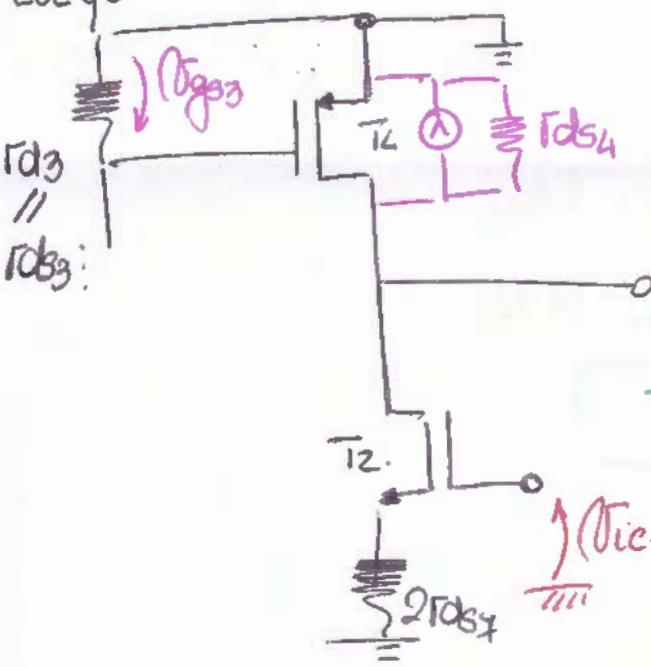
$$R_{ic} = r_{gs} + g_{m3} r_{gs} 2 r_{ds7}$$

ESTE TÉRMINO ES $g_{m3} 2 r_{ds7}$
VECES TÁS GRANDE QUE EL OTRO.



$$\Rightarrow id_1 = id_2 = \frac{I_{ic}}{2r_{ds7}}$$

LUEGO:



CORRIENTES:

$$\frac{I_{ic}}{2r_{ds7}} + g_{m4}(r_{ds4}) + \frac{I_o}{r_{ds4}} = 0$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{ic}}{2r_{ds7}} + g_{m4}(r_{ds4}) &= -id_1 \cdot \frac{1}{g_{m3}} \\ &= -\frac{I_{ic}}{2r_{ds7}} \left(\frac{rd3}{rd3+rds3} \right) \end{aligned}$$

$$\frac{I_{ic}}{2r_{ds7}} \left\{ 1 - g_{m4} \left(\frac{rd3}{rd3+rds3} \right) \right\} + \frac{I_o}{r_{ds4}} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{I_o}{I_{ic}} = \frac{r_{ds4}}{2r_{ds7}} \left[g_{m4} \left(\frac{rd3}{rd3+rds3} \right) - 1 \right]$$

$$\frac{I_o}{I_{ic}} = \frac{r_{ds4}}{2r_{ds7}} \left[\frac{g_{m4} r_{ds3} r_{ds7}}{r_{ds3} + r_{ds7}} - 1 \right] = \frac{r_{ds4}}{2r_{ds7}} \left[\frac{r_{ds3}}{r_{ds3} + r_{ds7}} - 1 \right]$$

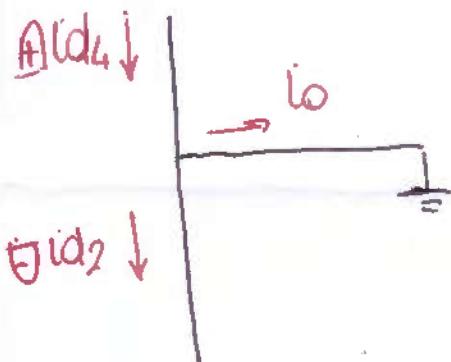
$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{r_{ds4}}{2r_{ds7}} \left[\frac{r_{ds3} - r_{ds3} - r_{ds3}}{r_{ds3} + r_{ds3}} - 1 \right] = \frac{r_{ds4}}{2r_{ds7}} \left[-\frac{r_{ds3}}{r_{ds3}} \right]$$

$$\Rightarrow \frac{V_{Oc}}{V_{Dc}} = A(Vd) = -\frac{r_{ds}}{2r_{ds} + r_d} \Rightarrow \boxed{A(Vd) = -\frac{1}{200}} \quad 3/4$$

$$\Rightarrow RR\eta_C = \left| \frac{A(Vd)}{A(Vc)} \right| = \left| \frac{500}{-\frac{1}{200}} \right| = 20.000 \text{ - } \\ \text{oder } RR\eta_C = 20 \log \left| \frac{A(Vd)}{A(Vc)} \right| = 86 \text{ dB.}$$

ANDERER FORMA

$$g_{md} = \frac{i_o}{V_{id}} \Big| (V_o = 0) \Rightarrow \boxed{i_o = id_2 - id_4}$$



$$id_1 = g_{m1} (V_{gs1} + \frac{V_{id}}{2})$$

$$\hookrightarrow id_1 = +g_{m1} \frac{V_{id}}{2} \quad \left. \begin{array}{l} id_1 = -id_2 \\ id_1 = -id_2 \end{array} \right\}$$

$$\hookrightarrow id_2 = -g_{m2} \frac{V_{id}}{2}$$

$$\bullet) id_3 = id_1 \wedge id_4 = id_3.$$

$$\Rightarrow i_o = -g_{m2} \frac{V_{id}}{2} - g_{m1} \frac{V_{id}}{2}; \quad g_{m1} = g_{m2}.$$

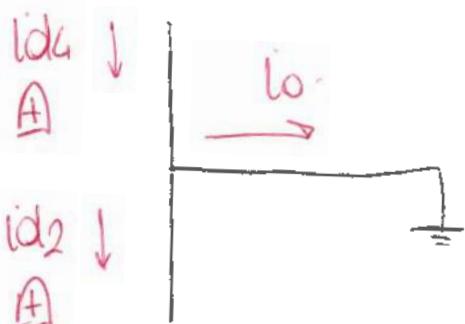
$$\hookrightarrow \boxed{\frac{i_o}{V_{id}} = g_{md} = -g_{m1} = -0,2 \mu A/V}$$

$$\bullet) R_o = r_{ds2} // r_{ds4} = 500 K\Omega$$

$$\Rightarrow \boxed{A(Vd) = g_{md} R_o = -500} \quad \text{SIGNO } \neq !!! \quad ??$$

$$q_{mc} = \frac{l_0}{R_{ic}} \quad | \quad R_0 = 0.$$

$$l_0 = l_{d2} - l_{d4}$$



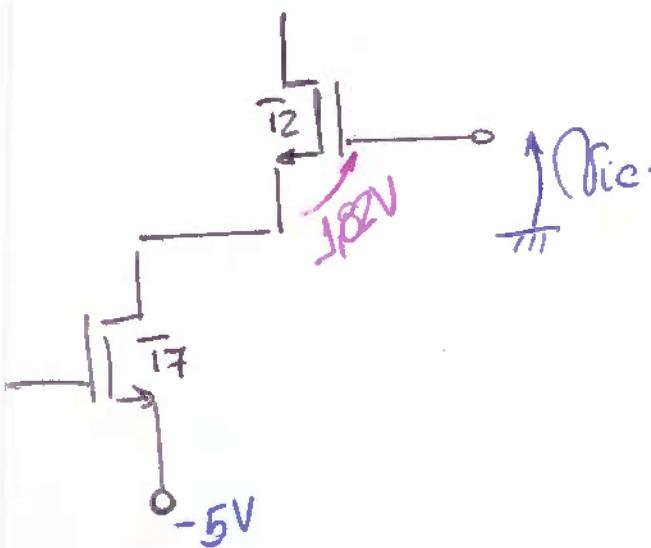
$$\circ) \quad l_{d2} = \frac{R_{ic}}{2r_{ds7}}$$

Congo sigo?

b) R_TηC → Rango de Tensión de modo común.

4/4

PARA T₁ EN ZONA ÓPTICA:



• PARA QUE T₁ NO ENTRE EN ZONA ÓPTICA NECESARIO QUE:

$$U_{DSQ1} > U_{GSQ1} - V_T$$

$$U_{DSQ1} > 2,5V - 1,5V = 1V$$

$$U_{DQ1} - U_{SQ1} > 1V$$

$$U_{DQ1} > 1V + U_{SQ1}$$

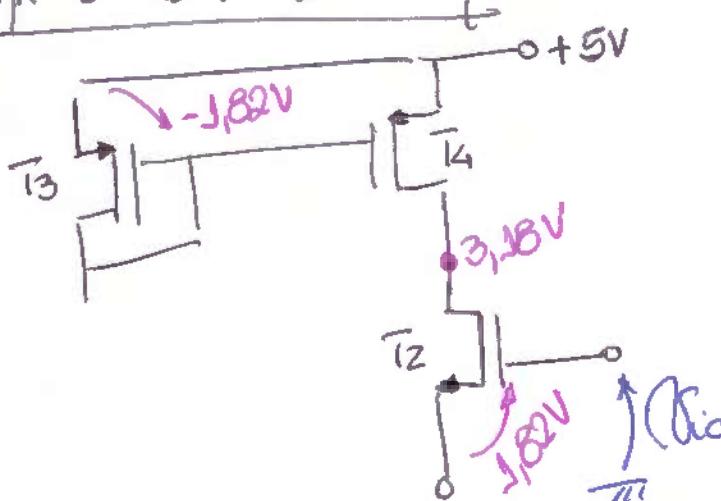
$$\boxed{U_{DQ1} > -4V}$$

A SU VEZ: $U_{DQ1} + U_{GSQ2} = U_{ic}$

$$U_{DQ1} + 1,82V = U_{ic} \rightarrow \boxed{U_{ic} > -4V + 1,82V}$$

$$\boxed{U_{ic} > -2,18V}$$

PARA T₁ Y T₂ EN ZONA ÓPTICA:



NECESARIO QUE:

$$U_{DSQ2} > U_{GSQ2} - V_T$$

$$U_{DSQ2} > 1,82V - 1,5V$$

$$U_{DSQ2} > 0,32V$$

$$\hookrightarrow U_{SQ2} < 2,86V$$

$$\Rightarrow \boxed{U_{ic} < 2,86V + 1,82V}$$

$$\boxed{U_{ic} < 4,68V}$$

$$\Rightarrow R_{T\eta C}: \boxed{-2,18V < U_{ic} < 4,68V}$$

P/fotocopiar.

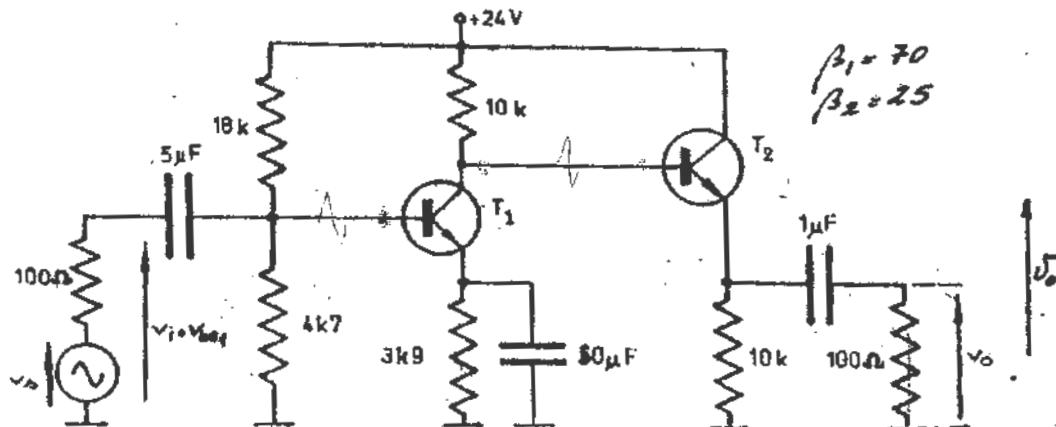
66.08 - 86.06

Evaluación integradora - 1/2016 - segunda fecha 13/07/16

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

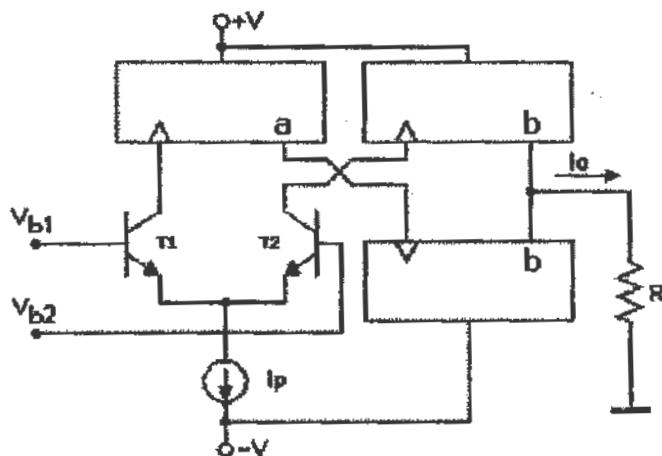
✓ 1.-

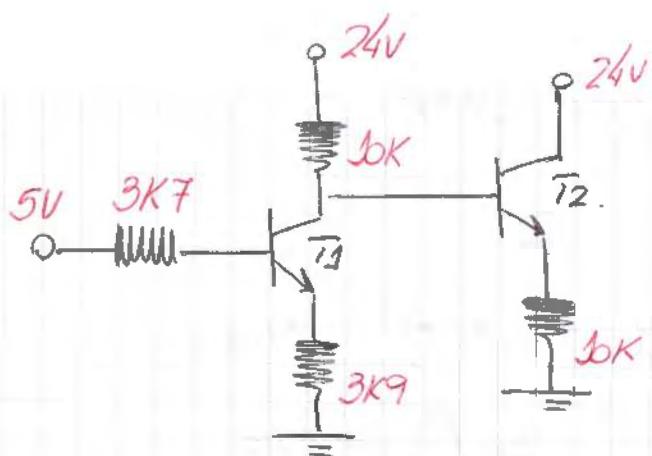
$$f_T = 300 \text{ MHz} ; C_B = 1 \text{ pF} ; r_x = 100 \Omega ; V_A \rightarrow \infty$$



Obtener los valores aproximados de f_l y f_h . Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento de A_{vs} .

2.- Los bloques representan fuentes espejo de copia "a" y "b", respectivamente. ¿Cuál es el valor de I_{OQ} , si $a = b = 1$? Obtener la expresión de la transconductancia del circuito $G_{md} = I_o/V_{id}$ en función de I_p .





$$\begin{aligned}\beta_1 &= 70 & \beta_2 &= 25 \\ r_x &= 100 & V_A &\rightarrow \infty \\ f_i &= 300\text{Hz} & C_V &= 1\mu\text{F}\end{aligned}$$

Oscilação cainda em base de T_1 :

$$U_{BQ1} = 5V \Rightarrow U_{EQ1} = 4,3V \Rightarrow I_{CQ1} = 1,1\text{mA}$$

Oscilação T_2 :

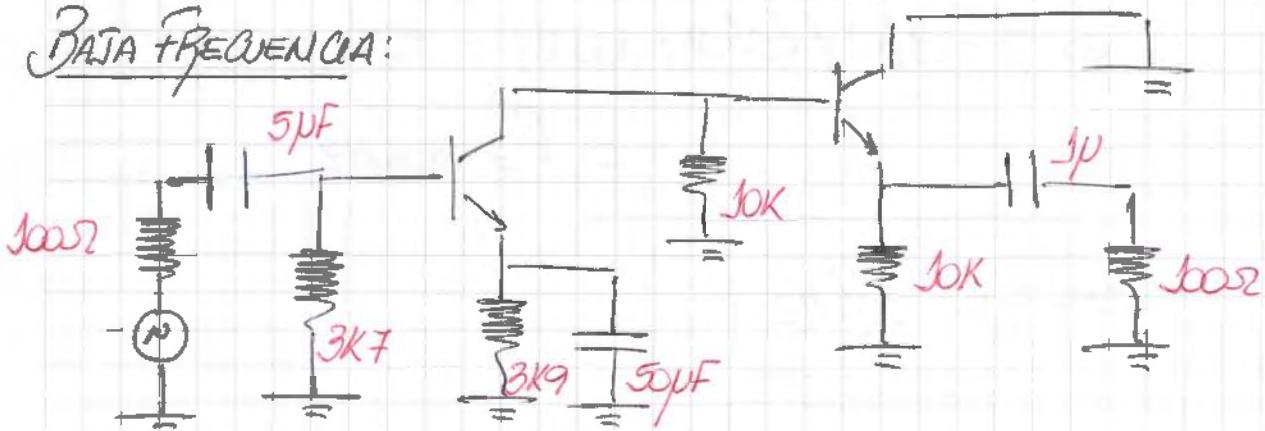
$$U_{CQ1} = U_{BQ2} = 24V - 1,1\text{mA} \cdot 3k\Omega$$

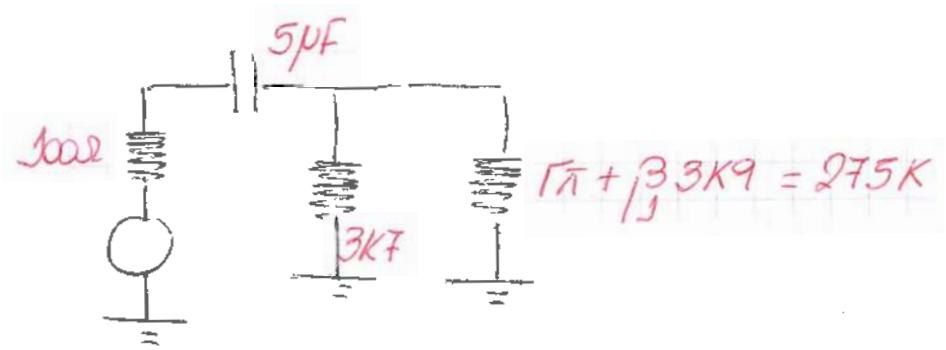
$$U_{CQ2} = U_{BQ2} = 13V$$

$$\Rightarrow U_{EQ2} = 12,3V \Rightarrow I_{CQ2} = 1,23\text{mA}$$

Parâmetros: $g_{m1} = 44\text{mS}$ $g_{m2} = 49\text{mS}$
 $r_{X1} = 1k\Omega$ $r_{X2} = 508\Omega$.

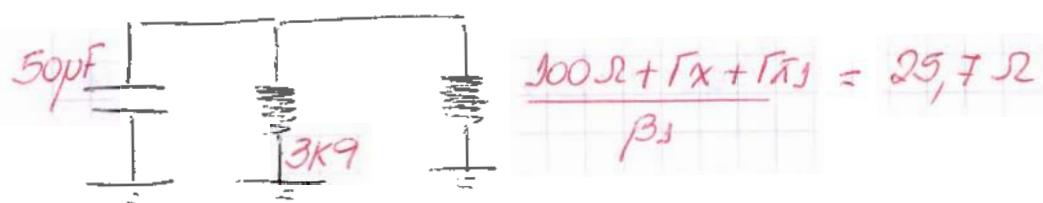
Baja Frequência:





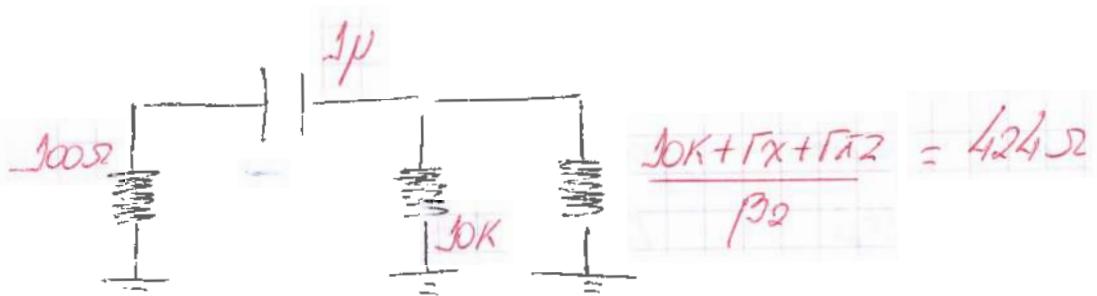
$$\Rightarrow \bar{\rho} = 5\mu F (100\Omega + 3k7) = 97ms$$

$$\hookrightarrow f = 8.4 Hz$$



$$\Rightarrow \bar{\rho} = 50\mu F (3k9 // 25.7\Omega) = 1.29ms$$

$$\hookrightarrow f = 124 Hz$$



$$\Rightarrow \bar{\rho} = 1\mu F (4.24\Omega + 10\Omega) = 524.\mu s$$

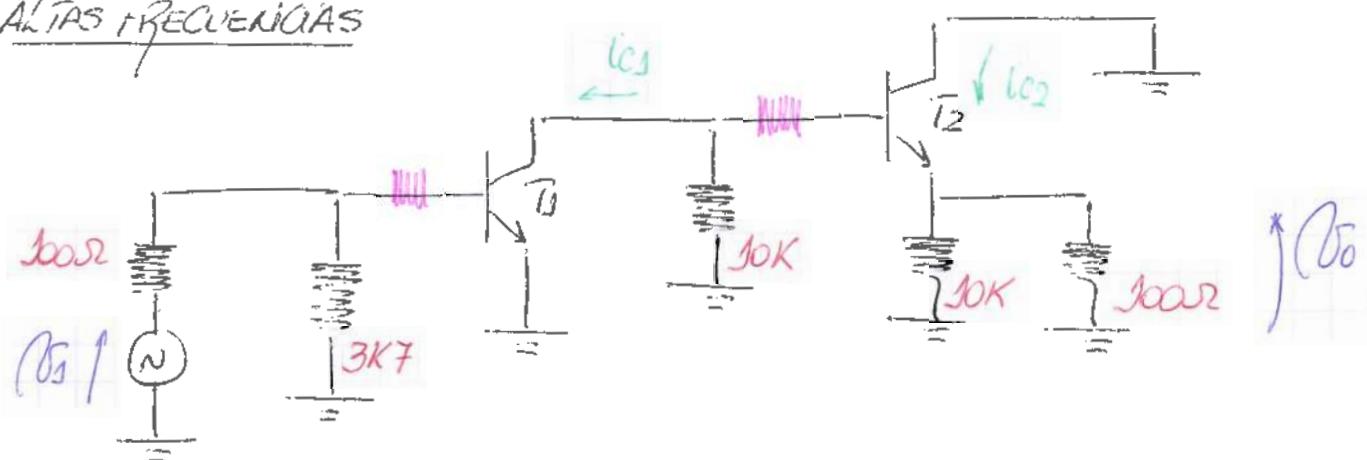
$$\hookrightarrow f = 304 Hz$$

$$\Rightarrow \boxed{f_l = 304 Hz}$$

$$C_{\bar{A}_1} = 22,3 \text{ pF}$$

$$C_{\bar{A}_2} = 25 \text{ pF}; \quad C_P = 1 \text{ pF}$$

ALIAS FRECUENCIAS



BASE DE I_B

$$C_{B\text{eq}} = C_{\bar{A}_1} + C_P \left(1 + g_m r_s \left(10\text{k} \parallel (r_x + r_{\bar{A}_2} + \beta_2 R_{L2}) \right) \right)$$

$$C_{B\text{eq}} = C_{\bar{A}_1} + C_P 105 = 127,3 \text{ pF} \quad \left. \right\} f_h = 7 \text{ Hz}$$

$$R_{B\text{eq}} = (100\Omega + r_x) \parallel r_{\bar{A}_1} = 178\Omega$$

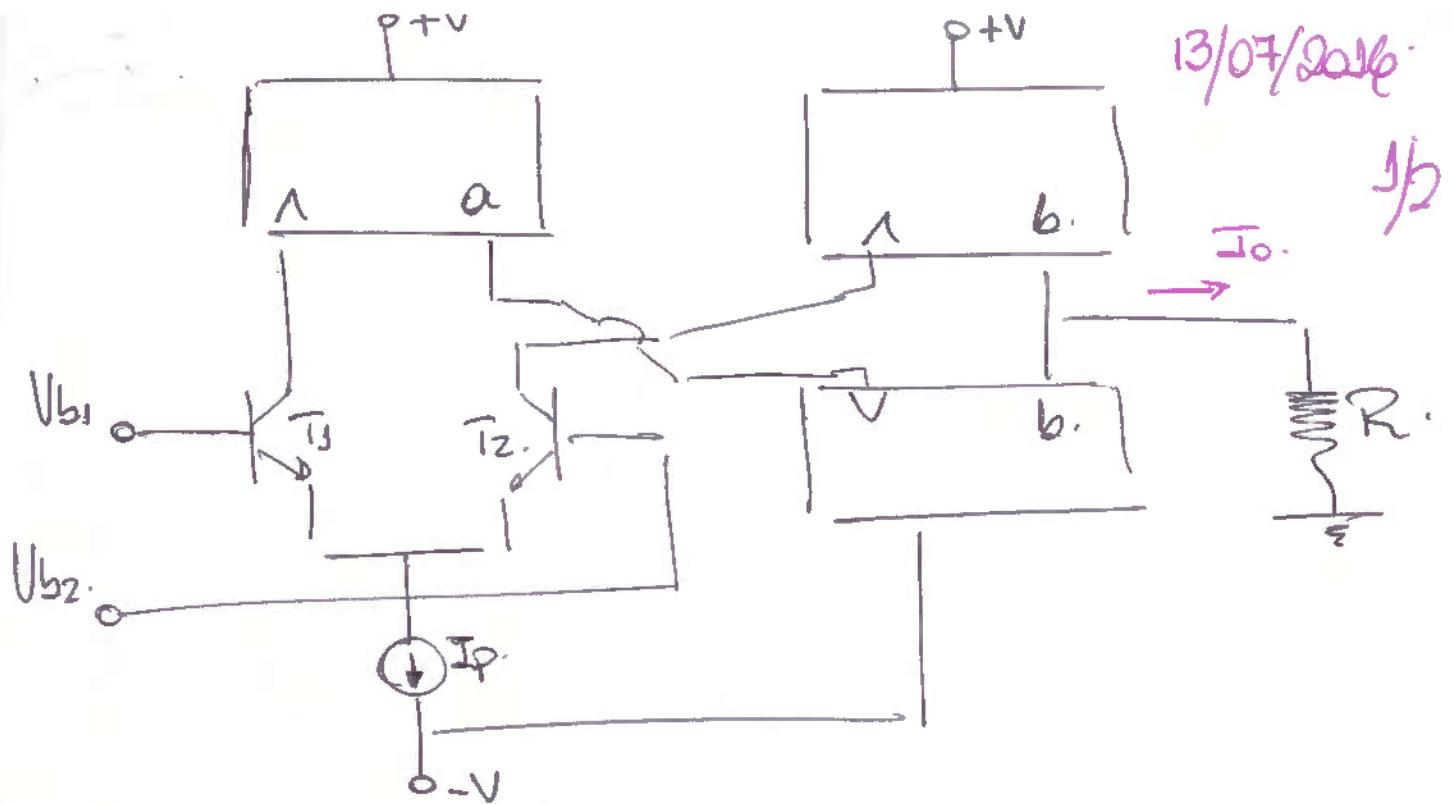
Queda que $10\text{k} \gg r_x$ Considero BASE Y COLECTOR como el mismo nodo
 (I_B) (V_B)

$$C_{B\text{eq}} = C_P + C_P + C_{\bar{A}_2} \left(1 - \frac{100\Omega}{100\Omega + r_{\bar{A}_2}} \right)$$

$$C_{B\text{eq}} = 2 C_P + 0,57 C_{\bar{A}_2} = 6,25 \text{ pF} \quad \left. \right\} f_h = 117 \text{ Hz}$$

$$R_{B\text{eq}} = 10\text{k} \parallel (r_{\bar{A}_2} + \beta_2 R_{L2}) = 2312\Omega$$

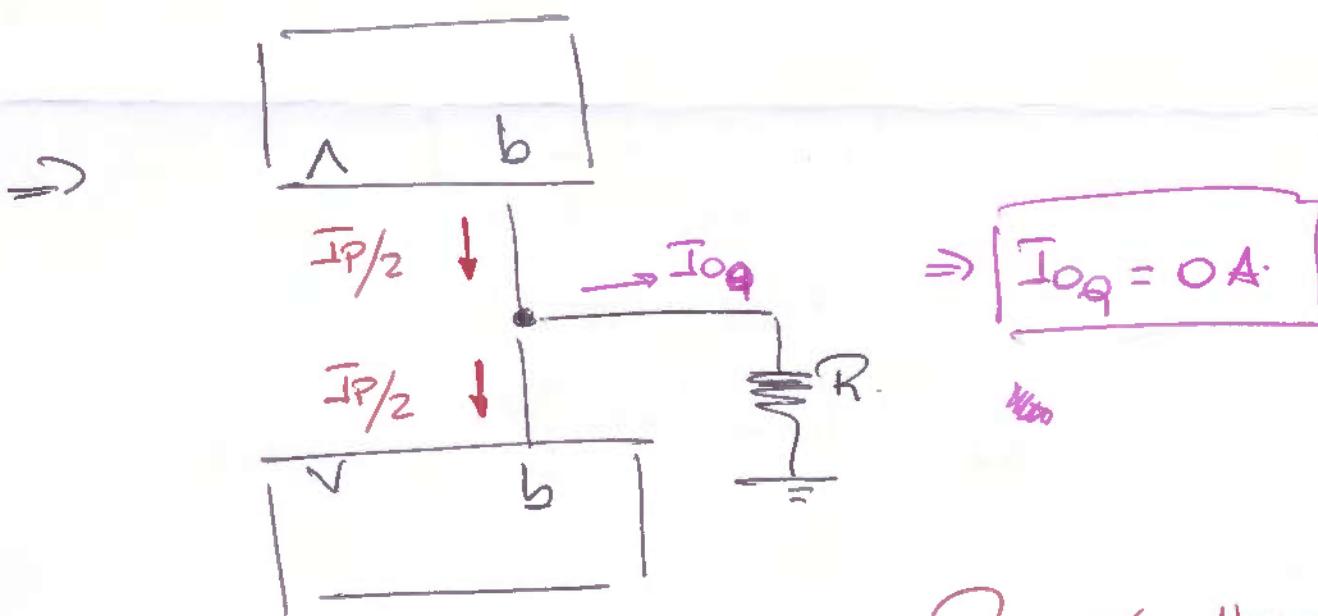
$$\Rightarrow \boxed{f_h = 7 \text{ Hz}}$$



$$I_{Qa} = I_{Qb} = I_P/2$$

Si $a = b = 1$

↳ las copias son iguales.

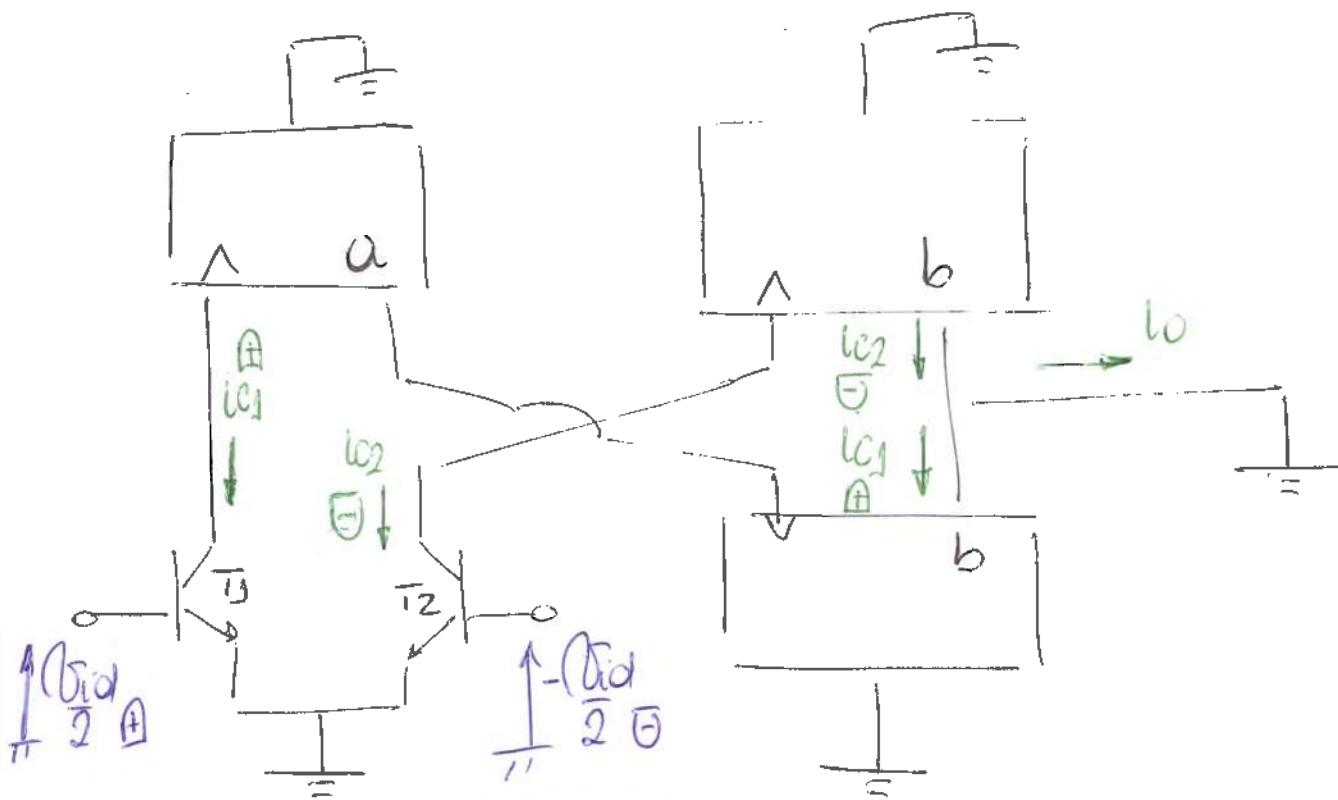


$$G_{md} = \frac{I_O}{I_{id}}$$

EN FUNCIÓN DE I_P ?

PERO CÓMO HAGO ?
CUANDO APLICO V_{id}
(SEÑAL), EL GENERADOR
 I_P ES UN CERC. ABIERTO ✓

$$\text{SE DEFINE: } g_{md} = \frac{I_0}{T_{id}} \mid \Omega_b = 0$$



$$\Rightarrow I_{c2} = I_0 + I_{c1} \Rightarrow I_0 = I_{c2} - I_{c1}$$

LUEGO:

$$I_{c1} = g_{m1} (\Omega_{be1}) \quad \wedge \quad \Omega_{be1} = \frac{T_{id}}{2}$$

$$I_{c2} = g_{m2} (\Omega_{be2}) \quad \wedge \quad \Omega_{be2} = -\frac{T_{id}}{2}$$

$$I_{c1} = g_{m1} \frac{T_{id}}{2}; \quad I_{c2} = -g_{m2} \frac{T_{id}}{2}$$

$$\Rightarrow I_0 = -g_{m2} \frac{T_{id}}{2} - g_{m1} \frac{T_{id}}{2} \Rightarrow \frac{I_0}{T_{id}} = -\frac{1}{2} (g_{m1} + g_{m2})$$

$$g_{md} = -\frac{1}{2} (g_{m1} + g_{m2})$$

BIEN:

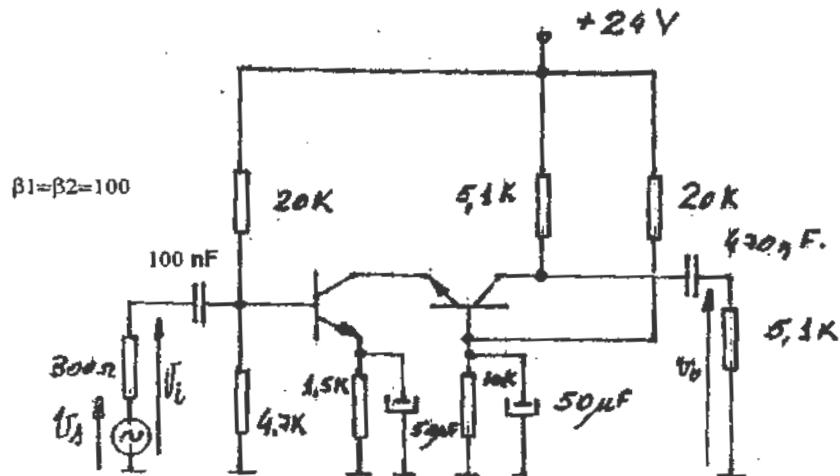
$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} = \frac{I_P}{2V_T}$$
$$g_{m2} = \frac{I_{C2}}{V_T} = \frac{I_P}{2V_T}$$

42

$$g_{md} = -\frac{1}{2} \frac{I_P}{V_T}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

- ✓ 1. Obtener el valor garantizable de f_h para A_{ve} .
 $C_p = 1 \text{ pF}$; $f_T = 300 \text{ MHZ}$; $r_x = 100 \Omega$



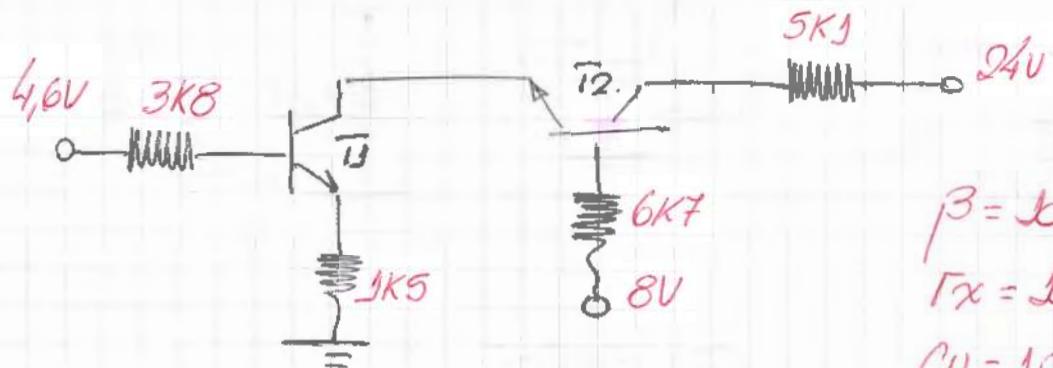
2.- Dibujar el circuito de un par diferencial NMOSFET ($T_1 - T_2$) con carga resistiva en ambas ramas $R_{D1} = R_{D2} = 10\text{K}\Omega$ y polarizado mediante una fuente de corriente cascode con rama de referencia: $R_{ref} = 8\text{K}\Omega$, T_3 y T_4 ; y rama de salida: T_5 y T_6 . Se alimenta todo entre $\pm 6\text{V}$.

Los transistores son idénticos y de características:

$$V_T = 1 \text{ V}; K' = 1 \text{ mA/V}^2; (W/L) = 1, \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}.$$

Hallar las expresiones y el valor de A_{V1d} , A_{V1c} , A_{Vdd} , A_{Vdc} . Justificar cuál es la más sensible a posibles desapareamientos.

↳ VER BIEN!



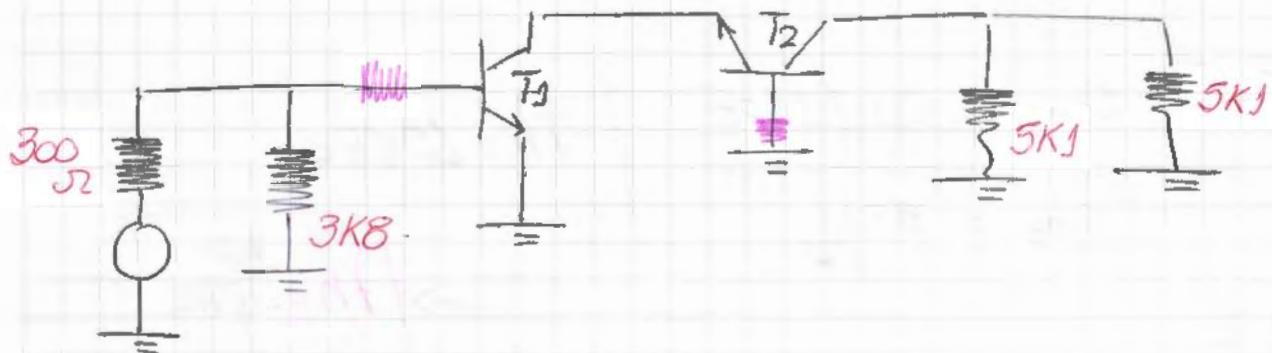
$$\begin{aligned}\beta &= 50 \\ r_x &= 50 \\ C_V &= 1\text{pF}, R_T = 300\Omega\end{aligned}$$

Despreciando caída en base de T1:

$$V_{BQ_1} = 4.6V \Rightarrow V_{EQ_1} = 3.9V$$

$$\Rightarrow I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{3.9V}{1k5} = 2.6mA$$

EN SEÑAL:

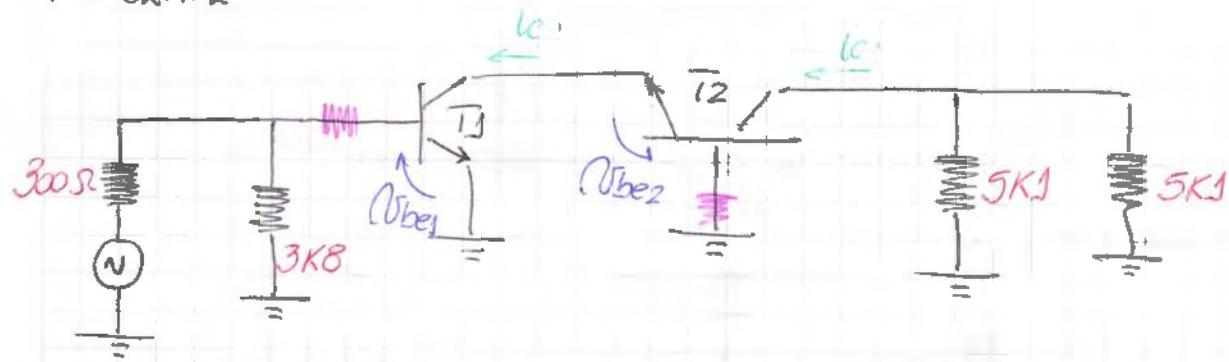


TARÁJEOS: $g_m = g_{m1} = g_{m2} = 104m$

$$r_{\pi} = r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = 962\Omega$$

o) SI BIENEN ELIMINAR DE 12 CIRCUITOS VV (ra)

EN SENAL



$$C_p = 1 \text{ pF} ; C_{\pi} = 54,2 \text{ pF}$$

BASE 1B

$$C_{b\text{eq}} = C_{\pi} + C_p \left(1 - \frac{\beta_c}{\beta_{bp}} \right)$$

$$C_{b\text{eq}} = C_{\pi} + C_p \left(1 + g_m \frac{(\beta_{12} + \beta_X)}{\beta} \right) = 56,3 \text{ pF} \quad f_h = 10 \text{ Hz}$$

$$R_{b\text{eq}} = (300\Omega + 500\Omega) / 1/\pi = 283\Omega$$

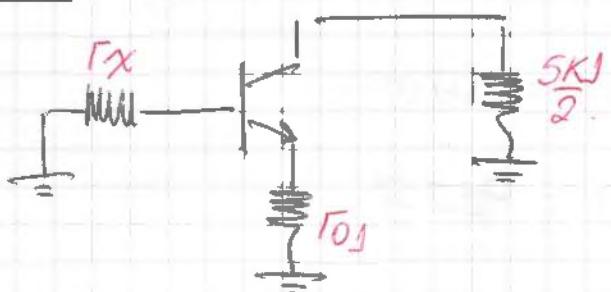
COLECTOR 12

$$C_{c\text{eq}} = C_p = 1 \text{ pF} \quad f_h = 62 \text{ Hz}$$

$$R_{c\text{eq}} = 5k1/2$$

$$\Rightarrow f_h = 10 \text{ Hz}$$

BASE DE 12



$$R_{b\text{eq}} = R_X$$

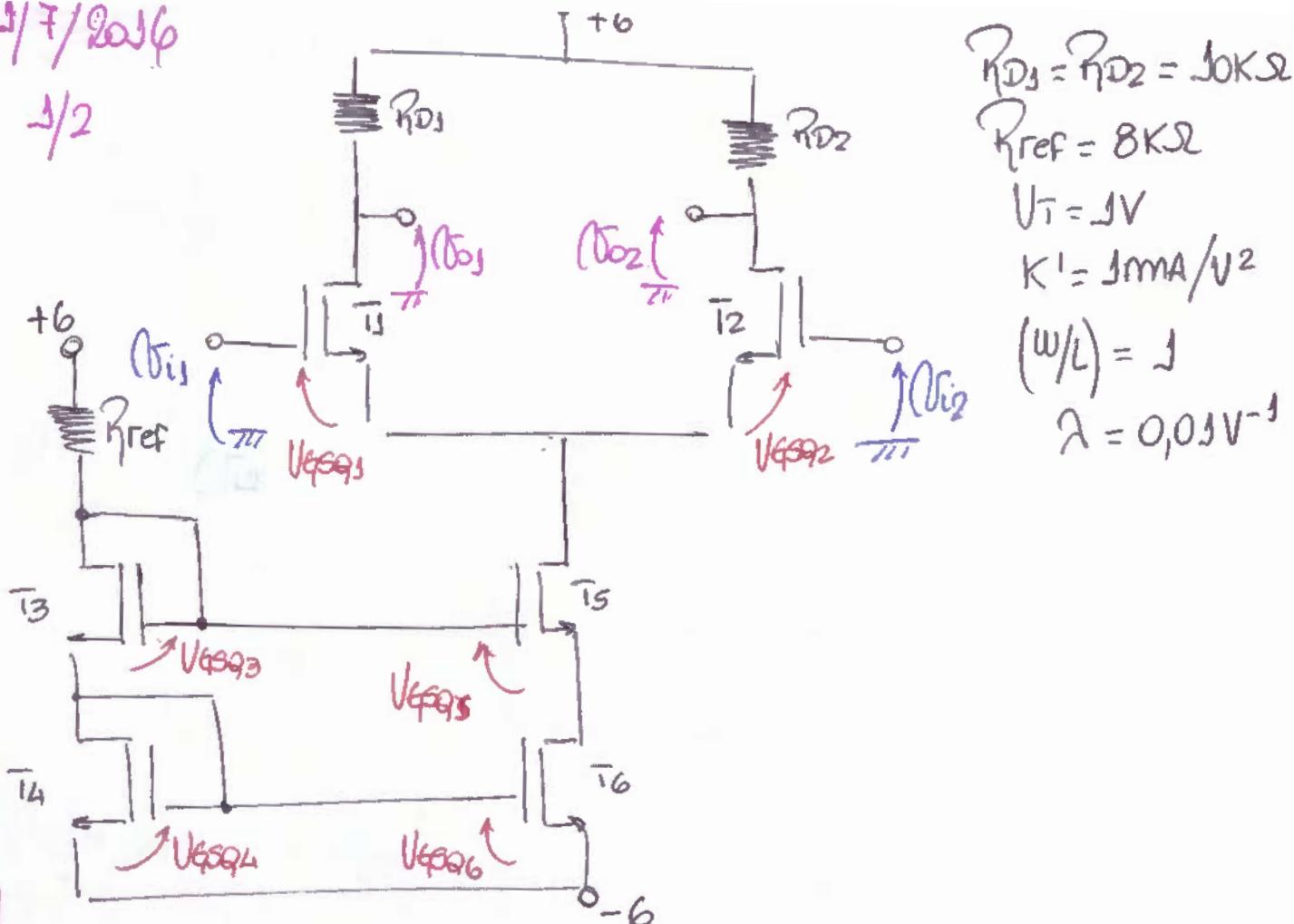
$$C_{b\text{eq}} = C_{\pi} \left(1 - \frac{\beta_c}{\beta_{bp}} \right) + C_p \left(1 - \frac{\beta_c}{\beta_{bp}} \right)$$

$$C_{b\text{eq}} = C_{\pi} \left(1 - \frac{R_OJ}{R_OJ + r_d} \right) + C_p \left(1 - \frac{5k1/2}{R_OJ + r_d} \right) \approx C_p = 1 \text{ pF}$$

$$\hookrightarrow f_h = 1,6 \text{ GHz}$$

27/7/2016

1/2



$$6\text{ V} - I_{\text{ref}} 8\text{ k} - V_{GSQ3} - V_{GSQ4} - (-6\text{ V}) = 0$$

$$\circ) V_{GSQ3} = V_{GSQ4} \Rightarrow V_{GSQ3} = 6\text{ V} - 4K I_{\text{ref}}$$

$$\Rightarrow I_{\text{ref}} = K' W/L (V_{GSQ3} - V_t)^2 = K' W/L (6\text{ V} - 4K I_{\text{ref}} - V_t)^2$$

$$1000 I_{\text{ref}} = (5\text{ V} - 4K I_{\text{ref}})^2$$

$$1000 I_{\text{ref}} = 25 + 16 \times 10^6 I_{\text{ref}}^2 - 40000 I_{\text{ref}}$$

$$0 = I_{\text{ref}}^2 (16 \times 10^6) + I_{\text{ref}} (-40000) + (25)$$

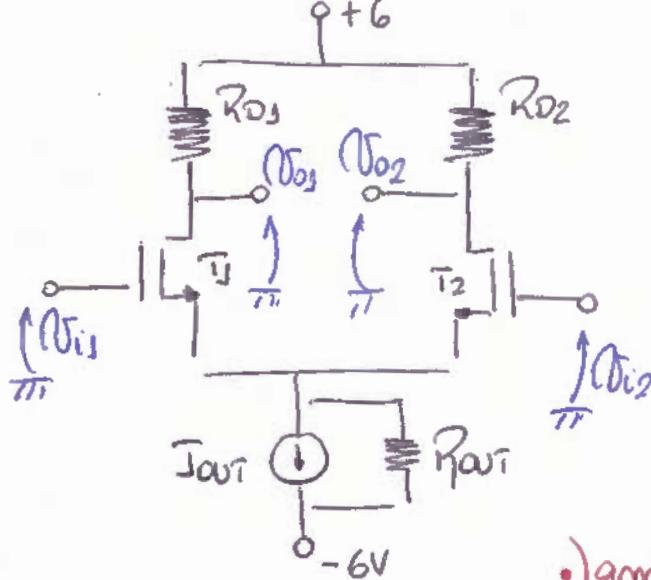
$$\frac{40000 \pm 9000}{32 \times 10^6} \rightarrow 1,56\text{ mA} \Rightarrow V_{GSQ3} = -0,24\text{ V} \times$$

$$\rightarrow 1\text{ mA} \Rightarrow V_{GSQ3} = 2\text{ V} \checkmark$$

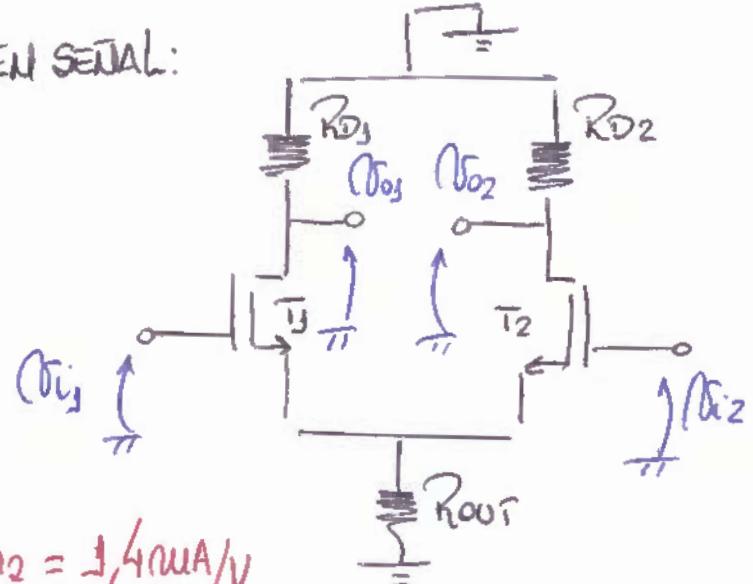
$$\Rightarrow \boxed{I_{\text{ref}} = 1\text{ mA}} \Rightarrow \boxed{I_{\text{out}} = 1\text{ mA}}$$

$$R_{\text{dsout}} = \frac{1}{2 I_{\text{out}}} \Rightarrow \boxed{R_{\text{dsout}} = 50\text{ k}\Omega}$$

$$\Rightarrow I_{out} = 1 \text{ mA} \Rightarrow g_{m5} = 2 \text{ mA/V} \Rightarrow R_{out} = g_{m5} r_{ds5}^2 = 20 \Omega$$



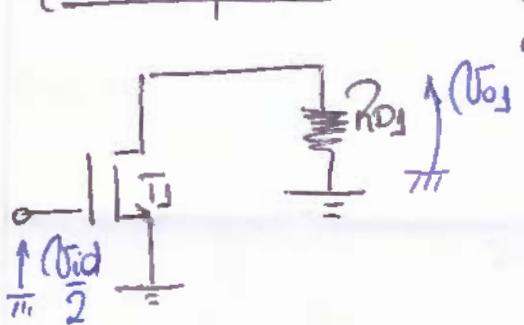
EN SEÑAL:



$$\cdot) g_{m1} = g_{m2} = 1,4 \text{ mA/V}$$

$$\cdot) r_{ds1} = r_{ds2} = 200 \text{ k}\Omega$$

modo diferencial



$$\cdot) \bar{V}_{os1} = -I_{id} R_{D1} = -g_{m1} (\bar{V}_{gs1} R_{D1}) = -g_{m1} \left(+\frac{(U_{id})}{2} \right) R_{D1}$$

$$\cdot) \bar{V}_{os2} = -g_{m2} \frac{(U_{id})}{2} R_{D2} \Rightarrow A(V_{sd}) = \frac{\bar{V}_{os2}}{(U_{id})} = -g_{m2} \frac{R_{D2}}{2}$$

$$A(V_{sd}) = -7$$

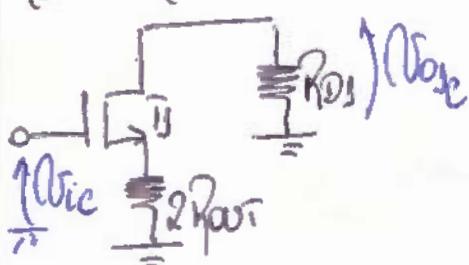
$$\cdot) \bar{V}_{os2} = -I_{id} R_{D2} = -g_{m2} \left(-\frac{(U_{id})}{2} \right) R_{D2} = g_{m2} \frac{(U_{id}) R_{D2}}{2}$$

$$\hookrightarrow \frac{\bar{V}_{os2}}{(U_{id})} = g_{m2} \frac{R_{D2}}{2} = A(V_{sd}) = 7$$

$$\cdot) A(V_{dd}) = \frac{\bar{V}_{os1} - \bar{V}_{os2}}{(U_{id})} = A(V_{sd}) - A(V_{sd}) = g_{m1,2} R_{D1,2}$$

$$\rightarrow A(V_{dd}) = -14$$

modo común:



$$\cdot) \frac{\bar{V}_{os1c}}{(U_{ic})} = A(V_{dc}) = \frac{-I_{id} R_{D1}}{I_{id} 2 R_{out} + \bar{V}_{gs1}} = \frac{-R_{D1}}{2 R_{out} + \frac{1}{2} g_{m1}}$$

$$\cdot) A(V_{dc}) \approx \frac{-R_{D1}}{2 R_{out}} = 0,25 \text{ m}$$

$$\bullet) A(\text{Odc}) = \frac{\underline{V_{od}}}{\underline{V_{ic}}} = \frac{(V_{o_1} - V_{o_2})}{\underline{V_{ic}}} = \frac{\underline{V_{o_1}}}{\underline{V_{ic}}} - \frac{\underline{V_{o_2}}}{\underline{V_{ic}}} = A(\text{Osc}) - A(\text{Osc}_c)$$

2/2

Pero $A(\text{Osc}) = A(\text{Osc}_c)$ (SI ESTAN 100% APAREADOS).

\Rightarrow

$$A(\text{Odc}) = 0$$

$$RR\pi_c \rightarrow \infty$$

$$\left(\frac{A(\text{Odc})}{A(\text{Odc})} \right)$$

CON DESATAREAMIENTO!

Ej) R_{D1} y R_{D2} .

$$\bullet) A(\text{Odd}) = \frac{\underline{V_{od}}}{\underline{V_{id}}} = \frac{\underline{V_{o_1}}}{\underline{V_{id}}} - \frac{\underline{V_{o_2}}}{\underline{V_{id}}} = A(\text{Osc}_1) - A(\text{Osc}_2)$$

$$A(\text{Osc}_1) = -g_{m1} \frac{R_{D1}}{2} - g_{m2} \frac{R_{D2}}{2} = -g_{m1,2} \left\{ R_{D1} + R_{D2} \right\}$$

Pero $R_{D1} \approx R_{D2}$ ($R_{D2} = R_{D1} + \Delta R_D$)

$$\Rightarrow A(\text{Odc}) = -g_{m1,2} R_{D1,2}$$

$$\bullet) A(\text{Odc}) = \frac{\underline{V_{od}}}{\underline{V_{ic}}} = \frac{(V_{o_1} - V_{o_2})}{\underline{V_{ic}}} = \frac{\underline{V_{o_1}}}{\underline{V_{ic}}} - \frac{\underline{V_{o_2}}}{\underline{V_{ic}}} = A(\text{Osc}) - A(\text{Osc}_c)$$

$$A(\text{Odc}) = -\frac{R_{D1}}{2R_{out}} - \left[-\frac{R_{D2}}{2R_{out}} \right] = \frac{1}{2R_{out}} [R_{D2} - R_{D1}]$$

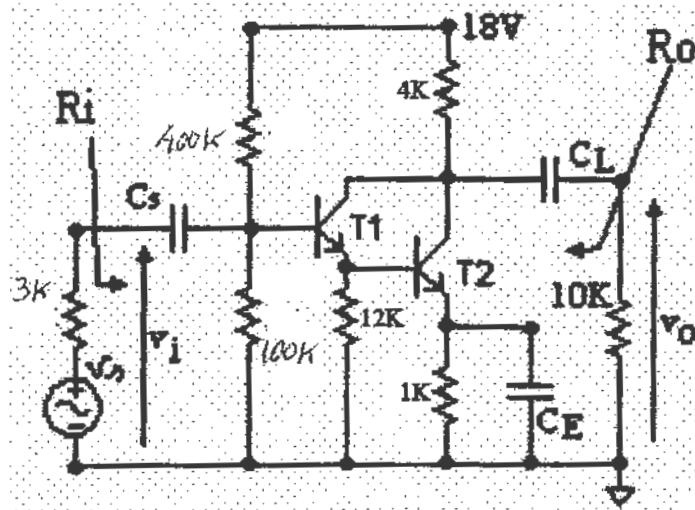
$$\Rightarrow A(\text{Odc}) = \frac{\Delta R_D}{2R_{out}} \neq 0$$

RR π_c YA NO TIENDE A 00.

\Rightarrow EL DESATAREAMIENTO AFECTA DE MANERA CONSIDERABLE A $A(\text{Odc})$

Pero No Así A $A(\text{Odc})$

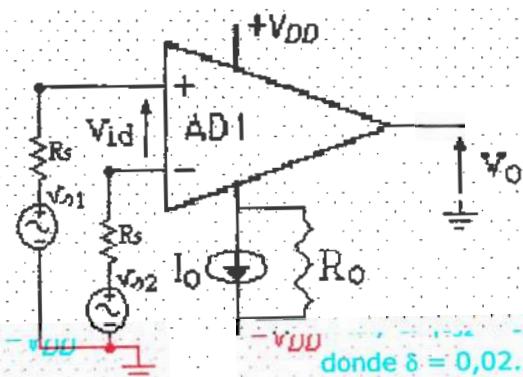
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
T	N				



1. $\beta = 100 ; C_L = 2 \text{ pF} ; f_T = 300 \text{ MHz}$.
 $f_h = 100 \text{ Hz}$

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

↳ Preguntar



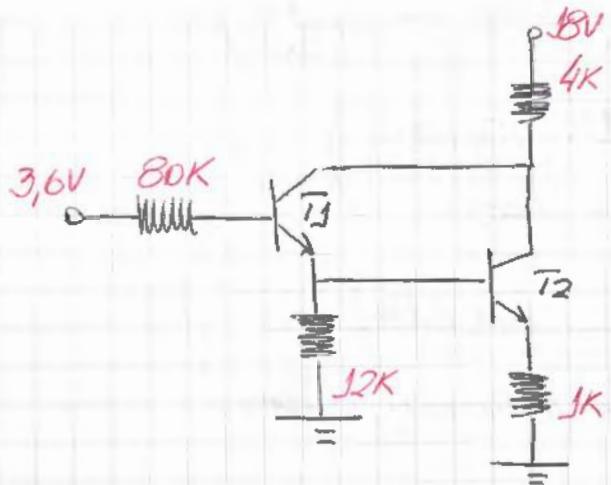
2. AD1 es un par acoplado por emisor de TBJs ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$).

Se admiten transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$).

$$I_o = 200 \mu\text{A} ; k' = 100 \mu\text{A}/V^2 ; W/L = 1$$

Definir y hallar el valor de la tensión de offset donde $\delta = 0,02$.

1)



$$\beta = 50$$

$$r_x = 50 \Omega$$

$$C_{\mu} = 2 \text{ pF}$$

$$f_T = 300 \text{ Hz}$$

ESTRÉGUA CAIDA EN BASE DE T1

$$\Rightarrow U_{BQ1} = 3,6V \Rightarrow U_{EQ1} = U_{BQ2} = 2,9V$$

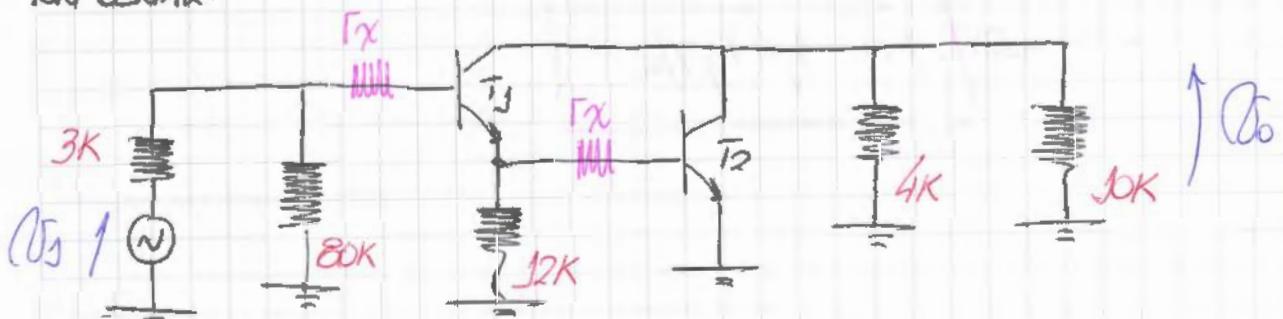
$$\Rightarrow U_{EQ2} = 2,2V \Rightarrow I_{CQ2} = 2,2 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow I_{BQ2} = 22 \mu\text{A}$$

$$\Rightarrow I_{12K} = 0,24 \text{ mA}$$

DAQO QGE: $I_{BQ2} \ll I_{12K}$; $I_{CQ1} = 0,24 \text{ mA}$

EN SEÑAL:



PARÁMETROS:

$$g_{m1} = 9,6 \text{ m}$$

$$r_{x1} = 10,4 \text{ k}$$

$$C_{x1} = 3,1 \text{ pF}$$

$$g_{m2} = 88 \text{ m}$$

$$r_{x2} = 1 \text{ kJ}$$

$$C_{x2} = 45 \text{ pF}$$

Base de 11

$$C_{beq} = C_{\bar{I}_3} \left(1 - \frac{\omega_e}{\omega_{bp}} \right) + C_p \left(1 - \frac{\omega_c}{\omega_{bp}} \right)$$

$$C_{beq} = C_{\bar{I}_3} \left(1 - \frac{\omega_3 (12K/(r_x + r_{\bar{I}_2}))}{\omega_3() + \omega_{bes}} \right) + \\ + C_p \left(1 - \frac{-\omega_3 (4K/(4K))}{\omega_3 (12K/(r_x + r_{\bar{I}_2})) + \omega_{bes}} \right)$$

$$C_{beq} = 0,087 C_{\bar{I}_3} + 3,4 C_p = 7,06 \text{ pF} \quad | \quad f_h = 7,26 \text{ MHz}$$

$$R_{beq} = 3K + 100 \Omega = 300 \Omega$$

Base de 12:

$$C_{beq} = C_{\bar{I}_2} + C_p \left(1 - g_{m2} (4K/(4K)) \right)$$

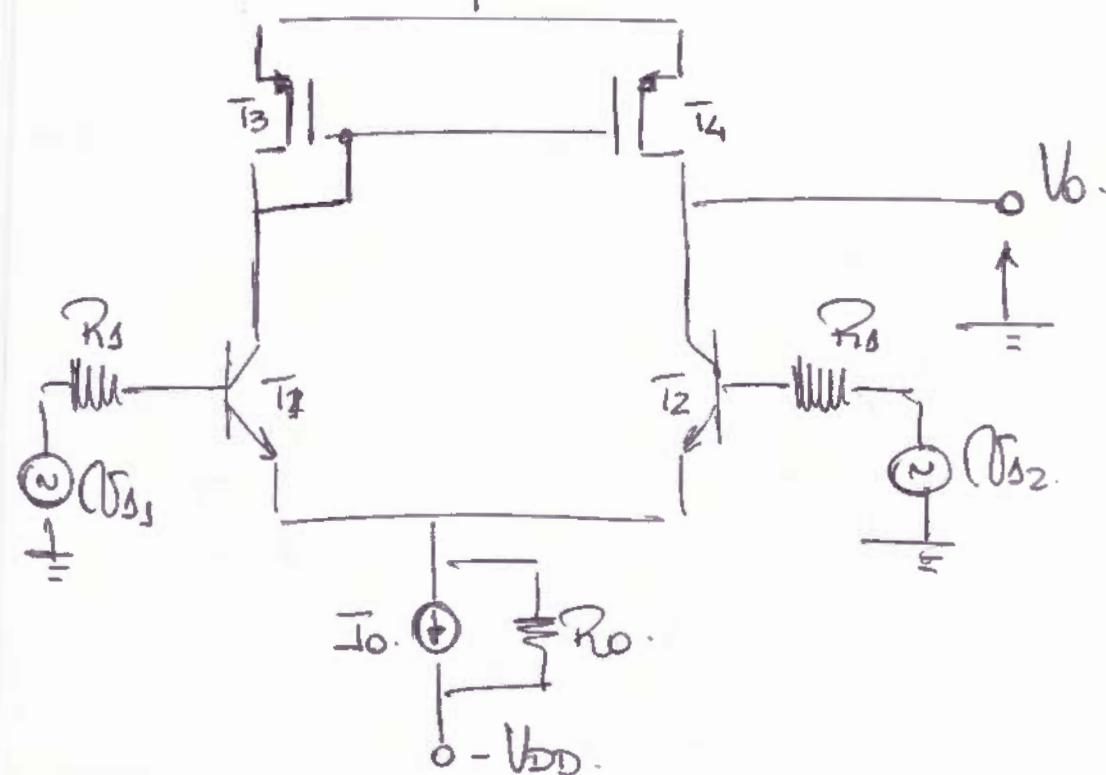
$$C_{beq} = C_{\bar{I}_2} + 256 C_p = 557 \text{ pF} \quad | \quad f_h = 1,47 \text{ MHz}$$

$$R_{beq} = 44 \Omega$$

$$\Rightarrow \boxed{f_h = 1,47 \text{ MHz}}$$

+V_{DD}

3/8/2016



$$T_3 = T_2$$

$$T_3 = T_4$$

$$I_0 = 200 \mu A$$

$$K' = 100 \mu A/V^2$$

$$W/L = 5$$

TENSIÓN DE OFFSET.

$$(IS_1 - V_{R3} - V_{BE1} + V_{BE2} + V_{R3} - IS_2) = 0 ?$$

$$IS_1 - IS_2 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$V_{OFF} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

•) DESAPARECIMIENTO ENTRE T₁ Y T₂ (I_{S1} E I_{S2})

SEA: $I_{C1} = I_{S1} e^{V_{BE1}/V_{TH}}$ $\Rightarrow V_{BE1} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right)$

ENTONCES: $V_{OFF} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) - V_{TH} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right)$

$$V_{OFF} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \frac{I_{S2}}{I_{C2}}\right)$$

CONSIDERO QUE $I_{C1} = I_{C2}$

$$V_{OFF} = V_{TH} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right); \quad \frac{I_{S2} - I_{S1}}{I_{S1}} \leq S$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \leq 1 + S$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{OFF} \approx 0.5 mV}$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \leq 53/50$$

• DESARROLLAR REAVERIENDO ENTRE T3 Y T4 (w_4 Y w_3),

$$I_{C1} = I_{D3} \Rightarrow I_{C1} = \frac{I_0}{2} = 100 \mu A$$

$$I_{D3} = K_3 \frac{w_3}{L_3} ((V_{GS3} - V_{T3})^2 = I_s e^{V_{BE1}/V_{TH}}$$

$$I_{D4} = K_4 \frac{w_4}{L_4} ((V_{GS4} - V_{T4})^2 = I_{s2} e^{V_{BE2}/V_{TH}}$$

$$V_{OFF} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_{TH} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_s} / \frac{I_{s2}}{I_{C2}} \right)) ?$$

$$\text{Considerar: } I_s = I_{s2} \quad (V_{OFF} = V_{TH} \ln (I_{C1}/I_{C2}))$$

$$(V_{OFF} = V_{TH} \ln \left[\frac{K_3 w_3 / L_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2}{K_4 w_4 / L_4 (V_{GS4} - V_{T4})^2} \right])$$

$$(V_{OFF} = V_{TH} \ln \left[\frac{w_3 / w_4} \right]; \quad \frac{w_3 - w_4}{w_3} \leq S)$$

$$\boxed{(V_{OFF2} = 0,6 mV)}$$

$$J - \frac{w_4}{w_3} \leq S$$

$$w_4/w_3 \geq J - S = 0,98$$

$$\frac{w_3}{w_4} \leq J,02$$

OFFSET TOTAL:

$$(V_{OFF_{TOT}} = V_{OFF1} + V_{OFF2})$$

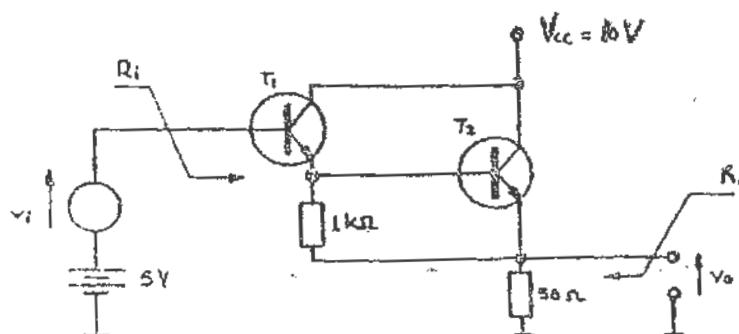
$$\boxed{(V_{OFF_{TOT}} = 1mV)}$$

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

1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal), calcular (suponiendo $\beta = 200$; $r_x \rightarrow 0$; $V_A \rightarrow \infty$; $f_T = 300\text{MHz}$; $C_{\mu} \approx 1\text{ pF}$):

a) Los puntos de reposo. Las expresiones *por inspección* y sus valores, de las resistencias de entrada y salida, y la amplificación de tensión $A_v = v_o/v_i$.

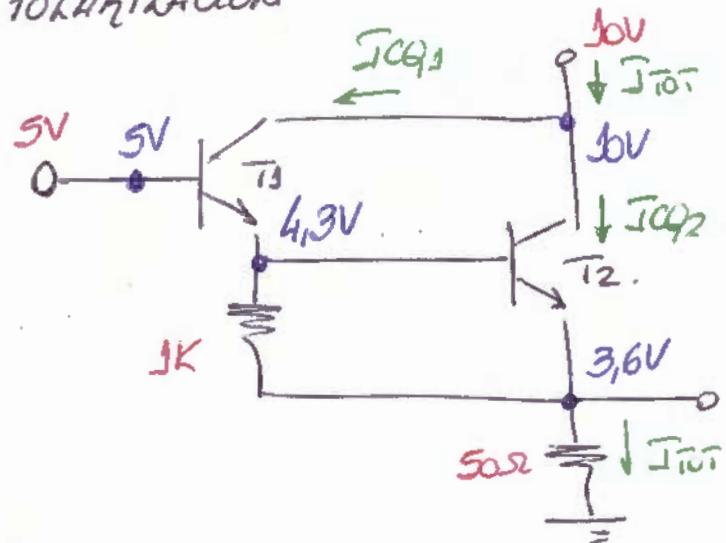
b) Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa. ¿Qué utilidad tiene esta etapa?



2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con NMOSFET inducidos (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente cascode con MOSFET (T_5-T_6 y T_7-T_8), de $R_{ref} = 20\text{ k}\Omega$ conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD} = \pm 12\text{ V}$. **Los transistores son idénticos** y se conocen todos sus parámetros ($|V_T| = 1\text{ V}$; $|k'| = 1\text{ mA/V}^2$; $W/L = 1$; $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$)

- a) Obtener los puntos de reposo, justificando por inspección el valor de la tensión de salida V_{OQ} .
- b) Obtener *por inspección*, justificando el procedimiento, el valor de las amplificaciones de tensión para modo diferencial y común para la salida simple convencional. Definir y obtener la RRMC en veces y en dB. ¿Cómo influyen los desapareamientos en su valor?
- c) Obtener el rango de tensión de modo común. ¿Cuál es su utilidad? $\rightarrow P_{reg}$
- d) Definir y obtener la tensión de Offset para un desapareamiento entre $W_{(T1)}$ y $W_{(T2)}$ del 2%. $\rightarrow VER$

1) POLARIZACIÓN



$$I_{TOT} = I_{CQ2} + I_{BQ2} + I_{CQ1}$$

$$I_{TOT} = I_{CQ2} + \frac{I_{CQ2}}{\beta} + I_{CQ1}$$

$$I_{TOT} = I_{CQ2} + I_{CQ1} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

$$I_{TOT} = \frac{5V - 3,6V}{50\Omega} = 72mA$$

$$I_{CQ2} = \frac{V_{BEQ2}}{\beta} = 0,7mA$$

$$I_{CQ1} = 72mA - 0,7mA = 71,3mA$$

$$I_{JK} = \frac{V_{BEQ2}}{R_{JK}} = 0,7mA$$

$$I_{CQ1} = I_{JK} + I_{BQ2} = I_{JK} + \frac{I_{CQ2}}{\beta}$$

$$\Rightarrow I_{TOT} = I_{JK} + I_{CQ2} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \Rightarrow I_{CQ2} = 70,95mA$$

$$\Rightarrow I_{CQ1} = 7,05mA$$

$$g_{m1} = 4mA$$

$$r_{ds1} = 4k\Omega$$

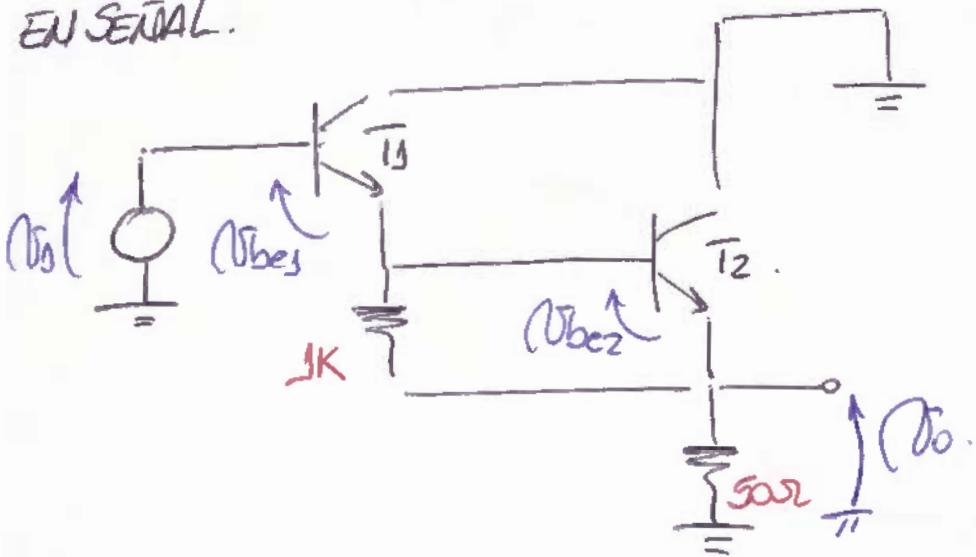
$$C_{ds1} = 21,3pF$$

$$g_{m2} = 2,84$$

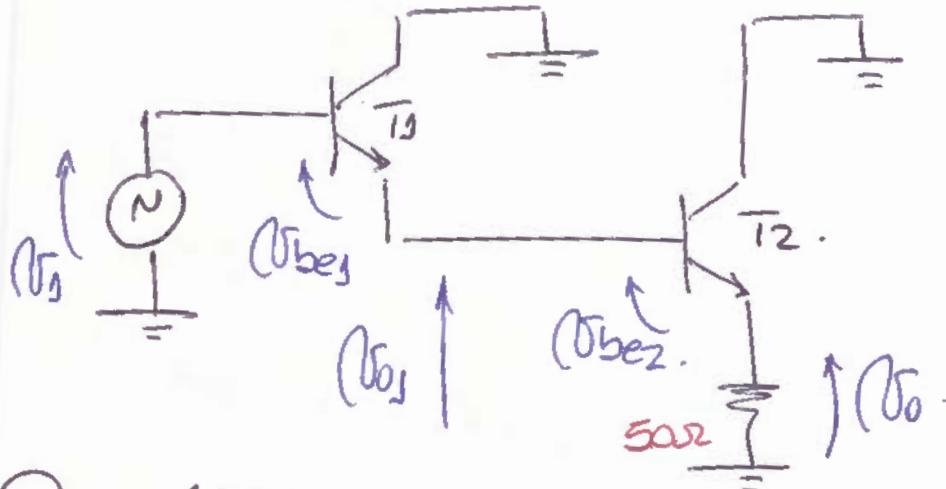
$$r_{ds2} = 70,5\Omega$$

$$C_{ds2} = 1,51pF$$

EN SEÑAL.



TUERO CONSIDERAR:



DONDE AHORA:

$$R_{\bar{A}_2}^* = R_{\bar{A}_2} \parallel 1K \approx 66.52.$$

$$\Rightarrow \beta_2^* = g_m m_2 R_{\bar{A}_2}^* \approx 187.$$

$$R_i = R_{\bar{A}_1} + \beta [R_{\bar{A}_2}^* + \beta_2^* 50\Omega]. \Rightarrow \boxed{R_i = 19752}$$

$$R_o = R_{OE} \parallel 50\Omega.$$

$$\hookrightarrow R_{OE} = \frac{R_{\bar{A}_2}^* + R_{ds}}{\beta_2^*} \approx 0,4852.$$

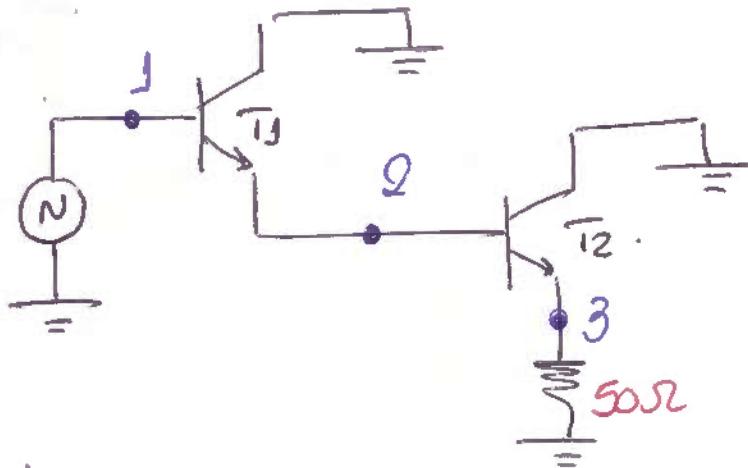
$$\Rightarrow \boxed{R_o = 0,4852.}$$

$$A(V_{DS}) = \frac{V_{DS}}{V_S} = \frac{i_{C1} \cdot (R_{\bar{A}_2}^* + \beta_2^* 50\Omega)}{i_{C1} (R_{\bar{A}_2}^* + \beta_2^* 50\Omega) + V_{B1}} = 0,997.$$

$$A(V_{DS}) = \frac{V_{DS}}{V_{DS}} = \frac{i_{C2} 50\Omega}{i_{C2} 50\Omega + V_{B2}} = 0,993.$$

$$\Rightarrow \boxed{A(V_{TOT}) = 0,99}$$

b)



$$\left. \begin{aligned} 1) \quad R_{eq} &= r_{\pi_3} + \beta \left[\dots \right] = R_i = 1,97 \Omega \\ C_{eq} &= C_p + C_{\pi_3} (1 - A(\Omega_1)) = 1,06 \text{ pF} \end{aligned} \right\} \beta \approx 9 \text{ ms.}$$

$$2) \quad R_{eq} = r_{ds} \parallel \left(r_{\pi_2}^* + \beta_2^* 50 \Omega \right) = 24 \Omega \parallel 94,16 \Omega \approx 24 \Omega.$$

$$C_{eq} = C_p + C_{\pi_2} \left(1 - A(\Omega_2) \right) + C_{\pi_3} \left(1 - \frac{\beta_{p1}}{\beta_{eq_2}} \right)$$

$$C_{eq} = C_p + C_{\pi_2} \left(1 - A(\Omega_2) \right) + C_{\pi_3} (1 - 0)$$

$$C_{eq} = C_p + C_{\pi_2} \left(1 - A(\Omega_2) \right) + C_{\pi_3} \approx 33 \text{ pF.}$$

$$\Rightarrow \beta = 0,792 \text{ ms.}$$

$$3) \quad R_{eq} = R_0 = 0,48 \Omega.$$

$$C_{eq} = C_{\pi_2} \left(1 - \frac{r_{ds}}{r_{\pi_2}^* + r_{ds}} \right) = 1,33 \text{ nF.}$$

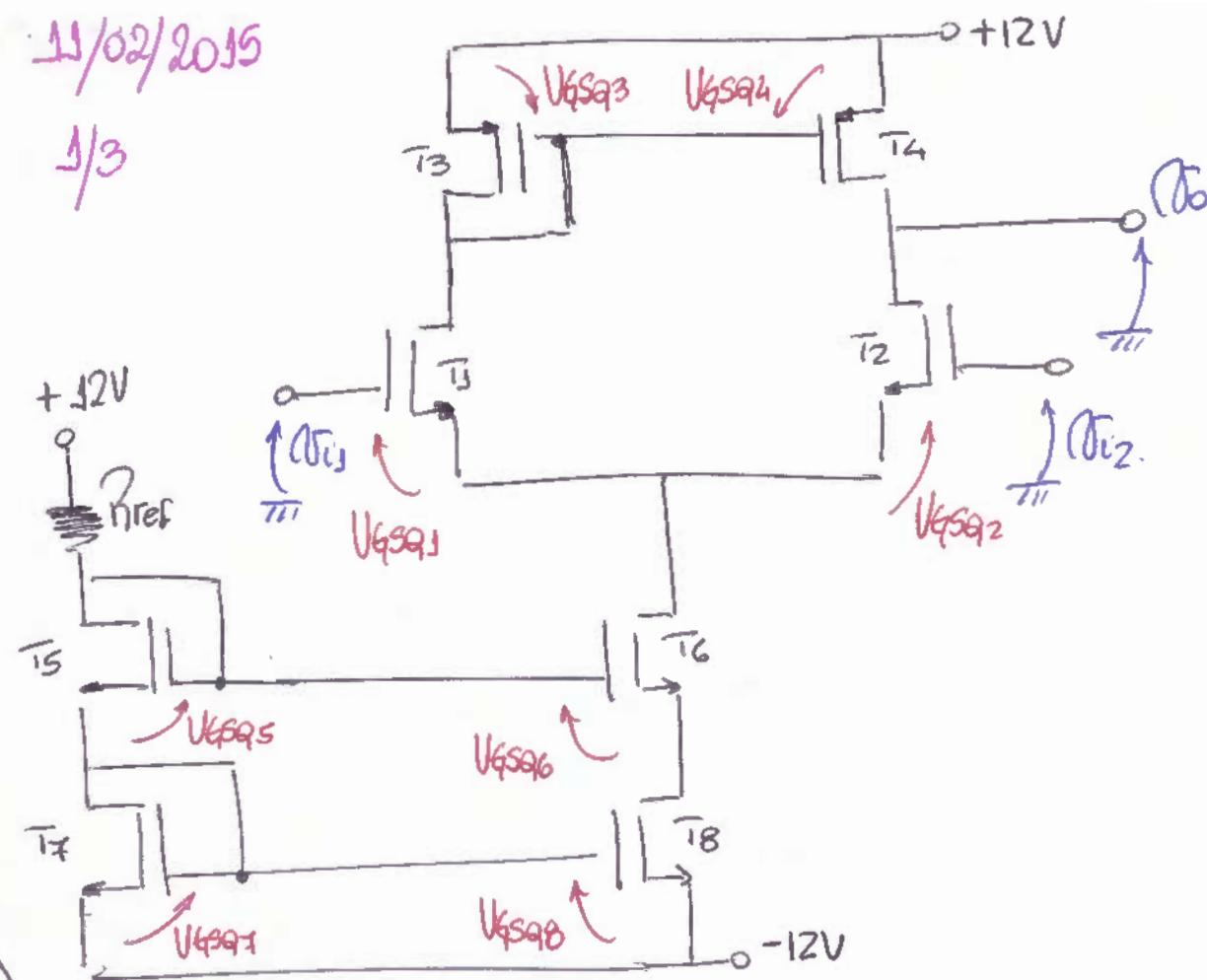
$$\Rightarrow \beta = 0,53 \text{ ms.}$$

\Rightarrow Liniärer EINODD ①

$$f_h = 79,57 \text{ Hz.}$$

11/02/2015

5/3



$$\begin{aligned}
 R_{\text{ref}} &= 20 \text{ k}\Omega \\
 |V_T| &= 5 \text{ V} \\
 K' &= 1 \text{ mA/V} \\
 W/L &= 5 \\
 \lambda &= 0,01 \text{ V}
 \end{aligned}$$

a)

$$12 \text{ V} - I_{\text{ref}} 20 \text{ k} - V_{65Q5} - V_{65Q7} - (-12 \text{ V}) = 0.$$

.) DADO QUE $I_{65Q5} = I_{65Q7}$; Y LOS TRANSISTORES SON IDÉNTICOS:

$$V_{65Q5} = V_{65Q7}$$

$$\Rightarrow V_{65Q5} = 12 \text{ V} - 10 \text{ k} I_{\text{ref}}$$

$$I_{65Q5} = K' \frac{W}{L} (U_{65Q5} - V_T)^2 = K' \frac{W}{L} (12 - 10 \text{ k} I_{\text{ref}} - 5)^2; I_{65Q5} = I_{\text{ref}}$$

$$1000 I_{\text{ref}} = 12 + 100 \times 10^6 I_{\text{ref}}^2 - 220 \text{ k} I_{\text{ref}}.$$

$$\sim -2 \cdot (-16) \cdot 10^{-12} (\text{mA}) + 12$$

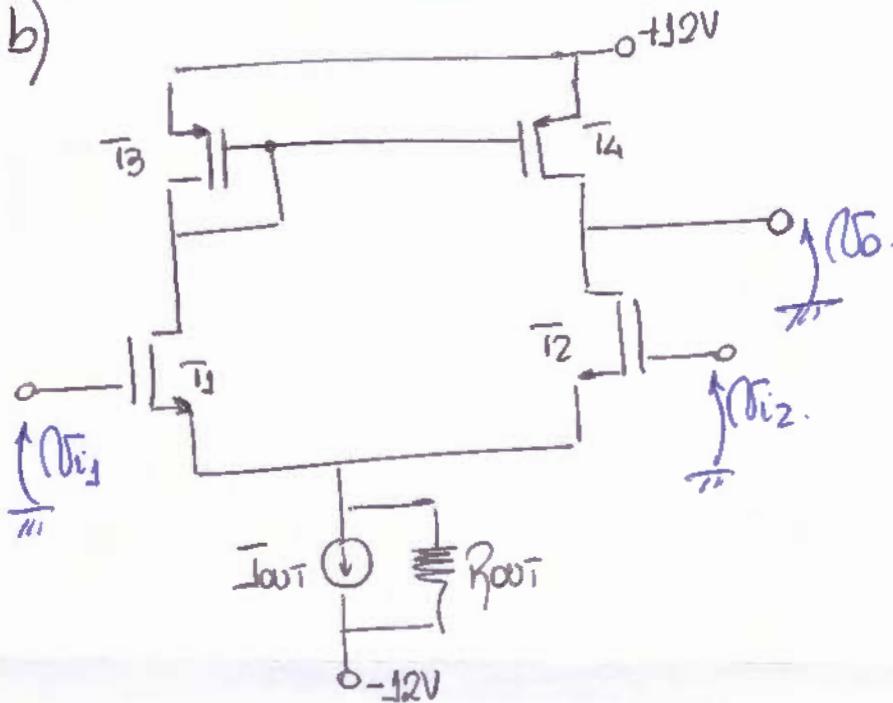
$$\rightarrow V_{65Q5} = 0 \text{ V} \rightarrow V_{65Q5} = 0 \text{ V} \times$$

$$I_{DQ_1} = I_{DQ_2} = 0,5 \text{ mA} \Rightarrow g_{m1-4} = 1,4 \text{ mA/V} \quad r_{ds1-4} = 200 \text{ k}\Omega$$

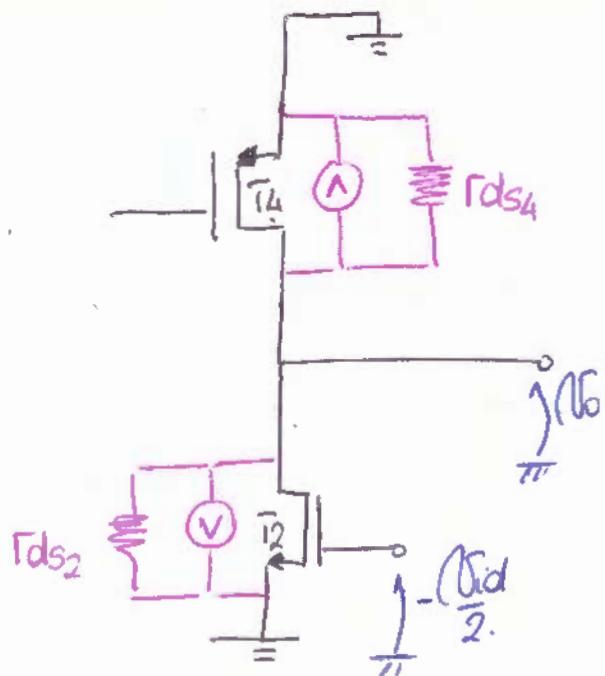
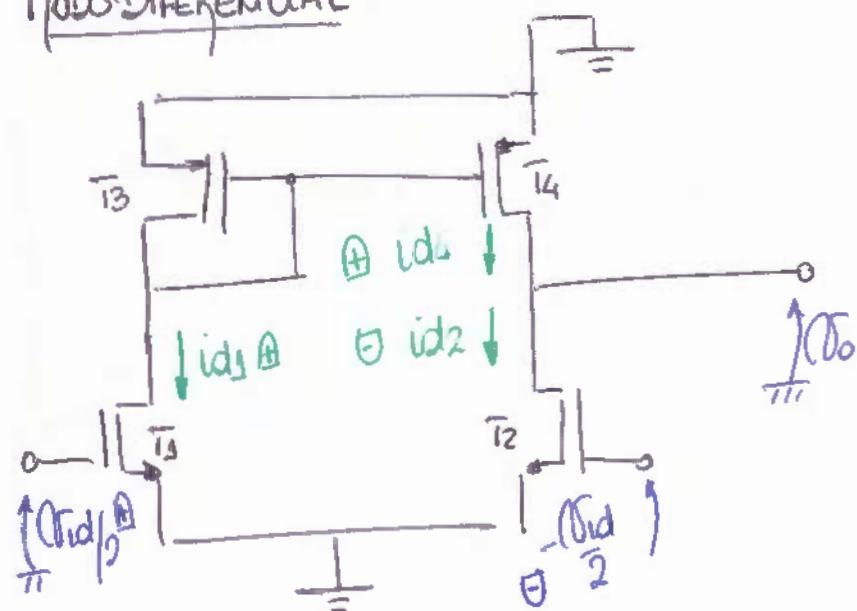
$$\hookrightarrow V_{GSQ_1} = V_{GSQ_2} = 1,7 \text{ V} \Rightarrow V_{GSQ_3} = V_{GSQ_4} = -1,7 \text{ V}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{OQ} = 12 \text{ V} - 1,7 \text{ V} = 10,3 \text{ V}}$$

b)



MODO DIFERENCIAL



PAR CORRIENTES:

$$g_{m1} (V_{GS2} + g_{m4} V_{GS4}) + \frac{(i_d)}{r_{ds2} // r_{ds4}} = 0. \quad ; \quad i_{d2} = -i_{d1}$$

$$\therefore V_{GS4} = V_{GS3} = -i_{d1} r_{d3}$$

$$gm_2(V_{gs2} - id_1 gm_4 r_{ds3}) + \frac{(V_o)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0.$$

2/3

$$gm_2(V_{gs2} - id_1 \cancel{gm_3} \frac{1}{gm_3} + \frac{(V_o)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0.$$

$$gm_2(V_{gs2} - gm_1(V_{gs1}) + \frac{(V_o)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0.$$

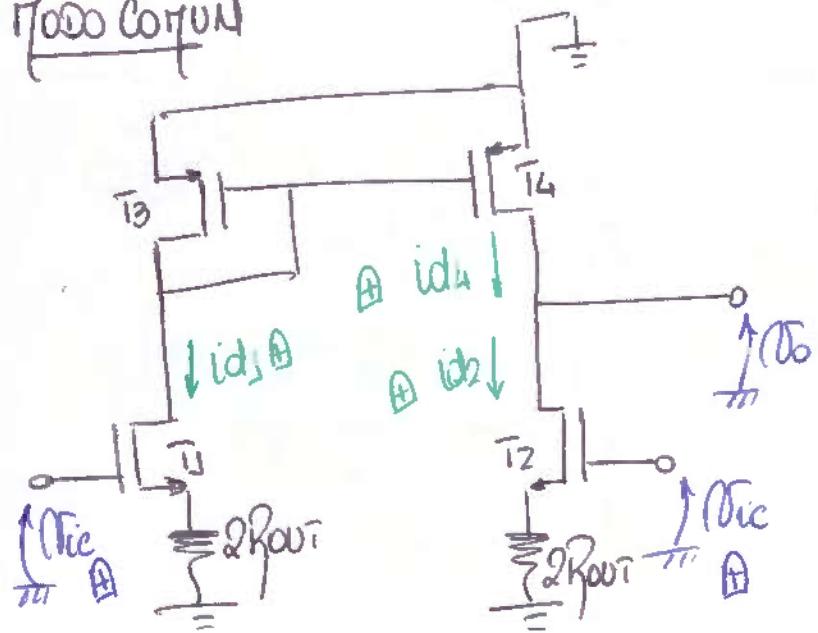
$$gm_{1,2}(V_{gs2} - V_{gs1}) + \frac{(V_o)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0.$$

$$\begin{cases} V_{gs2} = -(\text{Vid}/2) \\ V_{gs1} = (\text{Vid}/2) \end{cases} \Rightarrow gm_{1,2}(-(\text{Vid})) + \frac{(V_o)}{r_{ds2}/r_{ds4}} = 0.$$

$$A_{\text{vid}} = \frac{(V_o)}{(\text{Vid})} = gm_{1,2}(r_{ds2}/r_{ds4}).$$

$$\boxed{A_{\text{vid}} = 140.}$$

modo común



$$\bullet) id_3 = id_2.$$

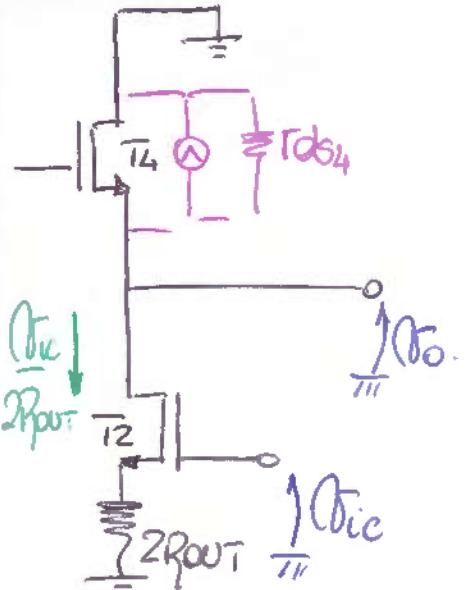
Ric = $r_{gs1} + \beta_{FET} 2R_{out}$

$$R_{ic} = r_{gs1} + gm_1 r_{gs1} 2R_{out}$$

$$R_{ic} = r_{gs1} + r_{gs1} 2gm_1 R_{out}$$

EL 2^{do} TÉRMINO ES "2gm₁R_{out}" VECES MÁS GRANDE QUE EL PRIMERO. ENTONCES PUEDE CONSIDERAR QUE V_{ic} CAE PRACTICAMENTE EN "2R_{out}" Y POR ELENDE:

$$id_3 = V_{ic}/2R_{out}$$



CORRIENTES:

$$g_{m4} \frac{V_{gs4}}{2R_{out}} + \frac{I_{ic}}{2R_{out}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0.$$

$$g_{m3} \frac{V_{gs3}}{2R_{out}} + \frac{I_{ic}}{2R_{out}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0.$$

$$g_{m3} (-I_{ds} (r_{d3} // r_{ds3})) + \frac{I_{ic}}{2R_{out}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0.$$

$$-I_{ds} g_{m3} \frac{r_{d3} \cdot r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} + \frac{I_{ic}}{2R_{out}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0.$$

$$-\frac{I_{ic}}{2R_{out}} \frac{r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} + \frac{I_{ic}}{2R_{out}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{ic}}{2R_{out}} \left\{ 1 - \frac{r_{ds3}}{r_{d3} + r_{ds3}} \right\} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0. \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{ic}}{2R_{out}} \left\{ \frac{r_{d3}}{r_{d3} + r_{ds3}} \right\} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0. \end{array} \right.$$

$$\frac{I_{ic}}{2R_{out}} \frac{r_{d3}}{r_{ds3}} + \frac{V_o}{r_{ds4}} = 0$$

$$A_{OC} = \frac{V_o}{I_{ic}} = -\frac{r_{d3}}{2R_{out}} \Rightarrow \boxed{A_{OC} = -\frac{1}{28000}}$$

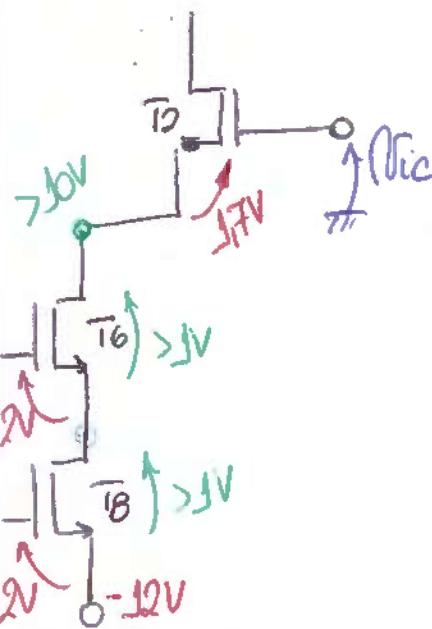
$$RR_{TC} = \left| \frac{A_{OC}}{A_{OD}} \right| = 28.000 \cdot 140 \Rightarrow \boxed{RR_{TC} = 3.920.000}$$

$$\boxed{RR_{TC} \approx 132}$$

c) R_{TMC} ~ RANGO DE TENSIÓN DE FUEDO COMÚN

↳ ES EL RANGO DE TENSIÓN QUE ME ASEGURA QUE TODOS LOS TRANSISTORES TRABAJEN EN LA ZONA LINEAL. 3/3

VALOR MÍNIMO:



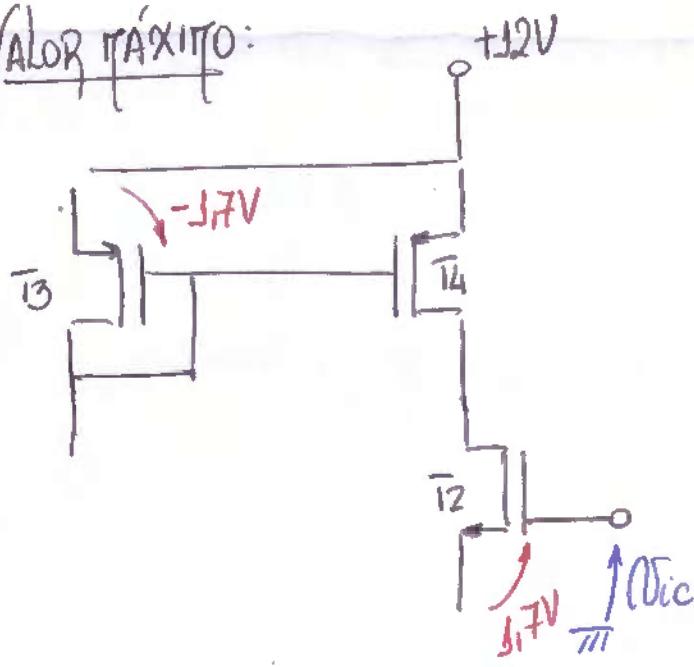
$$V_{D6} > V_{GS6} - V_T = 1V$$

$$V_{D2} > V_{GS2} - V_T = 1V$$

$$\Rightarrow V_{D6} = V_{S2} > -10V$$

$$\underbrace{V_{S2}}_{>-10V} + \underbrace{V_{GS2}}_{1,7V} = \overline{I_{ic}}$$
$$\Rightarrow \boxed{\overline{I_{ic}} > -8,3V}$$

VALOR MÁXIMO:



$$V_{D6} > V_{GS6} - V_T$$

$$V_{D6} > 1,7V - 1V = 0,7V$$

$$V_{D2} - V_{S2} > 0,7V$$

$$12V + (-1,7V) - V_{S2} > 0,7V$$
$$V_{S2} < 9,6V$$

$$\therefore V_{S2} + V_{GS2} = \overline{I_{ic}}$$

$$\Rightarrow \overline{I_{ic}} - V_{GS2} < 9,6V$$

$$\boxed{\overline{I_{ic}} < 11,3V}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_{TMC}: -8,3V < \overline{I_{ic}} < 11,3V}$$

$$d) \quad V_{OFF} = (V_{GS1} - V_{GS2}) ; \quad I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$\hookrightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K' \frac{W}{L}}} + V_T$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_D}{K'_1 \frac{W_1}{L_1}}} + V_{T_1} - \sqrt{\frac{I_D}{K'_2 \frac{W_2}{L_2}}} - V_{T_2}$$

• DESAPARECIMIENTO SOLO ENTRE W_1 Y $W_2 \Rightarrow \begin{cases} V_{T_1} = V_{T_2} \\ L_1 = L_2 \\ K'_1 = K'_2 \end{cases}$

• EL OFFSET SE APLICA PARA LOGRAR: $I_{D1} = I_{D2}$

$$\Rightarrow V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{L_1}{L_1}}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{W_2}{W_1}}} \right\}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{L_1}{L_1}}} \frac{1}{\sqrt{W_1}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{W_2}{W_1}}} \right\}; \quad \frac{W_2 - W_1}{W_1} = S = 0,02$$

$$\frac{W_2}{W_1} = 1 + S$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{W_1}{L_1}}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+S}} \right\} \quad | \sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} \text{ (x pequeño)}$$

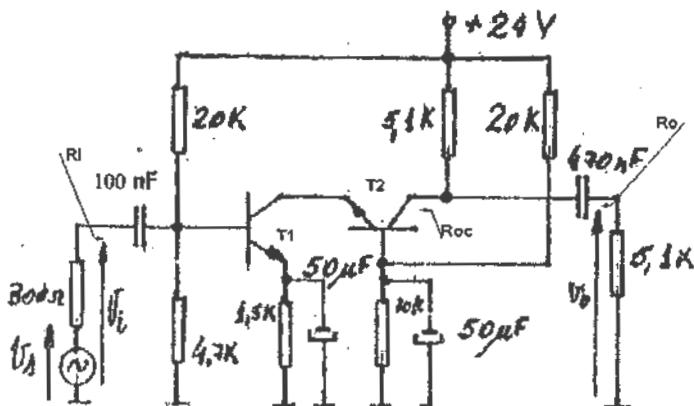
$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{W_1}{L_1}}} \left\{ 1 - \frac{1}{1+S/2} \right\}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{W_1}{L_1}}} \cdot \frac{S/2}{1+S/2} \approx \sqrt{\frac{I_{D1}}{K'_1 \frac{W_1}{L_1}}} \cdot \frac{S}{2}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{OFF} = 7 \text{ mV}}$$

P/F56 cop. 25

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

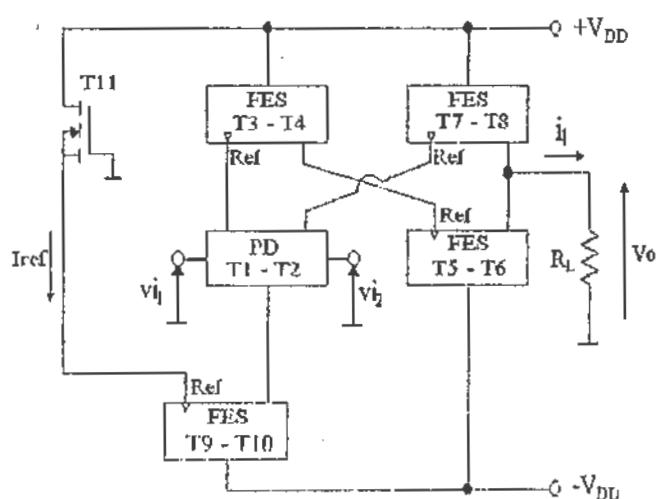


1. Para el siguiente amplificador ($T_1 = T_2$: $\beta = 100$; $V_A = 100$ V; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 300$ MHz; $C_{\mu} = 1$ pF)

a) Definir, obtener por inspección y calcular A_v , R_i , R_o , A_{vs} a frecuencias medias.

b) Justificar cualitativamente cuál será el nodo potencialmente dominante para la respuesta en altas frecuencias. Obtener la f_h a partir de dicho nodo.

c) Si se desconecta el capacitor de desacople de la base de T_2 , ¿varía f_h ? varía f_l ? Justificar.



2 - a) Hallar las corrientes de reposo y las tensiones contra común de los terminales de cada transistor (despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ).

b) Hallar $Gm_d = i_l / V_{id}$ $|V_{o=0}|$. Definir y hallar la R_o vista por la carga. Obtener $A_{vd} = V_o / V_{id}$.

c) Hallar $Gm_c = i_l / V_{ic}$ $|V_{o=0}|$ si se admite un despareamiento $|W_1 - W_2|/W_1 = \delta \ll 1$. Obtener $A_{vc} = V_o / V_{ic}$ y la correspondiente RRMC en dB.

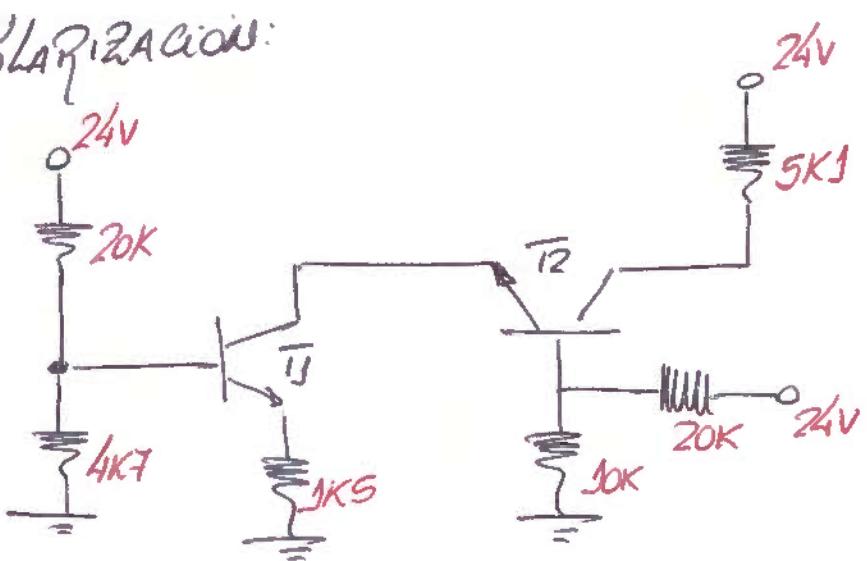
FES: Fuente Espejo Simple – PD: Par Diferencial.

MOSFETs de canal inducido (N ó P según corresponda) – (admitir source y sustrato unidos en cada transistor).

$$\pm V_{DD} = \pm 6 \text{ V}; |V_T| = 2 \text{ V}; |K'| = 100 \mu\text{A/V}^2; W/L = 2; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}; R_L = 10 \text{ k}\Omega.$$

Se definen: $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$ $V_{ic} = 0,5(V_{i1} + V_{i2})$.

1) POLARIZACION:



$$\begin{aligned}\beta &= 500 \\ V_A &= 500V \\ r_x &= 500\Omega \\ R_T &= 300\Omega \text{ Hz} \\ C_D &= 1\text{pF}\end{aligned}$$

$$U_{BQ_1} = 24V \frac{4k7}{4k7 + 20k} \approx 4,6V \Rightarrow U_{EQ_1} = U_{BQ_1} - 0,7V = 3,9V$$

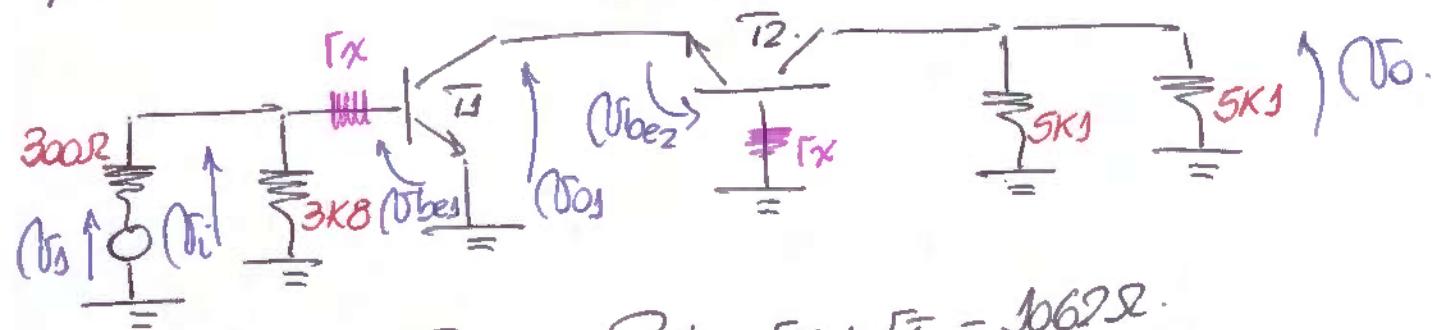
$$\Rightarrow I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = 2,6\text{mA}$$

$$\begin{aligned}\Rightarrow r_\pi &= 962\Omega \\ r_o &= 38,5\text{k}\Omega\end{aligned}$$

$$g_m = 104\text{mV}$$

$$\Rightarrow C_L = 54,2\text{pF}$$

a) A FRECUENCIAS MEDIDAS.



$$R_i = 3k8 \parallel R_{ib}; \quad R_{ib} = r_x + r_\pi = 1062\Omega$$

$$\Rightarrow | R_i = 830\Omega$$

$$R_{oC} = R_{o2} \left(1 + \beta \frac{r_{o1}}{r_{o1} + r_\pi + r_x} \right) \approx r_{o2} (1 + \beta) \approx r_{o2} \beta.$$

$$\Rightarrow R_o = R_{oC} \parallel 5k\Omega; \quad R_{oC} \gg 5k\Omega$$

$$\Rightarrow | R_o \leq 5k\Omega$$

$$A(\sigma_{TOT}) = A(\sigma_1) \cdot A(\sigma_2)$$

$$A(\sigma_1) = \frac{(\sigma_0)}{(\sigma_i)} = \frac{-ic \left(\frac{r_x + r_\pi}{\beta} \right)}{(r_{be1} + ic r_x)} = \frac{-ic \left(\frac{r_x + r_\pi}{\beta} \right)}{(r_{be1} + \frac{ic r_x}{\beta})}$$

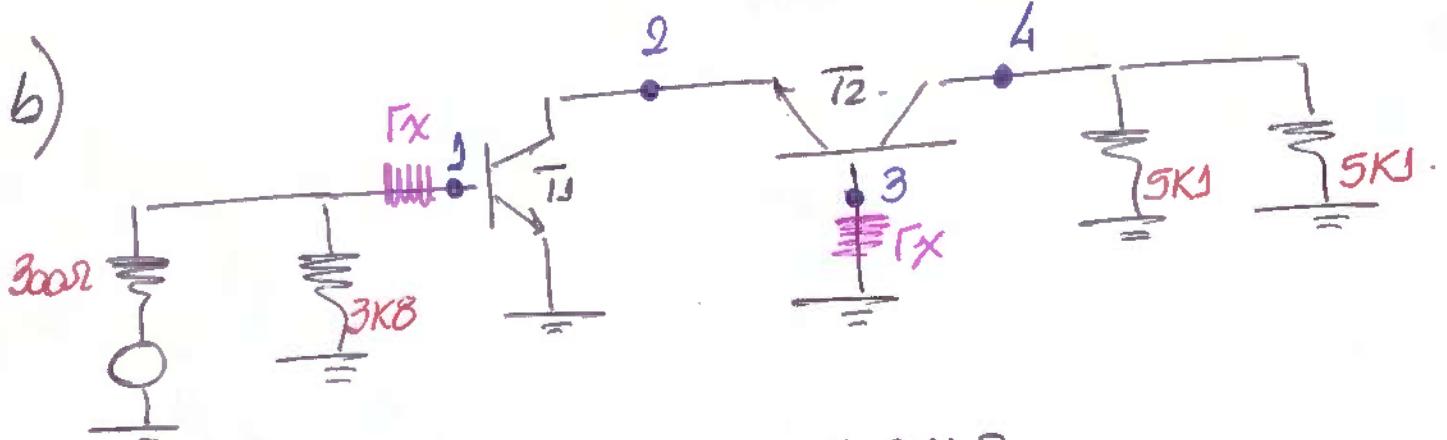
$$A(\sigma_2) = \frac{- \left(\frac{r_x + r_\pi}{\beta} \right)}{r_d + r_x/\beta} = -1$$

$$A(\sigma_2) = \frac{(\sigma_0)}{(\sigma_0)} = \frac{-ic \cdot 5KJ/2}{-ic r_x - (r_{be2})} = \frac{5KJ/2}{r_x/\beta + r_d} = 240$$

$$\Rightarrow \boxed{A(\sigma_{TOT}) = -240}$$

$$A(\sigma_0) = \frac{(\sigma_0)}{(\sigma_0)} = \frac{(\sigma_0) \cdot (\sigma_i)}{(\sigma_i) \cdot (\sigma_0)} = A(\sigma_{TOT}) \frac{(\sigma_i)}{(\sigma_0)}$$

$$A(\sigma_0) = A(\sigma_{TOT}) \frac{R_i}{R_i + 300\Omega} \Rightarrow \boxed{A(\sigma_0) \approx -176}$$



$$1) R_{eq} = [(300\Omega // 3k8) + r_x] // r_\pi \approx 273\Omega$$

$$C_{eq} = C_\pi + C_P \left(1 - \frac{-ic_1 \left(\frac{r_x + r_\pi}{\beta} \right)}{r_{be}} \right) = C_\pi + C_P 2,1$$

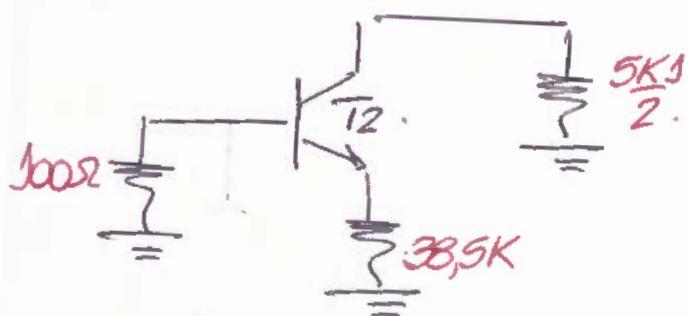
$$C_{eq} = 56,3 \text{ pF} \Rightarrow \beta = 15,26 \text{ ns}$$

$$2) R_{eq} = \frac{r_x + r_x}{\beta} = 50,62 \Omega$$

$$C_{eq} = C_p + C_x \left(1 - \frac{r_x}{r_x + r_x} \right) = C_p + C_x 0,906$$

$$C_{eq} \approx 50 \text{ pF} \Rightarrow \beta = 0,53 \text{ ns.}$$

$$3) R_{eq} = r_x = 500 \Omega.$$



$$C_{eq} = C_x \left(1 - \frac{i_c 38,5K}{i_c 38,5K + \beta i_b} \right) + C_p \left(1 - \frac{-i_c \frac{5KJ}{2}}{i_c 38,5K + \beta i_b} \right)$$

$$C_{eq} = C_x (1 - 0,999) + C_p (1 - 0,066).$$

$$C_{eq} \approx 1 \text{ pF} \Rightarrow \beta = 0,1 \text{ ns.}$$

$$4) R_{eq} = \frac{5KJ}{2} = 2550 \Omega. \quad \left. \right\} \beta = 2,55 \text{ ns.}$$

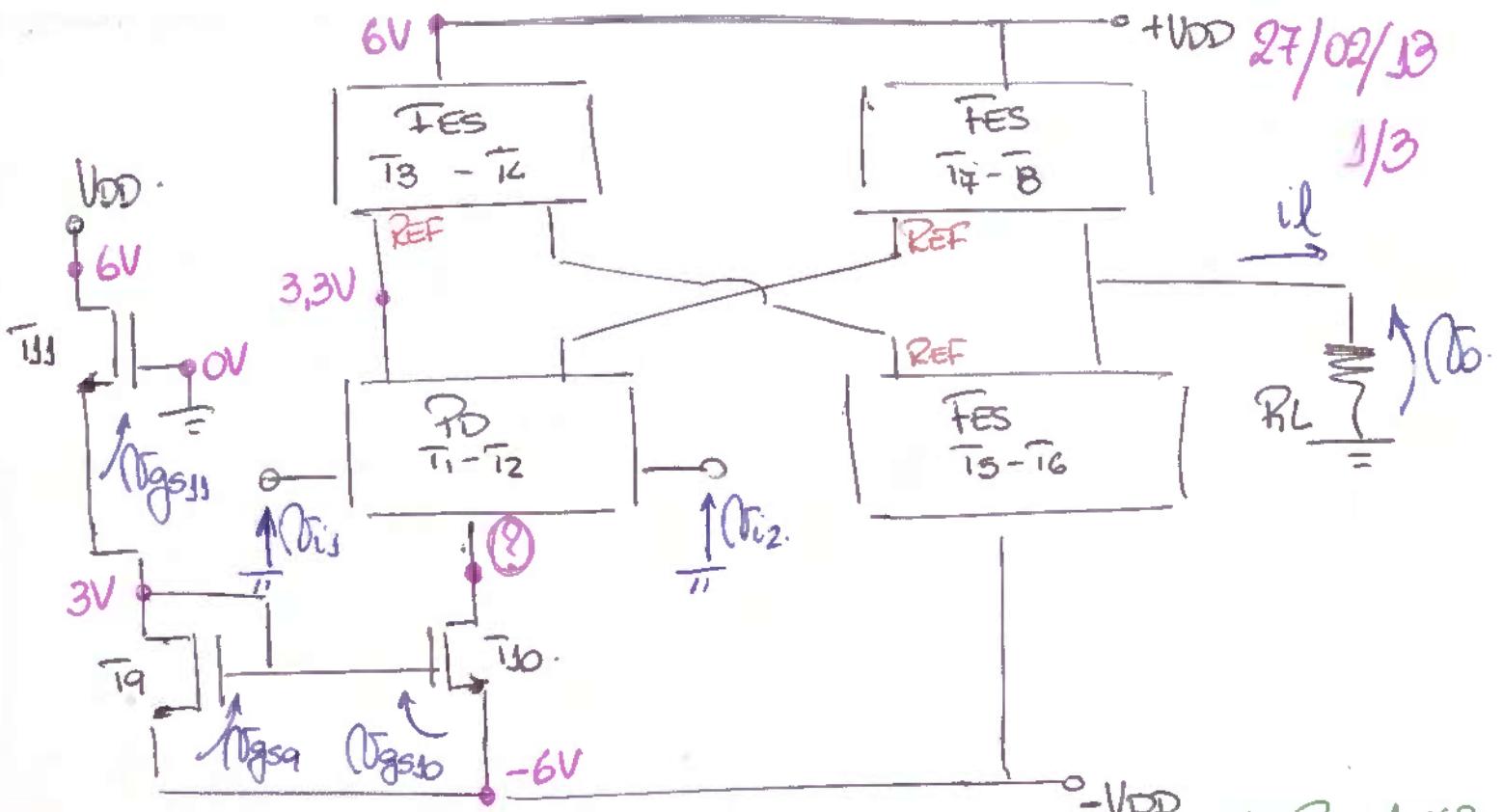
$$C_{eq} = C_p = 1 \text{ pF}$$

\Rightarrow NODO CORRIENTE ESEL ①

$$\boxed{f_h \approx 10,4 \text{ GHz.}}$$

27/02/13

1/3



$$\pm V_{DD} = \pm 6V ; |V_T| = 2V ; |K'| = 100 \mu A/V^2 ; W/L = 2 ; \lambda = 0,01 V^{-1} ; R_L = 50k\Omega$$

Por ser los transistores iguales y las corrientes también en la rama de referencia: $V_{GSQ11} = V_{GSQ30} = V_{GSQ11}$

$$\text{DE REFERENCIA: } V_{GSQ11} = V_{GSQ30} = V_{GSQ11} = 3V$$

$$\text{LUEGO: } -V_{DD} + V_{GSQ11} + V_{GSQ11} = 0 \Rightarrow V_{GSQ11} = V_{GSQ30} = V_{GSQ11} = 3V$$

$$\Rightarrow I_{DQ11} = I_{DQ30} = I_{DQ11} = 0,12mA \Rightarrow I_{DQ1} = I_{DQ2} = 0,12mA$$

$$I_{DQ3} = I_{DQ4} = I_{DQ1} = 0,12mA$$

$$\hookrightarrow V_{GSQ1} = V_{GSQ2} = 2,7V$$

$$\hookrightarrow V_{GSQ3} = V_{GSQ4} = -2,7V$$

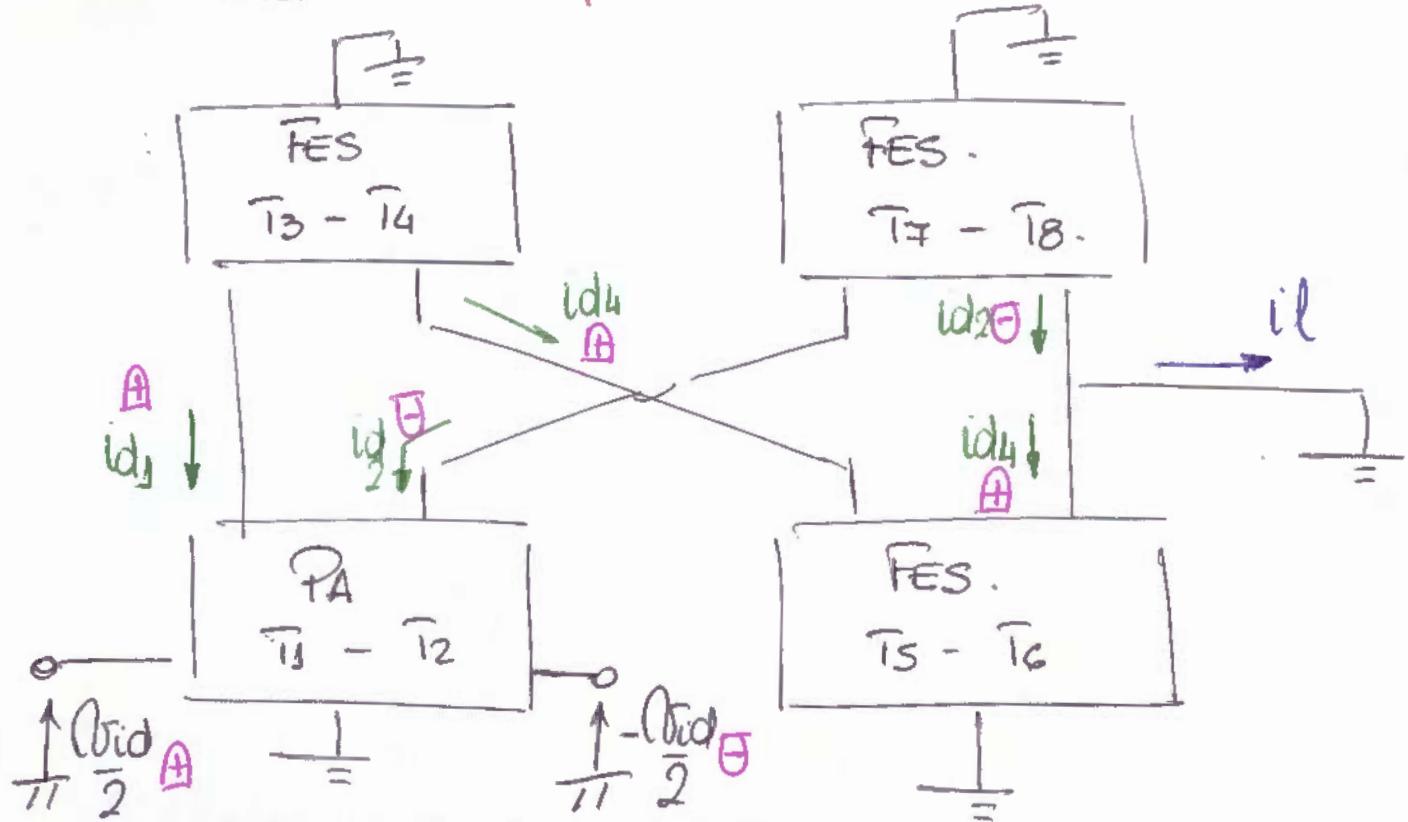
$$R_{out} = r_{ds30} ; r_{ds} = \frac{1}{2 \cdot I_{DQ}}$$

$$\Rightarrow R_{out} = 500k\Omega$$

$$r_{ds1A8} = 5752$$

$$\hookrightarrow g_{m1A8} \approx 0,22mA/V$$

$$b) g_{md} = \frac{i_l}{V_{id}} \Big| V_{dd} = 0 \quad \text{modo DIFERENCIAL!}$$



$$\Rightarrow id_2 = il + id_4 \Rightarrow il = id_2 - id_4 ; \text{ pero } id_4 = id_1$$

$$il = id_2 - id_1 ; \quad id = g_{m1} V_{gs}$$

$$\text{PARA } T_1: V_{gs1} = \frac{V_{id}}{2}$$

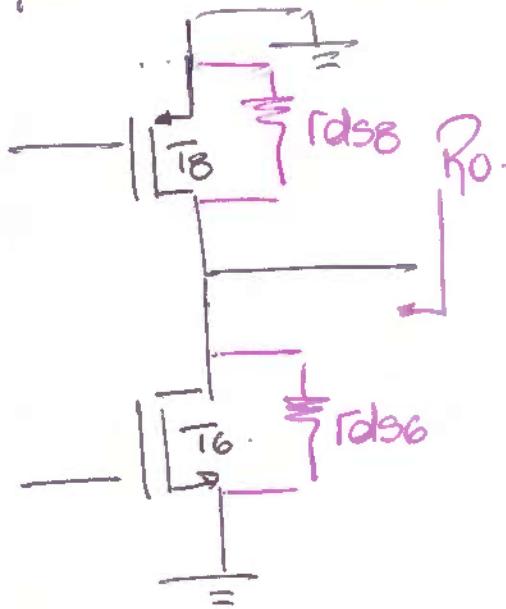
$$\text{PARA } T_2: V_{gs2} = -\frac{V_{id}}{2}$$

LUEGO:

$$il = g_{m2} \left(-\frac{V_{id}}{2} \right) - g_{m1} \left(\frac{V_{id}}{2} \right) ; g_{m1} = g_{m2}$$

$$il = -g_{m1} V_{id} \Rightarrow g_{md} = \frac{il}{V_{id}} = -g_{m1} = -92 \mu A/V.$$

RESISTENCIA DE SALIDA



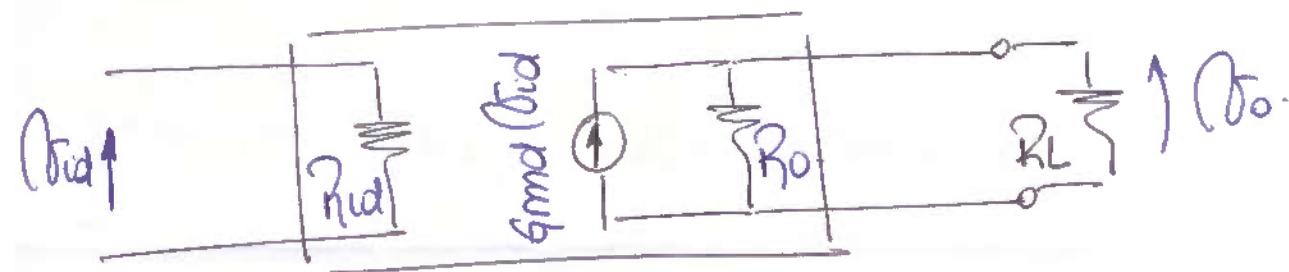
$$R_o = r_{ds6} // r_{ds8}$$

$$r_{ds6} = r_{ds8}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_o = \frac{r_{ds6}}{2} = 500K\Omega}$$

2/3

GANANCIA DE TODO DIFERENCIAL

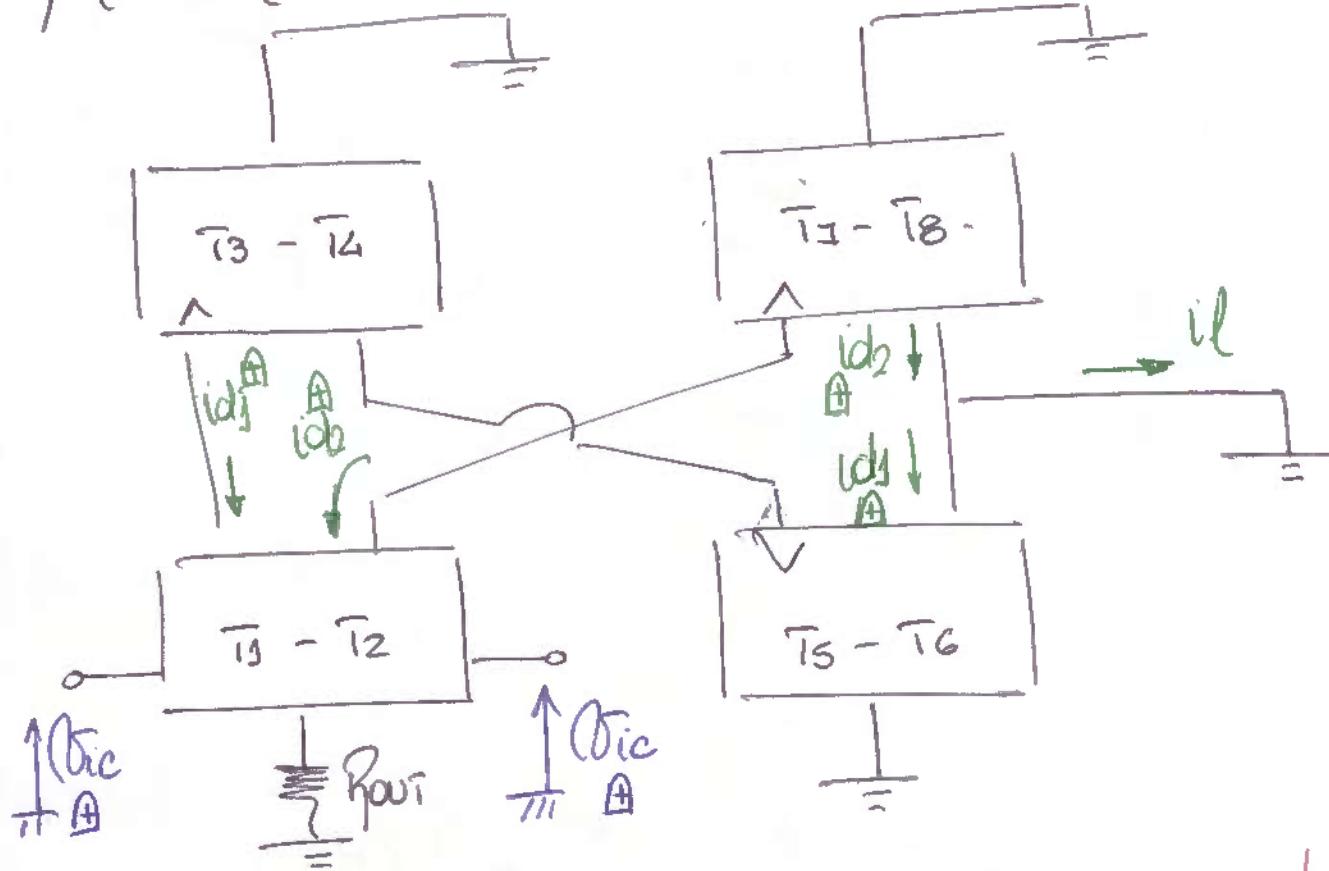


$$\Rightarrow (V_o = g_m d (V_id) (R_o // R_L))$$

$$A_{Vd} = \frac{V_o}{V_id} = g_m d (R_o // R_L); R_o \gg r_{L} \Rightarrow R_o // R_L \approx R_L$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{Vd} \approx g_m d R_L = -2}$$

c) Todo común!



$$id_2 = i_l + id_1$$

Si no hubiera despareamiento y las copias fueran ideales $\Rightarrow i_l = 0$ pues $id_1 = id_2$

$$i_l = id_2 - id_1$$

$$\begin{aligned} & \text{Diagram: } \text{A circuit diagram showing a node } T_3 \text{ connected to ground. A current } (T_{ic}) \text{ flows upwards through a resistor } 2R_{out}. \text{ From node } T_3, \text{ two paths lead to node } T_1-T_8: \text{ one path has a resistor } R_{out}, \text{ and the other path has a resistor } g_{ss1}. \\ & id_1 = g_{ss1} (T_{ic}) ; \quad (T_{gs1}) = (T_{ic}) \frac{g_{ss1}}{g_{ss1} + 32R_{out}} \\ & (T_{gs1}) = (T_{ic}) \frac{r_{gs1}}{r_{gs1} + g_{ss1} r_{gs1} 2R_{out}} \\ & (T_{gs1}) = \frac{(T_{ic})}{1 + 2g_{ss1}R_{out}} \\ & id_2 = \frac{g_{ss2}(T_{ic})}{1 + 2g_{ss2}R_{out}} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow id_1 = \frac{g_{ss1}(T_{ic})}{1 + 2g_{ss1}R_{out}} ; \quad id_2 = \frac{g_{ss2}(T_{ic})}{1 + 2g_{ss2}R_{out}}$$

LUEGO: $i_l = \frac{g m_2 \text{ (Dic)}}{1 + 2 g m_3 R_{out}} - \frac{g m_3 \text{ (Dic)}}{1 + 2 g m_3 R_{out}}$ 3/3

$$g_{mc} = \frac{i_l}{\text{Dic}} = \frac{g m_2}{1 + 2 g m_3 R_{out}} - \frac{g m_3}{1 + 2 g m_3 R_{out}}$$

$$g_{mc} = \frac{g m_2 - g m_3}{1 + 2 g m_{1,2} R_{out}} ;$$

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} |_Q = 2 K' \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_t)$$

$$\left| \frac{w_1 - w_2}{w_1} \right| = \delta \Rightarrow w_2 = w_1 (1 \pm \delta)$$

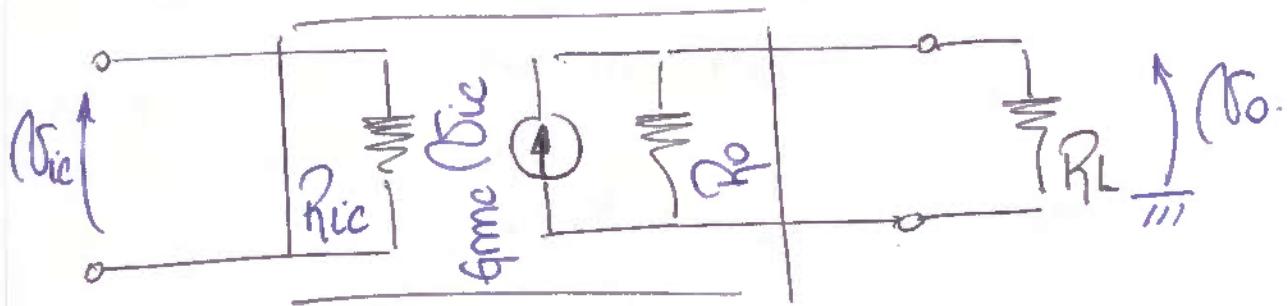
$$g_{m3} = 2 \frac{K'}{L} (V_{GSQ} - V_t) w_2 = 2 \frac{K'}{L} (V_{GSQ} - V_t) w_1 (1 \pm \delta)$$

$$g_{m2} = 2 \frac{K'}{L} \frac{w_1}{w_2} (V_{GSQ} - V_t) (1 \pm \delta) = g_{m2} (1 \pm \delta)$$

$$\hookrightarrow w_2 = w_1 (1 \pm \delta) \Leftrightarrow g_{m2} = g_{m3} (1 \pm \delta)$$

$$\Rightarrow g_{mc} = \frac{g_{m2} - g_{m3}}{1 + 2 g_{m3} R_{out}} = \frac{g_{m3} (1 \pm \delta) - g_{m3}}{1 + 2 g_{m3} R_{out}}$$

$$g_{mc} = \frac{(1 \pm \delta) - 1}{R_{ds} + 2 R_{out}} \Rightarrow \boxed{g_{mc} = \frac{\delta}{2 R_{out}}}$$



$$V_o = g_{mc} V_{ic} (R_o // R_L)$$

$$A_{OC} = \frac{V_o}{V_{ic}} = g_{mc} (R_o // R_L)$$

R_{FO} : $R_L \ll R_o \Rightarrow R_o // R_L \approx R_L$

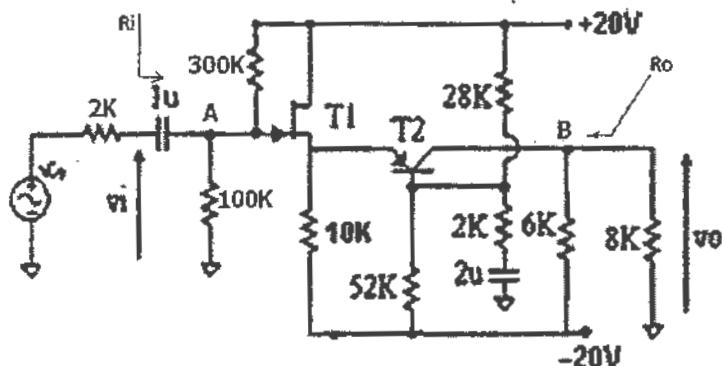
$$\Rightarrow | A_{OC} = g_{mc} R_L = \frac{s}{2R_{out}} R_L |$$

$$RR_{IC} = \left| \frac{A_{OC}}{A_{OC}} \right| = \left| \frac{g_{md}}{g_{mc}} \right| = \frac{g_{md} \cdot 2R_{out}}{s}$$

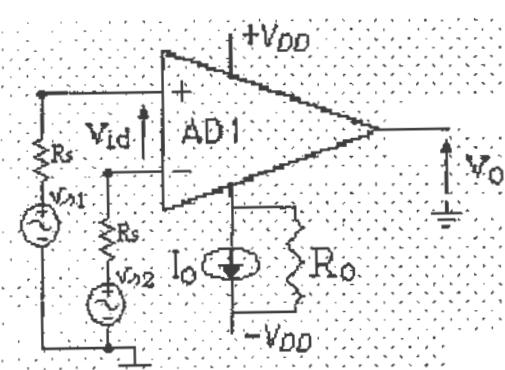
$$| RR_{IC} = 20 \log \left| \frac{g_{md} \cdot 2R_{out}}{s} \right| |$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; $\lambda = 0$; $f_T = 200MHz$; $C_p = 1pF$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$



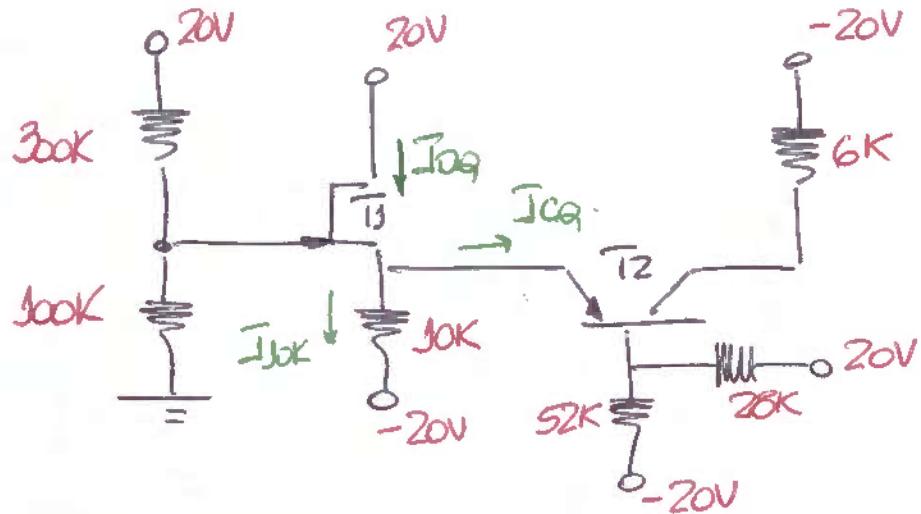
Analizar cualitativamente cuál podría considerarse el nodo dominante que determine el valor de f_h . Obtener f_h .



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

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

1) POLARIZACIÓN:



$$\begin{aligned} \beta &= 200; V_A \rightarrow \infty \\ r_x &= 500\Omega, I_{DSS} = 12mA \\ V_P &= -6V; R = 0 \\ P_T &= 200fHz \\ C_P &= 1pF \\ C_{GS} &= 5pF; C_{GD} = 1pF \end{aligned}$$

$$U_{GQ} = \frac{20V \cdot 100K}{100K + 300K} = 5V \quad ; \quad U_{BQ} = \frac{40V \cdot 52K}{52K + 20K} - 20V \\ U_{BQ} = 6V$$

$$\Rightarrow U_{SQ} = U_{EQ} = U_{BQ} + 0,7V = 6,7V$$

$$\Rightarrow I_{10K} = \frac{6,7V - (-20V)}{10K} = 2,67mA$$

AHORA BIEN:

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = 5V - 6,7V = -1,7V$$

$$\hookrightarrow I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{V_P} \right)^2 = 6,2mA$$

$$\Rightarrow I_{CQ} = 6,2mA - 2,67mA = 3,53mA$$

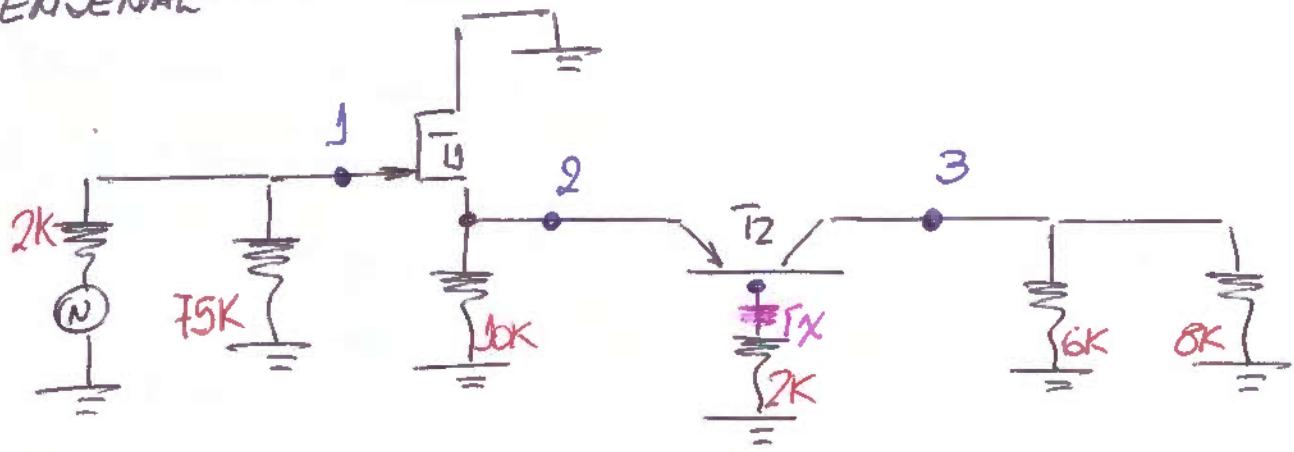
PÁRAMETROS:

$$g_{m1} = 17,2mA \quad r_{ds} \rightarrow \infty$$

$$g_{m2} = 14,2mA \quad r_0 \rightarrow \infty \quad r_\pi = 1K\Omega$$

$$C_L = 111pF$$

ENSEÑAL.



1) $R_{eq} = (75k \parallel 2k) \approx 2k$.

$$C_{eq} = C_{gd} + C_{gs} \left(1 - \frac{I_S}{I_{GP}} \right) ; \frac{V_G}{V_{GP}} = \frac{i_d (10k \parallel \frac{R_x + R_t + 2k}{\beta})}{i_d () + C_{gs}}$$

$$C_{eq} = 4,85 \text{ pF}$$

$$\frac{I_S}{I_{GP}} = 0,23$$

$$\hookrightarrow \tau = 9,7 \text{ ns}$$

2). $R_{eq} = R_{d_{FET}} \parallel \frac{R_x + R_t + 2k}{\beta} \stackrel{\rightarrow 0}{=} 13,8$.

$$C_{eq} = C_t \left(1 - \frac{2k + R_x}{2k + R_x + R_t} \right) + C_{gs} \left(1 - \frac{2k}{2k + C_{gs}} \right)$$

$$C_{eq} = C_t (1 - 0,6) + C_{gs} = 49,4 \text{ pF}$$

EL POCO DOMINANTE
ES EL ④

$$\Rightarrow \tau = 0,64 \text{ ns}$$

$$\hookrightarrow f_h = 1,36 \text{ MHz}$$

3) $R_{eq} = 6k \parallel 8k = 3k4$. } $\tau = 3,4 \text{ ns}$.
 $C_{eq} = C_P = 1 \text{ pF}$.

4) $R_{eq} = (R_x + 2k) \parallel (R_t + \beta R_{d_{FET}}) = 1k8$.

$$C_{eq} = C_P \left(1 - \frac{3k4}{58 + R_{d_{BS}}} \right) + C_t \left(1 - \frac{58}{58 + R_{d_{BS}}} \right) = 65 \text{ pF}$$
$$\Rightarrow \tau = 117 \text{ ns}$$

$$2) \quad V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2}$$

27/07/2016

$$\text{AHORA BIEN: } I_{D1} = K_j \frac{W_j}{L_j} (V_{GS1} - V_{Tj})^2$$

$$\hookrightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} + V_{Tj}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} + V_{Tj} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2 W_2 / L_2}} - V_{T2}$$

$$a) \quad \left| \frac{V_{T2} - V_{Tj}}{V_{Tj}} \right| = S ; \quad S \ll 1$$

$$\text{EL ÚNICO DESARROLLO ES EN } V_T \Rightarrow \begin{cases} K_j = K_2 \\ W_j = W_2 \\ L_j = L_2 \end{cases}$$

AL APLICAR V_{OFF} BUSCA QUE: $I_{D1} = I_{D2}$

$$\text{LUEGO: } V_{OFF} = V_{Tj} - V_{T2} = \Delta V_T = S V_{Tj} \quad ??? \text{ YA ESTÁ?}$$

$$b) \quad \text{EL ÚNICO DESARROLLO ES EN } W \Rightarrow \begin{cases} V_{Tj} = V_{T2} \\ L_j = L_2 \\ K_j = K_2 \end{cases}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2 W_2 / L_2}} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{W_j}} - \frac{1}{\sqrt{W_2}} \right\}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{W_2/W_j}} \right\} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+S}} \right\}$$

PARA $S \ll 1 \Rightarrow \sqrt{1+S} \approx 1 + S/2$.

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \left\{ 1 - \frac{1}{1+S/2} \right\} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \left\{ \frac{S/2}{1+S/2} \right\}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_j W_j / L_j}} \cdot \frac{S}{2} \quad ?$$

P/ Fotocopia ✓

66.08 - 8010

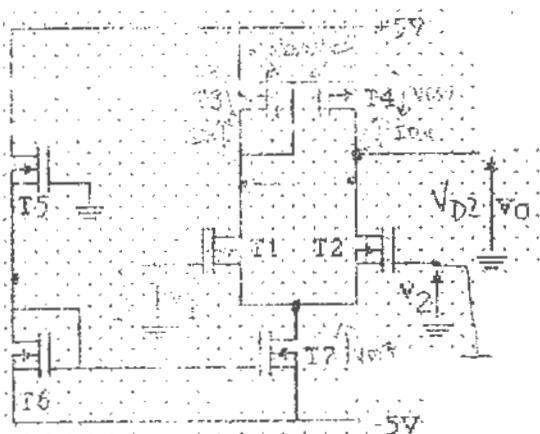
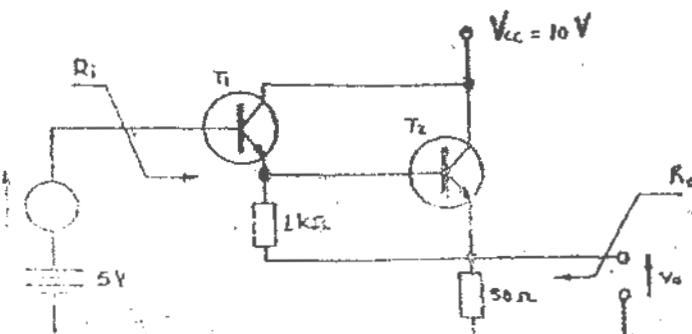
Eval. integradora - 1/2016 - 3era fecha 20/07/16

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

- 1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal):

Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa.

$$\beta = 200; r_x \rightarrow 0; V_A \rightarrow \infty; f_T = 300\text{MHz}; C_\mu \approx 1\text{ pF}$$



2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1.5V$; $k' = 100\mu\text{A}/\text{V}^2$;
 $\lambda = 0.01\text{V}^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 10$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$.

- a) Definir y obtener la RRMC en dB.
 b) Definir y obtener los valores del rango de tensión de modo común.

$V_{DS2} > V_{DS1}$

AB5

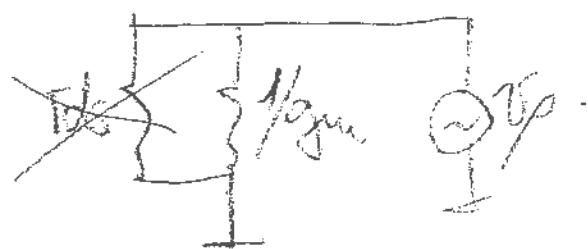
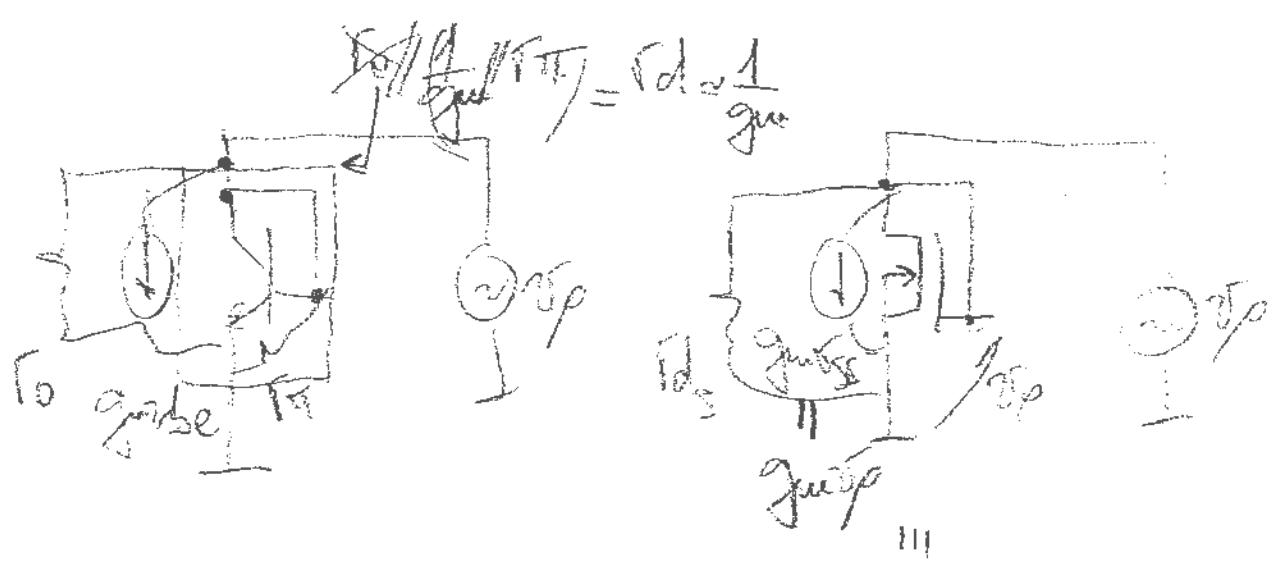
$$\left. \begin{array}{l} V_{DS2} > V_{DS1} \\ V_{GS2} = V_{GS1} \end{array} \right\} \Rightarrow I_{D2} > I_{D1}$$

$V_{DS4} < V_{DS3}$

$$\left. \begin{array}{l} V_{GS4} = V_{GS3} \end{array} \right\} \Rightarrow I_{D4} < I_{D3}$$

$I_{D2} = I_{D3}$ $I_{D3} = I_{D4}$

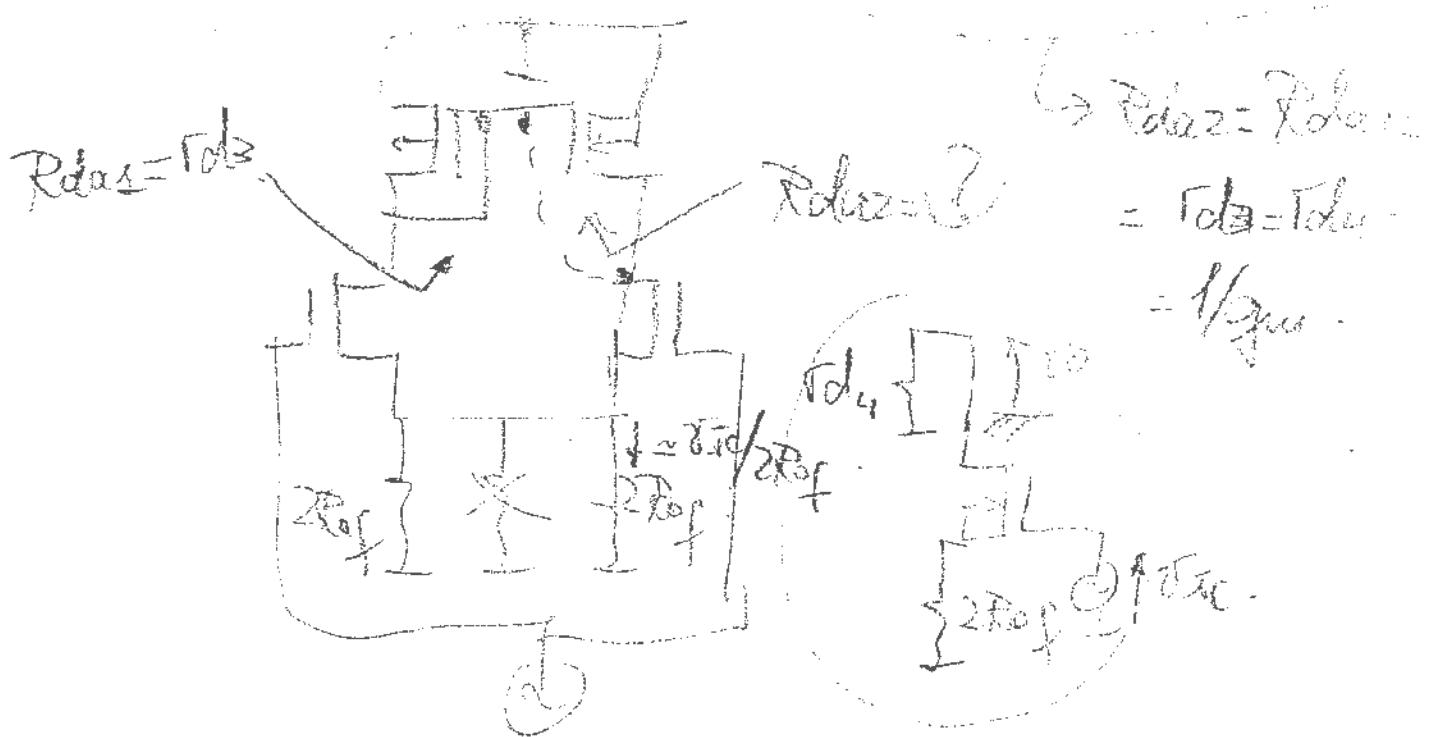
$$V_{DS2} = V_{DS1}$$



$$V_{DC} \Rightarrow \cancel{V_{DSS}} = V_{DS2} + t \rightarrow \text{extinction conditions PE}$$

values totales

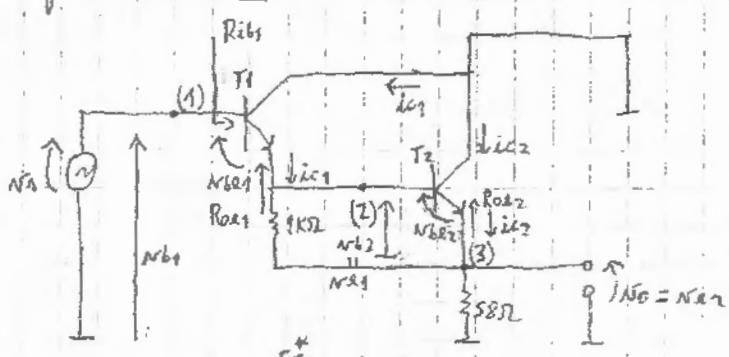
$$\begin{aligned} \rightarrow V_{D2}(t) &= V_{D1}(t) + t & I_{D2}(t) &= I_{D1}(t) \\ - V_{D2} &= V_{D1} & I_{D2} &= I_{D1} \\ \underline{\underline{V_{D2}(t)}} &= \underline{\underline{V_{D1}(t)}} & \underline{\underline{I_{D2}(t)}} &= \underline{\underline{I_{D1}(t)}} \end{aligned}$$



①

20/7/16

1) En frecuencia media

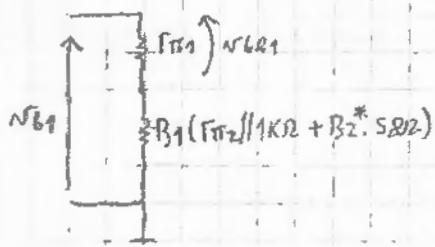


$$\begin{aligned} B_1 &= 200 \\ g_{m1} &= 300 \text{ mA/V} \\ r_x &\rightarrow 0 \\ V_A &\rightarrow \infty \\ C_U &\approx 1 \text{ PF} \end{aligned}$$

- En frec. alta se afectan las impedancias internas.

$$(1) R_{it1} = \Gamma_{it1} + R_1 \left(\frac{\Gamma_{it2}}{\Gamma_{it2} + B_1^* \cdot 58\Omega} + B_1^* \cdot 58\Omega \right)$$

$$\cdot \text{Reflexo } C_{it1} \Rightarrow A_{it1} = \frac{N61}{N61} \left(\frac{\Gamma_{it2}}{\Gamma_{it2} + B_1^* \cdot 58\Omega} + B_1^* \cdot 58\Omega \right) = \frac{B_1^* (\Gamma_{it2} / (1K\Omega + B_1^* \cdot 58\Omega))}{\Gamma_{it2} + B_1^* (\Gamma_{it2} / (1K\Omega + B_1^* \cdot 58\Omega))} < 1$$

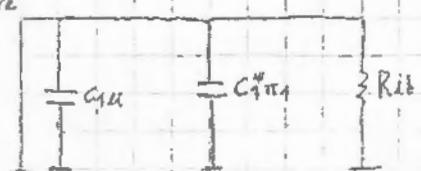


$$\therefore C_{it1}^* = C_{it1} (1 - A_{it1}) \rightarrow \text{se refleja más débil}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_{it2} &= \frac{B_1^* \cdot i_{62}}{i_{62}} = \frac{g_{m2} \cdot N62}{i_{62}} = \frac{g_{m2} \cdot i_{62} \cdot (\Gamma_{it2} / 1K\Omega)}{i_{62}} = g_{m2} (\Gamma_{it2} / 1K\Omega) \\ \Gamma_{it2} &\approx \Gamma_{it2} / 1K\Omega \end{aligned}$$

✓ parámetros del T2 equivalente

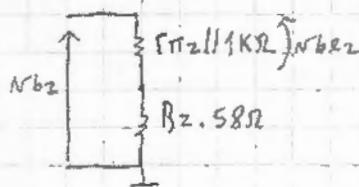
R-C equivalente:



$$T_1 \rightarrow 0' \quad (\text{la fuente de tensión constante } r_x \rightarrow 0)$$

$$(2) \cdot \text{Reflexo } C_{it2} \Rightarrow A_{it2} = \frac{N62}{N62} \approx 0 \Rightarrow \text{se refleja igual} \quad (\text{locto en N62 para reflexo})$$

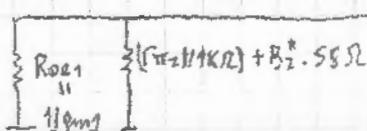
$$\cdot \text{Reflexo } C_{it2} \Rightarrow A_{it2} = \frac{N62}{N62} = \frac{i_{62} \cdot 58\Omega}{N62} = \frac{B_2^* \cdot 58\Omega}{\Gamma_{it2} / 1K\Omega + B_2^* \cdot 58\Omega} < 1$$



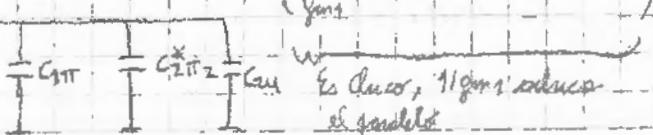
$$\therefore C_{it2}^* = C_{it2} (1 - A_{it2}) \rightarrow \text{se refleja más débil}$$

$$\cdot R_{ot1} = \frac{I_{61}}{B_1} = \frac{1}{g_{m1}}$$

R-C equivalente:



$$Z_2 = \frac{1}{1 + ((\Gamma_{it2} / 1K\Omega) + B_2^* \cdot 58\Omega)} \cdot (C_{in2} + C_{it2}^* + C_{in2})$$



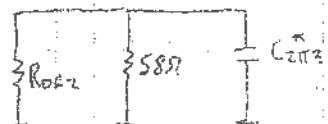
Es débil, 1/g_{m2} reduce el ganado

< C_{in2}

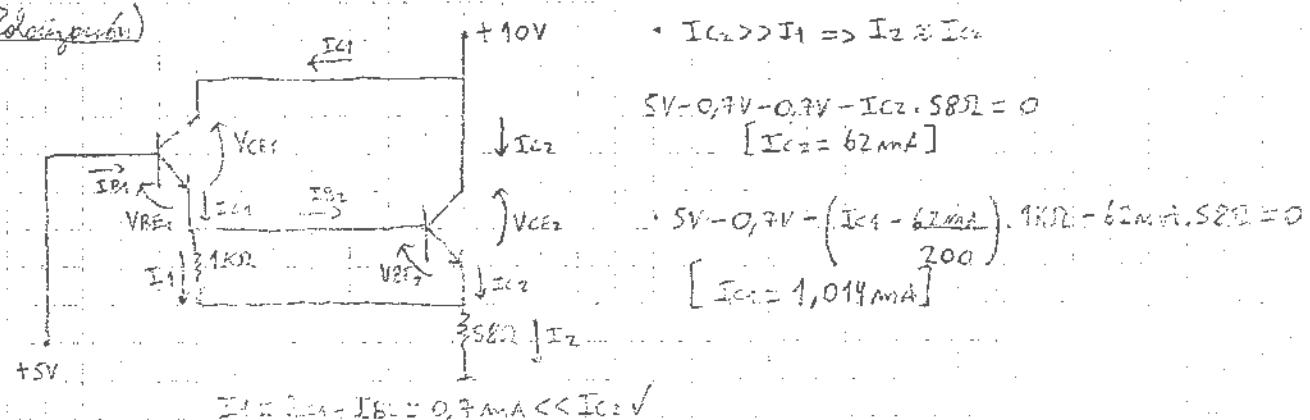
$$(3) R_{O2}, C_{2\pi} \Rightarrow f_{C2\pi} = \frac{1}{2\pi R_{O2} C_{2\pi}} = 15\text{Hz} \Rightarrow R_{O2} = \frac{1}{f_{C2\pi} 2\pi} = \frac{1}{15 \cdot 2\pi} \Rightarrow C_{2\pi}^* = C_{2\pi} (1 - \frac{1}{f_{C2\pi}})$$

$R_{O2} = R_{O2} + \frac{R_{B2}}{B_2}$

R-C equivalentie: $Z_3 \in (R_{O2}/58\Omega, C_{2\pi}^*)$



Polarisatie:



Parasitaires de la base: $I_{B1} = 10,56\text{mA}$... $Q_{B1} = 2,48\text{nF/V}$

$$I_{B1} = 4,93\text{k}\Omega \cdot I_{C2} = 80\text{m}\Omega$$

$$f_T = 300\text{MHz} = \frac{1}{2\pi f_{C2\pi}} \Rightarrow C_{10} = 21,51\text{PF} \quad C_{2\pi} = 1,37\text{nF}$$

(1): $B_1 \rightarrow 0$

$$(2) A_{v3} \in B_2^* \text{ } 58\Omega = 0,49 \Rightarrow C_{2\pi}^* = 13,2\text{PF} \Rightarrow Z_2 = 24,6\Omega, (13,2\text{PF} + 24,6\Omega + 1\Omega) = 0,88\text{mJ}$$

$$(3) A_{v4} = \frac{1/B_{10}}{1/Q_{B1} + \pi^2} = 0,325 \Rightarrow C_{2\pi}^* = 1\text{mF} \Rightarrow Z_3 = 0,53\Omega, 1\text{mF} = 0,53\text{mA}$$

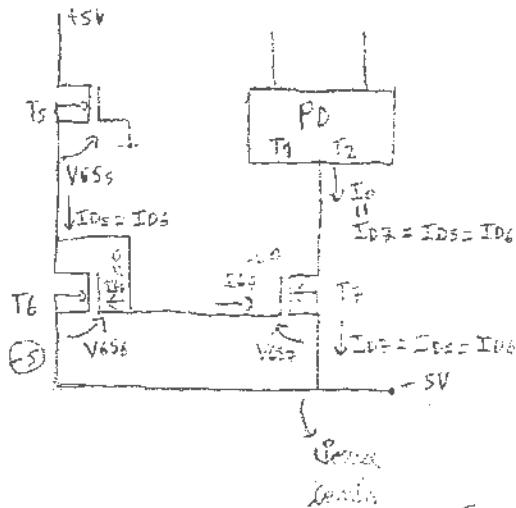
$$\therefore \text{Stuursteek } I_{E2} \text{ van rechter } \Rightarrow I_{E2} = 1,41\text{mA} \Rightarrow f_H = 415\text{kHz}$$

$f_H = 415\text{kHz}$

⑦

20/3/16

Plantejamento:



$$-SV + V_{6S} + V_{GS2} = 0 \quad [V_{GS2} = V_{GS1}] \rightarrow \text{termo 1}$$

$$[V_{6S} = SV - V_{GS2}] \quad (1)$$

$$ID = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2)$$

$$ID_1 = ID_2 = k' \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_t)^2 \quad V_{GS1} \quad (1) \text{ of } (2)$$

$$ID_1 = k' \frac{W}{L} (SV - V_{GS2} - V_t)^2 = ID_2$$

$$[ID_2 = k' \frac{W}{L} (3,5V - V_{GS2})^2] \quad (3)$$

$$RDS = \frac{V_{GS2}}{ID_2} \quad [ID_2 = k' \frac{W}{L} (V_{GS2} - 3,5V)^2] \quad (4)$$

$$RDS = 11k\Omega$$

$$RDS = 50k\Omega$$

$$\Rightarrow (3) - (4) \quad 0 = 100 \frac{k\Omega}{V^2} \left((0,5)^2 - 7 \cdot V_{GS2} + V_{GS2}^2 - (V_{GS2}^2 - 3V_{GS2} + 1,5^2) \right)$$

$$0 = 10^{-6} \cdot V_{GS2} \Rightarrow [V_{GS2} = 2,5V] \Rightarrow [I_{D1} = I_{D2} = 0,25mA]$$

$$\cdot T_1 = T_2 \Rightarrow [I_{D1} = I_{D2} = I_{ds} = 0,1mA] \Rightarrow g_m = 0,28mA/V$$

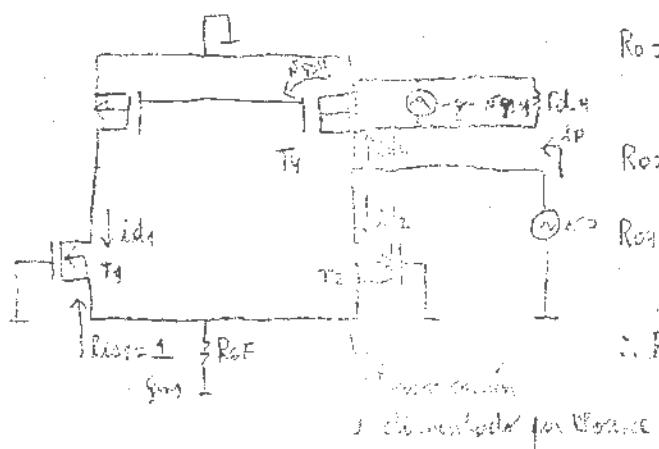
$$I_{ds} = f_{ds} = 1mA$$

$$g_m = 2(k' \cdot I_{ds})^{1/2}$$

$$k' = k' \frac{W}{L} = 200 \text{ mA/V}^2$$

$$f_{ds} = 1/\lambda \cdot I_{ds}$$

a)



$$R_o = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} \Rightarrow A_{ds} = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} = 2f_{ds} + 2f_{ds}$$

Se $f_{ds} = N_F$ N_F

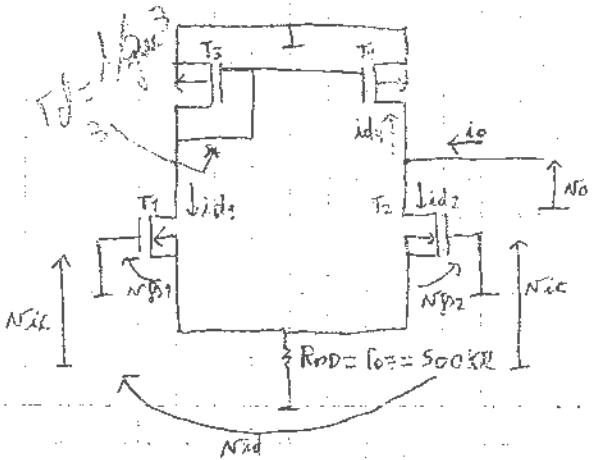
$\leq R_o$

$$R_{ds} = f_{ds}(1 + g_m \cdot (R_{ds}/(1/f_{ds}))) \approx 2f_{ds} = 2f_{ds}$$

$$R_{ds} = f_{ds}/2f_{ds} = 1/2 \cdot 2f_{ds}$$

$$\therefore R_o = R_{ds} \parallel R_{ds} = R_{ds} / (1 + 1/R_{ds}) = 0,5R_{ds}$$

1 elemento por bloco



Con entrada diferencial

$$Nq_{11} = Nid \Rightarrow id_1 = \frac{Nid}{Z} q_{m1}$$

$i_{d2} = -id_1 \Rightarrow$ se copia en inverso de la fuente superior (fuente de drenaje)

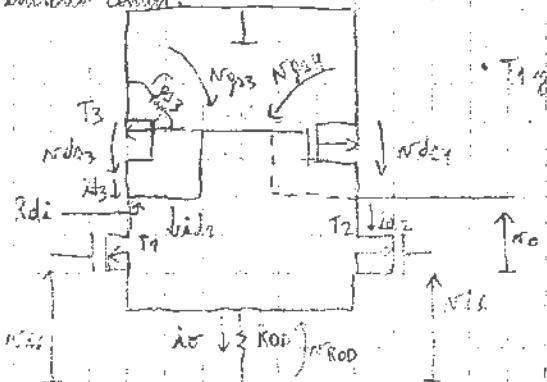
$$Nq_{22} = -\frac{Nid}{Z} \Rightarrow id_2 = -\frac{q_{m2}}{Z} \cdot \frac{Nid}{Z}$$

$$i_O = id_2 + id_1 = -\frac{Nid}{Z} (q_{m1} + q_{m2})$$

$$N_O = -i_O \cdot R_O = \frac{Nid}{Z} (q_{m1} + q_{m2}) \cdot R_O$$

$$\Rightarrow \frac{Nid}{Nid \text{ INICIO}} = \frac{N_O}{R_O} = \left(\frac{q_{m1} + q_{m2}}{Z} \right) \cdot R_O = 140$$

Con entrada común:



T1 y T2, T3 y T4 plenamente operacionamiento perfecto:

$$A_{DC} = \frac{N_O}{N_{RD}} = \frac{Nq_{12}}{Nq_{22}} = \frac{Nq_3}{Nq_4} = \frac{i_{d1}}{i_{d2}} \cdot \frac{f_{d3}}{f_{d4}} \approx 3,57 \times 10^3$$

$$N_{RD} \Rightarrow N_{RD2} \Rightarrow i_O \Rightarrow id_1 \& id_2 \Rightarrow Nq_{12} = Nq_{22}$$

$$R_{RD} = \frac{N_{RD}}{IP} = \frac{q_{12}}{IP} = \frac{1}{IP} = f_{d3} \Rightarrow T_3 \text{ copia a } T_1 \text{ con alta resistencia, } T_4 \text{ a. } T_2 \text{ con } f_{d4} = f_{d3} (I_{D2} = I_{D4})$$

$$\rightarrow RRMC = \frac{A_{DC}}{A_{DC}} = 39200.$$

El margen de tensión de modo común se define como el rango de valores de tensión de entrada de modo común comprendidos entre un mínimo y un máximo tal que los transistores del circuito sigan en MAD, es decir, que el circuito amplificador siga funcionando como tal. Dando a que N_{RD} es pequeño, se obtiene que se mantienen las condiciones de operación entre nodos de entrada de modo común. \Rightarrow los límites establecidos por la saturación del trivisor de salida de la fuente de polarización del par diferencial y la polarización de modo común limitan el par diferencial extrapolando su límite por ser FETs.

$$-SV + V_{DS2} + V_{GS2} < V_{IC} < SV + V_{DS4} + V_T \quad (V_{DS2} = V_{GS3}, I_{D3} = I_{D4} \Rightarrow V_{DS4} = 0 \Rightarrow V_{DS4} = 0)$$

$$-SV + (V_{GS2} - V_T) + \sqrt{K' \frac{V_{GS2}}{L}} < V_{IC} < SV + V_{GS3} + V_T$$

$$-SV + 1V + 1.8V < V_{IC} < SV - 1.18V + 1.8V$$

$$-2.2V < V_{IC} < 5.3V$$

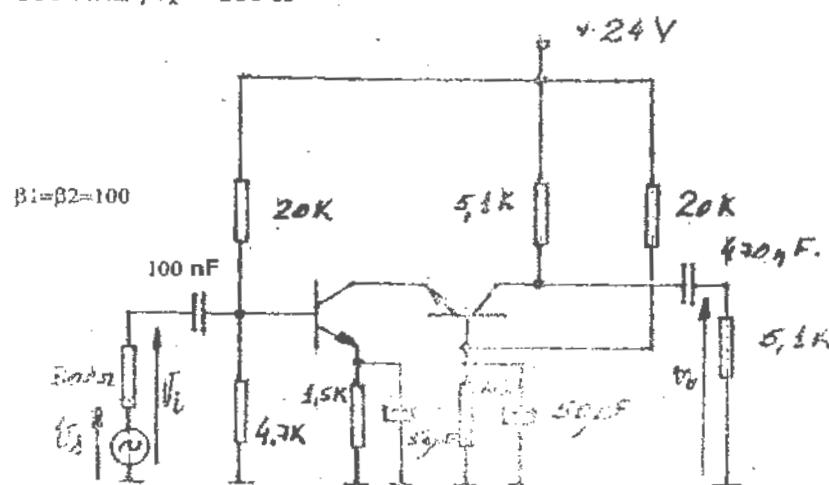
$$V_{IC} = \frac{V_{GS2} + V_{GS3}}{2}$$

$$V_{IC} < SV + V_T$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

1. Obtener el valor garantizable de f_h para A_{vs} .

$C_p = 1 \text{ pF}$; $f_r = 300 \text{ MHZ}$; $r_x = 100 \Omega$



2.- Dibujar el circuito de un par diferencial NMOS FET ($T_1 = T_2$) con carga resistiva en ambas ramas $R_{D1} = R_{D2} = 10\text{K}\Omega$ y polarizado mediante una fuente de corriente cascadada con misma de referencia: $R_{ref} = 5\text{K}\Omega$, T_3 y T_4 ; y rama de salida: V_F y V_O . Gráficamente todo en una p. 6v.

Los transistores son idénticos y de características:

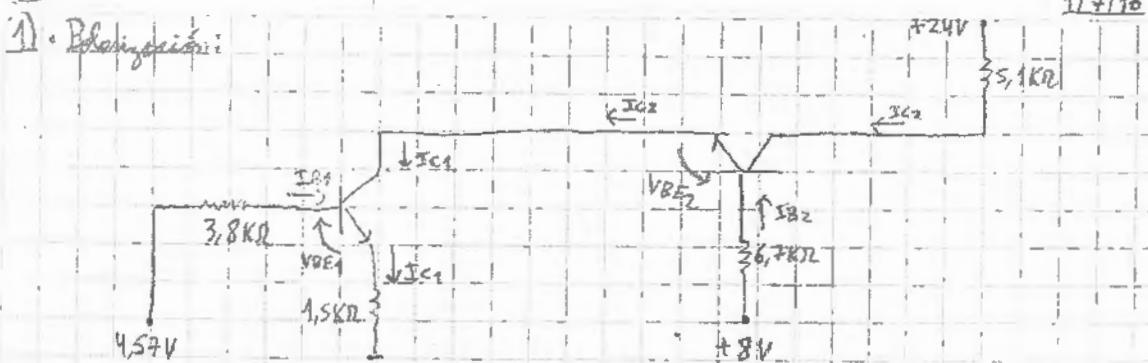
$$V_T = 1 \text{ V}; k' = 1 \text{ mA/V}^2; (W/L) = 1; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}.$$

Hallar las expresiones y el valor de A_{V1d} , A_{V1c} , A_{V2d} , A_{V2c} . Justificar cuál es la más sensible a posibles desapareamientos.



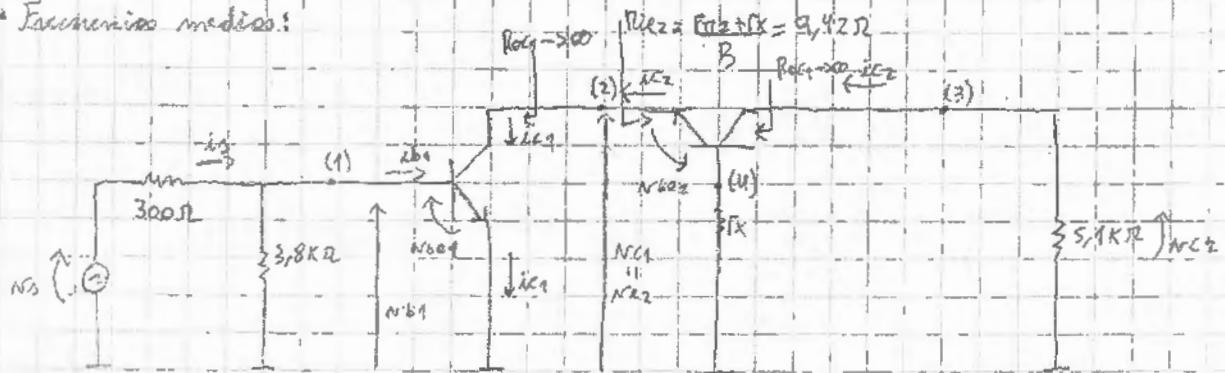
①

1. Polarización:



$$4.57V = Ic1 \cdot 3.8k\Omega - Ic1 \cdot 1.5k\Omega = 0 \Rightarrow Ic1 = 2.97mA = Ic2$$

Frecuencias medidas:

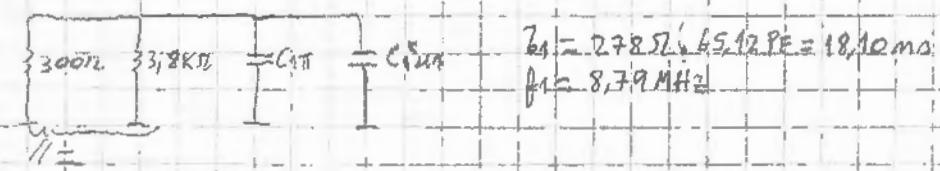


Parámetros de señal: $g_{m1} = g_{m2} = 118.8 \text{ mA/V}$ $R_{ie1} = R_{ie2} = 2.900 \Omega$
 $f_{T1} = f_{T2} = 842.52$ $C_{in} = C_{out} = 63 \text{ pF}$

Altos frecuencias: Afectan los capacitadores internos de los captores.

$$(1) \text{ Reffijo } C_{1u} \Rightarrow A_{v1} = N61 = -Ic1 \cdot R_{ie2} = -g_{m1} \cdot R_{ie2} = -1.12, \quad C_{1u}^* = C_{1u}(1-A_{v1}) \\ C_{1u}^* = 2.12 \text{ pF}$$

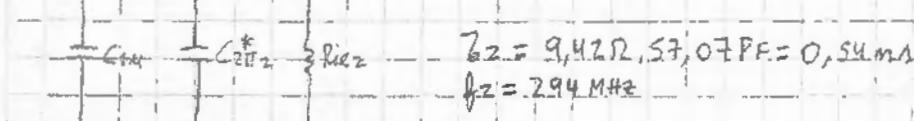
R-C equivalente:



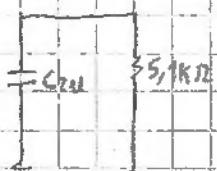
$$(2) \text{ Reffijo } C_{1u} \Rightarrow A_{v2} = N62 = 0 \Rightarrow C_{2u2}^* = C_{1u}$$

$$\text{Reffijo } C_{2u2} \Rightarrow A_{v3} = N63 = \frac{1}{N62} \cdot N62 \cdot f_x = 0.11 \Rightarrow C_{2u2}^* = C_{2u2}(1-A_{v3}) = 56.07 \text{ pF}$$

R-C eq:



(3) RC equivalente:



$$Z_3 = 1 \text{ pF} \cdot 5,1 \text{ k}\Omega = 5,1 \text{ m}\Omega$$

$$f_3 = 31,2 \text{ MHz}$$

(4) Difijo $C_{21} \Rightarrow A_{v2} = \frac{N_{22}}{N_{21}} = \frac{B_2 R_{21}}{R_{22} + B_2 R_{21}}$ $\Rightarrow R_{21}$ no se refleja

$$\text{Reflejo } C_{21} \Rightarrow A_{v2} = \frac{N_{22}}{N_{21}} = \frac{B_2 \cdot 5,1 \text{ k}\Omega}{5,1 \text{ k}\Omega + B_2 \cdot R_{21}} \xrightarrow{R_{21} \gg 5,1 \text{ k}\Omega} \Rightarrow C_{21} \text{ no se refleja}$$

RC equivalente:



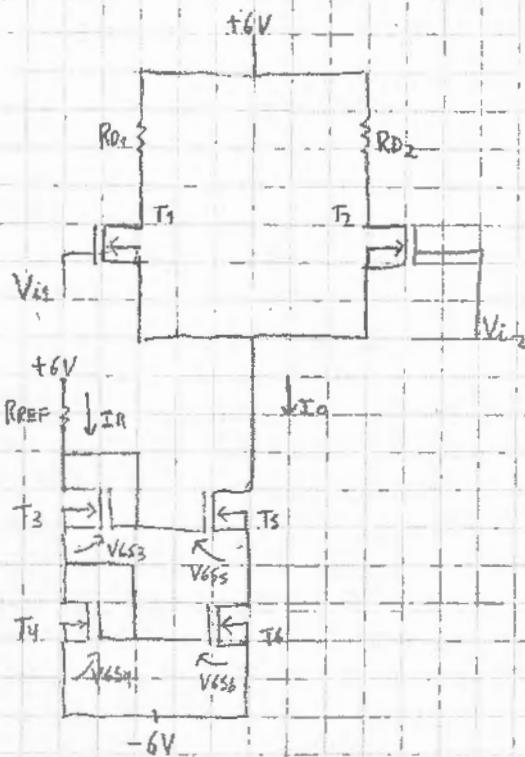
$$Z_4 = 100 \Omega \cdot 1 \text{ pF} = 100 \text{ pA}$$

$$f_4 = 1,6 \times 10^9 \text{ Hz}$$

Ninguna f 10 veces menor en otra $\Rightarrow T = \sum Z_i = 23,84 \text{ ms} \Rightarrow f_H = 6,7 \text{ kHz}$

(2)

2)



17/16

• Transistores idénticos

$$(1) -6V + V_{ES1} + V_{ES2} + ID_1 \cdot 8k\Omega - 6V = 0$$

(2) $V_{ES1} = V_{ES2}$ ya que los conmutadores de gama son iguales
⇒ Los ID son iguales

$$\therefore (1) \frac{V_{ES}}{2} = \frac{12V - ID_1 \cdot 8k\Omega}{2} = 6V - ID_1 \cdot 4k\Omega$$

$$ID_1 = K(V_{ES} - V_t)^2$$

$$ID_4 = 1mA \cdot 1 \left(6V - ID_1 \cdot 4k\Omega + 1V \right)^2$$

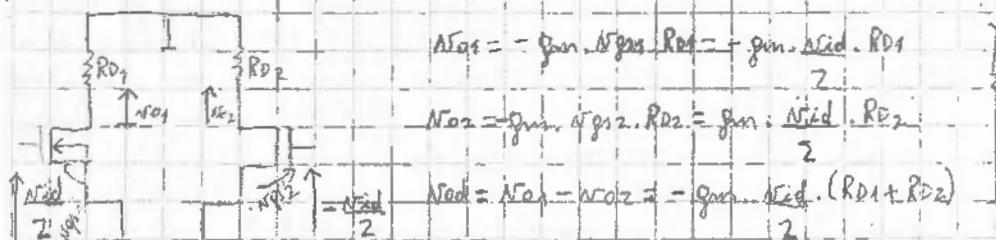
$$ID_4 = 1mA \cdot \left(5V - ID_1 \cdot 4k\Omega \right)^2$$

$$0 = 0,025 - 41, ID_1 + 0,025 \cdot ID_1$$

$$ID_1 = 0,61mA$$

$$ID_4 = 16,39mA$$

• Remo^r T₁ y T₂ son idénticos ⇒ $g_{m1} = g_{m2} = 1,10mA$ } Propagación separamos en transistores, T₃ = T₂,
 $ID_1 = ID_2 = 0,305mA$ } es decir, operando

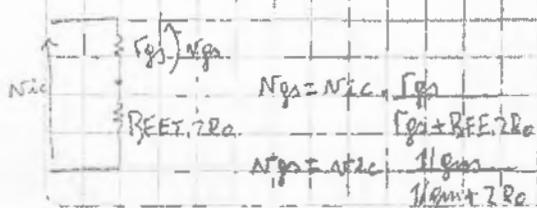


$$A_{vid} = \frac{Nod}{I_{id} \cdot Nod_0} = -\frac{gm \cdot R01}{2} = -5,5$$

$$A_{vidd} = \frac{Nod}{Nod_0} = \frac{gm \cdot (R01 + R02)}{2} = -11$$



$$R_o = A_{vid} \cdot R_{01}^2 = gm \cdot \frac{R01^2}{2} = 1,56mA \cdot (16,4k\Omega)^2 = 42M\Omega$$



$$Nod1 = -gm1 \cdot R01 \cdot \frac{R01}{Rd + 2R0}$$

$$Nod2 = -gm2 \cdot R02 \cdot \frac{R02}{Rd + 2R0}$$

$$Nod = Nod1 + Nod2 = \left(-R01 + R02 \right) \cdot \frac{Nod}{Rd + 2R0}$$

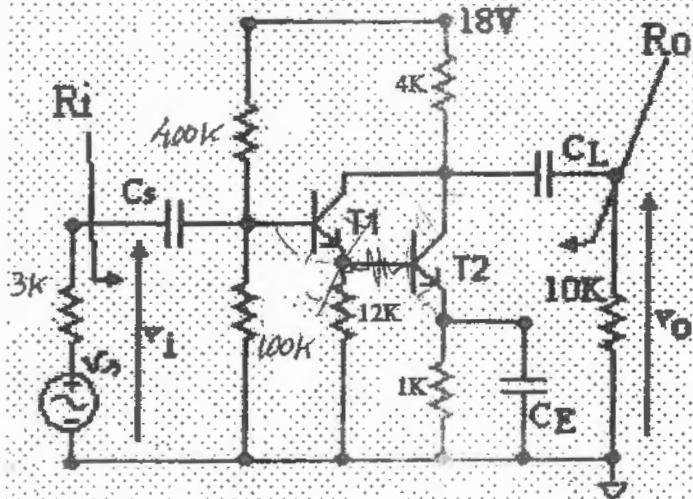
$$Nod = \frac{R02 - R01}{Rd + 2R0} \cdot Nod$$

$$A_{Ndc} = \frac{Ndc}{Ndc + Nid} = -\frac{R_{d1}}{R_{d1} + 2R_0} \approx -0,17 m$$

$$A_{Ndc} = \frac{Ndc}{Ndc + Nid} = -\frac{R_{d1}}{R_{d1} + R_0} + \frac{R_0}{R_0 + 2R_0} = 0$$

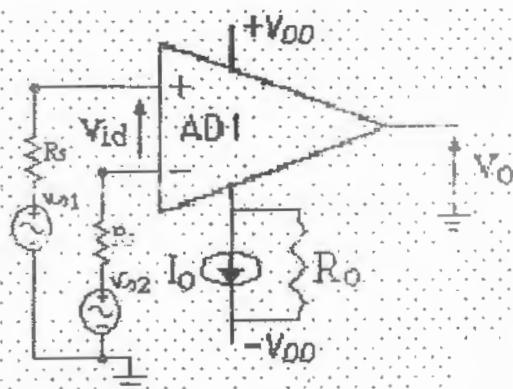
A_{Ndc} es el avance sensible a posibles desparecimientos, ya que un pequeño cambio en R_c o algún tipo de desparecimiento de los transistores ya hace que sea nula. O lo mismo si se corta la corriente.

APPELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T N		



1. $\beta = 100$; $C_{\mu} = 2 \text{ pF}$; $f_T = 300 \text{ MHz}$.
 $f_x = 100 \text{ Hz}$

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

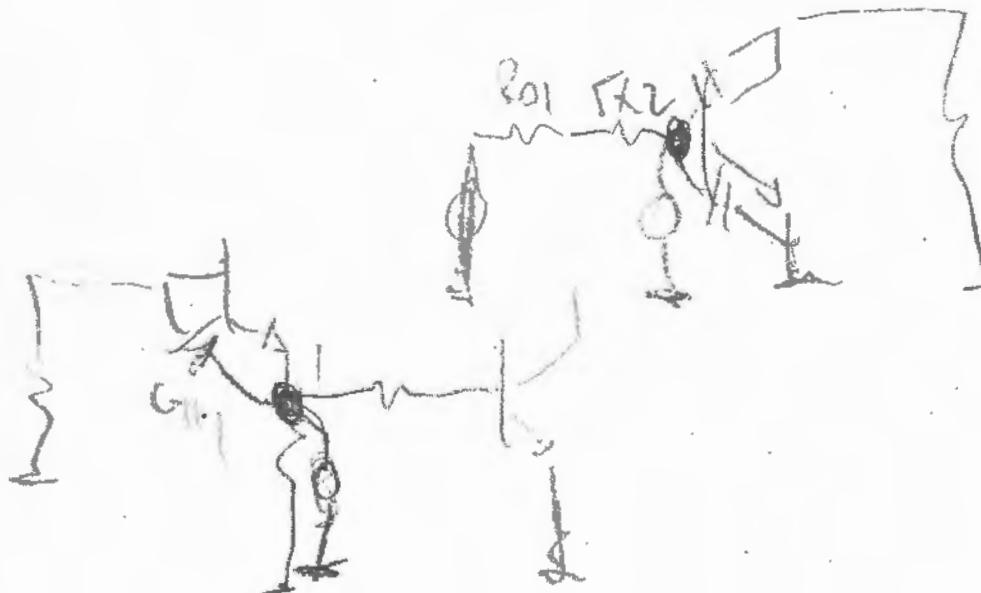


2. AD1 es un par acoplado por emisor de TBJs ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$).

Se admiten transistores con características nominalmente similares ($I_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$).

$$I_o = 200 \text{ uA}; k' = 100 \text{ uA/V}^2; W/L = 1$$

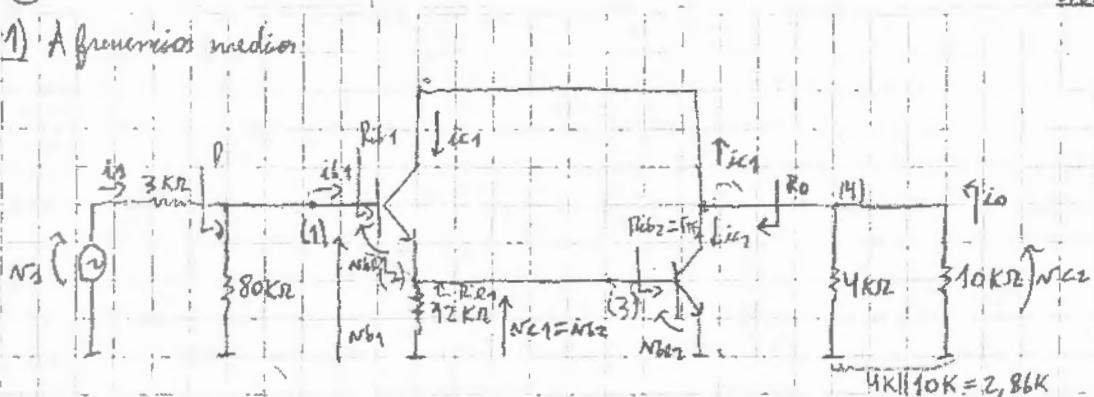
Definir y hallar el valor de la tensión de offset total, si $|I_{S2} - I_{S1}|/I_{S1} < \delta$ y $|W_4 - W_3|/W_3 < \delta$, donde $\delta = 0,02$.



31/8/16

(1)

1) A frecuencias medianas



2) Celdas: circuito resaltado por encima

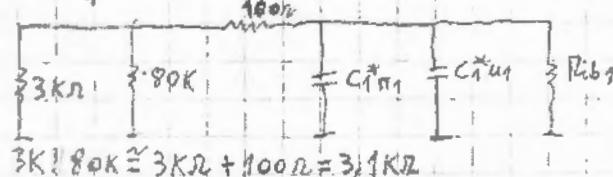
$$\cdot R_{61} = R_{11} + \beta(12k\Omega \parallel R_{64} + R_x)$$

$$\cdot \text{Reflejo } C_{11} \text{ a la entrada} \Rightarrow C_{111} = C_{11}(1 - A_{v1}) \quad (\text{considerando otros capacitores})$$

$$A_{v1} = N_{b1}, \quad A_{v1} < 1 \Rightarrow C_{11} \text{ se refleja mas débil} \quad (\text{Av de seguidor})$$

$$\cdot \text{Reflejo } C_{11} \text{ a la entrada} \Rightarrow C_{111} = C_{11}(1 - A_{v2}) \quad (\text{considerando otros capacitores})$$

$$A_{v2} = N_{b2} = N_{c2} \rightarrow \text{de todo el circuito} \Rightarrow \text{es grande y } < 0 \Rightarrow \text{se refleja mas grande.}$$

 \therefore RC-equivalente:

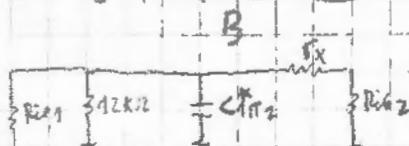
$$Z_1 = (3.1k \parallel R_{61}) : (C_{111}^* + C_{11u})$$

$< C_{11}$ para no tener tanto.

$\leq 3.1k\Omega$

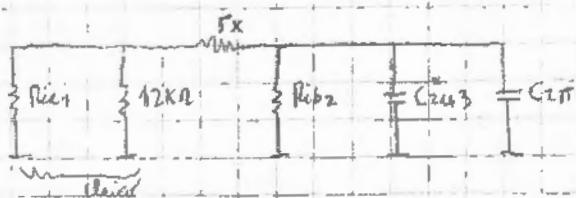
2) Reflejo $C_{111} \Rightarrow A_{v3} = N_{b3} \Rightarrow$ cliso. $\Rightarrow C_{1112} = C_{11}(1 - A_{v3})$ se refleja mas débil

$$R_{61} = R_{11} + R_x + (3k \parallel 80k) \quad \text{cliso}$$



$$Z_2 = (R_{61} \parallel 12k\Omega \parallel (R_{62} + R_{63})) : \left. \begin{array}{l} C_{1112} \\ C_{11u2} \end{array} \right\} \text{directamente menor a (1), R62 lo reduce}$$

(3)



$$C_{113} = C_{11}(1 + A_{v3}) \rightarrow \text{se refleja mas grande}$$

$$Z_3 = ((R_{61} \parallel 12k\Omega + 100\Omega) \parallel R_{62}) \parallel \left. \begin{array}{l} C_{11u3} + C_{11} \\ 26M \end{array} \right\}$$

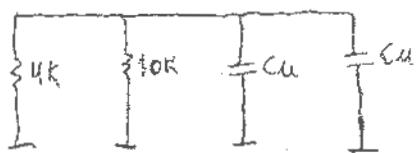
 $\text{menor a } R_{62}$

$$\left. \begin{array}{l} 26M \\ 2C_{11u1} \end{array} \right\} \text{menor a lo de (1) N(4)}$$

$$(4) R_0 = \frac{3}{3} R_{02} \rightarrow \infty \text{ (considero } V_A \rightarrow \infty)$$

• Los Cu se reflejan en la salida igualmente que en los TEF, $A_{v2} = \frac{V_A}{R_0} \approx 0$

• PC eq:



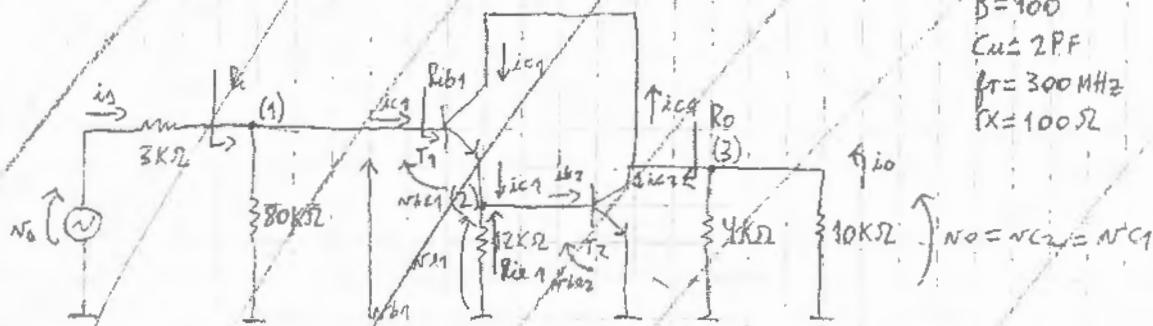
$$Z_4 = \frac{(4k || 10k)}{2,88k} \cdot \frac{(C_1 + C_2)}{4PF}$$

• El modo (2) lo dices R y C tienen, y el modo (4) tambien, C muy chica \Rightarrow me quedo con los modos (1) y (3).

ESTO NO VA A SER
POLADJACION Y LOGUE SIGUE
SOLA

②

1) Diluir el circuito en frecuencias medias:



3/8/16

$$\begin{aligned} B &= 100 \\ C_{T1B} &= 2 \text{ PF} \\ f_T &= 300 \text{ MHz} \\ R_X &= 100 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_T &= \frac{1}{2\pi C_{T1B} R_X} \\ &= 151 \text{ MHz} \end{aligned}$$

(1) Bobinado común requerido por emisor

$$R_{1b1} = f_{T1} + B(12k\Omega // 10k\Omega + R_X)$$

$$R_{1b1} / C_{T1B} \text{ a la antiodia} \Rightarrow C_{T1B} = C_{T1}(1 - A_{v2}) \quad (\text{despreciando las otras capacidades})$$

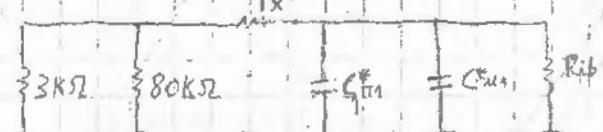
$$A_{v2} = \frac{N_{T2}}{N_{T1}}, \quad A_{v2} < 1 \Rightarrow K_{T2} \text{ se activa mas tarde}, \quad A_{v2} \text{ mas grande en el segundo que en el primer} \Rightarrow A_{v2} < 1$$

excluyendo por emisor

$$\text{Reflejo } C_{T1} \text{ a la antiodia} \Rightarrow C_{T1B} = K_{T1}(1 - A_{v2}) \quad (\text{despreciando las otras capacidades})$$

$$A_{v2} = \frac{N_{T2}}{N_{T1}}, \quad \text{emisor activo} \Rightarrow \text{fuerza negativa para una tension grande delido a que } T_2 \text{ esta trabajando para emisor y luego la gerencia} \Rightarrow \text{el reflejo mas grande}$$

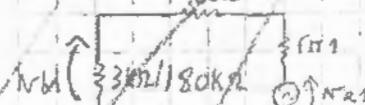
∴ Se red RC/parasitante neta:



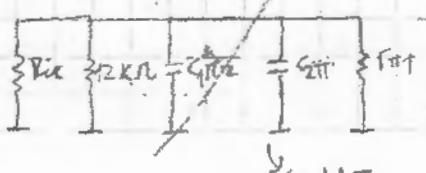
$$\Rightarrow Z_1 = \left[\left(\frac{3k\Omega // 80k\Omega}{100\Omega} + 100\Omega \right) // R_{1b1} \right] \cdot \left(\frac{C_{T1B}^* + C_{T2B}^*}{2\pi f} \right) \gg C_{T1B}$$

$$(2) Reflejo C_{T2} del T_1 \Rightarrow A_{v3} = A_{1b2} = \frac{N_{T2}}{N_{T1}} \cdot \frac{3k\Omega // 80k\Omega + 100\Omega}{100\Omega // 12k\Omega + 100\Omega + R_{T2}} \Rightarrow C_{T2}^* = C_{T2}(1 - A_{v3})$$

Se aplica consideraciones



$$R_{1b2} = 3k\Omega // 80k\Omega + 100\Omega + R_{T2} \quad \text{Se redigible RC de la}$$



$$Z_2 = \left(\frac{50\Omega}{12k\Omega // R_{T2}} \right) \cdot \left(\frac{C_{T2}^* + C_{T2L}^*}{2\pi f} \right)$$

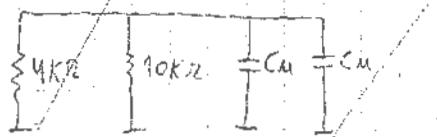
menor que R de (1)

$$\begin{aligned} w_3 &\approx 0.21 \\ r_{T2} &= 11k\Omega \\ i_{T2} &= 13.9\text{mA} \\ C_{T2L} &= 1.6\text{PF} \\ C_{T2B} &= 4.28\text{PF} \\ C_{T2} &= 3.79\text{PF} \end{aligned}$$

$$z = 1282.49, 79\text{PF} = 637\text{mH}$$

$$\textcircled{3} \quad R_0 = \frac{2}{f_{T3}} = 1 \text{ ms} \quad (\text{Comidura } V_A \rightarrow \infty)$$

- Los C_u se refieren a la red de iguales, no que en los TBJ, $A_{V3} = \frac{N_3}{N_2} \approx 0$
- La red RC equivalente es:



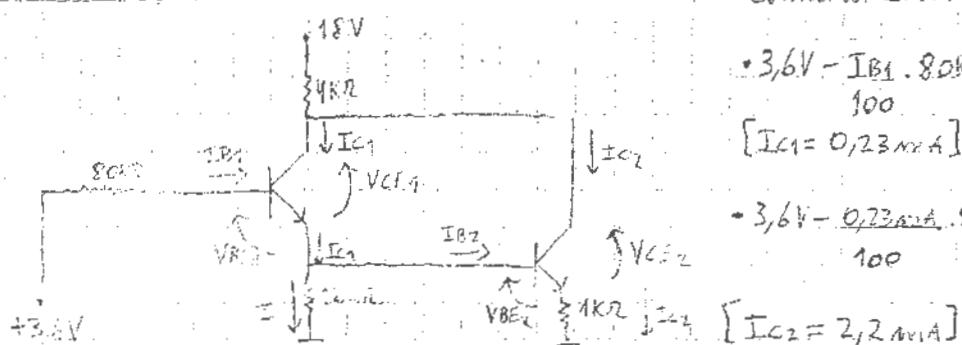
$$Z_3 = \left(\frac{4 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega}{2,9 \text{ k}\Omega} \right) \cdot (C_m + C_u) = 11,6 \text{ mH}$$

4PF

similar a la de (1)

- La R de (2) es menor a la de (1) y (3), pero, si bien R₂ y R₃ son similares, el C_u de en (1) C_m es suficiente para ser grande \Rightarrow él es el factor dominante

POLARIZACIONES



- Comidura: $I_{C1} > I_{B2} \approx I_A \approx I_{C2}$

$$- 3,6V - I_{B1} \cdot 8\text{k}\Omega = 0,7V \Rightarrow I_{B1} \cdot 8\text{k}\Omega = 0,3V \Rightarrow I_{B1} \cdot 100\Omega = 0$$

$$[I_{C1} = 0,23 \text{ mA}]$$

$$- 3,6V - 0,23 \text{ mA} \cdot 8\text{k}\Omega = 0,7V \Rightarrow I_{B2} \cdot 100\Omega = 0$$

$$[I_{C2} = 2,2 \text{ mA}]$$

$$I_{B2} = 22 \text{ mA} \ll I_{C1} = 0,23 \text{ mA}$$

$$g_{m1} = 9,2 \text{ mA/V}, R_{T1} = 11 \text{ k}\Omega, C_{m1} = 4,88 \text{ pF}$$

$$g_{m2} = 88 \text{ mA/V}, R_{T2} = 1,14 \text{ k}\Omega, C_{m2} = 46 \text{ pF}$$

ALIAS FRECUENCIA. Ver solucion de nodos (1) y (3).

$$(1) \quad R_{iB1} = R_{T1} + \frac{1}{g_{m1} \cdot 12 \text{ k}\Omega} (R_{T2} + r_x) = 123 \text{ k}\Omega \quad Z_1 = 3,1 \text{ k}\Omega \cdot (51,4 \text{ pF} + 0,44 \text{ pF}) = 1,59 \text{ nA} \Rightarrow f = 100 \text{ kHz}$$

$$A_{v1} = \frac{N_{61}}{N_{62}} = \frac{I_{C1} \cdot 12 \text{ k}\Omega \parallel (r_x + R_{T2})}{I_{C2} \cdot 1,12 \text{ k}\Omega} = \frac{B_1 \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{B_2 \cdot 12 \text{ k}\Omega} = 0,91 \Rightarrow C_{m1}^* = 0,44 \text{ pF}$$

$$A_{v2} = \frac{N_{62}}{N_{61}} = \frac{-I_{C2} \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{I_{C1} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m2} \cdot N_{62} \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{g_{m1} \cdot N_{61} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m2} \cdot B_2 \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{g_{m1} \cdot B_1 \cdot 12 \text{ k}\Omega} = -0,2 \cdot 1,12 \text{ k}\Omega = -2,24 \text{ dB}$$

$$A_{v3} = \frac{N_{61}}{N_{62}} = \frac{1,12 \text{ k}\Omega}{1,12 \text{ k}\Omega + g_{m1} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{1,12 \text{ k}\Omega}{1,12 \text{ k}\Omega + 88 \text{ mA/V} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{1,12 \text{ k}\Omega}{1,12 \text{ k}\Omega + 1,056 \text{ k}\Omega} = -25,7 - 219 = -254,7$$

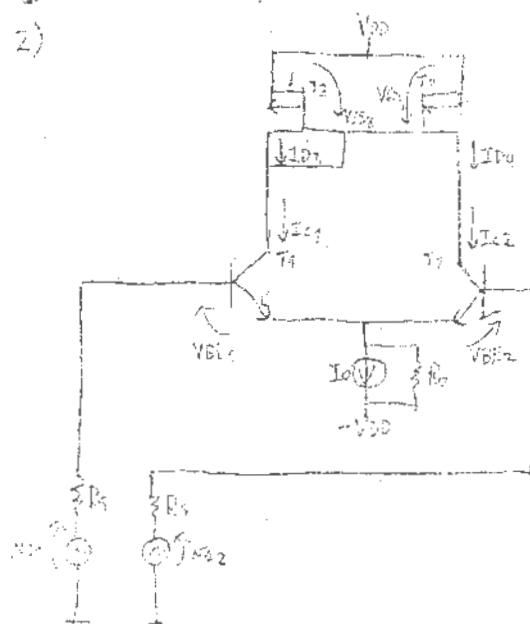
$$\Rightarrow C_{m1}^* = 51,4 \text{ pF}$$

$$(3) \quad A_{v3} = \frac{N_{62}}{N_{61}} = \frac{-I_{C2} \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{I_{C1} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m2} \cdot N_{62} \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{g_{m1} \cdot N_{61} \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m2} \cdot B_2 \cdot 1,12 \text{ k}\Omega \parallel (r_x + R_{T2})}{g_{m1} \cdot B_1 \cdot 12 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m2} \cdot B_2 \cdot 1,12 \text{ k}\Omega}{g_{m1} \cdot B_1 \cdot 12 \text{ k}\Omega} = -8,37 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow A_{v3} = -8,37 \text{ dB} - 251,7 \text{ dB} - 254,7 \Rightarrow C_{m2}^* = 505,4 \text{ pF}$$

$$Z_3 = 177 \Omega \cdot 551,4 \text{ pF} = 97,6 \text{ mH} \Rightarrow f = 1,63 \text{ MHz} \Rightarrow \text{el modo dominante sera el 1 y } f_r = 100 \text{ kHz}$$

2)



3/2M

$$T_3 = 200 \mu A$$

$$R_L = 400 \Omega$$

$$V_T = 1$$

$$W = L$$

La formule de ejercit, se la tension de polarisacion differe de la tension de polarisacion de los transistores.

$$I_{BS} = k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot e^{-\frac{V_{BS}}{2T_3}} + k_p \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot e^{\frac{V_{BS}}{2T_3}}$$

$$\text{En el caso del MJE137: } I_{BS} = k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2 \quad (1)$$

$$I_{BZ} = I_{BS} \text{ en función de } V_{BS} \Rightarrow I_{BZ} = k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2$$

$$I_{BZ} = k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2 \quad | \quad I_{BZ} = k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2$$

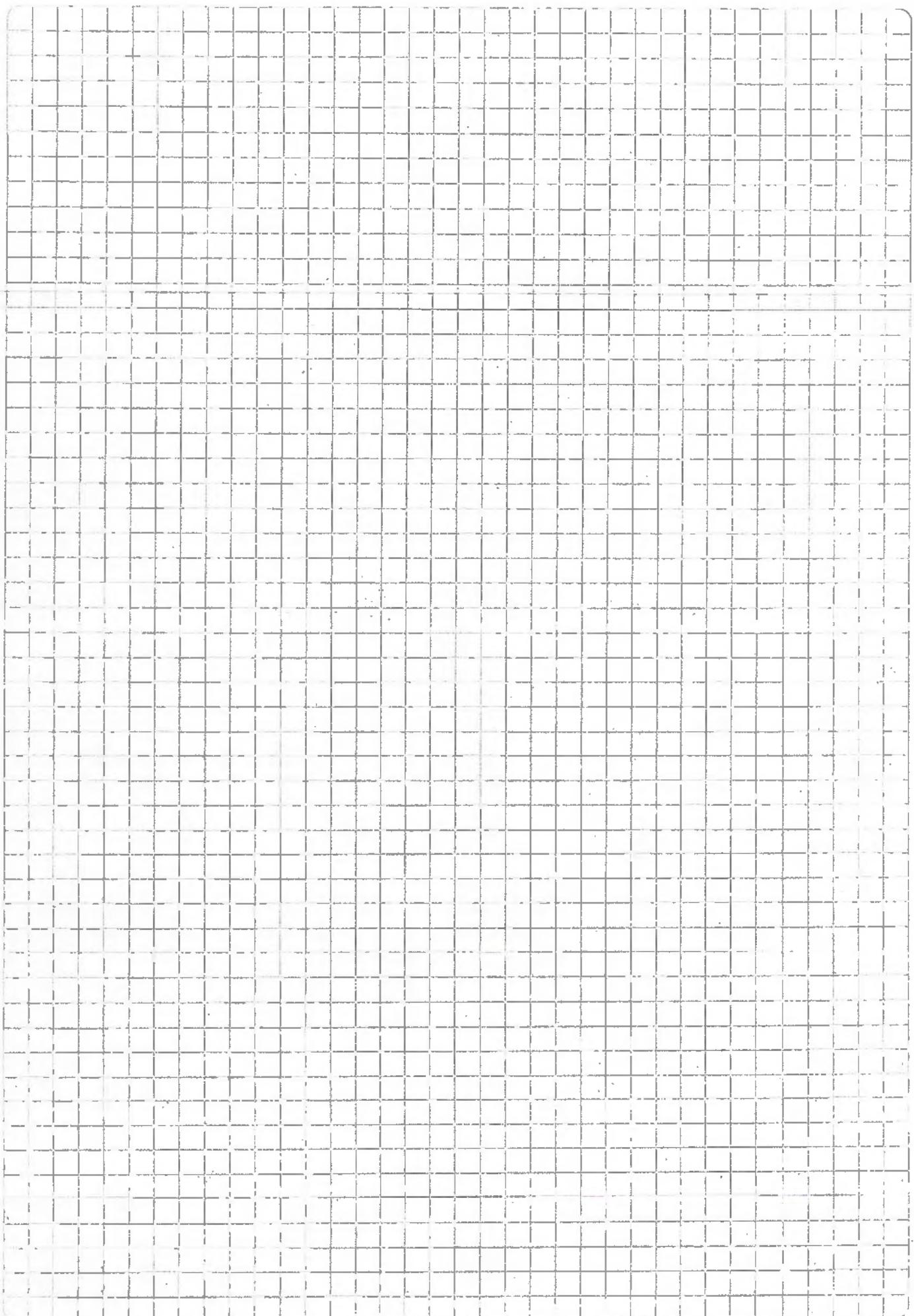
$$\text{Así: } I_{BS} = I_{BZ} \Rightarrow V_{BS} = \frac{k_n \cdot \ln(I_{BS})}{2} + V_{TH} \quad (2)$$

$$\text{Tenemos: } V_{BZ1} - V_{BZ2} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{BZ1}}{I_{BZ2}}\right) = V_T \cdot \ln\left(\frac{k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2}{k_n \cdot \frac{V_{BS}}{2} \cdot (V_{BS} - V_{TH})^2}\right) = V_T \cdot \ln\left(\frac{V_{BS} - V_{TH}}{V_{BS} - V_{TH}}\right)^2$$

$$V_{BS} = V_{BZ1} - V_{BZ2} = V_T \cdot \ln\left(\frac{V_{BZ1}}{V_{BZ2}}\right) = V_T \cdot \ln\left(\frac{V_{BZ1}}{V_{BZ2}} + \ln\left(\frac{V_{BZ1}}{V_{BZ2}}\right)^2\right)$$

$$\text{Si: } I_{BZ1} = I_{BZ2} \Rightarrow V_{BS} = V_T \cdot \ln\left(\frac{V_{BZ1}}{V_{BZ2}} + 1\right) \stackrel{V_{BZ1} = V_{BZ2}}{=} V_T \cdot \ln(2) \quad | \quad (3) \quad V_{BS} = 2V_T$$

$$\text{Si: } V_{BS} = V_{TH} \Rightarrow V_{BS} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{BZ1}}{I_{BZ2}} + 1\right) \stackrel{I_{BZ1} = I_{BZ2}}{=} V_T \cdot \ln(2) \quad | \quad (4) \quad \text{La tensión es constante}$$



PF fotocopia

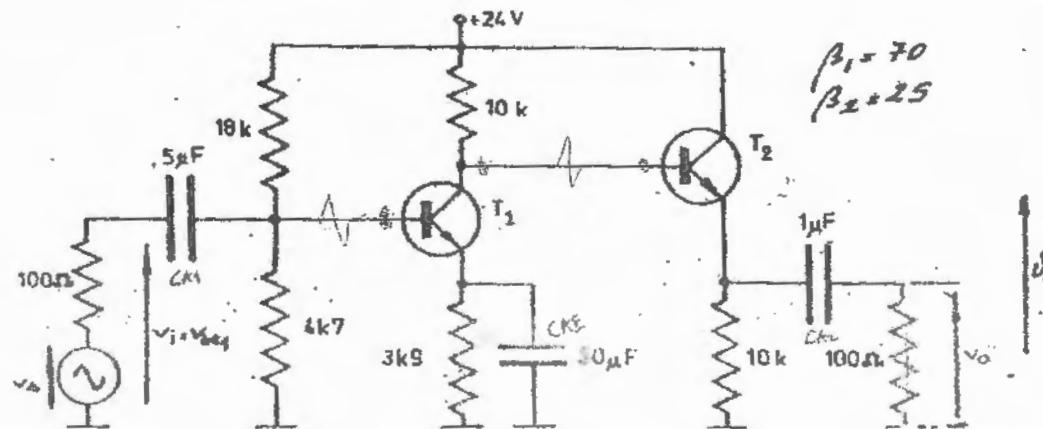
66.08 - 86.06

Evaluación integradora - 1/2016 - segunda fecha 13/07/16

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

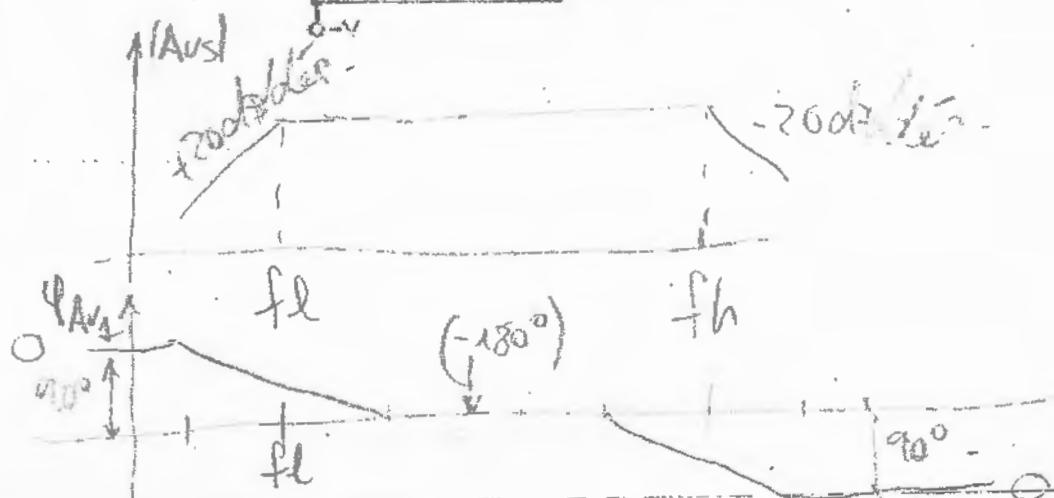
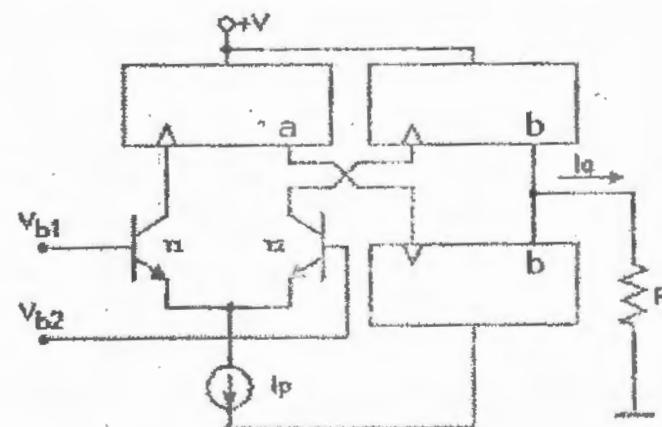
1.-

$$f_T = 300 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 1 \text{ pF} ; r_x = 100 \Omega ; V_A \rightarrow \infty$$

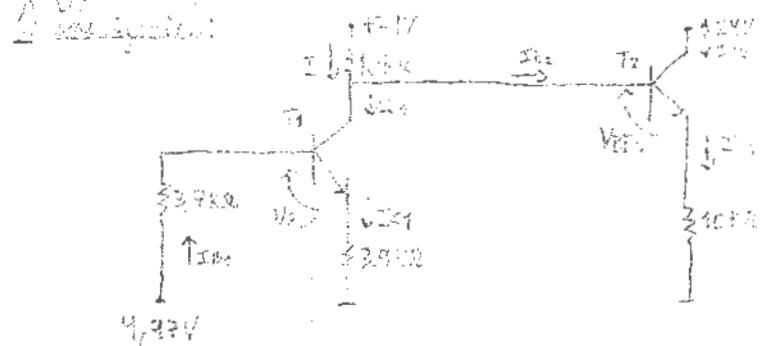


Obtener los valores aproximados de f_l y f_h . Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento de A_{VS} .

2.- Los bloques representan fuentes espejo de copia "a" y "b", respectivamente. ¿Cuál es el valor de I_{OQ} , si $a = b = 1$? Obtener la expresión de la transconductancia del circuito $G_{mQ} = i_o/v_{Id}$ en función de I_p .



Q1
1. Widerdeutung:



12/16

$$\begin{aligned}f_T &= 300 \text{ Hz} \\C_{\mu} &= 1 \text{ pF} \\R_L &= 100 \Omega \\V_A &\rightarrow \infty \\R_E &= 70 \\R_2 &= 25\end{aligned}$$

$$(1) 4.93V - 3.7K \cdot 3.7K = I_{C1} \cdot 3.7K = 0 \Rightarrow [I_{C1} = 1.26 \text{ mA}]$$

70

$$(2) 24V = (I_{C1} + I_{C2}) \cdot 3.1K + 0.7V + I_{C2} \cdot 100\Omega = 0$$

$$24V = 12.6V + I_{C2} \cdot 3.1K + 0.7V + I_{C2} \cdot 100\Omega = 0 \Rightarrow [I_{C2} = 1.02 \text{ mA}]$$

$$\Rightarrow P_{C1} = 3.7K \cdot 1.26^2 = 50.4 \text{ mW} \quad P_{C2} = 4.14 \text{ mW}$$

$f_{T1} = 4.4 \text{ kHz}$

$f_{T2} = 64 \text{ Hz}$

$f_{A1} = 1 \text{ MHz}$

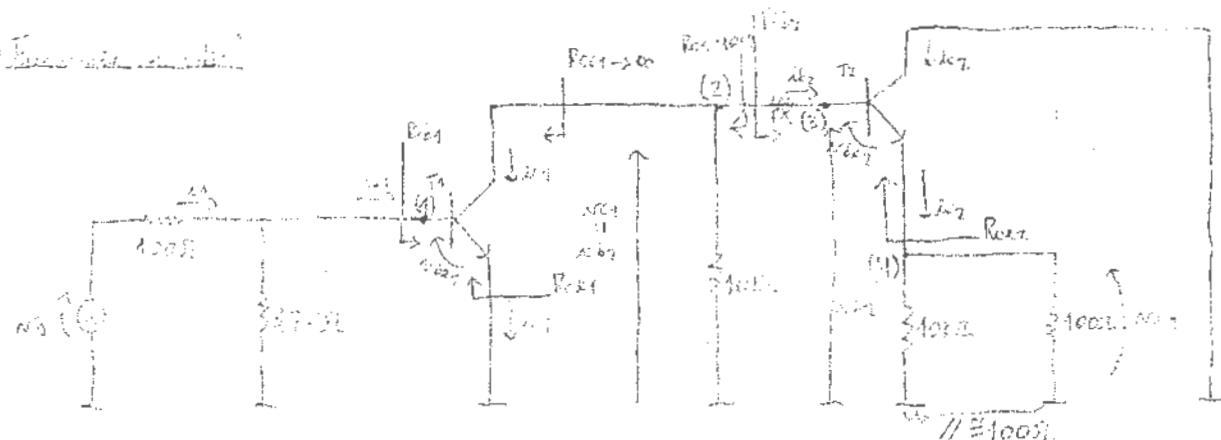
$f_{A2} \rightarrow \infty$

$f_{C1} = 12.6 \text{ Hz}$

$f_{C2} = 2.63 \text{ Hz}$

$C_{\mu} = 10 \text{ fF}$

Erweiterter Schaltung



Berechnung der Differenz für Kapazität $C_{\mu1}$ von $C_{\mu2}$

(a) R-C-Kopplung mit $R_{C1} = R_{C2} = 100 \Omega$

$$R_{C1} = 100 \Omega$$



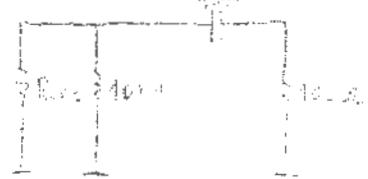
$$Z_{C12} = 50 \Omega \left((0.7K\Omega || 1.5K\Omega) + 100 \Omega \right)$$

$$Z_{C12} = 5.83 \text{ mV}$$

$$f_{C12} = 27.34 \text{ Hz}$$

(b) R-C-Kopplung mit $R_{C1} \neq R_{C2}$ (entfernt)

$$R_{C1} = 100 \Omega, R_{C2} = 42.82 \Omega, f_{C12} = 100 \text{ Hz}$$

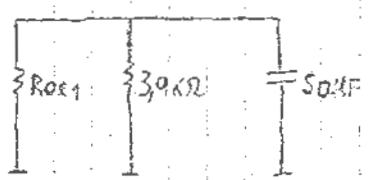


$$Z_{C12} = 4.17 \left(42.82 \Omega || 100 \Omega + 100 \Omega \right)$$

$$Z_{C12} = 0.54 \text{ mV}$$

$$f_{C12} = 312 \text{ Hz}$$

(CAE) R-C equivalente: (Punto C1 como centro)



$$R_{\text{eq}} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} + \frac{R_3}{(R_3 + R_4)} = 22,812 \Omega$$

$$B_{\text{CAE}} = (22,812 / 3,9 \text{ k}\Omega) \cdot 50 \text{ M}\Omega = 1,13 \text{ A/m}$$

$$f_{\text{CAE}} = 140 \text{ Hz}$$

- Ninguna freqüencia menor a otra $\Rightarrow 1 = \frac{1}{B_1 B_2} = \frac{1}{6 \cdot 10^6 \cdot 10^6} = 480 \text{ Hz}$

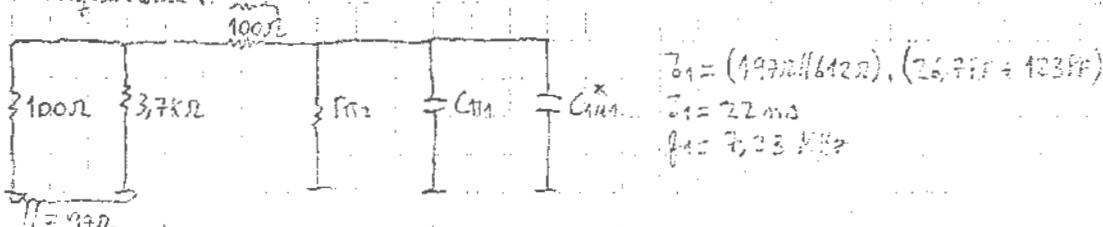
Altas frecuencias: Influjoen las capacidades internas de los dispositivos.

$$(1) \text{ Reflejo } C_{\text{in}} \Rightarrow A_{\text{in}} = \Delta A_{\text{in}} = -100 \cdot (3,19 \text{ k}\Omega / 10 \text{ k}\Omega) = -9,19 \cdot 2,2 \text{ M}\Omega = -122 \Rightarrow C_{\text{in}} = C_{\text{in}}(1 - A_{\text{in}})$$

(distorsiones capaces) N_{B1} N_{B2}

$$R_{\text{B2}} = \Gamma_x + \Gamma_{\text{B2}} + B_2 (10 \text{ k}\Omega / 100 \Omega) = 3,19 \text{ k}\Omega$$

R-C equivalente:

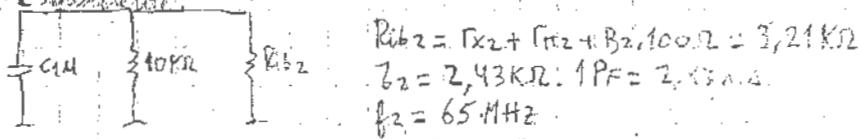


$$\beta_1 = (1972 / 6122) \cdot (26,777 \pm 123 \text{ pF})$$

$$\beta_1 = 22 \text{ ms}$$

$$f_1 = 7,23 \text{ kHz}$$

(2) R-C equivalente:

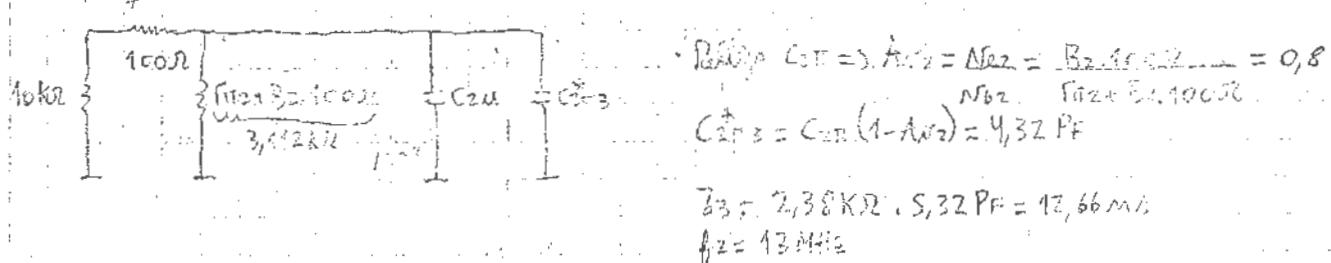


$$R_{\text{B2}} = \Gamma_x + \Gamma_{\text{B2}} + B_2 \cdot 100 \Omega = 3,21 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_2 = 2,43 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ pF} = 2,43 \text{ A/m}$$

$$f_2 = 65 \text{ MHz}$$

(3) RC equivalente:



$$R_{\text{B2}} \parallel C_{\text{in}} \Rightarrow A_{\text{in}} = \Delta A_{\text{in}} = B_2 \cdot 100 \Omega = 0,8$$

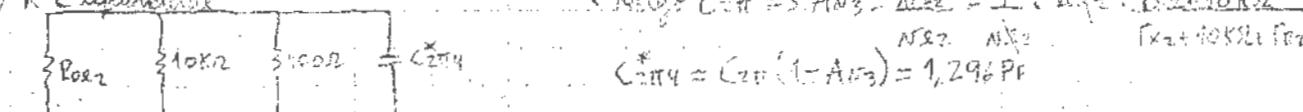
$$N_{\text{B2}} = \Gamma_x + \Gamma_{\text{B2}} + B_2 \cdot 100 \Omega$$

$$C_{2p3}^+ = C_{\text{in}}(1 - A_{\text{in}}) = 4,32 \text{ pF}$$

$$\beta_3 = 2,38 \text{ k}\Omega \cdot 5,32 \text{ pF} = 12,66 \text{ ms}$$

$$f_3 = 13 \text{ MHz}$$

(4) R-C equivalente:



$$R_{\text{B2}} \parallel C_{\text{in}} \Rightarrow A_{\text{in}} = \Delta A_{\text{in}} = 1 \cdot N_{\text{B2}} \cdot \Gamma_x + 100 \Omega = 0,94$$

$$C_{2p4}^+ = C_{\text{in}}(1 - A_{\text{in}}) = 1,296 \text{ pF}$$

$$R_{\text{B2}} = 100 \Omega + \Gamma_x + \Gamma_{\text{B2}} = 428 \Omega \quad f_4 = 8 \cdot 10^6 \cdot 1,296 \text{ pF} = 103,7 \text{ Hz}$$

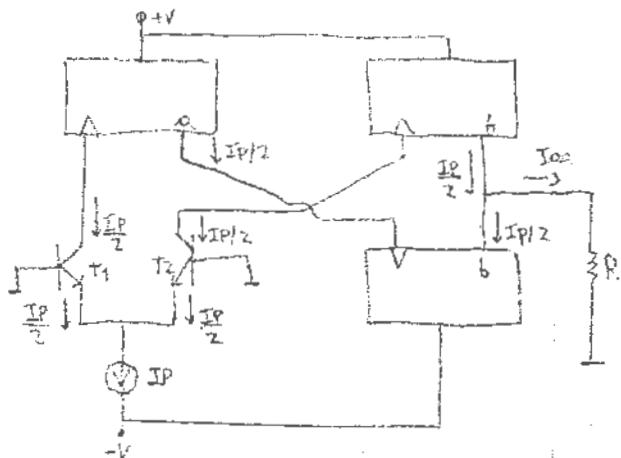
$$f_4 = 1,89 \times 10^{-7} \text{ Hz}$$

- Ninguna freqüencia medida por el sonido $\Rightarrow T = 2,73 \pm 24,54 \text{ ms} \Rightarrow f_{\text{máx}} = 5 \text{ MHz}$

②

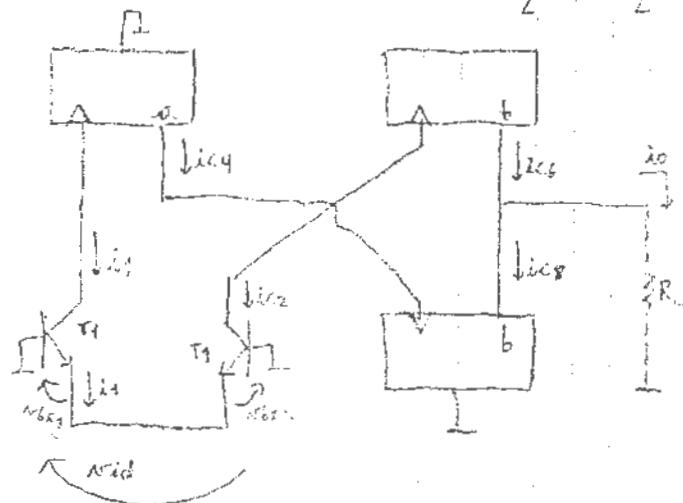
12/7/16

2)



$$a = b = 1$$

$T_1 \wedge T_2 \text{ offenerdor}, T_1 = T_2 \Rightarrow I_{ab} = I_{ca} = \frac{IP}{2} \Rightarrow \frac{IP}{2} + \frac{I_{ca}}{2} + \frac{I_{cb}}{2} \Rightarrow I_{ca} = 0 \quad \left(g_{m1} = g_{m2} = \frac{IP}{2} \right)$



$$N{id} = \frac{I_{ca}}{2} \Rightarrow I_1 = g_{m1} \cdot N{id} = g_{m1} \cdot \frac{N{id}}{2} \Rightarrow I_{ca} = I_1 = g_{m1} \cdot \frac{N{id}}{2}$$

$$N{id} = \frac{I_{cb}}{2} \Rightarrow I_2 = g_{m2} \cdot N{id} = -g_{m2} \cdot \frac{N{id}}{2} \Rightarrow I_{cb} = I_2 = -g_{m2} \cdot \frac{N{id}}{2}$$

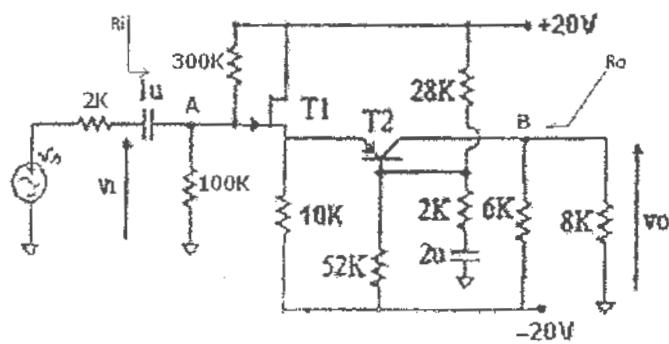
$$I_{ca} + I_{cb} = I_{ab} \Rightarrow I_0 = I_{ab} - I_{ca} = N{id} \left(g_{m1} + g_{m2} \right) = N{id} \cdot g_m = N{id} \cdot \frac{IP}{2Vt}$$

$$\therefore \text{Ende: } \frac{I_0}{N{id}} = \frac{IP}{2Vt}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; $r_{gs} \text{ y } r_{ds} \rightarrow \infty$. $f_T = 200MHz$ \Rightarrow $f_T = f_{tr}$ \Rightarrow $f_T = f_{tr}$

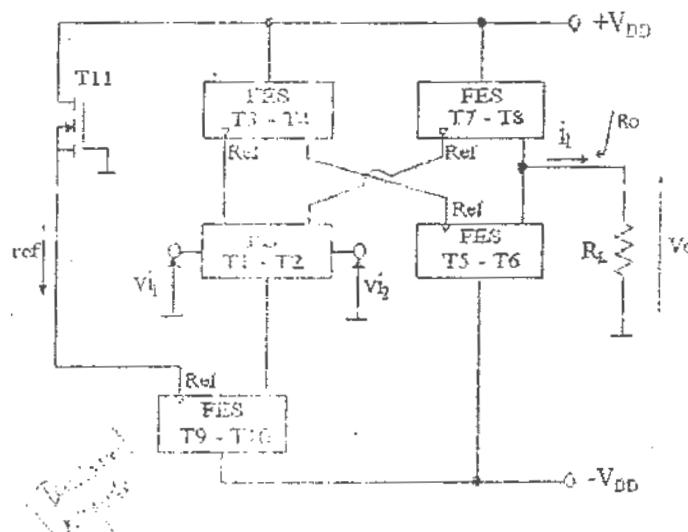
a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, indicando las tensiones de sus terminales contra común.



b) Dibujar el circuito de señal sin reemplazar los transistores por su modelo circuital. Obtener por inspección R_i , R_o , $A_v = v_o/v_i$ y $A_{vs} = v_o/v_s$.

c) Obtener el valor de la f_l aproximada. Analizar cualitativamente cuál podría considerarse el nodo dominante que determine el valor de f_h . Obtener f_h .

d) Se realimenta el circuito conectando una $R = 1M\Omega$ entre A y B. ¿Qué se muestra? y qué suma? La realimentación es positiva o negativa. Justificar.



2 - a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito. Definir la corrección de I_{DQ} por el %.

b) Hallar las expresiones $Gm_d = i_d/v_{id} |_{v_o=0}$

$$Gm_d = i_d/v_{id} |_{v_o=0}$$

$$Gm_c = i_c/v_{ic} |_{v_o=0}$$

Definir y hallar los valores de R_{id} , R_{ic} y R_o . Obtener $A_{vd} = v_o/v_{id}$ y $A_{vc} = v_o/v_{ic}$.

c) Analizar cualitativamente cómo se modifican todos los valores calculados si se reemplaza T9-T10 por una fuente Widlar con $R_E = 100\Omega$.

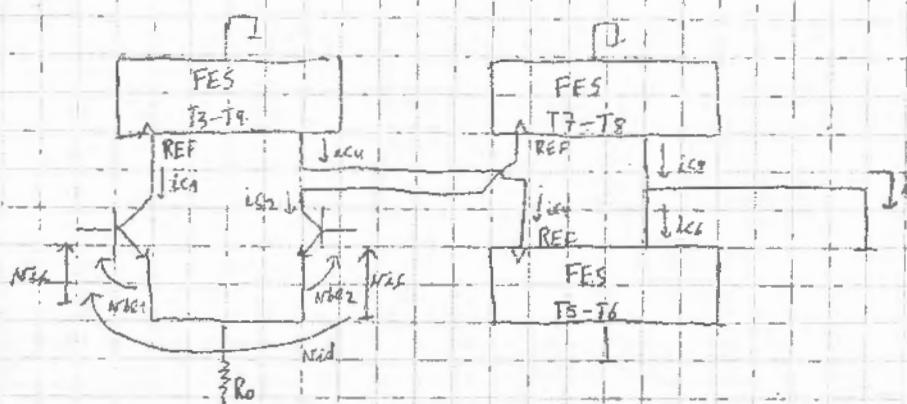
FES: Fuente Espejo Simple - FD: Par Diferencial. Todos T813 (nPN ó PNP, según corresponda)

$$\pm V_{DD} = \pm 6V; R_i = 1K\Omega; \beta = 100; V_A = 100V; V_T = 2V; K' = 100\mu A/V^2; W/L = 2; \lambda = 0,01 V^{-1}$$

29/02/16

②

b)



$$q_{m1} = q_{m2} = q_m = 442,8 \text{ kN/m}^2$$

$$f_{T1} = f_{T2} = f_T = 2,34 \text{ kN}$$

T_1 y T_2 operados \Rightarrow fuerza menor de resistencia.

- Estática diferencial:

$$\frac{Nbc1}{2} = \frac{Nid}{2} \Rightarrow i_{c1} q_{m1} \cdot Nid \Rightarrow i_{c1} = a \cdot i_{c1} = q_{m1} \cdot a \cdot Nid \Rightarrow i_{c1} = q_{m1} \cdot a \cdot Nid$$

$$T_2 = T_1 \Rightarrow i_{c1} = i_{c2}$$

$$\Rightarrow q_{m1} = p_m$$

$$\frac{Nbc2}{2} = -\frac{Nid}{2} \Rightarrow i_{c2} = -\frac{q_{m2}}{2} \cdot Nid \Rightarrow i_{c2} = a \cdot i_{c2} = -\frac{q_{m2}}{2} \cdot a \cdot Nid$$

$$i_{c2} = i_l + i_c \Rightarrow i_l = i_c - i_{c2} = -\frac{Nid}{2} \cdot \frac{(a + a^2)}{a} \Rightarrow i_l = -\frac{Nid}{2} \cdot \frac{(a + a^2)}{a} = -\frac{q_{m2}}{2} \cdot \frac{(a + a^2)}{a} = -\frac{q_{m2}}{2} \cdot \frac{(1 + 1^2)}{1} = -\frac{q_{m2}}{2} \cdot 2 = -q_{m2}$$

- Estática continua:

$$\frac{Nbc1}{BZP} = \frac{Nid}{BZP} \Rightarrow i_{c1} = \frac{Nbc1}{BZP} \cdot 0,5 \text{ m} \cdot q_m \Rightarrow i_{c1} = i_{c1} \cdot a \Rightarrow i_{c1} = i_{c1} \cdot a^2 = \frac{Nbc1}{BZP} \cdot 0,5 \text{ m} \cdot a^2 \cdot q_m$$

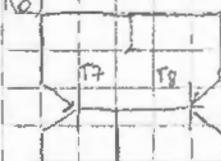
$$Nbc2 = Nbc1 \Rightarrow i_{c2} = Nbc1 \cdot 0,5 \text{ m} \cdot q_m \Rightarrow i_{c2} = Nbc1 \cdot 0,5 \text{ m} \cdot a \cdot q_m$$

$$i_l = \frac{Nbc1 \cdot 0,5 \text{ m} \cdot q_m (a + a^2)}{Nbc1 \cdot 0,5 \text{ m} \cdot a} = \frac{0,5 \text{ m} \cdot q_m (a + a^2)}{0,5 \text{ m} \cdot a} = 0,5 \text{ m} \cdot \frac{q_m (a + a^2)}{a}$$

$$(R_d): R_d = Nid = 2f_T$$

$$(R_s): R_s = \frac{Nid}{R_d} = \frac{Nid}{2f_T}$$

R_d)



$$R_d = \frac{Nid}{R_s} = \frac{Nid}{\frac{Nid}{2f_T}} = \frac{2f_T \cdot Nid}{Nid} = 2f_T = 4,8 \text{ kN} \geq R_d \Rightarrow \text{Consider todo lo contrario para } R_s$$

$$\frac{1}{R_d} = \frac{i_{c2}}{R_d} + \frac{i_{c1}}{R_d} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_d}$$

$$R_{c2} = f_{c2} = 95 \text{ kN} \quad T_6 \text{ y } T_9 \text{ eliminados en el redimensionamiento}$$

$$R_{c1} = f_{c1} = 97 \text{ kN}$$

$$G_d - V_d = 195 \text{ kN} \quad G_d = V_d = 193 \text{ kN}$$

$$i_{c2} \quad i_{c1}$$

$$A_{vd} = \frac{1}{N_{id}} \left(-N_{id} g_m (a + a^2) \right), R_i = \frac{-g_m (a + a^2)}{2}, 1k\Omega = -41,52$$

↓
el con vid
↓

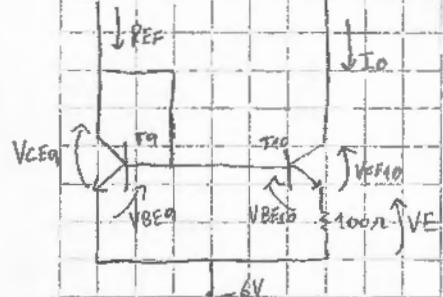
$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{42,8 \text{ mA/V}}{0,98}$$

$$A_{vc} = N_o = \frac{1}{N_{id} N_{dc}} \left(N_{dc} \cdot 0,5 \ln(a + a^2) \cdot g_m \right), 1k\Omega = 4,19 \times 10^{-3}$$

↓
el con N_{dc}
↓

C) FUENTE WIDLAR:

Al tener una resistencia R_E de 100Ω , hay una caída V_E que produce una disminución en V_{BE10} , disminuyendo I_{o1} , teniendo $I_{o1} \leq I_R$. Por ende I_{c1} disminuye (por ende I_{a2}), disminuyendo $g_{m1} = g_{m2}$. Esto hace que tanto R_{id} aumente y que A_{vd} disminuya.

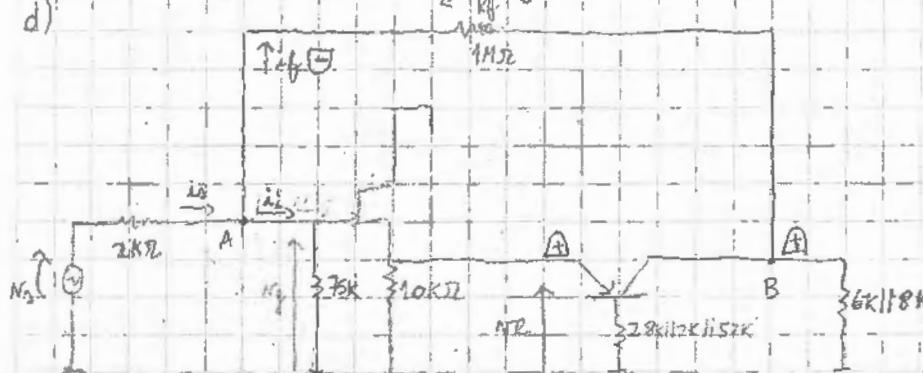


①

29/02/16

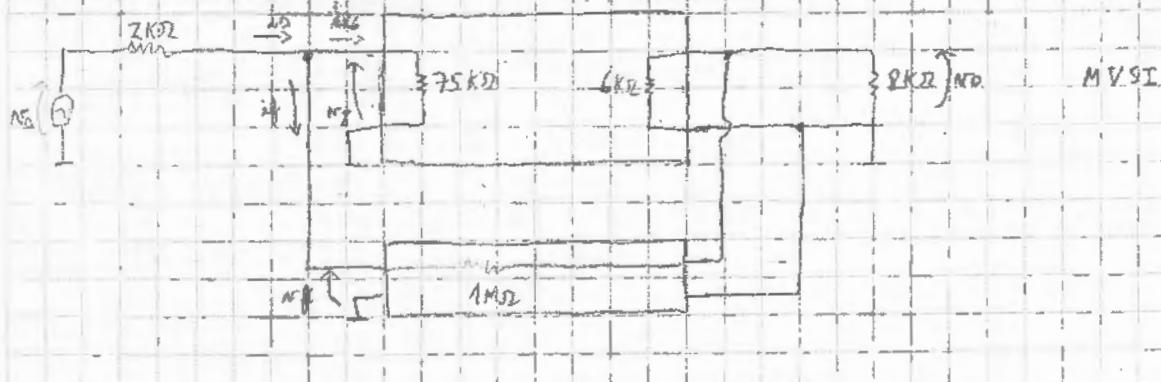
a) b) c) bilden ein pf find 25/02/15

d)

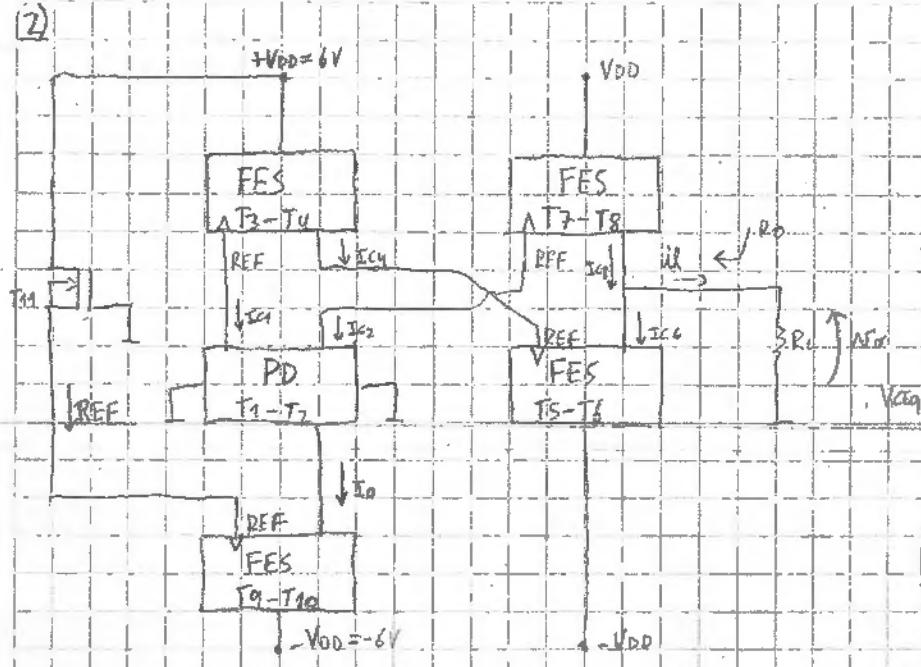


$$i_A = i_f + i_R$$
$$i_R = i_B - i_f$$

$N_2(A) \Rightarrow N_2(A) \Rightarrow N_2(B) \Rightarrow N_C - N_2 > 0 \Rightarrow i_f(A) \Rightarrow i_L = i_B - i_f > i_A \Rightarrow$ stabilisator anfinita.



(2)



a) Se consideran todos los transistores iguales identicos con $\alpha = \beta = \beta_0 = 0,98$

$$I_D = \beta I_S$$

T₉-T₁₀)

I_{REF}

$$I_{D9}$$

T₁₀

I_{D10}

V_{CE9}

V_{CE10}

0,7V

V_{CE9} + V_{CE10}

$$I_{D9} = I_{D10} = I_D$$

$$V_{CE9} = 0,3V$$

$$R_o = r_o = r_A = 43k\Omega$$

$$V_{CE10} = 5,3V$$

$$I_{D9} = I_{D10} = I_D$$

$$V_{CE10} = 5,3V$$

T₁₁) + 6V

$$V_{DSM} = 2(5,3V - 2V)$$

V²

$$V_{DSM} = 2,18mA$$

-3,3V

$$V_{DSM} = 5,3V$$

$$V_{DSM} = 9,163V$$

T₃-T₂)

(5.3)

$$I_1 = I_2 \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I_D$$

$$I_{C1} = I_{C2} = 1,07mA$$

$$V_{CE1} = 6V$$

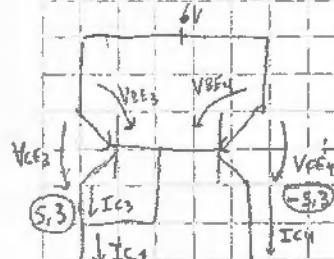
$$V_{CE2} = 6V$$

T₃-T₄)

$$I_{C1} = \alpha I_{C3} = I_{C3} = 1,05mA$$

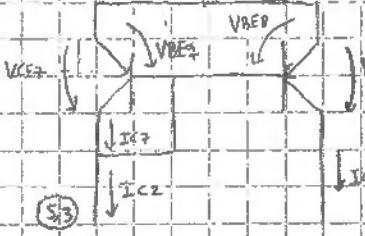
$$V_{CE3} = 0,7V$$

$$V_{CE4} = 11,3V$$



T₇-T₈)

6V

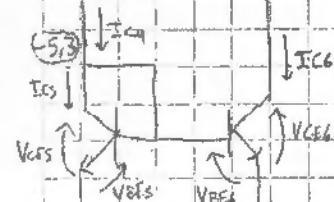


$$I_{C7} = I_{C8} = \alpha I_{C2} = 1,05mA$$

$$V_{CE7} = 0,7V$$

$$V_{CE8} = -6V$$

T₅-T₆)



$$I_{C5} = I_{C6} = 1,03mA$$

$$I_{C6} = 1,03mA$$

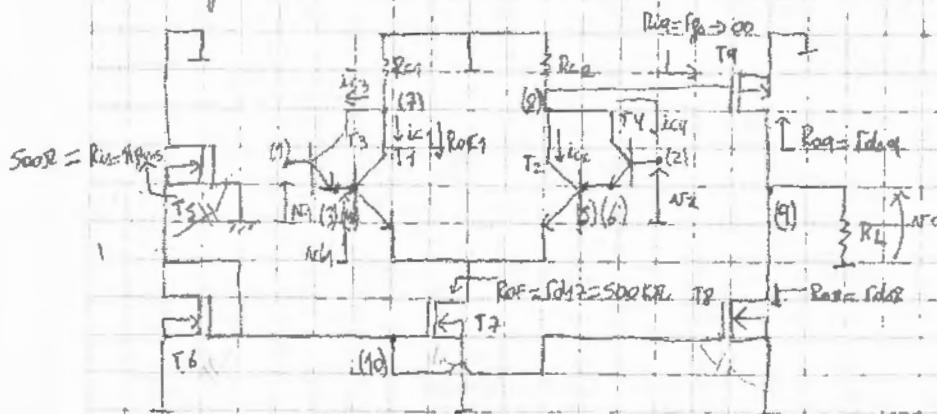
$$I_L = I_{C8} - I_{C5} = 0,2mA$$

$$\Rightarrow V_o = 0,2mA \cdot R_o$$

(2)

21/12/16

c) Dibujo el circuito en serie



$$S_{002} = R_{12} \cdot R_{02}$$

• Los modos (1) y (2) tienen la misma frecuencia fundamental \Rightarrow los demás.

$$(3) \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{modo 3} \\ \text{modo 1} \end{array} \right. \quad \frac{1}{C_{31}L_3 + 100} \quad \left\{ \begin{array}{l} S_{002} \\ R_{12} \cdot R_{02} \\ 50 \Omega \end{array} \right. \quad \begin{aligned} Z_3 &= 16 = 3,18 \times 10^{-14} \cdot 25 \text{ k}\Omega = 0,795 \text{ m} \\ f_3 &= f_4 = 200 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$C_{311} = 3,18 \times 10^{-14}$$

$$C_{3113}^* = C_{311} \left(1 - \frac{R_{12}}{R_{02}} \right) = C_{311} \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \right) = 3,18 \times 10^{-14}$$

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{modo 4} \\ \text{modo 2} \end{array} \right. \quad \frac{1}{C_{41}L_4 + 100} \quad \left\{ \begin{array}{l} S_{002} \\ R_{12} \cdot R_{02} \\ 50 \Omega \end{array} \right. \quad \begin{aligned} Z_4 &= 25 \text{ k}\Omega \cdot 1,06 \text{ PE} = 0,265 \text{ m} = 76 \\ f_4 &= f_5 = 600 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$\text{Reflexo } C_{111} \Rightarrow A_{11} = \frac{N_{01}}{N_{01} + R_{12} \cdot R_{02}} = 0,99 \Rightarrow C_{111} \text{ sonoro no reflexo}$$

$$\text{Reflexo } C_{111} \Rightarrow A_{11} = \frac{N_{01}}{N_{01} + R_{12} \cdot R_{02}} = \frac{(i_{01} + i_{02}) \cdot 30 \text{ k}\Omega}{N_{01} + (i_{01} + i_{02}) \cdot 30 \text{ k}\Omega} = \frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot 30 \text{ k}\Omega}{N_{01} + g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot 30 \text{ k}\Omega} = -0,06$$

$$\text{ii) } C_{411}^* = K_{411}(1 - \alpha_{11}) \cdot 100 \text{ PE}$$

$$(5) \quad R_{01} = \frac{1}{N_{01}} \left(\frac{100}{1 + R_{12} \cdot R_{02}} + \frac{100 \cdot 75 \text{ k}\Omega}{R_{12} \cdot R_{02} + 75 \text{ k}\Omega} \right) = 92 \text{ M}\Omega \quad (\text{minimizar resistencia para unión})$$

$$R_{01} \gg R_{12} \cdot R_{02}$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= 1 \text{ P}\text{F} \cdot 30 \text{ k}\Omega = 0,3 \text{ m} \\ f_1 &= 5,3 \text{ MHz} \end{aligned}$$

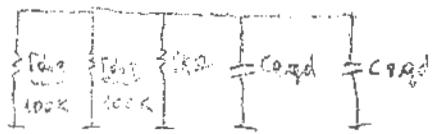
$$(6) \quad \text{Idem (5) pero se mantiene la capacidad } C_{311} \text{ y se refleja } C_{011}$$

$$Z_2 = 30 \text{ k}\Omega [3 \text{ P}\text{E} + 5 \text{ P}\text{E} + 1 \text{ P}\text{E}]$$

$$\text{Reflexo } C_{011} \Rightarrow A_{01} = \frac{N_{01}}{N_{01} + g_{m1} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = -2 \Rightarrow C_{011}^* \approx 3 \text{ P}\text{E}$$

$$Z_2 = 0,27 \text{ m} \quad f_2 = 589 \text{ kHz}$$

(9)



Bei Gerdifferenzfrequenz identisch: $A_{Vd} = N_d / \omega_{p1} - \omega_0$
 $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_{0,2} = 1,98 \text{ rad/s}$
 $f_{0,2} = 81 \text{ MHz}$

0,89 MHz

$$(10) \text{ Bei } \omega \ll \omega_p: C_{gd} \Rightarrow A_{Vd} = N_d \cdot 2 \cdot \frac{\omega}{\omega_p} \cdot \left(\frac{R_{gd}}{250} \right) = -0,89 \Rightarrow C_{gd10} = 1,22 \text{ pF}$$

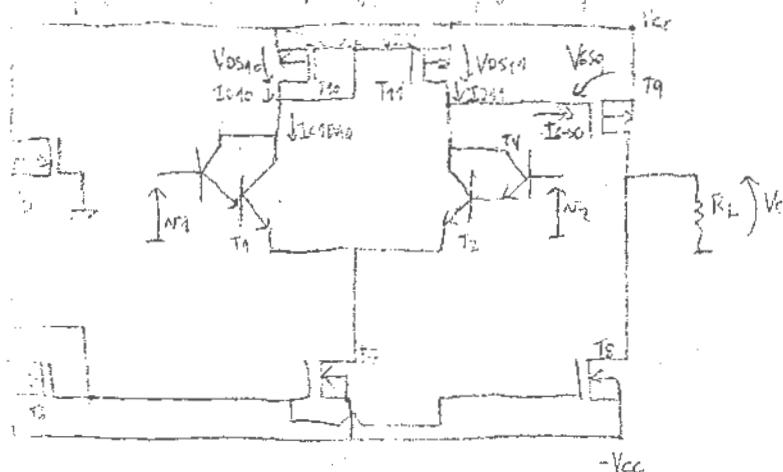
$$\text{Bei } \omega \gg \omega_p: C_{gd} \Rightarrow A_{Vd} = N_d \cdot 2 \cdot \frac{\omega}{\omega_p} \cdot \left(\frac{R_{gd}}{250} \right) = -1,98 \Rightarrow C_{gd10} = 2,98 \text{ pF}$$

$$\therefore Z_{10} = \underbrace{1}_{\text{Paras}} \cdot \left(\frac{1}{R_{gd1}} \parallel \frac{1}{R_{gd2}} \parallel \frac{1}{R_{gd10}} \right) \cdot \left(C_{gs1} + C_{ps1} + C_{p21} + C_{p31} + C_{p41} + C_{gd10} \right) = 47,1 \text{ mΩ}$$

$$f_{10} = 13 \text{ MHz}$$

$$\therefore f_B > 554 \text{ KHz}$$

d) Zeichne Rausch-RC für Kurzschlussleistung eines PMOSFET



①

21/12/16

$$V_{CC} = 6V, R_{C1} = R_{C2} = 30k\Omega, R_L = 10k\Omega$$

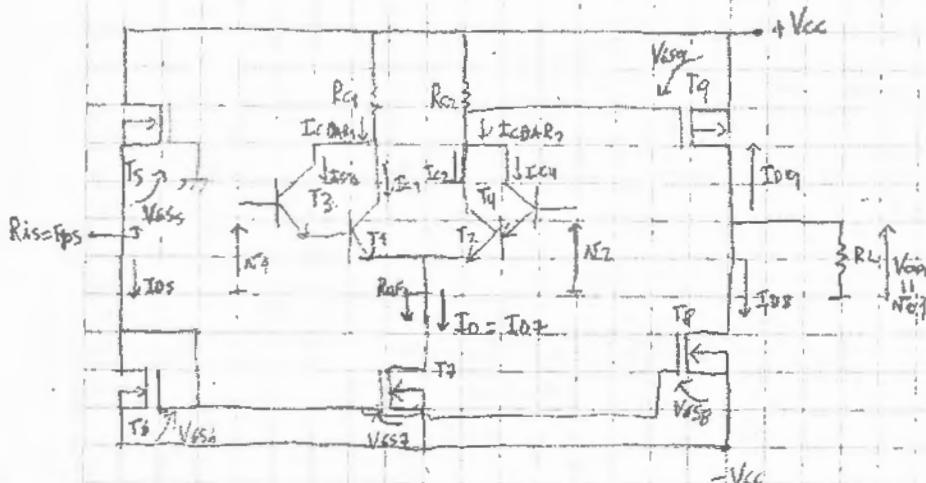
$$R = 100, f_T = 100, V_A = 100V, f_J = 200MHz$$

$$C_{as} = 1PF$$

$$V_T = \pm 2V, k = 1mA/V^2, \lambda = 0,01V^{-1}$$

$$(W/L)_{S68} = 1, (W/L)_{T12} = 0,2$$

$$C_{ps} = 5PF, C_{pd} = 1PF$$



(a) $(W/L)_q$ para $V_{OA} = 0V$

$$(-6V + V_{SS1} + V_{SS2}) = 0, I_{DSS} = I_{DS} \Rightarrow V_{SS1} = V_{SS2} \Rightarrow V_{SS} = V_{SS1} = 3V \Rightarrow V_{G1} = -3V = V_{G2}$$

$$\Rightarrow V_{SS2} = 3V \Rightarrow I_{D2} = 1mA \cdot 1(3V - 2V)^2 = 1mA, \text{ nota que } V_{OA} = 0V \Rightarrow I_{D4} = -I_{D2} (A)$$

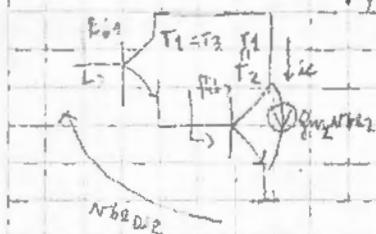
• V_{G2} nro 1 o nro 2, ya que tanto $V_{SS2} = 3V \Rightarrow I_{D2} = 1mA \cdot 0,2(3V - 2V)^2 = 0,2mA$

• Considerando los otros Darlington idénticos $\Rightarrow I_{D1} = I_{C1} = 0,1mA \Rightarrow V_{G1} = 3V \Rightarrow V_{SS1} = -3V$

• Buscar que cumpla (A) $\Rightarrow -1mA = -1mA \cdot \frac{(W/L)^2(-3V + 2V)^2}{V^2} = 1$

(b) R_{id}, R_{ic} y R_{RM} en dB

• Anexo de Darlington equivalente:



$$[R_{eq} = R_{id} + R_1(f_{x1} + f_{x2})]$$

$$Q_{meq} = \frac{I_{in}}{f_{x1}} = \frac{Q_{m1} \cdot f_{x2} + Q_{m2} \cdot f_{x1}}{N_{B2} \cdot N_{B1} \cdot R_{id} \cdot (f_{x1} + f_{x2})}$$

$$[Q_{meq} = Q_{m1} \cdot R_1(f_{x1} + f_{x2})] \quad [R_{eq} = Q_{meq} \cdot f_{x1}]$$

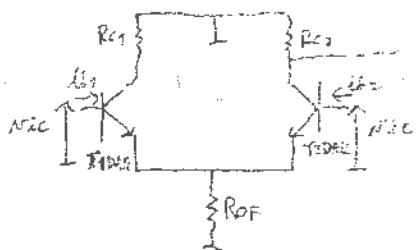
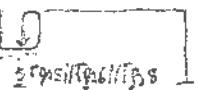
• Para calcular:



$$R_{id} \cdot R_{id} = 2 \left(\frac{R_{id} \cdot f_{x2}}{f_{x1}} \right) + 2 \left(f_{x1} \cdot f_{x2} \right)$$

• Audio Darlington son idénticos

• Para calcular R_{eq} , considera i_{12} : $R_{eq} = \frac{N_{12}}{I_{12}} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{12}}$

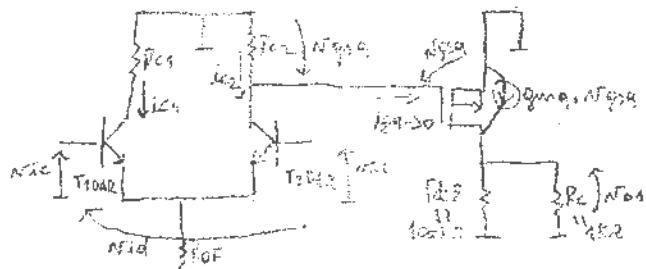


$$R_{eq} = \frac{N_{12}}{I_{12}} = \frac{U_{12}}{I_{12}} + \frac{R_{12}}{2} \cdot \frac{I_{12}}{R_{12}}$$

$$I_{12} = 500 \text{ mA}$$

• Para calcular de RRMC: $\left[\frac{RRMC}{Av_{12}} = \frac{1}{2} \right] = \frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega}{2} \cdot \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot 2R_{12}}{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot f_{req} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega} = \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot 2R_{12}}{2f_{req}}$

• En resumen:



$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{1}{2} \right] = \frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega}{2} \cdot \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot N_{12}}{N_{12}} = \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot N_{12}}{2 \cdot N_{12}}$$

$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{1}{2} \right]$$

$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{1}{2} \right] = \frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega}{2} = \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot N_{12}}{N_{12}} = \frac{f_{req} + B_{eq} \cdot N_{12}}{2 \cdot N_{12}}$$

$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot N_{12} \cdot R_{12}}{f_{req} + B_{eq} \cdot 2R_{12}} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega \right]$$

$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot N_{12} \cdot R_{12}}{f_{req} + B_{eq} \cdot 2R_{12}} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega \right]$$

$$\left[\frac{Av_{12}}{N_{12}} = \frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{12}}{f_{req} + B_{eq} \cdot 2R_{12}} \cdot R_{12} \cdot 1k\Omega \right]$$

VALORES NUMÉRICOS: $f_{req} = 10 \text{ Hz}$, $I_{10A1} = I_{10A2} = 0,1 \text{ mA}$ $\Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = 4 \text{ mA/V} \Rightarrow f_{req} = f_{req} = 25 \text{ kHz}$, $N_{12} = 1000 \Rightarrow 1 \text{ mA} \Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = 4 \text{ mA/V} \Rightarrow f_{req} = f_{req} = 2,5 \text{ kHz}$

• Dibujar equivalente: $f_{req} = f_{req} + B_{eq} \cdot R_{12} = f_{req} + B_3 \cdot (f_{req} + f_{req}) = 5,01 \text{ kHz} = f_{req}$

$$g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_{12} = g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_3 \cdot (f_{req} + f_{req}) = 2 \text{ mA} = g_{m1} \cdot g_{m2}$$

$$B_{eq} = I_{10A1} \cdot g_{m1} \cdot g_{m2} = 10000$$

$$f_{req} = 2 \text{ mA/V}$$

$$\left[R_{eq} = 2 \cdot f_{req} = 10,02 \text{ M}\Omega \right]$$

$$\left[Av_{12} = 60 \right]$$

$$\left[Av_{12} = 0,02 \right]$$

$$\left[RRMC = 10000 \rightarrow \text{en dB}, RRMC = 60 \text{ dB} \right]$$

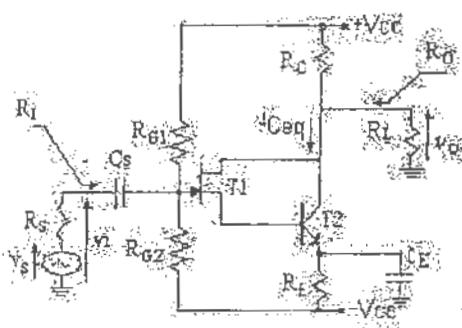
Para Fotocopia

66.08 - 86.06

Evaluación integradora 2014/2- cuarta fecha - 18/04/15

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			M T N		

1.- Admitiendo que ambos transistores (de bajo nivel de potencia) se encuentran en modo activo, se conocen todos sus parámetros (de valores típicos), los valores de los resistores y capacitores y V_{cc} :

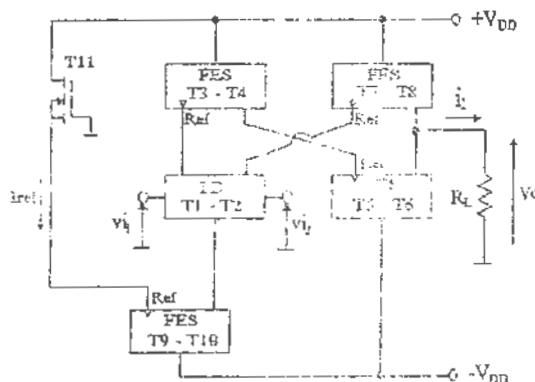


a) Si V_{cc} es del orden de 10 V, R_C y R_L de algunos K Ω y R_E de cientos de Ω , ¿podría estimarse un valor *aproximado* de V_{cesq} sin cálculo previo? *Justificar*. Si $V_{oq} = 0V$, justificar qué relación deberían tener entre sí los resistores del divisor de gate para funcionamiento en modo activo (cuál es mayor)

b) Hallar la expresión por inspección, justificando el procedimiento de la relación de pequeña señal $i_{ceq}/v_i|_{v_{ce}(eq)=0}$ a frecuencias medias.

c) Explicar por qué el uso del modelo equivalente del darlington no resulta válido para el cálculo de la respuesta en alta frecuencia de este circuito. Justificar por qué sí resulta válido para el cálculo de la respuesta en baja frecuencia.

2 - a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{ce} . Duplicar la corrección de I_{DQ} por el λ .



b) Hallar las expresiones y valor de:

$$Gm_d = i_t/V_{id} \quad |_{v_o=0}$$

$$Gm_c = i_t/V_{ic} \quad |_{v_o=0}$$

Definir y hallar la expansión de la R_o vista por la carga L . Definir su valor. Definir y calcular $A_v_d = V_o/V_{id}$.

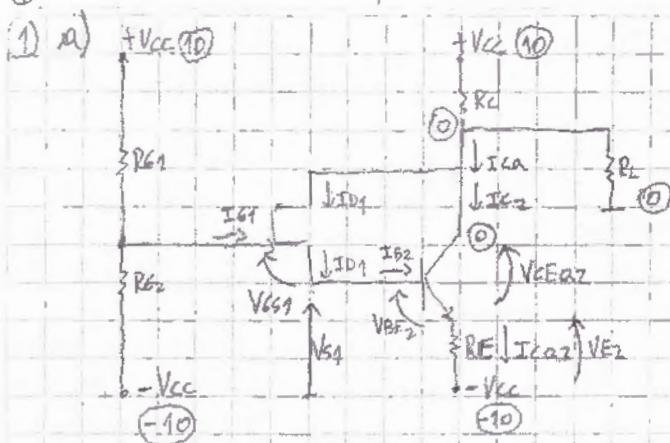
c) Definir y hallar el rango de tensión de modo continua.

FES: Fuente Especial Simple – **PD:** Par Diferencial. Todas las MOSFET son individuales (canal N ó P según corresponda)

$$\pm V_{DD} = \pm 6V, |V_{t1}| = 2V, |K'| = 100\mu A/V^2; W/L = 2; \lambda = 0,01 \text{ A/V}; \gamma \approx 0; R_L = 10K\Omega$$

①

1) a)



18/02/15

Dado conectar la retroalimentación entre R_E y R_C .
para dar un color que de Vesta.

• Si $V_{O2} \approx 0 \Rightarrow I_{L2} = \frac{V_{O2}}{R_L} \approx 0$ Sínt.

$I_{D2} \gg I_{D1}$, $I_{C2} = g_m N_{g2} I_{D2} \approx I_{D2}$.

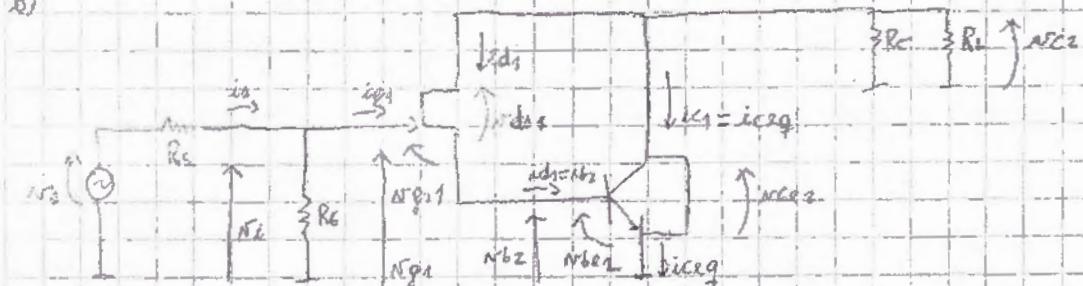
$$\Rightarrow |V_{O2}| = |I_{C2} R_C| = |I_{D2} R_E| \approx 0,3V \text{ a } 0,5V$$

$$\therefore V_{GS2} \approx -9V \text{ a } -8,8V$$

• $V_{GS} = -10V + 120V = 110V$, R_E debe ser mayor que para el canal N, $V_t < 0$ y como $R_{61} + R_{62}$

$V_{GS} \approx -9V \Rightarrow V_E$ debe ser más negativo $\therefore R_{61} > R_{62}$.

b)



$$I_{Ceq} = g_m N_{g2} R_E I_{C2}$$

$$N_{g2} = \frac{I_{C2}}{g_m V_{GS2}} = \frac{I_{C2}}{g_m (V_{BE2} + \frac{I_{D2} R_E}{g_m N_{g2}})}$$

$$N_{g2} = \frac{I_{C2}}{g_m V_{BE2} + g_m^2 N_{g2} R_E} = \frac{I_{C2}}{1 + g_m N_{g2} R_E}$$

$$I_{Ceq} = g_m N_{g2} R_E I_{C2} = \frac{I_{C2}}{1 + g_m N_{g2} R_E} \cdot g_m N_{g2} R_E I_{C2} = I_{C2}$$

c.) c)

- 2) Resto en 29/02/16; mientras el punto A) (ver lámina de esa fecha para trazo)
- C) El rango de tensiones, para que los transistores sigan en MAD es lo que se detalla en la
- Rango de modo son:

$$-6V + V_{CE10(\text{sat})} + V_{BE2} \leq V_{ce} \leq 6V + V_{CE2}$$

sobre T10

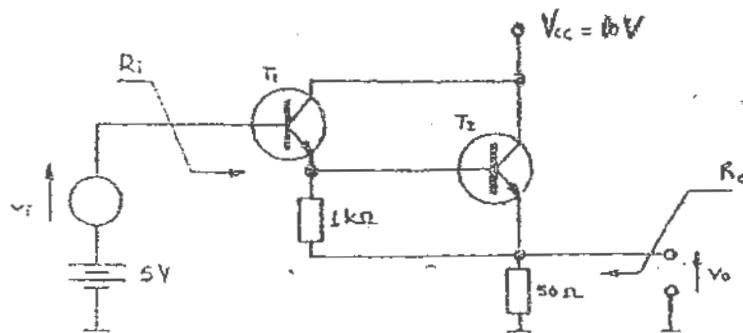
sobre T2

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

1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal), calcular (suponiendo $\beta = 200$; $r_x \rightarrow 0$; $V_A \rightarrow \infty$; $f_T = 300\text{MHz}$; $C_p \approx 1\text{ pF}$):

a) Los puntos de reposo. Las expresiones *por inspección* y sus valores, de las resistencias de entrada y salida, y la amplificación de tensión $A_v = v_o/v_i$.

b) Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa. ¿Qué utilidad tiene esta etapa?



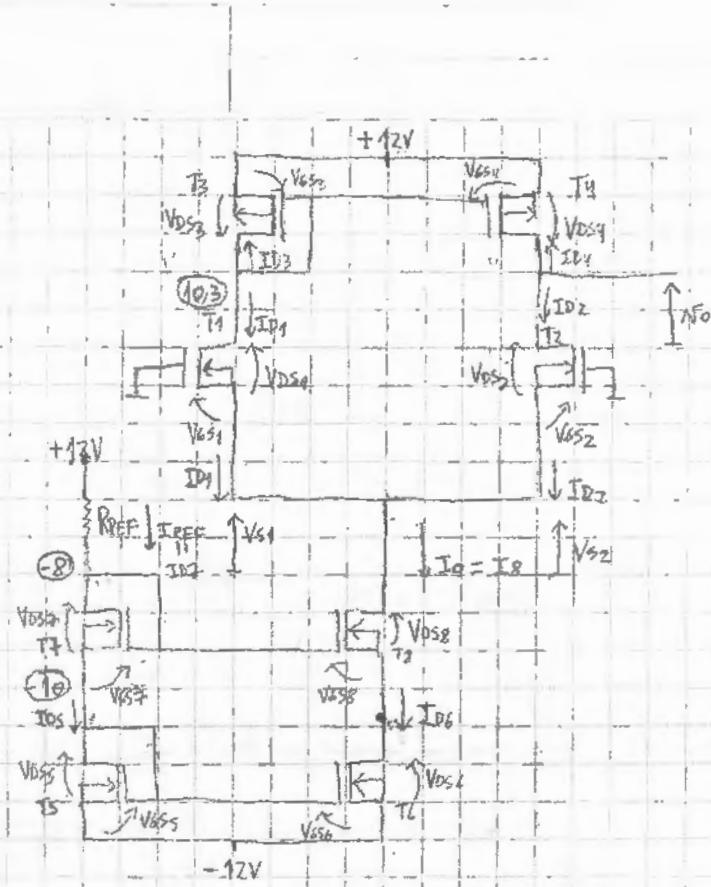
2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con NMOSFET inducidos (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente cascode con MOSFET (T_5-T_6 y T_7-T_8), de $R_{ref} = 20\text{ k}\Omega$ conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD} = \pm 12\text{V}$. **Los transistores son idénticos** y se conocen todos sus parámetros ($|V_T| = 1\text{V}$; $|k'| = 1\text{ mA/V}^2$; $W/L = 1$; $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$)

- a) Obtener los puntos de reposo, justificando por inspección el valor de la tensión de salida V_{OQ} .
- b) Obtener *por inspección*, justificando el procedimiento, el valor de las amplificaciones de tensión para modo diferencial y común para la salida simple convencional. Definir y obtener la RRMC en veces y en dB. ¿Cómo influyen los desapareamientos en su valor?.
- c) Obtener el rango de tensión de modo común. ¿Cuál es su utilidad?.
- d) Definir y obtener la tensión de Offset para un desapareamiento entre $W_{(T_1)}$ y $W_{(T_2)}$ del 2%.

①

2)

a)



11/02/15

Fuente de corriente constante:

$$V_{SS} = V_{SS7} (I_{D7}, I)$$

$$(1) -12V + V_{SS5} + V_{SS7} + I_{D7} \cdot R_{REF} - 12V = 0$$

$$2V_{SS7} - 24V + I_{D7} \cdot R_{REF} = 0$$

$$V_{SS7} = 12V - I_{D7} \cdot 10k\Omega$$

$$(2) I_{D7} = K \frac{W}{L} (V_{SS7} - V_T)^2$$

$$I_{D7} = 1mA (11V - I_{D2} \cdot 10k\Omega)^2$$

$$0 = 0,12V + I_{D2} \cdot 22k\Omega + I_{D2} \cdot 100k\Omega$$

$$\rightarrow I_{D2} = 1mA \rightarrow V_{SS2} = 2V > V_T$$

$$I_{D2} = 1,21mA \times$$

PUNTO a) $I_{DS} = I_{D6} = I_{D2} = I_{D8} = 1mA$ (parte de copia anterior) } fuente de corriente constante
 $V_{SS2} = 2V = V_{SS5} + V_{SS6} = V_{SS5}$
 $V_{DS7} = V_{SS5} = V_{DS6} = 2V$
 $V_{DS8} = 8,3V$

Para T1 y T2 no la mitad de I8 $\Rightarrow I_{D1} = I_{D7} = 0,5mA \Rightarrow$ luego el Vss que produce esta corriente

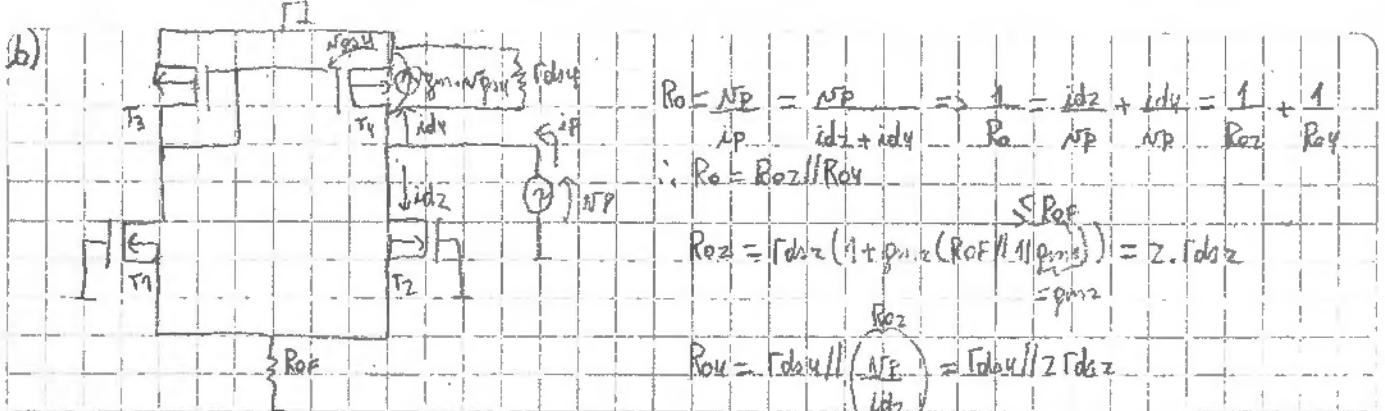
$$I_D = 0,5mA = 1mA \cdot 1(V_{SS} - 1V)^2 \Rightarrow V_{SS1} = V_{SS2} = 1,7V \Rightarrow V_{S1} = V_{S2} = -1,7V$$

Para T2 y T4 minima corriente $\Rightarrow 0,5mA = 1mA \cdot 1(V_{SS} + 1V)^2 \Rightarrow V_{SS3} = V_{SS4} = -1,7V$

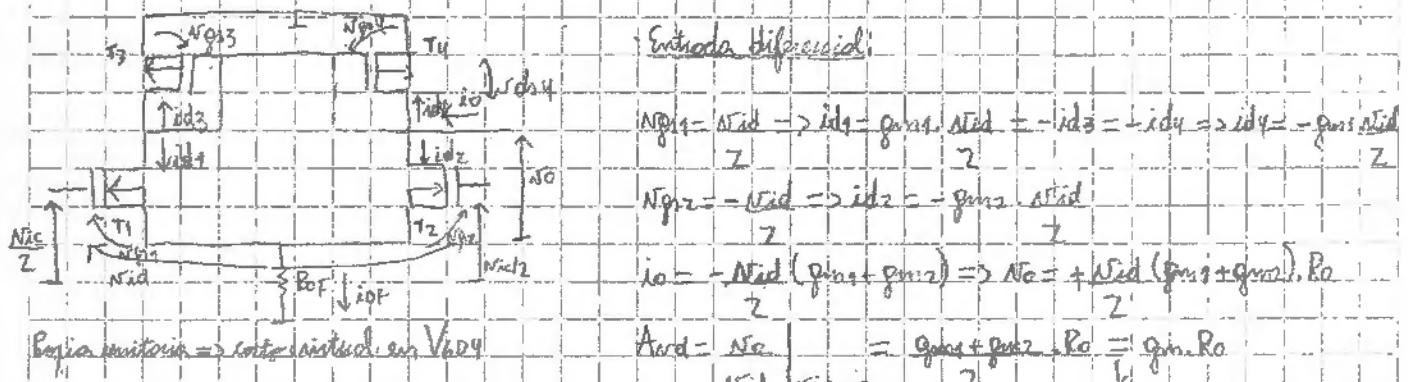
$$V_{D1} = V_{D2}, \text{ luego se llega a un equilibrio} \Rightarrow V_{DS3} = V_{DS4} = -1,7V$$

$$V_{DS1} + V_{DS2} = 12V$$

$$\therefore V_{DD} = 10,3V$$



$$R_{d1,2} = R_{d3,4} = 1 \quad \therefore R_o = \frac{2(R_{d1,2})}{2(R_{d1,2}) + 1} = \frac{2}{3}$$



Resistencia unitaria = ratio de voltaje en Vd3

$$LD = K(V_o) \cdot \frac{1}{K} = V_o$$

$$\text{Entrada común: } A_{vd} = \frac{Np_1}{Np_2} = \frac{gm_1}{gm_2} = \frac{id_1 \cdot R_d}{id_2 \cdot R_d} = \frac{id_1}{id_2} \approx \frac{R_d}{2 \cdot R_o}$$

I_3 carga con R_d a T_1

$$RRMC = \frac{A_{vd}}{A_{nc}} = \frac{2R_o \cdot gm \cdot R_o}{R_d} = \frac{2 \log(RRMC) + 2 \log(2 \cdot R_o \cdot gm \cdot R_o)}{R_d}$$

5) Sistemos los tránsitores de la fuente de corriente: $-12V < V_{DSEE} < V_{DSER} + N_{ic} = 0$
 $V_{ic} = 12V - V_{DSEE} - V_{DSER}$

• Sistema $T_2 \Rightarrow V_{DR} < V_T \Rightarrow V_{ic} = (N_{ic} + V_{DSU}) K V_T$
 $V_{ic} = V_T + V_{DD} + V_{DSU}$

$\therefore 12V - V_{DSEE} - V_{DSER} < V_{ic} < V_T + V_{DD} + V_{DSU} \Rightarrow$ Rango de tensiones que se pueden aplicar para que todos los transistores operen en MÁD, se supone que no más de 10% de error.

d) $V_{OFF} = V_{DS1} - V_{DS2} = \frac{I_{D,L}}{K \cdot W_1} - \frac{I_{D,L}}{K \cdot W_2} = \frac{I_{D,L}}{K} \left(\frac{1}{W_1} - \frac{1}{W_2} \right) = \frac{I_{D,L}}{K \cdot W_1 \cdot W_2} \left(1 + \frac{W_1}{W_2} \right)$

$$= \frac{I_{D,L}}{K \cdot W_1} \left(1 + \frac{W_1 - W_2 + 1}{W_2} \right) = \frac{I_{D,L}}{K \cdot W_1} \left(\frac{1 - 1 - \frac{1}{W_2}}{W_2} \right) \Rightarrow V_{OFF} = \frac{I_{D,L}}{\sqrt{K \cdot W_1}} \cdot \frac{1}{2}$$

APPELLIDO	NOMBRE	FACTOR	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			M T N		

1.-

$$\beta = 100 ; f_T = 300 \text{ MHz} ; C_{gs} = 2 \text{ pF} ; r_x = 100 \Omega ; V_A = 100V$$

$$(W/L)_{1,2} = 1 ; k' = 0,1 \text{ mA/V}^2 ; V_m = 1 \text{ V} ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 2 \text{ pF}$$

$$V_{cc} = 5V ; R_{ref} = 1 \text{ K}\Omega ; R_E = 470 \Omega ; R_L = 1 \text{ K}\Omega$$

- a) Obtener los puntos de reposo, implementando los bloques de fuentes espejo con MOSFETs de canal inducido cuyas características son:

$$(W/L)_{3,4,5,7} = 1; (W/L)_{6,8} = 50$$

$$|k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2 ; |V_{Tr}| = 1V ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; C_{gs} = 5\text{pF} ; C_{gd} = 1\text{pF}$$

¿Qué utilidad y característica posee la fuente T9-T10 frente a una espejo?

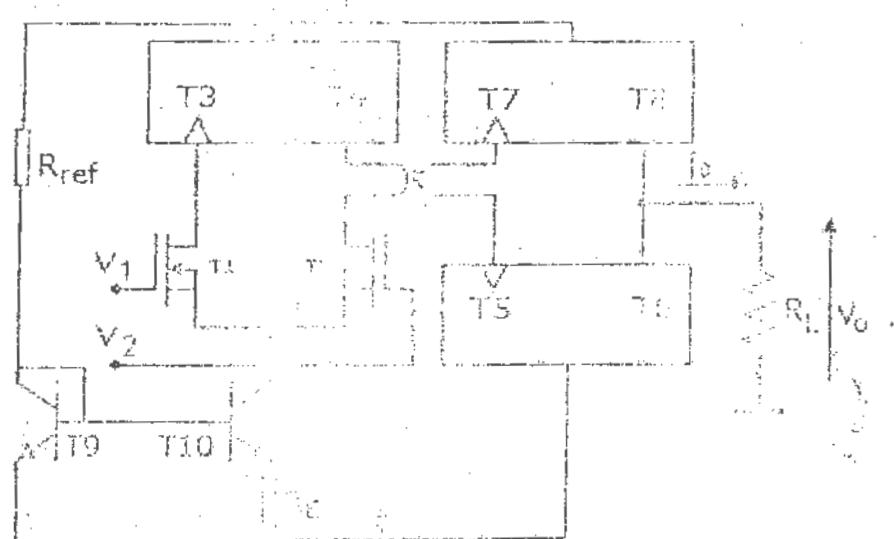
- b) Dibujar el circuito de salida, sin reemplazar los transistores por su modelo. Definir y obtener el valor de R_{id} , R_o y la transconductancia del circuito para modo diferencial. Obtener A_{vd} . ¿Cuál es el valor aproximado de la transconductancia de modo común? ¿Por qué su valor depende fuertemente de los desapareamientos de voltaje en cada bloque (p.ej. diferencial o fuente de espejo)?

- c) Obtener el valor aproximado de f_a para A_{vd} .

- c) Obtener la frecuencia de corte impuesto por la fuente T9-T10 para modo común. ¿Cuál es la importancia de esta frecuencia?

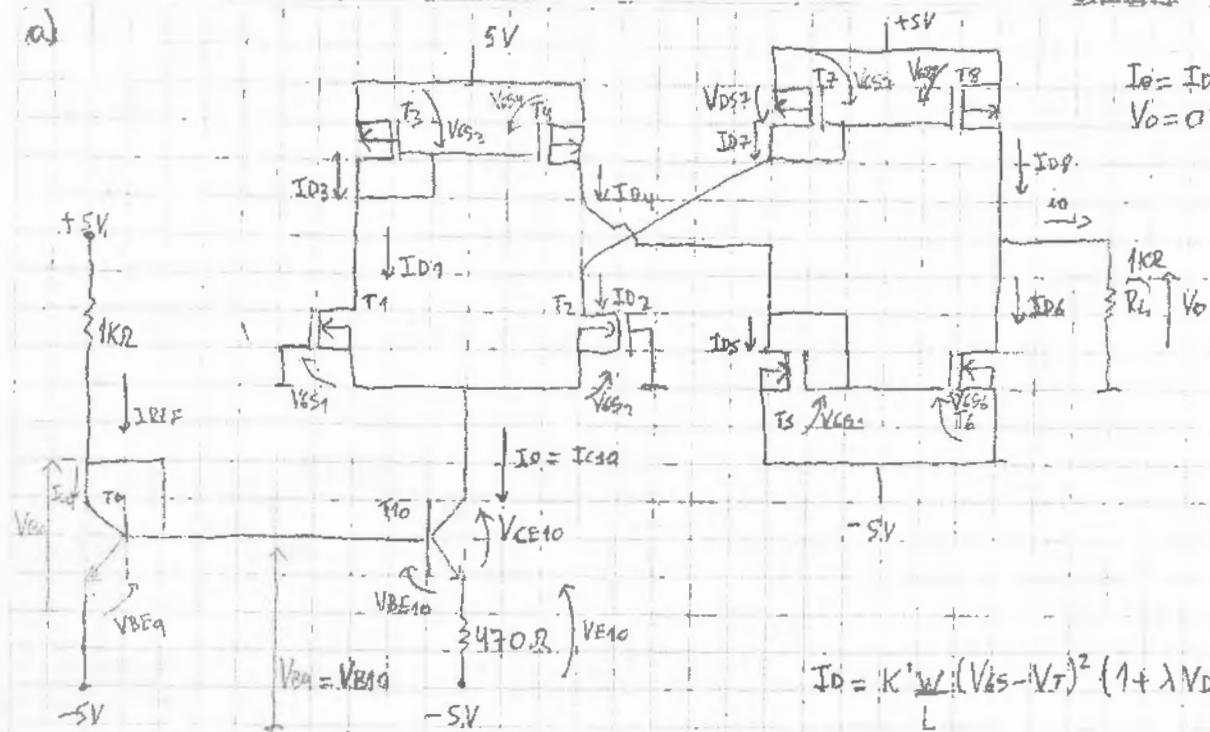
- c) Obtener el valor de la tensión de offset si: $(W/L)_1 = 0,93 \cdot (W/L)_2$

- d) Definir y obtener el rango de tensión de modo común.



①

a)



01/08/14

$$I_o = I_{D3} - I_{D6} = 0 \\ V_o = 0V$$

FUENTE DE CORRIENTE

$$I_{REF} = I_{REF} : -5V + 0,7V + I_{REF} \cdot 1k\Omega - 5V = 0 \Rightarrow I_{REF} = 9,3mA$$

es una fuente de corriente constante

$$\text{Unión} \Rightarrow I_o \cdot R_E = V_L \cdot \ln(I_2/I_1) \Rightarrow 1k\cdot 470\Omega = 25mV \cdot \ln(9,3mA/I_o)$$

$$I_o = 203mA \Rightarrow 0,095 \approx 0,095$$

PUNTO a) $V_{C9} = -4,3V = V_{B9}$ $V_{B10} = -4,3V$ $V_{C10} = V_{S1} = V_{S2} = -2V$
 $V_{E9} = -5V$ $V_{E10} \approx -4,3V$
 $I_{C9} \approx I_{REF} = 9,3mA$ $I_b = I_{C10} = 203mA$

PARA EL PUNTO b) T1 y T2 ideales \Rightarrow para cada punto en la $I_{D12} = 101,5mA = I_{D1} = I_{D2}$

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{DS} - V_T)^2 \Rightarrow \frac{I_D}{K' \frac{W}{L}} + V_T = V_{DS} ; I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow V_{DS1} = V_{DS2} = 2V, V_{G1} = V_{G2} = 0V$$

$$V_{DS1} = 5V \quad V_{G1} - V_{S1} = +2V$$

$$V_{DS2} = 5V \quad V_{G2} - V_{S2} = +2V$$

$$V_{DS1} = V_{DS2} = 3V \quad V_{G1} - V_{S1} = +3V$$

$$V_{DS2} = V_{DS1} = 3V \quad V_{G2} - V_{S2} = +3V$$

(T3-T4) Si los transistores no son ideales, I_6 dependerá \Rightarrow el factor de equivalencia

$$I_{D3} = I_{D4} = 101,5mA \Rightarrow V_{DS3} = V_{DS4} = -2V \quad V_{S3} = V_{S4} = 5V, V_{G3} = V_{G4} = 3V, V_{DS3} = -2V$$

$$V_{DS4} = 3V, V_{G4} = V_{S4} = -3V, V_{DS4} = -3V$$

$$(T_3-T_4): I_{D2} = 101,5mA \Rightarrow V_{DS2} = -2V$$

$$\alpha = \frac{I_{D2}}{I_{DS}} = 50 \Rightarrow I_{D8} = 5,075mA, V_{DS8} = -2V$$

factor de equivalencia

$$(T_5-T_6): I_{D5} = 101,5mA \Rightarrow V_{DS5} = 2V, V_{S5} = +5V, V_{DS5} = -3V$$

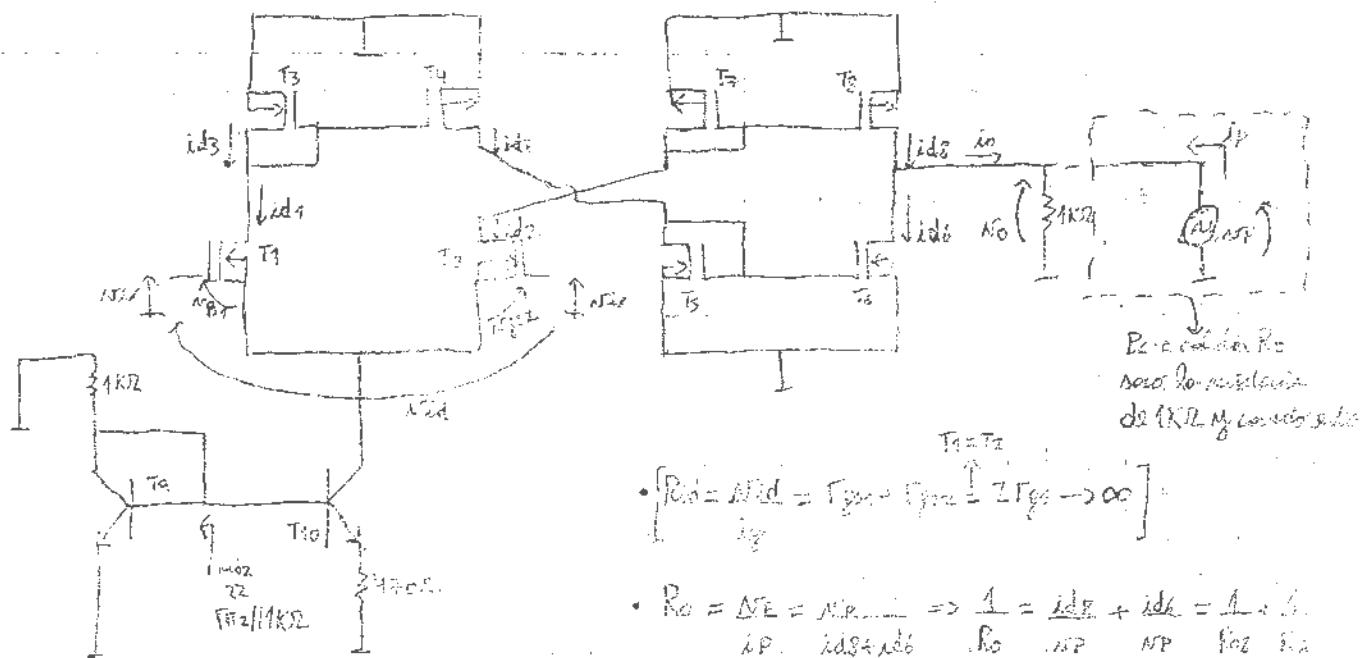
$$\alpha = \frac{I_{D5}}{I_{DS}} = 50 \Rightarrow I_{D6} = 5,075mA, V_{DS6} = 2V, V_{S6} = -5V, V_{DS6} = 0V$$

$$V_{DS6} = 2V$$

$$V_{DS6} = 5V$$

• La fuente $T_9 - T_{10}$ para la retroalimentación de la etapa de salida es del orden del mV, ya que en una fuente bipolar sería necesario integrar una RREF grande. Además, aumenta la Rct del amplificador al dividirlo. Por lo tanto, el ruido causado por el dispositivo de ruido es menor.

b)



$$R_{in} = N_{id} = \Gamma_{p1} + \Gamma_{p2} + 2\Gamma_{p3} \rightarrow \infty$$

$$R_o = N_{id} = \frac{1}{\Gamma_{p1} + \Gamma_{p2} + 2\Gamma_{p3}} \cdot \frac{id_1}{id_2}$$

$$R_o = R_{o1} // R_{o2} = \frac{R_{o1} \cdot R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}}$$

$R_{o1} = N_{id} = \Gamma_{p1}$ (no se consideran resistencias de carga)

$$R_{o2} = \frac{\Delta E}{id_2} = \frac{1}{id_2} \left(\frac{1}{\Gamma_{p2}} + \frac{1}{\Gamma_{p3}} + \frac{1}{\Gamma_{p4}} \right)$$

• En el caso de ruido:

$$\frac{N_{p1} + N_{id}}{2} = id_1 = \frac{q_{m1}}{2}, \quad id_2 = \frac{q_{m2}}{2}, \quad id_3 = \frac{q_{m3}}{2}, \quad id_4 = \frac{q_{m4}}{2} \Rightarrow id_2 = id_3 = id_4 = id_1 \quad id_1 + id_2 + id_3 = id_4$$

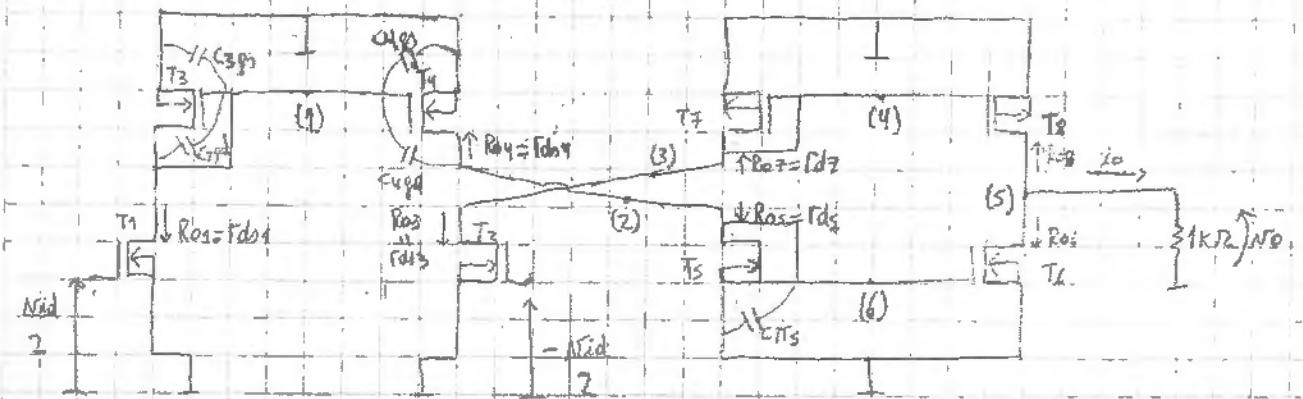
$$id_2 = id_3 - id_4 = -\frac{id_4}{2} = -\frac{(q_{m2} + q_{m4})}{2}$$

$$\left[\frac{A_{id} = N_{id}}{N_{id} \cdot N_{id}} = \frac{1}{id_1 \cdot R_L} = \frac{-2(q_{m1} + q_{m2})}{(R_L / R_L)} \right]$$

$$\left[\frac{6m_e = id_1}{N_{id} \cdot N_{id}} \rightarrow 0 \right] \rightarrow \text{en el caso de ruido, el factor de los componentes de ruido es menor que el factor de los componentes por los sonidos del PD, haciendo que sea de menor y por lo tanto comienza a ser } 6m_e. \text{ Los componentes de ruido también presentan los dígitos anteriores.}$$

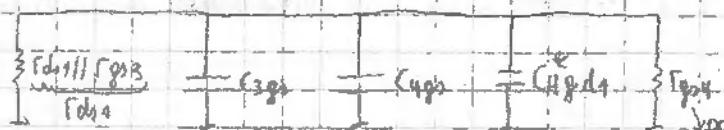
01/08/14

① T1 y T2 operando \Rightarrow trabajo de los inductores



Los modos de las entradas hace los considero porque son al teoría

(1)

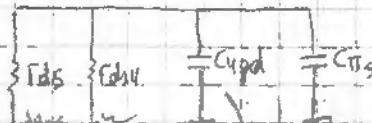


$$f_1 = f_{d1} \cdot (C_{3gs} + C_{4gs} + C_{spds})$$

$$f_1 = 11,82 \text{ ns} \Rightarrow f_1 = 13,5 \text{ kHz}$$

Reflejar Cspds $\Rightarrow A_{v1} = N_{de} = -g_{m1} \cdot f_{ds} \Rightarrow K_{spds} = C_{spds} \cdot (1 + g_{m1} \cdot f_{ds}) = 2 \cdot C_{spds}$

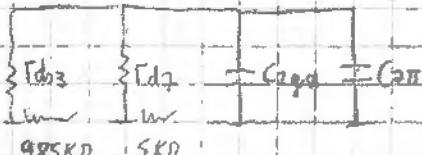
(2)



$$f_2 \approx 5KR \cdot (1PF + SPF) = 30 \text{ ns}$$

$$f_2 = 5,3 \text{ MHz}$$

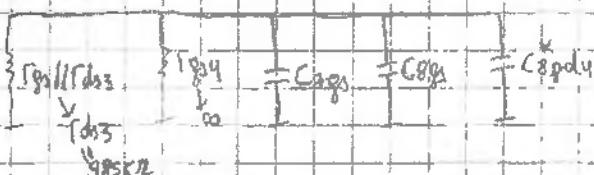
(3)



$$f_3 \approx 5KR \cdot (SPF + NPF) = 30 \text{ ns}$$

$$f_3 = 5,3 \text{ MHz}$$

(4)



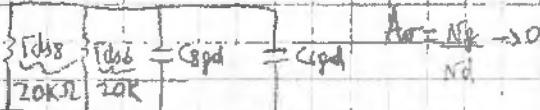
$$\text{Para reflejar } A_{v2} = N_{de} = -g_{m2} \cdot (1K2 / f_{ds2})$$

$$C_{spds} = C_{spds} \cdot (1 + g_{m2} \cdot 1K2) = 2,42 \text{ PF}$$

$$f_4 = 985KR \cdot (SPF + SPF + 2,42 \text{ PF}) = 12,23 \text{ ns}$$

$$f_4 = 13 \text{ kHz}$$

(5)



$$f_5 = 10KR \cdot (1PF + 1PF) = 20 \text{ ns}$$

$$f_5 = 8 \text{ MHz}$$

$$\lambda) ID = K' \frac{V_{GS1}}{L} (V_{DS1} - V_T)^+ \Rightarrow \frac{ID}{K' V} + V_T = V_{DS1}$$

$$V_{OFF} = V_{DS1} - V_{DS2} = \sqrt{\frac{ID}{K}} \left(\frac{1}{\sqrt{(WL)_1}} - \frac{1}{\sqrt{(WL)_2}} \right) = \sqrt{\frac{ID}{K}} \left(1 - \sqrt{\frac{(WL)_1}{(WL)_2}} \right)$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{ID}{K'(WL)_1}} \left(1 - \sqrt{\frac{(WL)_1 - (WL)_2 + 1}{(WL)_2}} \right) = \underbrace{\sqrt{1 + \alpha} \sqrt{1 + \frac{\alpha}{2}}}_{\text{vChico}}$$

$$V_{OFF} = \sqrt{\frac{ID}{K'(WL)_1}} \left(X - X + \frac{(WL)_1 - (WL)_2}{2 \cdot (WL)_2} \right) = - \sqrt{\frac{ID}{K'(WL)_1}} \cdot 0,01 = -0,01 \text{ V}$$

$\xrightarrow{V_{DS1} - V_T}$

f) El tiempo de modo común, es el tiempo de transición de modo común que se produce al iniciar la retroalimentación del modo activo. Considerar que no varía la tensión de salida de modo común.

$$-5V + \underbrace{I_{D1} \cdot 0,2V}_{\text{tensión T1}} + V_{DS1} \leq V_i \leq \underbrace{5V + V_{DS2} + V_{T2}}_{\text{tensión T2}}$$

$$\text{Asum: } V_{DS1} < V_{T2} \quad V_i - (5V + V_{DS2}) < V_{T2} \\ V_i < V_{T2} + 5V + V_{DS2}$$

25

01/08/14

(Liga con el s)

(6)

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{pd5} = 1/g_{d4} \\ g_{pd6} = 1/g_{d5} \end{array} \right. \quad \frac{1}{g_{pd5}} = \frac{1}{g_{d4}} + \frac{1}{g_{pd6}} \quad Z_6 = 985 R_z (SPF + SPF + 2,42 PF) = 12,23 \mu s$$

20kΩ

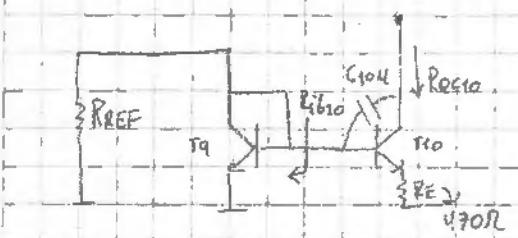
$$f_6 = 13 \text{ kHz}$$

$$C_{pd6} = C_{pd5} \left(1 + g_{pd5} \cdot \left(R_{d6} / 1k\Omega \right) \right) = 2,42 \text{ pF}$$

100pF
MPE

• Número de poleas máximas $\Rightarrow Z = 2Z_6 = 36,36 \mu s \Rightarrow f_6 = 4,4 \text{ kHz}$

d) En modo común la redida admite. O si $R_{dE} \rightarrow \infty \Rightarrow$ resonancia



$$R_{d10} = R_{10} / R_{REF} = 269 \Omega / 1k\Omega = 212 \Omega$$

$$R_{d10} = R_{10} \left(1 + \frac{B \cdot R_d}{R_E + R_d + R_{10} + R_{d10}} \right) = R_{10} \cdot 4,68 = 2,3 \text{ M}\Omega$$

$A_{vE} = N_E \rightarrow 0 \Rightarrow$ Circuito admite prácticamente identico.

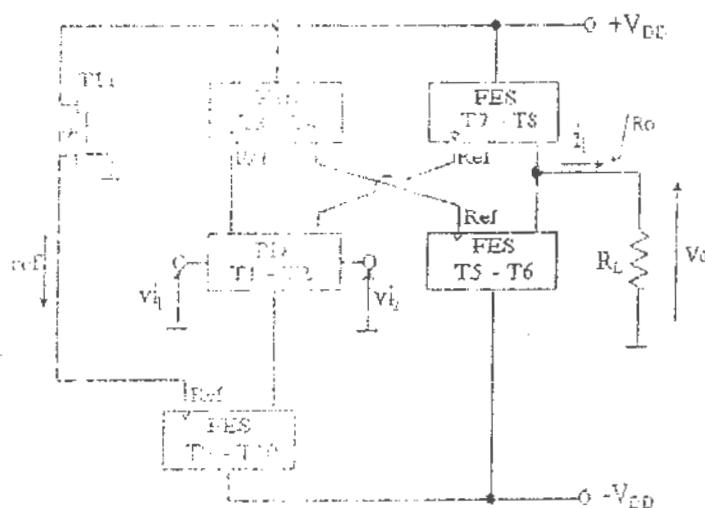
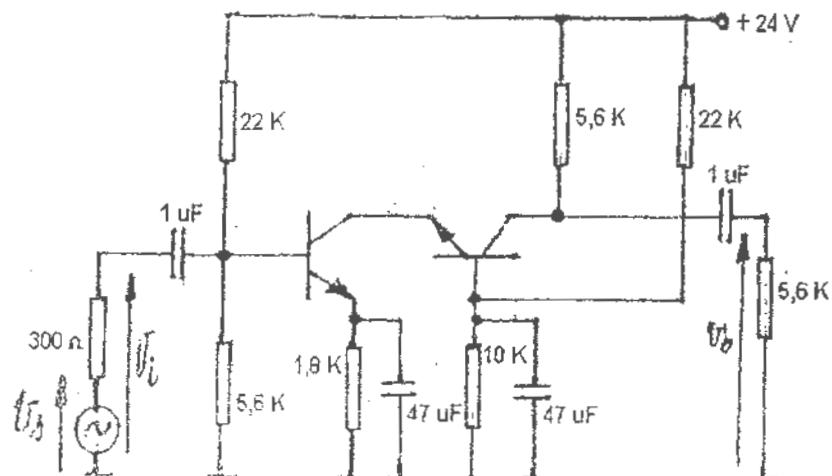
$$R_{d10} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$\therefore Z = R_c = R_{d10}, C_{d10} = 4,6 \mu s \rightarrow f = 34 \text{ kHz}$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- $\beta = 200$; $r_x = 200 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_b = 2 \text{ pF}$

Justificar mediante un análisis cualitativo cuál o cuales serán los nodos potencialmente dominantes en la respuesta en alta frecuencia
Obtener el valor de f_h aproximado.



2 - Hallar los valores de:

$$Gm_{ic} = i_i / v_{id}$$

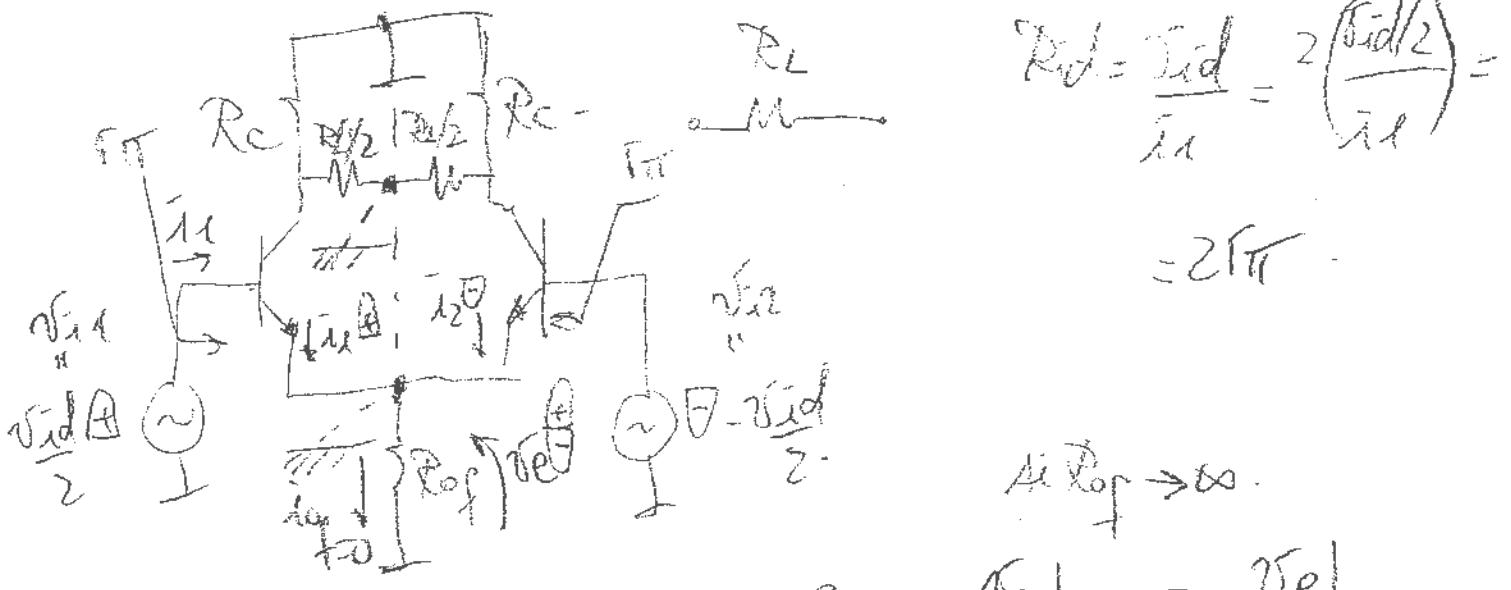
$$Gm_{ie} = i_i / v_{ie}$$

(considerar la copia de las fuentes al espejo)

FES: Fuente Espejo Simétrica - PD: Par Diferencial. Todos TBJs (NPN & PNP, según corresponda)

$$\pm V_{DD} = \pm 6V; R_L = 1K\Omega; \beta = 100; V_A = 100V$$

$$V_T = 2V; k' = 100\mu A/V^2; V_{BE} = 0.7V$$

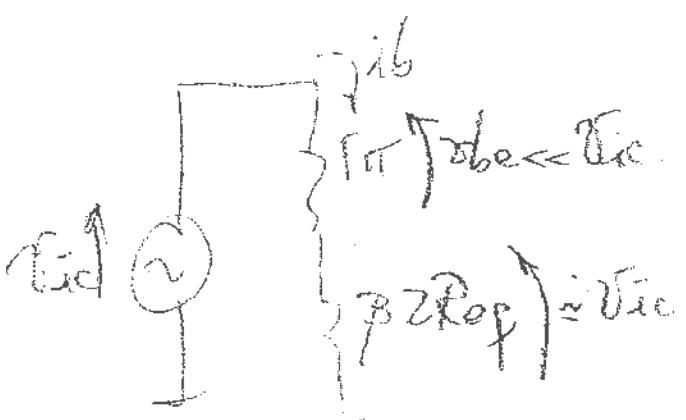
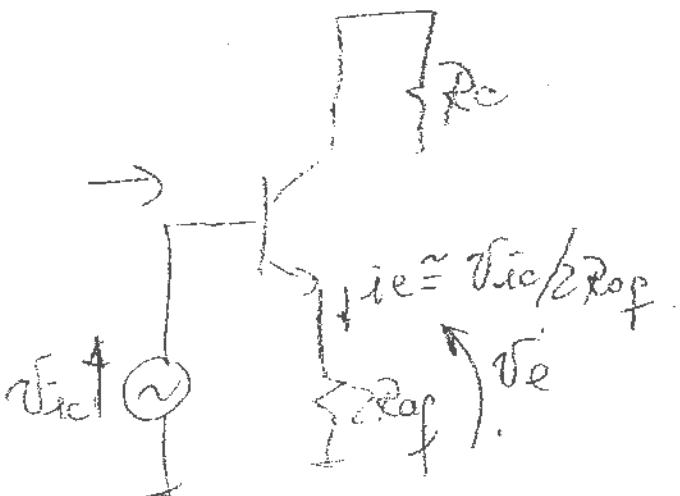
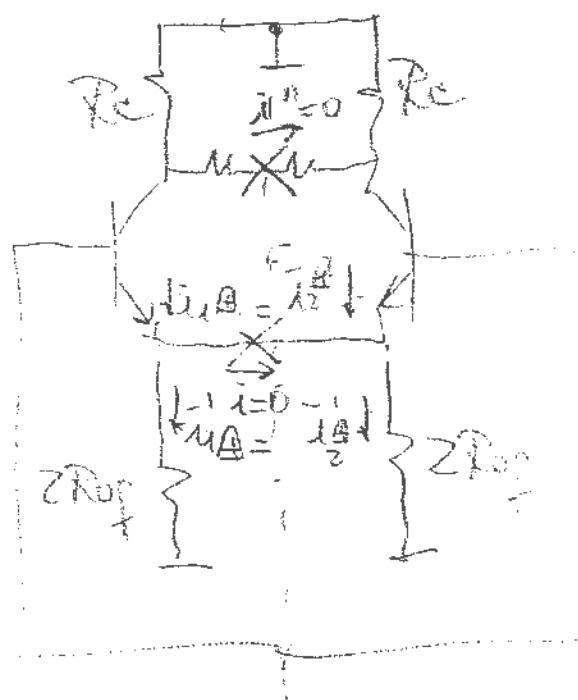


$$R_{ld} = \frac{i_d}{\dot{I}_d} = 2 \left(\frac{V_{id}/2}{\dot{I}_d} \right) = 2 \Omega$$

$A_1 R_{op} \rightarrow \infty$

$$\text{Sup } \frac{V_e}{V_{id}} = - \frac{V_e}{V_{id}}$$

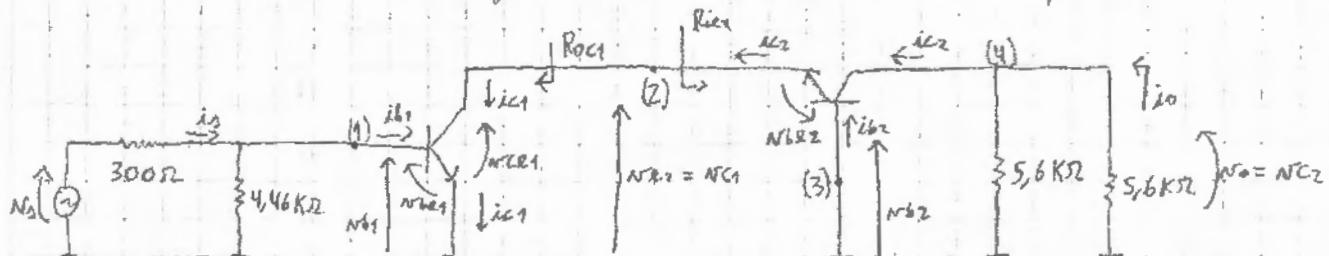
$$(V_e = 0)$$



①

818/16

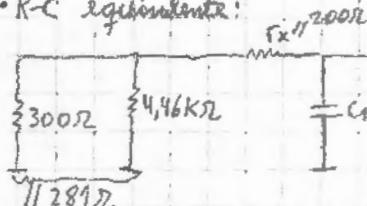
1) FRECUENCIAS MEDIAS: En frecuencias bajas debes tener en cuenta los capacítances interiores.



$$(1) \text{ Reflejo } C_{1u} \Rightarrow A_{N1} = N_{C1} = -i\epsilon_1, R_{1u} = -g_{m1}, R_{2u} = -g_{m1}R_{1u}, R_{3u} = \frac{f_x + f_{\pi1}}{B}$$

en vista común, A_{N1} es grande, pero R_{1u} es pequeña, es decir, la carga es clínica $\Rightarrow C_{1u1} = C_{1u}(1 - A_{N1})$ no se refleja tan grande.

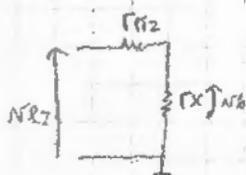
• R-C equivalente:



$$Z_1 = \underbrace{(4.46k \parallel f_{\pi1})}_{< 4.46k} \cdot \underbrace{(C_{1\pi} + C_{1u1})}_{< C_{1\pi}} \Rightarrow C_{1u} = 2PF$$

$$(2) \text{ Reflejo } C_{1u} \Rightarrow A_{N2} = N_{C1} \approx 0 \Rightarrow C_{1u2} = C_{1u}$$

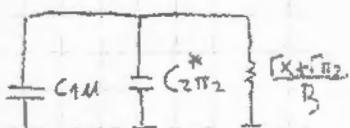
$$\text{Reflejo } C_{2\pi} \Rightarrow A_{N3} = N_{C2} = N_{C2} \frac{f_x}{f_x + f_{\pi2}} \cdot \frac{1}{N_{C2}} = \frac{f_x}{f_x + f_{\pi2}} \Rightarrow C_{2\pi2} = C_{2\pi}(1 - A_{N3})$$



Se refleja más clínica

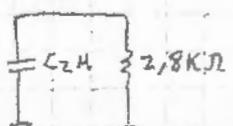
$$R_{01} = f_{01} \rightarrow \infty$$

• R-C equivalente:



$$Z_2 = \underbrace{\left(\frac{f_x + f_{\pi2}}{B} \right)}_{R \text{ de (1)}} \cdot \underbrace{\left(C_{1u} + C_{2\pi2} \right)}_{< C_{1u}} \Rightarrow C_{1u} \text{ se refleja idéntico}$$

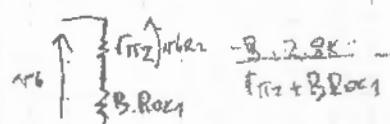
(4) • R-C equivalente:



$$Z_3 = 2.8k \cdot \underbrace{C_{2u}}_{2PF}$$

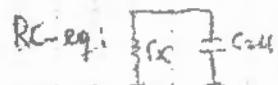
(3) Reflejo C_{2u}

$$A_{N4} = N_{C2} = -g_{m2} \cdot \frac{N_{C2} \cdot 2.8k}{N_{C2}} \Rightarrow -2.8k \rightarrow f_{\pi2} + B \cdot f_{02}$$



$$\text{Reflejo } C_{2\pi}, A_{N4} = N_{C2} = B \cdot f_{02}$$

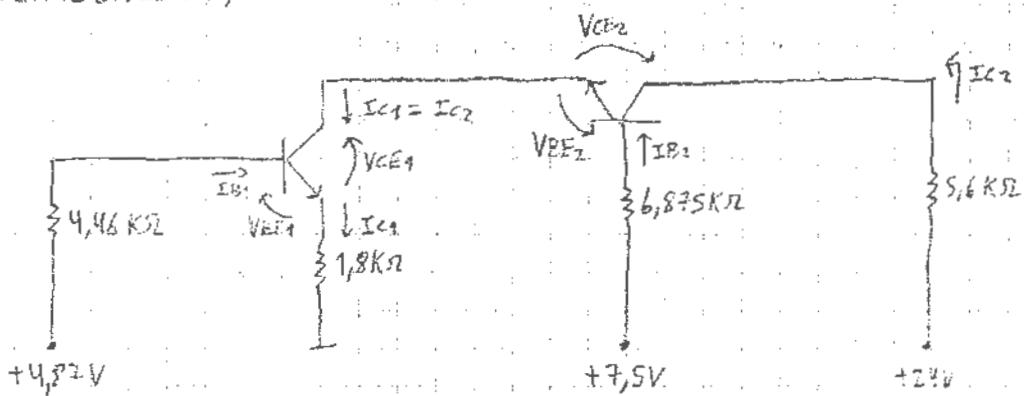
$$\therefore C_{2\pi} \text{ no se refleja}$$



$$Z_{3,2} = (x, C_{2u} = 0.4mF) \rightarrow \text{lo demás}$$

• R de (4) es mayor a la de (1) y mucho mayor a la de (2). Los corrientes I_{C1u} e I_{C2u} son muy similares $\Rightarrow f_{\pi1} = f_{\pi2}$, $g_{m1} = g_{m2}$ y $C_{1\pi} = C_{2\pi}$, por esto la mayor C es la de (1). Esto lo que significa (igualando IB)

(1) dencima, ya que la corriente base mas grande que 5 veces la R ($R_3/R_1 \approx 5$).
 POLARIZACIÓN)



$$(1) 4,87V - 0,7V - Ic1 \cdot 1,8k\Omega = 0 \Rightarrow [Ic2 = Ic1 = 2,22mA]$$

$$\begin{aligned} g_{m1} &= g_{m2} = 89,2 \text{ mA/V} \\ r_{pi} &= r_{po} = 2,24k\Omega \\ C_{pi1} &= C_{po2} = 71pF \end{aligned}$$

Parámetros de red

$$(1) R_1 = 396\Omega$$

$$A_{v1} = -0,1507$$

$$C_1 = 7,1PF + j7,17PF$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= 28,9m\Omega \\ f_1 &= 5,5MHz \end{aligned}$$

$$(3) Z_3 = f_x \cdot C_0 = 0,4m\Omega$$

$$(2) R_2 = 12,25\Omega$$

$$A_{v2} = 0,081$$

$$C_2 = 2PF + 65,24PF$$

$$Z_2 = 0,82m\Omega$$

$$(4) Z_1 = 5,6m\Omega$$

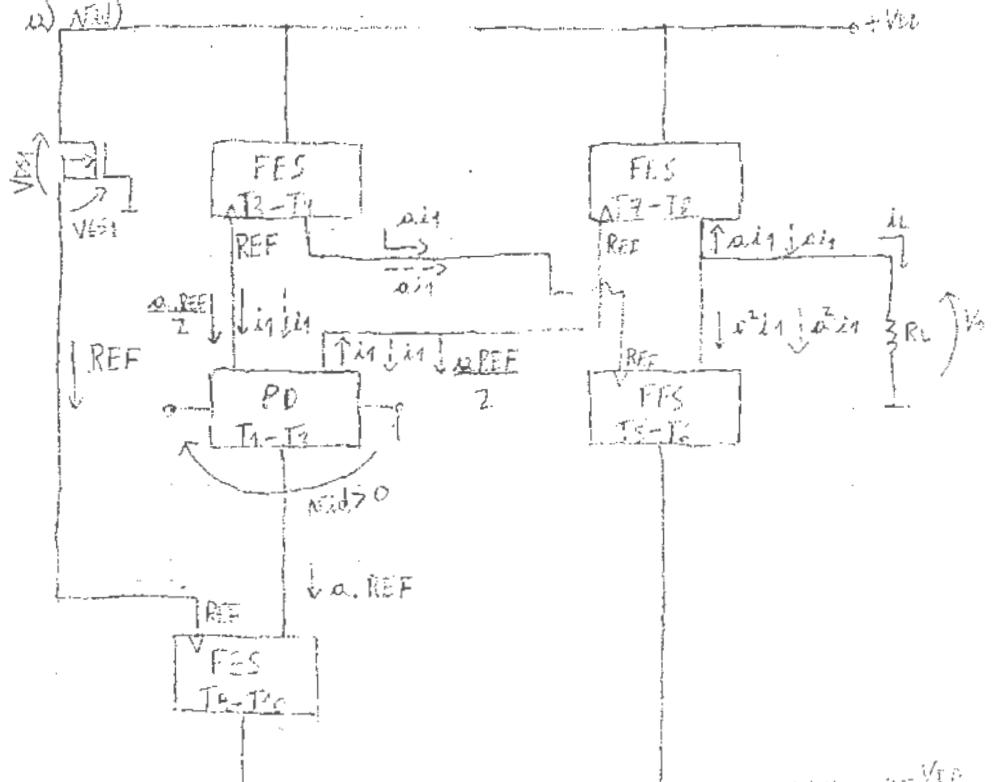
$$f_1 = 64 MHz$$

$$f_1, 10 \text{ veces menor que los otros} \Rightarrow f_1 = 5,5 MHz$$

②

SOLUCIÓN

a) Nod



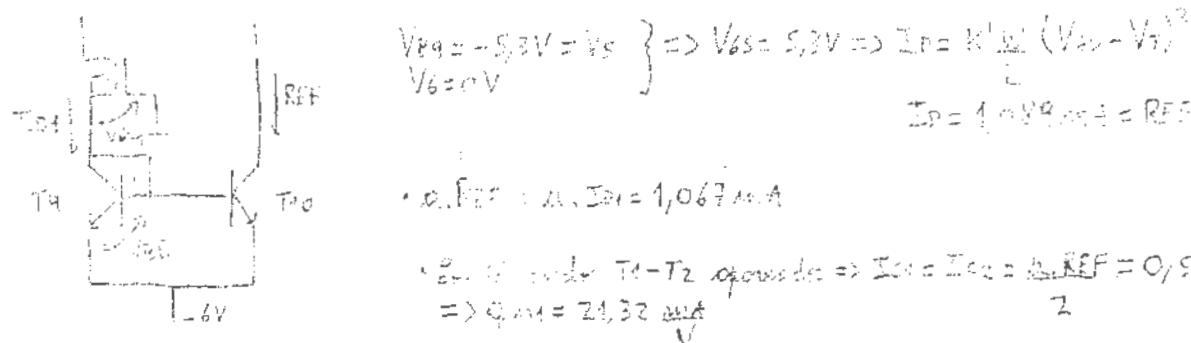
Nod =

$$\begin{aligned} i_{in} &= g_{min} \cdot V_{Nod}, \quad i_L = -(\alpha_{REF} i_{in} + \alpha^2 i_{in}) = -\left(\alpha_{REF} g_{min} V_{Nod} + \alpha^2 g_{min} \cdot V_{Nod}\right) \\ 6m_{dc} &= i_L = -\left(\frac{\alpha g_{min}}{2} + \frac{\alpha^2 g_{min}}{2}\right) \Rightarrow 6m_{dc} = -20,18 \text{ mA} \end{aligned}$$

b) Nod

$$\begin{aligned} 6m_{dc} \cdot \alpha^2 i_{in} &= 0,04 \Rightarrow i_{in} = \alpha i_L + \alpha^2 i_{in} = m_{dc} \left(\alpha g_{min} + \alpha^2 g_{min} \right) \\ \Rightarrow i_{in} &= g_{min} \cdot V_{Nod} \Rightarrow \frac{V_{Nod}}{25 \cdot 10^{-3}} \rightarrow V_{Nod} = 0,05 \cdot V_{Nod} + 0,05 \cdot i_L + 0,05 \cdot i_{in} \\ 6m_{dc} &= i_L = \alpha g_{min} + \alpha^2 g_{min} \Rightarrow 6m_{dc} = 0,42 \text{ mA} \end{aligned}$$

PLATEAUACION) Usando el valor anterior de REF =>



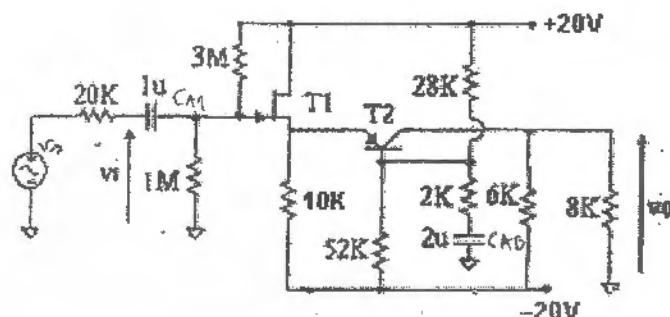
7 Fotocopiajar:

66.08 - 86.06

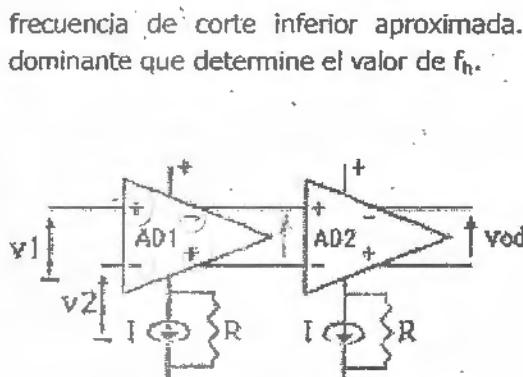
Evaluación integradora 2014/2- quinta fecha - 25/02/15

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		M	T	N	

- 1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; r_{gs} y $r_{ds} \rightarrow \infty$.



- a) Obtener los puntos de reposo de los transistores, indicando las tensiones de los tres terminales de cada uno contra común (V_0).
 b) Dibujar el circuito de señal sin reemplazar los transistores por su modelo circuital. Definir, obtener por inspección las resistencias de entrada, de salida y de carga de cada etapa; la amplificación de tensión de cada una y la total $A_v = v_o/v_i$. Obtener $A_v_s = v_o/v_s$.
 c) Obtener por inspección el valor de la frecuencia de corte inferior aproximada. Analizar cualitativamente cuál podría considerarse del nodo dominante que determine el valor de f_h .



- 2.- Se tiene el circuito de la figura formado por dos pares NMOSFET T_1-T_2 , T_3-T_4 , acoplados por source, polarizados mediante fuente de alimentación $\pm V_{DD}$ y una fuente de corriente $I - R$. Se admiten en principio transistores quasi-apareados, con carga R_D (AD1) y R_D (AD2), admitiéndose para ambos pares: $I \cdot R_D < V_{DD}$. ¿Qué significa esta condición? →ATRAS

- a) Dibujar el circuito correspondiente de acuerdo con los signos de los terminales inversor y no inversor. Si en el AD1, existe un desapareamiento tal que $100(R_{D2} - R_{D1}) / R_{D1} = \alpha$, donde $|\alpha| < 3\%$, obtener las expresiones de $A_{vd} = (v_{od} / v_{id})|_{V_{ic}=0}$ y $A_{vc} = (v_{od} / v_{ic})|_{V_{id}=0}$ totales y de su cociente para la salida v_{od} indicada, en función de α . ¿Por qué estas expresiones son válidas sólo si se ajusta previamente la tensión de offset?
 b) Repetir a) si en el AD2, $100(R_{D4} - R_{D3}) / R_{D3} = \alpha$. Analizar cualitativamente a cuál de los dos juegos de expresiones obtenidas se acercarán más los valores de la RRMC si existieran ambos desapareamientos a la vez. (Considerar valores típicos si fuese necesario).

$$A_{vd1} \rightarrow \exists A_{vd1} = \frac{V_{od1}}{V_{id1}}$$

$$\exists A_{vc1} = \frac{T_{oc1}}{T_{ic1}}$$

$$\exists A_{vd1} = \frac{V_{od1}}{V_{ic1}}$$

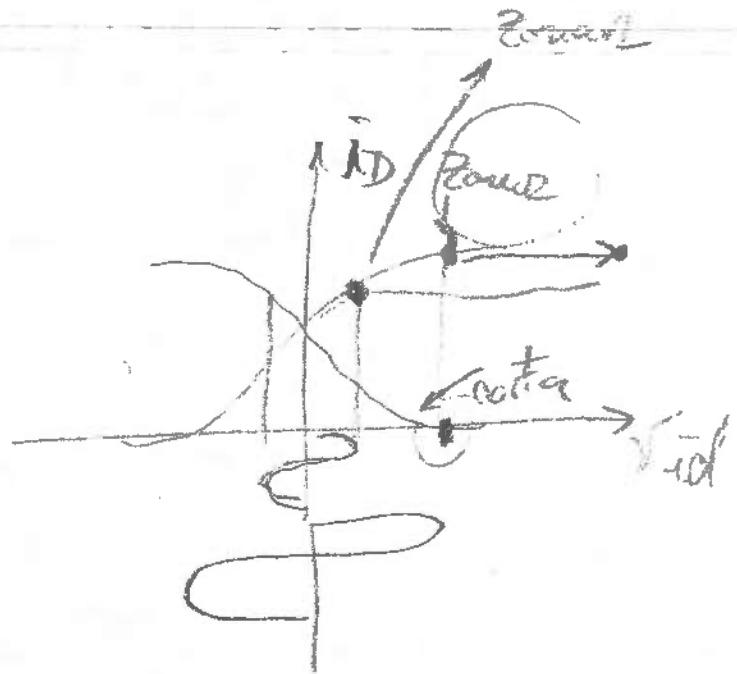
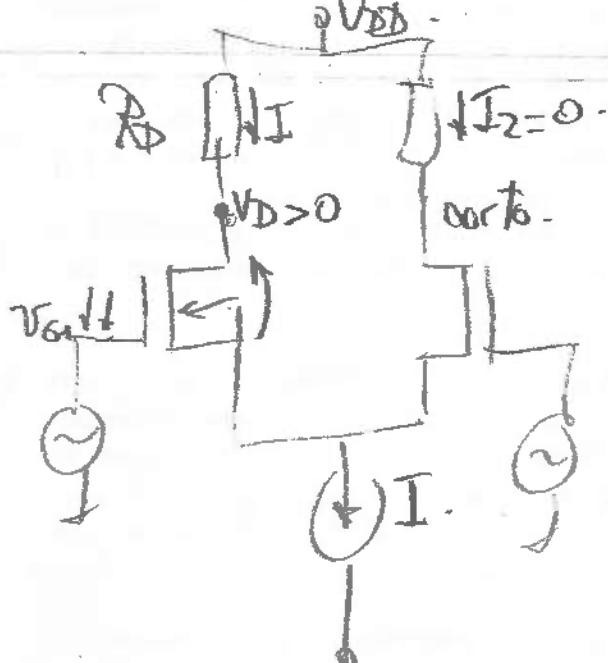
$$V_{dtot} = A_{vd1} \cdot T_{id1} + A_{vd2} \cdot T_{id2} + A_{vc1} \cdot T_{ic2}$$

$$T_{id2} = T_{id1} = A_{vd1} \cdot V_{id1} + A_{vc1} \cdot V_{ic1}$$

$$V_{dtot} = A_{vd1} \cdot A_{vd2} \cdot T_{id1} + A_{vc1} \cdot A_{vd2} \cdot V_{ic1}$$

$$A_{vdc1} = \frac{V_{o1}}{\frac{V_{DC1}}{R_{DC1}}} \Big|_{I_{DC1}=0} = -\frac{g_{mu1} \cdot R_{C1}}{1 + 2g_{mu1}R_{C1}} - \left(-\frac{g_{mu2} R_{C2}}{1 + 2g_{mu2}R_{C2}} \right) =$$

$$= -\frac{g_{mu}}{1 + 2g_{mu}R_{C1}} (R_{C1} - R_{C2})$$

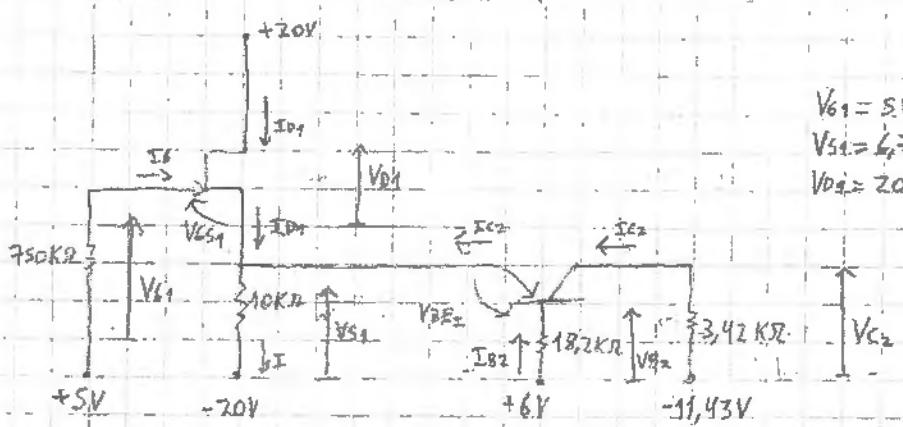


- Con la condición, se asegura de estar en la zona activa

①

1) a)

25/02/15



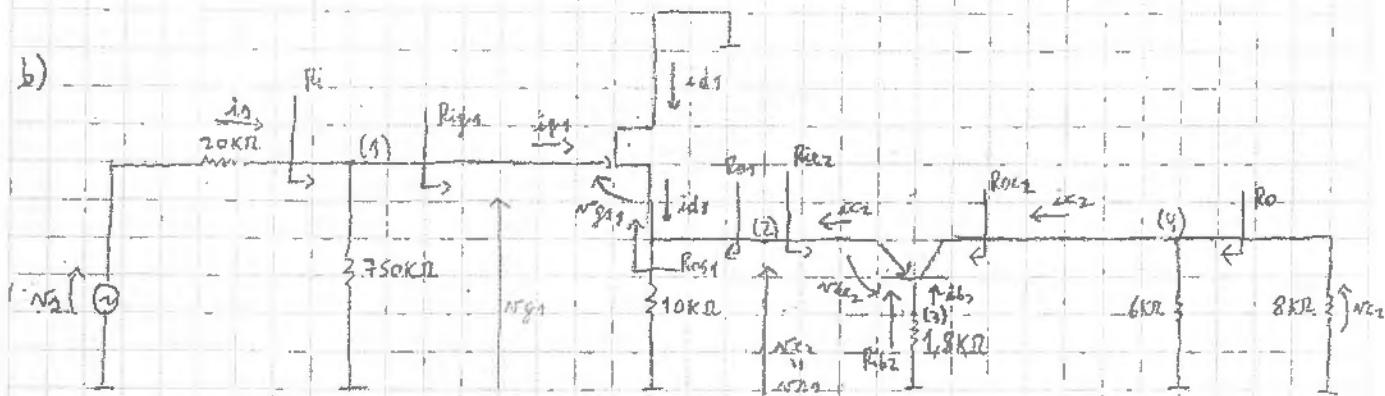
$$\begin{aligned} V_{o1} &= 5V \\ V_{o2} &\approx 6V \\ V_{bb} &= 6.7V \\ V_{bb2} &= 20V \\ V_{ee} &= 0.5V \end{aligned}$$

$$(1) 6V - (-0.7V) - I_1 \cdot 10k\Omega + 20V = 0 \Rightarrow I_1 = 2.67mA \quad (\text{se considera } I_{B2} \text{ despreciable frente a } I_{C2})$$

$$\begin{cases} V_{bb} = 6.7V \\ V_{bb} = 5V \end{cases} \Rightarrow V_{bb1} = -1.7V > V_P \checkmark \Rightarrow [I_{DQ1} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{bb}}{V_P} \right)^2 = 6.16mA]$$

$$(2) I = I_{DQ1} + I_{C2} \Rightarrow [I_{C2} = I - I_{DQ1} = -3.49mA] \quad I_{C2} \gg I_{B2} \Rightarrow I_{B2} \approx \text{desde los propuestos} \\ I_{B2} = -17.45mA$$

b)



$$\text{Parametros de señal: } g_{m1} = \frac{I_{DQ1}}{V_P} = 2.86mA/V, \quad r_{ds1} \rightarrow \infty, \quad r_{ds2} \rightarrow \infty$$

$$g_{m2} = 139.6mA, \quad r_{ds2} = 1.93k\Omega, \quad r_{ds3} \rightarrow \infty$$

c)

$$R_{eq} = N_{PQ1} \equiv r_{ds1} + R_{FET} \cdot (10k\Omega \parallel R_{ds2}) \rightarrow \infty \quad R_i = R_{eq} \parallel 750k\Omega = 750k\Omega$$

$$R_{i2} = r_{ds2} + r_x + 1.8k\Omega = 16.65\Omega$$

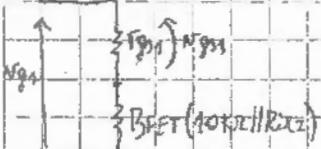
B

$$(a) R_{o1} = 750k\Omega \parallel 20k\Omega + r_{ds1} = \frac{1}{N_{PQ1}} = 350\Omega \Rightarrow R_{o1} = 350\Omega \parallel 10k\Omega = 338\Omega$$

$$R_{o2} = N_{PQ2} \equiv r_{ds2} \left(1 + \beta_1 \cdot R_{o1} \right) = \frac{1}{N_{PQ2}} = \frac{1}{139.6mA + 10k\Omega + 1.8k\Omega} = 6k\Omega$$

$$(a) A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_{i1}} = \frac{r_{ds2}}{r_{ds1} + r_{ds2}} = A_{v1}, \quad A_{v2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \frac{r_{ds3}}{r_{ds2} + r_{ds3}} = A_{v2}$$

$$A_{R1} = \frac{N_{R2}}{N_{R1}} = \frac{i_{R2}}{i_{R1}} \cdot \frac{g_{m1} \cdot N_{R1}}{10k\Omega / R_{ie2}} = \frac{BFET(10k\Omega / R_{ie2})}{\Gamma_{R1} + BFET(10k\Omega / R_{ie2})} = \frac{g_{m1} (10k\Omega / R_{ie2})}{1 + g_{m1} (10k\Omega / R_{ie2})} = 0,04$$



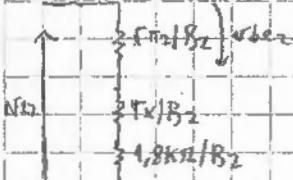
2,86 mV 161652

$$= g_{m1} (10k\Omega / R_{ie2})$$

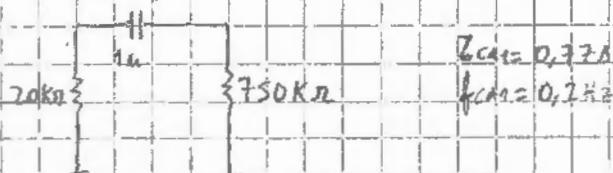
$$1 + g_{m1} (10k\Omega / R_{ie2})$$

$$= 0,04$$

$$A_{R2} = N_{R2} = - \frac{i_{R2} \cdot 3,42 \text{ mA}}{N_{R1} \cdot N_{R2}} = \frac{g_{m2} \cdot 1 \text{ pA}}{\Gamma_{R2} + f_x + 1,8 \text{ k}\Omega} = \frac{B_2 \cdot 3,42 \text{ k}\Omega}{\Gamma_{R2} + f_x + 1,8 \text{ k}\Omega} = 205$$

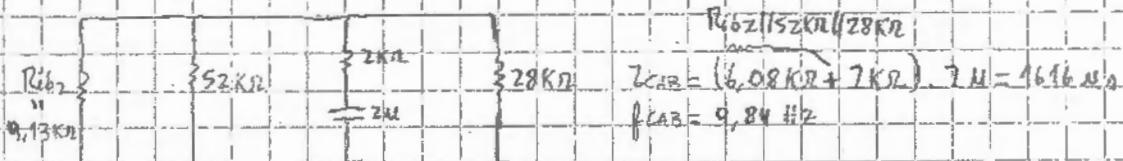


- (L) Bajar frecuencia:
- (a) R-C equivalente:



$$(a) R_{eff2} = f_x + \Gamma_{R2} + R_2, R_{eff1} = 9,13 \text{ k}\Omega$$

- R-C equivalente:



- f_COB es 10 veces menor a f_COT = 2 f_COB 9,84 Hz

$$\text{Alta frecuencia: (1)} \quad \beta_1 = \left(\frac{750 \text{ k}\Omega / (20 \text{ k}\Omega)}{19 \text{ k}\Omega} \right) \left(C_{101} + C_{102}(1 - A_{v1}) \right)$$

| C102 se refleja menor

$$(2) \quad \text{Se refleja } C_{101} \Rightarrow A_{v1} = N_{R1} = \frac{A_{v1} (750 \text{ k}\Omega / (20 \text{ k}\Omega))}{N_{R1} (750 \text{ k}\Omega / (20 \text{ k}\Omega) + f_x)} = 20 \Rightarrow \text{se refleja igual}$$

$$\bullet \text{Se refleja } C_{201} \Rightarrow A_{v2} = \frac{A_{v2}}{N_{R2}} = \frac{1}{1 + \frac{f_x + 1,8 \text{ k}\Omega}{1,8 \text{ k}\Omega + f_{x2}}} < 1 \Rightarrow \text{se refleja menor}$$

$$\beta_2 = \left(C_{102} + \frac{C_{201}}{N_{R2}} \right), \left(R_{L2} / R_{ie2} \right)$$

- (3) • Se refleja C_{201} \Rightarrow A_{v2} de colector común \Rightarrow C_{201} se refleja menor a C_{202}

- Se refleja C_{202} \Rightarrow A_{v2} de emisor común redondeado \Rightarrow C_{202} se refleja más grande que R_{L2}, los demás lo redondean considerando el divisor es el doble \Rightarrow menor polarización \Rightarrow generación geo de

②

29/02/15

$$I_3 = \left(\frac{C_{2u}^{**}}{C_{2u}} + \frac{C_{2u}^*}{C_{2u}} \right) \cdot \left(\frac{R_{1b2} / / 1,8 \text{ kN}}{1,5 \text{ kN}} \right)$$

(4) Se refleja $C_{2u} \rightarrow A_{1b2} = \frac{A_{1b2}}{N_{b2}} \rightarrow 0 \Rightarrow$ se refleja idéntico

$$I_4 = C_{2u} \cdot 3,42 \text{ kN}$$

• El modo (1) muestra una resistencia mucho mayor que los otros modos

• La capacidad de (3) es menor a la de (4), C_{1u} se refleja más grande y además se le suma C_{2u}^* . Esto le "permite" a la R mayor de 4 $\Rightarrow I_3 > I_4$
 $(R_{1b2} > R_{1b3})$

• La R de (3) es mucho menor a la de (2). En modo C_{2u} se refleja menor, pero en (3) $C_{1u3} > C_{2u}$ es mayor a $C_{1u2} \Rightarrow I_3 > I_2$

• Considerando $C_{1u} = 5 \text{ PE}$ y $C_{2u} = C_{pd} / 2 = 3 \text{ PE}$

$C_{2u} > 2 C_{1u}$ } La R de (1) pasa más que la mayor capacidad
 $C_{2u} > C_{pd} = C_{1u}$ } de (3)

• El modo dominante puede ser el (1) o el (3) se descarta el (2) por el valor clímax de amplitud R_{1b2} que sobrepasa el parámetro y se descarta el (4) ya que si tiene R_{1b3} grande su C sería alta.

28/02/15

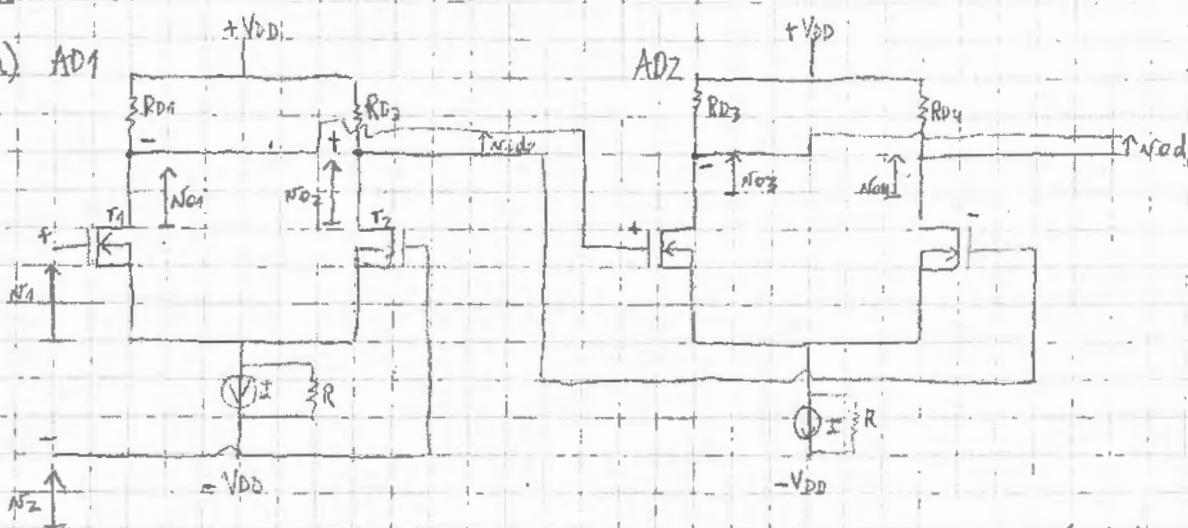
60mz

(3)

25/03/14

2)

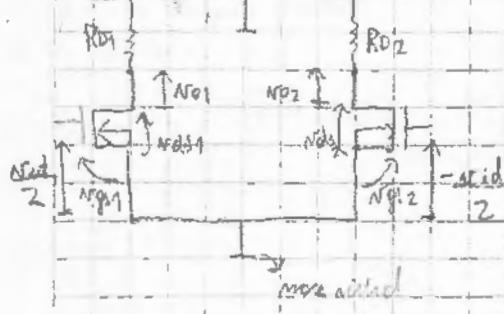
a) AD1



$$\text{Nod} \equiv \text{Ard}d(2) = \text{Ard}d(1) + \text{Ard}c(2) \quad \text{Nod} \equiv \text{Ard}c(1) = \text{Ard}c(2) \quad \text{Nod} \equiv \text{Ard}c(2)$$

nodo O_1 , desaparece $\text{R}_{\text{d}1}$ y $\text{R}_{\text{d}2}$
nodo O_2 , RD_3, RD_4 y T_3, T_4 se separan

Entrada de nodo:



$$\text{Nod} \equiv \text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{neg} \cdot \text{RD}_1 = \text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{v}_{\text{sd}} \cdot \text{RD}_1$$

$$\text{Nod} \equiv -\text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{neg} \cdot \text{RD}_2 = -\text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{v}_{\text{sd}} \cdot \text{RD}_2$$

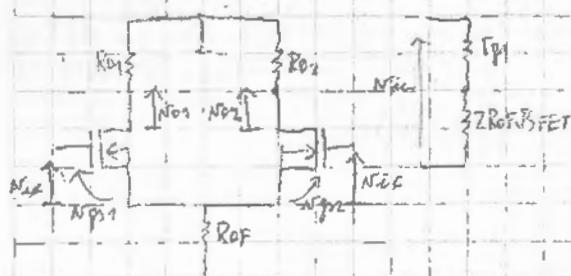
$$\text{Nod} \equiv \text{Nod} \equiv -\text{Nod} (\text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{RD}_1 + \text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2)$$

• Entradas ejerciendo las tensiones de efecto \Rightarrow ambos copiando de los nodos de los dos pares, pero igual.

$$\text{Ard}d_2 = \text{Nod} \equiv -\text{Nod} \equiv -\text{Nod} (\text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{RD}_1 + \text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2) = -\frac{1}{2} (\text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{RD}_1 + \text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2) = -\text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2$$

$$\text{Ard}d_4 = \text{Nod} \equiv -\frac{1}{2} (\text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{RD}_1 + \text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2) = \frac{1}{2} (\text{q}_{\text{m}1} \cdot (\text{RD}_1 + \text{RD}_2))$$

Entrada Combi:



$$\text{Nod} \equiv \text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{neg} \cdot \text{RD}_1 = -\text{q}_{\text{m}1} \cdot \text{RD}_1 \cdot \frac{\text{Id}_1 \cdot \text{Nac}}{\text{Id}_1 + 2\text{ReF}} = -\frac{\text{RD}_1 \cdot \text{Nac}}{\text{Id}_1 + 2\text{ReF}}$$

$$\text{Nod} \equiv -\text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{neg} \cdot \text{RD}_2 = -\text{q}_{\text{m}2} \cdot \text{RD}_2 \cdot \frac{\text{Id}_2 \cdot \text{Nac}}{\text{Id}_2 + 2\text{ReF}} = -\frac{\text{RD}_2 \cdot \text{Nac}}{\text{Id}_2 + 2\text{ReF}}$$

$$\text{Nod} \equiv \frac{\text{Nac}}{\text{Id}_1 + 2\text{ReF}} (\text{RD}_2 - \text{RD}_1)$$

$$\text{Nod} \equiv \frac{\text{Nac}}{\text{Id}_1 + 2\text{ReF}} \cdot \text{RD}_1 \Rightarrow \text{punto b})$$

$$\text{Ard}c(1) = \text{Nod} \equiv \frac{1}{2} (\text{RD}_2 - \text{RD}_1)$$

$$\text{Ard}c(2) = \text{Nod} \equiv 0$$

$$N_{dd} = A_{dd}(z), N_{idz} = \overbrace{A_{dd}(z)}^{\text{red}} (\underbrace{A_{dd}(1), N_{idz}}_{N_{idz} = 0}, \underbrace{A_{dc}(1), N_{ic}}_{N_{ic} = 0})$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{id} = N_{idz} \\ N_{idz} = 0 \end{array} \right] = A_{dd}(2), A_{dd}(1) = +\frac{1}{2} g_{m1}, g_{m2}, R_{A2} (R_{D1} + R_{D2})$$

$$A_{id} = +\frac{1}{2} \cdot g_{m1}, g_{m2}, R_{A2}, R_{D1} \left(\frac{2R_{D1} \cdot 100 + 100, R_{D2} - R_{D1}}{R_{D1}} \right) = +\frac{1}{2} \cdot g_{m1}, g_{m2}, R_{A2}, R_{D1} \frac{(200 + \alpha)}{100}$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{dc} = N_{idz} \\ N_{idz} = 0 \end{array} \right] = A_{dd}(2), A_{dc}(1) = -\frac{g_{m1}, R_{A2}}{R_{D1} + 2R_{OF}} (R_{D2} - R_{D1}) = -\frac{g_{m1}, R_{A2}}{R_{D1} + 2R_{OF}} \frac{R_{D2}}{100} \frac{(100, R_{D2} - R_{D1})}{R_{D1}}$$

$$= -\frac{g_{m1}, R_{A2}, R_{D2}, R_{D1}, \alpha}{R_{D1} + 2R_{OF}} \frac{100}{100}$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{dd} \\ A_{idz} \end{array} \right] = \frac{1}{2} g_{m1}, g_{m2}, R_{A2} \frac{R_{D1}}{100} (200 + \alpha), \frac{1}{2} \frac{g_{m1}, R_{A2}}{g_{m1}, R_{A2}, R_{D1}} \frac{R_{D2}}{R_{D1}} \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{2} g_{m1} (200 + \alpha) (R_{D1} + 2R_{OF})$$

$$\rightarrow \left[\begin{array}{l} A_{dd}(2) \\ A_{dd}(1) \end{array} \right]$$

$$b) A_{dd}(1) = A_{dd}(1) = -g_{m1}, R_{A2} \quad A_{dd}(1) = 0 \quad A_{dc}(1) = N_{idz} = -\frac{1}{2} R_{A2} \quad N_{idz} = 0, R_{D1} = 0$$

$$A_{dd}(2) = N_{idz} = -\frac{1}{2} g_{m1} (R_{D3} + R_{D4}) \quad A_{dc}(2) = \frac{1}{2} \frac{(R_{D4} - R_{D3})}{R_{D1} + 2R_{OF}}$$

~~to share R_{D3} y R_{D4} no necesario~~

$$N_{dd} = A_{dd}(2), N_{idz} + A_{dc}(2), N_{idz}$$

$$N_{dd} = A_{dd}(2) \cdot (A_{dd}(1), N_{idz} + A_{dc}(2), N_{idz}) + A_{dc}(2) (A_{dc}(1), N_{idz} + A_{dc}(1), N_{idz})$$

$$\left[N_{dd} = A_{dd}(2), A_{dd}(1), N_{idz} + A_{dc}(2), A_{dc}(1), N_{idz} \right]$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{id} = N_{idz} \\ N_{idz} = 0 \end{array} \right] = A_{dd}(2), A_{dd}(1) = -\frac{1}{2} g_{m1} (R_{D3} + R_{D4}), g_{m1}, g_{m2}, R_{A2} = \frac{1}{2} g_{m1}, g_{m2}, R_{A2}, R_{D1} \frac{(200 + \alpha)}{100}$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{dc} = N_{idz} \\ N_{idz} = 0 \end{array} \right] = A_{dc}(2), A_{dc}(1) = -\frac{1}{2} \frac{(R_{D4} - R_{D3})}{R_{D1} + 2R_{OF}}, \frac{2R_{A2}}{100(R_{D1} + 2R_{OF})} = -\frac{R_{D3}, \alpha}{100(R_{D1} + 2R_{OF})} \cdot \frac{2R_{A2}}{R_{D1} + 2R_{OF}}$$

$$\left[\begin{array}{l} A_{id} \\ A_{dc} \end{array} \right] = \frac{1}{2} \cdot g_{m1}, g_{m2}, R_{A2} \frac{R_{D1}}{100} (200 + \alpha), \frac{1}{2} \frac{g_{m1}, R_{A2}}{R_{D3}, \alpha} \frac{(R_{D1} + 2R_{OF})}{2R_{A2}}$$

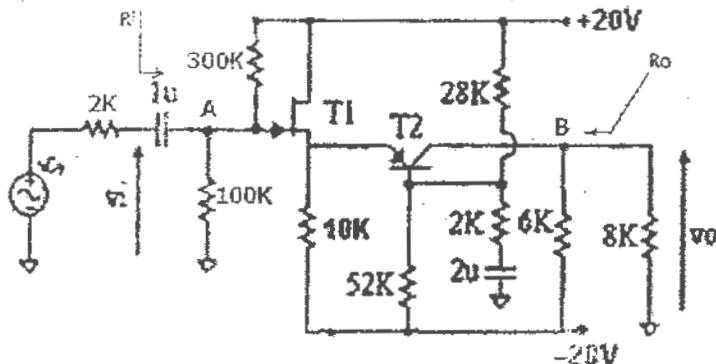
$$\rightarrow \left[\begin{array}{l} A_{dd}(2), A_{dd}(1) \\ A_{dc}(2), A_{dc}(1) \end{array} \right]$$

C: si tenemos ambos desacoploncios el juego 1 se vuelve más ancho a la RRMC, ya que el amplificador que limita el red de modo común en el primero, todo que el segundo amplificará la señal de modo diferencial que le entregue el primero. $R_{RMC} = \frac{A_{dd}(1)}{A_{dc}(1)}$ → role de positivo → red comparte y resta que $A_{dc}(1) < 0$

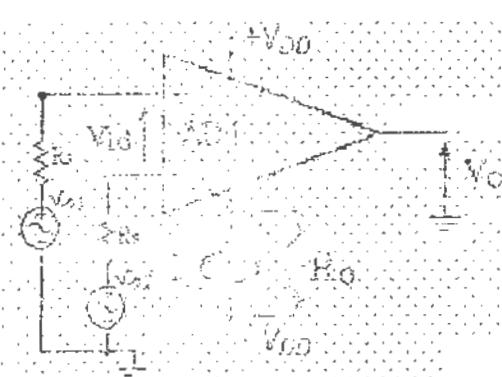
✓

APELIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

- 1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_p = -6V$; $\lambda = 0$; $f_T = 200MHz$; $C_g = 1pF$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$



Analizar cualitativamente cuál podría considerarse el nodo dominante que determine el valor de f_h . Obtener f_h .



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

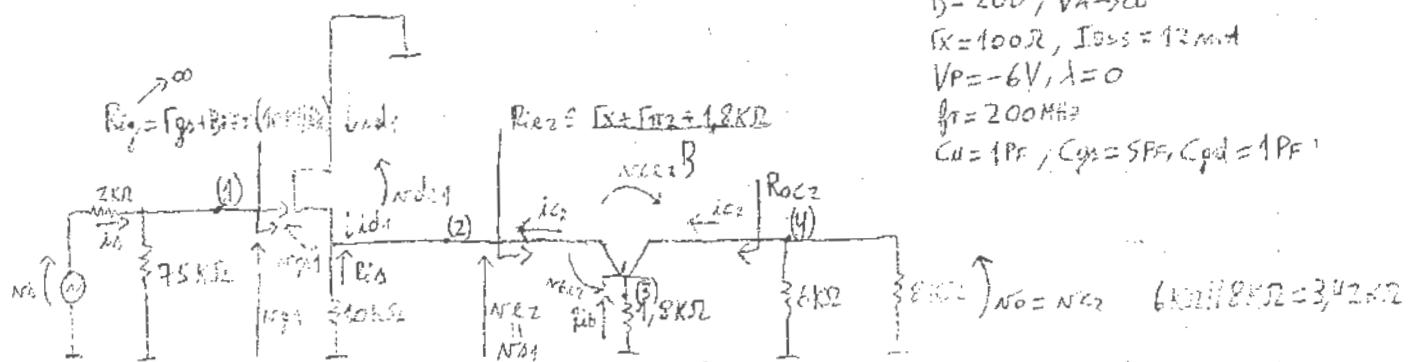
a) $|V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

b) $|W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

①

27/7/16

1) FRECUENCIA DE CORTOCIRCUITO EN ALTA, CONDICIONES INICIALES:



$$(1) \text{ Si se cumple } C_{1g2} < R_{1c} \text{ en la entrada, } \Rightarrow A_{v1} = \frac{\Delta E_1}{N_{g1}} = \frac{i_{d1}(10k\Omega // R_{1c})}{N_{g1}} = \frac{g_{m1} \cdot g_{d1} (10k\Omega // R_{1c})}{R_{1g} + g_{m1} \cdot g_{d1} (10k\Omega // R_{1c})}$$

$$N_{g1} = \frac{2 \cdot i_{g1}}{B_{1g}} = \frac{2 \cdot i_{g1}}{(10k\Omega // R_{1c})}$$

$$A_{v1} = \frac{g_{m1} (10k\Omega // R_{1c})}{1 + g_{m1} (10k\Omega // R_{1c})} < 1 \rightarrow \text{se cumple la condición}$$

$$C_{1g2}^* = C_{1g2} (1 - A_{v1}) \rightarrow \text{se cumple la condición}$$

2) Se calcula la ganancia de RC media:

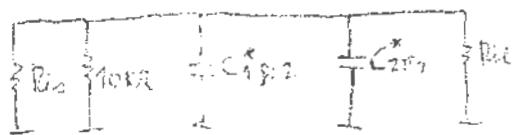
$$\begin{array}{c} 2k\Omega \\ \parallel \\ 75k\Omega \\ \parallel \\ C_{1g2} \\ \parallel \\ C_{2g2} \end{array} \quad R_1 = 1.95k\Omega \quad \frac{1}{C_{1g2}} = \frac{1}{C_{2g2}} = \frac{1}{C_{1g2}^*} \quad \frac{1}{C_{1g2}} < C_{1g2}$$

$$(2) R_{1c} = \frac{R_1 + R_{sc2} + R_2}{N_{g1}} = \frac{1.95k\Omega + 1.8k\Omega + 1.8k\Omega}{N_{g1}} = \frac{5.55k\Omega}{N_{g1}}$$

$$\cdot \text{ Reemplazando } C_{1g2}^* \Rightarrow A_{v2} = \frac{\Delta E_2}{N_{g2}} = \frac{1.8k\Omega}{N_{g2}} = \frac{1.8k\Omega}{1.8k\Omega + R_{1c}} = \frac{1.8k\Omega}{1.8k\Omega + 1.8k\Omega + 1.8k\Omega} = \frac{1.8k\Omega}{5.55k\Omega} = 0.32 \Rightarrow C_{1g2}^* = C_{1g2} (1 - A_{v2}) = C_{1g2}$$

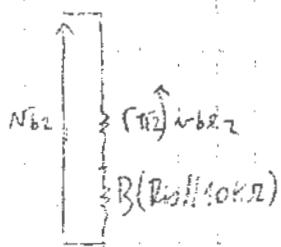
$$\cdot \text{ Reemplazando } C_{1g2}^* \Rightarrow A_{v3} = \frac{\Delta E_3}{N_{g3}} = \frac{1.8k\Omega}{N_{g3}} = \frac{1.8k\Omega}{1.8k\Omega + R_{1c}} = \frac{1.8k\Omega}{1.8k\Omega + 1.8k\Omega + 1.8k\Omega} = \frac{1.8k\Omega}{5.55k\Omega} = 0.32 \Rightarrow C_{1g2}^* = C_{1g2} (1 - A_{v3}) = C_{1g2}$$

3) Se calcula equivalente RC:



$$Z_T = \frac{(R_{1c}/10k\Omega // R_{1c}) (C_{1g2} + C_{2g2})}{1 + \frac{1}{C_{1g2} R_{1c}}} = \frac{(5.55k\Omega / 10k\Omega // 5.55k\Omega) (C_{1g2} + C_{2g2})}{1 + \frac{1}{C_{1g2} R_{1c}}} = \frac{0.555 (C_{1g2} + C_{2g2})}{1 + \frac{1}{C_{1g2} R_{1c}}}$$

$$(3) \text{ Reflejo } C_{2\pi} \Rightarrow A_{N_2} = \frac{A_{N_2}}{N_{b2}} = \frac{g_{m2} \cdot N_{b2} \cdot (R_s || 10k\Omega)}{N_{b2} + R_s || 10k\Omega} \quad \text{<1}$$

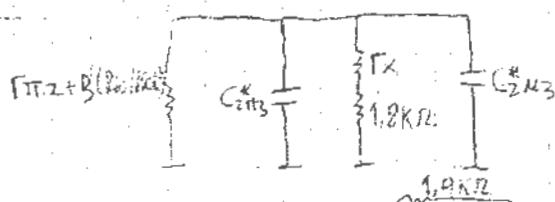


$$\therefore C_{2\pi 3} = C_{2\pi} (1 - A_{N_2}) \Rightarrow \text{se refleja poco. Dificil}$$

$$\text{Reflejo } C_{2u} \Rightarrow A_{N_2} = \frac{A_{N_2}}{N_{b2}} = \frac{-g_{m2} \cdot N_{b2} \cdot 3,42k\Omega}{N_{b2} + R_s || 10k\Omega} = -R \cdot 3,42k\Omega$$

$$\therefore C_{2\pi 3}^* = C_{2u} (1 - A_{N_2}) \Rightarrow \text{se refleja mas grande (muy grande)}$$

i. Para red equivalente RC redon:



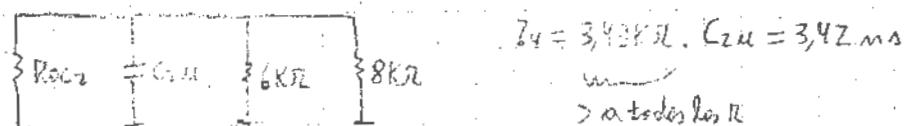
$$Z_3 = \left[\left(R_{s2} + \frac{1}{g_{m2}} \right) // \left(R_x + 1,8k\Omega \right) \right] \cdot \underbrace{\left(C_{2\pi 3}^* + C_{2u 3} \right)}_{< C_{2\pi} \gg C_{2u}}$$

Menor que R de (1) ($\parallel = \text{menor a } 1,8k\Omega$)

$$(4) \text{ ROC}_2 = R_{s2} \left(1 + \frac{B(R_s || 10k\Omega)}{R_{s2} + R_x + (R_s || 10k\Omega) + 1,8k\Omega} \right) \xrightarrow[V_A \rightarrow \infty]{> R_{s2} > 500}$$

$$\text{Reflejo } C_{2u} \Rightarrow A_{N_2} = \frac{A_{N_2}}{N_{b2}} = 0 \Rightarrow C_{2u 3}^* = C_{2u} (1 - A_{N_2}) = C_{2u}$$

ii. Para red equivalente RC redon:



$$Z_4 = 3,42k\Omega \cdot C_{2u} = 3,42 \text{ ms}$$

\gg a todos los R

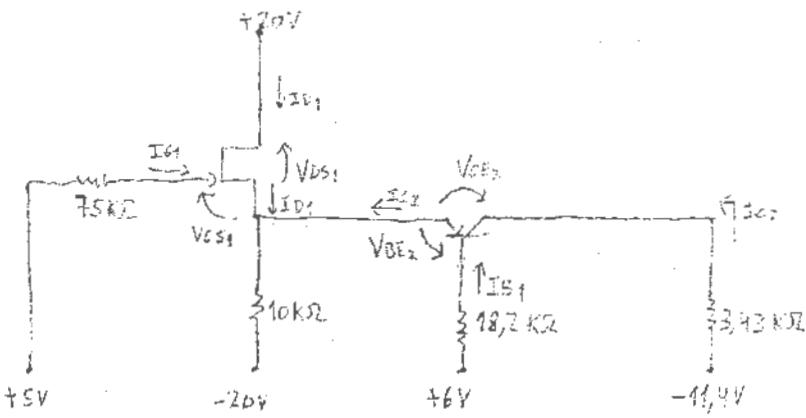
$$C_1 > C_4 \text{ (poco con Avance de 1)}$$

- El Z_4 sera menor al Z_3 , sin embargo C_{2u} se refleja muy grande al modo (3) y R de (3) sera menor a R de (1) $\Rightarrow Z_3 > Z_4$, mientras que R de 2 es muy dificil (por los R reflejados desde A1 y b2) \Rightarrow El modo dominante sera el (3).

②

22/3/16.

Polarisierung



$$(1) SV - V_{GS1} - (ID_1 + IC_2) \cdot 10k\Omega + 20V = 0$$

$$(3) ID_1 = ID_{SS} \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_T} \right)^2$$

$$(2) SV - V_{GS1} - (-0,7V) + \frac{IC_1}{200} \cdot 18.2k\Omega - 6V = 0$$

$$\text{Dk (2)} \quad IC_2 = \frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{9.1\Omega} = \frac{V_{GS1} + 0.3V}{9.1\Omega}$$

$$IC_2 = \frac{V_{GS1} + 0.3V}{9.1\Omega} \rightarrow \text{Dk (1)} \quad SV - V_{GS1} - ID_1 \cdot 10k\Omega = \frac{V_{GS1} + 0.3V + 0.38V + 10k\Omega \cdot 0.087A}{9.1\Omega} = 0$$

$$SV - ID_1 \cdot 10k\Omega = V_{GS1} + 0.68V = 0$$

$$V_{GS1} = \frac{SV}{110} - \frac{ID_1 \cdot 10k\Omega}{110} \rightarrow \text{Dk (3)}$$

$$ID_1 = 12mA \left(1 - \frac{(SV/110 - ID_1 \cdot 10k\Omega/V_T)^2}{-6V} \right)$$

$$ID_1 = 12mA \left(1 + 0,087A - (5,45 \cdot ID_1)^2 \right)$$

$$0 = 14,20mA - 1,39A \cdot ID_1 + 2,737 \cdot ID_1^2 \quad \begin{cases} ID_1 = 10mA \rightarrow V_{GS1} = -0,38V > V_T \\ ID_1 = 0,5A \end{cases}$$

$$ID_1 = 10mA \Rightarrow g_{m1} = \frac{2 \cdot \sqrt{ID_1 \cdot V_T}}{V_T} = 3,65 \text{ mA/V} \quad \begin{cases} g_{m1} \rightarrow 0 \\ R_L \rightarrow \infty \end{cases} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Polarisierung} \\ \text{Rauschen} \end{array} \right\}$$

$$IC_2 = -0,68mA \Rightarrow g_{m2} = 35,2 \text{ mA/V}$$

$$R_{F1} = 5,7k\Omega \quad R_{F2} \rightarrow \infty$$

$$\left. \begin{array}{l} I_2 = \frac{A_2}{1 + A_2} \\ \text{mit } A_2 = \frac{g_{m2} \cdot R_{F1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{F1}} \end{array} \right\}$$

$$\therefore (1) R_{L1} = 380\Omega \quad C_{111} = 4,7PF \Rightarrow Z_1 = 10,5M\Omega \quad A_{v1} = 0,12$$

$$\begin{aligned} (2) R_{L2} &= 38\Omega \quad C_{222} = 2PF \Rightarrow Z_2 = 16\Omega, 26PF = 416\Omega \\ R_{L2} &= 28\Omega \\ C_{222} &= 22PF \\ A_{v2} &= 0,25 \end{aligned}$$

$$(3) A_{H4} = \frac{200 \cdot 2,8\Omega}{100\Omega + 5,7k\Omega + 200 \cdot 1,8\Omega} = 0,49 \Rightarrow C_2 u_3 = 14,28 \text{ pF}$$

$$A_{H5} = \frac{-200 \cdot 3,92k\Omega}{100\Omega + 5,7k\Omega + 200 \cdot 2,8\Omega} = -6,5 \Rightarrow C_2 u_3 = 61 \text{ pF}$$

$$\left[R_2 = (11,3k\Omega // 1,9k\Omega), 75,28 \text{ pF} = 123 \text{ mS} \right]$$

(3)

27/07/20

$$2) I_D = k' \frac{1}{W} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$\sqrt{\frac{I_D L}{Wk'}} + V_{TE} = V_{GS}$$

dann gleich 2x ablesen \Rightarrow d.h. wenn der Abstand ist für beide T1 und T2 $\Rightarrow V_{DCE}$

$$3) V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_D L_1}{W_1 k'}} + V_{TH1} - \sqrt{\frac{I_D L_2}{W_2 k'}} - V_{TH2} = V_{TH1} - V_{TH2} = V_{TH1} \left(\frac{V_{TH1} - V_{TH2}}{V_{TH1}} \right) =$$

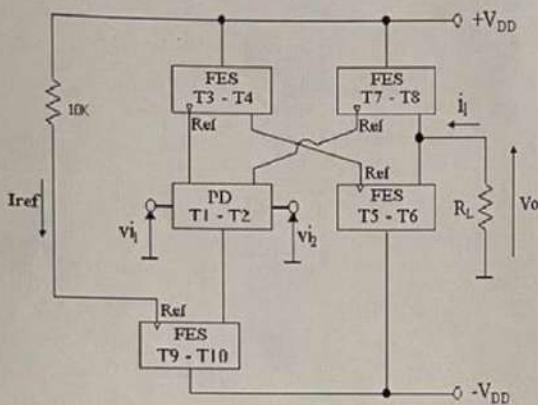
$V_{OFF} = \pm V_{TH1}$, d.h. \rightarrow Es reicht es elektrisch

$$b) V_{OFF} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_D L_1}{W_1 k'}} + V_{TH1} - \sqrt{\frac{I_D L_2}{W_2 k'}} - V_{TH2} = \sqrt{\frac{I_D L_1}{k'}} \left(\frac{1}{W_1} - \frac{1}{W_2} \right) = \sqrt{\frac{I_D L_1}{k'}} \left(\frac{1}{W_1} \left(\sqrt{\frac{W_2}{W_1}} - 1 \right) \right)$$

$$= \sqrt{\frac{I_D L_1}{k' W_1}} \left(\sqrt{\frac{W_2 - W_1 + 1}{W_1}} - 1 \right) = \sqrt{\frac{I_D L_1}{k' W_1}} \left(1 - \alpha + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \right) = \sqrt{\frac{I_D L_1}{k' W_1}} \cdot \frac{1 - \alpha}{2}$$

$\alpha \leq 1$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro. de HOJAS	Corrección



FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.

Todos TBJs.

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

$$\text{NPN: } V_A = 100\text{V} ; \beta_1 = 200 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

$$\text{PNP: } V_A = 50\text{V} ; \beta_2 = 50 ; r_x = 100 \text{ }\Omega$$

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

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) Gm_d = i_1/v_{id} \mid_{v_o=0}$$

$$b_2) Gm_c = i_1/v_{ic} \mid_{v_o=0}, \text{ teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.}$$

Definir y obtener la RRMC.

c) Definir y hallar el valor de la V_{offset} para un despareamiento entre I_{S1} e I_{S2} del 2%.

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

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

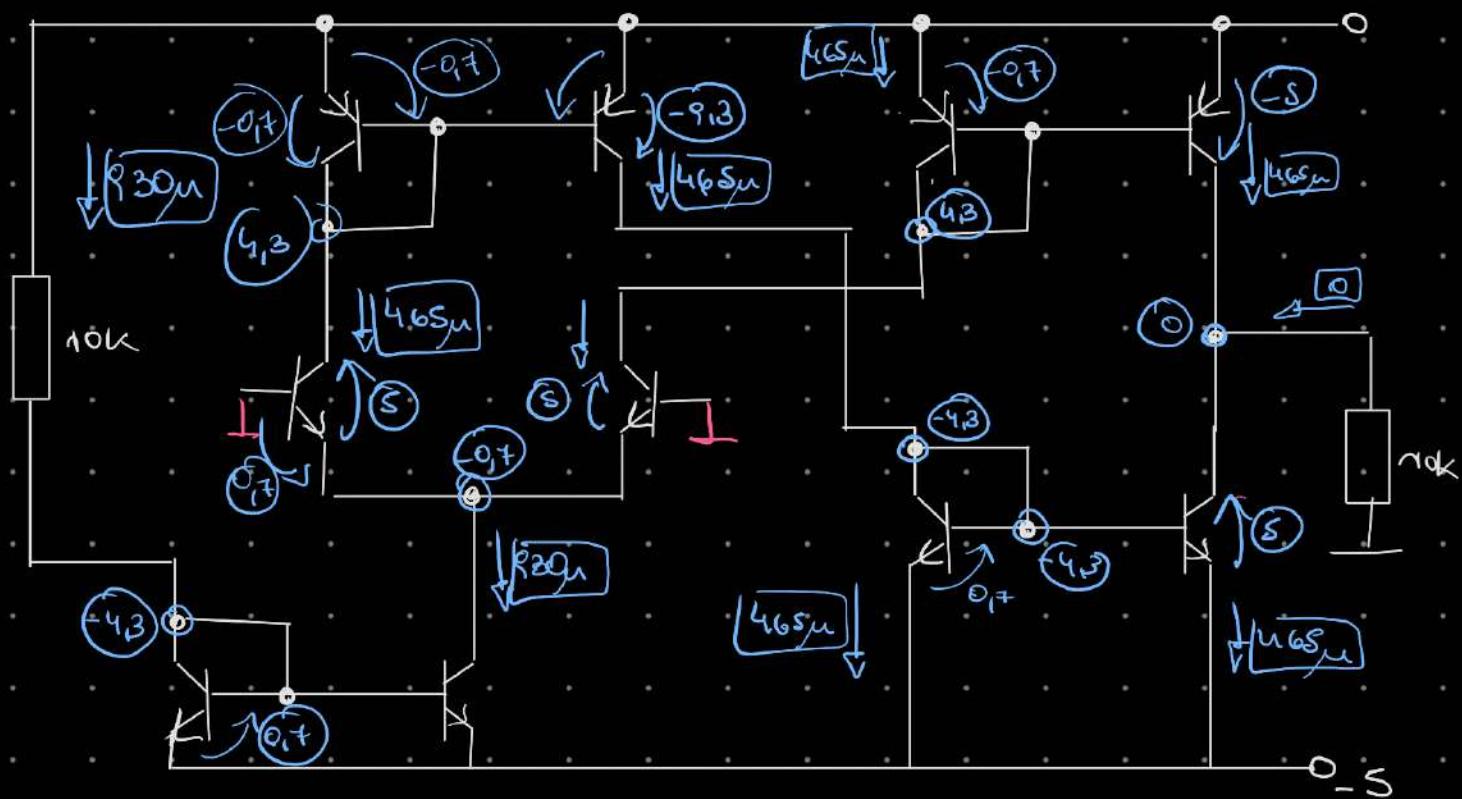
Justificar **cualitativamente**:

a) La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.

b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?

Polarización

5



El V_{CE} más afectado por el efecto early es el que corresponde a $\overline{T_4}$.

Por lo tanto

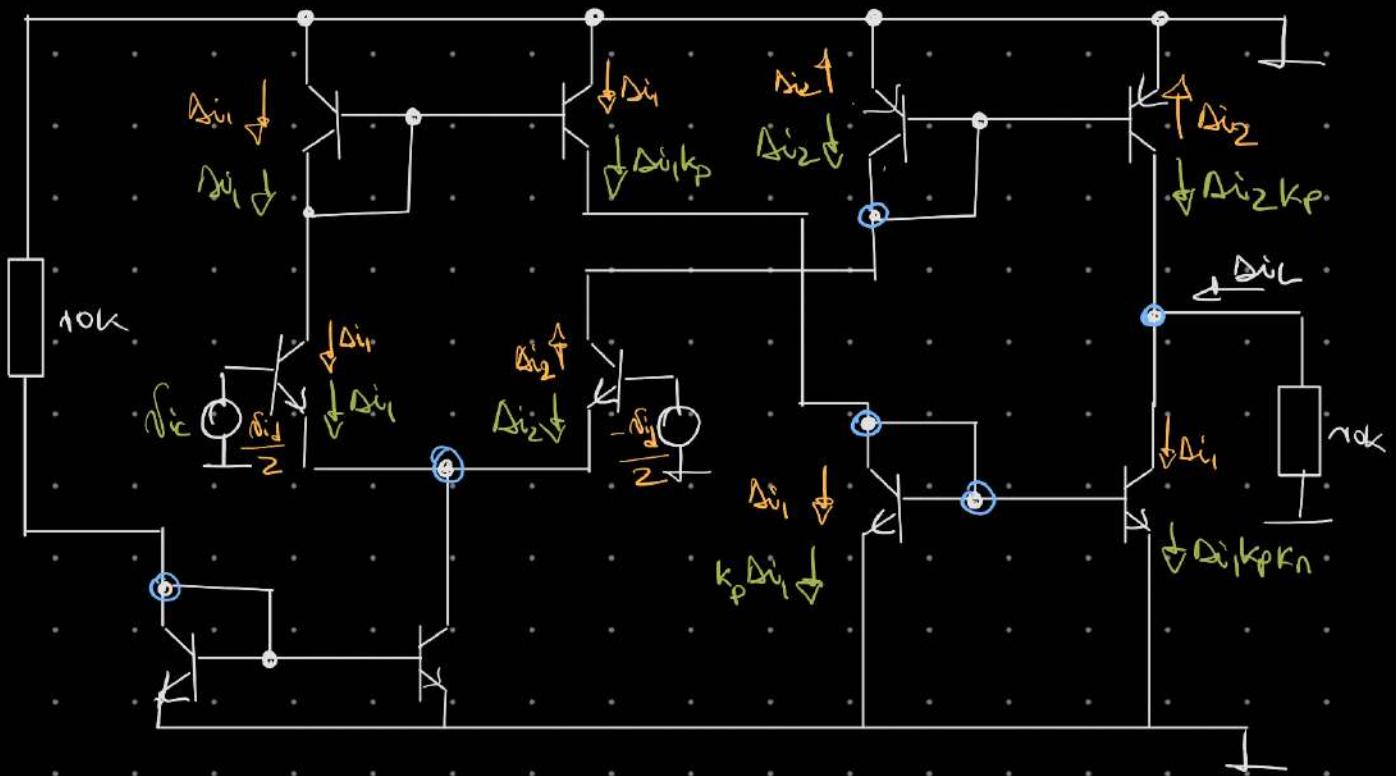
$$\frac{V_{CE}}{V_R} = \frac{\alpha_3}{80} = \underbrace{0.186}_{\downarrow}$$

$$g_m = 18 \text{ mA/V} \quad r_{\pi} = 5.6 \text{ k}\Omega \quad r_{o_n} = 215 \text{ k}\Omega \quad 18\% \text{ de } I_c$$

$$r_{\pi T_p} = 2.7 \text{ k}\Omega \quad r_{o_p} = 108 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o_{10}} = 108 \text{ k}\Omega$$

M_{GMC} en GMC



$$G_{MD} = \frac{\Delta i_L}{\Delta v_d} = \frac{\Delta i_2 + \Delta i_1}{2\sqrt{be}} = \frac{2I_{ic}}{2\sqrt{be}} = g_m = 18 \text{ mA/V}$$

$$\begin{aligned} G_{MC} &= \frac{\Delta i_L}{I_{ic}} = \frac{\Delta i_1 k_p k_n - \Delta i_2 k_p}{I_{ic}} = \frac{i_c k_p (k_n - 1)}{2R_{of}} \\ &= \frac{1}{2R_{of}} k_p (k_n - 1) = -44.1 \text{ nA/V} \end{aligned}$$

FACTORE DE CORRIENTE

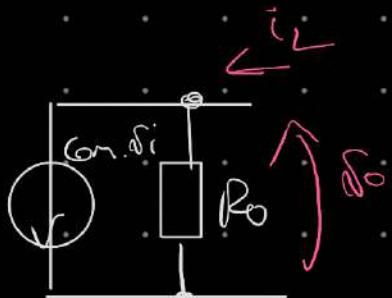
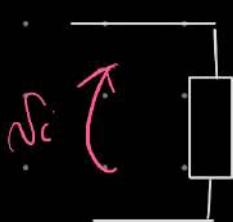
$$k_p = \frac{\beta_p}{\beta_p + 2} = \frac{s_0}{s_2}$$

$$k_n = \frac{\beta_n}{\beta_n + 2} = \frac{s_0}{s_1}$$

$$RR_{MC} = \left(\frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right) = \left| \frac{-G_{MD} \cdot R_{oPL}}{-G_{MC} R_{oL}} \right| = \left| \frac{G_{MD}}{G_{MC}} \right|$$

$$RR_{MC} = 6$$

$$i_c = \frac{I_{ic} g_m}{1 + g_m 2R_{of}} \approx \frac{I_{ic}}{2R_{of}}$$



$$\textcircled{c} \quad V_{\text{off}} \quad \text{para} \quad \frac{I_{S2} - I_{S1}}{I_{S1}} = 0.02$$

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BC}}{V_{Th}}}$$

$$V_{\text{off}} = V_{BC1} - V_{B2} = V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

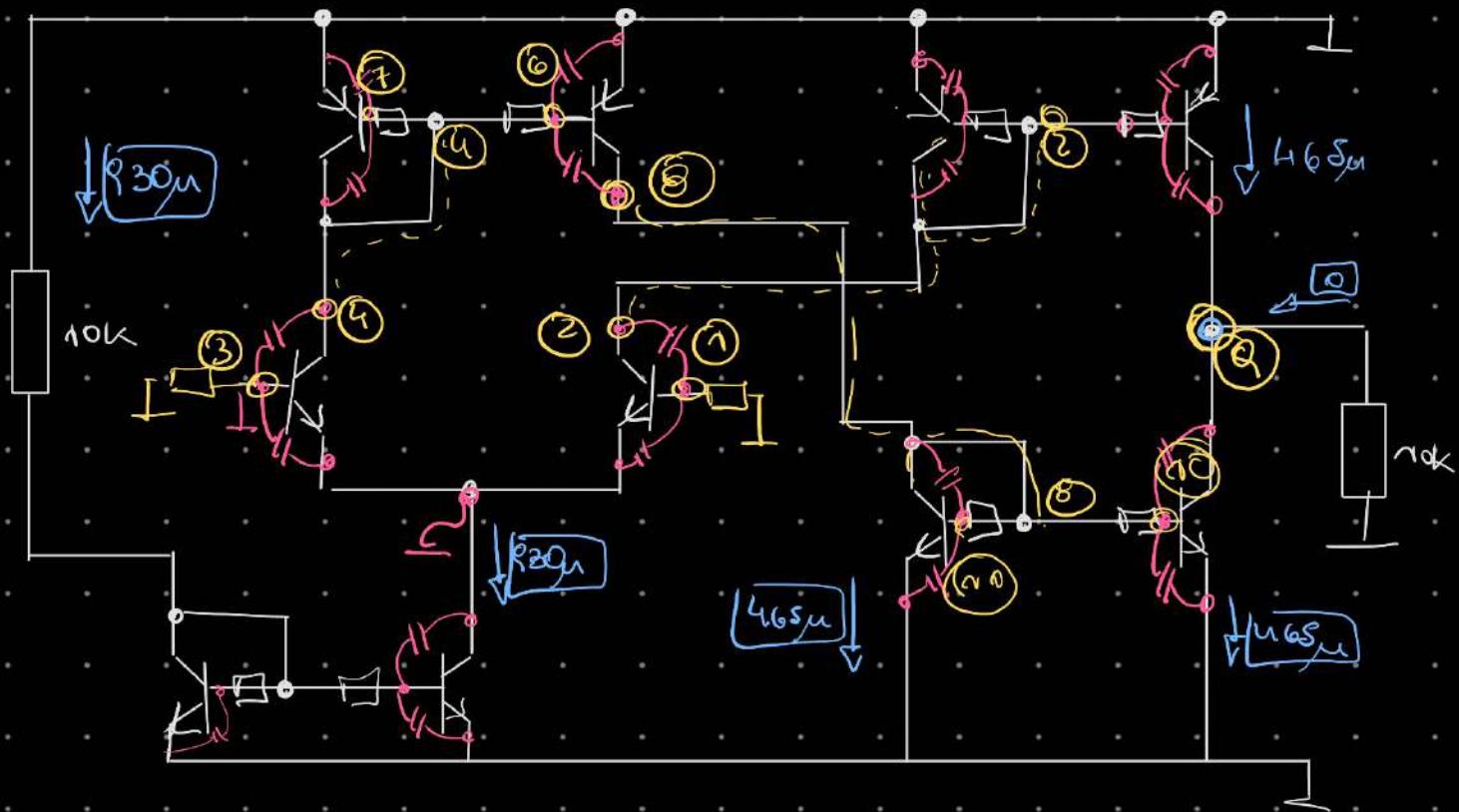
$$= V_{Th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{C2}} \right)$$

$$= V_{Th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = V_{Th} \ln(n_{1,02})$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = n_{1,02} \quad V_{\text{off}} = 0.151 \text{ mV}$$

d

fh para And



ENTRÉE $\textcircled{10}$

La capacidad puede
llegar a ser alta

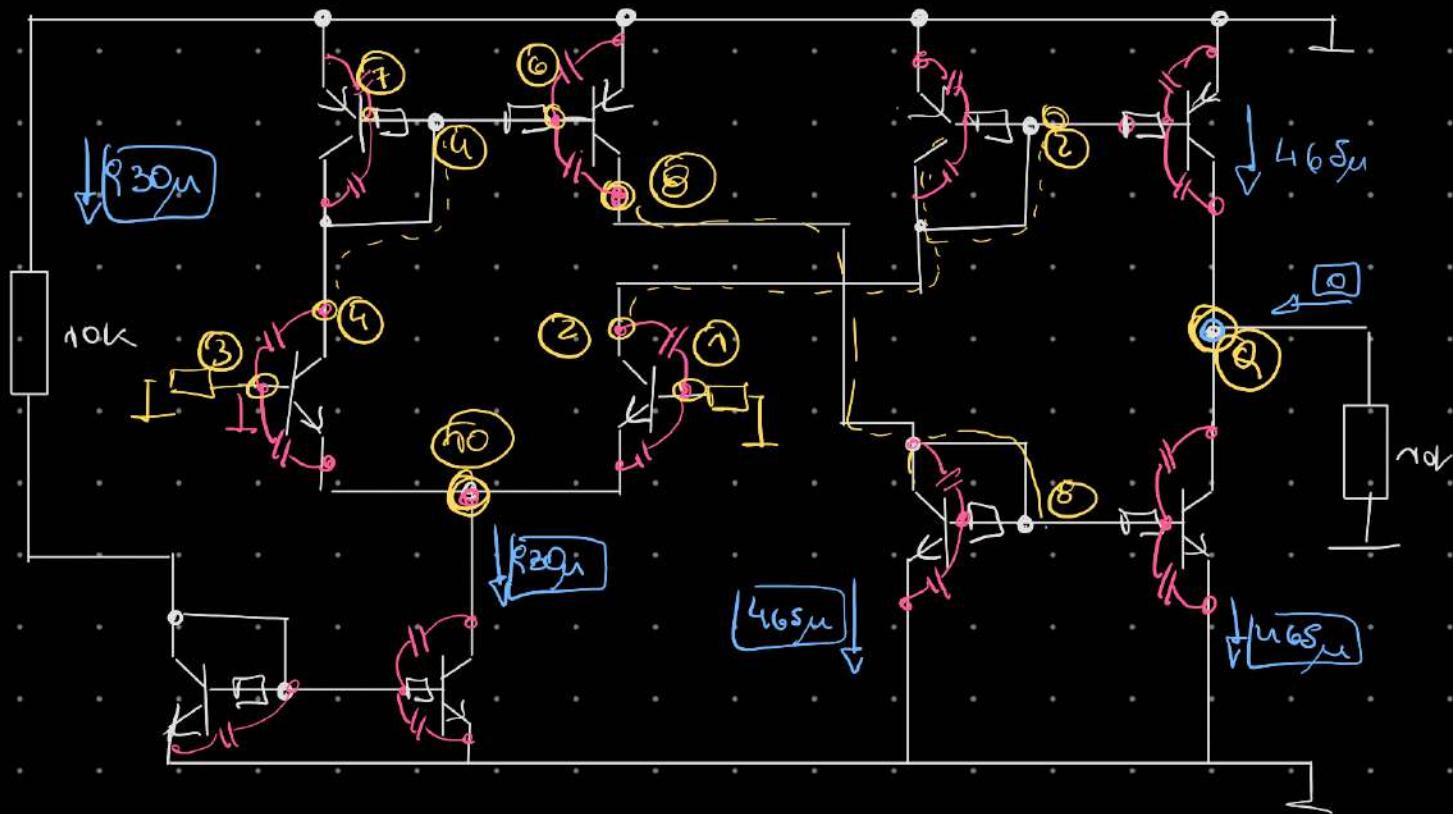
$\textcircled{10}$

El nodo que $\textcircled{10}$ es a ver
la resistencia equivalente
más grande (el resto
tiene resistencias del
orden de r_x).

V

La capacidad del
 $\textcircled{10}$ supera a la resistencia del $\textcircled{10}$

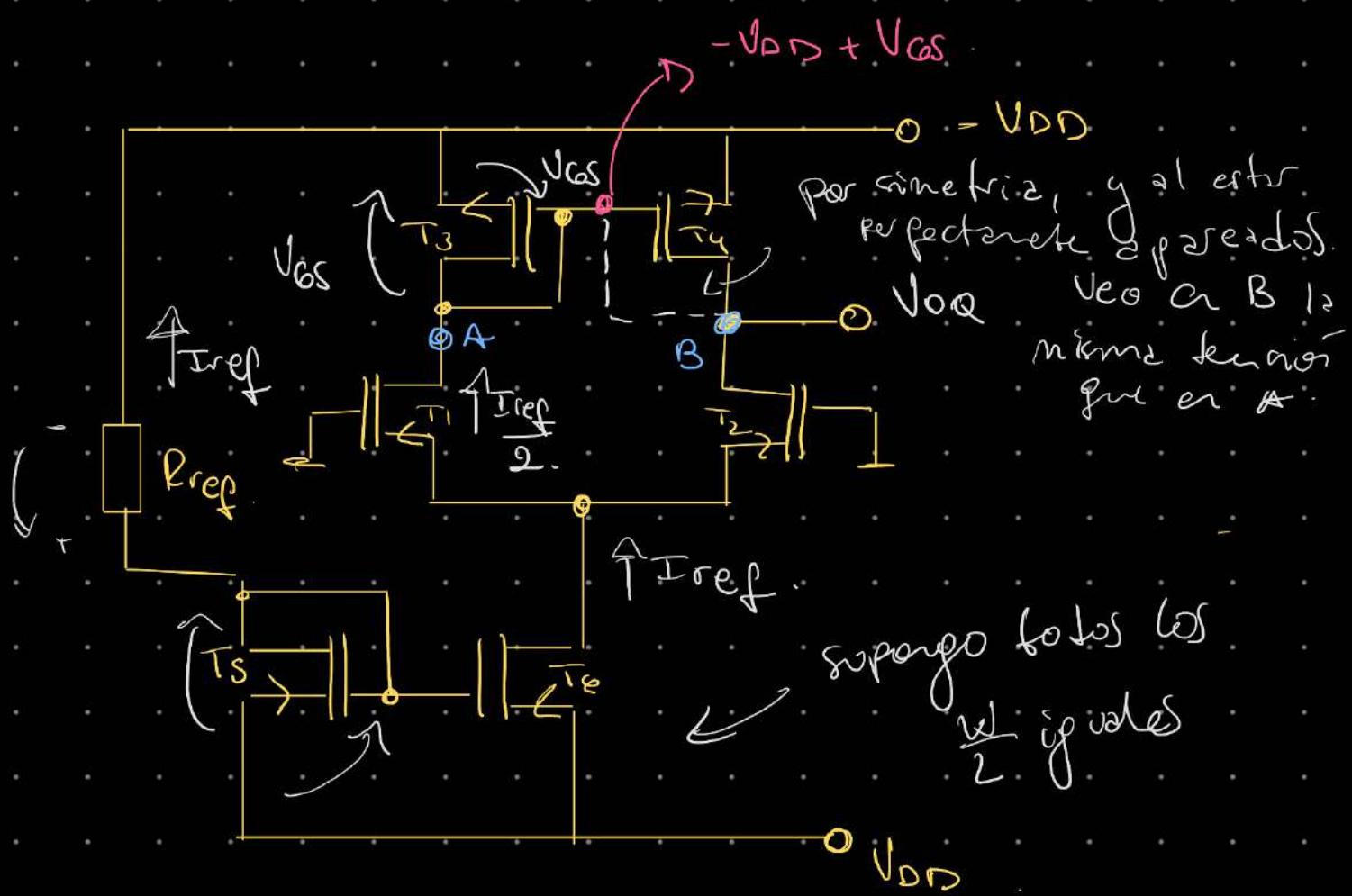
for para Ans



(10) Probablemente no llegue completo con (9) basta
con de TIO, y seg. el orden FTR.

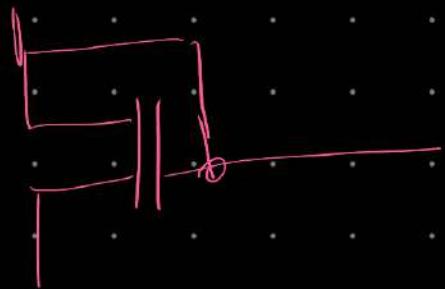
o Cero?

2



$$V_{OQ} = -V_{DD} + V_{GS} = -V_{DD} + \left(\sqrt{\frac{I_D}{kW}} + V_T \right)$$

$$V_{OQ} = -V_{DD} + \sqrt{\frac{I_{ref}}{2kW}} + V_T$$



$$V_{DSAT} \rightarrow V_{DS} - V_T$$

$$\cancel{V_{DS}} \rightarrow \cancel{V_{DS}} - V_T$$

$$0 \rightarrow -V_T$$

Si no se

bien que

ser canal

inductivo

p/ Fotocopia

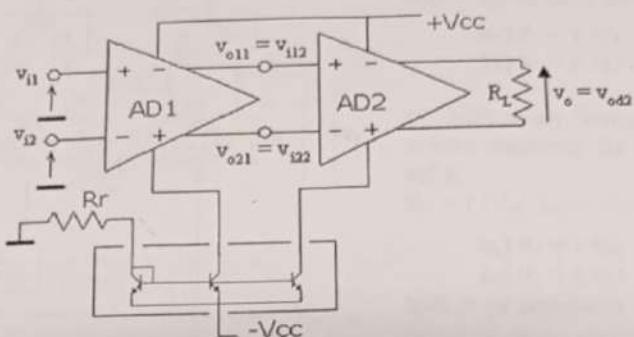
Evaluación integradora 1/18- cuarta fecha - 25/7/18

66.08 - 86.06	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

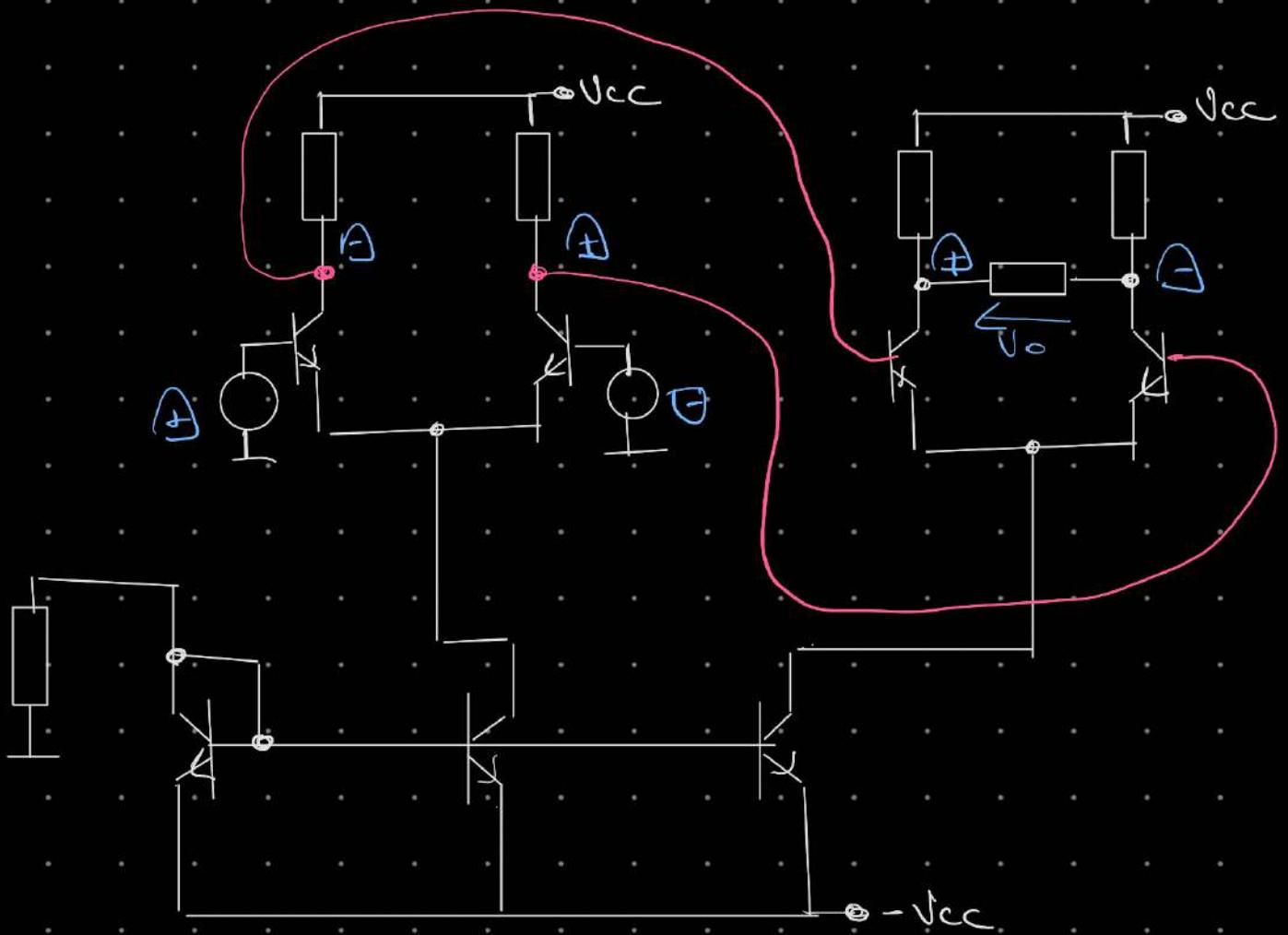
$$|V_{CC}| = 5V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 4,3\text{ k}\Omega$$

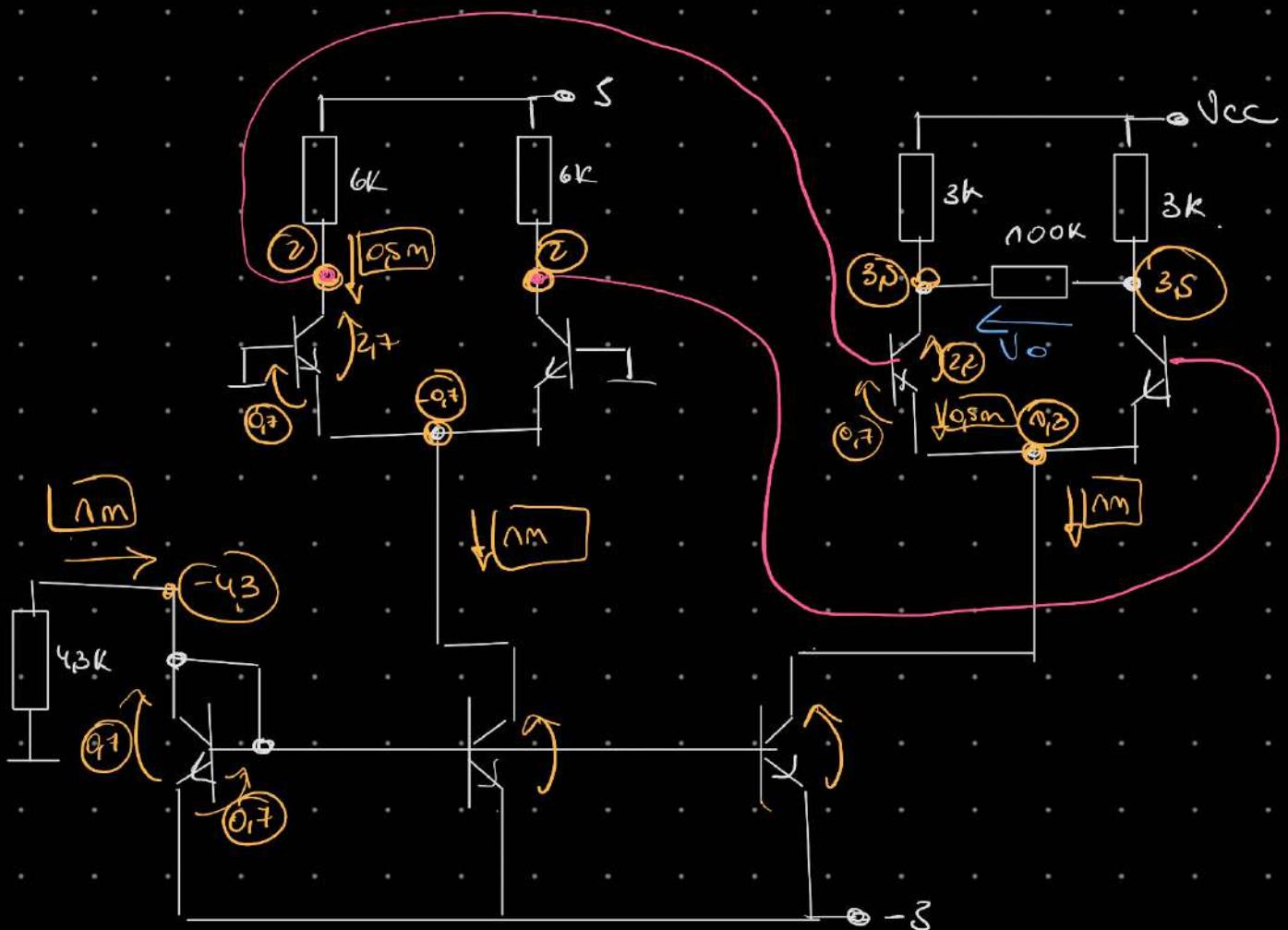
AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{ k}\Omega$

AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{ k}\Omega$



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{V_{dd}} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$? Justificar el valor que tendría $A_{V_{dc}} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 0,1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_s del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).





$$I_C = 200 \mu A$$

$$g_m = 20 \text{ mA/V}$$

$$r_{ff} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = 200 \text{ M}\Omega$$

$$I_{ref} = 1 \text{ mA}$$

$$g_{m_{ref}} = 39 \text{ mA/V}$$

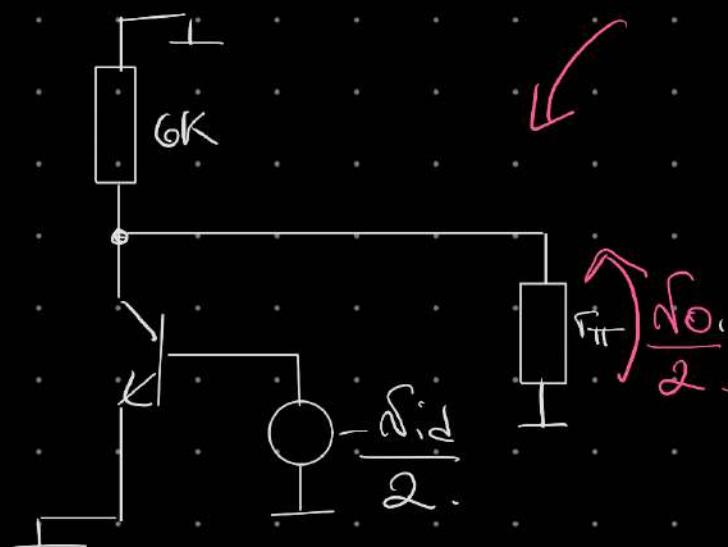
$$r_{ff,ref} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o,ref} = 120 \text{ k}\Omega$$

ANALIZO EL PRIMER DIFERENCIAL

ANALIZO DIFERENCIAL

El circuito es simétrico en ambas ramas, por lo que aplico los circuitos.



Tengo el segundo diferencial conectado a la salida. Y al estar en modo diferencial la resistencia que se ve es r_{π} .

$$-\frac{\delta V_d}{2} = \delta V_{be}$$

$$\delta V_d = -2 \delta V_{be}$$

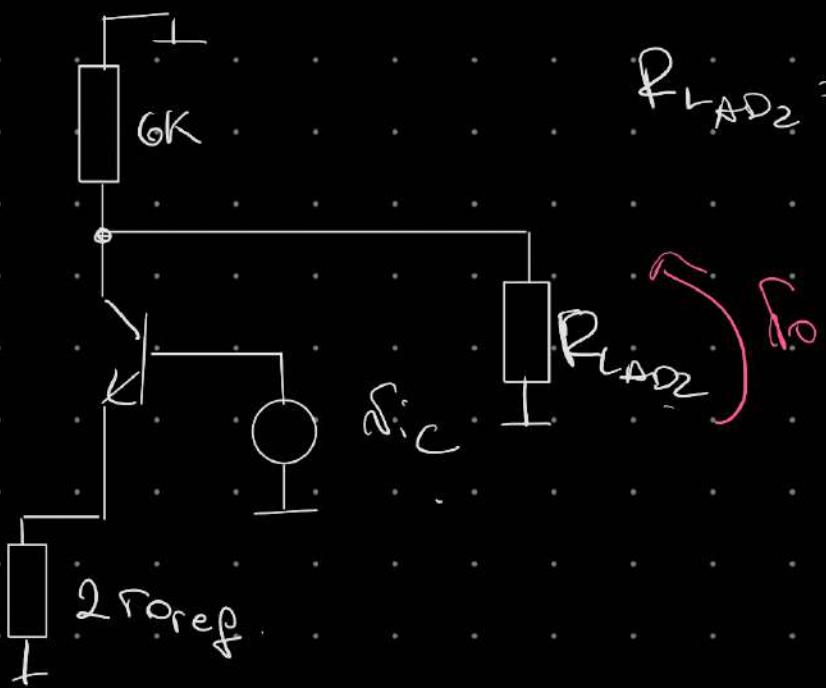
$\approx h_1 \epsilon_k$

$$A\delta V_d = \frac{\delta V_o}{\delta V_d} = \frac{-i_c 6k // r_{\pi}}{-2 \delta V_{be}} = g_m \underbrace{\epsilon_k // 127k}_{2} =$$

$$\text{Reso } \delta V_o = \frac{\delta V_o}{2} \rightarrow A\delta V_{dd} = 2 A\delta V_d = 0.2$$

PARA AD₁, la presencia del AD₂, pronostica que la ganancia sea menor, y que el AD₁ ve una carga: la resistencia de entrada de T₃, es decir r_{π} .

o Nodos comunes



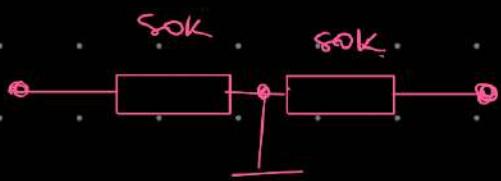
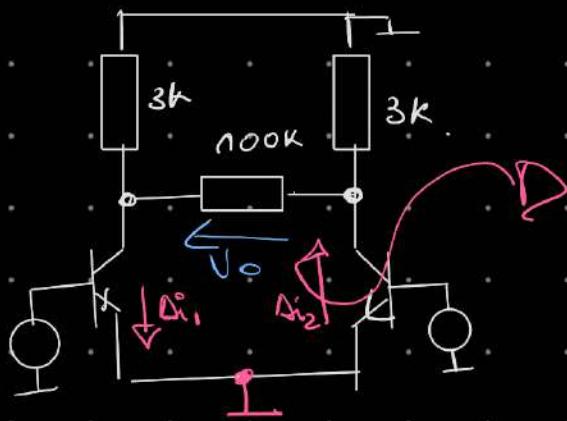
$$R_{\text{LOAD}2} = r_\pi + \frac{2r_0f}{\beta}$$

$$A_{\text{d}C_1} = \frac{\delta o}{\delta i_c} = - \frac{i_c (6K || r_\pi)}{\alpha_{\text{be}} + i_c 2r_{0\text{ref}}} = - \frac{g_m h K_6}{1 + g_m r_{0\text{ref}}}$$

$$A_{\text{d}C_1} = 2 A_{\text{d}C_1} = -0,019$$

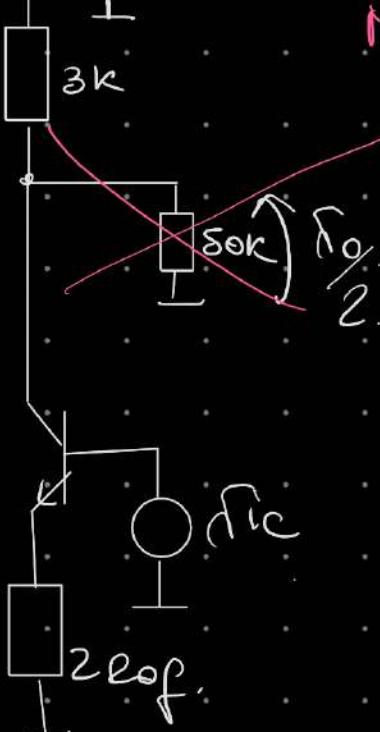
LOGICO LA SEGUNDA ETAPA - AD2

• MODEO DIFERENCIAL

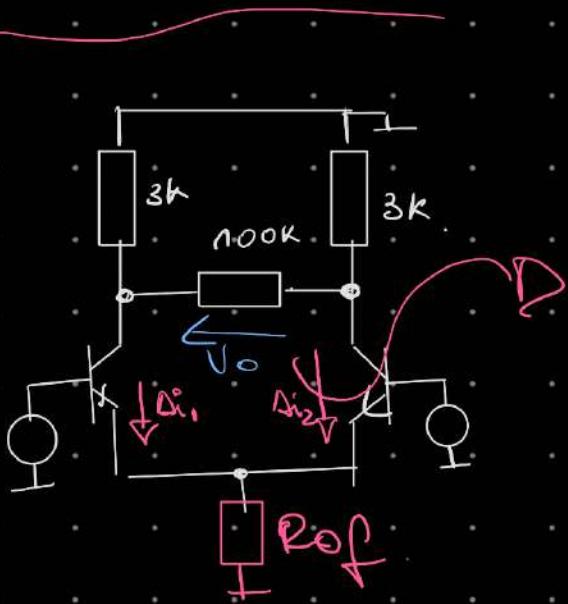


$$A_{Vd2} = \text{gm } 3k / 50k = 6^0$$

NODO COMÚN



Y NO HAY TIERRA
VIRTUAL



$$A_{Vc} = \frac{-\text{gm } 3k}{1 + \text{gm } 2R_{op}} \cdot 2 = 0,012$$

$$\Delta \text{Fdd}_T = \Delta \text{Fdd}_1, \Delta \text{Fdd}_2 + \underbrace{\Delta \text{Fcd}_1, \Delta \text{Fcd}_2}_{\approx 0}$$

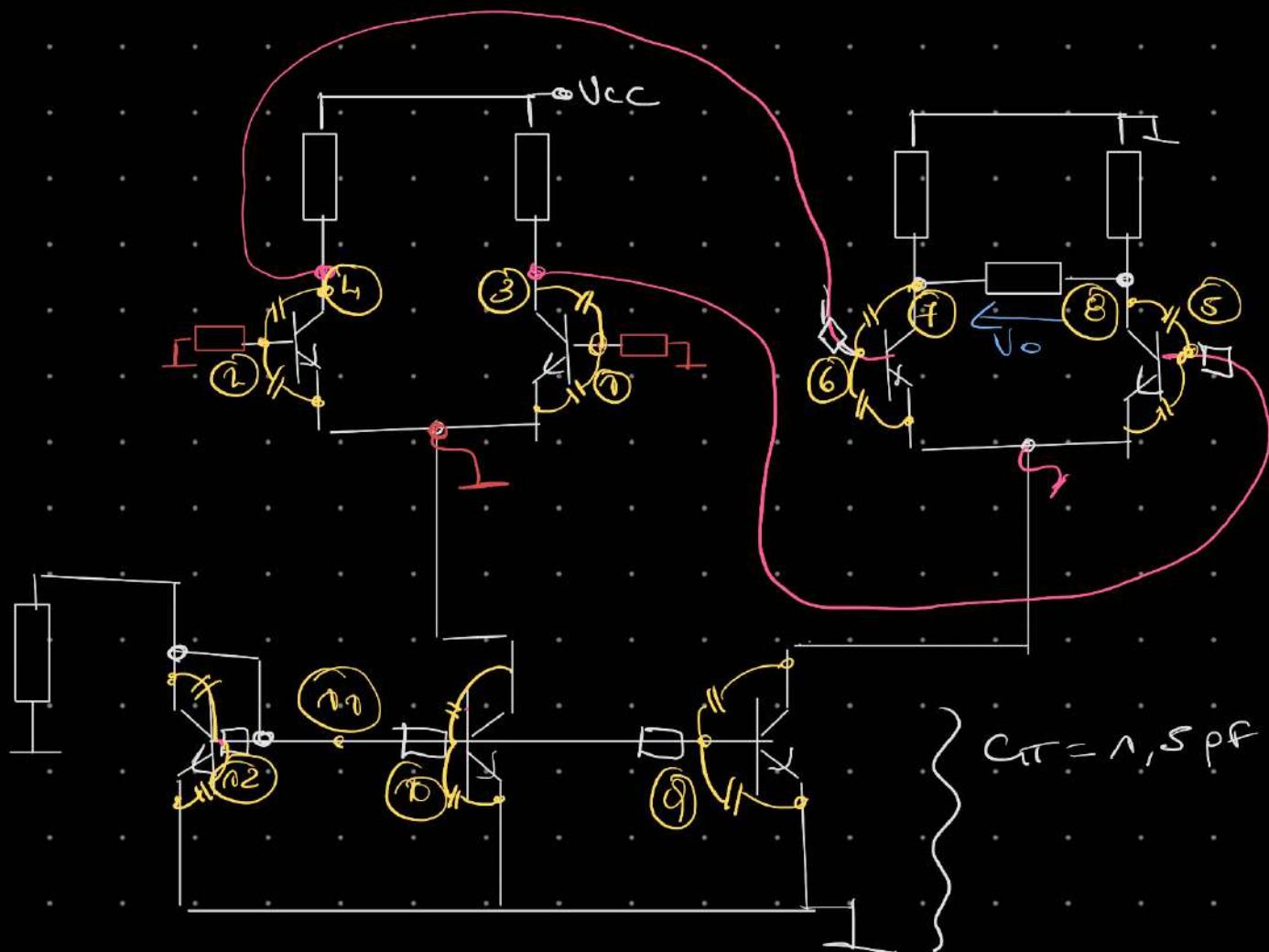
$$\boxed{\Delta \text{Fdd}_T = 5820}$$

$$\Delta \text{Fdc}_T = \Delta \text{Fcd}_1, \Delta \text{Fdc}_2 + \underbrace{\Delta \text{Fdc}_1, \Delta \text{Fdc}_2}_{\approx 0}$$

$$\boxed{\Delta \text{Fdc}_T = 0,0002}$$

→ Si los diferenciales
están bien separados
estas diferencias se pueden
aproximar como nulas.

ANALISIS DE ALTAS FRECUENCIAS EN AND



⑨ ⑩ ⑪ ⑫ Bajos resistencias, y capacidades sin reflejar.

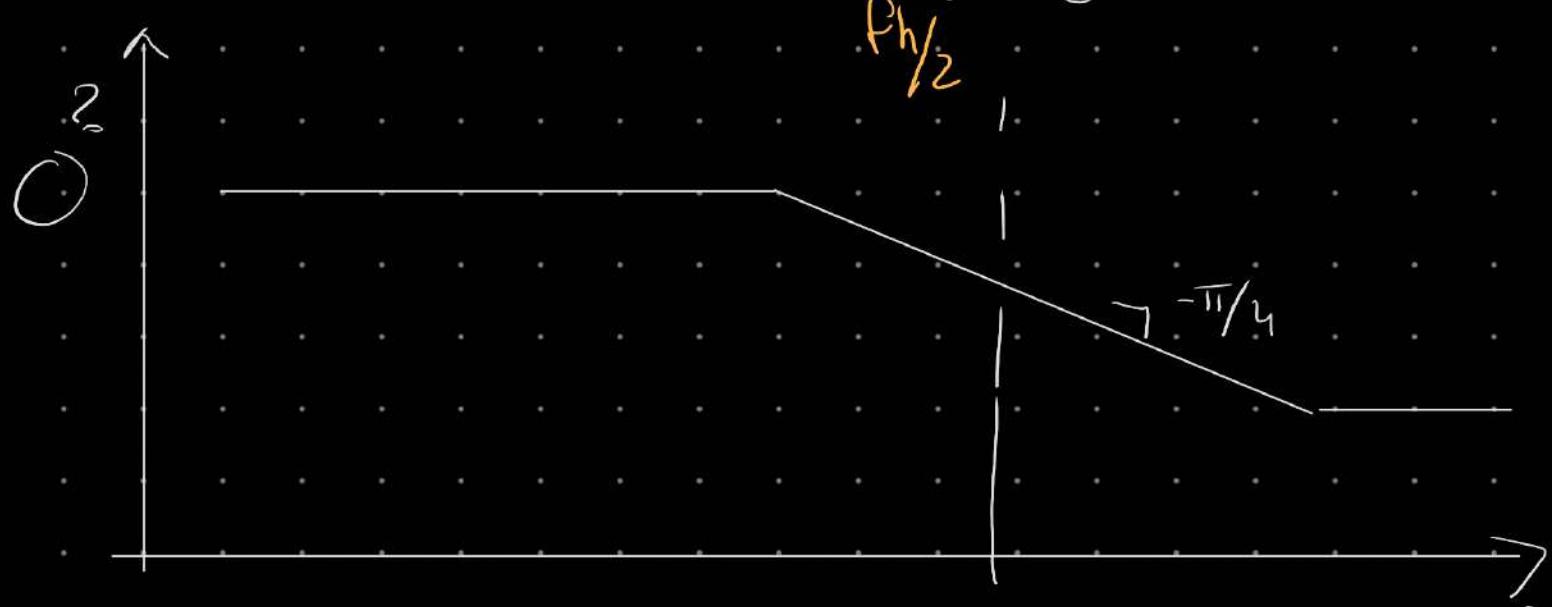
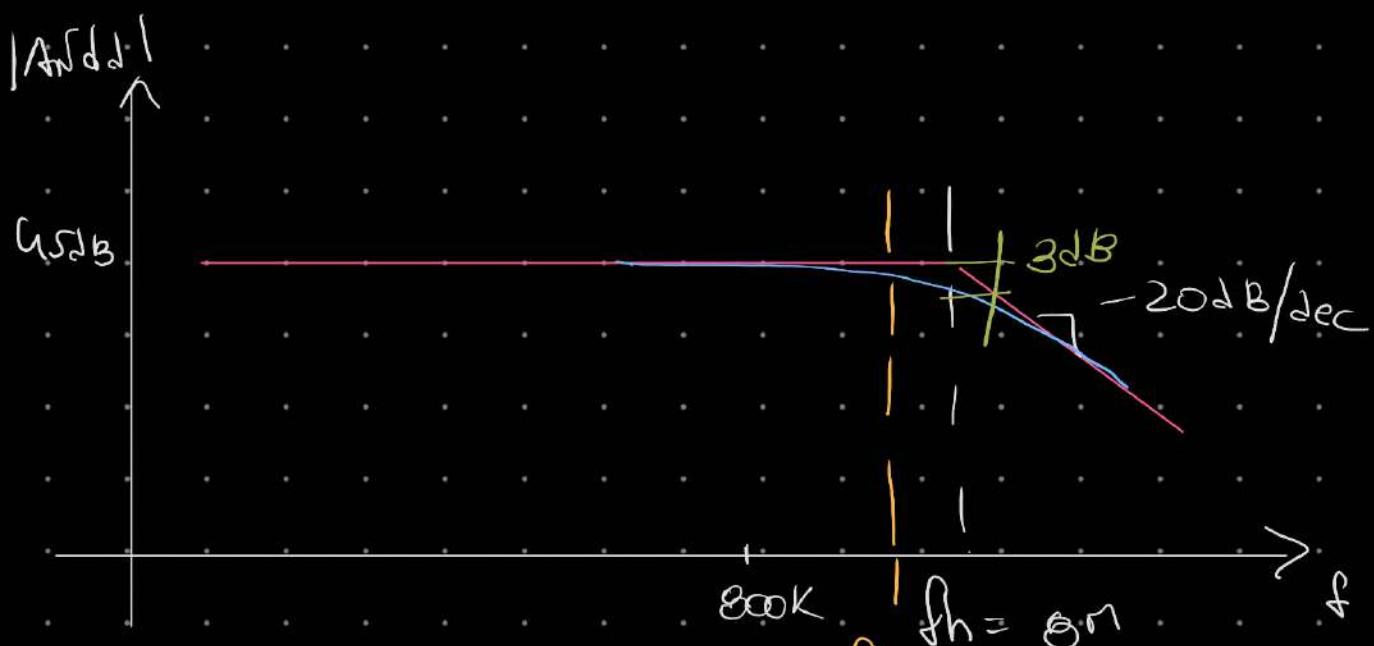
④ y ② 80 Ω simétricos a ③ y ⑥
⑥ y ⑦ " " ⑧ y ⑤

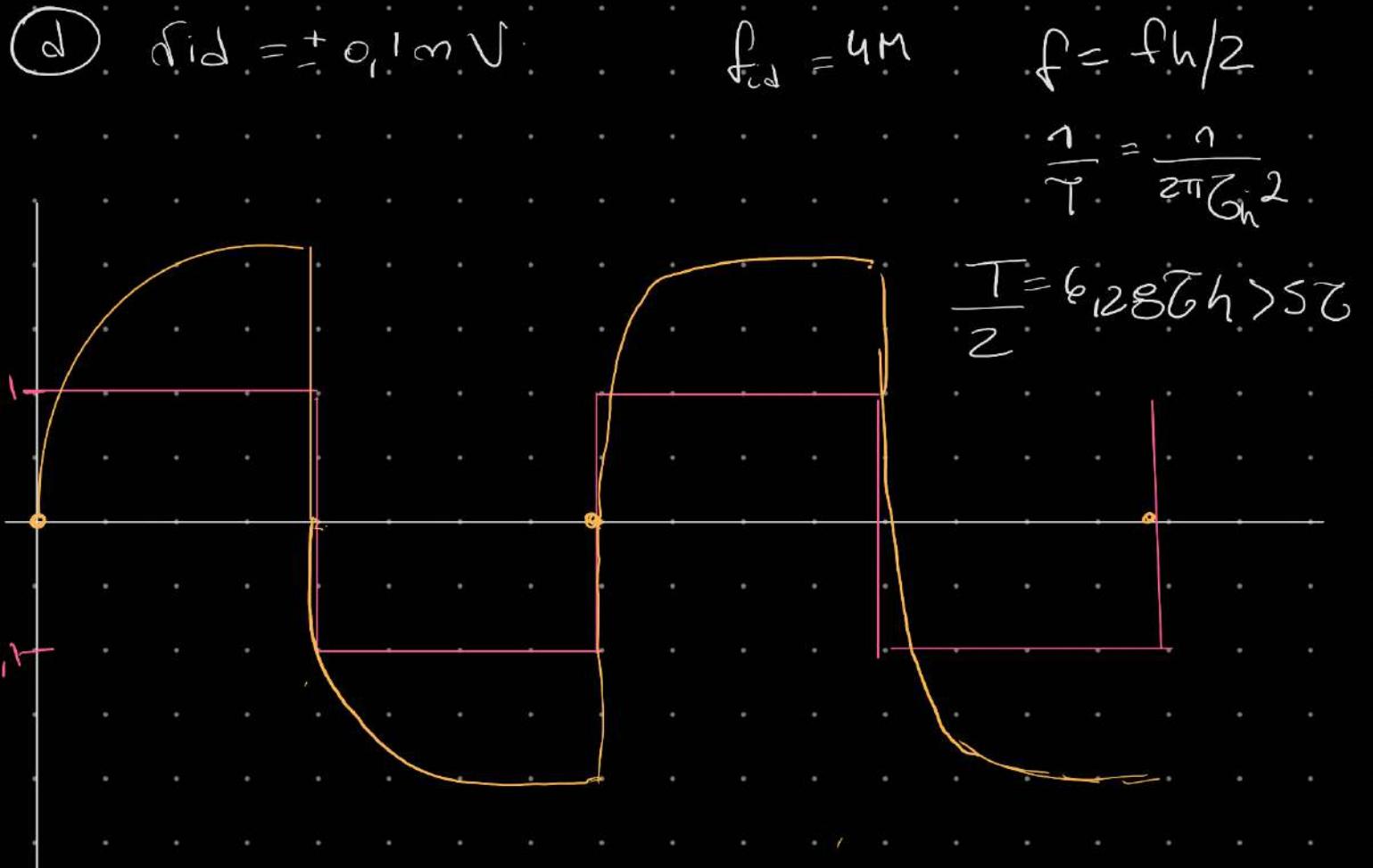
Me quedan: ③ y ① y ⑧ y ⑨ todo dominante

N	C	R
3	G_m	$(\Gamma_x + r_{pi}) // R_0 \approx r_{pi}$
1	$C_{11} + C_{22} * A$	$\Gamma_x // \Gamma_{pi} \approx \Gamma_x \approx 2 \text{ M}$
8	C_m	$R_C // R_0 \approx R_C$
5	$C_{11} + C_{22}$	$\Gamma_x // \Gamma_{pi} \approx \Gamma_x$ menor ganancia que ①

$$T_3 = 20 \text{ n} \quad f_{h3} = 8 \text{ M}$$

$$T_8 = 3 \text{ n} \quad f_{h8} = 52 \text{ M}$$





e) $V_{off1} = V_{BE1} - V_{BE2}$

$$= V_{th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - V_{th} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

$$= V_{th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = 0,51 \text{ mV}$$

$$\frac{I_2 - I_{S1}}{I_{S1}} = 0,02$$

$$\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 1,02$$

$$V_{off} = V_{off1} + \frac{V_{off2}}{A_{vdd1}} = 0,54 \text{ mV}$$

V_{off}_{TOTAL}

tiene el
 mismo
 de acuerdo

Tengo en cuenta que V_{off} se aplica a la entrada de A_{vdd1} , por lo que tengo que considerar las amplificaciones

en la primera etapa.

(P) Ponge MOSFET S

Teniendo en cuenta que el VGS para estar en saturación tiene que ser mayor que V_{BG} , tomando un V_T típico de 0V o 0,5V.

Esto provoca una menor caída de tensión en R_{Op} . Lo cual provoca una disminución de I_{ref} .

$I_{ref} \downarrow$. Esto significa que cambian todas las tensiones de polarización, y que $I_C \downarrow$; es decir que $g_m, g_{mref} \downarrow$ $r_o, r_{Tref} \uparrow$ $r_o, r_{Oref} \uparrow$

$\underbrace{\quad\quad\quad}_{\infty \text{ rigs}}$

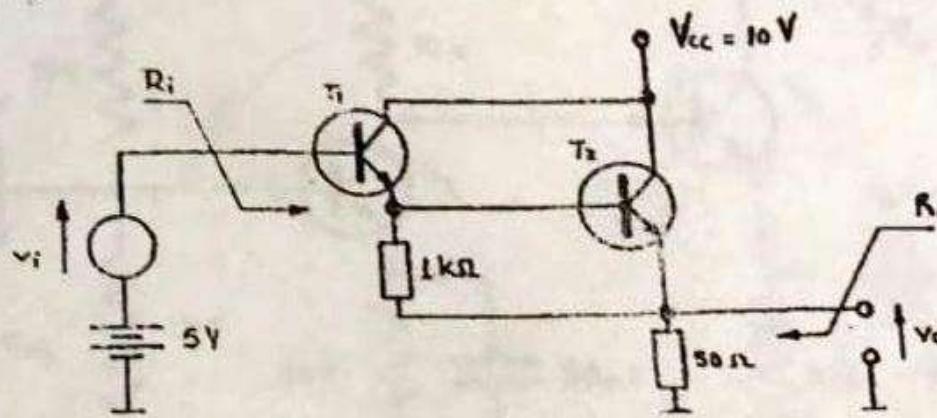
$\underbrace{\quad\quad\quad}_{r_{dd}}$

Luego en señal $A_{ndc} \downarrow$ al depender de g_m , el cual al ser un trío es mucho menor, la ganancia disminuye en gran medida, por lo cual también se espera que $A_{ndc} \downarrow$

$f_h \downarrow$

por otro lado f_h va a ser más alta, ya que aumentará la resistencia del nodo dominante, aumentando el T .

- 1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal), calcular (suponiendo $\beta = 200$; $r_x \rightarrow 0$; $V_A \rightarrow \infty$; $f_T = 300\text{MHz}$; $C_u \approx 1\text{ pF}$):
- Los puntos de reposo, indicando las tensiones de los terminales contra común.
 - Las expresiones **por inspección** y sus valores, de las resistencias de entrada y salida, y la amplificación de tensión $A_v = v_o/v_i$, **por inspección**, justificando el procedimiento.
 - Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa. ¿Y la inferior?. ¿Qué utilidad tiene esta etapa?



- 2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con NMOSFET de canal inducido (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente cascode con MOSFET (T_7-T_8 y T_5-T_6), de R_{ref} conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD}$ de valor conocido. Los transistores están apagados y se conocen todos sus parámetros.
- Definir y obtener por inspección**, justificando el procedimiento, las expresiones de las amplificaciones de tensión para modo diferencial y común para la salida simple convencional en vacío. **Definir y obtener** la expresión, de la RRMC ¿Cuál es su utilidad?. ¿Por qué se expresa en dB generalmente?. ¿Cómo influyen los desapareamientos en su valor?.
 - Definir y obtener las expresiones extremas del rango de entrada de modo común.

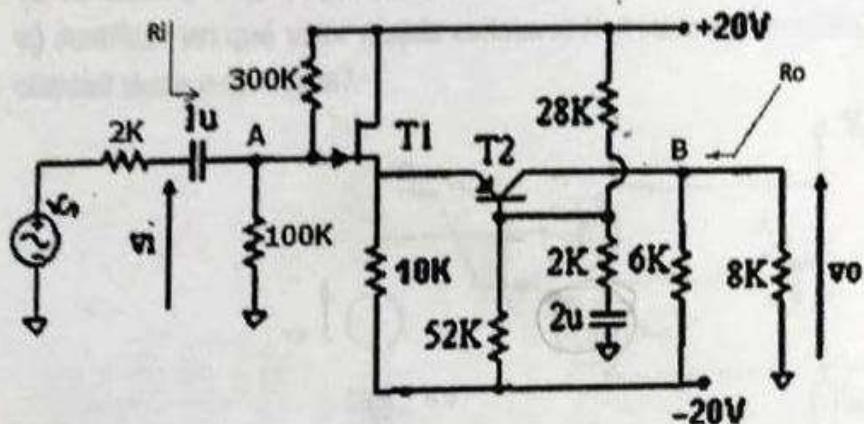
Foto copiar

66.08 - 86.06

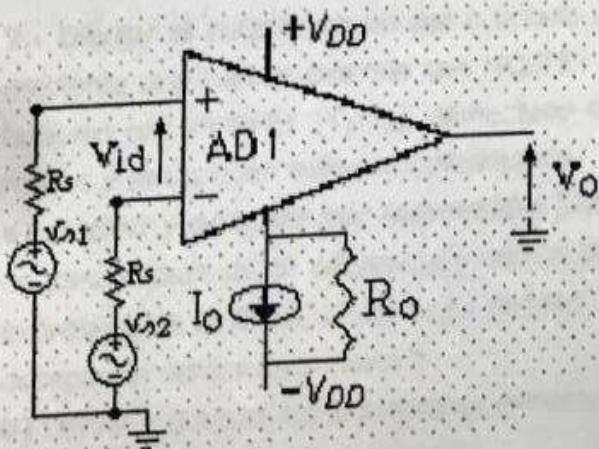
Evaluación Integradora 1/2016- cuarta fecha - 27/07/16

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

- 1.- $\beta = 200$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100\Omega$; $I_{DSS} = 12mA$; $V_P = -6V$; $\lambda = 0$; $f_T = 200MHz$; $C_L = 1pF$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$



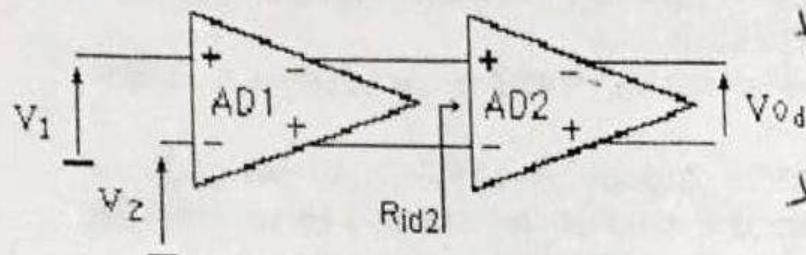
Analizar cualitativamente cuál podría considerarse el nodo dominante que determine el valor de f_h . Obtener f_h .



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

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

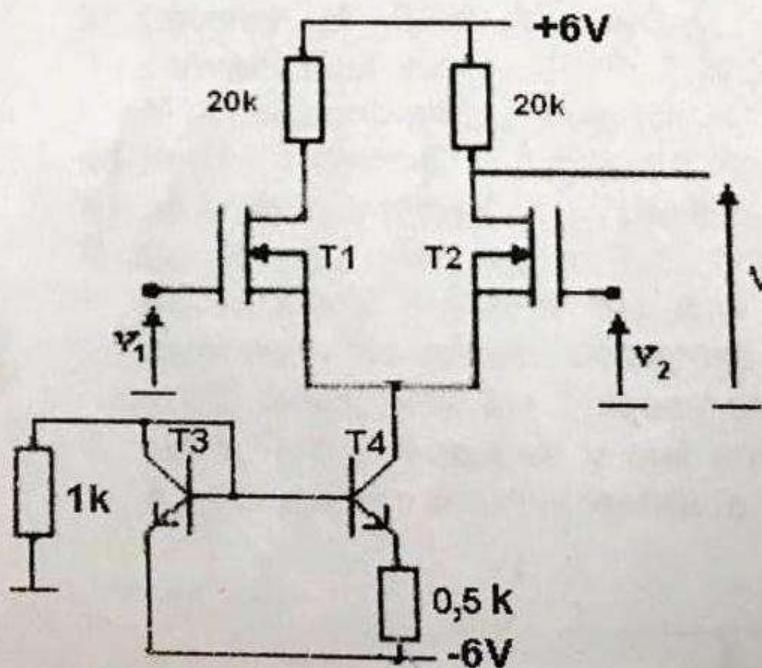
1.-



- ✗ a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:

$$V_{\text{off}}(\text{AD1}) = V_{\text{off}}(\text{AD2}) = 1 \text{ mV}$$

- ✗ b) Si se tiene un AD con RRMC = 120 dB y otro con RRMC = 80 dB, ¿cuál es conveniente ubicar en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. **Justificar.** (se conocen $A_{vd_{dc}}$ y $A_{cd_{dc}}$ de c/u)



$$2.- V_T = 1 \text{ V}; k = 1 \text{ mA/V}^2; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$$

$$\beta = 100; V_A = 100 \text{ V}$$

$$C_{gs} = 5 \text{ pF}; C_{gd} = 2 \text{ pF}; C_{\mu} = 1 \text{ pF}; f_T = 300 \text{ MHz}$$

- ✗ a) Definir y obtener el rango de modo común.

- ✗ b) Calcular la f_h aproximada para A_{vd} . Admitir que v_1 y v_2 provienen de equivalentes Thévenin con $R_s = 1 \text{ k}\Omega$.

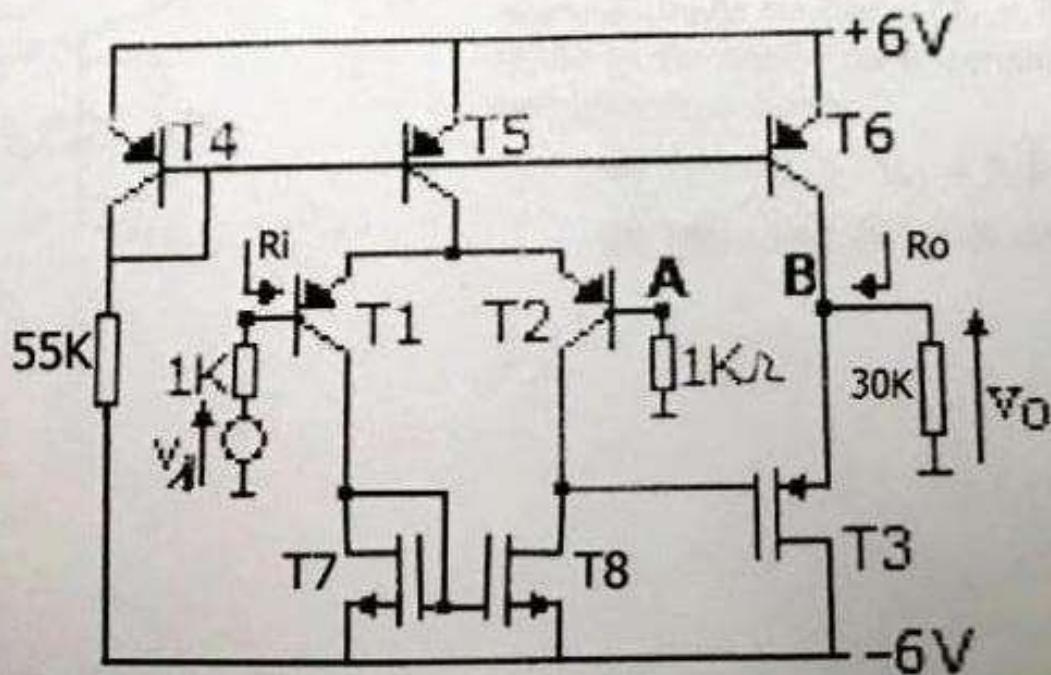
- c) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

- d) Analizar cómo se modifica la RRMC si se reemplazan las $R_D = 20 \text{ k}\Omega$ por un espejo de corriente TBJ (T5-T6), de forma tal que su rama de referencia se conecte al drain de T1 y la de salida al drain de T2.

1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{T7,8} = 0,25$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;
 $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$

TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_\mu = 2pF$

- Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T3}$ para $V_{OQ} = 0V$.
- Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd} = v_o/v_{id}|_{v_{ic}=0}$ y $A_{vc} = v_o/v_{ic}|_{v_{id}=0}$, siendo: $v_{id} = v_{b1} - v_{b2}$ y $v_{ic} = 0,5(v_{b1} + v_{b2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = v_o/v_s$ a partir de los parámetros anteriores.
- Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vs} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- Definir y obtener el Rango de Modo común.
- Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.
- Se conecta una $R_{AB} = 6K\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos a través del lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el β de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_{vs} del circuito así realimentado?. Justificar.



1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:

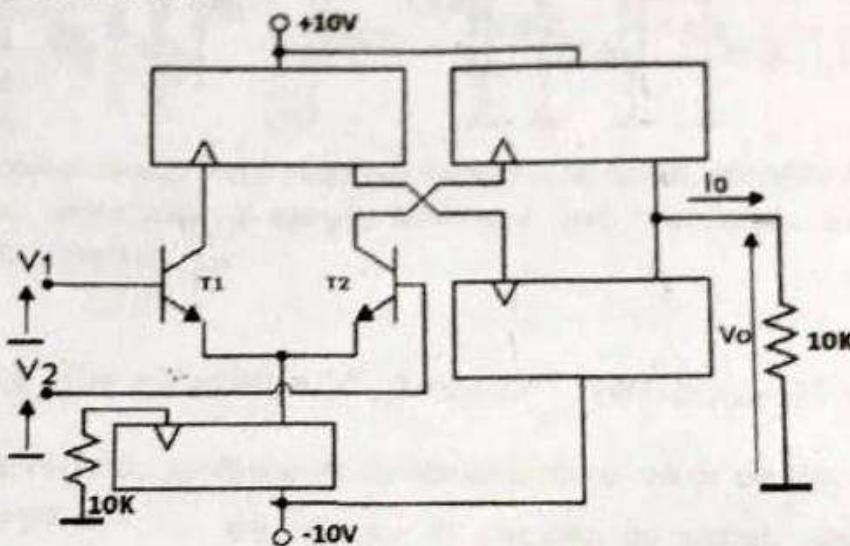
$\beta = 400$, $r_s = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_g = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.

a) Definir y determinar los valores de A_{vd} , R_{id} , R_o y f_h aproximado.

b) Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para A_{vd} .

c) Definir y determinar el valor aproximado de A_{vc} si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.

d) Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{id})$ para $V_{ic} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.

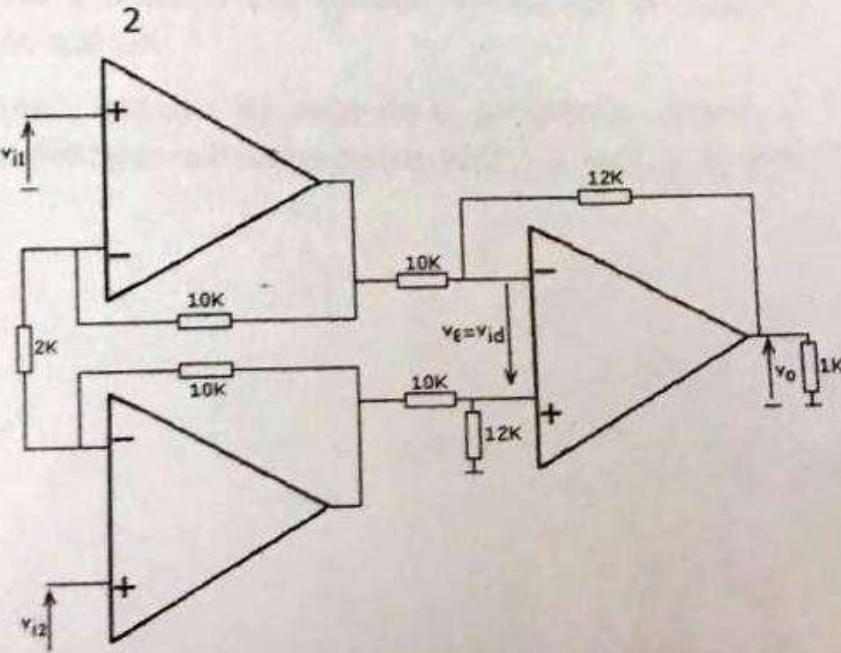
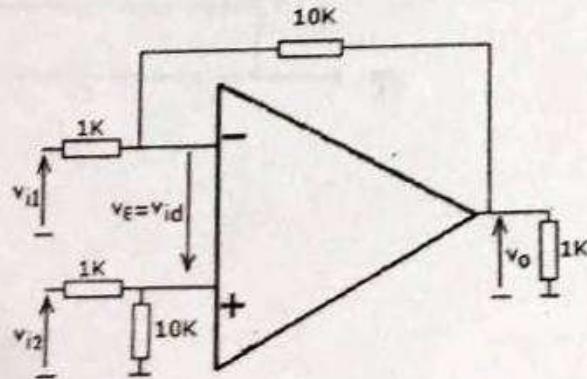


2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPs con AD MOSFETs y una $R_o \approx 10 \Omega$)

a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar A_{vd} y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de instrumentación.

b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1

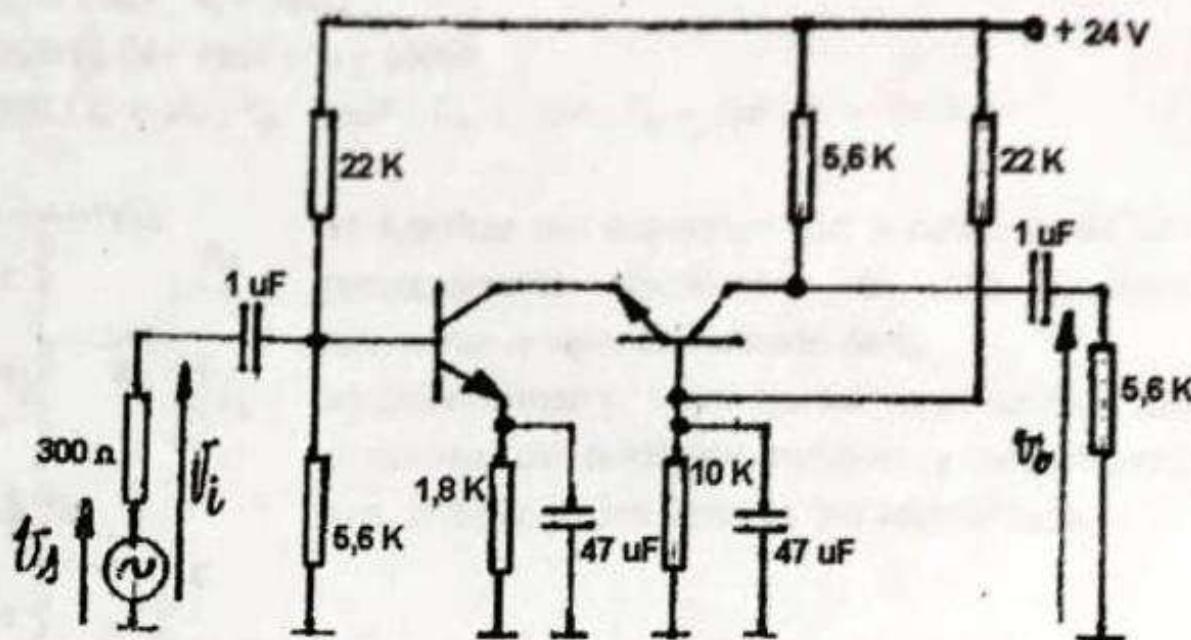


1.- $\beta = 200$; $r_x = 200 \Omega$; $f_t = 200 \text{ MHz}$; $C_{\mu} = 2 \text{ pF}$

a) Obtener por inspección, los valores de A_v y A_{vs} a frecuencias medias.

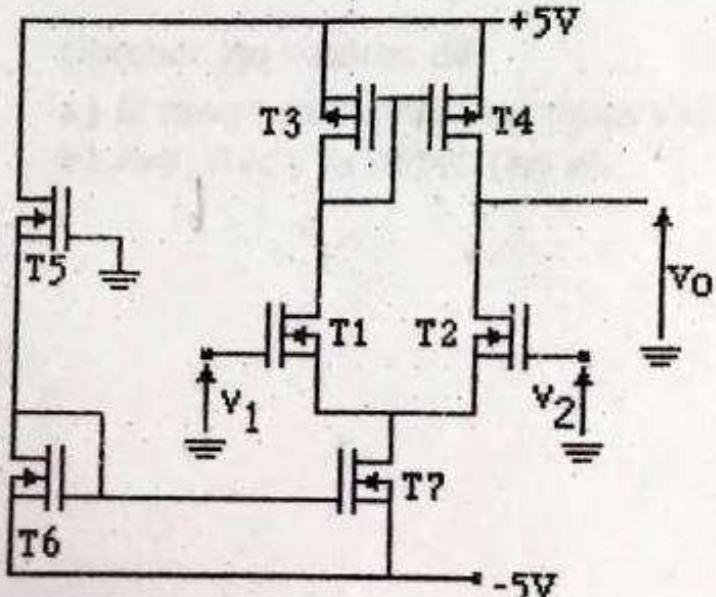
b) Obtener el valor garantizable de f_h para A_{vs} .

c) Se conecta una $R_f = 1 \text{ M}\Omega$ entre la base de T_1 y el colector de T_2 . Analizar si el agregado de este resistor contribuye a estabilizar el punto de reposo ante una dispersión en el valor del β . Analizar cómo afecta esta realimentación a la señal, identificando los bloques amplificador, realimentador, generador y carga. Justificar qué muestrea, qué suma y si la realimentación es positiva o negativa.



2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1.5 \text{ V}$; $k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $\lambda = 0.01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 10$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$

a) Obtener las corrientes de reposo. Justificar cualitativamente el valor de V_{OQ} .



b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar en el circuito todos los sentidos de referencia de tensiones y corrientes adoptados para los cálculos siguientes. Definir y obtener por inspección el valor de la amplificación de tensión para entrada diferencial y común (A_{vd} y A_{vc}). Definir y obtener la RRMC en dB.

c) Definir y obtener los valores del Rango de tensión de modo común.

d) Definir y obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre $W(T_3)$ y $W(T_4)$ de 2%.

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

$\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $V_A = 100V$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$

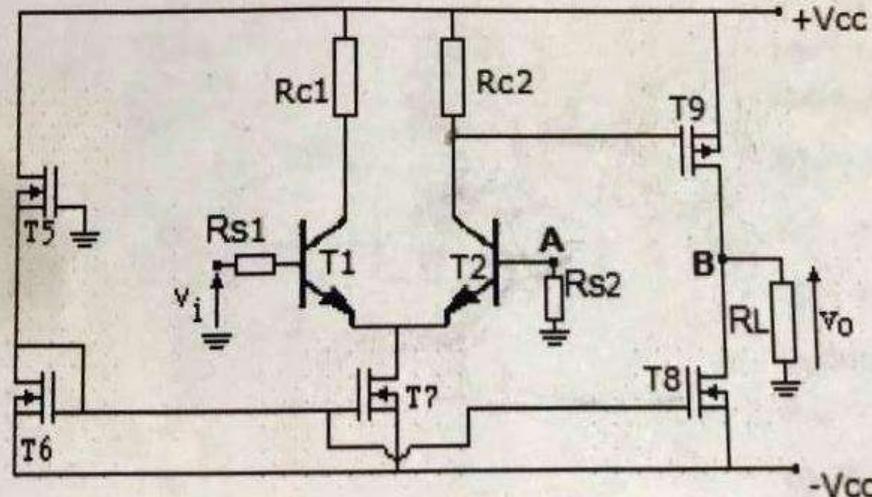
MOSFETs inducidos:

$V_T = \pm 2V$; $k' = 1 \text{ mA/V}^2$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{GS} = 5 \text{ pF}$; $C_{GD} = 1 \text{ pF}$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

b) Obtener v_{id} y v_{ic} en función de v_i . Justificar que $A_v = v_o/v_i \approx A_{vd} = v_o/v_{id}$. Definir y calcular R_{id} , R_{ic} y la RRMC en dB.

c) Justificar cuál o cuáles serán el/los nodo/s dominante/s para la respuesta en alta frecuencia y calcular la f_h aproximada en base a dicho/s nodo/s.

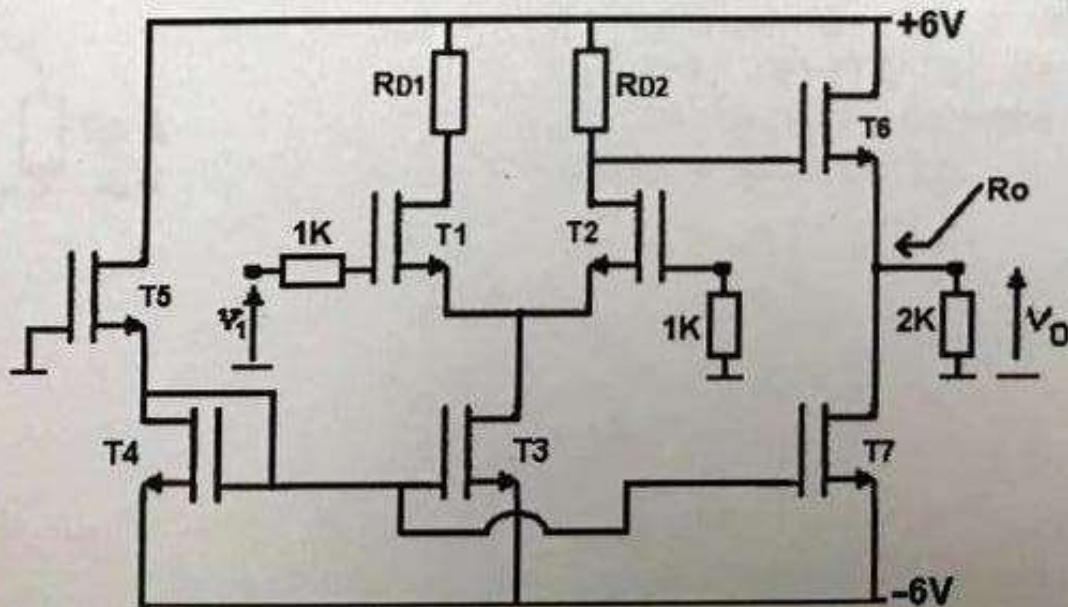


d) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores calculados si se reemplazan R_{C1} y R_{C2} por una fuente espejo simple PMOSFET (de canal inducido) T_3-T_4 . ¿Qué relación W/L deberán tener para mantener $V_{OQ} = 0V$?

e) Se conecta entre A y B una $R = 1M\Omega$. Analizar si la realimentación es positiva o negativa. ¿Qué muestrea y qué suma?

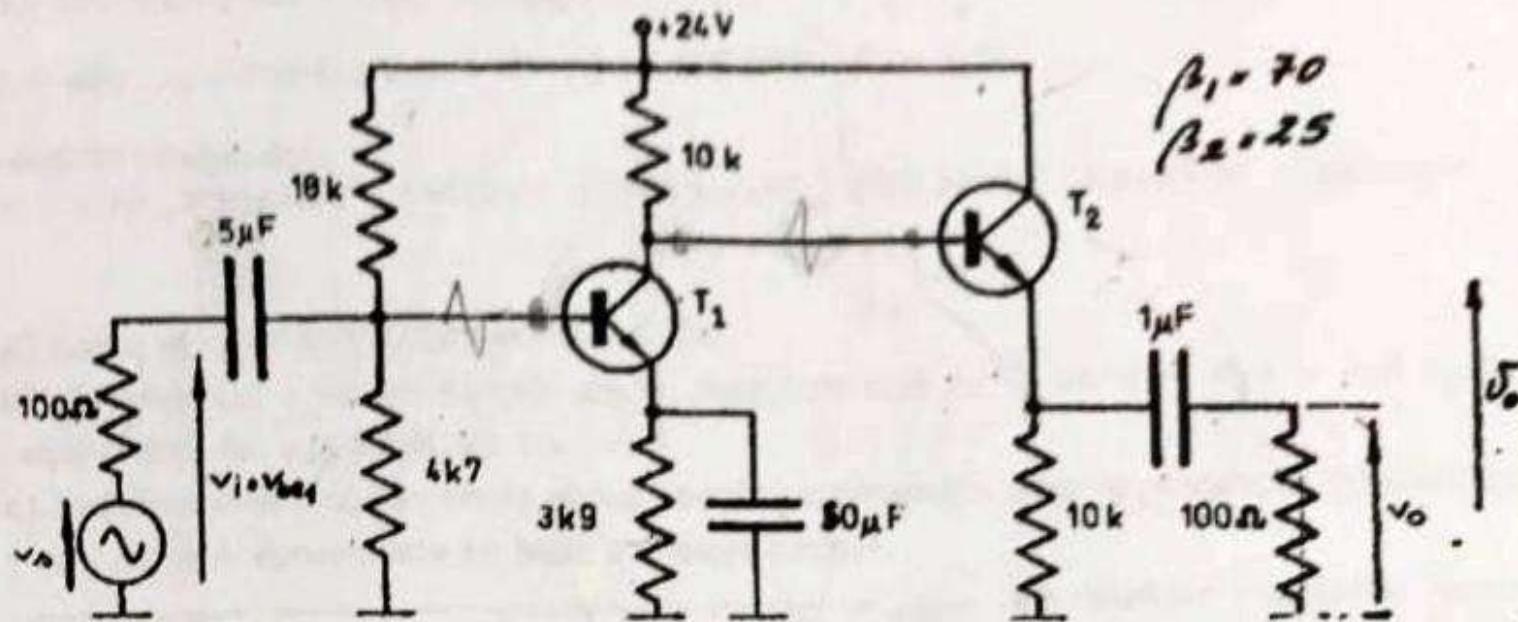
1.- $V_T = +1V$; $k' = 1mA/V^2$; $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$
 $(W/L)_{1,2} = 10$; $(W/L)_3 = 0,2$; $(W/L)_{4,5,6,7} = 1$

- a) Calcular los valores de reposo, obteniendo R_{D1} y R_{D2} , para $V_{OQ} = 0V$ y apareamiento en el par diferencial.
- b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de $A_{vd}=v_o/v_{id}|_{v_{ic}=0}$ y $A_{vc}=v_o/v_{ic}|_{v_{id}=0}$, R_o , siendo: $v_{id}=v_{g1}-v_{g2}$ y $v_{ic}=0,5(v_{g1}+v_{g2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_v = v_o/v_1$ a partir de los parámetros anteriores.
- c) Obtener el valor aproximado de f_h para A_v . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- d) Obtener el valor de V_{offset} total si existe desapareamiento entre R_{D1} y R_{D2} y entre W_1 y W_2 , ambos del 1%.
- e) Se cortocircuita la salida con el gate de T_2 . Analizar en base a incrementos a través del lazo, si la realimentación es positiva o negativa. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_v del circuito así realimentado?. Justificar.



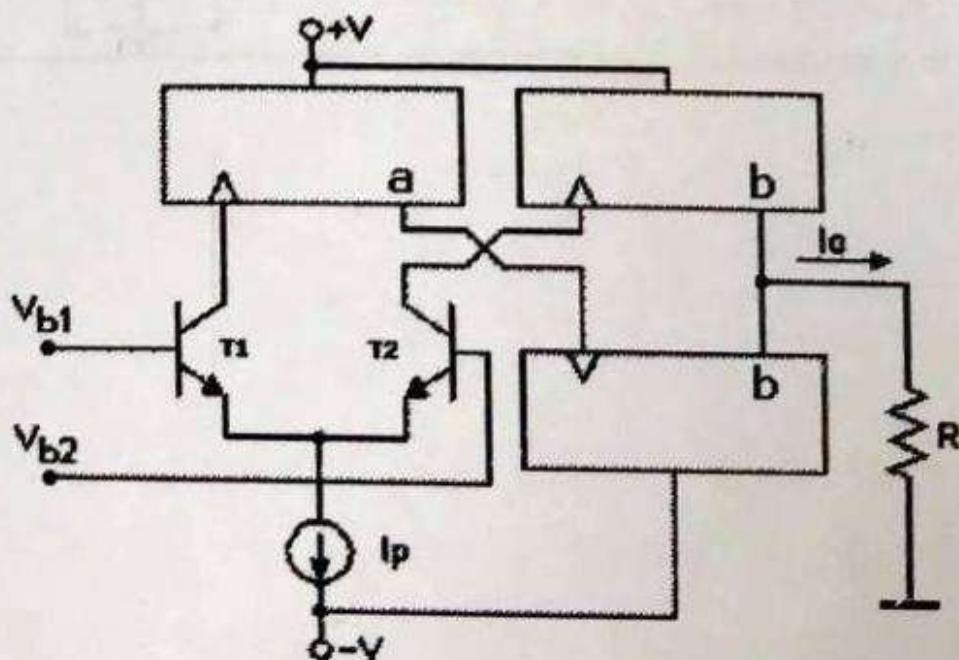
1.-

$$f_T = 300 \text{ MHz} ; C_p = 1 \text{ pF} ; r_x = 100 \Omega ; V_A \rightarrow \infty$$

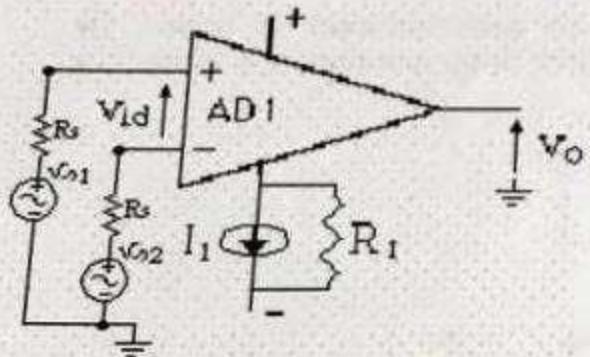


Obtener los valores aproximados de f_l y f_h . Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento de A_{vs} .

2.- Los bloques representan fuentes espejo de copia "a" y "b", respectivamente. ¿Cuál es el valor de I_{OQ} , si $a = b = 1$? Obtener la expresión de la transconductancia del circuito $G_{md} = i_o/v_{ld}$ en función de I_p .



1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET inducidos $T_1 - T_2$, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, $T_3 - T_4$, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente $I_1 - R_1$ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{s1} y v_{s2} e iguales resistencias equivalentes R_s). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:



a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

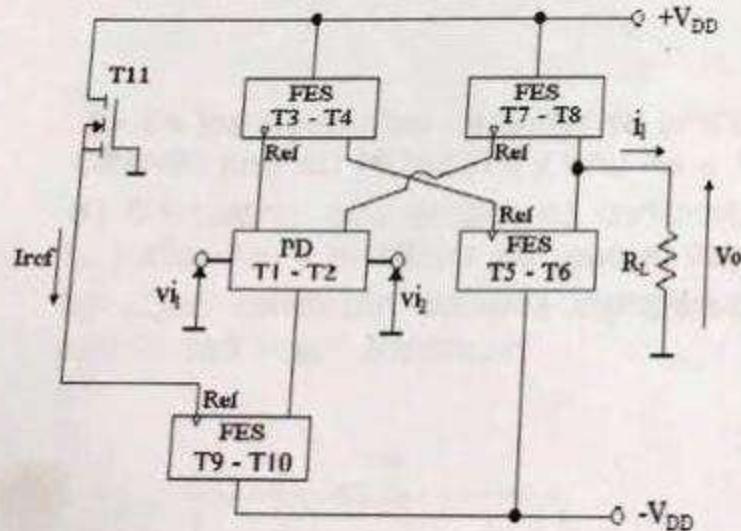
c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R_1).

Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan en forma importante a A_{vd} y no a A_{vc} .

2-

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal **N** ó **P** según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$, $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01 1/V$; $R_L = 10K\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{LQ} . Despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$G_{md} = i_L / V_{id} \quad |v_o=0$$

$$G_{mc} = i_L / V_{ic} \quad |v_o=0.$$

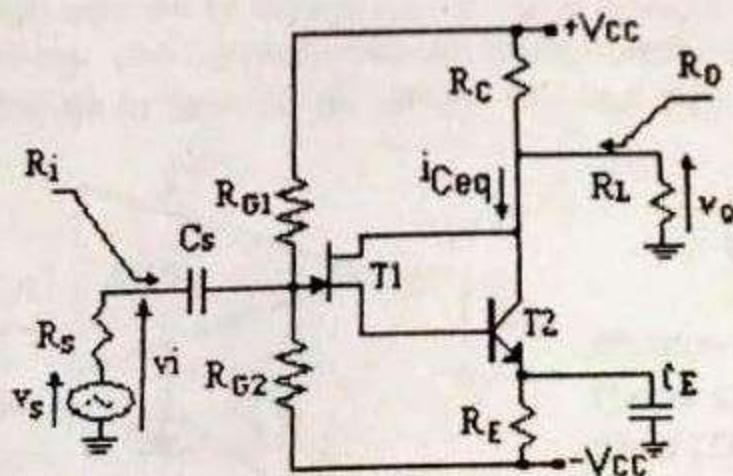
Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{vd} = V_o / V_{id}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

1.- $V_{CC} = \pm 6V$ $R_{G1} = 5 M\Omega$; $R_{G2} = 1 M\Omega$; $R_E = 300\Omega$;

$R_C = 500 \Omega$; $R_L = 5 K\Omega$; $R_S = 20 K\Omega$; $C_S = 10 \mu F$; $C_E = 100 \mu F$

$I_{DSS} = 8 mA$; $V_P = -2V$; $\beta = 100$; $r_x \approx 0\Omega$; $C_{gs} = 6 pF$; $C_{gd} = 2 pF$; $C_V = 1 pF$; $f_T = 300 MHz$



a) Justificar por inspección cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y determinar el valor aproximado de f_h .

b) Determinar el valor aproximado de f_l y trazar un diagrama de Bode de módulo y argumento para A_{vs} , indicando los valores característicos.

2.- Dibujar una etapa amplificadora MOSFET formada por un par diferencial canal P (T_1-T_2) con carga activa espejo simple (T_3-T_4) y polarizado mediante una fuente de corriente cascode con referencia: $R_{ref} = 12 K\Omega$. Se alimenta todo entre $\pm 9V$.

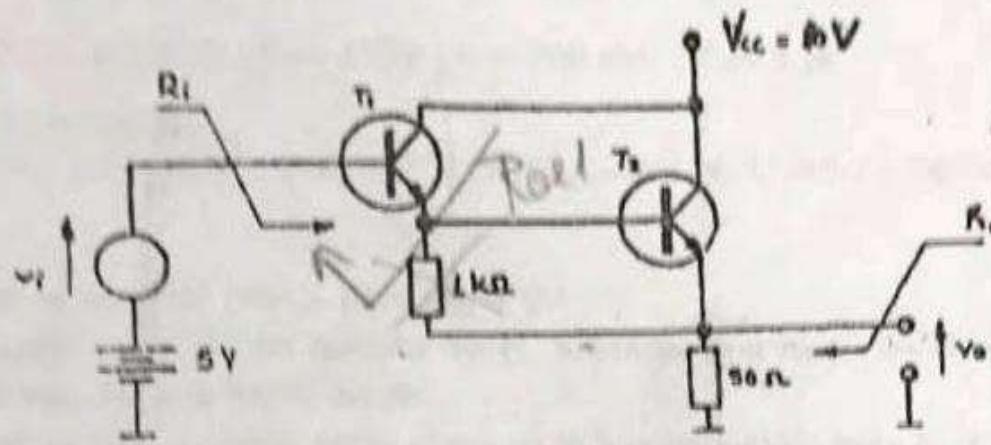
Los transistores son de canal inducido:

$$|V_T| = 1 V; |k'| = 250 \mu A/V^2; W/L = 1; |\lambda| = 0.31 V^{-1}, \text{ para canal N y P.}$$

Obtener los valores de:

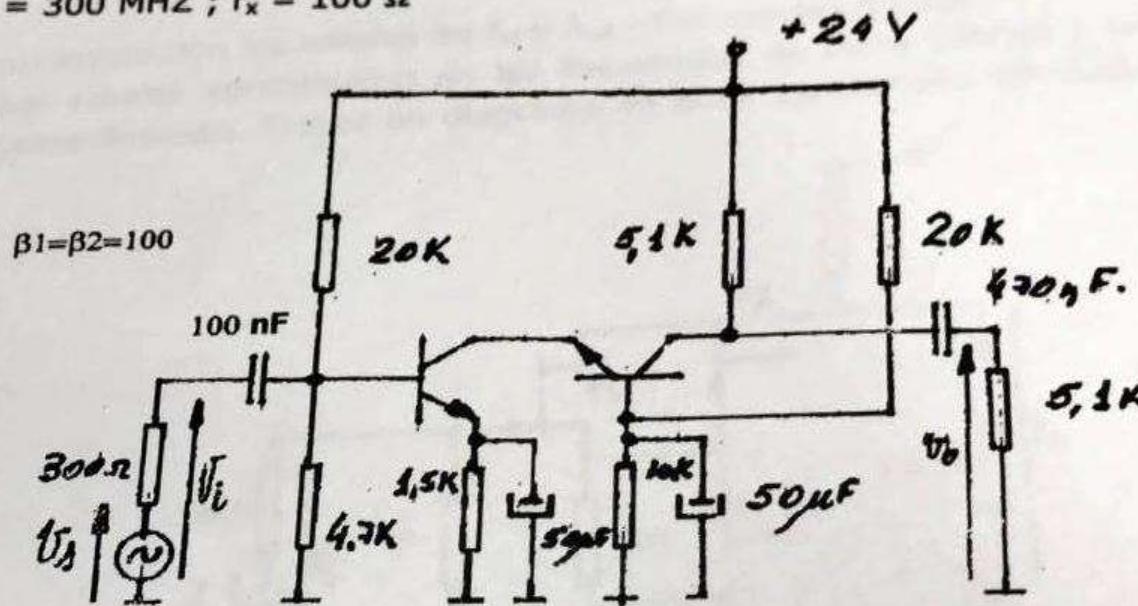
- a) El rango de tensión de modo común
b) A_{vd} , A_{vc} y la RRMC (en dB).

- 1.- Para el siguiente circuito, donde v_i y la fuente de 5V representan la tensión que entrega la etapa anterior a la indicada en la figura (cc + señal), calcular (suponiendo $\beta = 200$; $r_E \rightarrow 0$; $V_A \rightarrow \infty$; $f_T = 300\text{MHz}$; $C_s \approx 1\text{ pF}$):
- Los puntos de reposo. Las expresiones *por inspección* y sus valores, de las resistencias de entrada y salida, y la amplificación de tensión $A_v = v_o/v_i$.
 - Justificar en qué valor podría estimarse la frecuencia de corte superior de esta etapa. ¿Qué utilidad tiene esta etapa?



- 2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con NMOSFET inducidos (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente cascode con MOSFET (T_5-T_6 y T_7-T_8), de $R_{ref} = 20\text{ k}\Omega$ conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD} = \pm 12\text{ V}$. **Los transistores son idénticos** y se conocen todos sus parámetros ($|V_T| = 1\text{ V}$; $|k'| = 1\text{ mA/V}^2$; $W/L = 1$; $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$)
- Obtener los puntos de reposo, justificando por inspección el valor de la tensión de salida V_{OQ} .
 - Obtener *por inspección*, justificando el procedimiento, el valor de las amplificaciones de tensión para modo diferencial y común para la salida simple convencional. Definir y obtener la RRMC en veces y en dB. ¿Cómo influyen los desapareamientos en su valor?
 - Obtener el rango de tensión de modo común. ¿Cuál es su utilidad?
 - Definir y obtener la tensión de Offset para un desapareamiento entre $W_{(T1)}$ y $W_{(T2)}$ del 2%.

1. Obtener el valor garantizable de f_h para A_{vs} .
 $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $f_T = 300 \text{ MHZ}$; $r_x = 100 \Omega$



2.- Dibujar el circuito de un par diferencial NMOSFET ($T_1 - T_2$) con carga resistiva en ambas ramas $R_{D1} = R_{D2} = 10\text{K}\Omega$ y polarizado mediante una fuente de corriente cascode con rama de referencia: $R_{ref} = 8\text{K}\Omega$, T_3 y T_4 ; y rama de salida: T_5 y T_6 . Se alimenta todo entre $\pm 6\text{V}$.

Los transistores son idénticos y de características:

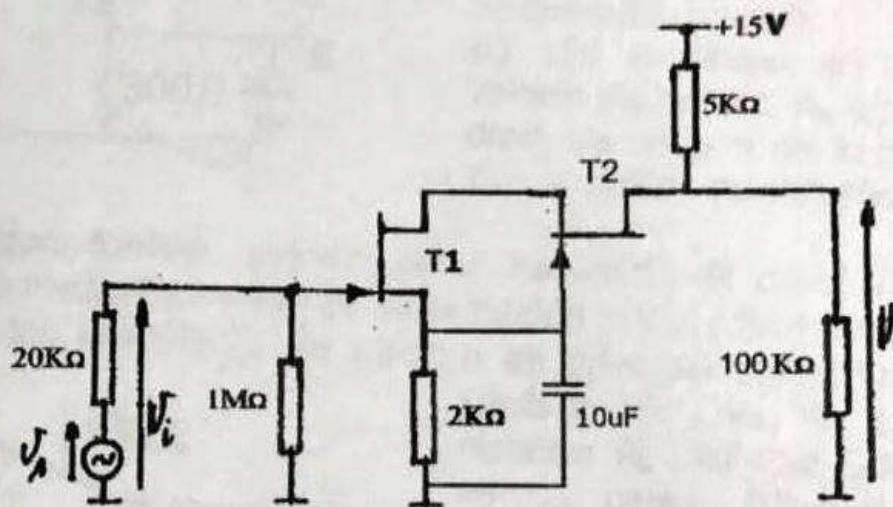
$$V_T = 1 \text{ V}; k' = 1 \text{ mA/V}^2; (W/L) = 1, \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}.$$

Hallar las expresiones y el valor de A_{v1d} , A_{v1c} , A_{vd} , A_{vc} . Justificar cuál es la más sensible a posibles desapareamientos.

1. $I_{DSS} = 9 \text{ mA}$; $V_P = -3 \text{ V}$; $C_{gs} = 6 \text{ pF}$; $C_{gd} = 2 \text{ pF}$; $r_{gs} \rightarrow \infty$; $\lambda = 0$

a) Obtener por inspección los valores de A_v y A_{vs} a frecuencias medias.

b) Obtener los valores aproximados de las frecuencias de corte inferior y superior para A_{vs} . Justificar el procedimiento. Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento. para A_{vs} .



2.- Dibujar una etapa amplificadora TBJ formada por de un par diferencial PNP (T_1-T_2) con carga activa espejo simple (T_3-T_4) y polarizado mediante una fuente de corriente cascode con rama de referencia: $R_{ref}=15\text{K}\Omega$, T_5-T_6 ; y rama de salida T_7-T_8 . Se alimenta todo entre $\pm 9\text{V}$. Los transistores son idénticos y de características: $\beta = 100$; $V_A = 100 \text{ V}$

a) Obtener los puntos de reposo de todos los transistores. Hallar el rango de tensión de modo común.

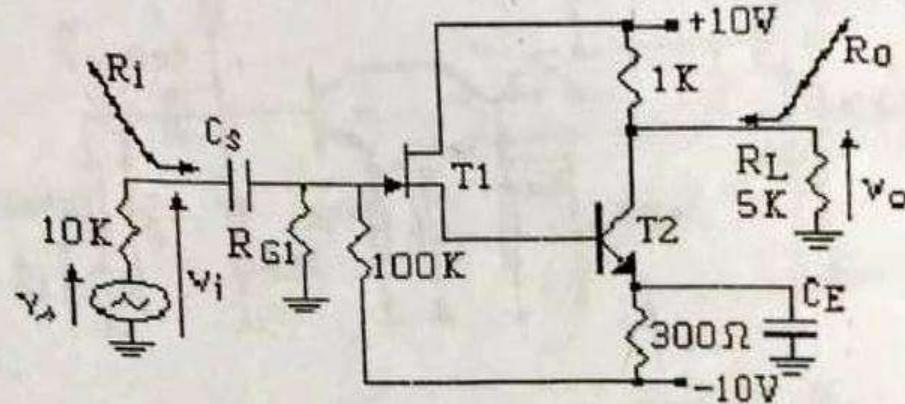
b) Hallar los valores de A_{vd} y A_{vc} . Justificar cuál de ellas es más sensible a posibles desapareamientos. Definir y obtener la RRMC en dB.

c) Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre las I_s de T_1 y T_2 del 5%.

1.- Dada la siguiente configuración, donde se tienen transistores con características:

$$\begin{aligned} \beta &= 50 ; V_A \rightarrow \infty ; r_x = 100\Omega ; C_{\mu} = 0,3 \text{ pF}, f_T = 300 \text{ MHz} \\ V_P &= -1,5V ; I_{DSS} = 4 \text{ mA} ; r_{gs} = r_{ds} \rightarrow \infty ; C_{gs} = 3\text{pF} ; C_{gd} = 0,5 \text{ pF} \\ C_s &= 10 \mu\text{F} ; C_E = 100 \mu\text{F} \end{aligned}$$

a) Hallar el valor de R_{G1} de modo tal de obtener una $V_{OQ} = 0V$.

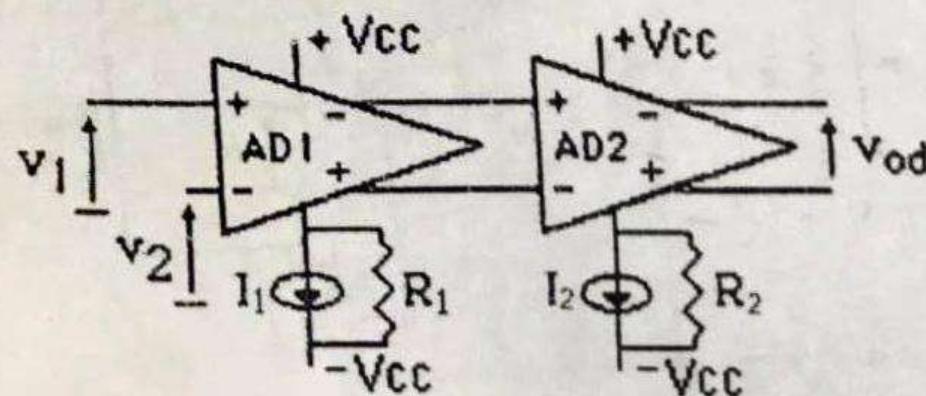


b) Dibujar el circuito de señal para frecuencias medias. Hallar las expresiones justificando **por inspección** y el valor de: R_i , R_o y A_v totales. Hallar A_{vs} .

c) Hallar el valor garantizable de f_h para A_{vs} (si se desprecia la influencia de uno o más nodos, se deberá justificar).

d) ¿Se modifican en forma importante los valores de reposo, A_v y/o f_h si se desconecta el drain de $+V_{cc}$ y se lo conecta al colector de T_2 ? Justificar **cualitativamente**.

2.- Se tiene el circuito de la figura formado por dos pares NMOSFET de canal inducido T_1-T_2 y T_3-T_4 , acoplados por source, polarizados mediante fuentes de alimentación $\pm V_{cc}$ y fuentes de corriente I_1-R_1 e I_2-R_2 (admitir R_1 y $R_2 \gg r_{ds}$ de los NMOSFET). Se admiten en principio transistores con características similares (k' , V_T , W , L y λ) e igual carga resistiva R_D , tal que $I_1.R_D$ e $I_2.R_D < V_{cc}$ en ambos pares. ¿Qué significado tiene esta última condición?



a) Dibujar el circuito correspondiente de acuerdo con las características descriptas. **Definir y hallar la expresión** de la tensión de offset V_{off} del circuito si existe un desapareamiento en AD1: $(W_2 - W_1)/W_1 = \delta$ donde $|\delta| < 0,02$. Expresarla en función de δ .

¿Por qué es necesario ajustar el offset antes de calcular las amplificaciones de señal?

b) Analizar **cualitativamente** si un desapareamiento en la 2^{da} etapa, AD2: $(W_4 - W_3)/W_3 = \delta$, de igual magnitud al analizado en a), afectará del mismo modo en el valor de V_{off} . **Justificar**.

1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:

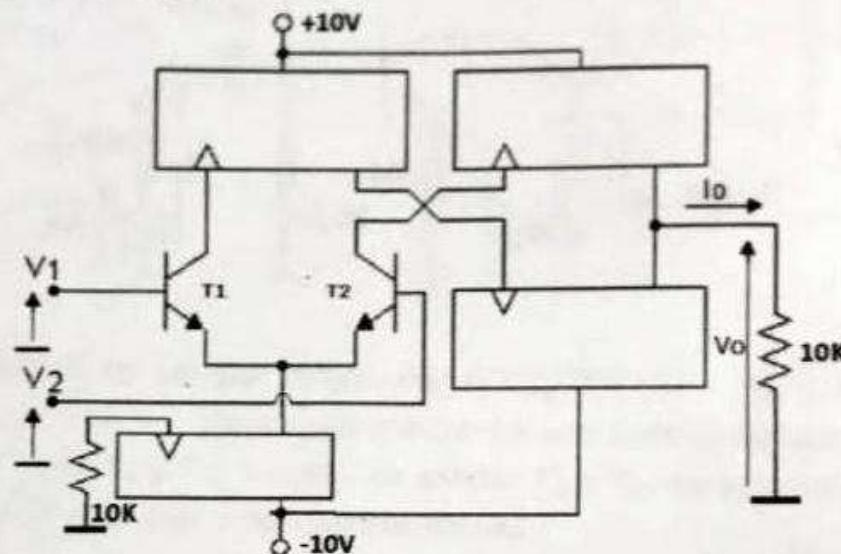
$\beta = 400$, $r_s = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_v = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.

a) Definir y determinar los valores de A_{vd} , R_{id} , R_o y f_h aproximado.

b) Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para A_{vd} .

c) Definir y determinar el valor aproximado de A_{vc} si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.

d) Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{id})$ para $V_{ic} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.

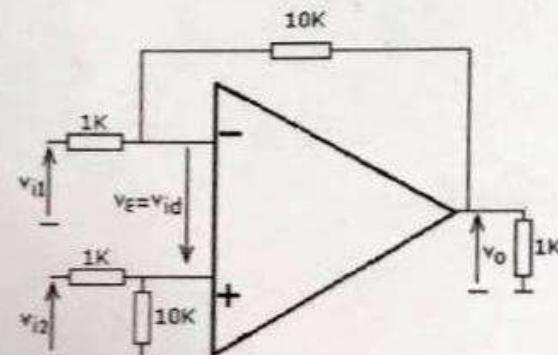


2.- En los siguientes circuitos se omitieron para simplificar, las fuentes de alimentación (admitir OPAMPs con AD MOSFETs y una $R_o \approx 10 \Omega$)

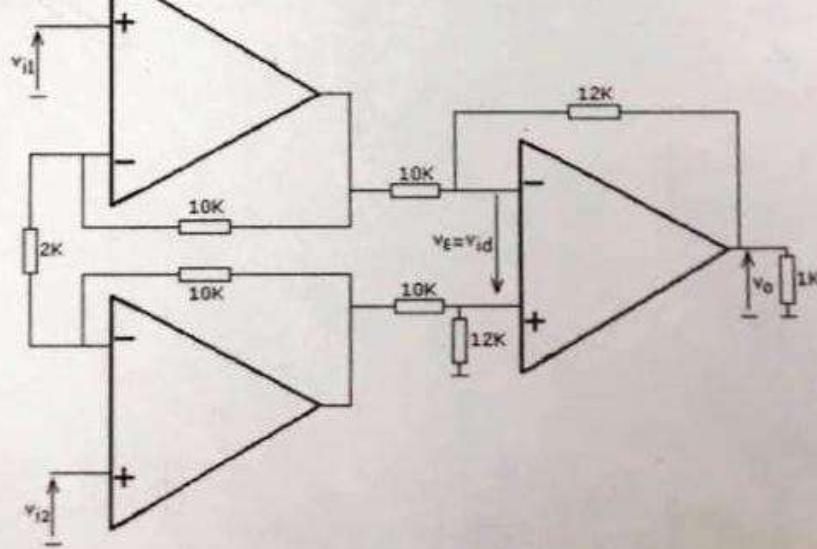
a) Demostrar que ambos se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí, hallar A_{vd} y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de instrumentación.

b) ¿Qué condición debería cumplirse para que en estos circuitos la amplificación de modo común sea nula? Justificar.

1



2



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

$\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $V_A = 100V$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$

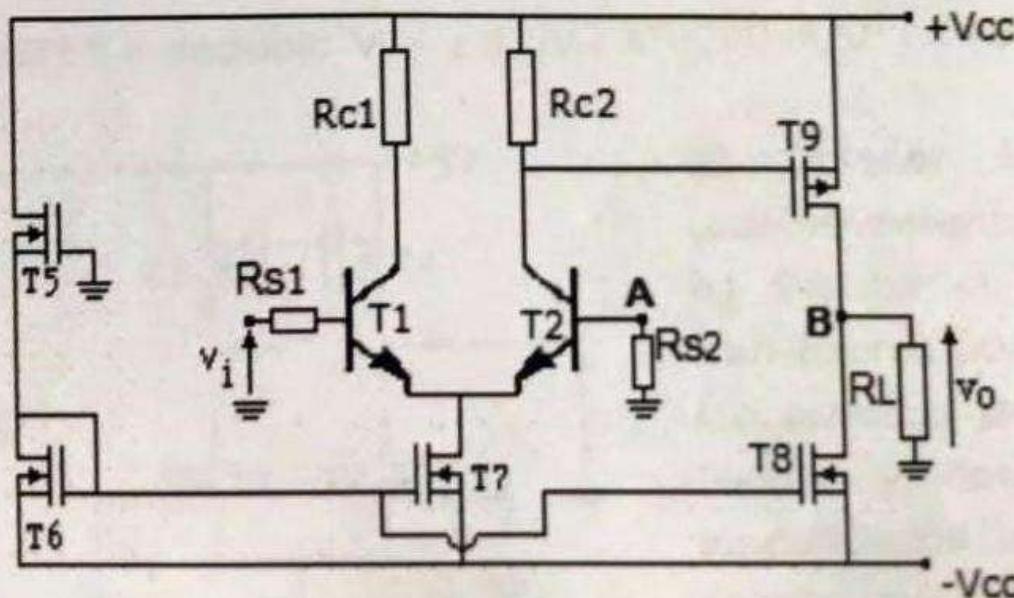
MOSFETs inducidos:

$V_T = \pm 2V$; $k' = 1 \text{ mA/V}^2$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{GS} = 5 \text{ pF}$; $C_{GD} = 1 \text{ pF}$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

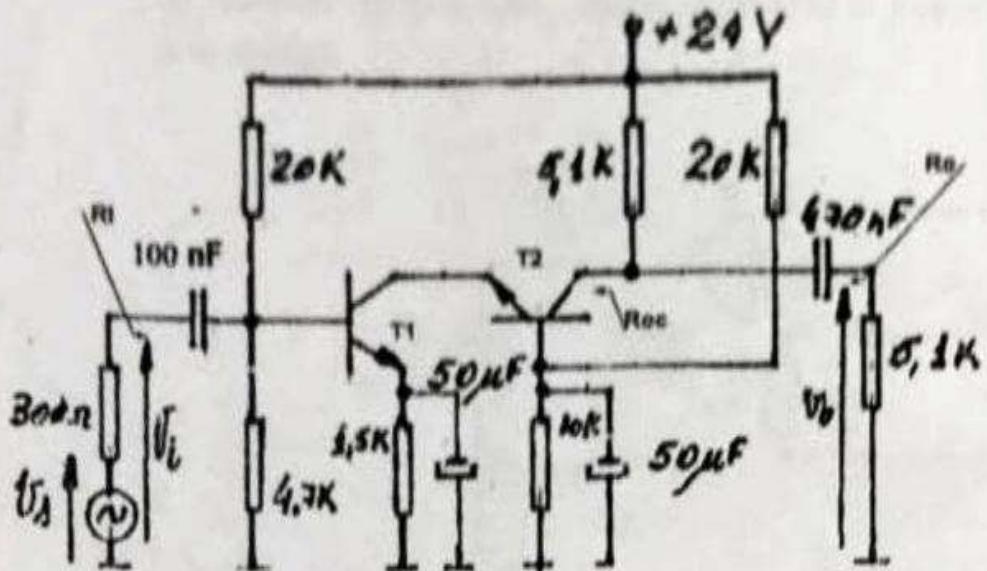
b) Obtener v_{ID} y v_{IC} en función de v_i . Justificar que $A_v = v_o/v_i \approx A_{vd} = v_o/v_{id}$. Definir y calcular R_{ID} , R_{IC} y la RRMC en dB.

c) Justificar cuál o cuáles serán el/los nodo/s dominante/s para la respuesta en alta frecuencia y calcular la f_h aproximada en base a dicho/s nodo/s.



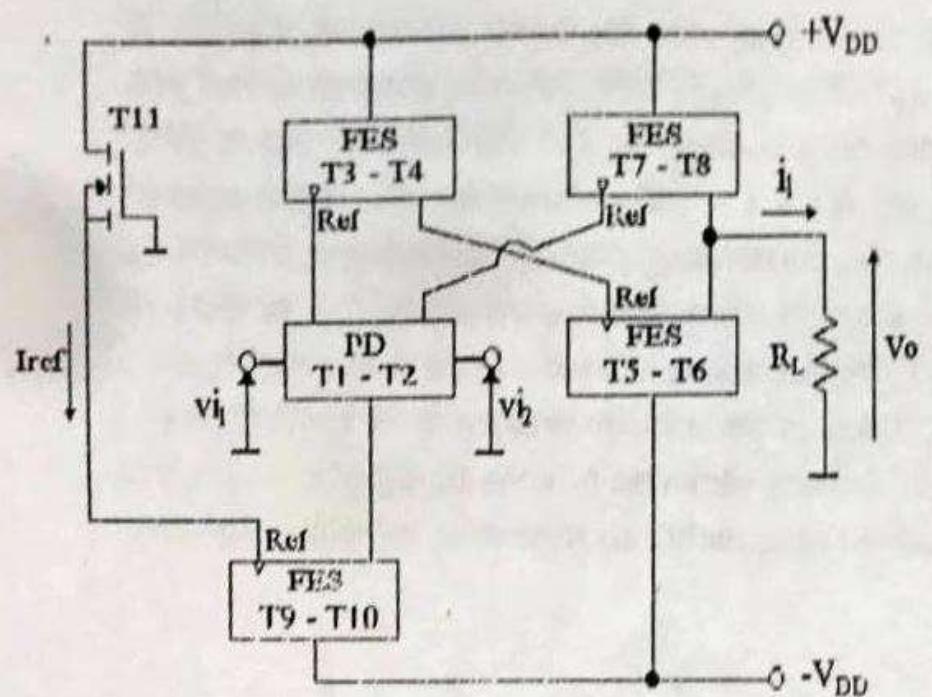
d) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores calculados si se reemplazan R_{C1} y R_{C2} por una fuente espejo simple PMOSFET (de canal inducido) T3-T4. ¿Qué relación W/L deberán tener para mantener $V_{OQ} = 0V$?

e) Se conecta entre A y B una $R = 1M\Omega$. Analizar si la realimentación es positiva o negativa. ¿Qué muestrea y qué suma?



1. Para el siguiente amplificador ($T_1 = T_2$; $\beta = 100$; $V_A = 100 \text{ V}$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 300 \text{ MHz}$; $C_p = 1 \text{ pF}$)

 - Definir, obtener *por inspección* y calcular A_v , R_i , R_o , A_{vs} a frecuencias medias.
 - Justificar *cualitativamente* cuál será el nodo potencialmente dominante para la respuesta en altas frecuencias. Obtener la f_h a partir de dicho nodo.
 - Si se desconecta el capacitor de desacople de la base de T_2 , ¿varía f_h ?; varía f_l ? **Justificar.**



- 2 - a)** Hallar las corrientes de reposo y las tensiones contra común de los terminales de cada transistor (despreciar la corrección de I_{DQ} por el λ).

b) Hallar $Gm_d = i_t / v_{Id} \mid_{v_o=0}$. Definir y hallar la R_o vista por la carga. Obtener $A_{Vd} = v_o / v_{Id}$.

c) Hallar $Gm_c = i_t / v_{Ic} \mid_{v_o=0}$. si se admite un desapareamiento $|W_1 - W_2|/W_1 = \delta \ll 1$. Obtener $A_{Vc} = v_o / v_{Ic}$ y la correspondiente RRMC en dB.

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial

MOSFETs de canal inducido (N ó P según corresponda) – (admitir source y sustrato unidos en cada transistor).

$$\pm V_{DD} = \pm 6 \text{ V} ; |V_T| = 2 \text{ V} ; |K'| = 100 \mu\text{A/V}^2 ; W/L = 2 ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; R_L = 10 \text{ K}\Omega.$$

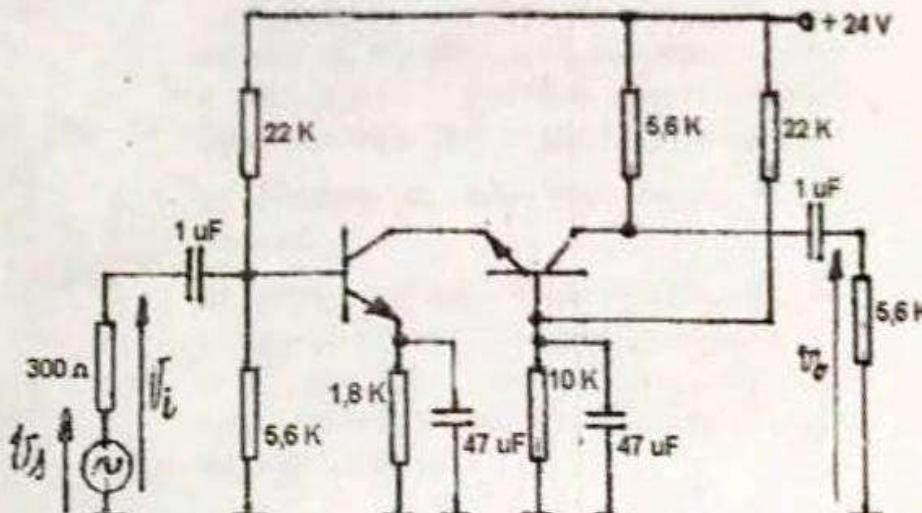
Se definen: $v_{kl} = v_{jj} - v_{lj}$ $v_{lc} = 0,5 \cdot (v_{jj} + v_{lj})$

$$1.- \beta = 200 ; r_x = 200 \Omega ;$$

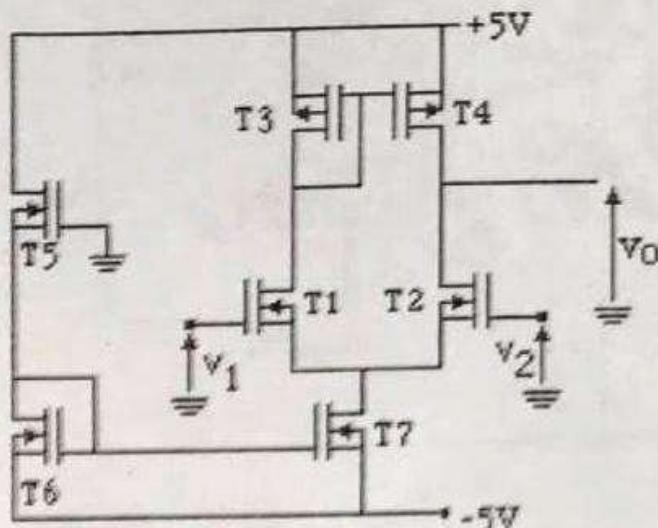
$$f_T = 300 \text{ MHz} ; C_s = 1 \text{ pF}$$

● Obtener por inspección, los valores de A_v y A_{v_c} a frecuencias medias.

● Justificar mediante un análisis cualitativo cuál o cuales serán los nodos potencialmente dominantes en la respuesta en alta frecuencia
Obtener el valor de f_h garantizable.



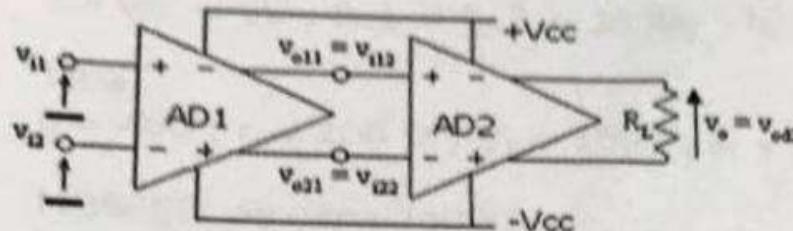
2.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1.5V$; $k' = 200 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $\lambda = 0.01 \text{ V}^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4} = 20$; $(W/L)_{5,6,7} = 2$



- a) Obtener las corrientes de reposo. Justificar cualitativamente el valor de V_{OQ} .
- b) Dibujar el circuito de señal, sin reemplazar los transistores por su modelo. Indicar en el circuito todos los sentidos de referencia de tensiones y corrientes. Definir y obtener por inspección el valor de la amplificación de tensión para entrada diferencial y común, A_{v_d} y A_{v_c} . Definir y obtener la RRMC en dB.
- c) Definir y obtener los valores del rango de tensión de modo común.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

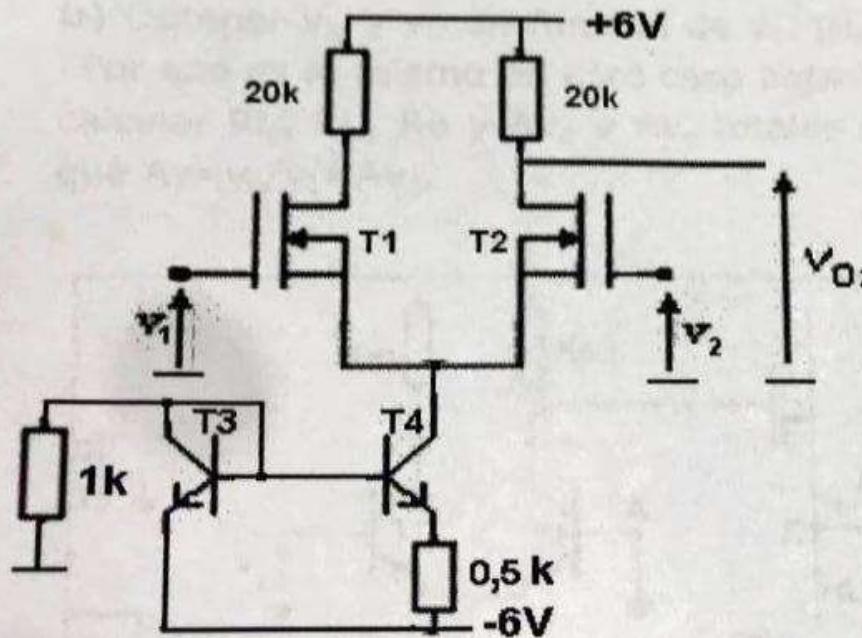
- 1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica en la figura. Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $Av_{dd1} = 200$ y $Av_{dd2} = 50$.



$RRMC_2 = 100$ dB, justificar cuál será la RRMC del circuito completo. (se conocen Av_{cc} , Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)

- a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:
 $V_{off}(AD1) = 2\text{mV}$; $V_{off}(AD2) = 1\text{mV}$

- b) Si AD1 tiene una $RRMC_1 = 70$ dB y AD2, una RRMC del circuito completo. (se conocen Av_{cc} , Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)



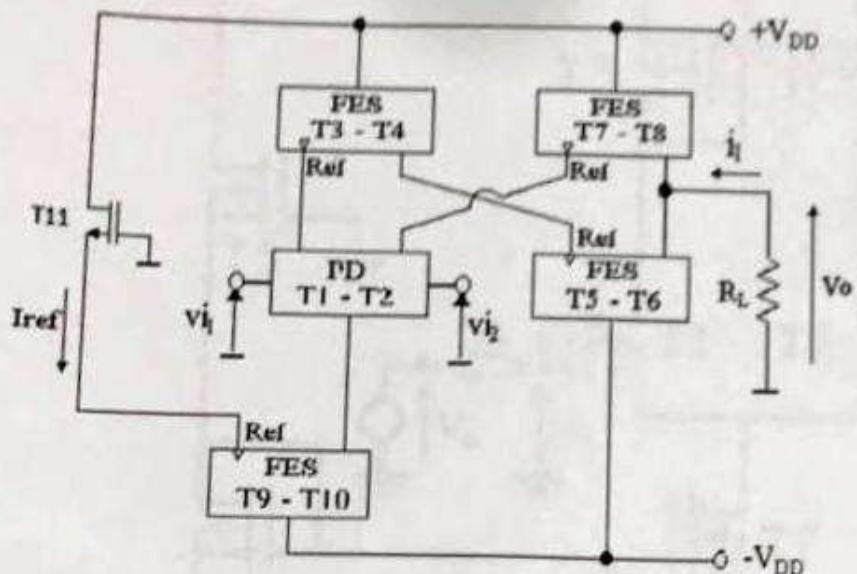
- 2.- $V_T=1\text{V}$; $k=1\text{mA/V}^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta=200$; $V_A=80\text{V}$

- a) Definir y obtener el Rango de modo común.

- b) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

- c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T5-T6), de modo de tal de obtener la mayor $Av_d = v_{o2}/v_{id}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.

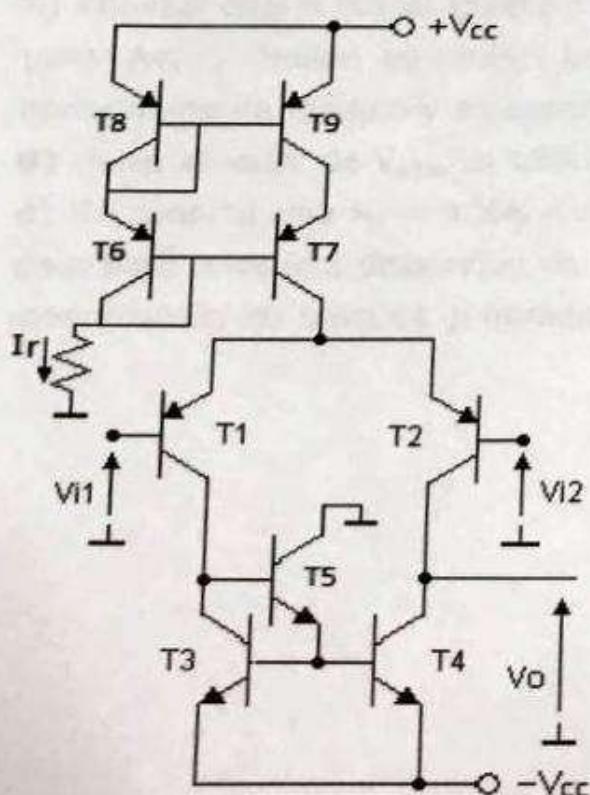
- 1. a)** Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .
FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.



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

Todos MOSFETs de canal inducido: $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $|V_T| = 1 \text{ V}$; $|k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2$
 $(W/L) = 1$; salvo $(W/L)_{T6} = 10$ y $(W/L)_{T8} = 10$

2.- Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



- b)** Hallar las expresión y valor de,

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

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

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

- c)** Graficar en forma aproximada y en un mismo diagrama, las características de gran señal,
 $V_o = f(V_{id}) \mid_{V_{ic}=0}$ para los siguientes casos:

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

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

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

- a)** Justificar cualitativamente:

- La expresión de la tensión de salida simple V_{oQ} del amplificador, en función de V_{cc} .
- Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.

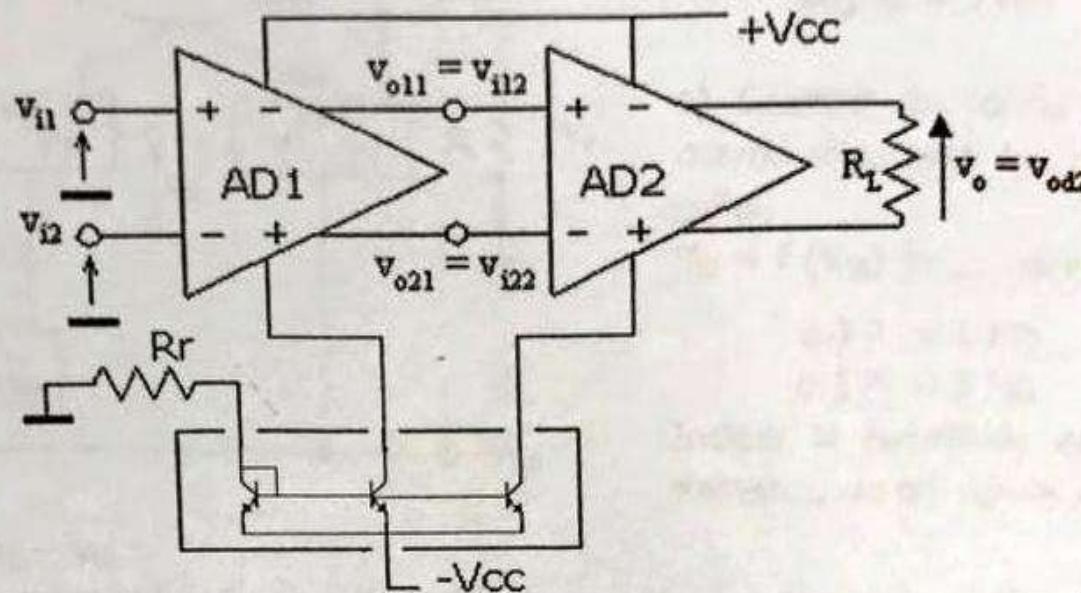
- b)** Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un despareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expresarlo en función de δ y la corriente I_r .

- c)** Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} .

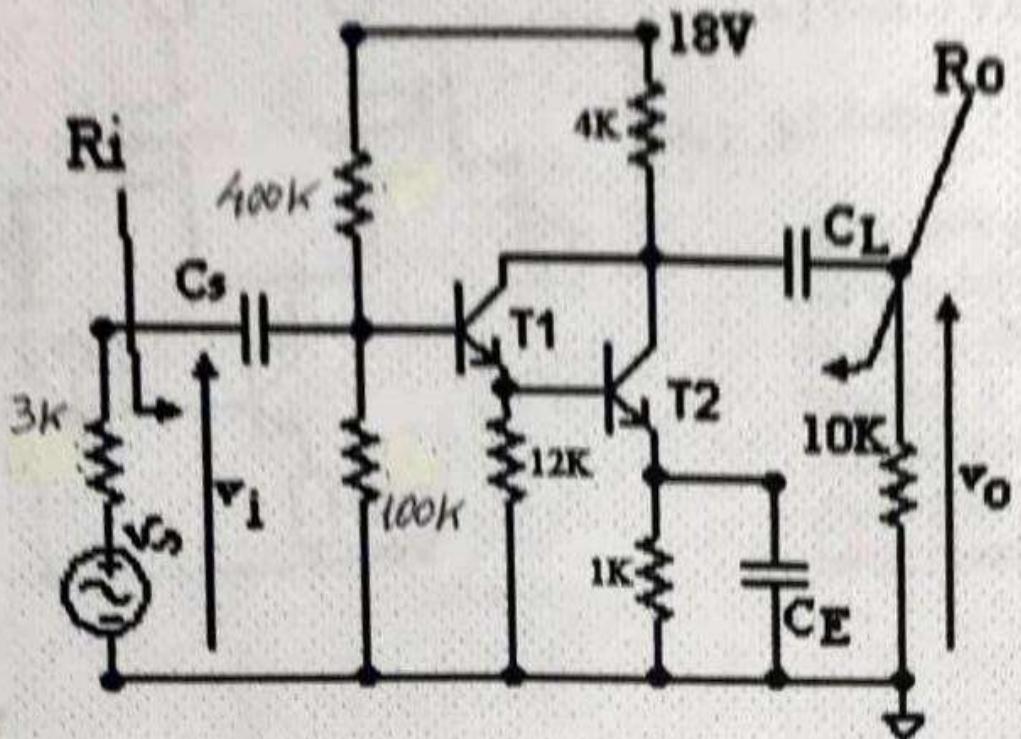
$$|V_{CC}| = 5V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 4,3\text{k}\Omega$$

AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{k}\Omega$

AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{k}\Omega$

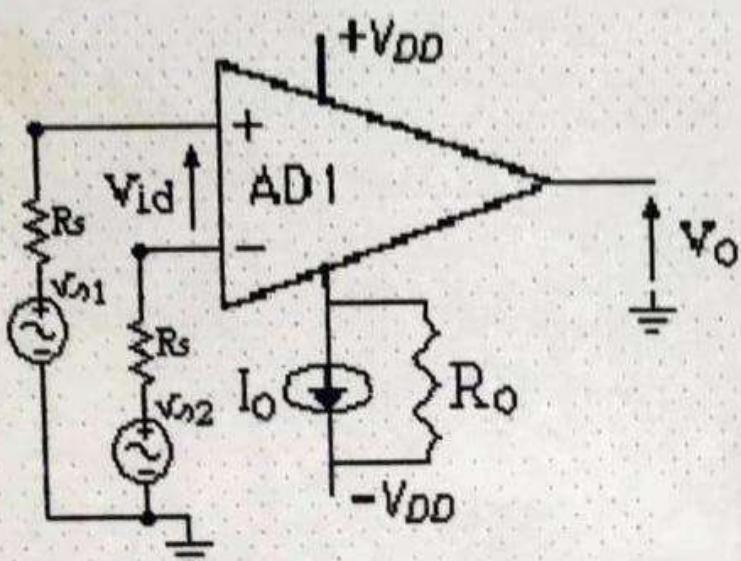


- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_{\mu} = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{V_{dd}} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal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



1. $\beta = 100 ; C_v = 2 \text{ pF} ; f_T = 300 \text{ MHz.}$
 $f_L = 100 \text{ Hz}$

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



2. AD1 es un par acoplado por emisor de TBJs ($T_1 - T_2$), con una fuente espejo PMOSFET como carga ($T_3 - T_4$).

Se admiten transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$).

$$I_0 = 200 \mu\text{A} ; k' = 100 \mu\text{A/V}^2 ; W/L = 1$$

Definir y hallar el valor de la tensión de offset total, si $|I_{S2} - I_{S1}|/I_{S1} < \delta$ y $|W_4 - W_3|/W_3 < \delta$, donde $\delta = 0,02$.

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

TBJs:

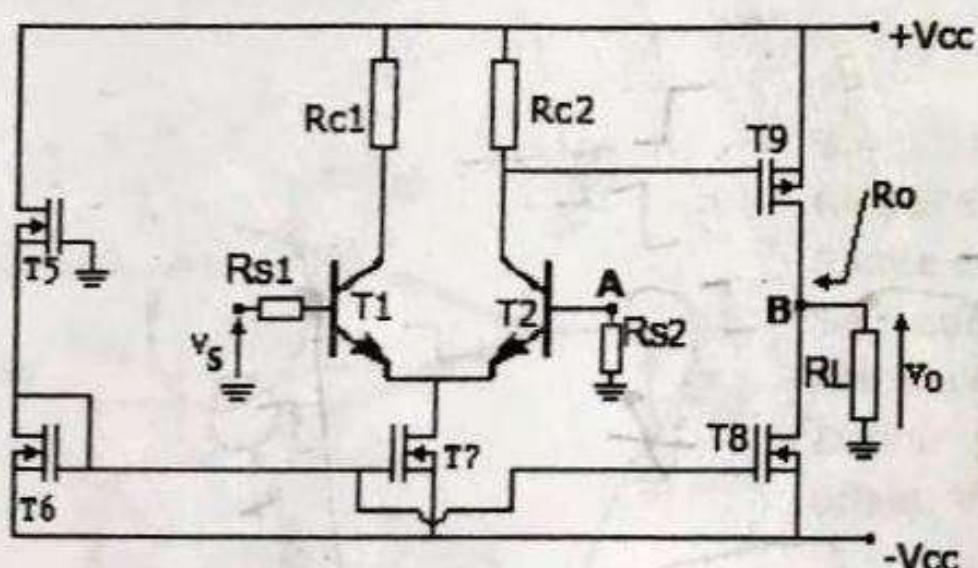
$$\beta = 400 ; r_x \approx 0 ; V_A = 100V ; f_T = 300 \text{ MHz} ; C_{\mu} = 2 \text{ pF}$$

MOSFETs de canal inducido:

$$V_T = \pm 2V ; k' = 1 \text{ mA/V}^2 ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; (W/L)_{5,6,8} = 1 ; (W/L)_7 = 0,2 ; C_{gs} = 5 \text{ pF} ; C_{gd} = 2 \text{ pF}$$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

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



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

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

e) Obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre R_{S1} y R_{S2} del 5%.

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

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

TBJs:

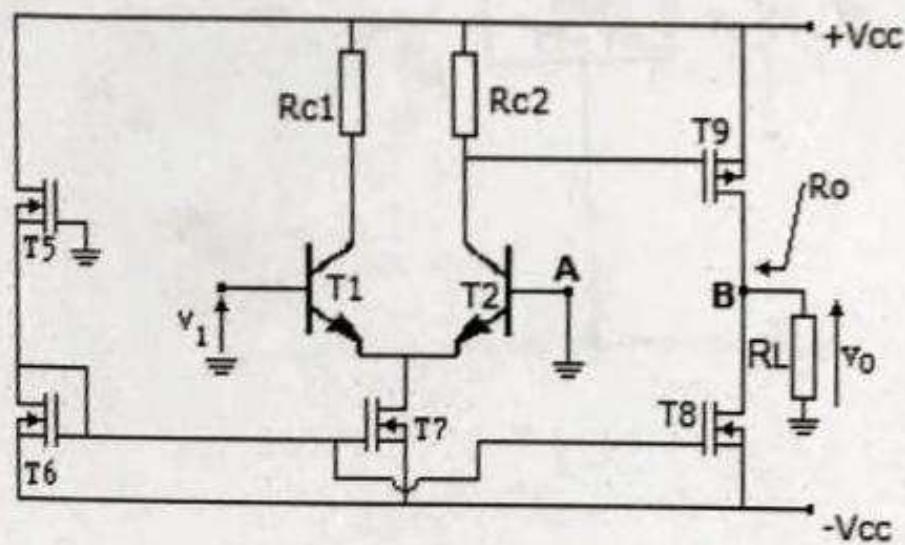
$\beta = 400$; $r_x \approx 200 \Omega$; $V_A = 100V$; $f_T = 200 MHz$; $C_\mu = 1 pF$

MOSFETs de canal inducido:

$V_T = \pm 2V$; $k' = 1mA/V^2$; $\lambda = 0,01V^{-1}$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$; $C_{GS} = 5 pF$; $C_{GD} = 2 pF$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

b) Obtener v_{id} y v_{ic} en función de v_1 . Dibujar el circuito de señal en bajas frecuencias. ¿Por qué es lo mismo en este caso bajas frecuencias que frecuencias medias?. Definir y calcular R_{Id} , R_{Ic} , R_o y A_{vd} y A_{vc} totales del circuito. Calcular la RRMC en dB. Justificar que $A_v = v_o/v_1 \approx A_{vd}$.



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

d) Definir y obtener el valor de la V_{offset} total si existen los siguientes desapareamientos:

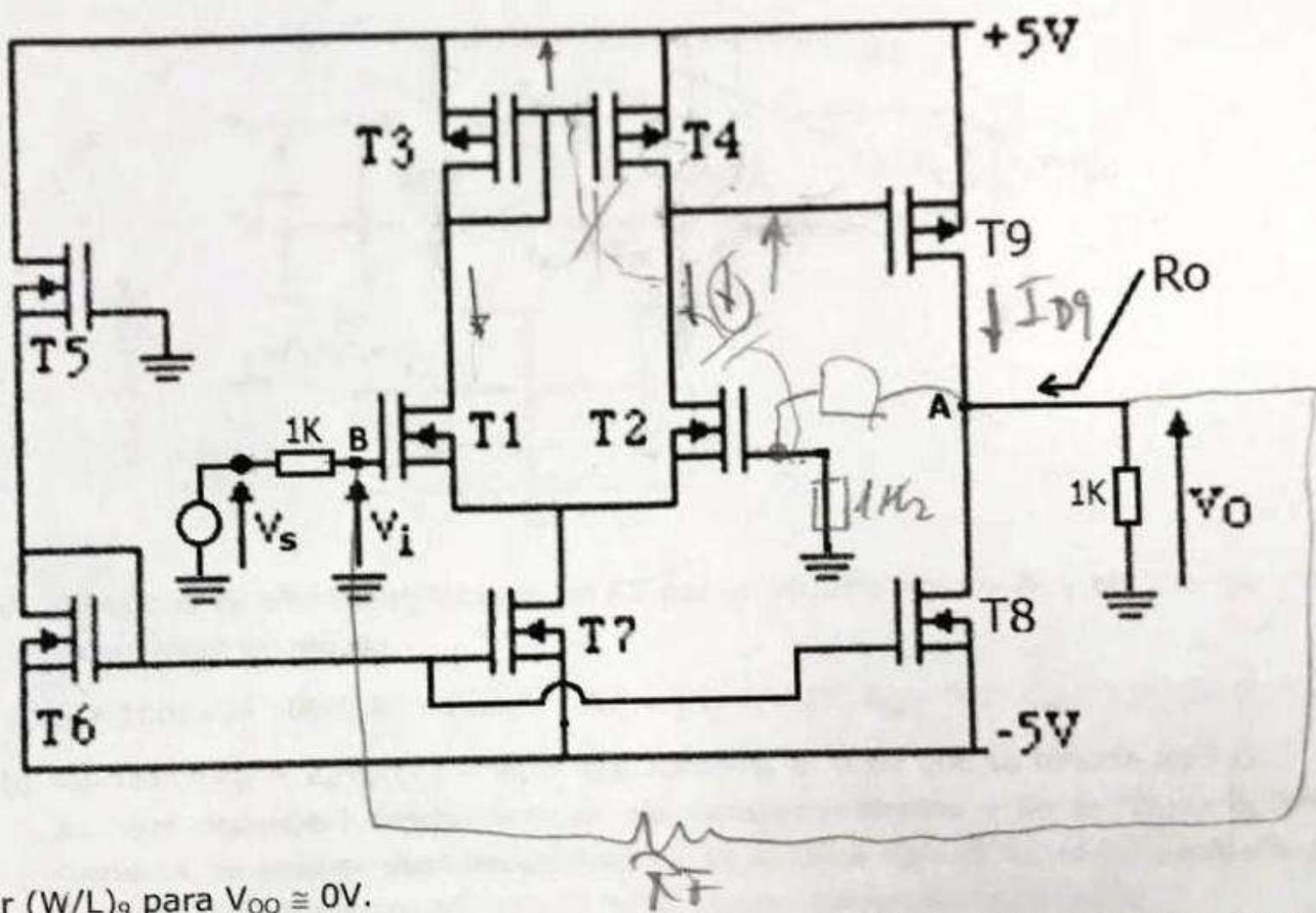
$$\alpha_S = (I_{S1} - I_{S2})/I_{S1} \leq 0,02$$

$$\alpha_R = (R_{C1} - R_{C2})/R_{C1} \leq 0,02$$

e) Analizar cualitativamente qué valores de reposo y señal calculados se modificarán y cómo, si se reemplaza el par diferencial T₁-T₂ por un par diferencial Darlington.

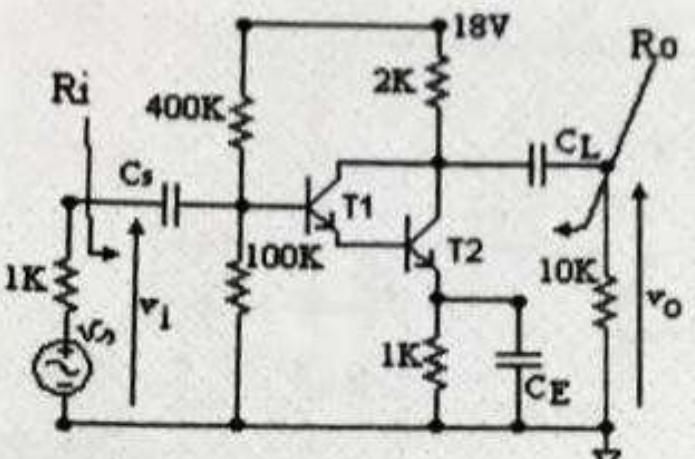
f) Del circuito de la figura se desconecta el terminal A de común y se lo conecta al nodo B. Justificar si dicha realimentación estabiliza o no el punto de reposo ante la dispersión de algún parámetro de cualquiera de los transistores.

1.- MOSFET inducidos: $V_T = \pm 1,5V$; $k' = 1mA/V^2$; $\lambda \approx 0,01V^{-1}$; $C_{gs} = 2pF$; $C_{gd} = 0,5pF$
 $(W/L)_{1,2,3,4} = 10$; $(W/L)_{5,6,8} = 1$; $(W/L)_7 = 0,2$



- a) Hallar $(W/L)_9$ para $V_{OQ} \approx 0V$.
- b) Hallar la relación entre v_i , v_{id} y v_{ic} . De acuerdo con su resultado, hallar el valor aproximado de $Av_s = v_o/v_s$ por inspección. Obtener R_o .
- c) Analizar cuál o cuáles será/n el/los nodo/s dominante/s para la determinación del valor de f_h para Av_s y hallar su valor aproximado. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- d) Hallar el valor de V_{offset} si $100 \cdot |W_3 - W_4|/W_3 = 3\%$.
- e) Se conecta una $R_F = 100K$ entre A y B. Justificar si esta realimentación estabiliza el punto de reposo ante una dispersión en el valor de W_9 . Justificar qué muestrea y suma para la señal, identificando los bloques generador, amplificador, carga y realimentador.

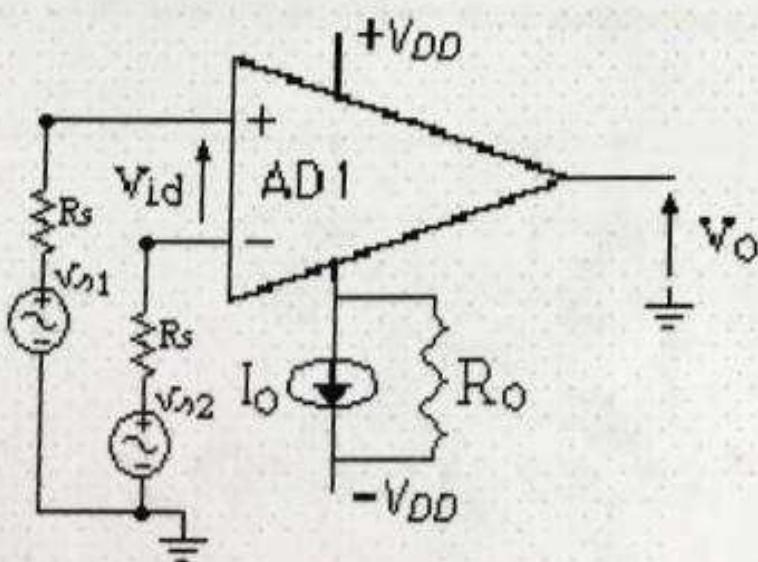
1.- $\beta = 100$; $V_A \rightarrow \infty$; $r_x = 100 \Omega$; $C_p = 1 \text{ pF}$; $f_T = 200 \text{ MHz}$.



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

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

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



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

a) $|V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

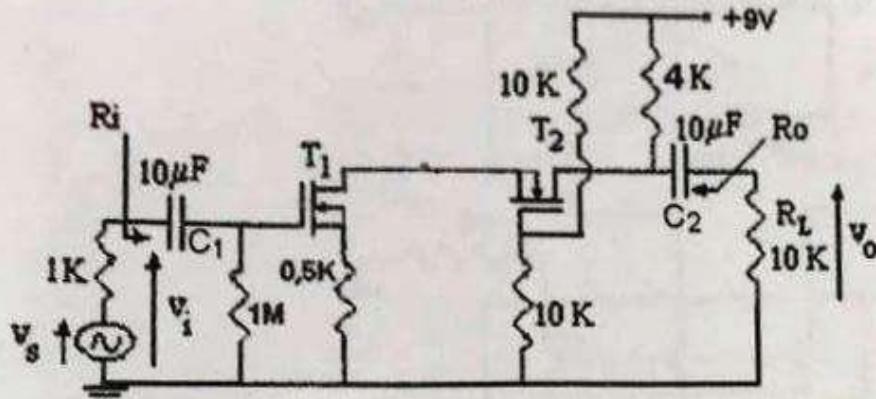
b) $|W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

c) $|W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $\delta \ll 1$.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
		T	N		

1.- $|k| = 4 \text{ mA/V}^2$; $|V_T| = 1 \text{ V}$; $\lambda \approx 0$; $C_{gs}=6\text{pF}$; $C_{gd}=2\text{pF}$

Teniendo en cuenta que en la configuración de este amplificador se utilizan un MOSFET de canal preformado y otro inducido, justificar cuál transistor debe corresponder a cada tipo de canal.

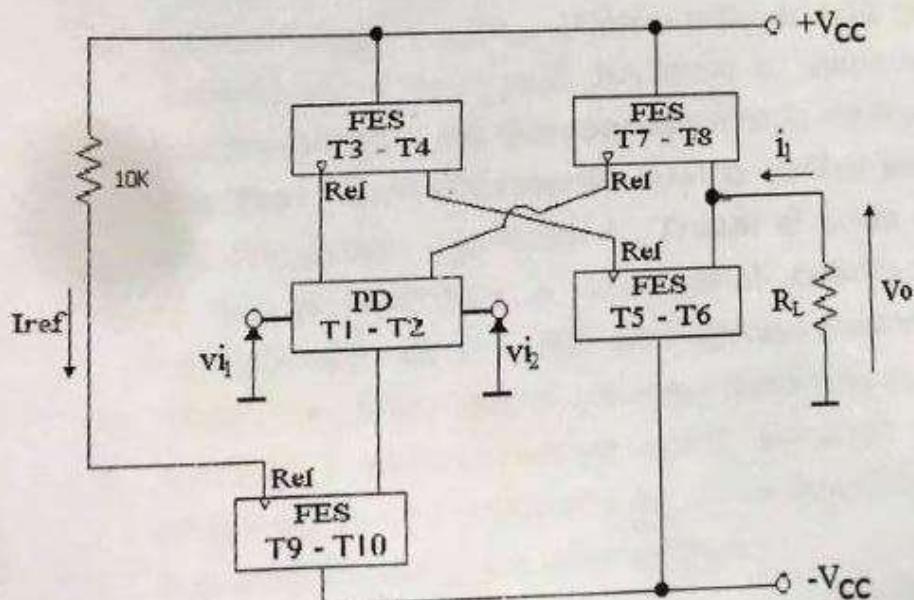


a) Obtener el valor aproximado de f_h para A_{v_s} .

b) Indicar dónde debe conectarse un capacitor externo $C_3=10\mu\text{F}$ para aumentar f_h sin modificar A_{v_s} a frecuencias medias. ¿El agregado de dicho capacitor modificará la frecuencia de corte inferior verdadera de A_{v_s} ? Justificar.

2.- PD: par acoplado por emisor ; FES: fuente espejo simple con TBJ.

Se admiten TBJ con características nominalmente similares: $V_{CC}=10\text{V}$; $V_A=100\text{V}$; $\beta=200$; $R_L=10\text{K}$



a) Obtener el valor de $A_{vd} = v_o/v_{id}$.

b) Considerando la copia no unitaria de los espejos de corriente por influencia del β , obtener el valor de $A_{vc} = v_o/v_{ic}$.

c) Definir y hallar la expresión y valor de la tensión de offset, V_{off} , para los siguientes casos:

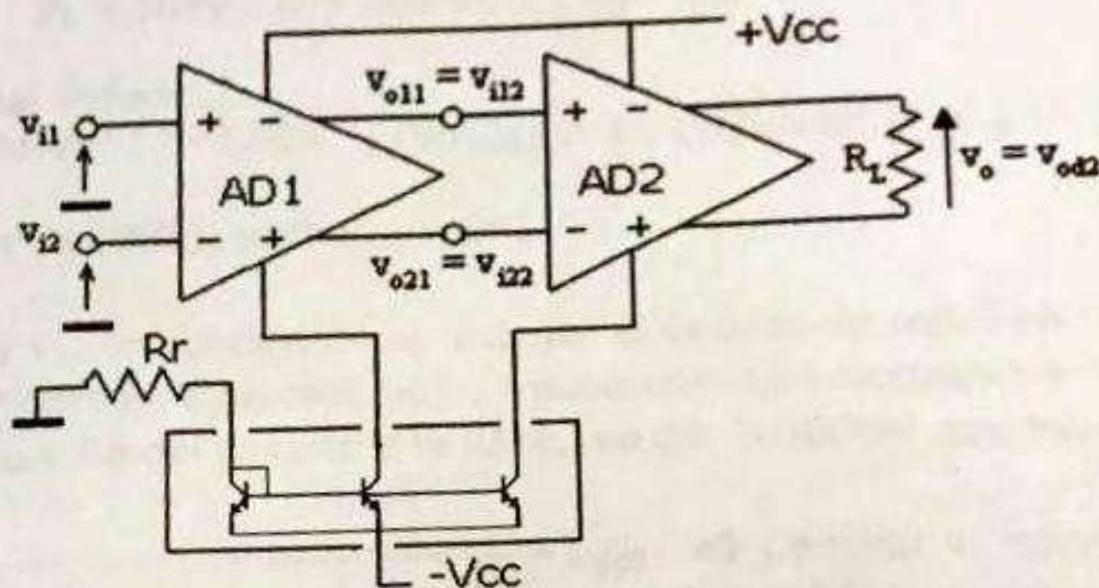
c₁) $I_{S3} e I_{S4}$ difieren en un 3%.

c₂) $I_{S5} e I_{S6}$ difieren en un 3%.

$$V_{CC} = 10V ; R_L = 100 \text{ k}\Omega ; R_r = 10 \text{ k}\Omega$$

AD1: Par diferencial NMOSFET $T_1=T_2$ con $R_{D1} = R_{D2} = 15 \text{ k}\Omega$

AD2: Par diferencial NMOSFET $T_3=T_4$ con $R_{D3} = R_{D4} = 10 \text{ k}\Omega$



- a) Dibujar el circuito reemplazando los AD por los MOSFETs y sus R_D y obtener las tensiones y corrientes de reposo.

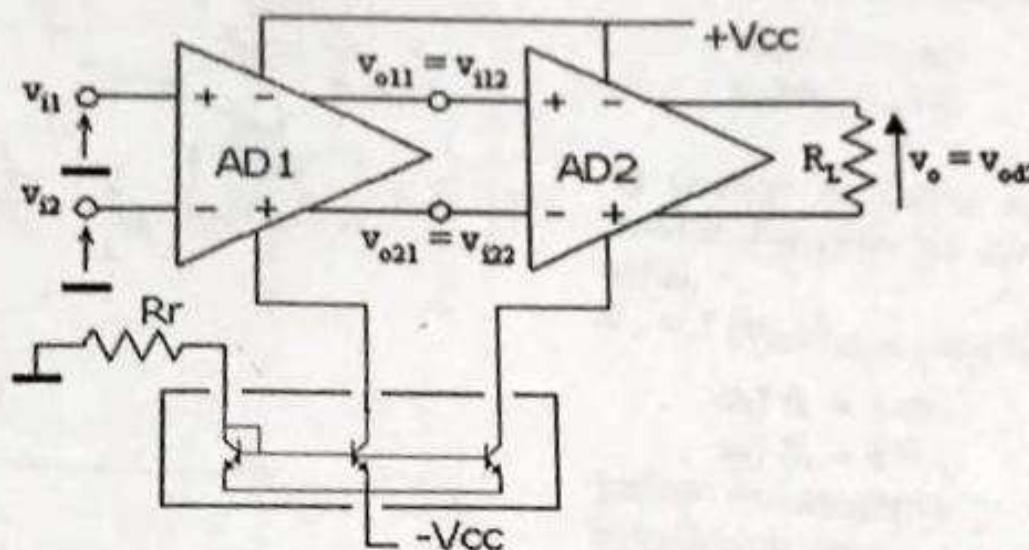
$$(\beta = 100; V_A = 100V; k' = 1\text{mA/V}^2; W/L = 10; V_T = 1V; C_{gs} = 5\text{pF}; C_{gd} = 1\text{pF}; \lambda = 0,01\text{V}^{-1})$$

- b) Calcular $AV_{dd} = v_o/v_{id}$ ($v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$). Justificar el valor que se tendría en $AV_{dc} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos y de la R_o de la fuente de corriente. Si existen desapareamientos y se quisiera una RRMC lo más elevada posible, justificar cuál de los dos AD debería tener desapareamientos más bajos.
- c) Obtener la frecuencia de corte superior aproximada f_h para AV_{dd} . Trazar el diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- d) Si $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ corresponde a una señal cuadrada de $\pm 1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$, indicando valores extremos y medio.
- e) Calcular la V_{offset} total si en ambos pares existe un desapareamiento entre las W del 2%.
- f) Analizar cualitativamente cómo varían los valores calculados de reposo y AV_{dd} , si se reemplaza AD2 por un par diferencial con TBJs NPN.

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

AD1: Par diferencial NPN $T_1=T_2$ con $R_{C1} = R_{C2} = 6\text{k}\Omega$

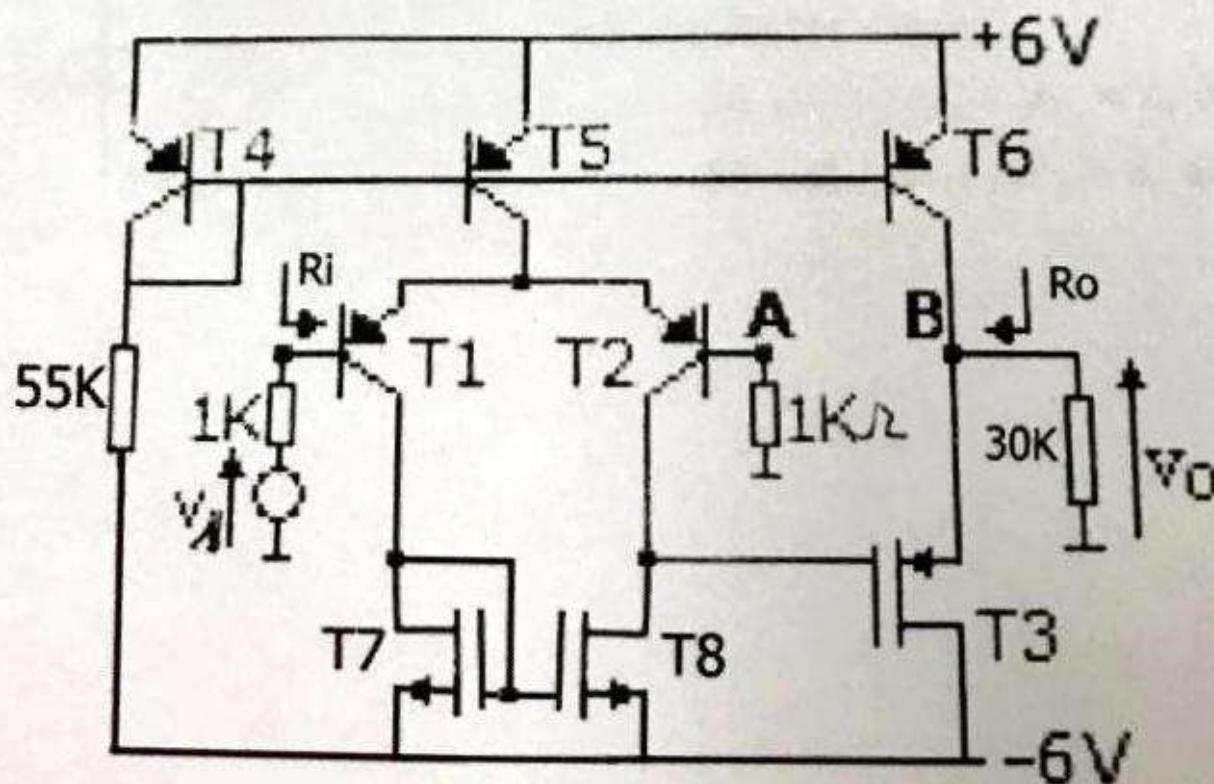
AD2: Par diferencial NPN $T_3=T_4$ con $R_{C3} = R_{C4} = 3\text{k}\Omega$



- Dibujar el circuito implementado con TBJs idénticos y obtener las tensiones y corrientes de reposo. ($\beta = 400$; $r_x = 100 \Omega$; $f_T = 200 \text{ MHz}$; $C_\mu = 1 \text{ pF}$; $V_A = 120 \text{ V}$)
- Calcular $A_{V_{dd}} = v_o/v_{id}$. ¿Cómo influye AD2 en la carga de AD1 para la señal diferencial de entrada $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$? Justificar el valor que tendría $A_{V_{dc}} = v_o/v_{ic}$ y por qué dependerá fuertemente de los desapareamientos de los AD y de la R_o de la fuente de corriente.
- Justificar cualitativamente cuál o cuáles serán los nodos potencialmente dominantes en alta frecuencia y calcular f_h . Trazar el Bode aproximado de módulo y argumento.
- Si v_{id} corresponde a una señal cuadrada de $\pm 0,1\text{mV}$ y frecuencia $f_h/2$, dibujar la correspondiente $v_o = f(t)$ en régimen permanente, indicando valores extremos y medio.
- Si en ambos AD existe un desapareamiento entre las I_S del 2%, calcular la V_{offset} total.
- Analizar cualitativamente cómo variarán todos los valores calculados si el circuito se implementa con MOSFETs de canal inducido (admitir, si fuese necesario, valores típicos de sus parámetros para este análisis).

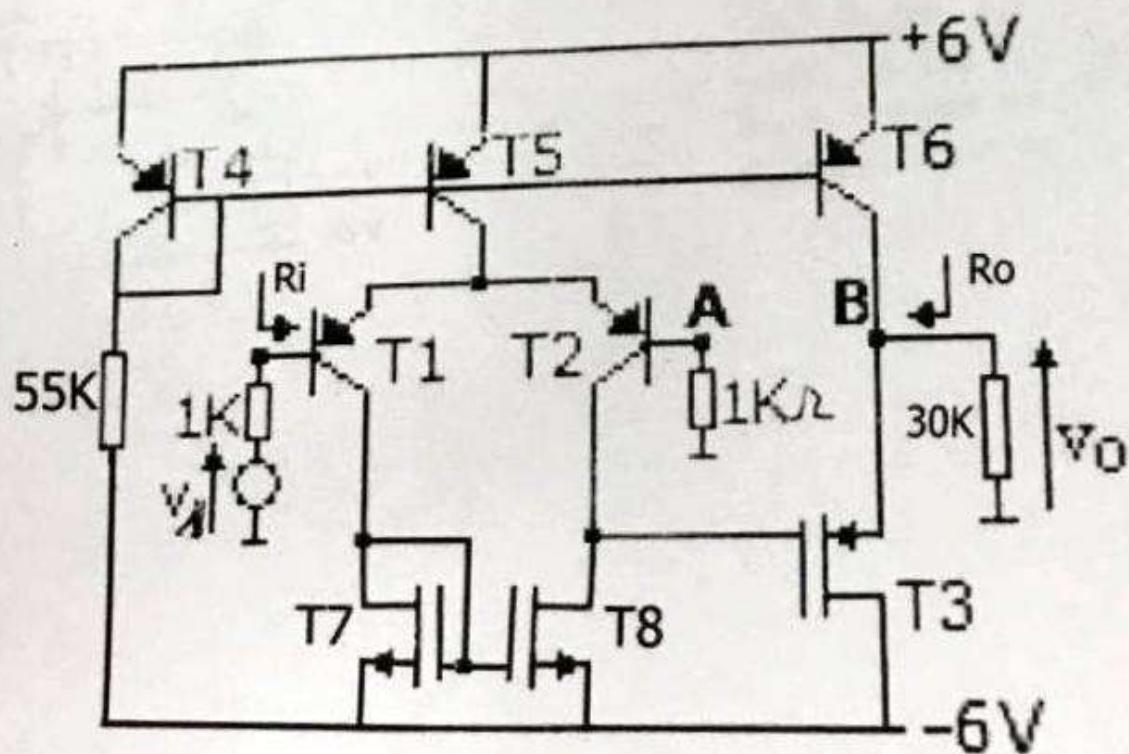
1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{7,8} = 0,25$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;
 $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$
TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_p = 2pF$

- a) Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T3}$ para $V_{OQ} = 0V$.
- b) Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd}=v_o/v_{id}|_{v_{ic}=0}$ y $A_{vc}=v_o/v_{ic}|_{v_{id}=0}$, siendo: $v_{id}=v_{b1}-v_{b2}$ y $v_{ic}=0,5(v_{b1}+v_{b2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = v_o/v_s$ a partir de los parámetros anteriores.
- c) Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vs} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- d) Definir y obtener el Rango de Modo común.
- e) Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.
- f) Se conecta una $R_{AB} = 6K\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos a través del lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el β de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_{vs} del circuito así realimentado?. Justificar.



.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{7,8} = 0,25$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;
 $\lambda = 0,02V^{-1}$; $C_{gs} = 5pF$; $C_{gd} = 1pF$
TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_u = 2pF$

- Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T3}$ para $V_{OQ} = 0V$.
- Dibujar el circuito de señal a frecuencias medias, sin reemplazar los transistores por su modelo. Obtener por inspección, justificando el procedimiento, los valores de R_i , R_o , $A_{vd} = v_o/v_{id}|_{v_{ic}=0}$ y $A_{vc} = v_o/v_{ic}|_{v_{id}=0}$, siendo: $v_{id} = v_{b1} - v_{b2}$ y $v_{ic} = 0,5(v_{b1} + v_{b2})$. Definir y calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = v_o/v_s$ a partir de los parámetros anteriores.
- Obtener el valor aproximado de f_h para A_{vs} . Realizar las aproximaciones convenientes con el fin de justificar el o los posibles nodos dominantes. Trazar el correspondiente diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento.
- Definir y obtener el Rango de Modo común.
- Obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre W_7 y W_8 de un 2%.
- Se conecta una $R_{AB} = 6K\Omega$ entre los terminales A y B. Analizar en base a incrementos a través del lazo de realimentación, si R_{AB} contribuye o no a estabilizar los valores de reposo ante dispersiones en el β de los transistores T1 y T2. Identificar los bloques que conforman el sistema realimentado para la señal. ¿Qué muestrea y qué suma?. ¿Cuál sería el nuevo valor aproximado de A_{vs} del circuito así realimentado?. Justificar.



66.08 - 8606

P/Fotocopiar
Evaluación integradora - 2/2018 - cuarta fecha 20/2/18

APELLIDO	NOMBRE	PADRÓN	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

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

TBJs:

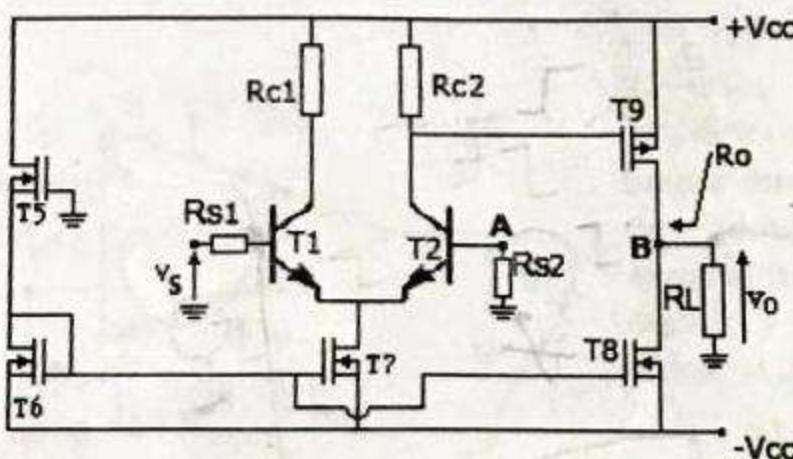
$$\beta = 400; r_x \approx 0; V_A = 100V; f_T = 300\text{ MHz}; C_{\mu} = 2\text{ pF}$$

MOSFETs de canal inducido:

$$V_T = \pm 2V; k' = 1\text{ mA/V}^2; \lambda = 0,01\text{ V}^{-1}; (W/L)_{5,6,8} = 1; (W/L)_7 = 0,2; C_{gs} = 5\text{ pF}; C_{gd} = 2\text{ pF}$$

a) Hallar el valor de $(W/L)_9$ para $V_{OQ} = 0V$.

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



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

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

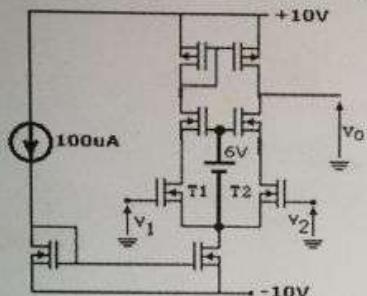
e) Obtener el valor de la tensión de offset para un desapareamiento entre R_{S1} y R_{S2} del 5%.

f) Analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo calculados en a), si se reemplazan los resistores R_{C1} y R_{C2} por un espejo de corriente T_3-T_4 con TBJs PNP (datos de los PNP: $\beta = 100$; $V_A = 50V$).

66.08 - 86.06

Evaluación integradora 2/21- cuarta fecha - 2/3/22

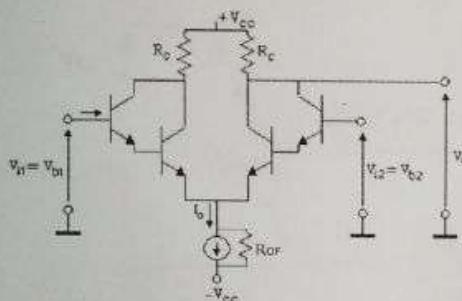
APELLIDO	NOMBRE	PADRON	Nº de hojas	Corrección
Infante	Daniel	91810	5.	



1.-

MOSFETs de canal inducido ($k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $W/L=1$;
 $V_T = \pm 2\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$)

Obtener el Rango de modo común, justificando el procedimiento.

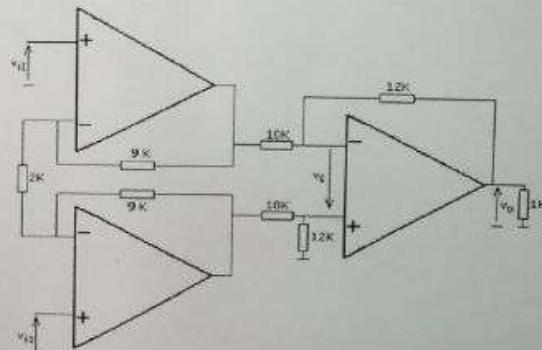
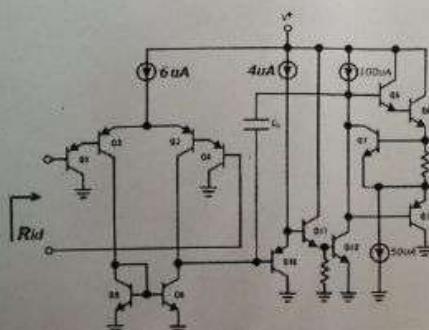


2.-

$I_0 = 1\text{mA}$; $R_{OF} = 1\text{M}\Omega$; $R_C = 10\text{k}\Omega$; $V_{CC} = 10\text{V}$; $\beta = 100$;
 $V_A \rightarrow \infty$. Obtener el valor de la RRMC en dB para la salida indicada. Justificar el procedimiento.

3.-

Para el siguiente circuito de señal, obtener el valor de $A_{vd} = v_o / (v_{i1} - v_{i2})$. Justificar el comportamiento del circuito ante $v_{id} = v_{i2} - v_{i1}$. (Admitir AO ideales).



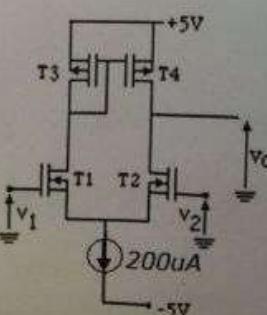
4.-

Dado el siguiente esquema interno del AO LM358, obtener por inspección el valor de R_{id} (admitir $\beta = 50$). Justificar el análisis.

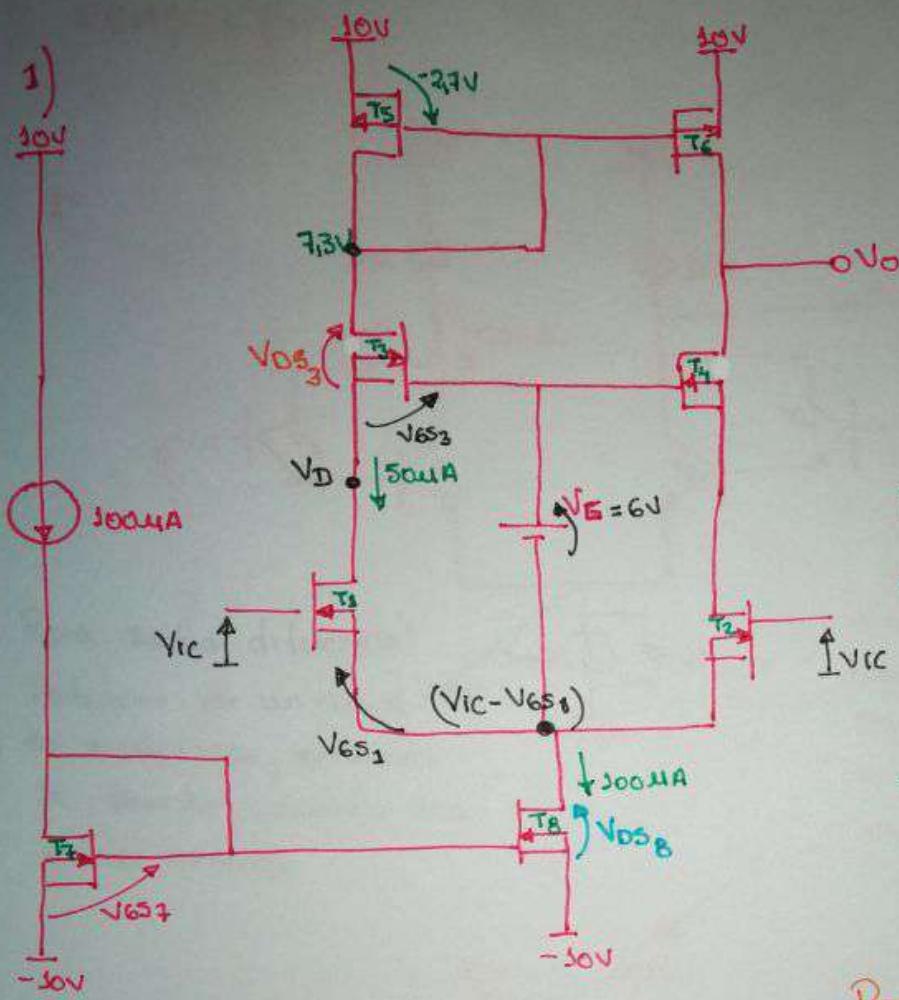
5.-

MOSFETs de canal inducido ($k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $W/L=0,5$;
 $V_T = \pm 1,5\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$).

Definir y obtener el valor de V_{offset} para un desapareamiento entre $(W/L)_3$ y $(W/L)_4$ del 2%. Justificar el procedimiento.



Daniel Infante



* Recorriendo la malla desde V_{IC} despejo el valor de V_D :

$$V_{IC} - V_{DS_3} + V_G - V_{DS_3} - V_D = 0$$

$$V_D = V_{IC} + V_G - V_{DS_3} - V_{DS_3}$$

Son iguales pq están pareados.

$$V_D = V_{IC} + 6V - 2(2,7V)$$

$$\boxed{V_D = V_{IC} + 0,6V}$$

Calculo de V_{DS_3} :

$$I_D = K \frac{W}{L} \cdot (V_{DS_3} - V_T)^2$$

$$100mA = 500mA \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (V_{DS_3} - 2V)^2$$

$$\boxed{V_{DS_3} = 3V}$$

1º Calculo V_{DS_1} :

$$I_D = K \frac{W}{L} \cdot (V_{DS_1} - V_T)^2$$

$$500mA = 500mA \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (V_{DS_1} - 2V)^2$$

$$\boxed{V_{DS_1} = 2,7V}$$

$$\Rightarrow V_{DS_1} = -2,7V$$

Para el T_3 :

$$V_{DS_3} = 7,3V - V_D > V_{DS_3} - V_T$$

$$7,3V - (V_{IC} + 0,6V) > 2,7V - 2V$$

$$7,3V - V_{IC} - 0,6V > 0,7V$$

$$6,7V - V_{IC} > 0,7$$

$$-V_{IC} > -6V$$

$$\boxed{V_{IC} < 6V}$$

Para T_6 :

$$V_{DS_6} = V_{IC} - V_{DS_1} - 10V > V_{DS_6} - V_T$$

$$V_{IC} - 2,7V - 10V > 3V - 2V$$

$$V_{IC} + 7,3V > 1V$$

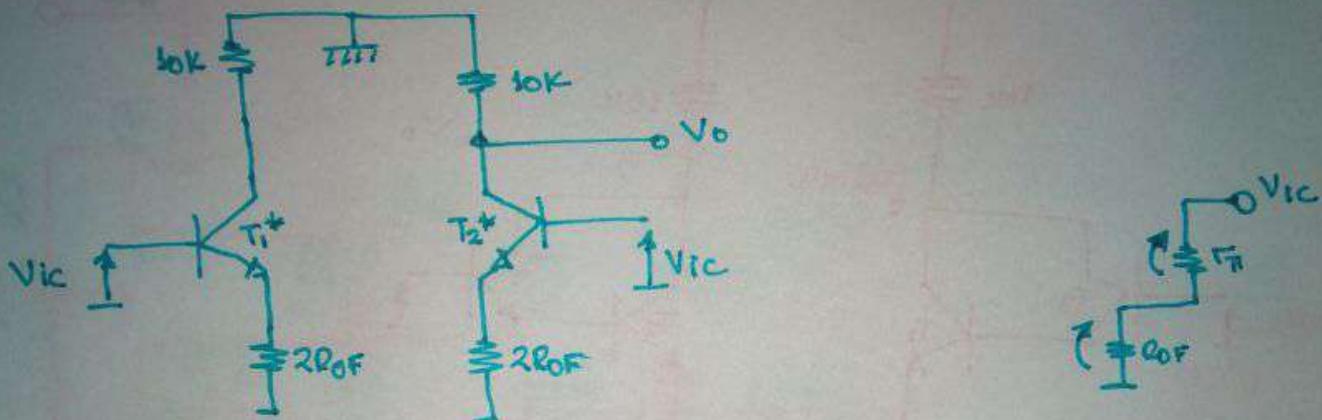
$$\boxed{V_{IC} > -6,8V}$$

o:

$$-6,8V < V_{IC} < 6V$$

Diagrama 7-8-1.

Para el cálculo de A_{VC} ; como tenemos un circuito simétrico; entonces Podemos reflejar R_{OF} y resolver como un emicircuito:



$$i_B \cdot \beta = i_C$$

$$A_{VC} = \frac{V_O}{V_{IC}} = \frac{-i_C \cdot R_C}{V_{BE}^* + V_{OF}} = \frac{-i_C \cdot R_C}{i_B \cdot r_{H1}^* + i_C \cdot 2R_{OF}}$$

$$= \frac{-i_C \cdot R_C}{\frac{r_{H1}^* \cdot i_C + i_C \cdot 2R_{OF}}{\beta^*}} = \frac{-i_C \cdot R_C}{(\frac{1}{g_m^*} + 2R_{OF})i_C}$$

$$= \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + 2R_{OF}} = \frac{-R_C}{\frac{2}{g_m} + 2R_{OF}} = \frac{-10k}{\frac{2 \cdot 25mV}{0.5mA} + 2(1\mu\Omega)}$$

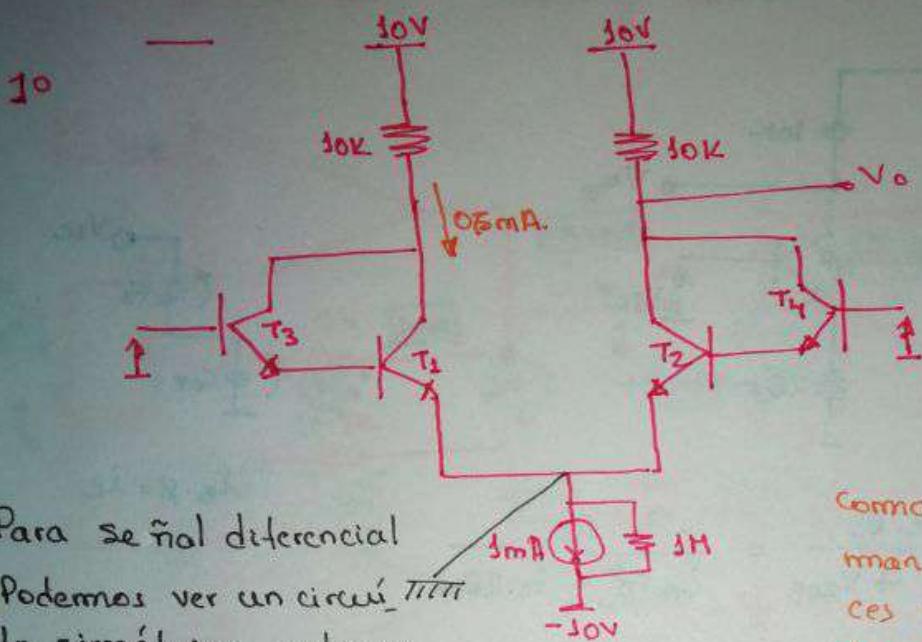
$$A_{VC} = -0,004999$$

$$\therefore RRMC = \left| \frac{A_{vd}}{A_{VC}} \right| = \left| \frac{50}{-0,004999} \right| = 10000,5$$

$$RRMC_{dB} = 20 \lg (10000,5) = 80dB$$

$$2) R_{RM} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right|$$

Daniel Infante



Para señal diferencial

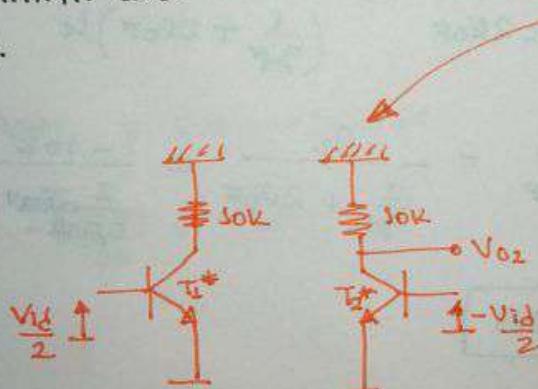
Podemos ver un circuito simétrico, entonces se puede admitir una tierra virtual.

Como T_2 y T_4 y T_1 y T_3 forman un Darlington; entonces se puede llevar el circuito a la siguiente forma:

con un gm equivalente

$$g_m^* = \frac{g_m}{2}$$

Darlington



$$g_m \cdot N_{BE} = i_C$$

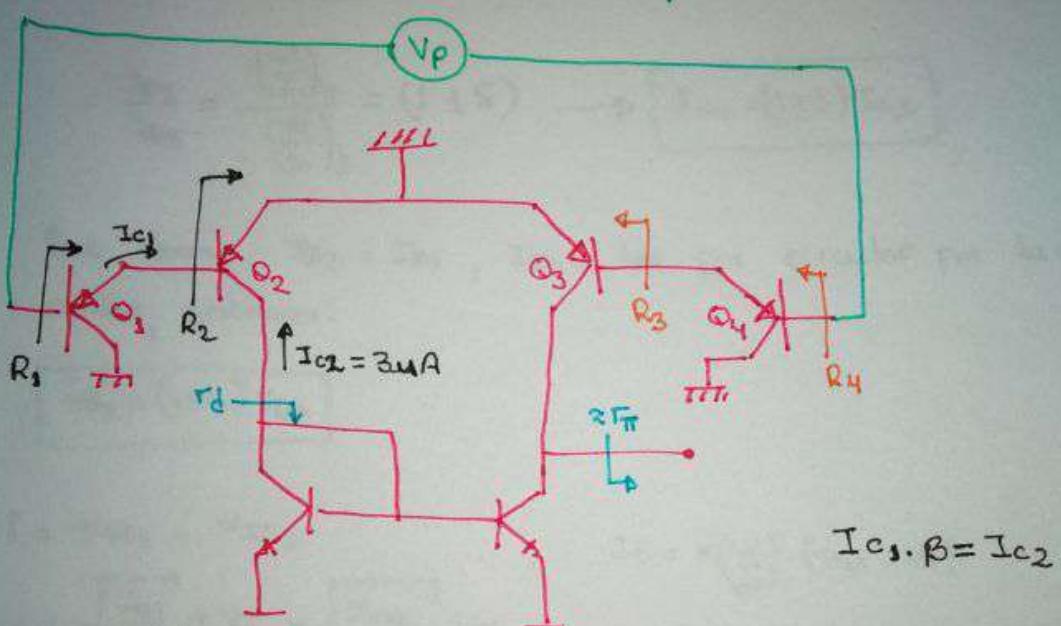
$$A_{vd} = \frac{V_o2}{V_i} = \frac{-i_{C2} \cdot R_{C2}}{V_{BE2}^*} = \frac{-i_{C2} R_{C2}}{\frac{i_{C2}}{g_m^*}} = -R_{C2} \cdot g_m^*$$

$V_i = -\frac{V_{id}}{2}$

$$A_{vd} = \frac{R_{C2} \cdot g_m}{4} = \frac{10k \cdot \left(\frac{0.5mA}{25mV} \right)}{4} = 50$$

4). Como las resistencias que se observan desde los colectores de Q_2 y Q_3 son mucho más chicas que los r_o , entonces se puede admitir una tierra virtual en el emisor de Q_2 y Q_3 .

Para calcular la R_{id} se pone una fuente de prueba colgante a la entrada; entonces nos quedaría un circuito:



$$R_2 = r_{\pi_2}$$

$$R_3 = r_{\pi_1} + \beta(R_2) = r_{\pi_1} + \beta r_{\pi_2}$$

$$R_1 = \frac{\beta}{g_m_1} + \frac{\beta \cdot \beta}{g_m_2} = \frac{\beta}{\frac{I_{c_1}}{V_{th}}} + \frac{\beta \cdot \beta}{\frac{I_{c_2}}{V_{th}}} = \frac{\beta}{\frac{I_{c_2}}{B V_{th}}} + \frac{\beta^2}{\frac{I_{c_2}}{V_{th}}}$$

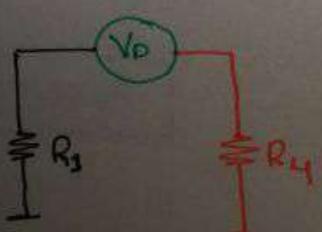
$$R_1 = \frac{B^2 \cdot V_{th}}{I_{c_2}} + \frac{B^2 V_{th}}{I_{c_2}} = \frac{2 B^2 \cdot V_{th}}{I_{c_2}} = \frac{2(50)^2 \cdot 25mV}{3mA}$$

$$R_3 = 41,7 M\Omega$$

Como de los 2 lados tengo la misma resistencia; entonces:

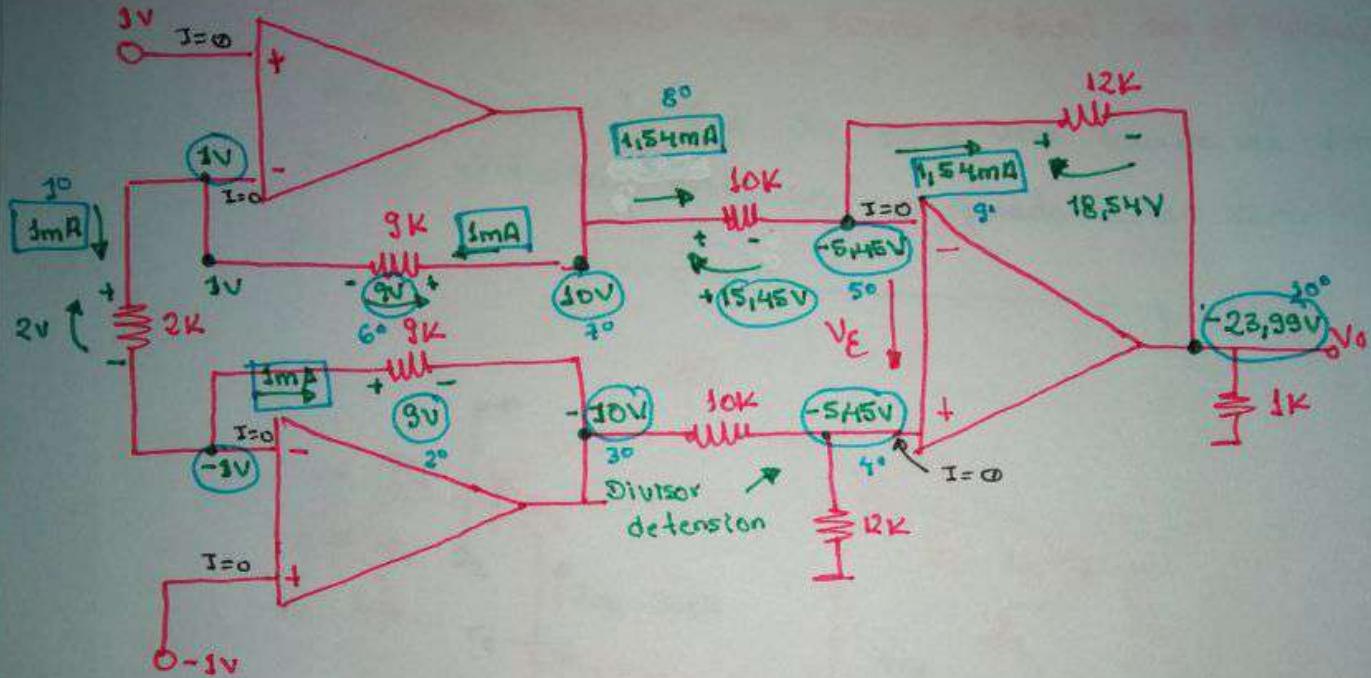
$$R_{id} = R_3 + R_4$$

$$R_{id} = 83,3 M\Omega$$



Daniel Infante

3) Supongamos que $V_{i1} = 1 \text{ V}$ y $V_{i2} = -1 \text{ V}$. AO Ideales



$$\text{O: } V_o = -23,89 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_i = 1 - -1 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = - \frac{23,89 \text{ V}}{2 \text{ V}} = -11,95$$

Daniel Infante.

5) V_{off} : Tensión de entrada diferencial que sirve para mantener los transistores apagados.

Sabemos que:

$$\frac{I_{D4}}{I_{D3}} = \frac{k\left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_{GS4} - V_T)^2 (1 \pm \lambda V_{DS})}{k\left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{GS3} - V_T)^2 (1 \pm \lambda V_{DS})}$$

~~$V_{GS4} = V_{GS3}$~~

$$\frac{I_{D4}}{I_{D3}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_4}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} = (1 \pm S) \rightarrow I_{C4} = (1 \pm S) I_{C3}$$

Pero como $I_{D3} = I_{D1}$, $I_{D4} = I_{D2}$ por circular por la misma malla; entonces:

$$I_{D2} = (1 \pm S) I_{D1}$$

$$V_{off} = V_{GS3} - V_{GS2}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{D1}}{K}} + V_T - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} - V_T$$

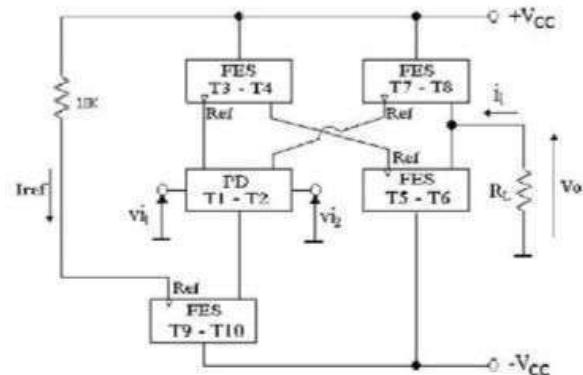
$$= \sqrt{\frac{I_{D1}}{K}} - \sqrt{\frac{I_{D1}(1 \pm S)}{K}}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{D1}}{K}} \left(1 - \sqrt{1 \pm S} \right), \quad I_{D1} = \frac{I_{OF}}{2} = 500 \mu A$$

$$= \sqrt{\frac{500 \mu A}{500 \mu A \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2}}} \left(1 - \sqrt{1 \pm 2/500} \right)$$

$$V_{off} = 14,25 mV$$

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	Nº de hojas	Corrección



1.-

$$\beta = 200 ; V_A = 100V ; |V_{CC}| = 10V ; R_L = 10K\Omega$$

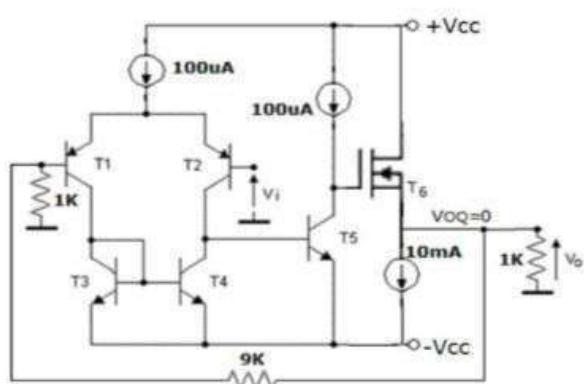
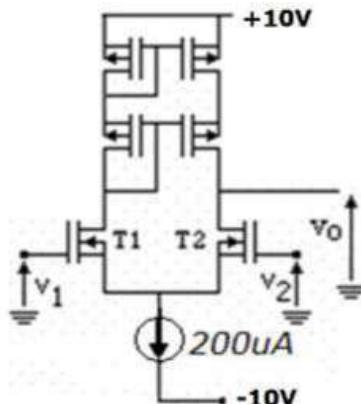
PD: Par diferencial con TBJ

FES: espejo de corriente con TBJ.

Obtener el valor de Avd, justificando el procedimiento.
 $(v_{id} = v_{i1} - v_{i2})$

2.-

$$\text{MOSFETs inducidos: } k' = 100 \mu\text{A/V}^2 ; W/L = 1 ; \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1} ; V_T = \pm 1\text{V}$$

Obtener el valor de V_{OQ} . Justificar.

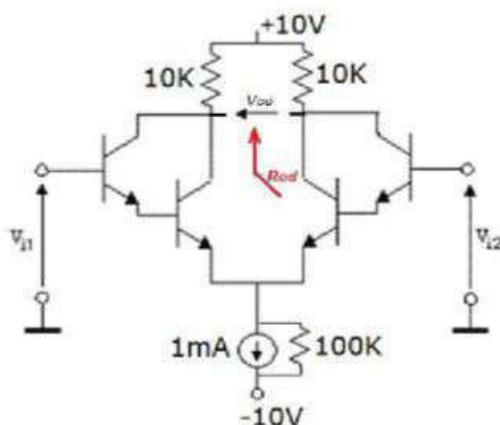
4.-

$$\beta = 50 ; V_A \rightarrow \infty$$

Obtener el valor de R_{od} . Justificar.

3.-

Analizar qué muestrea y qué suma la realimentación que se produce al conectar $R = 9K\Omega$ en el circuito, y si la realimentación es positiva o negativa.



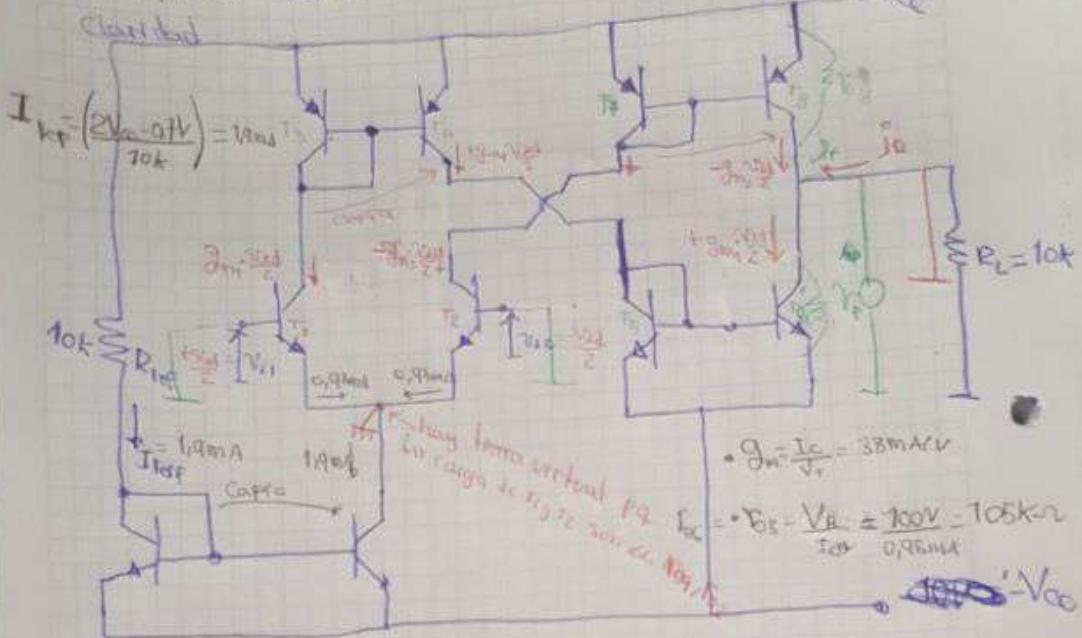
5.-

Dibujar una etapa amplificadora TBJ formada por un par diferencial PNP Darlington (T_1-T_2 y T_3-T_4) con carga activa espejo simple ($T_5 - T_6$) y polarizado mediante una fuente de corriente espejo simple (T_7 y T_8) con rama de referencia: $R_{ref}=12K\Omega$. Se alimenta todo entre $\pm 6V$.

Los transistores son idénticos y de características: $\beta = 100 ; V_A = 100 V$.

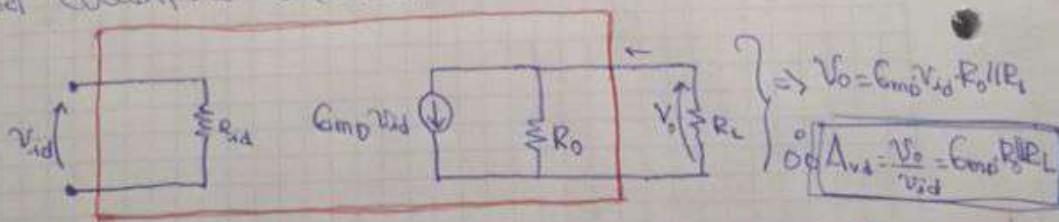
Definir y hallar el rango de tensión de entrada de modo común.

① Elaboro la fuente de corriente, el par diferencial para mayor



Solución:

para resolver lo pedido calculamos los parámetros del cuadripolo equivalente a este circuito.



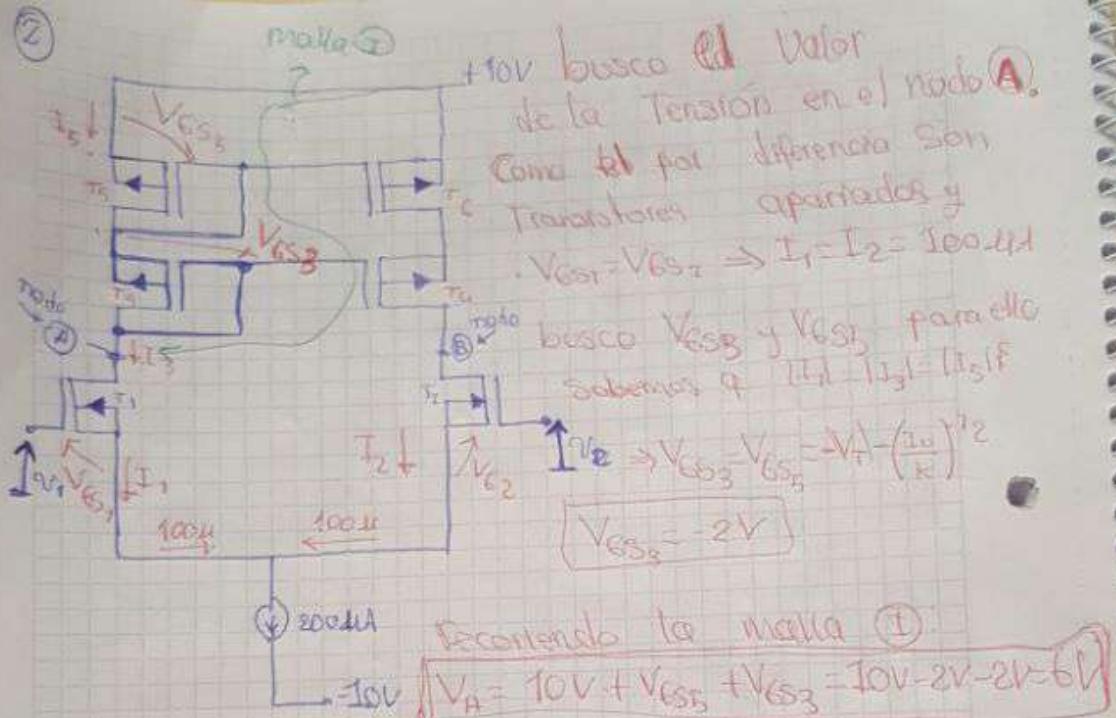
$$\text{busco } G_{m1} = \frac{I_o}{V_{id}} \quad | \quad * \text{ en color rojo para } G_{m1} \text{ en el circuito.}$$

$$\Rightarrow I_o = G_{m1} \cdot \frac{V_{id}}{2} + 2 \cdot I_{out} = \frac{V_{id}}{2} (2G_{m1} + I_{out}) \quad | \quad \begin{matrix} \text{busco } G_{m2} \\ \text{en la busca } R_o \end{matrix} \quad \Leftrightarrow G_{m1} = \frac{I_o}{V_{id}} = \frac{2}{3} G_{m2}$$

Como los generadores controlados no se considera $\rightarrow P_o = R_o/I_{out}$

$$\text{O} \quad A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = G_{m1}R_o \approx G_{m1} \cdot R_o = g_m \cdot R_o \approx 380$$

2



busca V_B

Como $\{T_1 \text{ y } T_2\}$ son apagados $\Rightarrow I_1 = I_2 = 0$

$$\begin{cases} T_3 \text{ y } T_4 \\ T_5 \text{ y } T_6 \end{cases} \quad \begin{cases} I_3 = I_4 \\ I_5 = I_6 \end{cases}$$

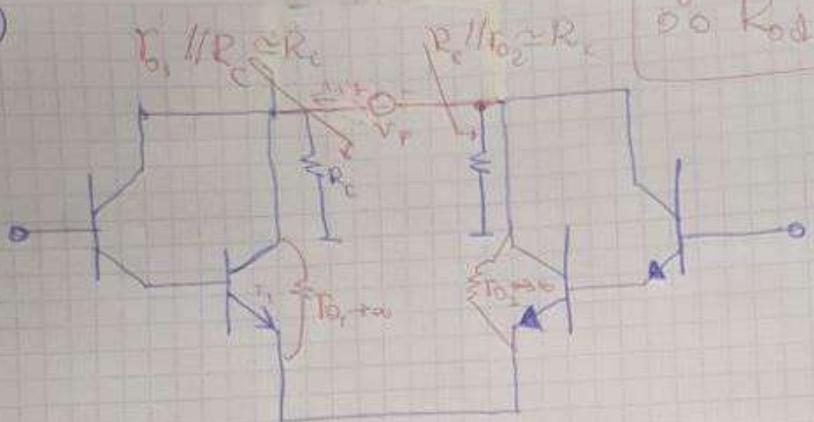
Ademas se cumple $I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{D1}}{2}$ $\Rightarrow V_{DS1} = V_{DS2} \Rightarrow V_A = V_B$

$$V_{GS1} = V_{GS2}$$

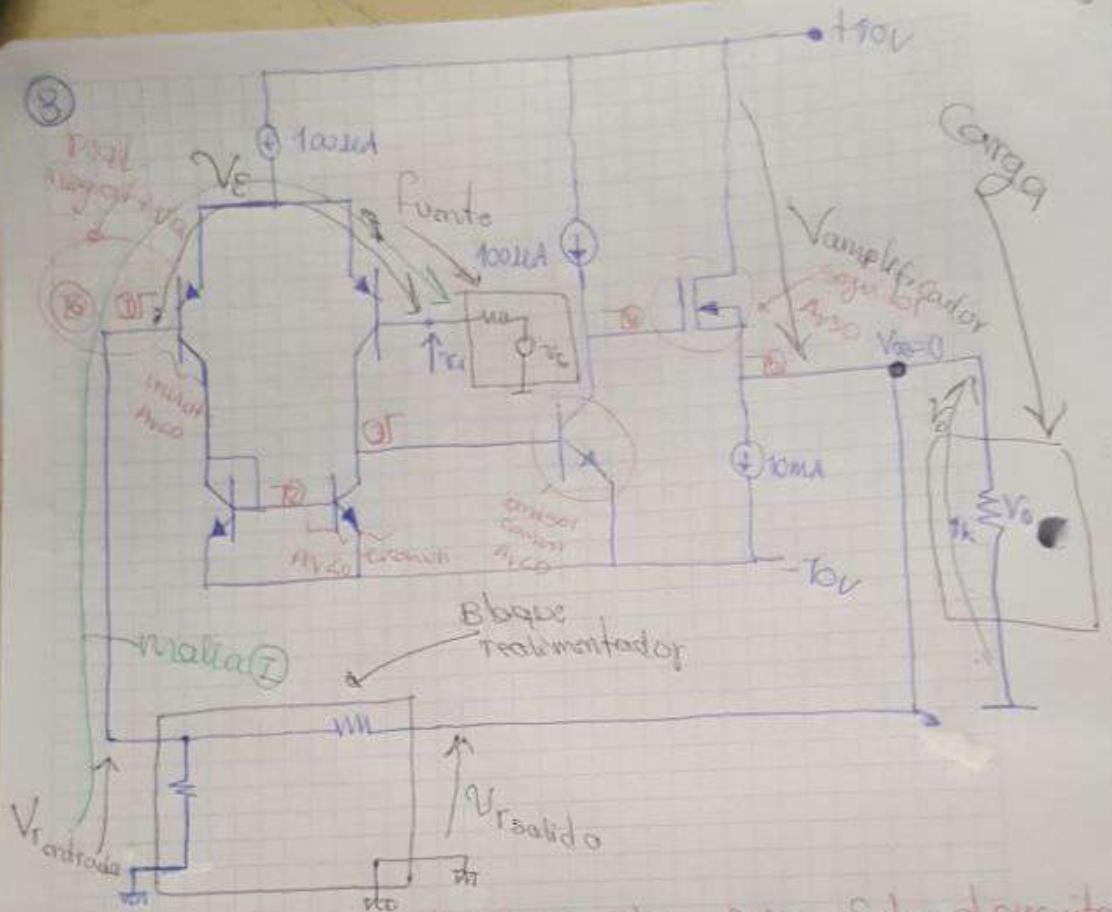
3. Suponemos $V_{D2} > V_D$, por tanto $I_{D2} > I_{D1} \Leftrightarrow V_{SD1} < V_{SD2}$ por tanto $I_{D4} < I_{D3}$

$I_{D2} > I_{D1}$

(4)



$$D: R_{OD} = 2R_C = 20\Omega$$



• Análisis de realimentación en color rojo. Sobre el circuito.

• Analizamos que suma y que mide.

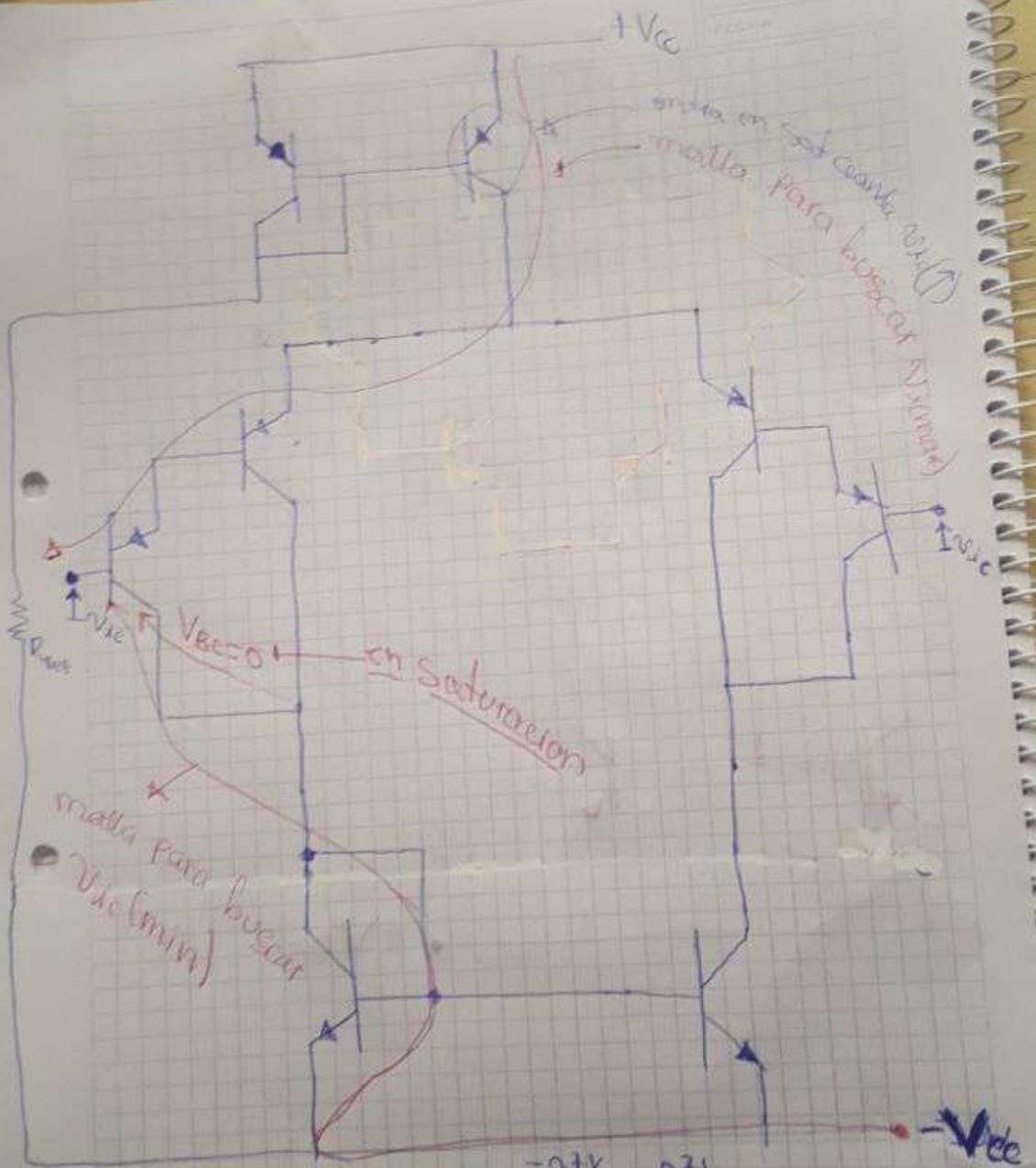
• Entrada

$$V_i = V_{\text{entrada}} + V_c$$

Salida:

comparten un nodo $\Rightarrow [MV]$

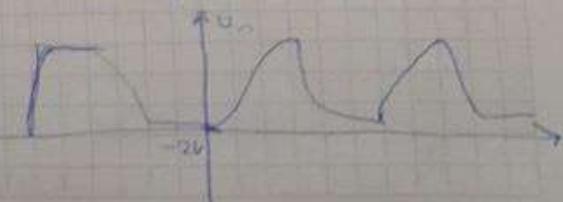
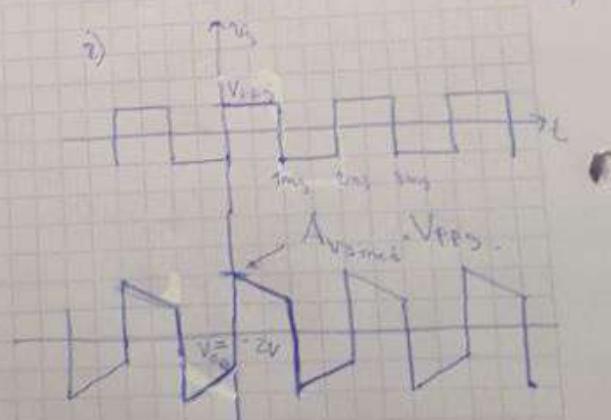
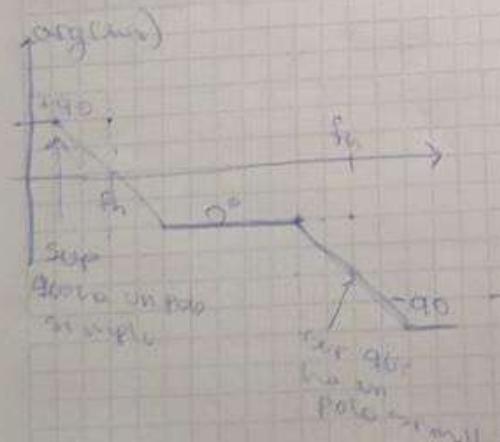
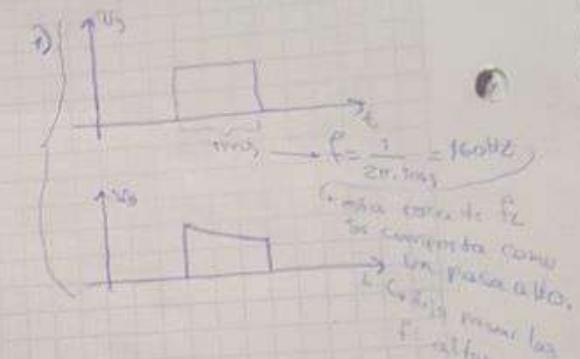
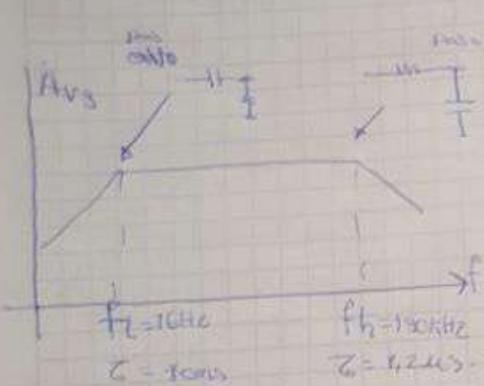
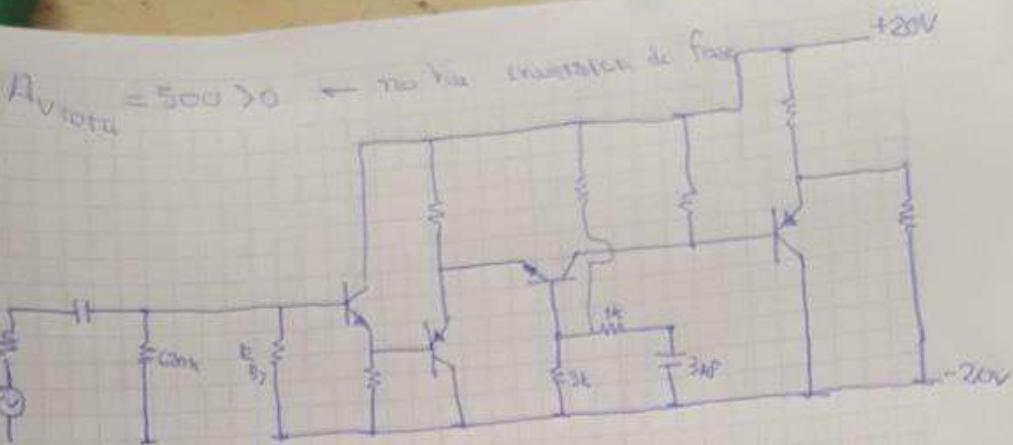
$$\text{o } [3V - MV]$$



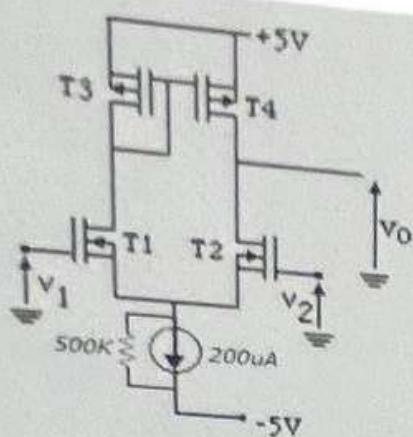
$$V_{ce(\max)} = -V_{ce} + 0V + V_{BE_1} + V_{BE_2} = +U_{L6V}$$

$$V_{ce(\min)} = -V_{ce} + \underbrace{V_{BE}}_{-6V} + \underbrace{V_{BC}}_{+0.7V} = -5.3V$$

$$A_{V\text{ tota}} = 500 > 0$$



Página 6



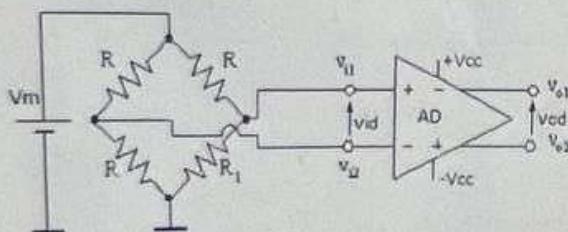
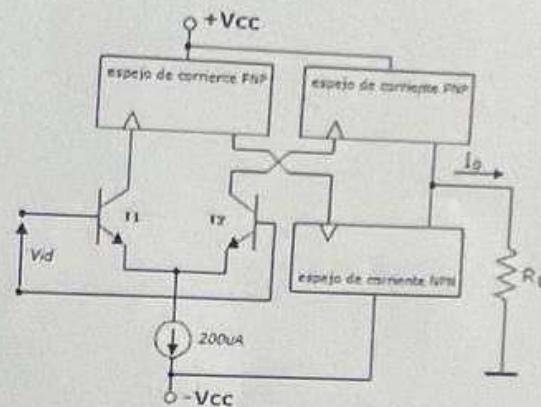
1.-

$$k' = 100 \mu\text{A/V}^2; W/L = 1; \lambda = 0,02 \text{ V}^{-1}; V_T = \pm 1\text{V}$$

Obtener el valor de $A_{v_c} = v_0/v_{ic}$, justificando el procedimiento.
($v_{ic} = 0,5(v_1+v_2)$)

2.-

Obtener el valor de $G_{md} = I_o/v_{id}$, justificando el procedimiento.



3.-

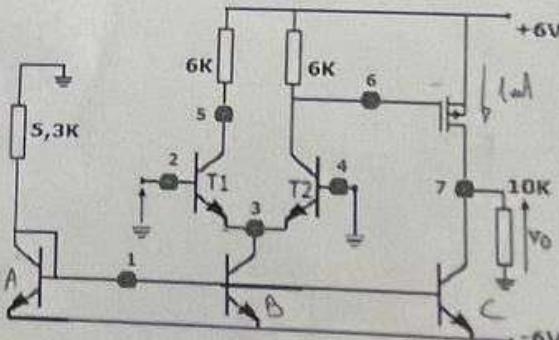
AD es un amplificador diferencial MOSFET con transistores apareados, de $A_{Vdd} = v_{od}/v_{id} = -400$.

Obtener el valor de V_{od} justificando el procedimiento, para $R = 2\text{K}\Omega$ y $R_1 = 1,9\text{K}\Omega$ y $V_m = 1\text{V}$.

4.-

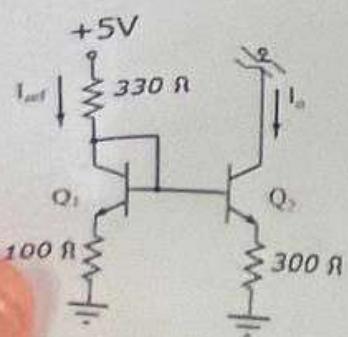
$$\beta = 300; V_A \rightarrow \infty; r_x = 0; V_T = -2\text{V}; |k| = 1\text{mA/V}^2; \lambda = 0; C_{gs} = 5\text{pF}; C_{gd} = 1\text{pF}; C_{ds} = 2\text{pF}; f_T = 100\text{MHz}$$

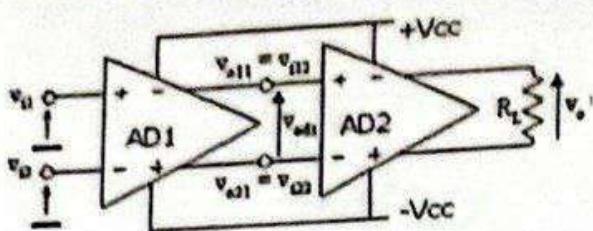
Justificar cuál de los nodos indicados será el dominante para altas frecuencias y obtener el valor de f_h en base a este análisis.



5.-

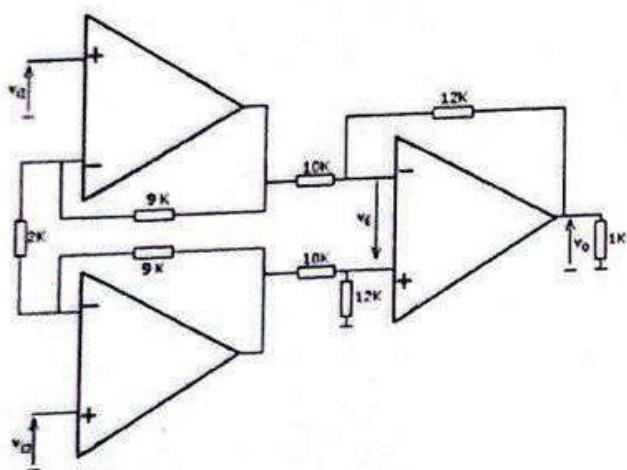
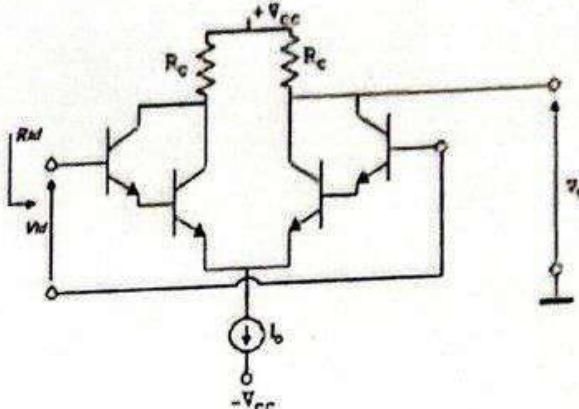
Obtener el valor aproximado de I_o . Justificar el procedimiento.



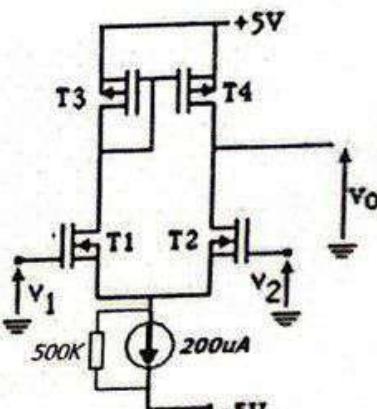


1.-
AD1 y AD2 son amplificadores diferenciales MOSFET, de V_{offset} diferentes y A_{vd} similares. Justificar cuál conviene ubicar a la entrada.

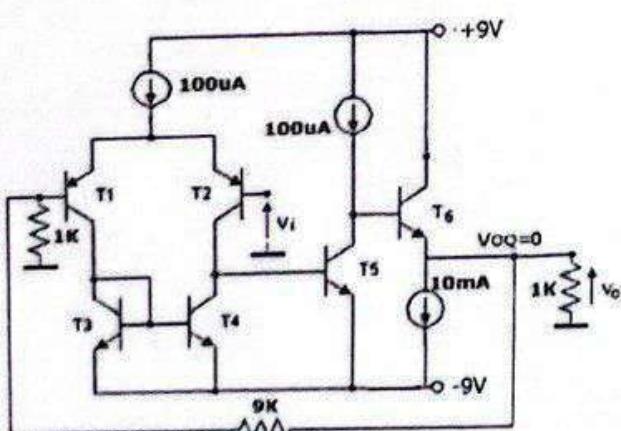
- 2.-
 $I_0 = 1\text{mA}$; $R_C = 10\text{k}\Omega$; $V_{CC} = 10\text{V}$; $\beta = 100$;
 $V_A \rightarrow \infty$ Obtener el valor de la R_{ld} por inspección. Justificar el procedimiento.



3.-
Para el siguiente circuito de señal obtener, justificando el análisis, el valor de $A_{vc} = v_o / 0,5(v_{i1} + v_{i2})$ (admitir AO ideales).



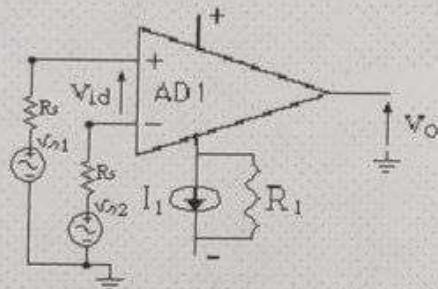
- 4.-
MOSFETs de canal inducido ($k' = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$; $W/L = 0,5$; $V_T = \pm 1,5\text{V}$; $\lambda = 0,01 \text{V}^{-1}$). Definir y obtener el valor de la RRMC en dB. Justificar.



- 5.-
 $\beta \approx 200$; $V_A \approx 100\text{V}$. Obtener el valor aproximado de $A_v = v_o/v_i$. Justificar el análisis y las simplificaciones que se realicen.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

1.- Se tiene el circuito de la figura formado por un par de NMOSFET inducidos $T_1 - T_2$, acoplado por source, con una fuente espejo como carga PMOSFET, $T_3 - T_4$, polarizado mediante fuentes de alimentación $\pm V_{DD}$ y de corriente $I_1 - R_1$ y excitado mediante dos señales cuyo equivalente Thévenin es el indicado en la figura (v_{s1} y v_{s2} e iguales resistencias equivalentes R_s). Se admiten en principio transistores con características nominalmente similares ($T_1 = T_2$ y $T_3 = T_4$). Definir y hallar la expresión de la tensión de offset, V_{off} , del circuito para los siguientes casos:



a) $100 \cdot |W_2 - W_1| / W_1 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

b) $100 \cdot |W_4 - W_3| / W_3 = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

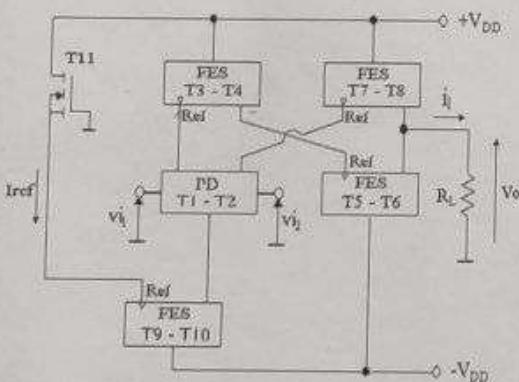
c) $100 \cdot |V_{T2} - V_{T1}| / V_{T1} = \delta$, donde $0 < \delta < 3\%$.

Obtener la tensión de offset total, admitiendo que existen todos los desapareamientos a la vez y considerando el peor caso (Despreciar para este ítem, la influencia de R_1).

Justificar por qué en señal los desapareamientos afectan en forma importante a A_{vd} y no a A_{vd} .

2 -

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial. Todos los MOSFET son inducidos (canal **N** ó **P** según corresponda). $\pm V_{DD} = \pm 6V$; $|V_T| = 2V$; $|K'| = 100\mu A/V^2$; $W/L = 2$; $\lambda = 0,01\text{ }1/V$; $R_L = 10K\Omega$.



a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo del circuito, incluyendo I_{Qd} . Despreciar la corrección de I_{Qd} por el λ .

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$G_{md} = i_d / V_{id} \quad v_{o=0}$$

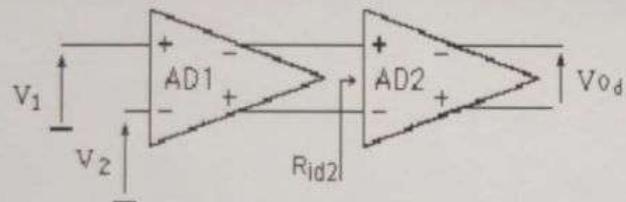
$$G_{mc} = i_d / V_{ic} \quad v_{o=0}$$

Definir y hallar la expresión de la R_o vista por la carga. Obtener su valor. Obtener $A_{vd} = v_o / v_{id}$.

c) Definir y hallar el rango de tensión de modo común.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de hojas	Corrección
			T	N	

1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica (se omiten en el esquema las fuentes de alimentación). Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $Av_{dd1} = Av_{dd2} = 100$.

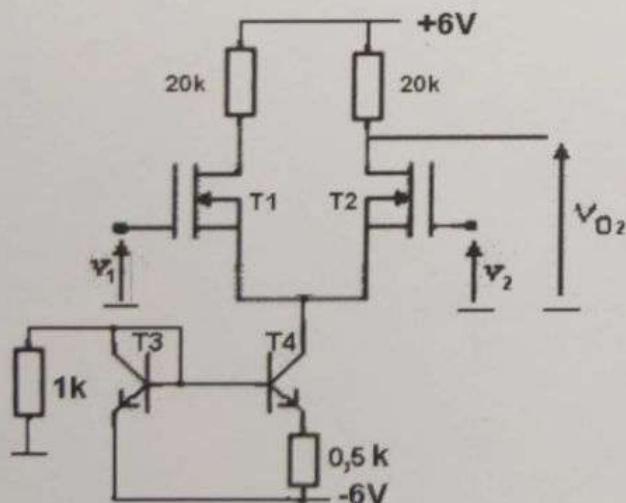


a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:

$$V_{off}(AD1) = V_{off}(AD2) = 1 \text{ mV}$$

b) Si se tiene un AD con RRMC = 120 dB y otro con RRMC = 80 dB, ¿cuál es conveniente ubicar en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)

en el lugar de AD1 y cuál en AD2?. Justificar. (se conocen Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)



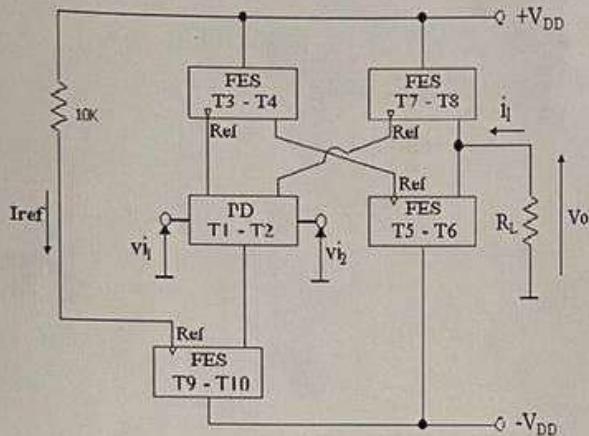
2.- $V_T=1\text{V}$; $k=1\text{mA/V}^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta=100$; $V_A=100\text{V}$

a) Definir y obtener el Rango de modo común.

b) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T5-T6), de modo de tal de obtener la mayor $Av_d = V_{02}/V_{id}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nro de HOJAS	Corrección
[REDACTED]	[REDACTED]	[REDACTED]	[REDACTED]	[REDACTED]	[REDACTED]



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

b) Hallar las expresiones y valor de:

$$b_1) Gm_d = i_d / v_{id} \mid_{v_o=0}$$

b₂) $Gm_c = i_d / v_{ic} \mid_{v_o=0}$, teniendo en cuenta las corrientes de base en la copia de las FES.

Definir y obtener la RRMC.

c) Definir y hallar el valor de la V_{offset} para un despareamiento entre I_{S1} e I_{S2} del 2%.

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

FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.

Todos TBJs.

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

$$\text{NPN: } V_A = 100 \text{ V} ; \beta_1 = 200 ; r_x = 100 \Omega$$

$$\text{PNP: } V_A = 50 \text{ V} ; \beta_2 = 50 ; r_x = 100 \Omega$$

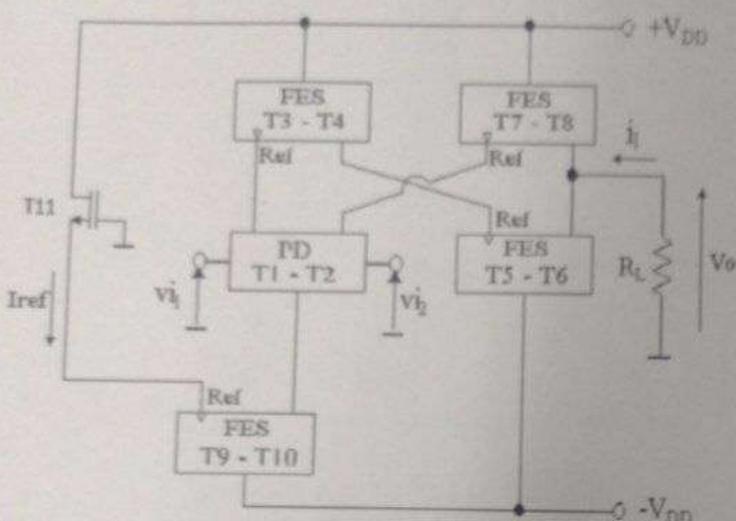
2.- Dibujar el circuito de un par acoplado por source con PMOSFET inducidos (T_1-T_2), polarizado mediante una fuente espejo simple con MOSFET (T_5-T_6), de R_{ref} conocida y carga activa espejo simple, también con MOSFET (T_3-T_4), alimentado todo entre $\pm V_{DD}$ de valor conocido. Los transistores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

Justificar **cualitativamente**:

a) La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{DD} y la corriente de reposo de los transistores del par diferencial.

b) ¿ T_3-T_4 pueden ser JFETs? ¿y T_5-T_6 ?

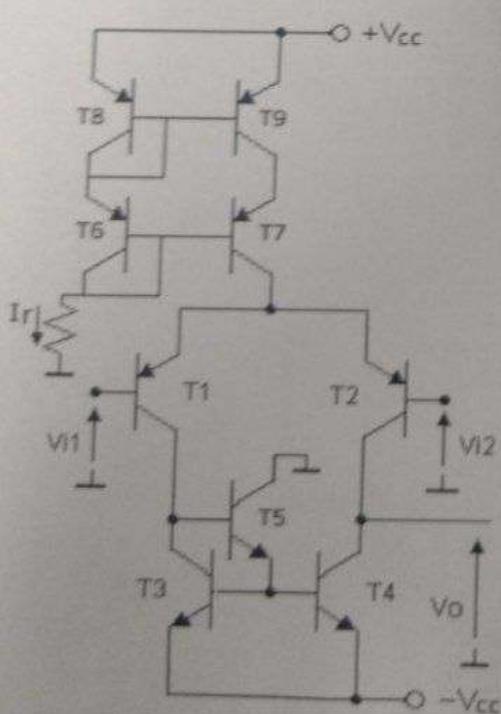
1. a) Para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, hallar todas las tensiones y corrientes de reposo, incluyendo I_{LQ} .
FES: Fuente Espejo Simple – **PD:** Par Diferencial.



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

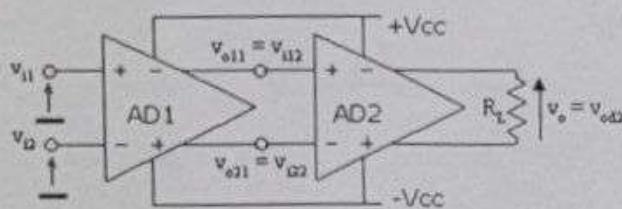
Todos MOSFETs de canal inducido: $\lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$; $|V_T| = 1 \text{ V}$; $|k'| = 0,1 \text{ mA/V}^2$
 $(W/L) = 1$; salvo $(W/L)_{T6} = 10$ y $(W/L)_{T8} = 10$

2.-. Los transistores se encuentran apareados y se conocen todos sus parámetros y valores del circuito.



- a) Justificar cualitativamente:
- La expresión de la tensión de salida simple V_{OQ} del amplificador, en función de V_{cc} .
 - Cómo influye en el valor de la RRMC el polarizar mediante una fuente cascode, en lugar de una espejo simple.
- b) Obtener la corriente de offset I_{offset} si existe un desapareamiento $\delta < 5\%$ entre β_1 e β_2 . Expresarlo en función de δ y la corriente I_r .
- c) Obtener la expresión de la constante de tiempo asociada al nodo de salida. Estimar su valor considerando valores típicos de los parámetros de los TBJ e I_r , para este tipo de etapas. Justificar cualitativamente si puede considerarse dominante para la respuesta en alta frecuencia de A_{vd} .

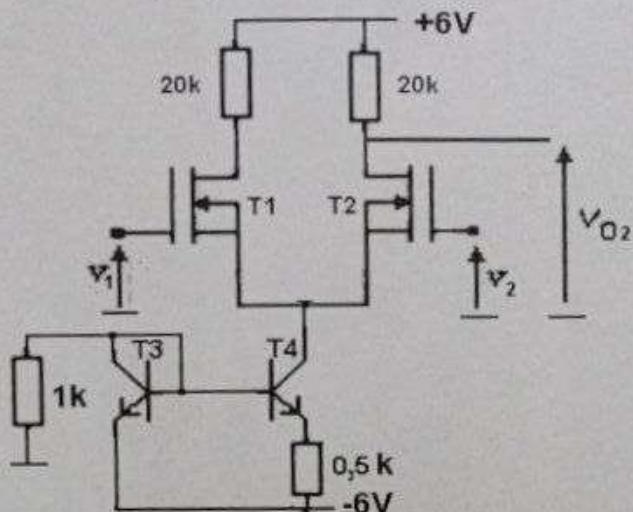
1.- Se utilizan dos amplificadores diferenciales, conectados como se indica en la figura. Se admite que $R_{id2} \rightarrow \infty$ y que $Av_{dd1} = 200$ y $Av_{dd2} = 50$.



$RRMC_2 = 100$ dB, justificar cuál será la RRMC del circuito completo. (se conocen Av_{cc} , Av_{dc} y Av_{cd} de c/u)

- a) Definir y hallar la V_{offset} total del circuito completo si se conocen las V_{offset} de cada AD en forma independiente, siendo:
 $V_{off}(AD1) = 2\text{mV}$; $V_{off}(AD2) = 1\text{mV}$

- b) Si AD1 tiene una $RRMC_1 = 70$ dB y AD2, una



2.- $V_T=1\text{V}$; $k=1\text{mA/V}^2$; $\lambda \rightarrow 0$; $\beta=200$; $V_A=80\text{V}$

- a) Definir y obtener el Rango de modo común.

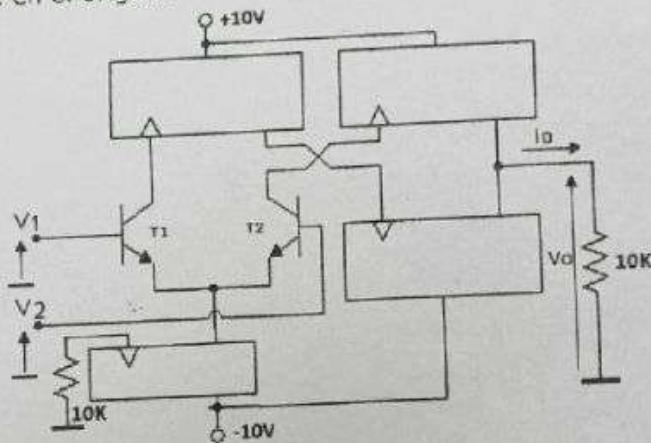
- b) Definir y obtener el valor de la RRMC en dB.

- c) Se reemplazan los resistores de carga de 20k por una fuente espejo con TBJ (T_5-T_6), de modo de tal de obtener la mayor $Av_d = v_{o2}/v_{id}$ posible. Dibujar y justificar el circuito resultante y analizar cualitativamente cómo se modifican los valores de reposo, el Rango de modo común y la RRMC, respecto del circuito original.

- 86.06	APELLIDO	NOMBRE	MODULON	Evaluación	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
					T	N	5

1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:
 $\beta = 400$, $r_x = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_{\mu} = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.

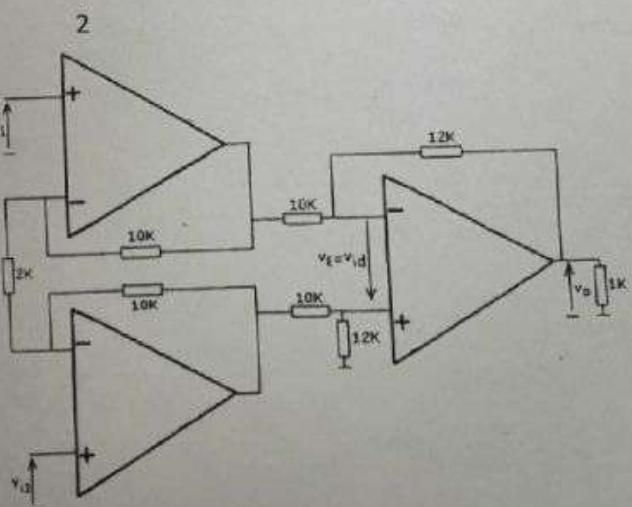
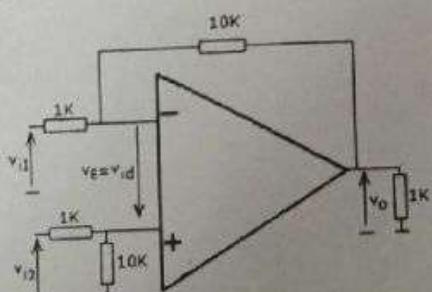
- a) Definir y determinar los valores de Av_d , R_{id} , R_o y f_n aproximado.
- b) Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para Av_d .
- c) Definir y determinar el valor aproximado de Av_c si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.
- d) Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{id})$ para $V_{ic} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.



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

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

1



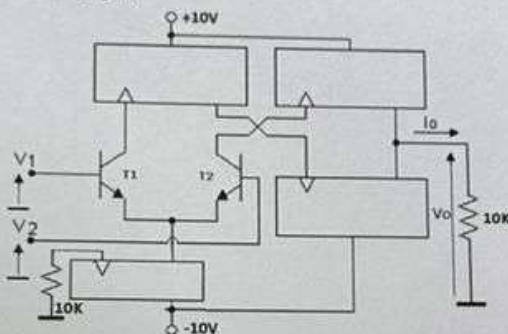


- 86.06

Evaluación Integradora -
2 de febrero 2/22-20/2/23

APELLIDO	NOMBRE	PADRON	TURNO	Nº de HOJAS	Corrección
			T N		

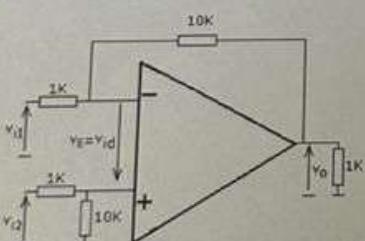
- 1.- Dibujar el circuito implementando las fuentes espejo simple con TBJs apareados:
 $\beta = 400$, $r_x = 100 \Omega$, $V_A = 100V$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_b = 1 \text{ pF}$ para NPN y PNP.
- Definir y determinar los valores de A_{v_d} , R_{d_1} , R_o y f_n aproximado.
 - Trazar un diagrama de Bode aproximado de módulo y argumento para A_{v_d} .
 - Definir y determinar el valor aproximado de A_{v_c} si se considera el valor no unitario de la copia de los espejos de corriente.
 - Trazar la característica de gran señal $I_o = f(V_{i_d})$ para $V_{i_c} = 0$, indicando sus valores extremos y pendiente en el origen.



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

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

1



2

