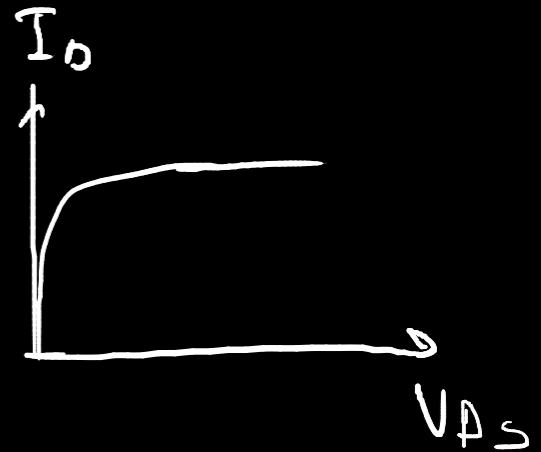


$$\begin{aligned}
 I_T &= \frac{6 - 0,7 + 6}{10k} = \\
 &= \frac{11,3}{10k} = 1,13 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

1.- MOSFETs canal inducido: $(W/L)_{1,2,3,4} = 20$; $|V_T| = 1,5V$; $|k'| = 0,1mA/V^2$;
 $\lambda = 0,01V^{-1}$; $C_{ds} = 4pF$; $C_{gd} = 0,5pF$
TBJs: $\beta = 100$; $V_A = 50V$; $r_x \approx 0$; $f_T = 200MHz$; $C_L = 1pF$

a) Calcular los valores de reposo, obteniendo $(W/L)_{T0}$ para $V_{GS} = 0V$.

Por simetría $V_{DS_3} = V_{DS_4} = V_{GS_3}$ Para NMOS:



$$I_D = k' \left(\frac{W}{L} \right)_3 (V_{GS_3} - V_T)^2 \rightarrow V_{GS_3} = \sqrt{\frac{I_D}{k \cdot W/L}} + V_T$$

$$V_{GS_3} = \sqrt{\frac{0,565mA}{0,1m/V^2 \cdot 20}} + 1,5V = 2V \Rightarrow V_{GS_3} = -4V$$

Para PMOS: $I_{D_4} = -k' \frac{W}{L} (V_{GS_4} - V_T)^2$

$$\Rightarrow \left(\frac{w}{L} \right)_3 = \frac{-I_D}{k' (V_{GS} - V_T)^2} = \frac{1,13 \text{ mA}}{0,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (-4 + 1,5)^2} = 1,8$$

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 , $A_{vd}=V_o/V_{id}|_{V_{lc}=0}$ y $A_{vc}=V_o/V_{lc}|_{V_{id}=0}$, siendo: $v_{id}=v_{o1}-v_{o2}$ y $v_{lc}=0,5(v_{o1}+v_{o2})$. Calcular la RRMC en dB. Obtener $A_{vs} = V_o/V_s$ a partir de los parámetros anteriores.

$$g_m = I_C / V_T \quad \theta = 2 \sqrt{k' \frac{w}{L} \cdot I_D} \quad k_{\pi} = \frac{B}{g_m} \quad r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad k_{ols} = \frac{1}{2 I_D}$$

Parámetros de señal:

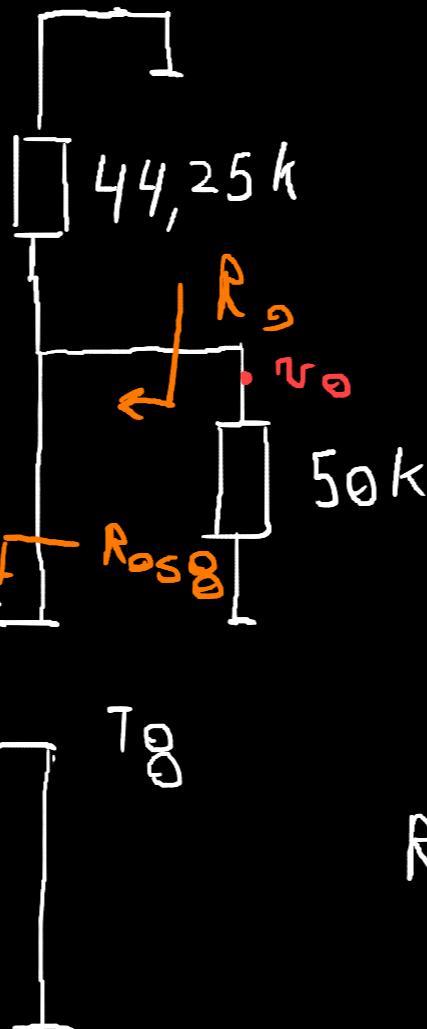
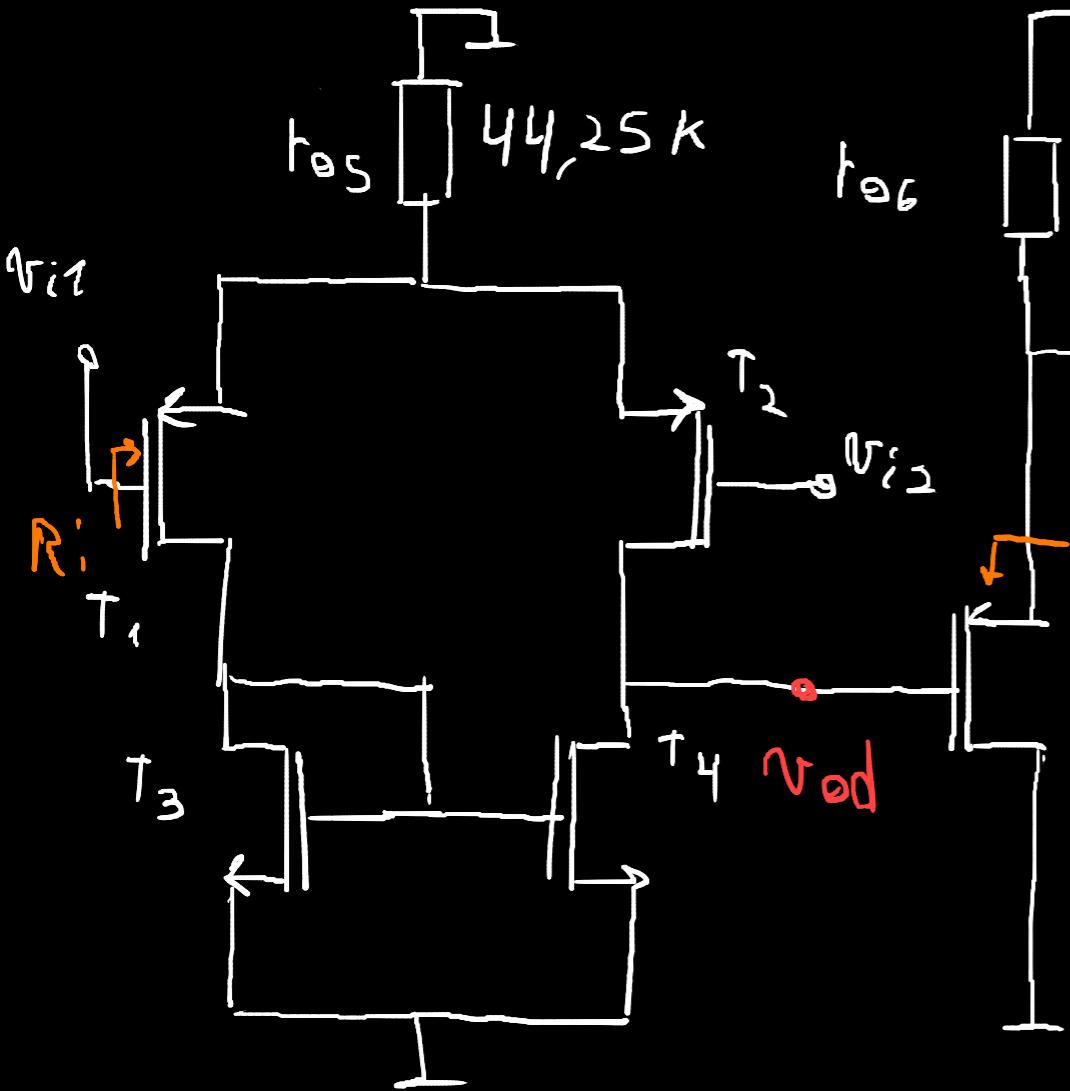
MOS

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_8
$I_D [\mu A]$	0,565	0,565	0,565	0,565	1,13
$V_{DS} [mV/V]$	2,1	2,1	2,1	2,1	0,9
$R_{ds} [k\Omega]$	177	177	177	177	88,5

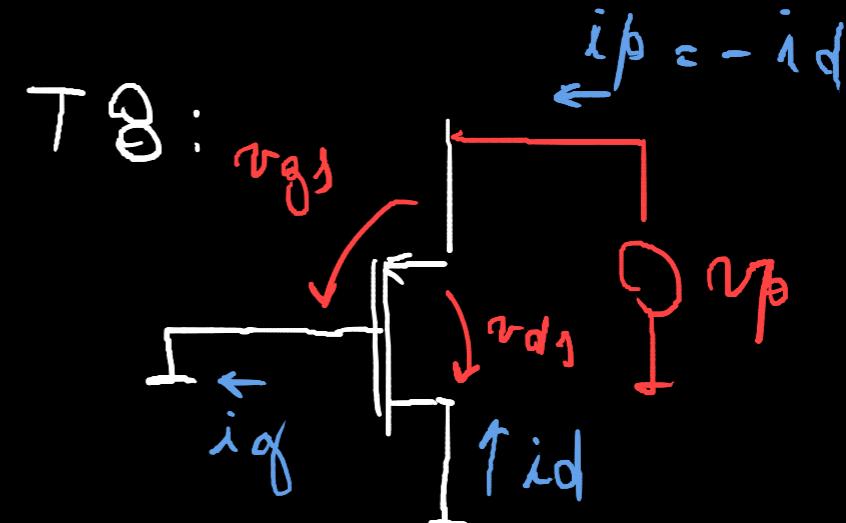
$$TBS \quad r_{o5,6,7} = 44,25 k\Omega$$

No me interesan el resto
de parámetros, xq' los r_o
están entre 2 tierras, no
aparecen en señal

Circuitos de señal:



$$R_o = r_{os6} // R_{os8}$$

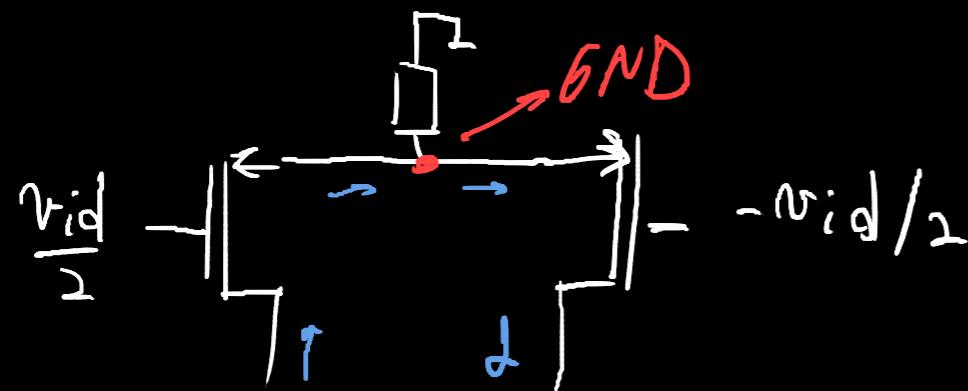


$$R_{os8} = \bar{v}_{pb}/i_p = -v_{gs}/-i_d = 1/g_m$$

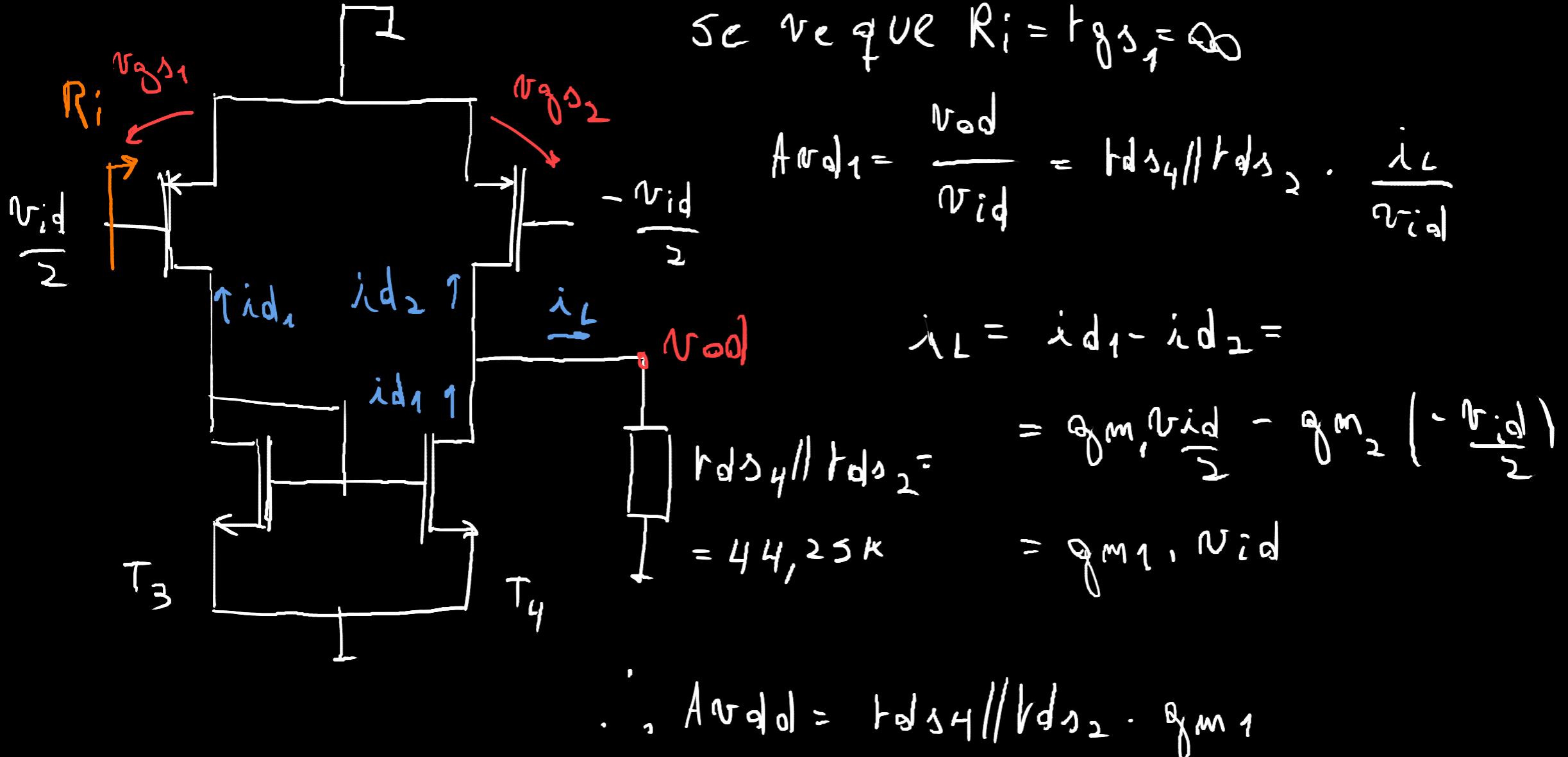
egs se lleva una corriente ig. el generador pone una corriente beta * ig para abajo. con la misma tensión tengo beta + 1 veces la corriente ig \Rightarrow $ROS8 = rgs/\beta = 1/gm$

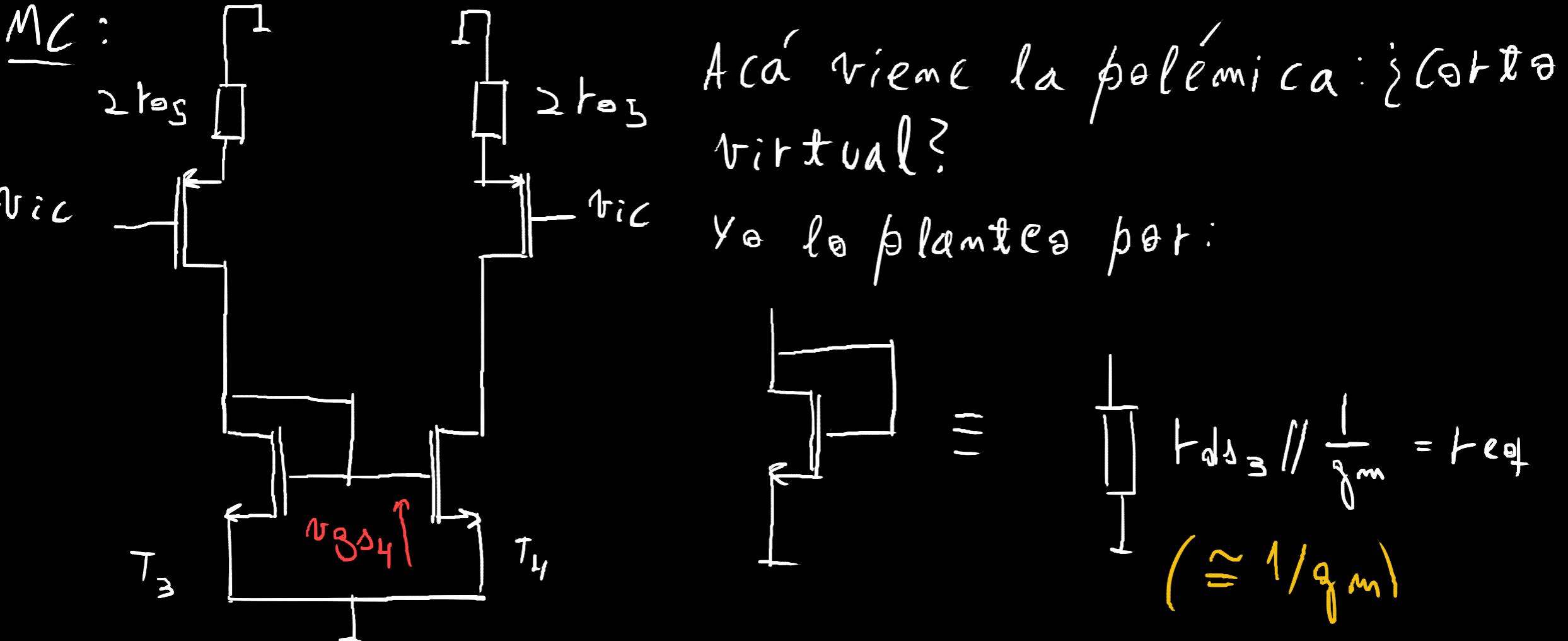
Cuestión: $R_o = r_{o6} \parallel \frac{1}{g_{m8}} \approx 1/g_{m8} = 1k\Omega$

$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = v_{i1} \rightarrow R_i$ se puede analizar en AD

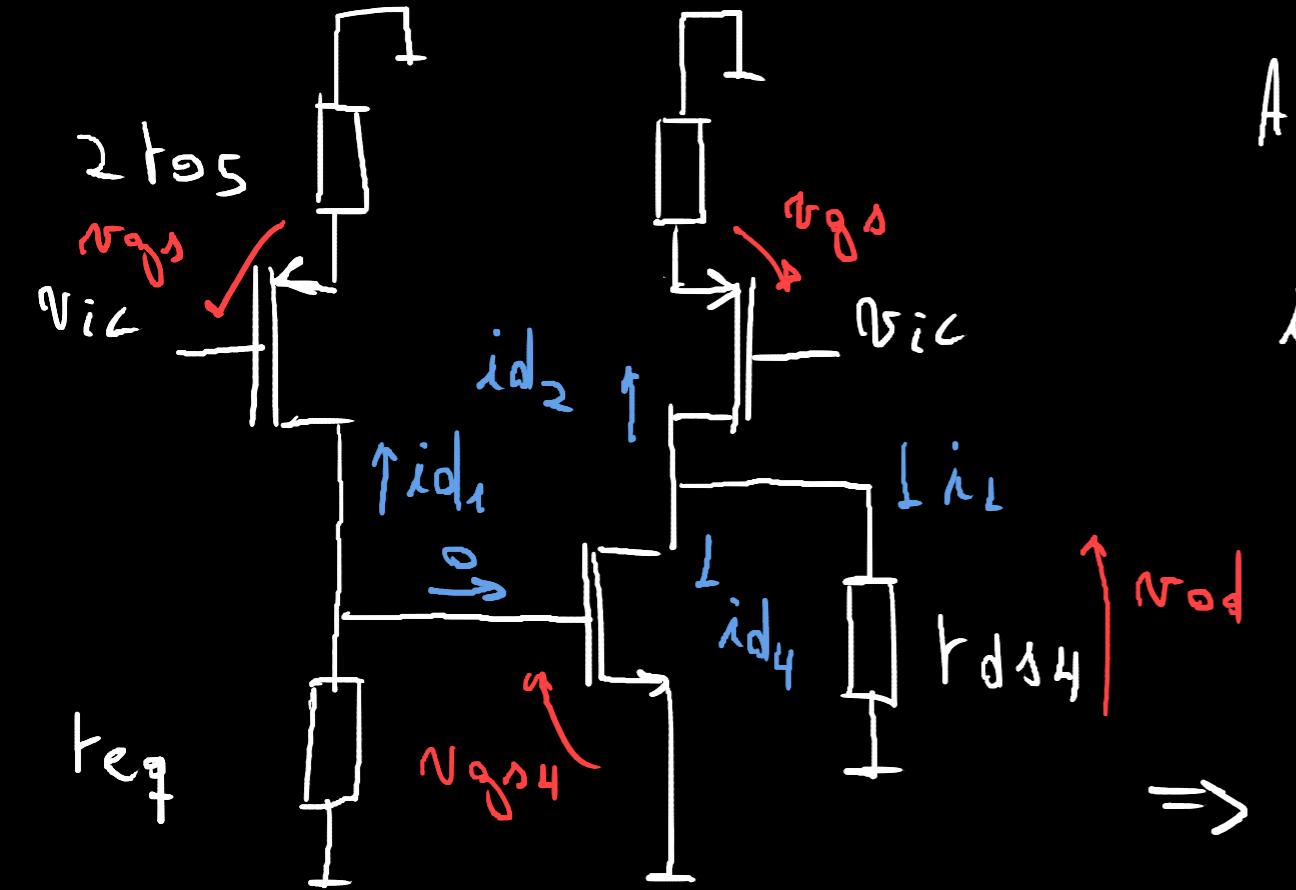


Circuitos diferenciales:





Queda lo siguiente:



$$A_{V_{od}} = V_{od} / V_{in} = r_{dd4} \cdot \frac{i_L}{V_{in}}$$

$$i_L = -(i_{d1} + i_{d2})$$

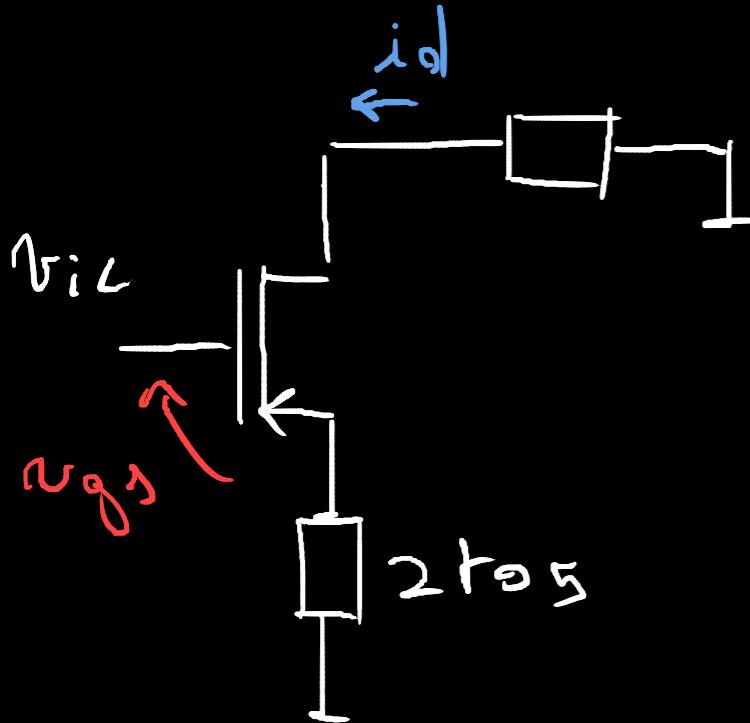
$$i_{d4} = g_m4 \cdot V_{gs4} = g_m4 \cdot -i_{d1} \cdot t_{eq}$$

$$\Rightarrow i_L = g_m4 \cdot t_{eq} \cdot i_{d1} - i_{d2}$$

$\rightarrow A_{V_{od}} = r_{dd4} \left(g_m4 \cdot t_{eq} \cdot \frac{i_{d1}}{V_{in}} - \frac{i_{d2}}{V_{in}} \right)$

+ transconductancia de las 2 ramas

Redibujos:



Nota: $2*t_05$ muestrea corriente y suma tensión, todo tiende a un amplificador de transconductancia ideal con:

$$g_m \text{ eq} = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot 2t_05} \approx \frac{1}{2t_05}$$

Nota 2: la aproximación de que $i_{d1} = i_{d2}$ no se puede hacer xq eso lleva a aproximar la ganancia por 0 cuando en realidad es (por ej) 0.0001
Para pasar de 0 a 0.0001 hay q multiplicar x inf, estoy cometiendo un error inf.

Esta aproximación sí se puede hacer.

$$\therefore \frac{i_{d1}}{v_{ic}} = \frac{i_{d2}}{v_{ic}} = \frac{1}{2t_05}$$

$$\rightarrow A_{NC} = \frac{1}{2t_{OS}} \cdot \left(g_{m4} \cdot \left(g_{mL1} \cdot t_{eq} - 1 \right) + \underbrace{\frac{1}{g_{m3} + t_{dS3}}}_{<1} \right)$$

$$t_{eq} = \frac{t_{dS3}/g_{m3}}{1/g_{m3} + t_{dS3}}$$

$$= \frac{t_{dS4}}{2t_{OS}} \left(g_{m4} \cdot \frac{t_{dS3}}{1 + g_{m3}t_{dS3}} - 1 \right) =$$

$$= \frac{177k}{2 \cdot 44,25k} \left(2,1 \frac{mA}{V} \cdot \frac{177k}{1 + 2,1 \frac{mA}{V} \cdot 177k} - 1 \right)$$

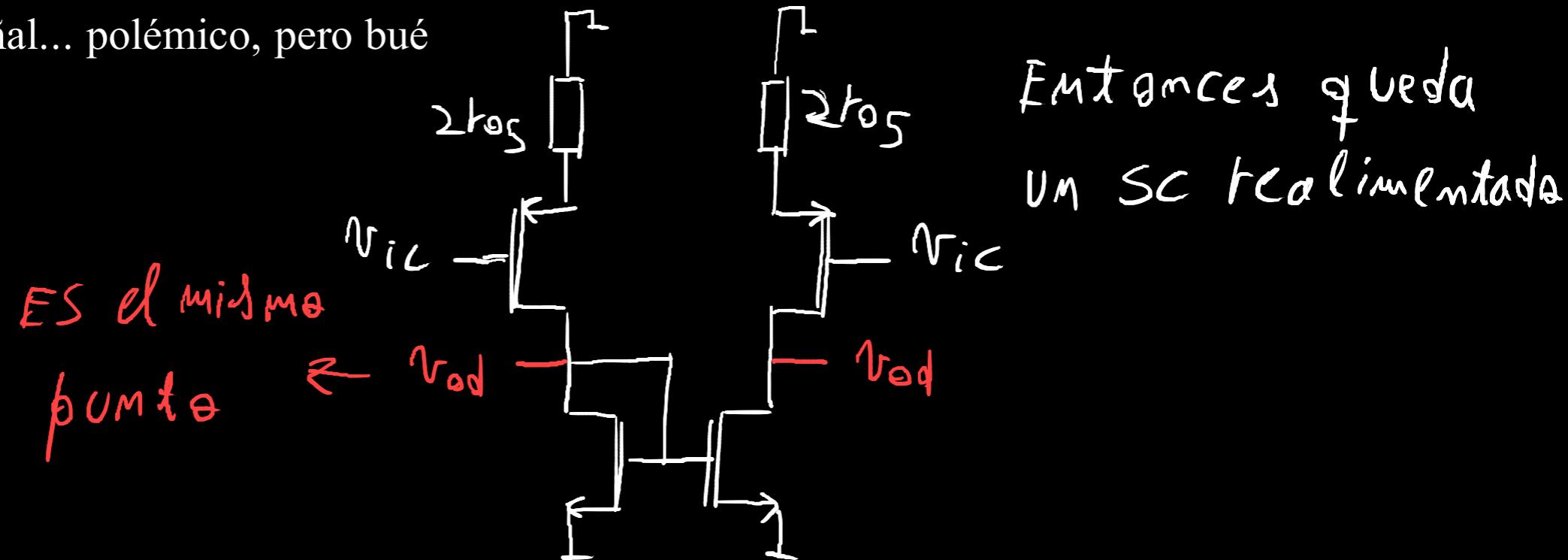
$$A_{NC} = -5,37 \cdot 10^{-3}$$

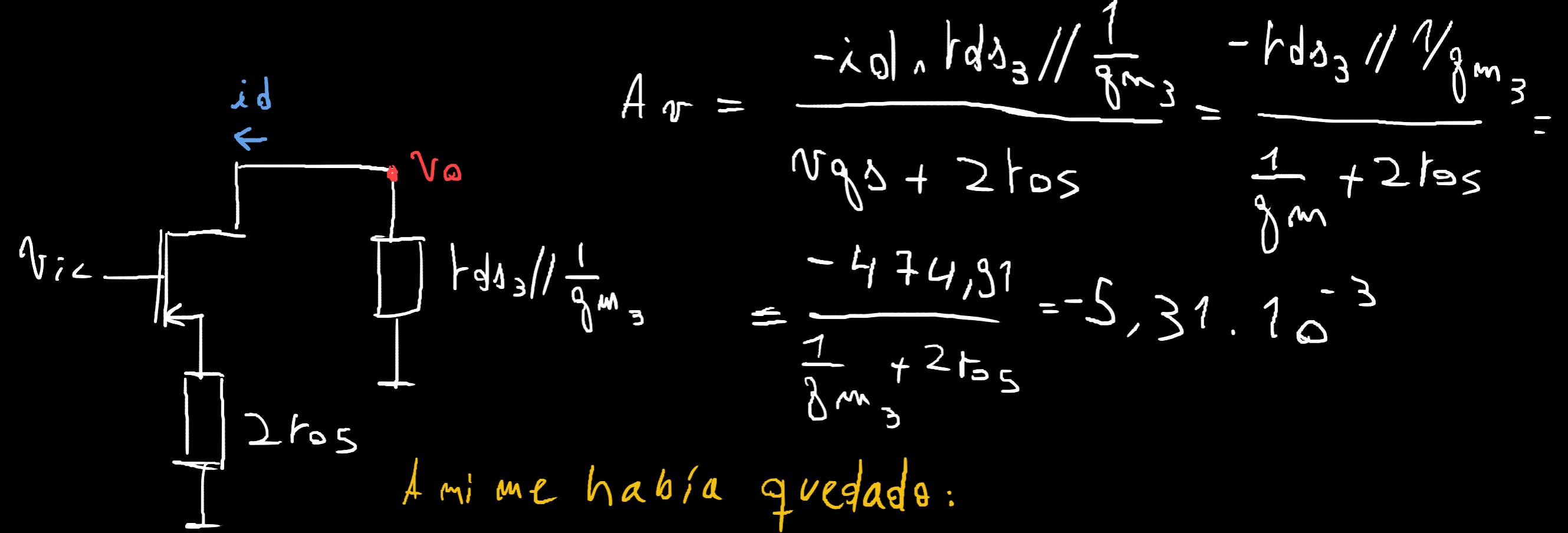
¿ESTÁ BIEN ESTE PROCEDIMIENTO?
+ TIENEN Q' SER PUNTOS VIRTUALES?

Según una de las ruedas de la pandemia la cosa sería así:
(10/21/2021, PD - VIII)

Si las ramas del A.D. son simétricas y meto una tensión común, ambas ramas varían de la misma forma (VDS1 y VDS2 varían de la misma forma), por lo que las tensiones de los sources varían de la misma forma

De ahí saltamos a señal... polémico, pero bué





$$A_{VIc} = \frac{-1}{2r_{os}} \cdot r_{ds4} \left(1 - \frac{r_{ds3} \cdot g_m4}{1 + g_m3 r_{ds3}} \right) = \begin{cases} g_m3 = g_m4, r_{ds3} = r_{ds4} = r_{ds} \\ \frac{1}{g_m} \end{cases}$$

$$= \frac{-1}{2t_{OS}} \cdot r_{DS} \left(\frac{1 + g_m t_{DS} - g_m t_{OS}}{1 + g_m r_{DS}} \right) = \frac{-1}{2t_{OS}} \cdot \frac{r_{DS}}{1 + g_m r_{DS}} =$$

$$= \frac{-1}{2t_{OS}} \cdot \frac{1}{\cancel{\frac{1}{r_{DS}} + g_m}} = \frac{-1/g_m}{2t_{OS}}$$

$$\frac{1}{r_{DS}} \ll g_m \rightarrow \text{equivale a } 1 \ll g_m r_{DS}$$

Pero si la asumida
entraida obtenga
 $A_{V1C} = 0$ (??)

No me gustó. Consultar

$$\text{Si } q_0: A_{M1d} = g_m r_{ds1} / (r_{ds1} + g_m r_{ds2}) \\ = g_m \frac{r_{ds1}}{2}$$

$$A_{V1C} = \frac{-1}{2r_{ds}} \cdot \frac{r_{ds}}{1 + g_m r_{ds}}$$

Ambas amplitudes son amplificadas por la etapa de salida del igual manera, así que la RRMC de todo el circuito es la RRMC de P.D.

$$RRMC = \frac{\frac{g_m r_{ds1}}{2}}{\underbrace{r_{ds}}_{\sum r_{ds} (1 + g_m r_{ds})}} = g_m \cdot 2 r_{ds} \cdot (1 + g_m r_{ds})$$

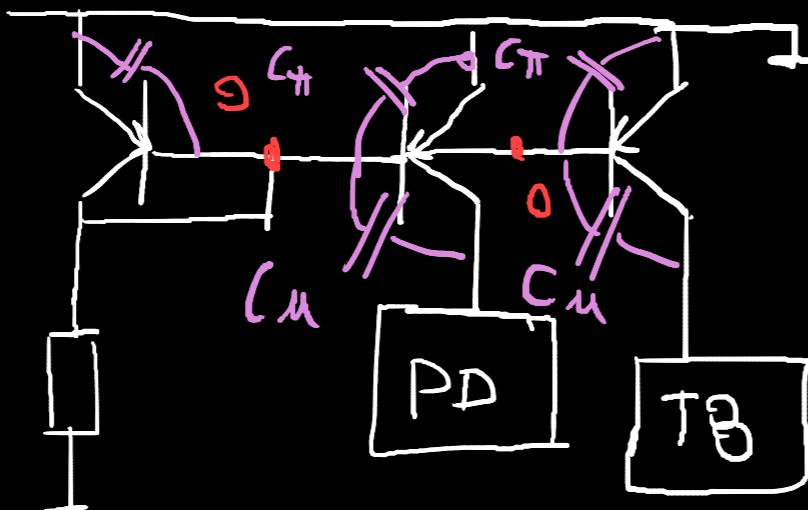
$$RRMC_{dB} = 20 \log (g_m 2 r_{ds} (1 + g_m r_{ds})) = 20 \log \left[2,1 \frac{mA}{V} \cdot 88,5k \cdot (1 + 2,1 \frac{mA}{V} \cdot 177k) \right]$$

$$= 36 \text{ dB} \rightarrow 100,000 \text{ veces}$$

c) Obtener el valor aproximado de f_h para Avs. 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.

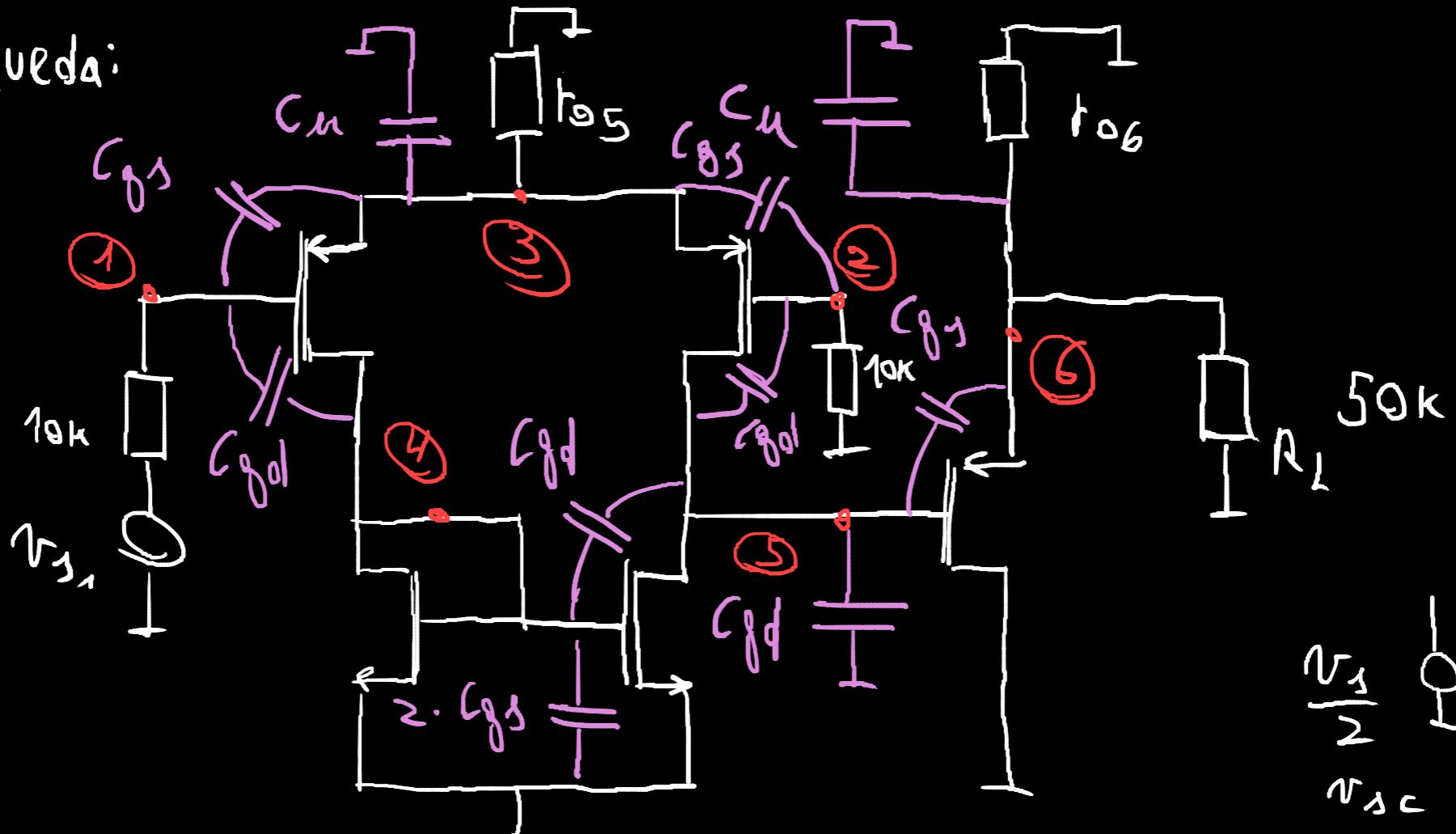
DUDA: ¿Qué pasa con los capacitores de la FES?

En señal:



→ Los C_{pi} quedan entre 2 tierras, pero los C_m NO

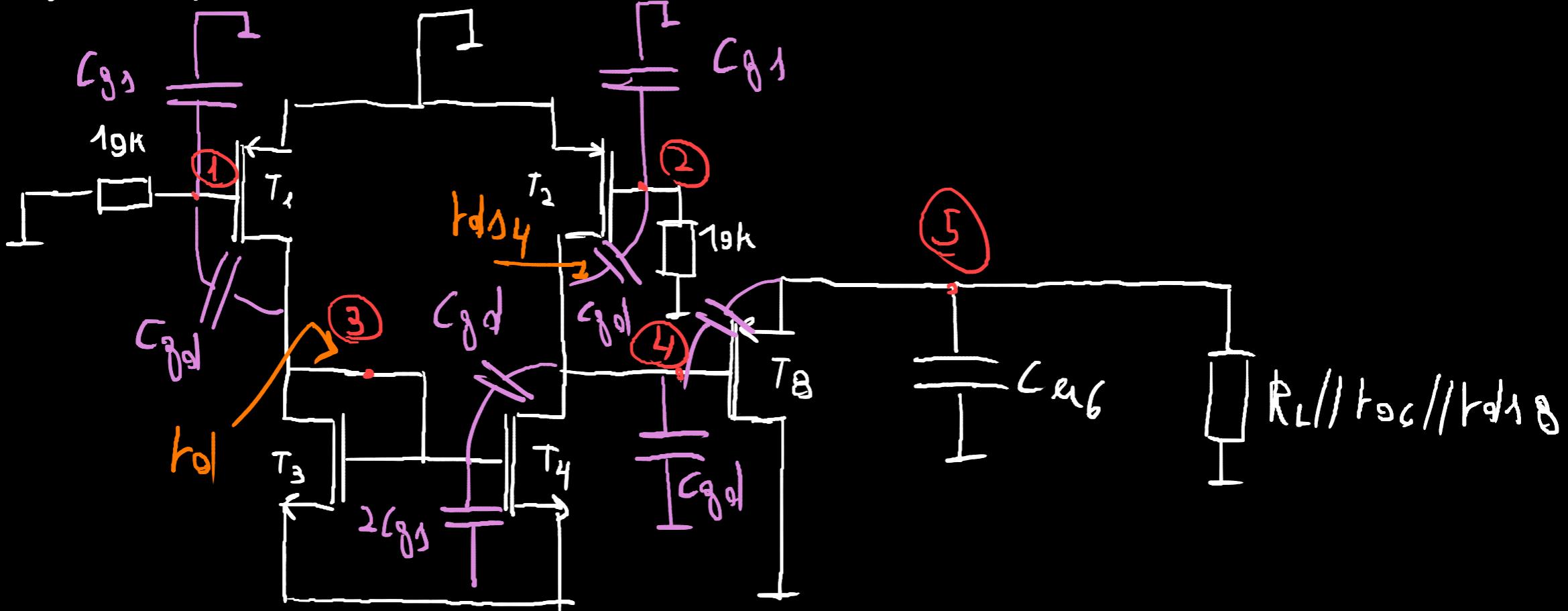
En decimal se queda:



$$\frac{V_1}{2} \quad n_{sc} \quad -\frac{V_1}{2}$$

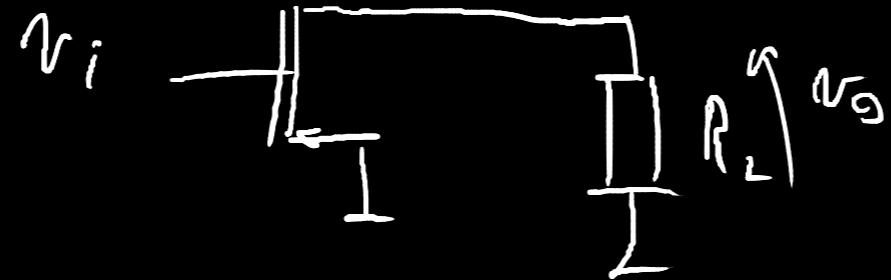
$V_{jd} = V_{S1} - V_{S2} = V_{S1}$ → excitar desde un solo lado es una entrada
→ puesta en GND virtual
diferencial

Redistribución: (usando pasivos r_s)



Ganancia de un SC:

$$C^* = C(1 - A_V)$$



$$A_V = \frac{-i_d R_L}{V_{GS1}} = -g_m R_L$$

$$R_{ds} = 177k$$

Nodo 1: capacitores: $C_{GS} + C_{GD}^*$, C_{GD}^* es chico xq la carga es chica. $R = 10k$

Nodo 2: $C_{GS} + C_{GD}^*$. Ahora C_{GD} reflejado es grande xq la carga es r_{ds4} . $R = 10k$ otra vez

Nodo 3: C_{GD} se refleja con $A_V = 0 \Rightarrow$ tengo $C = 2 * C_{GS} + C_{GD1} + C_{GD4}^*$

C_{GD4}^* se refleja como un SC con carga r_{ds2} , bastante grande.

Pero, se descarga sobre r_d . hmm... Capacitor grande, pero resistencia chica ¿quién gana?

Nodo 4: $C_{GD2,4}$ se reflejan iguales. C_{GS8} se va a reflejar con la ganancia del seguidor, es despreciable
 $C = 3 * C_{GD}$, $R = r_{ds4}/r_d$ \Rightarrow resistencia muy grande, pero capacidad muy chica

Nodo 5: $C = C_{mu}$, $R = 1/gm \Rightarrow$ resistencia y capacidad chica $\Rightarrow N5$ NO domina

Aproximaciones

Considerando $gm = 2,1\text{mA/V}$ y $rds = 90\text{k} \Rightarrow$ las ganancias son $-gm * rds = -180$

Cgs es 8 veces más grande que Cgd , desprecio eso

Una resistencia de 10k es chica comparada con las de 90k

Nodo 1: $C = Cgs$, $R = 10\text{k} \rightarrow$ No ES(gana N2) *temazo q' buscar el R.C*
Nodo 2: $C = 180 * Cgd$, $R = 10\text{k}$ *máu grande*

Nodo 3: $C = Cgd * 180$, $R = 1/gm = 500 \rightarrow$ No es(gana N2)

Nodo 4: $C = 3 * Cgd$, $R = 90\text{K} \rightarrow$ No es (N2 tiene una R 3 veces más chica
pero una C 60 veces más grande)
∴ N2 es el dominante

La diferencia de órdenes de magnitud es mayor en los capacitores que en las resistencias (por el reflejo)
Digo, las R varían entre 10K y 90K (1 orden, si querés)

Los C's varían entre 0.5p y 180*0.5p \Rightarrow 2 órdenes y un poquito más.

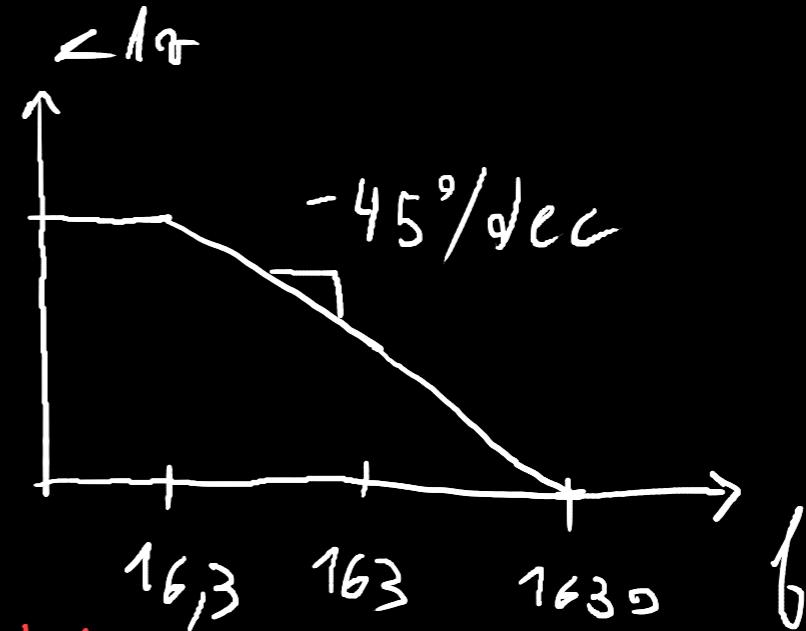
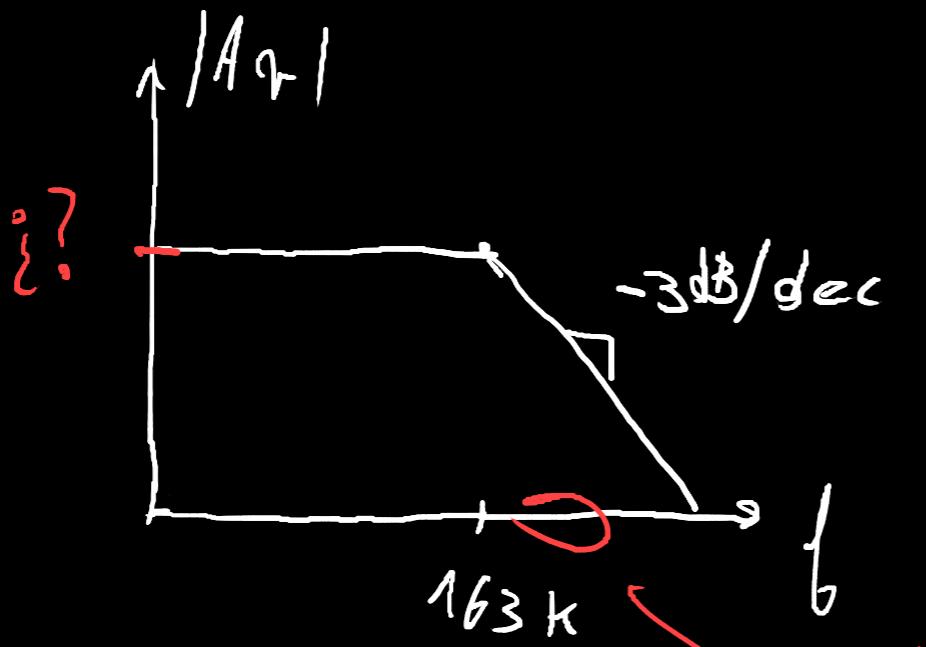
Ponele CONSULTAR si está bien ¿Alguma otra simplificación?

$$C_{gds_2}^* = \left(1 + g_{m2} \cdot r_{ds4} // r_{ds2} \right) C_{gs2} = \left(1 + 2,1 \frac{mA}{V} \cdot 88,5k \right) 0,5\text{pF} = 33,43\text{pF}$$

$$C_{N_2} = C_{gs} + C_{gds_2}^* = 37,43\text{pF} \quad R_{N_2} = 10k$$

$$\therefore f_h = \frac{1}{2\pi R_{N_2} \cdot C_{N_2}} = 163,4\text{kHz}$$

Bode:



en *escaladas*

aquí podría haber polos y ceros, así que
no sé bien qué pasa

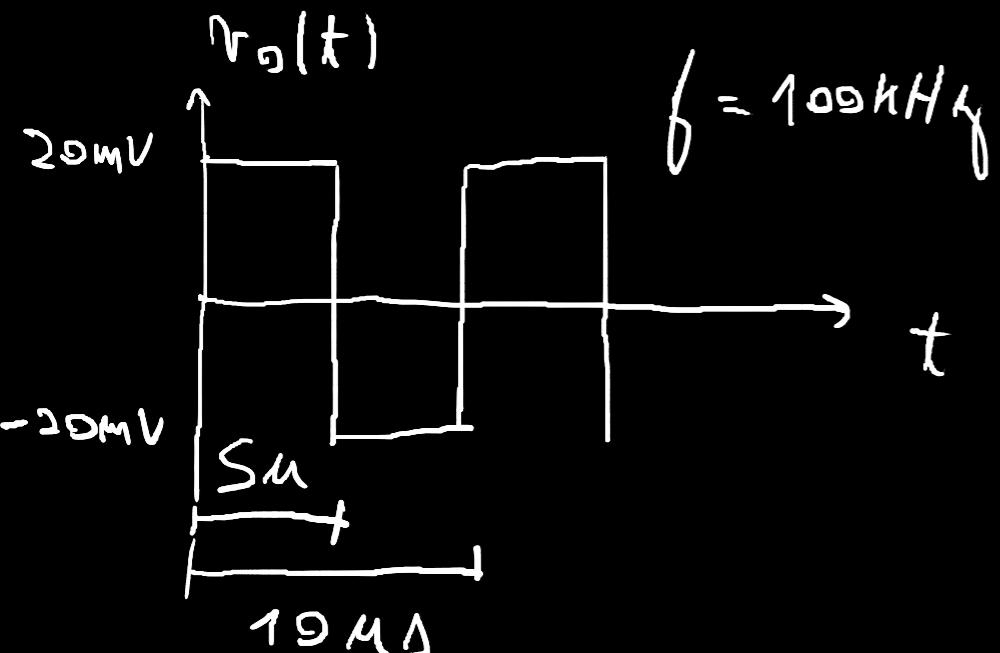
d) Definir y obtener el Rango de Modo común.

Rango de tensiones de entrada común para el cual los transistores se mantienen en SAT(MOS) o MAD(TBJ)

DSP lo completo. El problema está en T1-T2 y el la FES. Guarda xq son PMOS y PNP

- e) Siendo $v_s(t)$ una señal cuadrada de $\pm 20 \text{ mV}$ y 100 kHz , dibujar la $v_o(t)$ indicando valores extremos y medio. ¿Cómo varía su forma si el amplificador tuviese un slew rate de $2 \text{ V}/\mu\text{s}$? Justificar.

¿Slew rate?



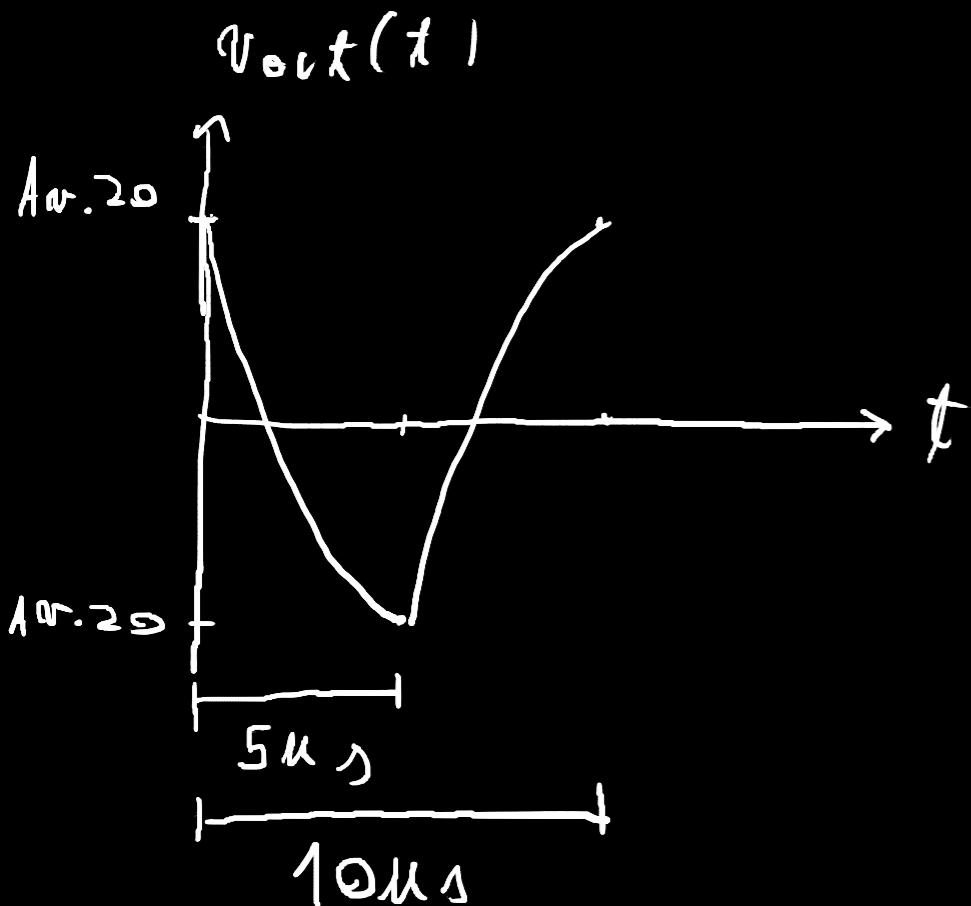
Para esta frecuencia el amplificador se comporta más como un pasa bajos

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_p} = 1 \mu\text{s}$$

Los atenuadores son $100k, 200k, 300k, \dots$



Potencia del polo

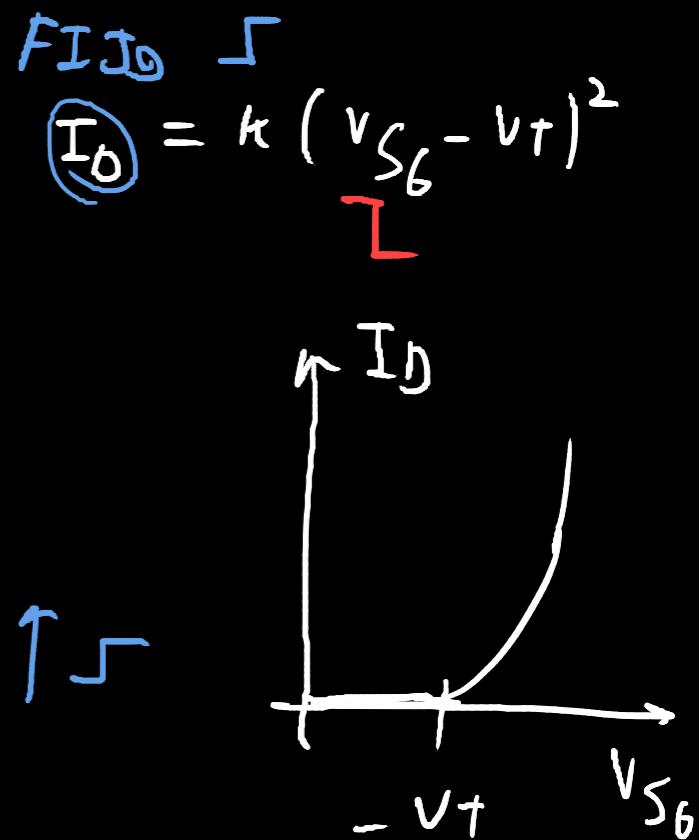
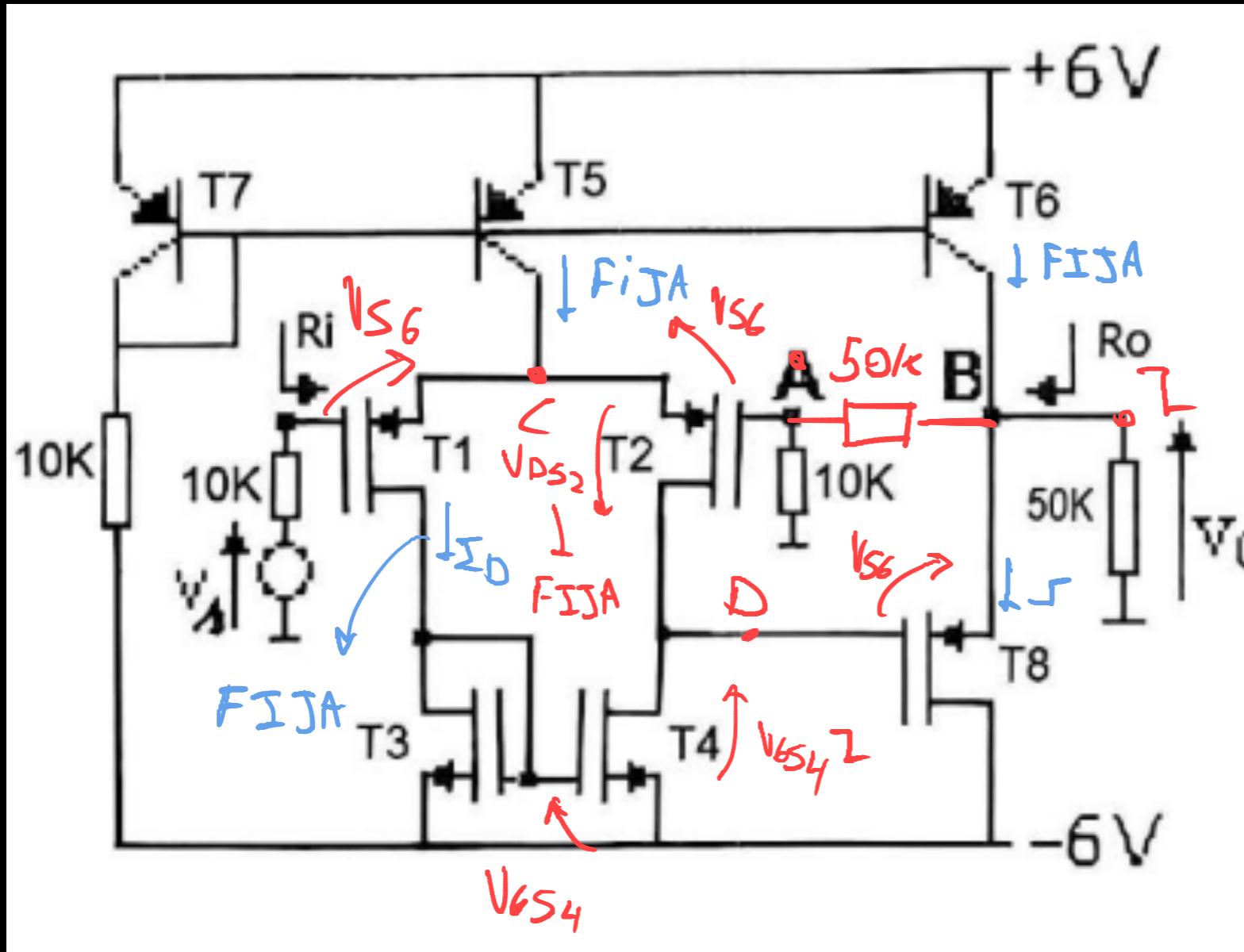


$$e^{-t/\tau} \rightarrow \frac{d}{dt} -\frac{1}{\tau}$$

¿Algo más?

¿Algo de la pendiente?

- f) 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?

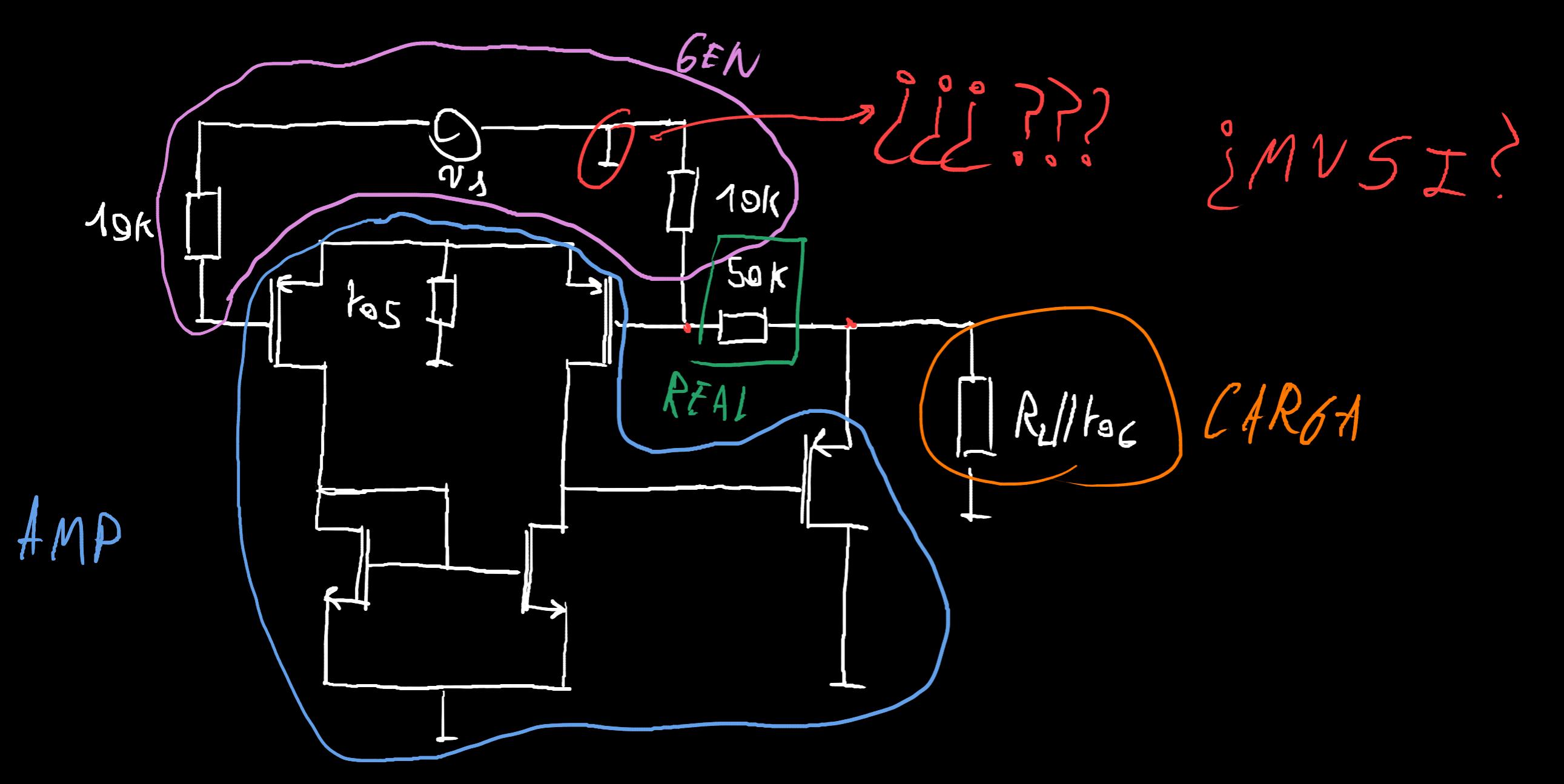


Los componentes X'ambas forman las siguientes fijan la FI

Si $k \Sigma \rightarrow V_{S6} \Sigma \rightarrow V_C \Sigma \rightarrow V_D \Sigma \rightarrow V_{S6g} \Sigma \rightarrow I_{S8} \Sigma$
(Vos FI SA)

$\rightarrow V_B \Sigma \rightarrow V_A \Sigma \rightarrow V_{S6} \Sigma \rightarrow$ Estabiliza

En general:



$$v_{i1} \quad F \quad v_{i2} = \frac{v_{id}}{2} \quad -\frac{v_{id}}{2} = \frac{v_{i1}}{2} \quad -v_{i1}/2$$

v_{ic}

$$v_{id} = v_{i1}$$

$$v_{ic} = \frac{v_{i1}}{2}$$

$$v_{i1/2}$$

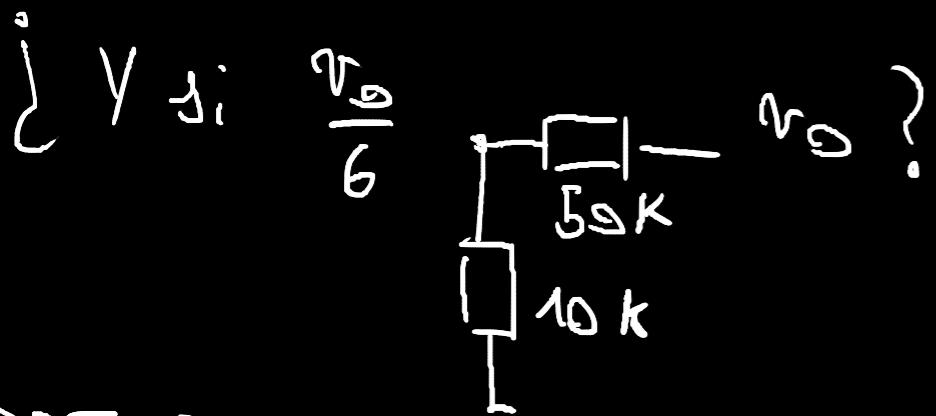
10k

AMP

Real 10k

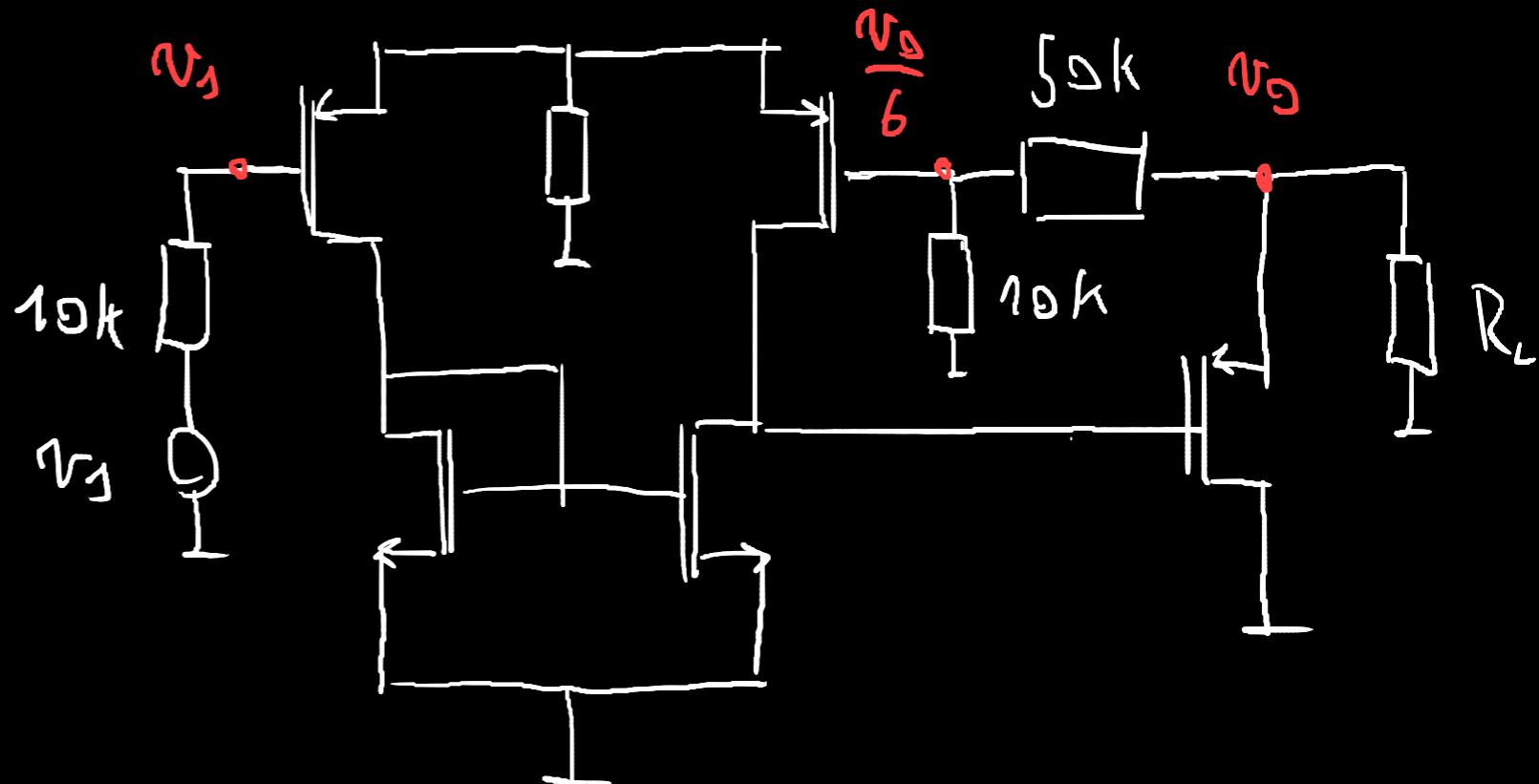
R_L

CONSULTAR



DDT (8mA)

realisiert mit

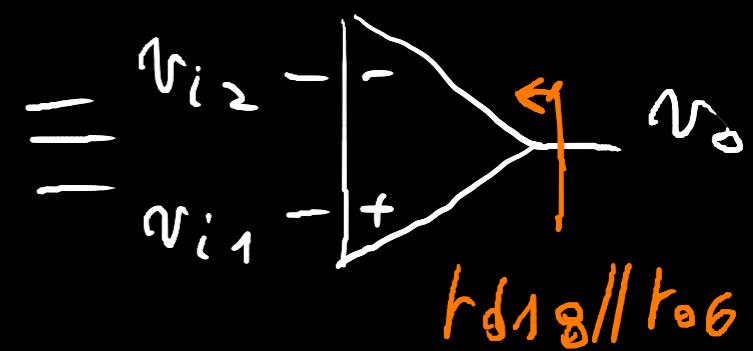
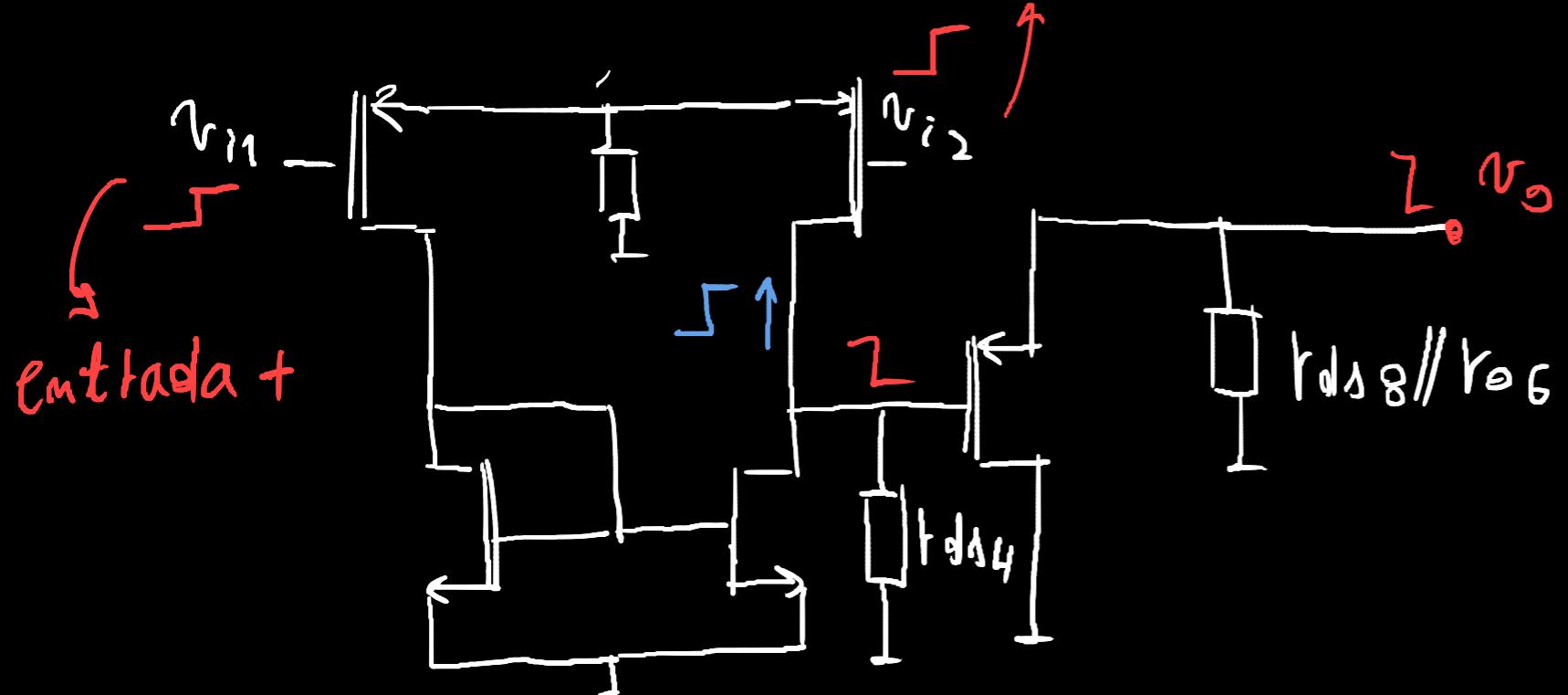


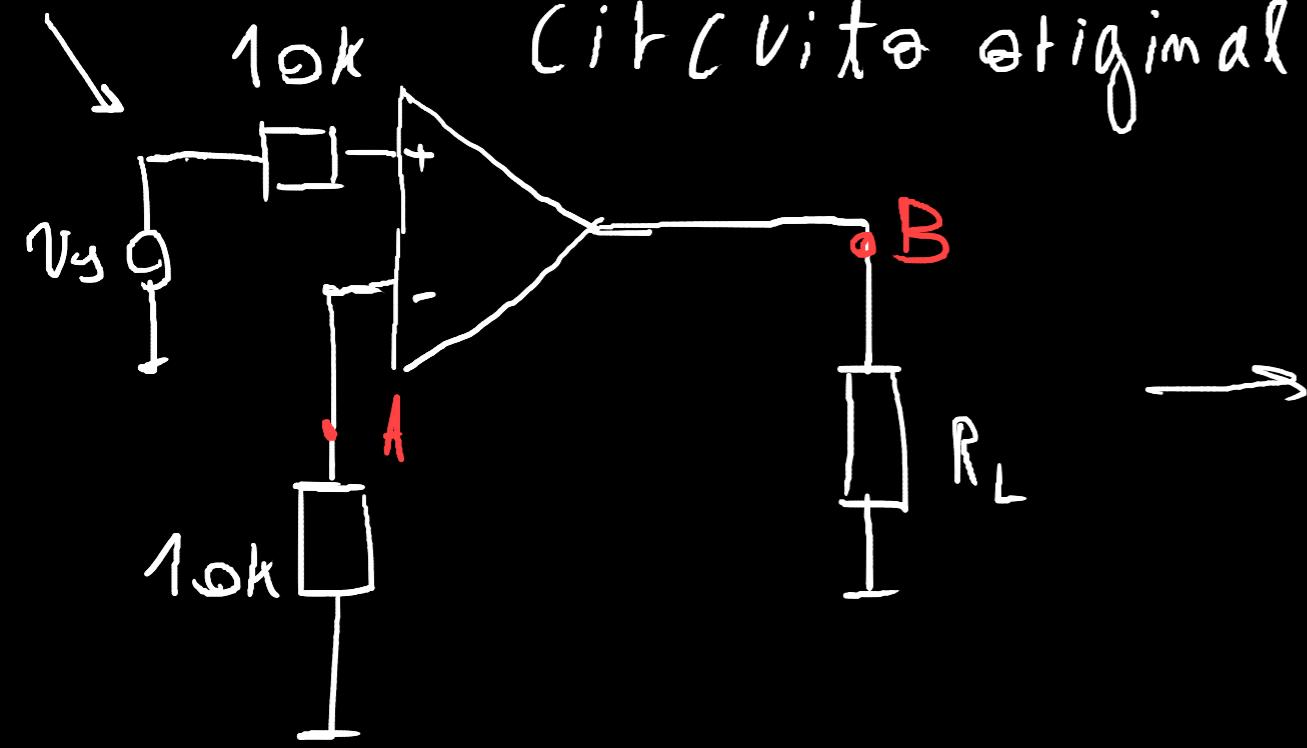
$$\text{Abheben: } V_{id} = V_S1 - V_0/6$$

$$V_{ic} = \frac{V_S1 + V_0/6}{2}$$

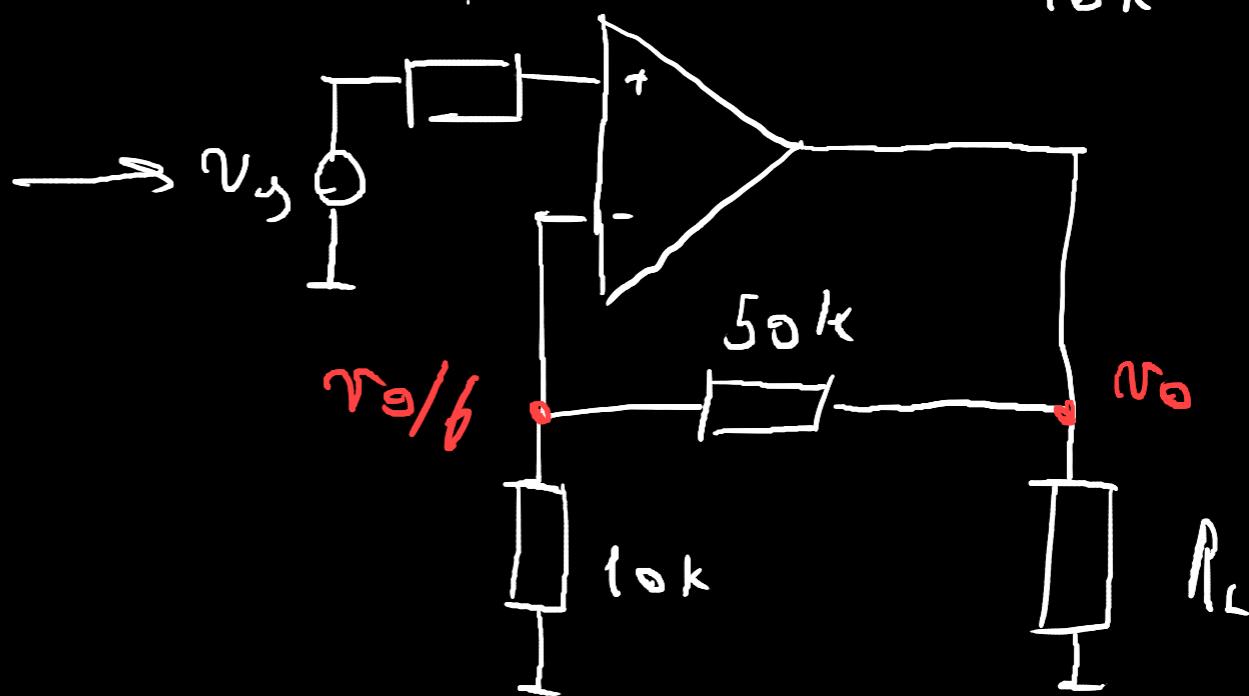
Tal vez lo pueda pensar así:

Entrada -





$$A_v \rightarrow 1 + \frac{50k}{10k}$$



$$k_f = \frac{10k}{10k + 50k} = 1/6$$

OPAMP no invertor