

Problema 2 (33 ptos):

- a) El circuito de la Figura 1 es un espejo de corriente tipo Wilson. Determine para el mismo:
 - i. Cuál es la entrada y cuál es la salida de corriente. Justifique.
 - ii. El error relativo en la copia debido a β finito
 - iii. La impedancia de salida del espejo considerando V_A finito.
- b) El espejo Wilson se utiliza en la fuente auto-polarizada de la figura 2. Determine el valor de la corriente I_{OUT} a 25C y a 125C.
- c) Las fuentes de corriente auto-polarizadas, tal como la de la Figura 2, pueden tener problemas de arranque.
 - i. Describa en que consiste el problema y por qué sucede.
 - ii. Se dispone de una señal digital que genera un pulso de ancho finito luego que la alimentación llega a su valor nominal. Modifique el circuito para utilizar esta señal y garantizar el arranque de la fuente al punto de operación deseado.

Datos:

- PNP: $Q1=Q2=Q3$
- NPN: $Q5=Q6$, El área de juntura BE de $Q4$ es N veces mayor que $Q5$, con $N=8$.
- V_A y β se pueden considerar infinitos, excepto donde se indica lo contrario.
- $R=2.7\text{ k}\Omega$, no varía con la temperatura.

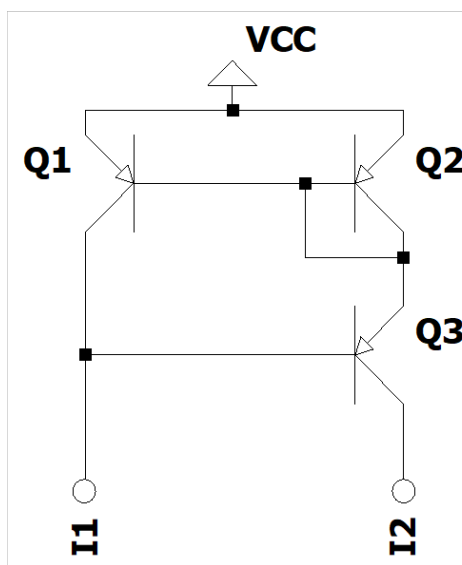


Figura 1

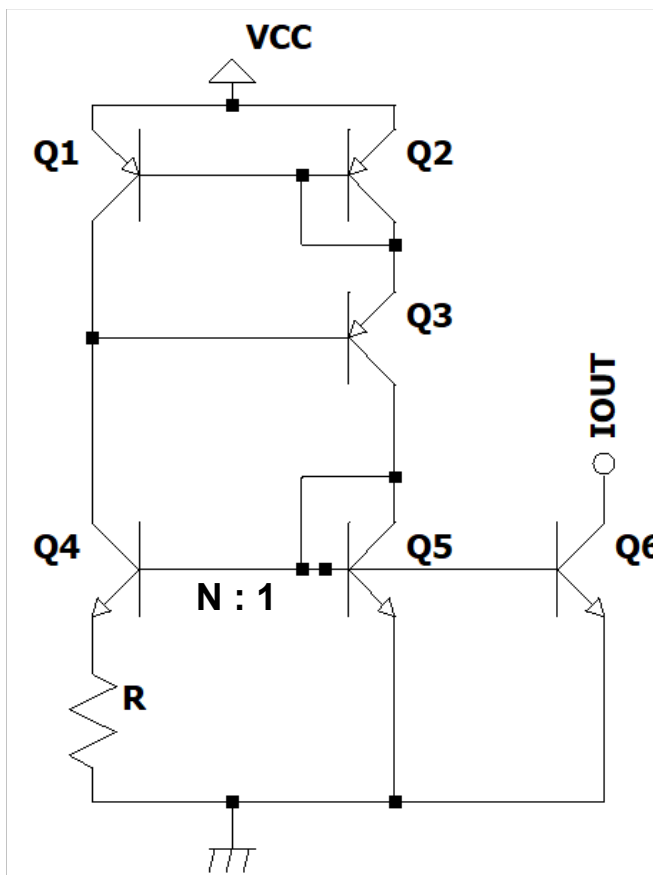


Figura 2

Problema 3 (33 ptos):

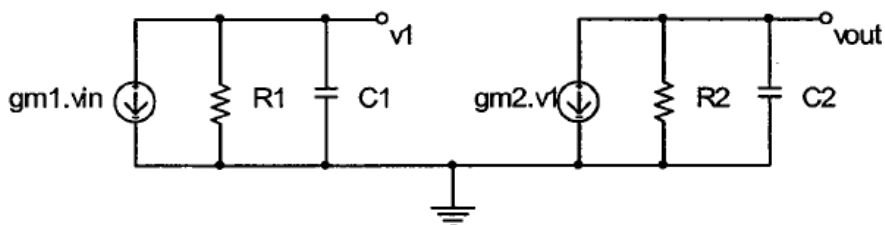
Se tienen dos versiones de valores de componentes para el circuito equivalente de un amplificador como el que se muestra en la figura.

- a) Indicar para cada versión, fundamentando claramente las razones, si el margen de fase será mayor o menor a 45°.
- b) En el caso que sea menor a 45°, indicar donde conectaría una capacidad de compensación de Miller C_f para compensarlo, y determinar el valor de esta capacidad para tener un margen de fase aceptable.

Recordar que, en la compensación de Miller, la transferencia de lazo abierto está dada aproximadamente por:

$$A(\omega) = \frac{gm_1 gm_2 R_1 R_2 (1 - j\omega/\omega_Z)}{(1 + j\omega/\omega_{P1})(1 + j\omega/\omega_{P2})}$$

donde $\omega_{P1} = \frac{1}{gm_2 C_f R_1 R_2}$ $\omega_{P2} = \frac{gm_2 C_f}{C_1 C_2 + C_f (C_1 + C_2)}$ $\omega_Z = \frac{gm_2}{C_f}$



Componente	Versión 1	Versión 2
gm1	0.38 mA/V	0.38 mA/V
R1	800 kΩ	80 kΩ
C1	2 pF	20 pF
gm2	3.8 mS	3.8 mS
R2	8.7 kΩ	870 Ω
C2	18 pF	18 pF

Problema 1

a)

$$\beta = \beta_1 = \beta_2 = \frac{W_1}{L} \cdot \mu_p C_{ox} = \frac{5 \mu\text{m}}{1 \mu\text{m}} \cdot 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2} = 1 \text{mA/V}^2 \Rightarrow \beta = 1 \text{mA/V}^2$$

$$\beta_3 = \beta_4 = \frac{W_3}{L} \cdot \mu_n C_{ox} = \frac{1 \mu\text{m}}{1 \mu\text{m}} \cdot 1 \text{mA/V}^2 = 1 \text{mA/V}^2 \Rightarrow \beta_3 = \beta_4 = \beta$$

$$\beta_5 = \frac{W_5}{L} \cdot \mu_n C_{ox} = M \cdot \frac{W_3}{L} \cdot \mu_n C_{ox} = 4 \times \frac{1 \mu\text{m}}{1 \mu\text{m}} \cdot 1 \text{mA/V}^2 = 4 \text{mA/V}^2 = 4\beta$$

$$\beta_6 = \beta_5$$

$$\beta_7 = \beta_8 = \frac{W_8}{L} \cdot \mu_p C_{ox} = \frac{20 \mu\text{m}}{1 \mu\text{m}} \cdot 200 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2} = 4 \text{mA/V}^2 = 4\beta$$

$$\Rightarrow \beta_{1-4} = \beta$$

$$\Rightarrow \beta_{5-8} = 4\beta$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_1/2 \Rightarrow I_{D1-4} = I_1/2$$

$$I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = M \cdot I_1/2 = 4 I_1/2 = 2 I_1 \Rightarrow I_{D5-8} = 2 I_1$$

Por un lado $I_{D1} = \frac{\beta}{2} (V_{GS1} - V_{to})^2$, con $I_{D1} = I_1/2$

Por otro lado $I_{D5} = \frac{4\beta}{2} (V_{GS5} - V_{to})^2$, con $I_{D5} = 2 I_1$. Por tanto todos

los transistores tienen mismo $V_{GSn} = V_{SGP} = \sqrt{\frac{I_1}{\beta}} + V_{to} = \sqrt{\frac{0,8 \text{mA}}{1 \text{mA/V}^2}} + 0,9 \text{V}$

$$\Rightarrow V_{GSn} = V_{SGP} = 1,7 \text{V} \quad \text{y} \quad (V_{GSn} - V_{to}) = (V_{SGP} - V_{to}) = 0,9 \text{V}$$

$$f_T = \frac{G_m}{2\pi C_L}$$

$$G_m = M \cdot g_{m1,2}, \quad M=4$$

$$g_{m1,2} = \sqrt{2\beta \cdot \frac{I_1}{2}} = \sqrt{\beta I_1} = \sqrt{1 \text{mA/V}^2 \cdot 0,8 \text{mA}} = 0,89 \text{mA/V}$$

$$\Rightarrow G_m = 3,6 \text{mA/V}$$

$$\Rightarrow f_T = \frac{3,6 \text{mA/V}}{2\pi \cdot 20 \text{pF}} = 29 \text{MHz} \Rightarrow f_T = 29 \text{MHz}$$

$$G = \frac{v_{out}}{v_1 - v_2} = -G_m \cdot r_{o6} || r_{o8}$$

$$r_{o6} = r_{o8} = \frac{V_A}{I_{D6}} = \frac{V_A}{2 I_1} = \frac{50 \text{V}}{2 \cdot 0,8 \text{mA}} = 31 \text{k}\Omega \Rightarrow r_{o6} || r_{o8} = 16 \text{k}\Omega$$

$$\Rightarrow G = -3,6 \text{mA/V} \cdot 16 \text{k}\Omega = -58 \text{V/V}$$

$$\Rightarrow G = -58 \text{V/V}$$

$$SR = \frac{M \cdot I_1}{C_L} = \frac{4 \times 0,8 \text{mA}}{20 \text{pF}} = 160 \text{V}/\mu\text{s} \Rightarrow SR = 160 \text{V}/\mu\text{s}$$

$$OSW = (V_{DD} - V_{SDSATB} ; V_{DSSAT6} + V_{SS}) \Rightarrow OSW = (4,1V ; -4,1V)$$

$$V_{SDSATB} = V_{DSSAT6} = V_{GS6} - V_{to} = 0,9V$$

$$V_{DD} = 5V \quad | \quad V_{SS} = -5V$$

ICMR:

$$V_{DD} - V_{Imin} - V_{SG1,2} > V_{CM} \Rightarrow 5V - 1V - 1,8V > V_{CM} \Rightarrow V_{CM} < 2,2V$$

$$V_{SDSAT1,2} < (V_{CM} + V_{SG1,2}) - (V_{SS} + V_{GS3,4}) \Rightarrow V_{SDSAT1,2} < V_{CM} - V_{SS} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{SG1,2} - V_{to} < V_{CM} - V_{SS} \Rightarrow V_{CM} > V_{SS} + V_{SG1,2} - V_{to} = -5V + 0,9V = -4,1V \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{CM} > -4,1V$$

$$ICMR = (-4,1V ; 2,2V)$$

b) $C_L = 30pF$, $G > 32dB$, $SR > 120V/\mu s$, I_1 mínima.

$$G = -G_m \cdot r_{o6} || r_{o8} = -4 \cdot g_{m1,2} \cdot r_{o6} || r_{o8}$$

$$g_{m1,2} = \sqrt{\beta I_1}$$

$$r_{o6} || r_{o8} = \frac{r_{o6}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_A}{2I_1} = \frac{V_A}{4I_1}$$

$$\Rightarrow G = -4 \cdot \sqrt{\beta I_1} \cdot \frac{V_A}{4I_1} = -\sqrt{\frac{\beta}{I_1}} \cdot V_A$$

$\Rightarrow G = -\sqrt{\frac{\beta}{I_1}} \cdot V_A \Rightarrow$ menor I_1 implica mayor G . No condiciona la minimización de I_1 .

$$SR = \frac{M \cdot I_1}{C_L}$$

$$SR > 120V/\mu s$$

$$\Rightarrow \frac{M \cdot I_1}{C_L} > 120V/\mu s \Rightarrow I_1 > 120V/\mu s \cdot \frac{C_L}{M} = \frac{120V/\mu s \cdot 30pF}{4} \Rightarrow$$

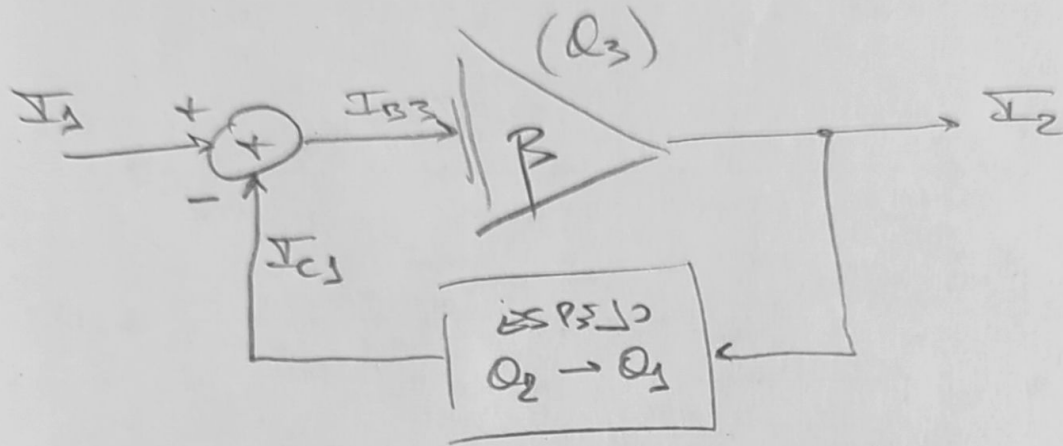
$$\Rightarrow I_1 > 0,9mA$$

$$Si \quad I_1 = 0,9mA \Rightarrow G = -\sqrt{\frac{1mA/V^2}{0,9mA}} \cdot 50V = -52,7V/V \Rightarrow G_{dB} = 34,4dB > 32dB.$$

Elegimos $I_1 = 0,9mA$.

2

(a)(i) El espejo Wilson es un circuito que copia corriente de I_1 hacia I_2

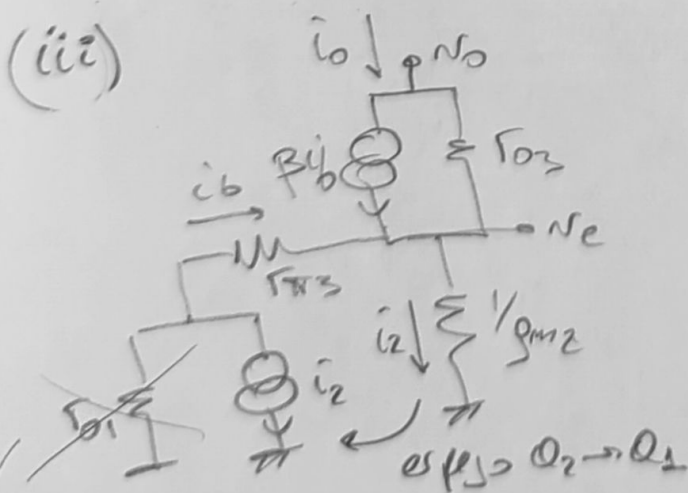


(ii)
$$\frac{I_{C3}}{I_2} = \frac{I_{C3}}{I_{E3}} \cdot \frac{I_{B3}}{I_2} \Rightarrow \frac{I_{C3}}{I_2} = \frac{\beta+1}{\beta+2} \leftarrow \text{Feedback}$$

espejos $\frac{\beta}{\beta+2}$ $\frac{I_{B3}}{I_{C3}} = \frac{\beta+1}{\beta}$

$$\Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = \frac{\beta}{1 + \beta \left(\frac{\beta+1}{\beta+2} \right)} \quad \epsilon = \left| 1 - \frac{I_2}{I_1} \right|$$

$$\Rightarrow \epsilon = \left| 1 - \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right| = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \Rightarrow \epsilon \approx \frac{2}{\beta^2}$$



$$i_o = \frac{N_o - N_e}{r_{o3}} + \beta i_b$$

$$i_2 \approx -i_b$$

$$N_e = i_2 / g_{m2}$$

$$i_o = 2i_2$$

$$\Rightarrow i_o = \frac{N_o}{r_{o3}} - i_2 \left(\frac{1}{g_{m2} r_{o3}} + \beta \right) \approx \beta i_2$$

$$\Rightarrow i_o \left(1 + \frac{\beta}{2} \right) = \frac{N_o}{r_{o3}}$$

$$\Rightarrow \frac{N_o}{i_o} = R_o \approx \beta r_{o3} / 2$$

Despreciable: DIVISION CORRIENTE

$r_{o3} \gg r_{o3} + (\beta+1) / g_{m2} \Rightarrow i_b \approx -i_2$

2

(b) El espejo Wilson asegura $I_{CS} = I_{C4}$

$$\rightarrow V_R = \Delta V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_{CS}}{I_{C4}} \cdot \frac{I_{S4}}{I_{S5}} \right) = V_T \ln(N)$$

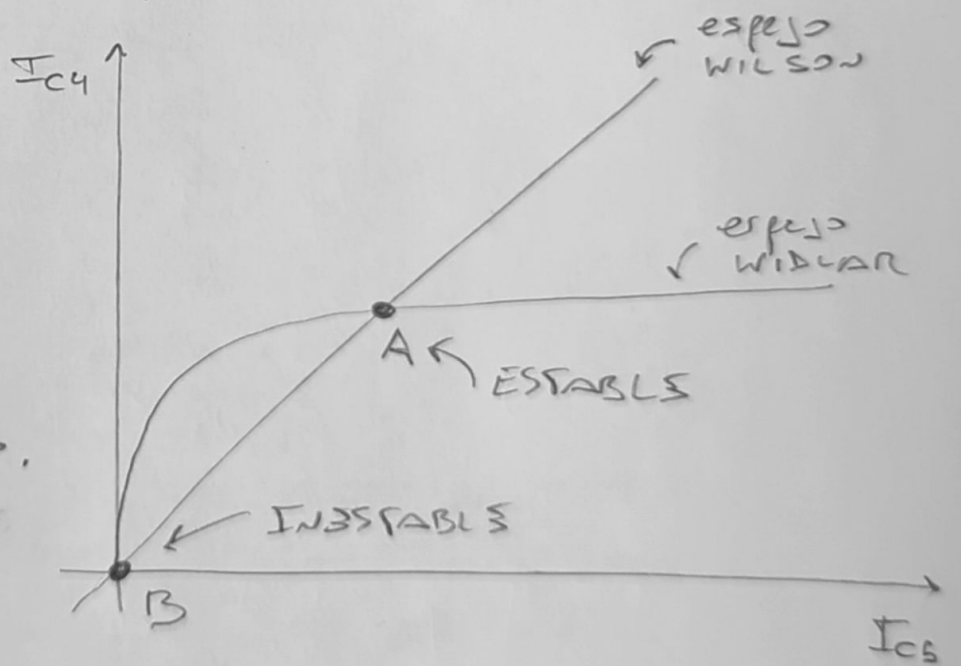
$$\rightarrow I_{C4} = \frac{V_T \ln(N)}{R}$$

$$\rightarrow \boxed{I_{OUT} = \frac{V_T \ln(N)}{R}} = \begin{cases} @ 25^\circ C : I_{OUT} = 20 \mu A \\ @ 125^\circ C : I_{OUT} = 26.7 \mu A \end{cases}$$

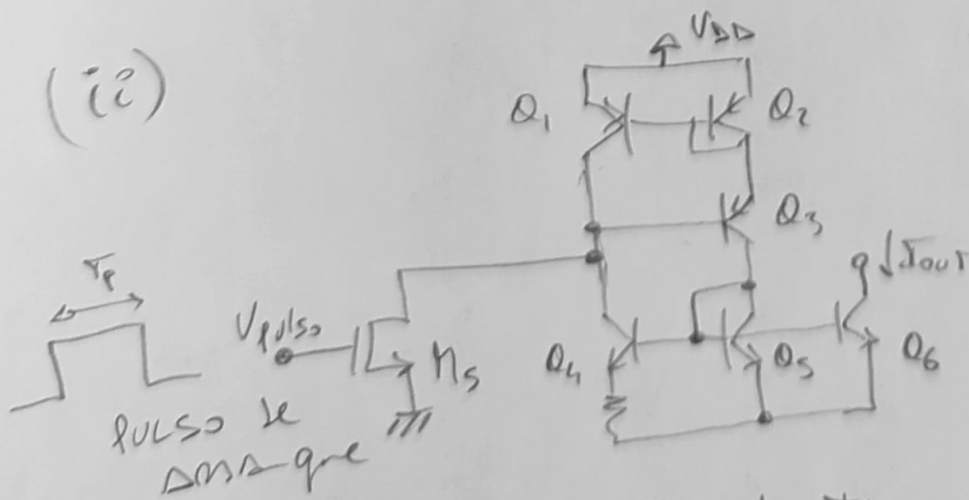
(c) (i) El problema del arranque sucede porque el circuito tiene 2 puntos de operación posibles:

A: Tenemos corrientes > 0 en ambas ramas y son iguales.

B: El circuito está apagado, $I_C = 0$ en todos los dispositivos



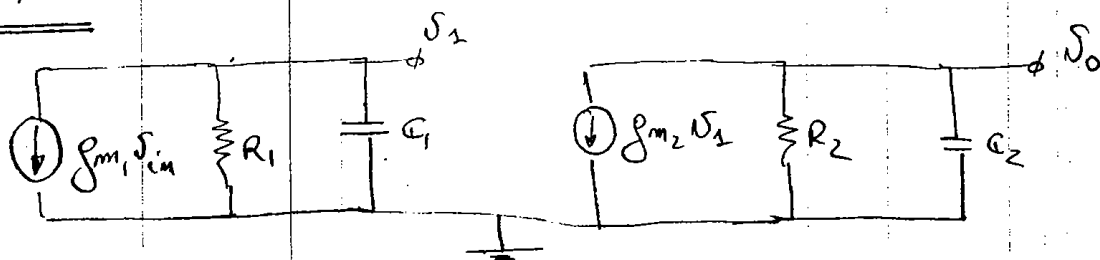
(ii)



El transistor M_5 es una llave que en el arranque fuerza una corriente de entrada al espejo WILSON, que a su vez inyecta corriente a Q_5 . Así, el circuito sale del pto. de operación B.

Cuando termina el pulso de arranque, el circuito converge a operar en el punto A deseado

PROBLEMA 3



2)

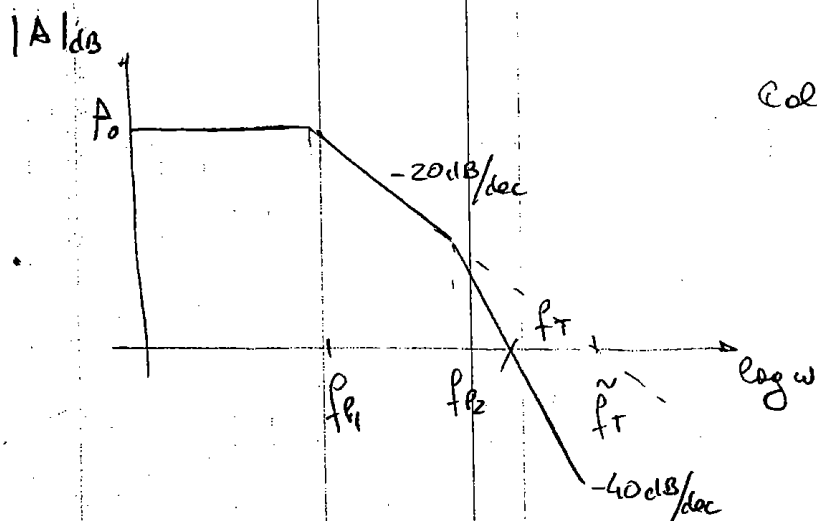
$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{g_{m2} g_{m1} R_1 R_2}{(1 + R_2 C_2 s)(1 + R_1 C_1 s)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$A_0 = g_{m2} g_{m1} R_1 R_2$$

	Version 1	Version 2
f_{p1}	100 kHz	100 kHz
f_{p2}	1 MHz	10 MHz
A_0	80 dB (10050 V/V)	60 dB (100,5 V/V)



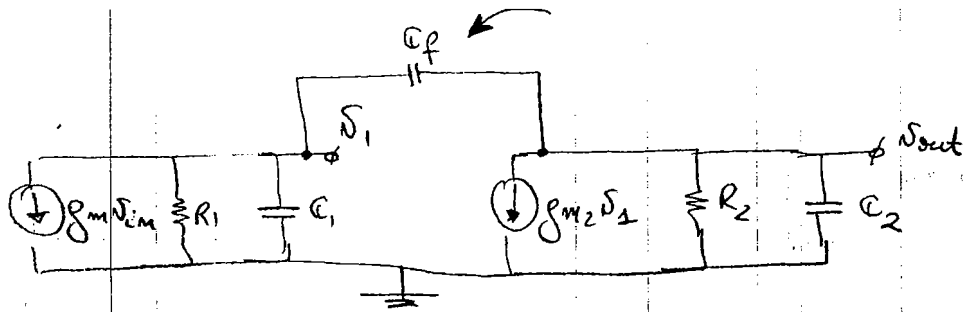
Calculamos $\tilde{f}_T \Rightarrow A_0 f_{p2} = \tilde{f}_T$

	Version 1	Version 2
\tilde{f}_T	1 GHz	10 MHz

→ para la Version 1, $f_{p2} < f_T \Rightarrow PM < 45^\circ$

para la version 2, $f_{p2} = f_T \Rightarrow PM \approx 45^\circ$

5



bussco $f_{p2} = 2,2 \text{ fT}$

$$\frac{\omega_{p2}}{\omega_{p1}} = \frac{g_{m2} C_f}{C_1 C_2 + C_f (C_1 + C_2)} = 2,2 \cdot \frac{A_0}{g_{m1} g_{m2} R_1 R_2} \cdot \frac{1}{g_{m2} C_f R_1 R_2}$$

$$\Rightarrow \frac{g_{m2} C_f}{C_1 C_2 + C_f (C_1 + C_2)} = 2,2 \frac{g_{m1}}{C_f}$$

$$0,455 \frac{g_{m2} C_f^2}{g_{m1}} - C_f (C_1 + C_2) - C_1 C_2 = 0 \quad (\text{solo se aplica en la version 1})$$

$$C_f = \frac{(C_1 + C_2) \pm \sqrt{(C_1 + C_2)^2 + 4 C_1 C_2 \cdot 0,455 \frac{g_{m2}}{g_{m1}}}}{2 \cdot 0,455 \frac{g_{m2}}{g_{m1}}} = \frac{20 \text{ pF} \pm \sqrt{1099,2 \text{ pF}^2}}{8,1} = 32,5 \text{ pF}$$

$\Rightarrow C_f = 5,77 \text{ pF}$ para este valor $\left\{ \begin{array}{l} f_T = 1 \text{ MHz} \\ f_{p1} = 1 \text{ kHz} \end{array} \right.$

Verificamos si el zero no influye en el margen de fase:

$$\omega_z = \frac{3,8 \text{ mS}}{5,77 \text{ pF}} \rightarrow f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 104,01 \text{ MHz} \gg f_T$$