

CEAN

**Exámenes resueltos
2000-2010**

--	--	--	--



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
19 de Junio de 2000

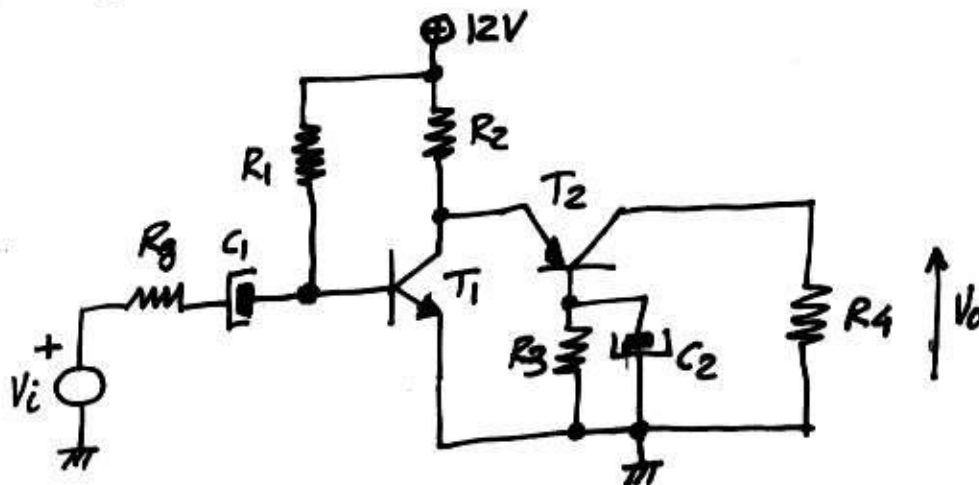
CEAN-J00-118
(2º) (2006)

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

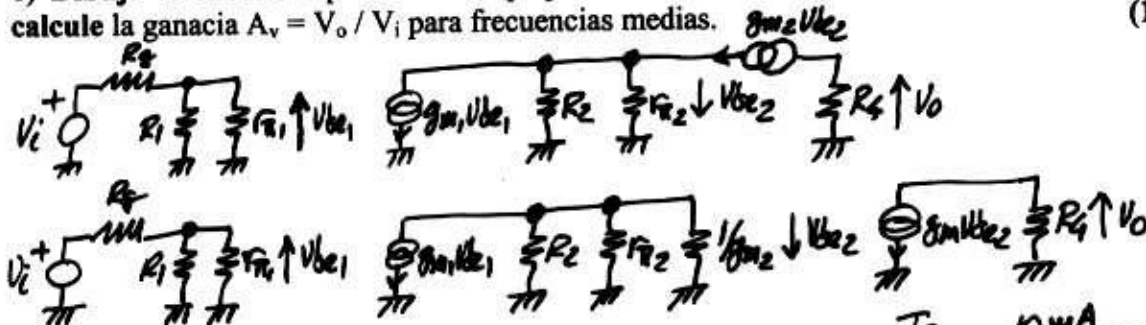
PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

En la figura se representa el esquema eléctrico de un amplificador de tensión de pequeña señal.



- DATOS:**
- | | | |
|---|-----------------------------|-----------------------------|
| $\beta_{T1} = \beta_{T2} = 100$ | $R_g = 600 \Omega$ | $R_3 = 100 \text{ K}\Omega$ |
| $I_{C1} = I_{C2} = 10 \text{ mA}$ | $C_1 = 100 \mu\text{F}$ | $C_2 \rightarrow \infty$ |
| $C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = 20 \text{ pF}$ | $R_1 = 120 \text{ K}\Omega$ | $R_4 = 600 \Omega$ |
| $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 3 \text{ pF}$ | $R_2 = 100 \Omega$ | |

1) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para frecuencias medias y calcule la ganancia $A_v = V_o / V_i$ para frecuencias medias. (10 p)



$$V_{be1} = \frac{R_1 // R_{\pi 1}}{R_g + R_1 // R_{\pi 1}} \cdot V_i$$

$$V_{be2} = R_2 // R_{\pi 2} // \frac{1}{g_{m2}} \cdot g_{m1} \cdot V_{be1}$$

$$V_o = -g_{m2} \cdot V_{be2} \cdot R_4$$

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.4 \text{ S}$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{V_T \cdot \beta}{I_C} = \frac{25 \text{ mV} \cdot 100}{10 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

$$R_2 // R_{\pi 2} // \frac{1}{g_{m2}} = 100 \Omega // 250 \Omega // 2.5 \Omega = 24 \Omega$$

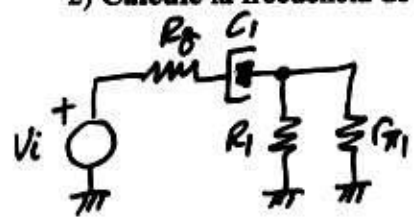
$$R_1 // R_{\pi 1} = 120 \text{ K}\Omega // 250 \Omega \approx 250 \Omega$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{be2}} \cdot \frac{V_{be2}}{V_{be1}} \cdot \frac{V_{be1}}{V_i} = -g_{m2} \cdot R_4 \cdot R_2 // R_{\pi 2} // \frac{1}{g_{m2}} \cdot \frac{R_1 // R_{\pi 1}}{R_g + R_1 // R_{\pi 1}}$$

$$A_v \approx -0.4 \text{ S} \cdot 600 \Omega \cdot 24 \Omega \cdot 0.4 \text{ S} \cdot \frac{250 \Omega}{600 \Omega + 250 \Omega} = -68$$

2) Calcule la frecuencia de corte inferior del amplificador.

(5 p)



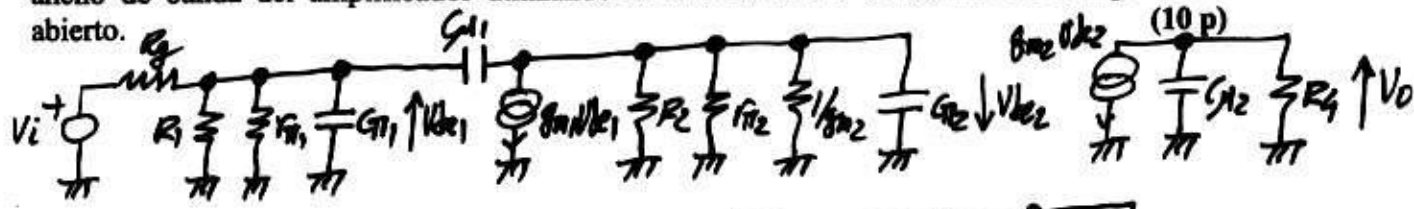
C_1 produce | Cero en $\omega=0$
polo en:

$$\omega_L = \frac{1}{(R_g + R_1 || R_{in}) \cdot C_1} \approx \frac{1}{(600\Omega + 250\Omega) \cdot 100\mu F}$$

$$\omega_L = 11.8 \text{ rad/seg}$$

$$f_L = \frac{\omega_L}{2 \cdot \pi} \approx 1.9 \text{ Hz}$$

3) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para alta frecuencia, y estime el ancho de banda del amplificador utilizando la técnica de las constantes de tiempo en circuito abierto.



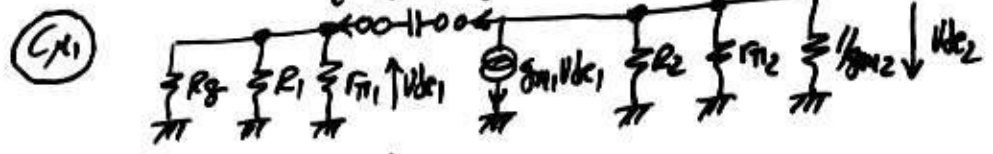
$$R_{T1} = R_1 || R_{in} || R_g = 100k\Omega || 250\Omega || 600\Omega \approx 176\Omega$$

$$\tau_{C1} = R_{T1} \cdot C_{C1} = 176\Omega \cdot 20pF = 3.52 \text{ nseg}$$



$$R_{T2} = R_2 || R_{12} || \frac{1}{g_{m2}} = 2.4\Omega$$

$$\tau_{C2} = R_{T2} \cdot C_{C2} = 2.4\Omega \cdot 20pF = 48 \text{ pseg}$$



$$V = V_{dc1} + V_{dc2}$$

$$V_{dc1} = i \cdot R_g || R_{in} || R_1$$

$$V_{dc2} = (i + g_{m1} V_{dc1}) \cdot R_2 || R_{12} || \frac{1}{g_{m2}}$$

$$R_{X1} = \frac{V}{i} = R_g || R_{in} || R_1 + (1 + g_{m1} R_g || R_{in} || R_1) \cdot R_2 || R_{12} || \frac{1}{g_{m2}}$$

$$R_{X1} \approx 176\Omega + (1 + 0.48 \cdot 176\Omega) \cdot 2.4\Omega \approx 347\Omega$$

$$\tau_{C1} = R_{X1} \cdot C_{C1} = 347\Omega \cdot 3pF \approx 1 \text{ nseg}$$



$$R_{X2} = R_4 = 600\Omega$$

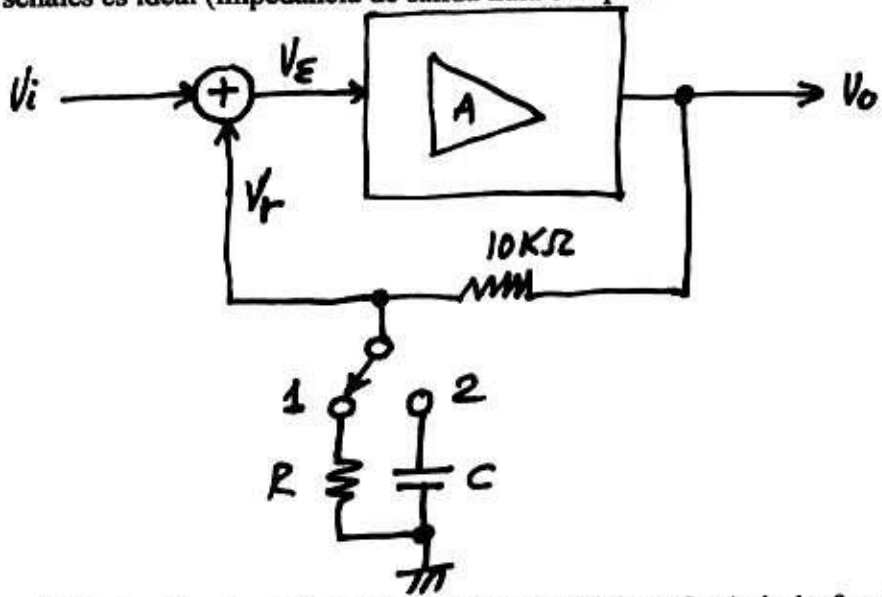
$$\tau_{C2} = R_{X2} \cdot C_{C2} = 600\Omega \cdot 3pF = 1.8 \text{ nseg}$$

$$\tau_{TOTAL} = \tau_{C1} + \tau_{C1} + \tau_{C2} + \tau_{C2} = 6.368 \text{ nseg}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \tau_{TOTAL}} \approx 25 \text{ MHz}$$

PROBLEMA 2 (15 PUNTOS)

Se dispone de un amplificador operacional A ideal, que presenta un polo en 1 MHz y un polo doble en 100 MHz, y una ganancia a frecuencias medias $V_o/V_e = 10.000$. Se pretende realimentar este amplificador A como se muestra en la figura, para obtener un amplificador de tensión estable. El restador de señales es ideal (impedancia de salida nula e impedancia de entrada infinita).



1) Dibuje en la hoja adjunta el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función de ganancia en tensión, indicando claramente las frecuencias, puntos relevantes y pendientes de cada tramo. (5 p)

$A_{mid} = 20 \log 10^4 = 80 \text{ dB}$; $f_1 = 1 \text{ MHz}$, $f_2 = 100 \text{ MHz}$ (doble)

2) Con el conmutador en la posición 1, calcule el valor de R para que el amplificador global quede compensado con un margen de fase de 45°, e indique el margen de ganancia que obtiene. (5 p)

- Red β : Divisor de tensión, con $1/\beta = (R + 10k\Omega)/R$
- M.F = 45°: En $f = 30 \text{ MHz}$ hay -135° de desfase (punto A en diagrama)
 - \Rightarrow ha de atenuarse en 50 dB $\Leftrightarrow (1/\beta)_{dB} = 50 \text{ dB} \Leftrightarrow 1/\beta = 10^{50/20} = 316$
 - $\Rightarrow 1/\beta = \frac{R + 10k\Omega}{R} = 316 \Rightarrow \underline{R = 32 \Omega}$
- Como $\phi(100 \text{ MHz}) = 180^\circ$, M.G. = 50 dB - A(100 MHz) = 10 dB

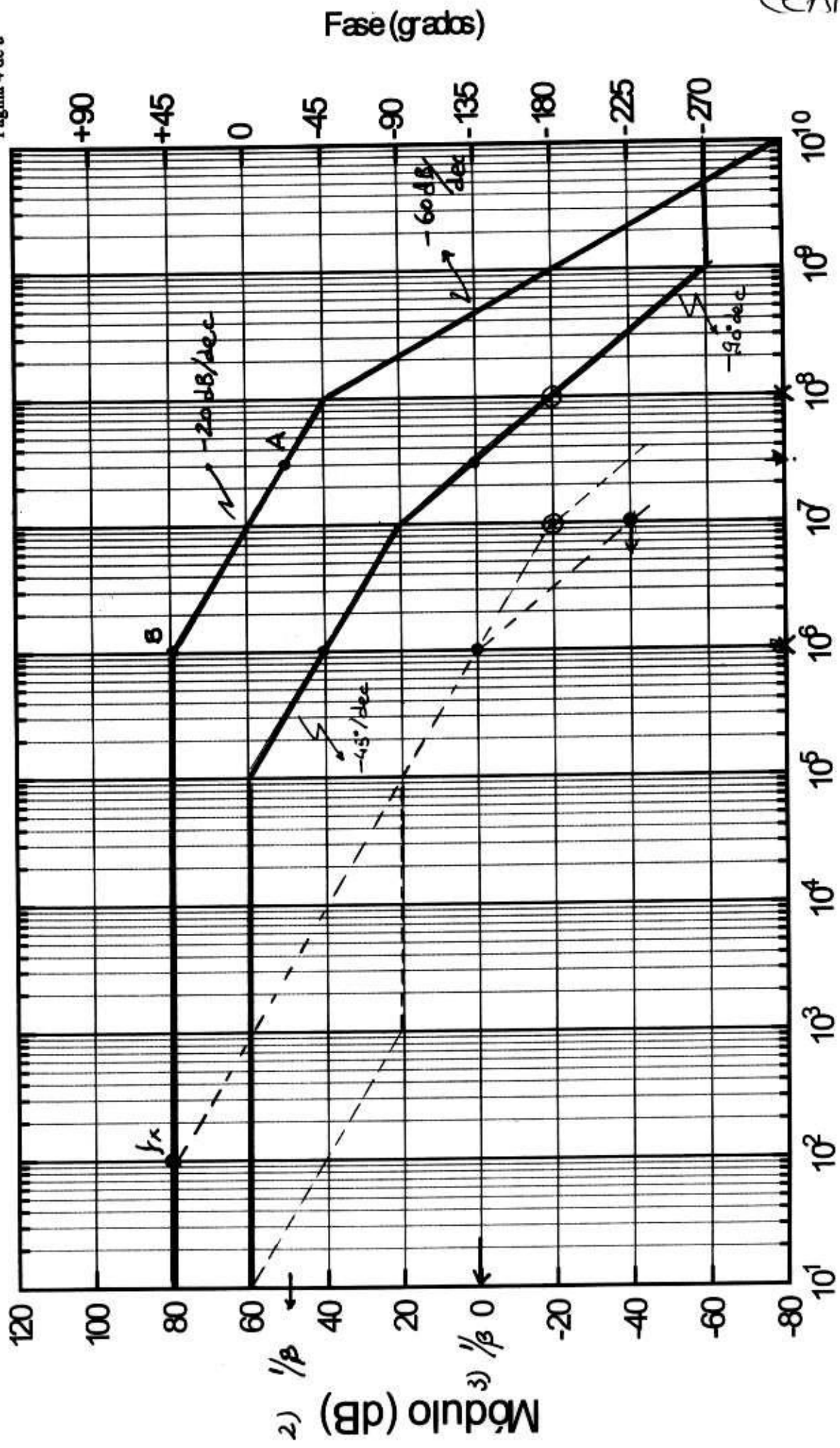
3) Con el conmutador en la posición 2, calcule ahora el valor de C para que el amplificador global quede compensado de nuevo con un margen de fase de 45°, e indique el margen de ganancia obtenido en este caso. (5 p)

- Red β : Filtro paso-bajo, con $(1/\beta)_{med} = 1$ (0 dB) y polo a $f_x = \frac{1}{2\pi(10k\Omega)C}$
- M.F = 45° En $f = 1 \text{ MHz}$ hay -45° , que serán -135° tras añadir nuevo polo f_x .

PROCEDIMIENTO GRÁFICO De (1 MHz, 0 dB), pendiente -20 dB/dec hasta diagrama |A(f)|
(ver hoja adjunta) $\Rightarrow \underline{f_x = 100 \text{ Hz}}$

PROCEDIMIENTO NUMÉRICO Atenuamos $A(1 \text{ MHz}) = 80 \text{ dB}$ (punto B en diagrama)
 $\Rightarrow \underline{f_x = 1 \text{ MHz} / 10^{80 \text{ dB} / 20 \text{ dB/dec}} = 100 \text{ Hz}}$

- $\underline{C = \frac{1}{2\pi(100k\Omega)(100 \text{ Hz})} = 159 \text{ nF}}$
- Como $\phi(10 \text{ MHz}) = -90^\circ$ (-180° tras compensar) \Rightarrow M.G. = $(1/\beta)_{mid} - A_c(10 \text{ MHz}) = 40 \text{ dB}$
(ver nuevo diagrama |A| compensado)



Frecuencia (Hz)

Módulo (dB)

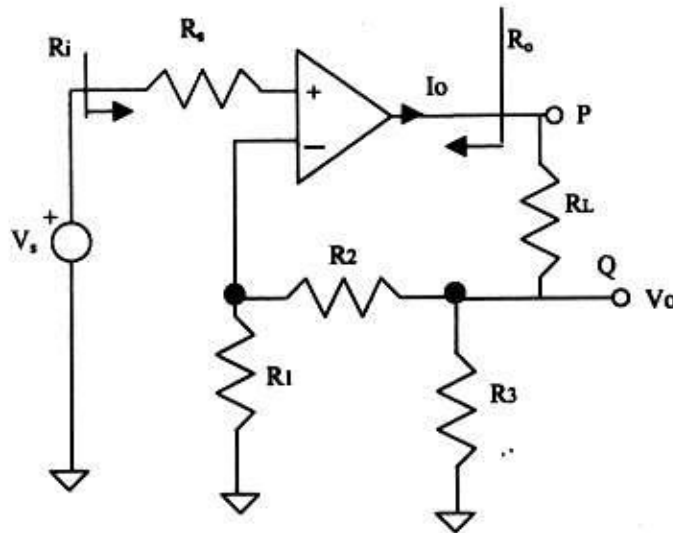
2) $1/\beta$

3) $1/\beta$

- apdo 1
- apdo 3

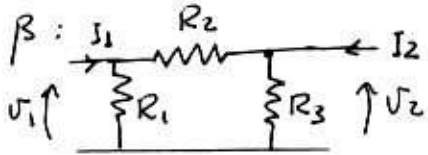
PROBLEMA 3 (30 PUNTOS)

El circuito de la figura siguiente es un amplificador realimentado basado en un amplificador operacional (AO). Dicho AO posee las siguientes características conocidas: resistencia de entrada R_d , resistencia de salida nula, y ganancia en tensión A_d . Para el análisis que se pide a continuación, se considera que la variable que se muestra (variable común a la red β y a la red A en la salida) es la corriente I_o . Asimismo, se asume que la red β está formada por las resistencias R_1 , R_2 , y R_3 .



1) Indique la configuración o topología de realimentación que tiene el circuito y represente el circuito equivalente de la red A ideal que incluye los efectos de carga de la red β . (5 p)

- Configuración: muestreo de corriente - realimentación en serie
 ó serie-serie: A_v, β_z

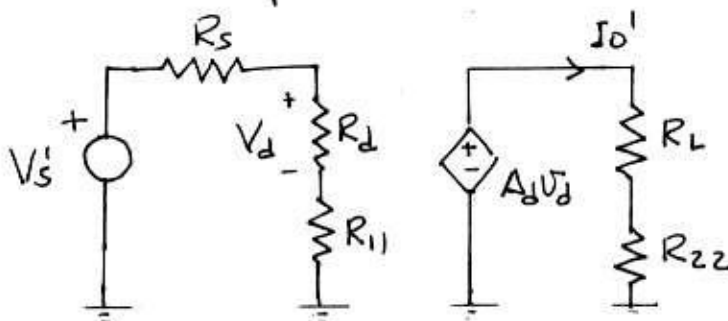
- Red β : 

$$R_{11} = V_1 / I_1 |_{I_2=0} = R_1 \parallel (R_2 + R_3)$$

$$R_{22} = V_2 / I_2 |_{I_1=0} = R_3 \parallel (R_1 + R_2)$$

$$\beta_z = V_1 / I_2 |_{I_1=0} = R_1 R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)$$

- Red A con efectos de carga



2) Usando la teoría de análisis de circuitos realimentados, deduzca la expresión de la ganancia en tensión, $G_v = V_o/V_s$, y determine el resultado para el caso en que la ganancia de lazo es mucho mayor que uno ($A\beta \gg 1$). (10 p)

• $G_v = V_o/V_s = I_o R_{22}/V_s = A_{yf} R_{22}$, donde $A_{yf} = \frac{A_y}{1 + A_y \beta_z}$

$A_y = I_o'/V_s' = \frac{V_d/V_s'}{V_d} \cdot I_o'/V_d = \frac{R_d}{R_d + R_{11} + R_s} A_d \frac{1}{R_L + R_{22}}$; $\beta_z = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$

$\Rightarrow G_v = \frac{R_{22} R_d A_d / (R_d + R_{11} + R_s)(R_L + R_{22})}{1 + \frac{R_d A_d}{(R_d + R_{11} + R_s)(R_L + R_{22})} \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_3}} = \frac{(R_1 + R_2 + R_3) R_d A_d R_{22}}{(R_d + R_{11} + R_s)(R_L + R_{22})(R_1 + R_2 + R_3) + A_d R_d R_3 R_1}$

• Si: $A\beta \gg 1$,

$A_{yf} \approx \frac{1}{\beta_z} \Rightarrow G_v = \frac{R_{22}}{\beta_z} = \frac{R_3 \parallel (R_1 + R_2)}{R_1 R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)} =$

$= \frac{R_3 (R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)}{(R_3 + R_1 + R_2) R_1 R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_3}$

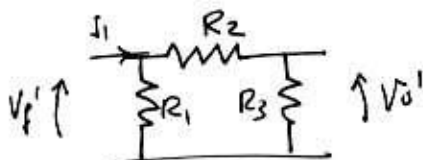
3) Obtenga las expresiones de la resistencia de entrada del circuito completo (R_i vista por el generador) y de la resistencia de salida R_o entre los terminales P y Q de la figura, en paralelo con R_L , y excluyendo ésta. (10 p)

• $R_i = R_{if} = \frac{R_i'}{1 + A_y \beta_z}$, donde $R_i' = R_s + R_d + R_{11}$

• $R_o = R_{of} - R_L$, donde $R_{of} = (R_L + R_{22})(1 + A_y \beta_z)$
 $\Rightarrow R_o = R_{22} + (R_L + R_2) A_y \beta_z$

4) Suponga ahora que se analiza el circuito como una configuración con muestreo de la tensión de salida V_o . Determine β en este caso y halle la ganancia en tensión mediante la aproximación $G_v \approx 1/\beta$. Compare con lo obtenido en el apartado 2. (5 p)

Muestreo de $V_o = \beta_v$



$\beta_v = V_f'/V_o' \Big|_{I_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

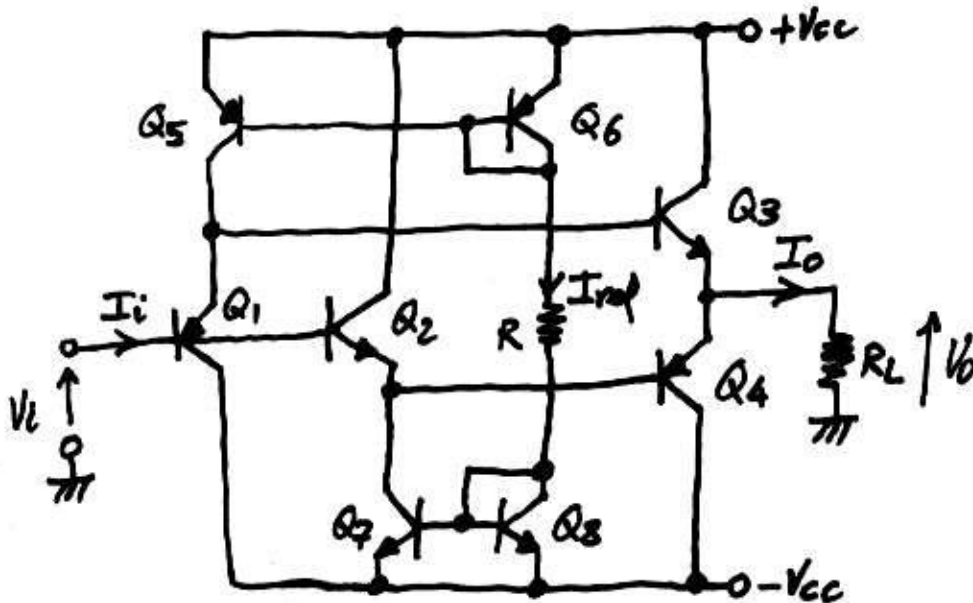
$G_v \approx \frac{1}{\beta_v} = 1 + R_2/R_1$

identica a la del apdo 2 si $A\beta \gg 1$.

PROBLEMA 4 (30 PUNTOS)

CEAN-JOO-7/8

El esquema de la figura corresponde a la etapa de potencia clase AB de un amplificador.



DATOS: Todos los transistores son iguales excepto Q3 y Q4 que disipan más potencia. Los cálculos se efectuarán suponiendo señales sinusoidales. Las potencias requeridas son potencias medias. Los espejos de corriente son ideales. En reposo las corrientes I_{B3} e I_{B4} son despreciables

$|V_{BE}| = 0.7 \text{ v}$ $|V_{CEsat}| = 0.3 \text{ v}$ $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$
 $\beta = h_{fe} = 100$ $1/r_o = h_{oe} = 0$ $I_{ref} = 10 \text{ mA}$

1. Indique la función de los grupos de transistores (TABLA 1). Determine el valor de R. En reposo, calcule los puntos de trabajo (TABLA 2) y el valor de V_i e $I_i = i_{B2} - i_{B1}$.

$V_R = 2V_{CC} - V_{BE8} - V_{BE6} = 28.6 \text{ V}$
 $R = V_R / I_{ref} = 28.6 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 2.86 \text{ k}\Omega$

TABLA 1

Grupo	Función
Q1-Q2	Compensa d. cruce + ganancia corriente + incrementa Zi
Q3-Q4	trt. salida complement. + disminuye Zo
Q5-Q6	polariza y carga activa Q1 Limitador Io+
Q7-Q8	polariza y carga activa Q2 limitador Io-

TABLA 2

Trt	Ic	VCE (v)
Q1	10 mA	$V_{CC} + V_{BE2} = 15.7$
Q2	10 mA	$V_{CC} - V_{BE4} = 15.7$
Q3	~0	$V_{CC} = 15$
Q4	~0	$V_{CC} = 15$
Q5	10 mA	$V_{CC} - V_{BE1} = 14.3$
Q6	10 mA	$V_{BE6} = 0.7$
Q7	10 mA	$V_{CC} - V_{BE7} = 14.3$
Q8	10 mA	$V_{BE8} = 0.7$

$V_i = 0 \text{ V}$ $I_i = I_{B2} - I_{B1} = 0 \text{ mA}$

Reposo: $V_o = 0 \Rightarrow V_i = V_o + V_{BE3} - V_{BE1} = 0$
 $I_o = 0 \Rightarrow I_{B1} = I_{B2} = 10 \text{ mA} / \beta = 100 \mu\text{A}$ (las corrientes de base se cancelan)

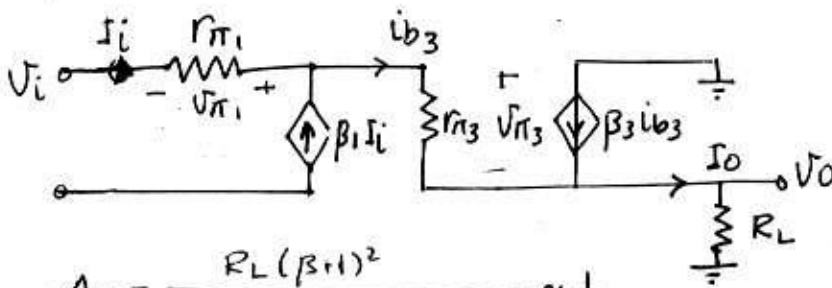
2. Calcule el valor de I_0^+ , I_0^- , V_0^+ y V_0^- (márgenes máximos de tensión y corriente en R_L).
Determine además la potencia media máxima que el circuito puede entregar a $R_L = 8 \Omega$ y $R_L = 16 \Omega$.

- $V_0^+ \leq V_{CC} - V_{BE1} - V_{CE5 sat} = 14 V$
 $V_0^- \geq -V_{CC} + V_{BE4} + V_{CE7 sat} = -14 V$

- $I_{0 max} \approx \beta_3 I_{B3 max} = \beta_3 I_{C5} = 100 \cdot 10 mA = 1 A$ (límite de corriente)
ó $I_{0 max}^+ = V_0^+ / R_L$ (límite de tensión).
Análogamente, $I_{0 max}^- = -1 A$ ó $I_{0 max}^- = V_0^- / R_L$

- $R_L = 8 \Omega$, $V_{0 max} = I_{0 max} \cdot R_L = 8 V \Rightarrow P_{L max} = V_0^2 / 2R_L = 4 W$
 $R_L = 16 \Omega$, $V_{0 max} = 14 V \Rightarrow P_{L max} = V_0^2 / 2R_L = 6.12 W$

3. Calcule la ganancia de potencia del circuito $G_p = P_o / P_i = (V_o / V_i) \times (I_o / I_i)$.
Dibuje el circuito equivalente utilizado para el cálculo.



$$A_v = \frac{R_L (\beta + 1)^2}{r_{\pi 1} + r_{\pi 3} (\beta + 1) + R_L (\beta + 1)^2} \approx 1$$

$$I_o^+ = (\beta_3 + 1) I_{b3} = (\beta_3 + 1) (\beta_1 + 1) I_i$$

$$\Rightarrow A_p = A_v \cdot A_i \approx \beta^2$$

En cada semiciclo, sólo un trt de salida activo, el otro en corte.

Circuito semiciclo +

idéntico semiciclo -

$$\rightarrow A_i = (\beta_3 + 1) (\beta_1 + 1) \approx \beta^2$$

4. Utilizando una carga de $R_L = 16 \Omega$, calcule la potencia media máxima que debe disipar Q_3 , y en esas condiciones determine el valor de la potencia media en R_L y el rendimiento total del circuito (incluyendo todos los transistores).

$$P_{D max 3} \text{ (máximo consumo)} \Rightarrow V_0^+ = 2V_{CC} / \pi = 9.55 V$$

$$P_{D max 3} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{CE3} I_{C3} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (V_{CC} - V_0) \frac{V_0}{R_L} dt = \frac{V_{CC} V_0^*}{\pi R_L} - \frac{V_0^{*2}}{4 R_L} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 1.42 W$$

$$P_L = V_0^{*2} / 2R_L = 2.85 W$$

Despreciado consumo de otros transistores distintos de Q_3, Q_4 , y de R_L ,

$$P_{in} = 2V_{CC} I_{Cave} = 2V_{CC} \frac{V_0^*}{\pi R_L} = \frac{4V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 5.7 W \Rightarrow \eta = \frac{P_L}{P_{in}} = 0.5$$

Incluyendo otras consumas, I_{Cave} es mayor; aproximadamente,

$$I_{Cave} \approx I_{C5} + I_{C6} + I_{C2} + \langle I_{C3} \rangle = 3 I_{C5} + V_0^* / \pi R_L = 220 mA$$

$$P_{in} = 2V_{CC} I_{Cave} \approx 6.6 W$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{P_L}{P_{in}} \approx 0.43$$

--	--	--	--



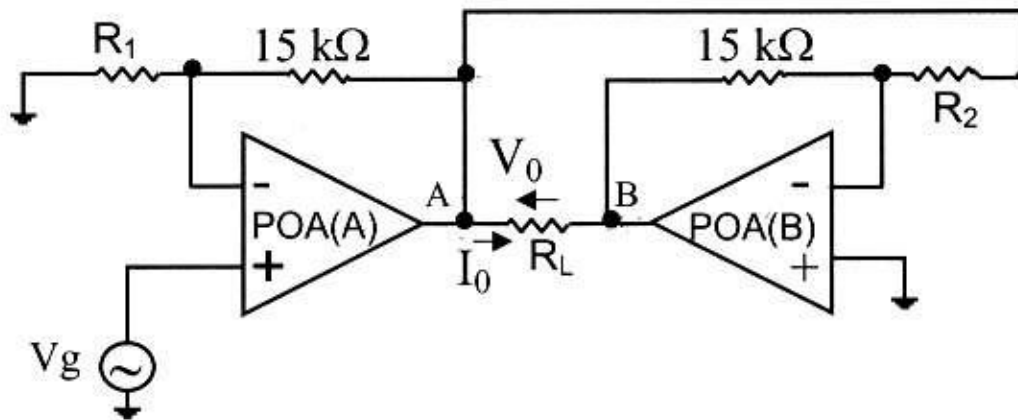
Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
13 de setiembre de 2000

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

PROBLEMA 1 (30 puntos)

El circuito de la figura corresponde a un amplificador de audio realizado con dos amplificadores operacionales de potencia (POA) comerciales con salida clase B. Este montaje permite obtener gran potencia y mejor provecho de la fuente de alimentación simétrica.



DATOS: Los POA se comportan como operacionales ideales con la siguientes limitaciones:

$I_{O\text{máx}}(\text{POA}) = \pm 6 \text{ A}$ $V_{O\text{máx}}(\text{POA}) = \pm V_{CC} = \pm 24 \text{ V}$

Los cálculos se efectuarán suponiendo señales sinusoidales

1.1 Calcule los valores de R_1 y R_2 para que se alcance la máxima excursión de V_0 sobre $R_L = 8 \Omega$ (salidas A y B simétricas respecto a masa) cuando $V_g = 1,5 \text{ V}$ de pico. (5 puntos)

- Configuración puente:

$$G_{\text{POA}(B)} = -15 \text{ k}\Omega / R_2 ; \quad G_{\text{POA}(A)} = 1 + 15 \text{ k}\Omega / R_1$$

- Para que las salidas A y B sean simétricas ($V_B = -V_A$)

$$G_{\text{POA}(B)} = -15 / R_2 = -1 \Rightarrow \boxed{R_2 = 15 \text{ k}\Omega}$$

- Para que se obtengan 24 V en A con $V_g = 1,5 \text{ V}$

$$G_{\text{POA}(A)} = 24 \text{ V} / 1,5 \text{ V} = 16 = 1 + \frac{15 \text{ k}}{R_1} \Rightarrow \boxed{R_1 = 1 \text{ k}\Omega}$$

1.2 Determine qué potencia media máxima puede entregar este amplificador sobre altavoces (R_L) de 16Ω , 8Ω y 4Ω . (5 puntos)

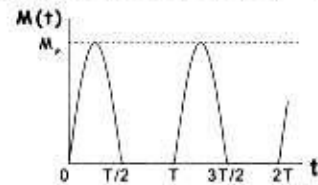
$$\boxed{P_L (16 \Omega) = \frac{1}{2} \frac{(V_{o \max})^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{48^2}{16} = 72 \text{ W}} \quad (\text{límite de tensión})$$

$$\boxed{P_L (8 \Omega) = \frac{1}{2} V_{o \max} \cdot I_{o \max} = \frac{1}{2} \cdot 48 \cdot 6 = 144 \text{ W}}$$

$$\boxed{P_L (4 \Omega) = \frac{1}{2} (I_{o \max})^2 R_L = \frac{1}{2} (6)^2 \cdot 4 = 72 \text{ W}} \quad (\text{límite de corriente})$$

1.3 Calcule la potencia media máxima que debe ser capaz de disipar cada POA con $R_L = 8 \Omega$, y el valor de V_O en esa situación. (10 puntos)

NOTA: El valor medio de la magnitud $M(t)$ periódica representada es $\langle M \rangle = M_p / \pi$



$$P_{CC} = 2 V_{CC} \langle I_o \rangle = 2 V_{CC} \frac{2V_o}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

$$P_{POA} = \frac{1}{2} \left(\frac{4 V_{CC} V_o}{\pi R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \right)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial P_{POA}}{\partial V_o} = 0 &\Rightarrow \boxed{V_o \Big|_{P_{POA \max}} = \frac{4 V_{CC}}{\pi} = 30.6 \text{ V}} \\ &\Rightarrow \boxed{P_{POA \max} = \frac{16 V_{CC}^2}{4 \pi^2 R_L} = 29.2 \text{ W}} \end{aligned} \right\}$$

1.4 El encapsulado de los POA disipa el calor desde $T_{J \max} = 150^\circ \text{C}$ con una resistencia térmica $\theta_{JC} = 1.5^\circ \text{C/W}$. La silicona utilizada para acoplarlo a un radiador tiene $\theta_{CS} = 0.2^\circ \text{C/W}$ y la temperatura ambiente es $T_A = 25^\circ \text{C}$. Considérese operación sobre $R_L = 8 \Omega$. Determine:

- a) La temperatura que alcanzará el encapsulado de los POA cuando se disipan 35 W si se montan sobre un radiador sobredimensionado cuya resistencia térmica es un 25% menor de la necesaria.
b) ¿Qué potencia disipará cada POA si se está operando con señales lentas $f < 60 \text{ Hz}$ o incluso continua? (10 puntos)

$$a) \quad T_J - T_A = P_{POA} (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA \max})$$

$$\Rightarrow \theta_{SA \max} = \frac{150 - 25}{35} - 1.7 = 1.87^\circ \text{C/W}$$

$$\text{Sobredimensionado 25\%} \Rightarrow \theta_{SA} = \theta_{SA \max} \cdot 0.75 = 1.40^\circ \text{C/W}$$

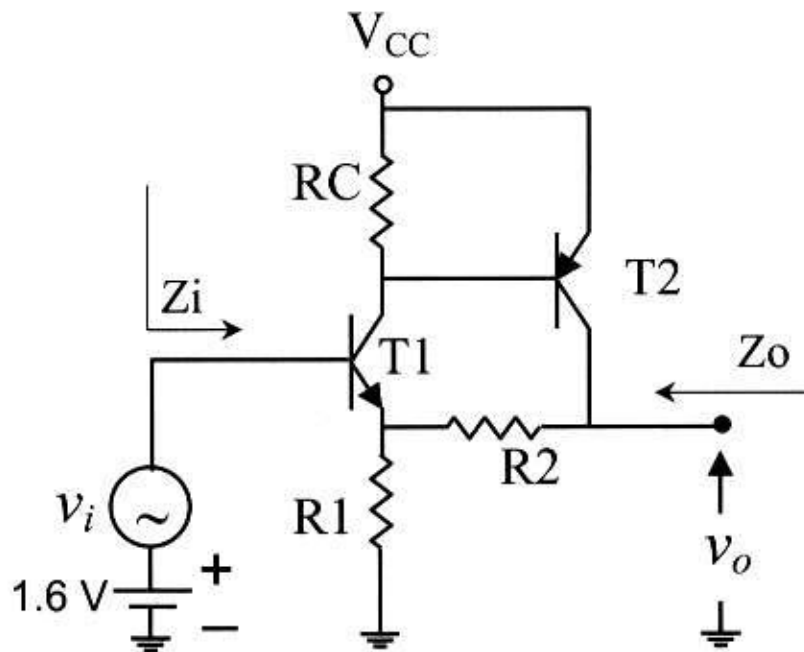
$$\Rightarrow \boxed{T_C = T_A + P_{POA} (\theta_{CS} + \theta_{SA}) = 81^\circ \text{C}}$$

b) En el caso peor de señales lentas, $V_o = V_{CC}/2$, $I_o = I_{\max}/2$

$$\boxed{P_{POA \max \text{ dc}} = V_o \cdot I_o = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{I_{\max}}{2} = \frac{24}{2} \cdot \frac{6}{2} = 36 \text{ W}}$$

PROBLEMA 2 (30 puntos)

El circuito de la figura es una etapa separadora y **amplificadora en tensión** empleada en el diseño de filtros activos RC como alternativa a los amplificadores operacionales.



DATOS:

$$V_{CC} = 12 \text{ V} \quad K \cdot T/q = 25 \text{ mV} \quad h_{fe} = \beta = 200 \text{ (T1 y T2)} \quad |V_{BE}| = 0,6 \text{ V}$$

$$R_o = \infty \Omega \quad R_C = 600 \Omega \quad R_1 = 500 \Omega \quad R_2 = 4500 \Omega$$

2.1.- Suponiendo despreciable I_{B2} frente a I_{C1} , calcule los puntos de trabajo (I_C, V_{CE}) de los dos transistores. Comente la validez de la suposición indicada. (5 p)

$$I_{B2} \ll I_{C1} \Rightarrow \boxed{I_{C1} = \frac{|V_{BE}|}{R_C} = \frac{0,6 \text{ V}}{600 \Omega} = 1 \text{ mA}}$$

$$\downarrow$$

$$I_{E1} \approx I_{C1} \quad I_{C2} + I_{E1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{1,6 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{500 \Omega} = 2 \text{ mA} \Rightarrow \boxed{I_{C2} = 1 \text{ mA}}$$

$$\boxed{V_{CE1} = V_{CC} - V_{RC} - V_{E1} = 12 \text{ V} - 0,6 \text{ V} - 1 \text{ V} = 10,4 \text{ V}}$$

$$\boxed{V_{CE2} = -(V_{CC} - V_{RC} - V_{E1}) = -(12 \text{ V} - 1 \text{ mA} \cdot 4500 \Omega - 1 \text{ V}) = -6,5 \text{ V}}$$

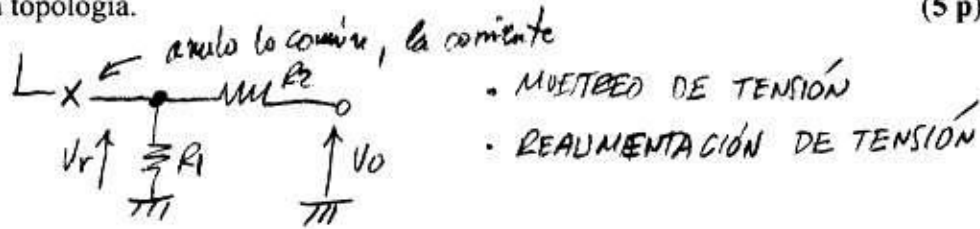
$$\boxed{I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{1 \text{ mA}}{200} \ll 1 \text{ mA} \quad (2 \text{ órdenes de magnitud})}$$

$$\text{e igualmente } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}$$

IMPORTANTE: A partir de este momento, si no resolvió el primer apartado, suponga que las corrientes de colector de T1 y T2 son ambas de 1 mA.

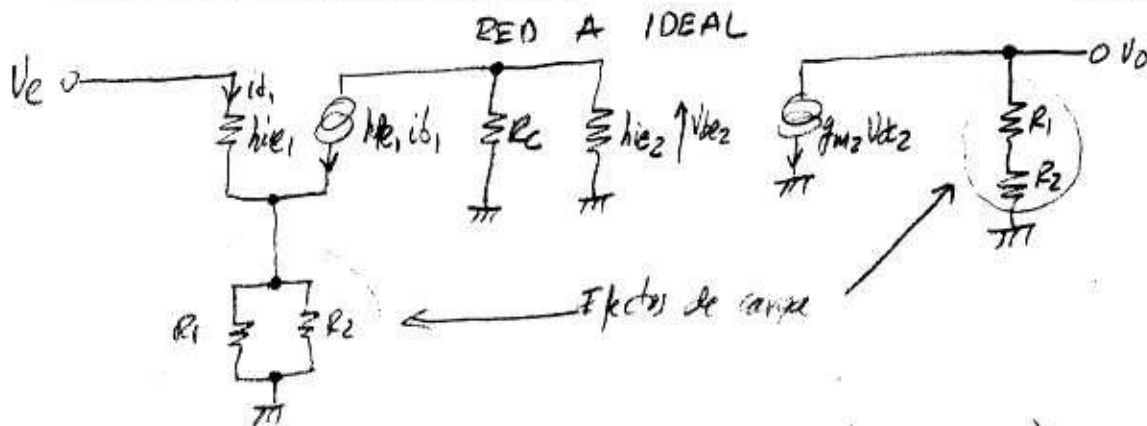
Vamos a caracterizar la etapa (Cálculo de Z_i , Z_o y ganancia $G_v = v_o/v_i$). Para ello utilizaremos el método aproximado de análisis de circuitos realimentados.

2.2.- Dibuje la red β de realimentación, formada por las resistencias R_1 y R_2 , y calcule el parámetro β adecuado a la topología. (5 p)



$$\beta_v = \frac{v_r}{v_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{500\Omega}{500\Omega + 4500\Omega} = 0.1 \quad \underline{\text{ADIMENSIONAL}}$$

2.3.- Dibuje la red A ideal obtenida al considerar los efectos de carga de la red β sobre la red activa restante. Calcule el valor de la ganancia A ideal. (8 p)



$$A_v = -g_{m2}(R_C || R_{L2}) \cdot \left(-\beta_{e1} \cdot (R_C || h_{ie2}) \cdot \frac{1}{h_{ie1} + (R_1 || R_2)} \right)$$

$$A'_v = 2245 \quad \underline{\text{ADIMENSIONAL}}$$

2.4.- Calcule los valores de Z_i , Z_o y $G_v = v_o/v_i$.

(7 p)

$$Z_{iSR} = h_{ie} + (1+h_{fe}) \cdot (R_1 || R_2) = 95.450 \Omega$$

$$\boxed{Z_{iCR} = Z_{iSR} (1+A\beta) = 2'24 M\Omega}$$

$$Z_{oSR} = R_1 + R_2 = 5000 \Omega$$

$$\boxed{Z_{oCR} = \frac{Z_{oSR}}{1+A\beta} = 213'25 \Omega}$$

$$\boxed{G_v = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{2245}{1+2245} = 0'57} \quad \text{ADIMENSIONAL}$$

$$G_v \rightarrow \frac{1}{\beta} \Big|_{AB \gg 1} = 10 \quad (\text{OK!})$$

2.5.- Explique brevemente si el tipo de realimentación empleado tiende a dar impedancias de entrada y salida acordes con la utilización de la etapa. Calcule, utilizando el factor de desensibilización de la realimentación, cuánto variará la ganancia G_v de la etapa si la red A ideal tiene un 10% más de ganancia de lo esperado al realizar el montaje. (5 p)

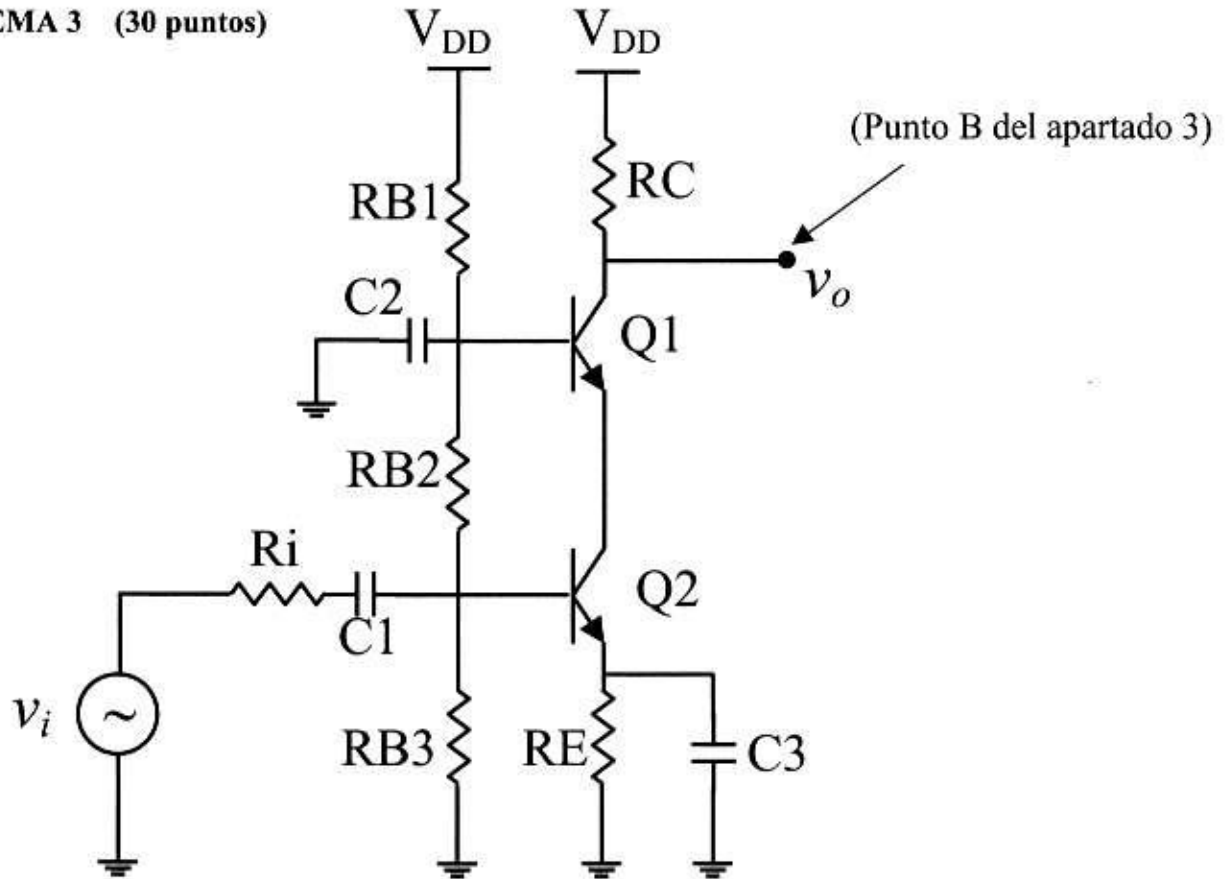
Una etapa amplificadora en turrón necesita alta impedancia de entrada y baja de salida. La realimentación o una negativa de este circuito multiplica la Z de entrada y divide la Z de salida, por lo que es perfectamente apropiada al uso del circuito.

$$\xi = \text{factor de desensibilización} = \frac{1}{1+2245} = 0'043$$

$$\text{luego } \boxed{\Delta G_v = \xi \cdot \Delta A = 0'043 \cdot 10\% = 0'43\%}$$

Tendremos una G_v sólo un 0'43% superior

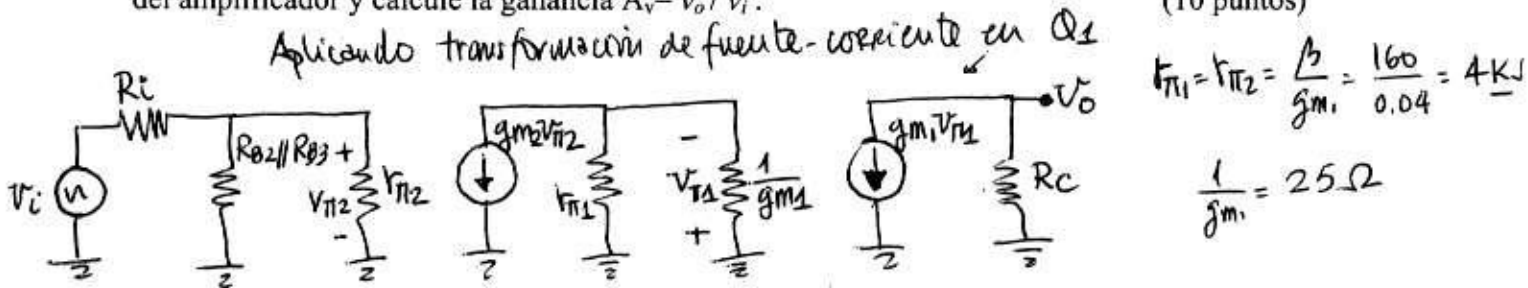
PROBLEMA 3 (30 puntos)



El circuito amplificador de la figura dispone los siguientes datos:

- $R_i = 600\Omega$ $R_{B1} = 42\text{ k}\Omega$ $R_{B2} = 5\text{ k}\Omega$ $R_{B3} = 28\text{ k}\Omega$ $R_C = 8\text{ k}\Omega$ $R_E = 5\text{ k}\Omega$
 $C_1 \rightarrow \infty$ $C_2 \rightarrow \infty$ $C_3 \rightarrow \infty$ $C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = 22\text{ pF}$ $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 9\text{ pF}$
 $g_{m1} = g_{m2} = 40\text{ mA/V}$ $\beta_1 = \beta_2 = 160$ Tensiones de Early $V_{A1} = V_{A2} = \infty$

3.1.- Considerando el rango de frecuencias medias, dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador y calcule la ganancia $A_v = v_o / v_i$. (10 puntos)



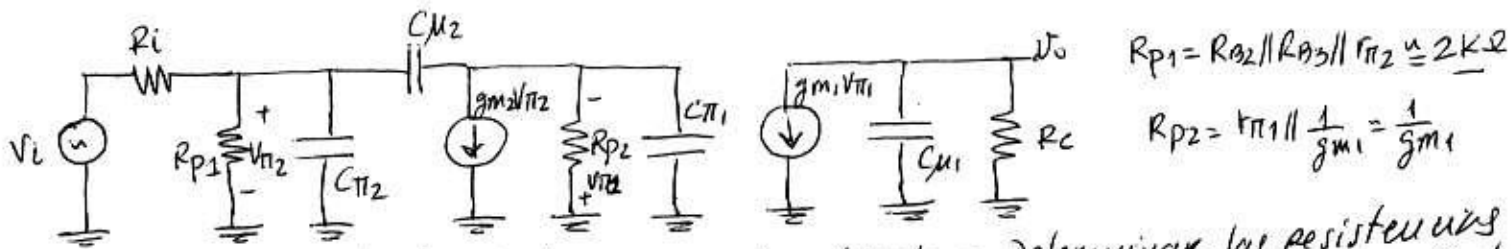
$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{160}{0.04} = 4\text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{g_{m1}} = 25\Omega$$

$$\left. \begin{aligned}
 v_o &= -g_{m1} v_{\pi 1} R_C \\
 v_{\pi 1} &= g_{m2} v_{\pi 2} \left(r_{\pi 1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} \right) \\
 v_{\pi 2} &= \frac{(R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{\pi 2})}{R_i + (R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{\pi 2})} v_i
 \end{aligned} \right\} \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} g_{m2} \left(r_{\pi 1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} \right) \frac{(R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{\pi 2})}{R_i + (R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{\pi 2})} \cdot R_C$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -246$$

3.2.- Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para altas frecuencias, y estime el ancho de banda del amplificador utilizando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto. (15 puntos)



$$R_{p1} = R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{\pi 2} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p2} = r_{\pi 1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{g_{m1}}$$

Método de las constantes de tiempo en cto. abierto \Rightarrow determinar las resistencias vistas por cada C por separado, considerando el resto de los Cs como abiertos.

* $C_{\pi 2} \rightarrow R_{C_{\pi 2}} = R_i \parallel R_{p1} = 600 \parallel 2 \text{ k}\Omega = 460 \Omega$
 $\tau_{C_{\pi 2}} = R_{C_{\pi 2}} \cdot C_{\pi 2} = (460 \Omega) (22 \text{ pF}) = 10.12 \text{ nS}$

* $C_{\pi 1} \rightarrow R_{C_{\pi 1}} = R_{p2} = \frac{1}{g_{m1}} = 25 \Omega$
 $\tau_{C_{\pi 1}} = R_{C_{\pi 1}} \cdot C_{\pi 1} = (25 \Omega) (22 \text{ pF}) = 0.55 \text{ nS}$

* $C_{\mu 1} \rightarrow R_{C_{\mu 1}} = R_c = 8 \text{ k}\Omega$
 $\tau_{C_{\mu 1}} = R_{C_{\mu 1}} \cdot C_{\mu 1} = (8 \text{ k}\Omega) (9 \text{ pF}) = 72 \text{ nS}$

* $C_{\mu 2}$

$$v_{test} = i_{test} (R_i \parallel R_{p1}) + (g_{m2} v_{\pi 2} + i_{test}) R_{p2}$$

$$v_{\pi 2} = i_{test} (R_i \parallel R_{p1}); \quad v_{test} = i_{test} (R_i \parallel R_{p1}) + g_{m2} i_{test} (R_i \parallel R_{p1}) + i_{test} R_{p2}$$

$$v_{test} = i_{test} (R_i \parallel R_{p1}) + (g_{m2} i_{test} (R_i \parallel R_{p1}) + i_{test}) R_{p2}$$

$$\frac{v_{test}}{i_{test}} = R_{C_{\mu 2}} = (R_i \parallel R_{p1}) + R_{p2} + g_{m2} (R_i \parallel R_{p1}) R_{p2} = 945 \Omega$$

$$\tau_{C_{\mu 2}} = R_{C_{\mu 2}} \cdot C_{\mu 2} = (945 \Omega) (9 \text{ pF}) = 8.5 \text{ nS}$$

$$\frac{1}{\omega_H} = \sum R_i C_i = \sum \tau_i = 0.55 \text{ nS} + 10.12 \text{ nS} + 72 \text{ nS} + 8.5 \text{ nS} = 91.17 \text{ nS}$$

$$\omega_H = 10.96 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \quad \rightarrow \quad f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} \approx 1.74 \text{ MHz}$$

3.3.- Estime el nuevo ancho de banda del circuito al conectar una sonda de osciloscopio en posición "x10" en el punto B del circuito. Téngase en cuenta que el efecto de carga de dicha sonda es el de una resistencia de 10 MΩ en paralelo con una capacidad de 15 pF entre el punto mencionado (B) y masa. (5 puntos)

Al conectar una sonda se añade al final del cto. variando la capacidad de $C_{\mu 1}$. El resto NO CAMBIA

Ahora $C_{\mu 1}^* = C_{\mu 1} + C_{sonda} = 9 \text{ pF} + 15 \text{ pF} = 24 \text{ pF}$
 La resistencia vista por $C_{\mu 1}$ apenas cambia $\rightarrow 8 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ M}\Omega \approx 7.9 \text{ k}\Omega$
 La nueva $\tau_{C_{\mu 1}}^* = R_{C_{\mu 1}}^* \cdot C_{\mu 1}^* = 7.9 \text{ k}\Omega \cdot 24 \text{ pF} = 189.6 \text{ nS}$. (en vez de 72 nS que se resta antes)

$$\frac{1}{\omega_H} = 0.55 \text{ nS} + 10.12 \text{ nS} + 189.6 \text{ nS} + 8.5 \text{ nS} = 208.77 \text{ nS}$$

$$\omega_H = 4.78 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \quad \rightarrow \quad f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = 0.762 \text{ MHz}$$

4. CUESTIONES (10 puntos)

Responda a las preguntas escribiendo en cada recuadro la letra correspondiente a la respuesta que considere correcta. Las respuestas correctas suman 1 punto, las incorrectas restan 0,5 puntos, y las no contestadas no puntúan. La calificación del apartado será la suma de las puntuaciones, o cero si la suma es negativa.

1. Un condensador de acoplo de valor finito se coloca entre las dos etapas de un amplificador para c
 - a) aumentar el ancho de banda
 - b) compensar en frecuencia
 - a) aislar la polarización de las etapas
2. El diagrama de Bode de un amplificador realimentado presenta en alta frecuencia sólo un polo doble; así, b
 - a) el módulo de la ganancia tendrá la frecuencia de corte superior exactamente igual a la del polo
 - b) el módulo de la ganancia tendrá la frecuencia de corte superior ligeramente por debajo de la del polo
 - c) el módulo de la ganancia tendrá la frecuencia de corte superior ligeramente por encima de la del polo
3. En un amplificador cuya respuesta en alta frecuencia presenta 3 polos, siendo $f_2=141.f_1$ y $f_3=1410.f_1$, c
 - a) la frecuencia del mayor determina aproximadamente la frecuencia de corte superior
 - b) la frecuencia del menor determina aproximadamente la frecuencia de corte inferior
 - c) el ancho de banda es aproximadamente f_1
4. Un polo doble de alta frecuencia introduce un desfase total de c
 - a) 45°
 - b) 90°
 - c) 180°
5. El método de constantes de tiempo en circuito abierto c
 - a) permite calcular las frecuencias de los polos de alta frecuencia
 - b) permite calcular las frecuencias de los polos en baja frecuencia
 - c) permite estimar la frecuencia de corte superior
6. El producto ganancia x ancho de banda en un amplificador de único polo realimentado negativamente a
 - a) es constante
 - b) aumenta con el factor de mejora $(1+A\beta)$
 - c) depende de la configuración de realimentación
7. En un amplificador realimentado negativamente con muestreo de tensión, la impedancia de entrada c
 - a) aumenta
 - b) disminuye
 - c) depende de la configuración de realimentación
8. En la etapas de potencia, se utilizan transistores MOS de doble difusión (DMOS) b
 - a) porque su característica sigue una ley cuadrática
 - b) porque permiten corrientes muy altas
 - c) porque compensan la distorsión de cruce
9. Una etapa de salida cuya distorsión armónica total disminuye al aumentar su tensión de salida es de clase b
 - a) A
 - b) B
 - c) AB
10. La eficiencia de la etapas de salida en clase AB c
 - a) son mayores que en clase B
 - b) disminuye al aumentar la tensión de alimentación
 - c) depende de la forma de la señal que procesa

2º CEAN - JUNIO - 1/8

		DELEGACIÓN	ALUMNOS	
--	--	------------	---------	--



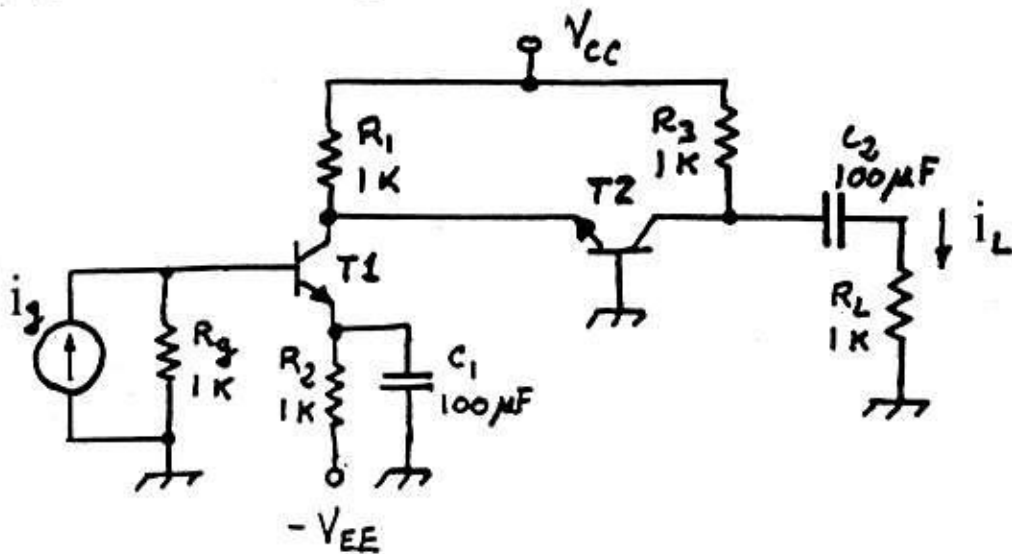
Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
22 de Junio de 2001 **2.30 horas**

Apellidos _____

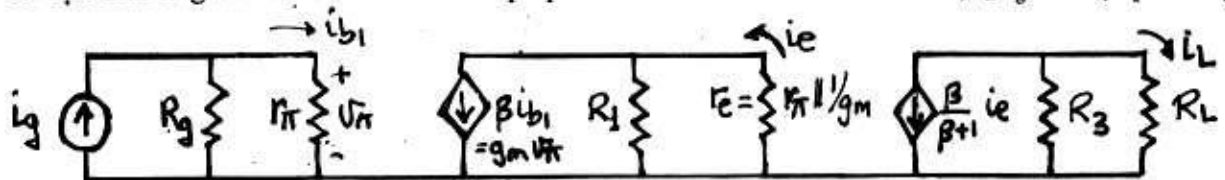
Nombre _____ DNI/PAS: _____

J01-PROBLEMA 1 (40 puntos)

El circuito amplificador cascodo de la figura está constituido por una etapa en emisor común (T1) seguida de otra en base común (T2). Los transistores T1 y T2 son iguales, y están polarizados de igual manera, presentando la siguientes características: $g_m = 40 \text{ mA/V}$; $\beta = h_{fe} = 20$; $r_o = \infty$; $C_\pi = 40 \text{ pF}$; $C_\mu = 6 \text{ pF}$



1. Calcular la ganancia de corriente en pequeña señal a frecuencias medias, i_L/i_g . (8 puntos)



c. eq. pequeña señal, fr. medias

$$A_{im} = \frac{i_L}{i_g} = \frac{i_L}{i_e} \cdot \frac{i_e}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{i_g}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_L}{i_e} &= -\frac{\beta}{\beta+1} \frac{R_3}{R_3+R_L} \approx -\frac{R_3}{R_3+R_L} = -0.5 \\ \frac{i_e}{i_{b1}} &= +\beta \frac{R_1}{R_1+r_e} \approx 20 \\ \frac{i_{b1}}{i_g} &= +\frac{R_g}{R_g+r_\pi} = \frac{2}{3} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} r_\pi &= \frac{\beta}{g_m} = 500 \Omega \\ r_e &= r_\pi \parallel \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} = 25 \Omega \end{aligned}$$

$A_{im} = -6.6$

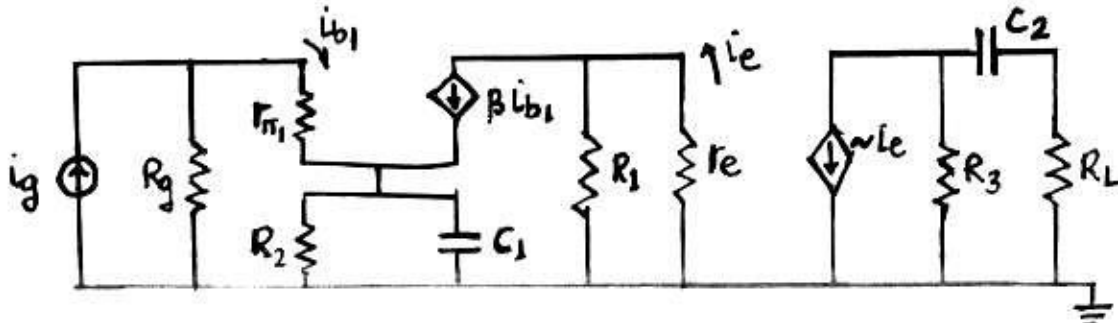
$$|A_{im}|_{dB} = 16.4 \text{ dB}$$

$$\phi_{Aim} = -180^\circ$$

CEAN - JUN '01 - 2/8

2. Calcule la frecuencia de corte inferior del circuito por el método de constantes de tiempo.

(10 puntos)

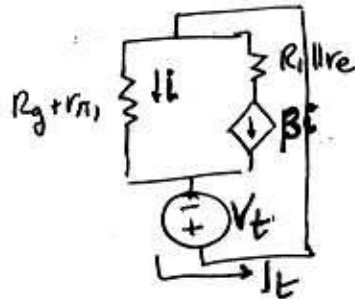


C.e.g. pequeña señal, baja frecuencia

Aplicando el método de ctas. de tiempo en cortocircuitos,

$$\omega_L = \sum_i \omega_{Li} = \sum \frac{1}{R_{Ci} C_i}, \quad i=1,2$$

* $R_{C1} = R_2 \parallel R'$



$$R' = \frac{V_{t'}}{I_{t'}} = \frac{(R_g + r_{\pi 1}) i}{(\beta + 1) i} = \frac{R_g + r_{\pi 1}}{\beta + 1}$$

$$R_{C1} = R_2 \parallel \frac{R_g + r_{\pi 1}}{\beta + 1} = 1k\Omega \parallel \frac{71.4\Omega}{\beta + 1} = 66.6$$

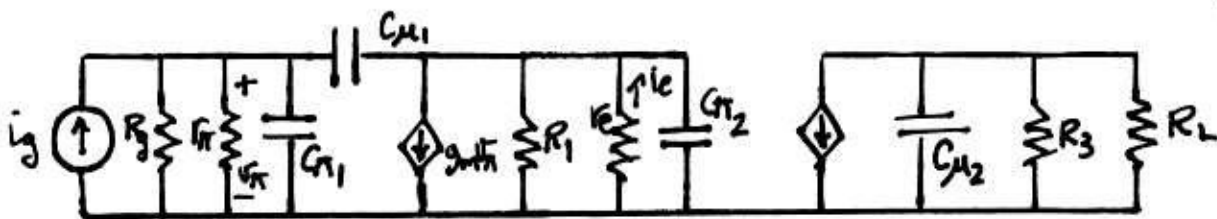
$$\omega_1 = \frac{1}{R_{C1} C_1} = 150 \text{ rad/s}$$

$$R_{C2} = R_3 + R_L = 2k\Omega \Rightarrow \omega_2 = \frac{1}{R_{C2} C_2} = 5 \text{ rad/s}$$

$$\Rightarrow \boxed{\omega_L = 155 \text{ rad/s}} = 24.7 \text{ Hz}$$

3. Calcule la frecuencia de corte superior del circuito por el método de constantes de tiempo.

(15 puntos)



C.e.g. pequeña señal, alta frecuencia

4 constantes de tiempo en circuito abierto:

$$\omega_H = \frac{1}{\sum_i \omega_{Hi}} = \frac{1}{\sum_i R_{Ci} C_i}$$

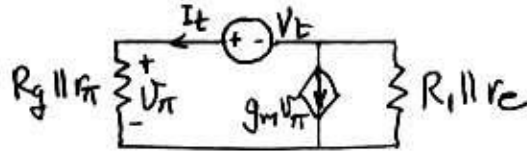
* $\omega_{C\pi 1} = \frac{1}{(R_g \parallel R_{\pi}) C_{\pi 1}} = 7.5 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$

* $\omega_{C\pi 2} = \frac{1}{(R_1 \parallel r_e) C_{\pi 2}} \approx \frac{1}{25\Omega \cdot 40pF} = 10^9 \text{ rad/s}$

$$\omega_{C\mu_2} = \frac{1}{(R_3 \parallel R_L) C_{\mu_2}} = 3.33 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

CEAN - JUN '01 - 3/8

$$\omega_{C\mu_1}$$



$$V_t = v_{\pi} + (I_t + g_m v_{\pi})(R_1 \parallel r_e)$$

$$v_{\pi} = I_t (R_g \parallel r_{\pi})$$

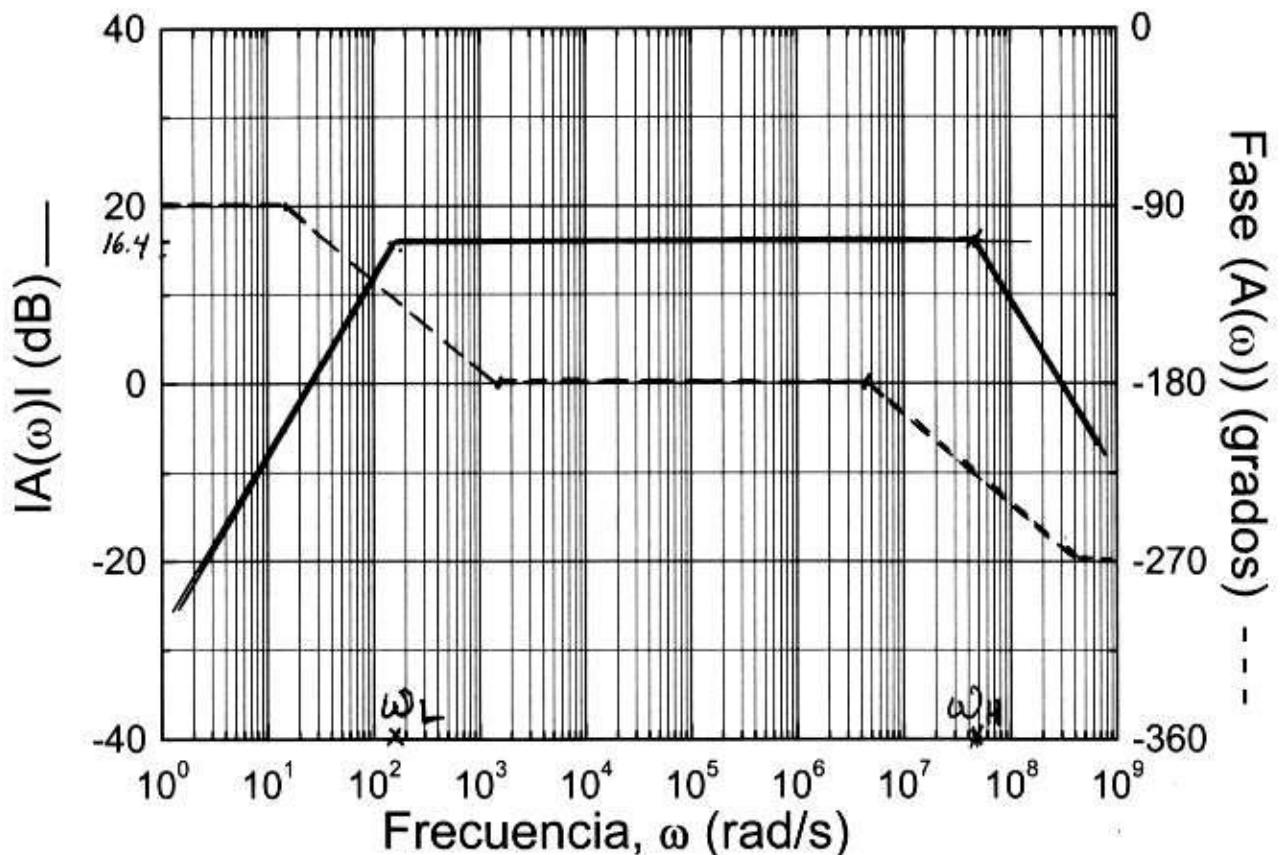
$$\Rightarrow R_{C\mu_1} = \frac{V_t}{I_t} = (R_g \parallel r_{\pi}) + (1 + g_m (R_1 + r_e)) (R_1 \parallel r_e) \approx 69 \Omega$$

$$\Rightarrow \omega_{C\mu_1} = \frac{1}{R_{C\mu_1} C_{\mu_1}} \approx 2.41 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$\omega_H = (\sum \omega_i^{-1})^{-1} = 4.66 \times 10^7 \text{ rad/s} = 7.42 \text{ MHz}$$

4. Dibuje sobre el siguiente gráfico el diagrama de Bode para el módulo y la fase de la ganancia de corriente utilizando las frecuencias de corte obtenidas. (7 puntos)

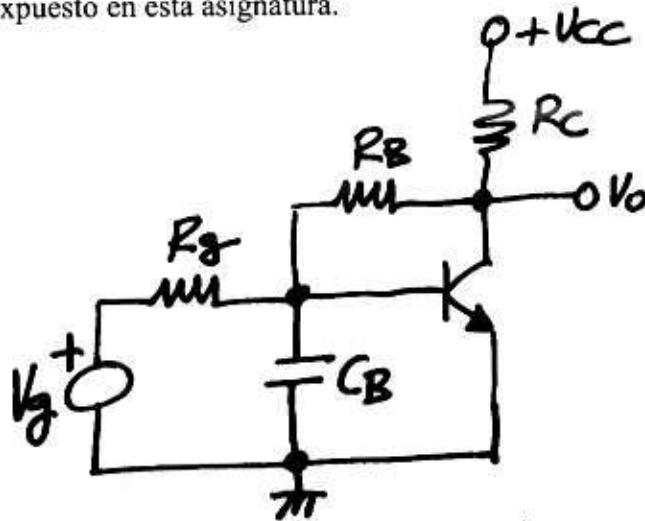
Suponiendo que solo hay 2 polos, a $\omega_L = 155 \text{ rad/s}$ y $\omega_H = 4.66 \times 10^7 \text{ rad/s}$, un cero en el origen, y $\phi_{Am} = -180^\circ$



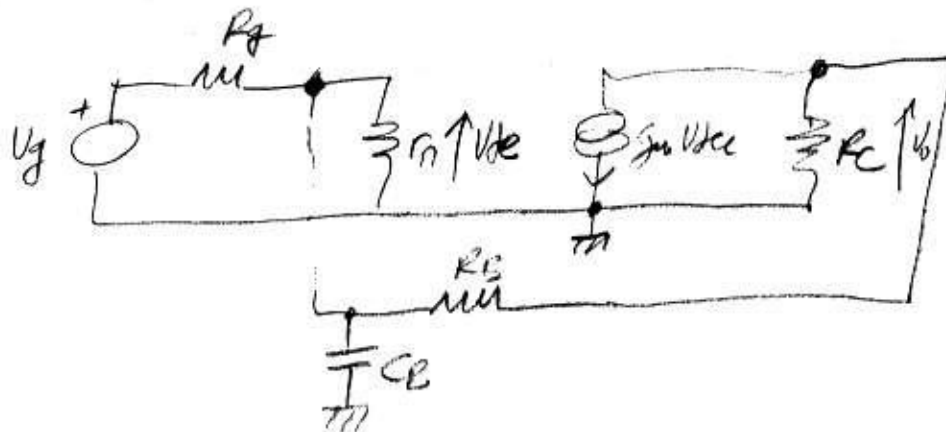
CEAN-JUN'01 - 4/8

J01-PROBLEMA 2 (30 puntos)

El circuito de la figura es un filtro paso bajo activo. Vamos a considerarlo como un circuito realimentado cuya red de realimentación β está formada por R_B y C_B , siendo ésta la única capacidad que afecta a la respuesta en frecuencia del circuito. A pesar del desfase añadido por esta red β , considere en un principio que podemos analizar este circuito utilizando el método aproximado de resolución de circuitos con realimentación negativa expuesto en esta asignatura.



- a) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal. Identifique la topología de realimentación indicando la magnitud que se muestra en la salida y la que se compara en la entrada, y reescriba la siguiente expresión rellenando los subíndices de las funciones de transferencia apropiados a la topología observada y que aparecen señalados como cuadrados: $G_{\square} = A_{\square} / (1 + A_{\square} \cdot \beta_{\square})$ (6 puntos)

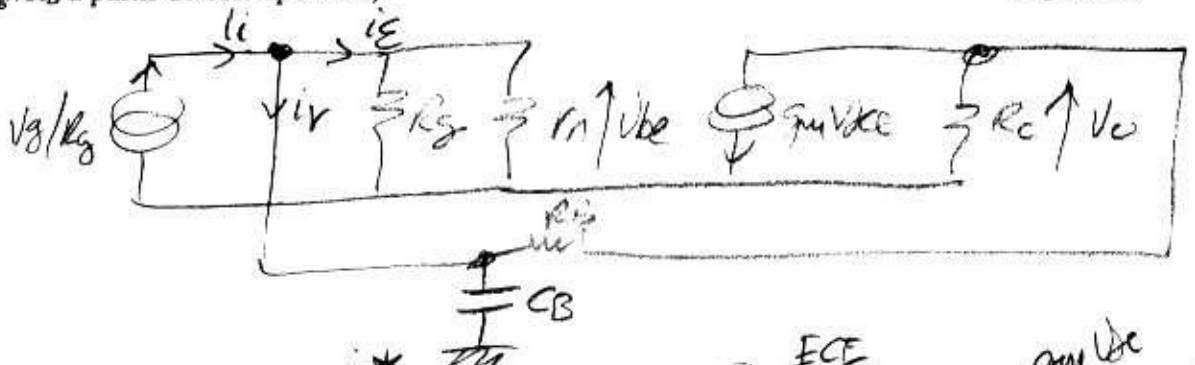


se muestra función a la salida
 y compara variables de entrada

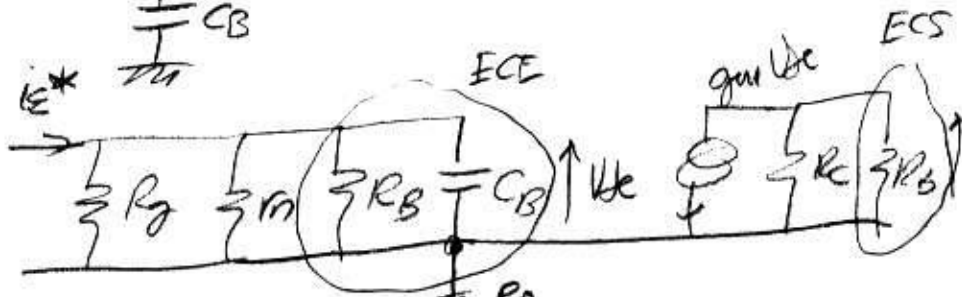
$$G_{\square} = \frac{A_{\square}}{1 + A_{\square} \cdot \beta_{\square}}$$

CEAN-JUN'01 - 5/8

b) Siguiendo el método aproximado, dibuje la nueva red A ideal a la que es aplicable la teoría ideal de realimentación negativa y obtenga la expresión de la ganancia A_{\square} (Le será de ayuda utilizar la abreviatura $R_P = r_n // R_g // R_B$ a partir de este apartado). (8 puntos)



Nueva red A :

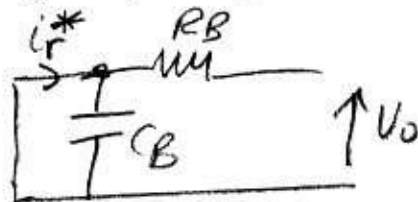


$$V_o = -g_m R_C // R_B \left((r_n // R_B // R_g) // \frac{1}{j\omega C} \right) i_e^*$$

$$A_{\square} = \frac{V_o}{i_e^*} = -g_m R_C // R_B \left(R_P // \frac{1}{j\omega C} \right) \quad (R)$$

c) Dibuje la red β y obtenga la expresión β_{\square} .

(6 puntos)



$$\beta_{\square} = \frac{i_r^*}{V_o} = \frac{-1}{R_B} \quad (V)$$

CEAN - JUNIO - 6/8

d) Suponiendo que el factor $A_{\square}\beta_{\square}$ sea muy superior a la unidad, obtenga la expresión de $G_v = V_o/V_g$. Si ha seguido correctamente el desarrollo, observará que, sorprendentemente, esta expresión no depende de la frecuencia. (6 puntos)

$$G_z \Big|_{A_{\square}\beta_{\square} \gg 1} \rightarrow \frac{1}{\beta_{\square}} = -R_B$$

$$\left[G_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{i_i} \cdot \frac{i_i}{V_g} = G_z \frac{1}{R_g} = -\frac{R_B}{R_g} \right]$$

e) La razón de que el análisis utilizando el método aproximado no nos permita observar la respuesta en frecuencia que realmente tiene este circuito se debe a que el producto $A_{\square}\beta_{\square}$ evoluciona también en frecuencia y llega a ser inferior a la unidad, invalidando el análisis del apartado anterior. Obtenga la expresión de la frecuencia del polo que tiene la función $A_{\square}\beta_{\square}(j\omega)$. (4 puntos)

$$A_z \beta_y = + g_m \left(\frac{R_c // R_B}{R_B} \right) \left(R_p // \frac{1}{j\omega C} \right) =$$

$$= g_m \frac{R_c}{R_B + R_c} \left(R_p // \frac{1}{j\omega C} \right)$$

$$R_p // \frac{1}{j\omega C} = \frac{\frac{R_p}{j\omega C}}{R_p + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C}$$

$$A_z \beta_y = g_m \frac{R_c}{R_B + R_c} \cdot \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C}$$

Que tiene un polo en

$$\boxed{\omega_p = \frac{1}{R_p C} \text{ rad/s}}$$

CEAN - JUN'01 - 7/8

J01-PROBLEMA 3 (30 puntos)

El esquema de la Figura 1 representa una configuración genérica de una etapa de potencia en clase B realizada con transistores BJT, que procesa una señal procedente de una etapa excitadora con una resistencia de salida no nula R_i .

Los transistores operan como sus modelos equivalentes de gran señal: cuando están en activa, por ejemplo, se sustituyen por el representado en la Figura 2 (caída de tensión entre la base y el emisor $V_{BE} = 0.6\text{ V}$, $h_{ie} = r_{\pi} = 0$). Ambos transistores presentan $V_{CEsat} = 0.2\text{ V}$ y tienen ganancias de corriente de $\beta_1 = 119$ y $\beta_2 = 59$, respectivamente.

Figura 1

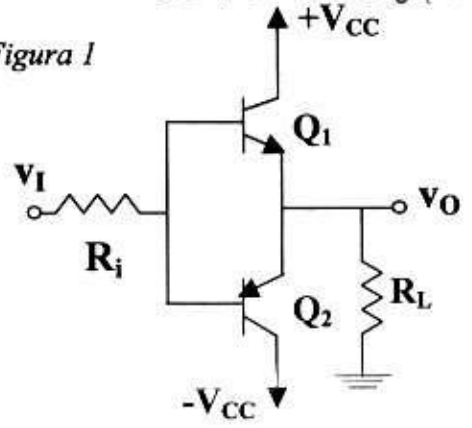
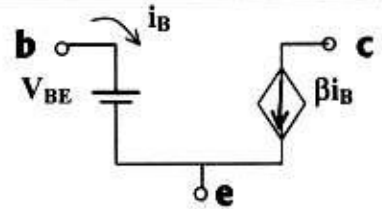


Figura 2



1. Indicar **muy brevemente** qué tipos de distorsión pueden afectar a la señal de salida v_O al procesar una señal v_I senoidal de amplitud moderada, que no provoca saturación de Q_1 y Q_2 . Dibujar esquemáticamente la onda de salida v_O sobre la señal de entrada v_I mostrada en la Figura 3 para indicar dichas distorsiones. (5 puntos)

* distorsión de cruce

$$v_O = 0 \text{ para } |v_I| < 0.6\text{ V}$$

* asimetría en la ganancia de los semiciclos + y -: $G^+ > G^-$, por ser $\beta_1 > \beta_2$ y $R_i \neq 0$.

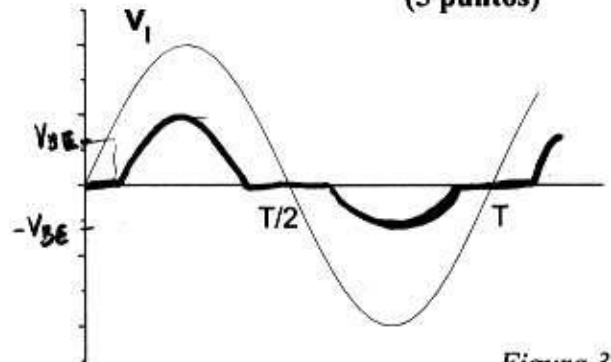


Figura 3

2. Para cuantificar estas distorsiones, supóngase que $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_i = 200\ \Omega$ y $R_L = 5\ \Omega$.

a) Determinar la ganancia de tensión $G = \partial v_O / \partial v_I$ en la región de operación lineal para ambos semiciclos, G^+ y G^- .

b) Representar la función transferencia de tensión para el rango $v_I = [-5\text{ V}, +5\text{ V}]$ en la figura 4, indicando los valores significativos. (10 puntos)

a) $v_O^+ = i_O R_L = i_{e1} R_L = (\beta_1 + 1) i_{b1} R_L$, donde

$$i_{b1} = \sqrt{R_i} / R_i = [v_I^+ - (v_O^+ + V_{BE})] / R_i$$

$$\Rightarrow v_O^+ = \frac{(\beta_1 + 1) R_L}{(\beta_1 + 1) R_L + R_i} (v_I^+ - V_{BE}) \Rightarrow \boxed{G^+ = \frac{(\beta_1 + 1) R_L}{(\beta_1 + 1) R_L + R_i} = 0.75}$$

Análogamente,

$$v_O^- = \frac{(\beta_2 + 1) R_L}{(\beta_2 + 1) R_L + R_i} (v_I^- + V_{BE}) \Rightarrow \boxed{G^- = \frac{(\beta_2 + 1) R_L}{(\beta_2 + 1) R_L + R_i} = 0.6}$$

CEAN-JUN'01 - 8/8

b) $V_0 = 0 \quad |V_I| < 0.6V$

$V_0^+ (V_I = 5V) =$
 $= 0.75 (5 - 0.6) = 3.3V$

$V_0^- (V_I = -5V) =$
 $= 0.6 (-5 + 0.6) = -2.64V$

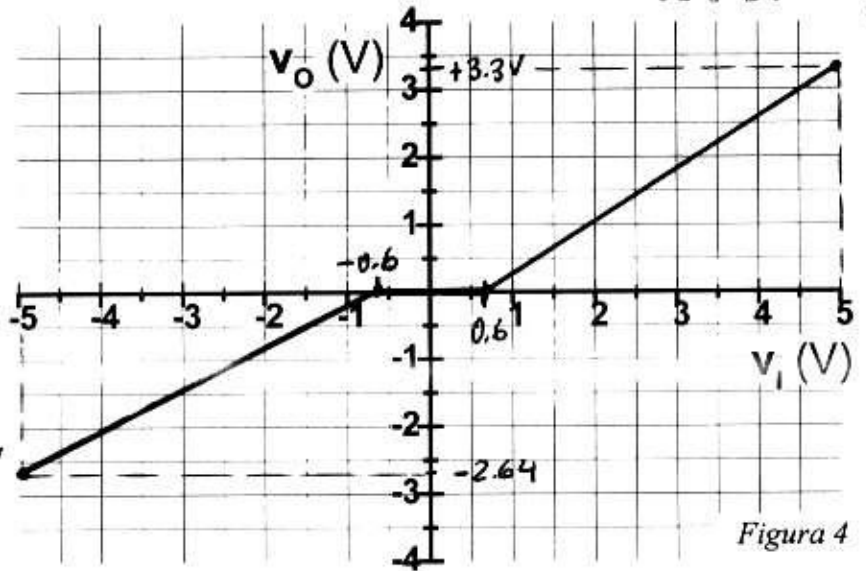


Figura 4

3. Ignorando a partir de ahora todos los efectos de distorsión, se obtiene en la salida una **señal senoidal de muy baja frecuencia** que entrega a la carga una potencia de 40 W. Obtener las expresiones y calcular
- la potencia promedio entregada por las fuentes de alimentación y la eficiencia de la etapa.
 - el máximo consumo instantáneo de cada transistor cuando producen dicha señal.
 - la máxima resistencia térmica de los disipadores θ_{SA} con que habría que dotar a cada transistor si operan a $T_A = 25^\circ C$, sabiendo que $T_{Jmax} = 250^\circ C$, $\theta_{JC} = 2^\circ C/W$ y $\theta_{CS} = 0.2^\circ C/W$.
 - la máxima resistencia térmica de un disipador común θ'_{SA} para ambos transistores, cada uno encapsulado como en el apdo. c). (15 puntos)

a) $P_L = V_0^2 / 2R_L \Rightarrow V_0 = \sqrt{2P_L R_L} = 20V$

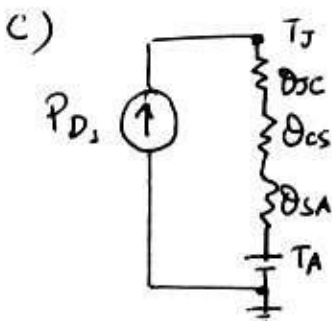
$P_{in} = 2V_{CC} I_{CC\ ave} = 2V_{CC} V_0 / \pi R_L = 76.4W$

$\eta = P_L / P_{in} = \frac{\pi}{4} \frac{V_0}{V_{CC}} = 52.4\%$

b) $P_{D1} = P_{D2} = P_{Dinst} = V_{CE} \cdot I_C = (V_{CC} - V_0) i_0 = (V_{CC} - V_0) \frac{V_0}{R_L} (t)$

$dP_{Dinst} / dV_0 = V_{CC} / R_L - 2V_0 / R_L = 0 \Rightarrow V_0^* (max P_{Dinst}) = \frac{V_{CC}}{2} = 15V$

$\Rightarrow P_{Dinst\ max} = V_{CC}^2 / 4R_L = 45W.$



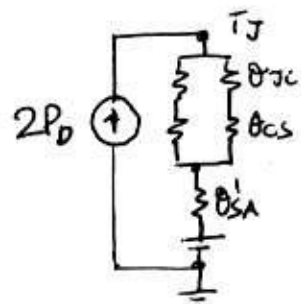
$T_{Jmax} \geq T_J = T_A + P_D (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$

$\Rightarrow \theta_{SA} \leq \frac{T_{Jmax} - T_A}{P_{D1}} - \theta_{CS} - \theta_{JC} = 2.8^\circ C/W.$

d) En el peor de los casos, habrá de disipar el doble de calor, y será

$\theta'_{SA} = \theta_{SA} / 2 = 1.4^\circ C/W$

Idénticos resultados resolviendo circuito



--	--	--	--	--



**Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación, U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
19 de Setiembre de 2001, 12 horas. Duración: 2.30 horas**

APELLIDOS SOLUCION - [REDACTED]

NOMBRE DELEGACIÓN DE ALUMNOS DNI/PAS: _____

S01 - PROBLEMA 1 (30 puntos)

Se dispone de un Amplificador Operacional, AO, y de un par de transistores de potencia complementarios, Q1 y Q2, npn y pnp, respectivamente.

Datos:

AO: Resistencia de entrada infinita, Resistencia de salida nula, ganancia de tensión $A_v = 100$.

Q1 y Q2: $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE \text{ sat}} = 0.2 \text{ V}$.

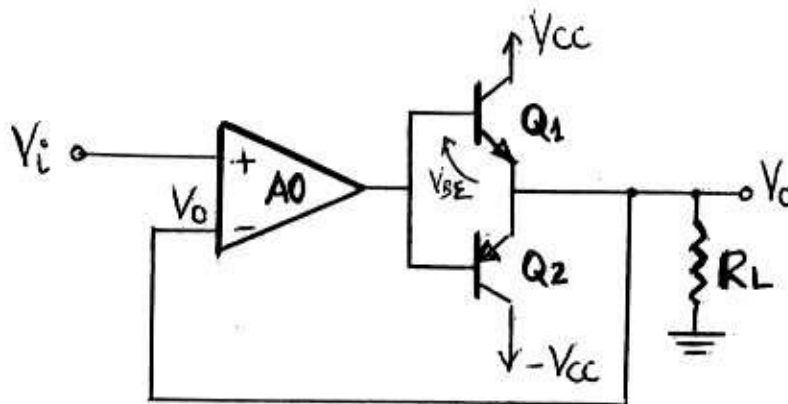
La tensión de alimentación es simétrica ($+V_{CC}$ y $-V_{CC}$).

1.1.- Se pretende realizar una etapa de salida para entregar una potencia determinada a una resistencia de carga R_L .

i) Represente un esquema del circuito formado exclusivamente por AO, Q1, Q2 y R_L donde el AO ataque una etapa en clase B formada por Q1 y Q2, y se minimice la distorsión de cruce característica de dicha etapa. (5 p)

ii) Para el circuito del apartado anterior, obtenga la expresión de la característica de transferencia o relación entre tensión de salida en la carga y tensión de entrada. Indique el intervalo de tensiones de entrada para las que la tensión a la salida es nula ("zona muerta"). (10 p)

i) Reducción de la distorsión de cruce mediante realimentación, incluyendo la etapa en clase B en el lazo de realimentación de un preamplificador formado por el AO:



ii) Q_1 en activa

$$V_0 + V_{BE} = (V_i - V_0) \cdot A_v$$

$$V_0 (1 + A_v) = V_i A_v - V_{BE} \Rightarrow$$

$$\underline{V_0 = V_i \frac{A_v}{1 + A_v} - \frac{V_{BE}}{1 + A_v}} \quad (a)$$

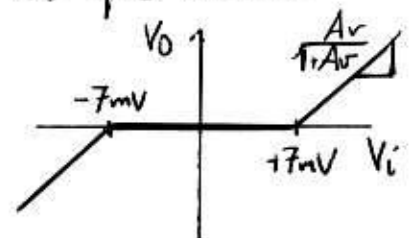
Q_2 en activo: análogamente

$$V_0 - |V_{BE}| = (V_i - V_0) \cdot A_v \Rightarrow V_0 = V_i \frac{A_v}{1 + A_v} + \frac{|V_{BE}|}{1 + A_v} \quad (b)$$

La "zona muerta" está limitada por las tensiones V_i que anulan las expresiones (a) y (b):

$$(a) \quad V_0 = 0 \Rightarrow V_{i_a} = |V_{BE}| / A_v = 7 \text{ mV}$$

$$(b) \quad V_0 = 0 \Rightarrow V_{i_b} = -|V_{BE}| / A_v = -7 \text{ mV}$$



1.2.- Considere que la señal de salida es sinusoidal y sin distorsión y que entrega una potencia de 20 W a una carga $R_L = 8 \Omega$. Si la tensión de alimentación, V_{CC} , es tal que la potencia media disipada en cada transistor es 6.7 W, calcular:

- El valor de pico de la corriente que circula por la carga. (5 p)
- El valor de V_{CC} . (5 p)
- La eficiencia de la etapa. (5 p)

Desprecie la potencia consumida por el AO.

$$i) \quad I_{PL} = V_0 / R_L, \quad R_L = 8 \Omega$$

$$P_L = V_0^2 / 2R_L = 20 \text{ W} \Rightarrow V_0 = \sqrt{2R_L P_L} = 17.9 \text{ V}$$

$$\Rightarrow \underline{I_{PL} = 2.24 \text{ A}}$$

$$ii) \quad P_{in} = 2V_{CC} \frac{V_0}{\pi R_L} = 2P_D + P_L = 2 \cdot 6.7 + 20 = 33.4 \text{ W}$$

$$\Rightarrow \underline{V_{CC} = P_{in} \frac{\pi R_L}{2 V_0} = 33.4 \frac{\pi \cdot 8}{2 \cdot 17.9} = 23.4 \text{ V}}$$

$$iii) \quad \underline{\eta} = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{20 \text{ W}}{33.4 \text{ W}} = \underline{59.9 \%}$$

S01 - PROBLEMA 2 (30 puntos)

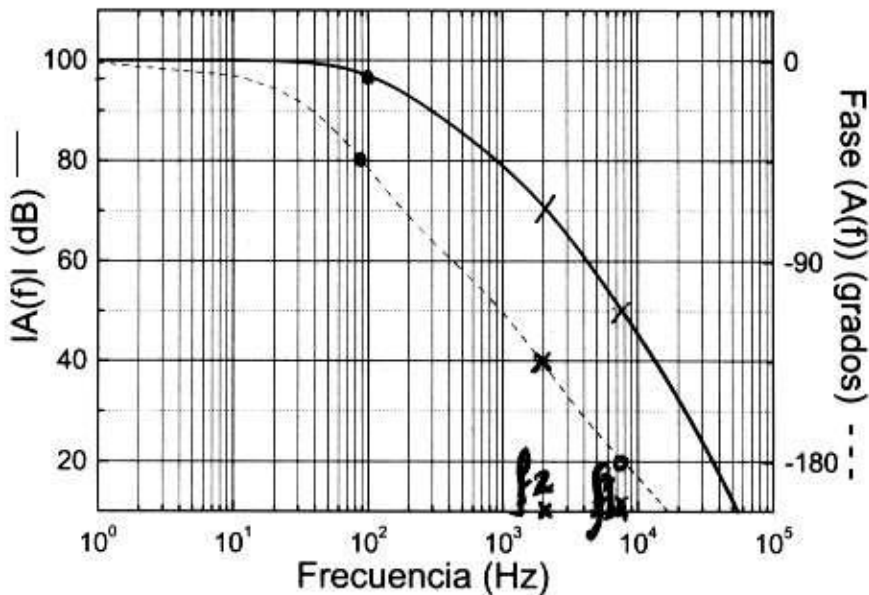
Se dispone de un Amplificador Operacional (AO) cuya ganancia de tensión, en lazo abierto, varía con la frecuencia según la gráfica de la figura, en módulo y fase. Se sabe que el AO tiene un condensador interno de compensación $C_c = 50 \text{ pF}$, que aprovecha el efecto Miller para fijar el ancho de banda.

2.1.- Determine la frecuencia del polo dominante a partir de la representación de la respuesta en frecuencia. Obtenga el Margen de Ganancia para el caso de un seguidor de tensión ($\beta = 0 \text{ dB}$) e indique si es estable. (8 p)

$$\left. \begin{aligned} A(f_H) &= A_{mid} - 3 \text{ dB} \rightarrow f_H \approx 100 \text{ Hz} \\ \phi_A(f_H) &= -45^\circ \rightarrow f_H = 90 \text{ Hz} \approx 100 \text{ Hz} \end{aligned} \right\} \rightarrow f_H \approx 100 \text{ Hz}$$

Para $\beta = 0 \text{ dB}$ ó $1/\beta = 1 \Rightarrow |L| = |A|$

A $f_1 / \phi = -180^\circ$, ($f_2 \approx 8 \text{ kHz}$), $|L| \approx 50 \text{ dB} \rightarrow \text{M.G.} = -50 \text{ dB}$
 → seguidor INESTABLE



2.2.- Hallar el valor de β para una red de realimentación tal que el margen de fase es de 45° . (7 p)

M.F. = $45^\circ \Rightarrow |L| = 0 \text{ dB}$ para $f_2 / \phi = -135^\circ$

$\Rightarrow f_2 \approx 2 \text{ kHz}$

$|A|(f_2) = 70 \text{ dB} \Rightarrow 1/\beta = 70 \text{ dB} \equiv 1/\beta = 10^{70/20} = 3162$

$\Rightarrow \beta = \frac{1}{3162} = 0.000316$

2.3.- Se quiere desplazar la frecuencia del polo dominante cambiando el condensador de compensación. Determinar el nuevo valor de dicho condensador para que la ganancia de lazo en el AO realimentado con una red de $\beta = 0.1$ (unidades naturales) pase a tener un margen de ganancia de 10 db. (15 p)

* Cambiar C_c por C_c' supone desplazar el polo dominante de $f_H \approx 100 \text{ Hz}$ a $f_H' (< f_H)$.

* Determinación de f_H' para M.G. = 10dB con $\beta = 0.1$.

$$\text{M.G.} = 10 \text{ dB} \Rightarrow |L'| = -10 \text{ dB} \quad \text{a} \quad \angle_{-180^\circ} \approx 8 \text{ kHz.}$$

$$\text{Como } |A|(8 \text{ kHz}) = 50 \text{ dB} \quad \text{y} \quad \frac{1}{\beta} = 10 \equiv 20 \text{ dB}$$

$$|L| = |A| - \frac{1}{\beta}_{\text{dB}} = 30 \text{ dB.}$$

Así, $|L|$ ha de disminuir en $30 + 10 = 40 \text{ dB}$ para ser $|L'|$,

$$\Rightarrow f_H' \text{ es 2 décadas menor que } f_H : \underline{f_H'} = \frac{100 \text{ Hz}}{10^2} = \underline{\underline{1 \text{ Hz}}}$$

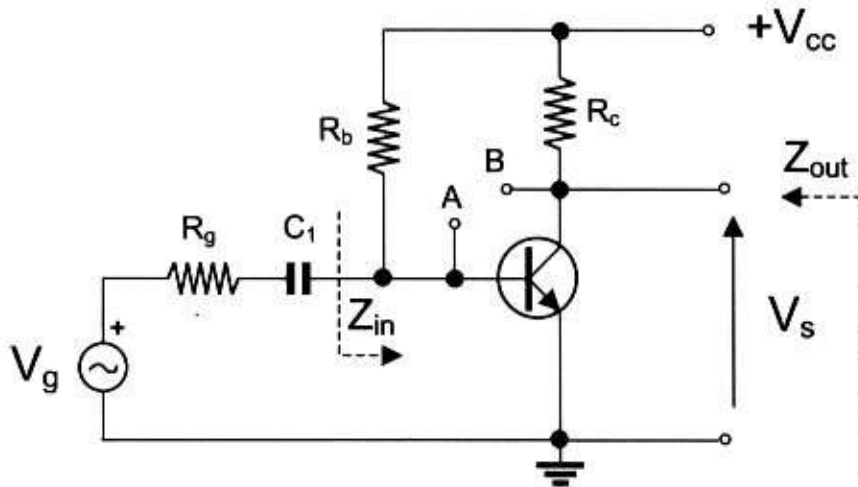
* Determinación de C_c'

$$\text{Como } f_H \text{ es dominante, } f_H = \frac{1}{2\pi R_i C_c (1 - A_m)}$$

$$\Rightarrow \frac{f_H'}{f_H} = \frac{C_c}{C_c'} \quad \Rightarrow \quad \underline{C_c'} = 50 \text{ pF} \times 10^2 = \underline{\underline{5 \text{ nF}}}$$

S01 - PROBLEMA 3 (40 puntos)

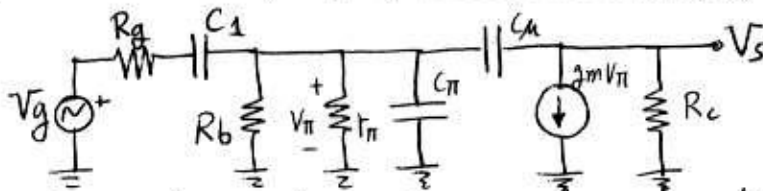
La figura representa un amplificador de pequeña señal basado en un transistor bipolar. Entre los puntos A y B no hay nada conectado en un principio.



DATOS:

- $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ $R_b = 10 \text{ M}\Omega$ $C_1 = 45 \text{ nF}$ $C_\pi = 10 \text{ pF}$ $C_\mu = 1 \text{ pF}$
- $I_B = 10 \text{ }\mu\text{A}$ $\beta_F = h_{fe} = 530$ $V_T = kT/q = 25 \text{ mV}$

3.1.- Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal válido para todas las frecuencias indicando qué capacidades determinan el comportamiento del circuito en bajas frecuencias y cuales lo hacen en altas. Obténgase la ganancia en tensión $A_v = V_s / V_g$ a frecuencias medias. (8 p)



El comportamiento en baja frecuencia viene dado por C_1
 El comportamiento en alta frecuencia viene dado por C_π y C_μ

$$r_{\pi} = \frac{V_t}{I_B} = \frac{0.025}{10 \cdot 10^{-6}} = 2.5 \text{ k}\Omega ; \quad g_m = \frac{\beta_F}{r_{\pi}} = \frac{530}{2.5 \text{ k}\Omega} = 0.212 \text{ A/V}$$

A frecuencias medias, C_1 aparece cortocircuitado y C_π, C_μ NO APARECEN

$$A_v = \frac{V_s}{V_g} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_s = -g_m V_{\pi} R_c \\ V_{\pi} = \frac{(R_b \parallel r_{\pi})}{R_g + (R_b \parallel r_{\pi})} V_g \end{array} \right. \quad R_b \parallel r_{\pi} \approx r_{\pi}$$

$$\overline{A_v} = -g_m R_c \frac{(R_b \parallel r_{\pi})}{R_g + (R_b \parallel r_{\pi})} = - (0.212) (10^3) \left(\frac{2.5 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 2.5 \text{ k}\Omega} \right) = \underline{\underline{-151.42}}$$

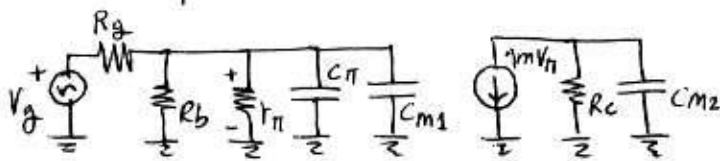
$$A_{v\text{dB}} = 20 \log |A_v| = 20 \log |151.42| = \underline{\underline{43.60 \text{ dB}}}$$

3.2.- Dibuje el diagrama de Bode de la ganancia A, de este circuito considerando un polo dominante de alta frecuencia y estimándolo mediante la aproximación de Miller. Indique claramente las frecuencias críticas, así como las pendientes de las líneas. (8 p)

⊗ El condensador C_1 aporta un cero en el origen y un polo en la frecuencia
 $\omega_{p1} = \frac{1}{C_1 R_{eq1}}$ donde $R_{eq1} = R_g + (R_b \parallel r_{\pi}) \cong R_g + r_{\pi} = 3.5 \text{ k}\Omega$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(45 \cdot 10^{-9})(3.5 \cdot 10^3)} = 6349 \text{ rad/s} \rightarrow \boxed{f_{p1} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} = 1010 \text{ Hz}}$$

⊗ El polo de A.F. se obtiene aplicando el T. de Miller al cto. equivalente del primer apartado en A.F. (i.e. el condensador C_1 aparece cortocircuitado)



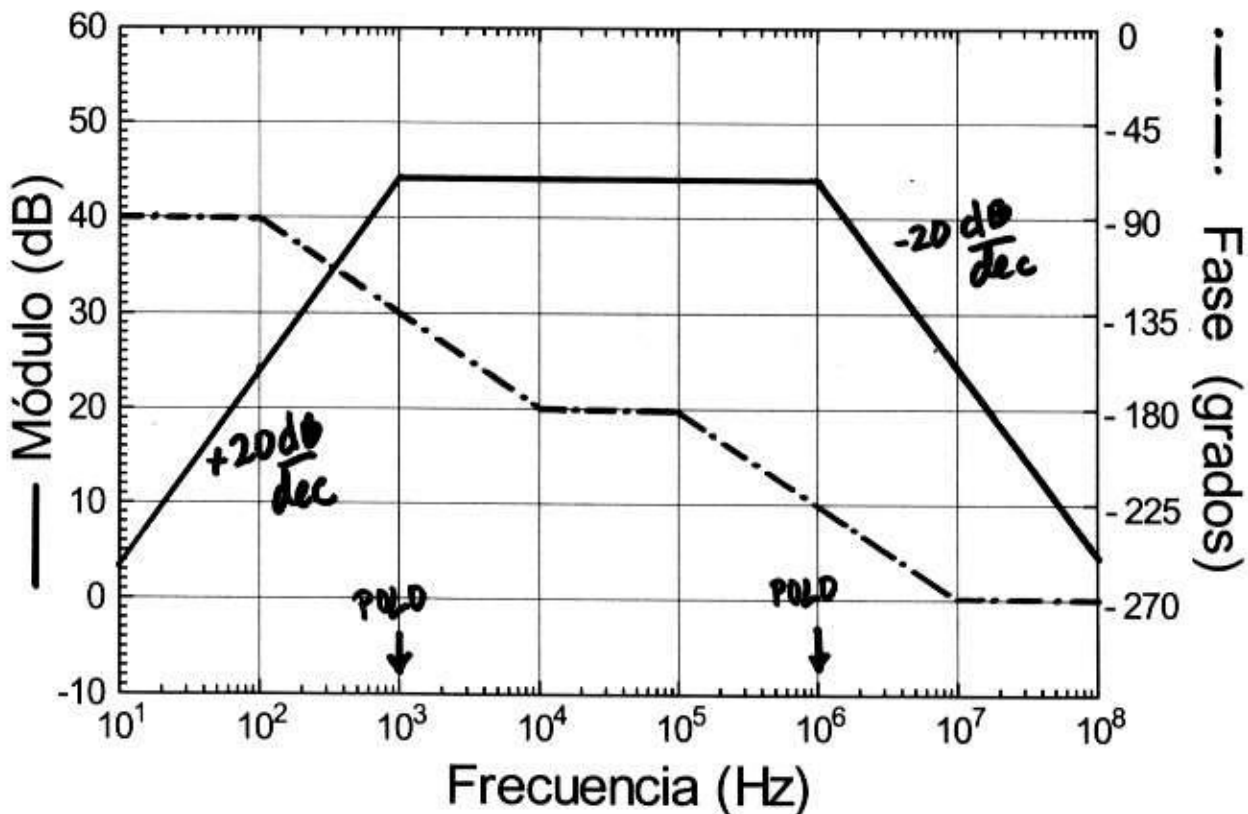
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(C_{\pi} + C_{m1})(R_g \parallel R_b \parallel r_{\pi})}$$

$$C_{m1} = (1 - A_M) C_{\mu} \text{ y } A_M = -g_m R_c$$

$$C_{m1} = (1 + g_m R_c) C_{\mu} = (1 + 212) \cdot 1 \text{ pF} = \underline{213 \text{ pF}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(10 \text{ pF} + 213 \text{ pF})(R_g \parallel r_{\pi})} = \frac{1}{(223 \text{ pF})(714 \Omega)} = \underline{6.28 \cdot 10^6 \text{ rad/s}}$$

$$\boxed{f_{p2} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = 999.490 \text{ Hz} \cong 1 \text{ MHz}}$$



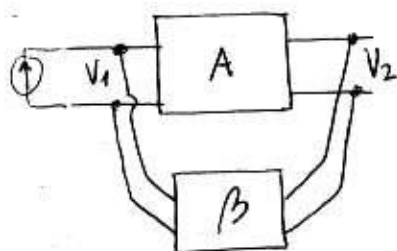
Para los apartados siguientes, el amplificador se realimenta conectándose entre los puntos A y B la siguiente red β :



con $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ y $C_f \rightarrow \infty$.

3.3.- Indique la configuración de realimentación existente a frecuencias medias y represente el circuito equivalente de pequeña señal en dicho rango de frecuencias, considerando los efectos de carga de la red β en el amplificador original. (8 p)

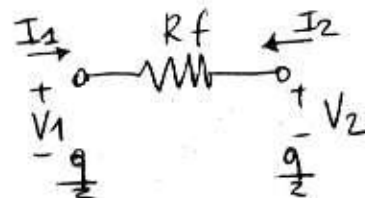
A frecuencias medias C_f está cortocircuitado y por tanto se trata de un muestreo de tensión y realimentación de corriente (paralelo-paralelo).



PARÁMETROS COMUNES a:

- * la entrada $\rightarrow V_1$
- * la salida $\rightarrow V_2$

Red β a frecuencias medias es



Efectos de carga

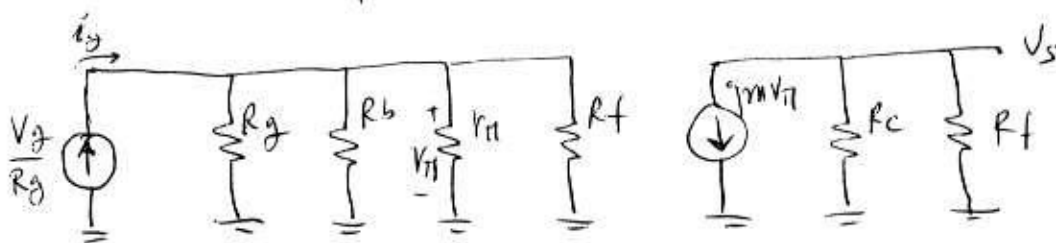
$$R_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0} = R_f \quad ; \quad R_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_1=0} = R_f$$

Ganancia red β $\beta_{ij} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} = -\frac{1}{R_f}$

Circuito equivalente incluyendo efectos de carga de la red β



Transformación a equivalente Norton a la entrada



3.4.- Calcule la ganancia de tensión $A_v = V_s/V_g$ del circuito realimentado a frecuencias medias. (8 p)

La ganancia que se obtiene de la topología del circuito es .

$$A_z = \frac{V_s}{i_g} \quad \text{donde} \quad i_g = \frac{V_g}{R_g}$$

$$A_{zf} = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_g}$$

$$A_z = \frac{V_s}{i_g} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_s = -g_m V_{\pi} (R_c \parallel R_f) \\ V_{\pi} = i_g (R_b \parallel r_{\pi} \parallel R_g \parallel R_f) \end{array} \right.$$

$$\beta_g = \frac{-1}{R_f} = -10^{-4} \text{ A/V}$$

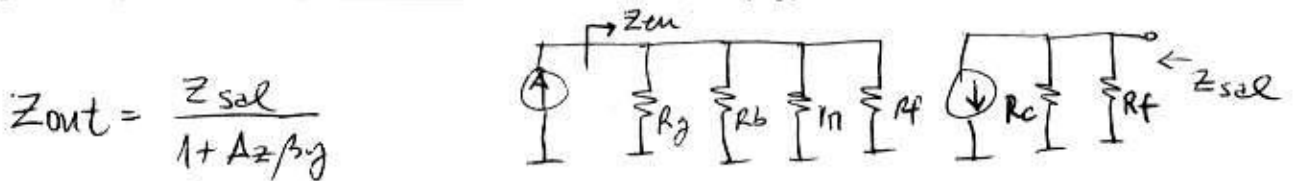
$$A_z = -g_m (R_c \parallel R_f) (R_b \parallel r_{\pi} \parallel R_g \parallel R_f)$$

$$A_z = -128 \cdot 10^3 \text{ V/A}$$

$$A_{zf} = \frac{-128 \cdot 10^3}{1 + (-128 \cdot 10^3)(-10^{-4})} = -9.3 \cdot 10^3 \text{ V/A}$$

$$A_{vf} = \frac{V_s}{V_g} = \frac{V_s}{i_g R_g} = \frac{A_{zf}}{R_g} = \frac{-9.3 \cdot 10^3}{10^3} = \underline{\underline{-9.3}}$$

3.5.- Determine las impedancias de entrada, Z_{in} , y salida, Z_{out} , (posiciones indicadas en la figura inicial del problema) del circuito realimentado a frecuencias medias. (8 p)



$$Z_{out} = \frac{Z_{sal}}{1 + A_z \beta_g}$$

$$Z_{sal} = R_c \parallel R_f$$

$$Z_{out} = \frac{R_c \parallel R_f}{1 + A_z \beta_g} = \frac{909}{1 + (128 \cdot 10^3 \cdot 10^{-4})} = \underline{\underline{65.87 \Omega}}$$

$$Z_{inf} = \frac{Z_{en}}{1 + A_z \beta_g} = \frac{668 \Omega}{13.8} = 48.40 \Omega$$

$$Z_{en} = R_g \parallel R_b \parallel r_{\pi} \parallel R_f \approx 668 \Omega$$

$$Z_{inf} = R_g \parallel Z_{in} = \frac{R_g Z_{in}}{R_g + Z_{in}} = \frac{10^3 Z_{in}}{10^3 + Z_{in}} = \dots 48.40 \Omega$$

$$\boxed{Z_{in} = 51 \Omega}$$

	DELEGACIÓN DE ALUMNOS		
--	-----------------------	--	--



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
10 de Junio de 2002

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, no substituya los valores numéricos hasta que haya llegado a las expresiones analíticas finales correspondientes a cada caso.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

El circuito de la figura 1 es un **amplificador de transimpedancia** que convierte la corriente generada por el fotodiodo D_1 en un nivel de tensión apreciable en v_o .

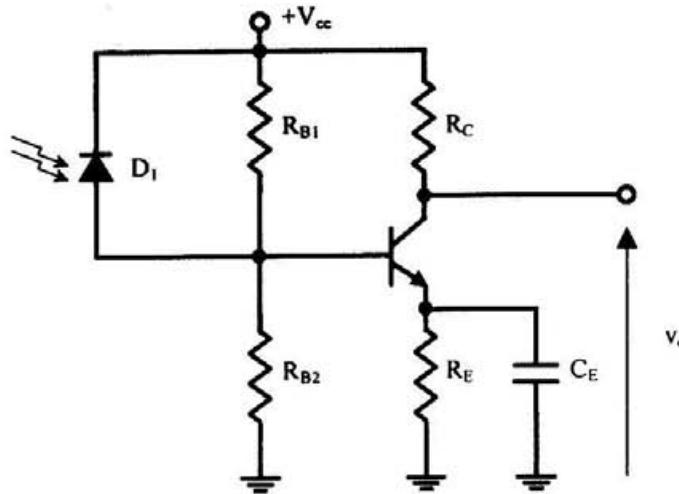


Figura 1

Datos: $V_{cc} = 12V$; $R_{B1} = 120K\Omega$; $R_{B2} = 82 K\Omega$; $R_C = 3900\Omega$; $R_E = 3900\Omega$; $\beta = 200$; $r_o = \infty$; $r_b = 0\Omega$; $C_{\pi} = 20pF$; $C_{\mu} = 5pF$; $V_T = 25 mV$; $V_{BE} = 0,7V$; $C_E = 159 \mu F$. Suponga que Q_1 está polarizado en su zona activa con $I_C = 1mA$.

Suponga igualmente que el circuito equivalente del diodo es el que aparece en la figura 2, donde $C_d = 33pF$ es un efecto capacitivo que afecta en alta frecuencia.

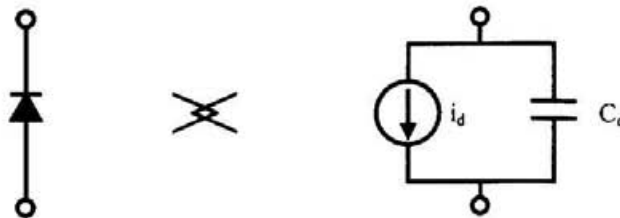


Figura 2

1. **Dibuje** el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias y **calcule** la ganancia v_o/i_d (donde i_d es la corriente que aparece en el modelo del fotodiodo de la figura 2), también a frecuencias medias. (10 puntos)

* A frecuencias medias $C_E \rightarrow$ corto, $C_d, C_{\pi}, C_{\mu} \rightarrow$ abiertos



donde $R_{B12} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 48.7 \text{ k}\Omega$; $R_{B12} \parallel r_{\pi} = 4535 \Omega$

* Para el transistor: $g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40 \text{ mS}$; $r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 5 \text{ k}\Omega$

* La transimpedancia será:

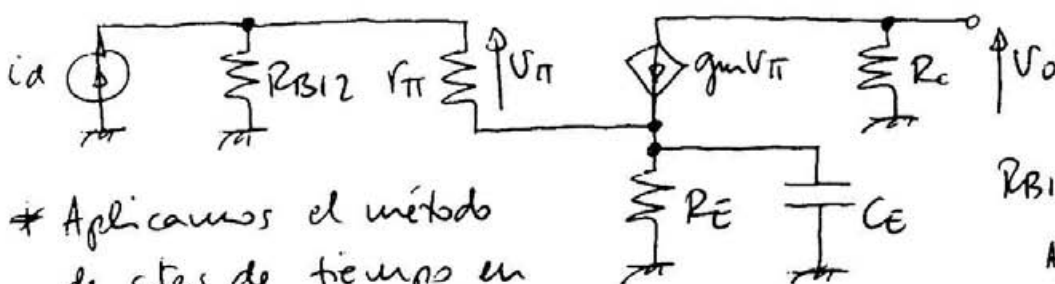
$$A_z = \frac{v_o}{i_d} = \frac{v_o}{v_{\pi}} \cdot \frac{v_{\pi}}{i_d} = -g_m R_C \cdot [R_{B12} \parallel r_{\pi}]$$

$$A_z = -707 \text{ k}\Omega$$

2. **Dibuje** el circuito equivalente en pequeña señal para baja frecuencia y **estime** la frecuencia de corte inferior de la ganancia v_o/i_d usando el método de constantes de tiempo que considere oportuno (suponga válida la aproximación de polo dominante). (8 puntos)

* Al dar me como válida la aproximación de polo dominante me garantizan que puedo aplicar el método de ctes de tiempo (argumento válido para el apartado 3)

* En BF sólo interviene C_E ($C_d, C_{\pi}, C_{\mu} \rightarrow$ abiertos)



* Aplicamos el método de ctes de tiempo en cortocircuito:

$$f_{ci} \approx \frac{1}{2\pi} \sum \frac{1}{\tau_i}$$

* Finalmente

$$\tau_{CE} = R_{CE} \cdot C_E = 39.8 \mu\text{s} \Rightarrow f_{ci} = 4 \text{ Hz}$$

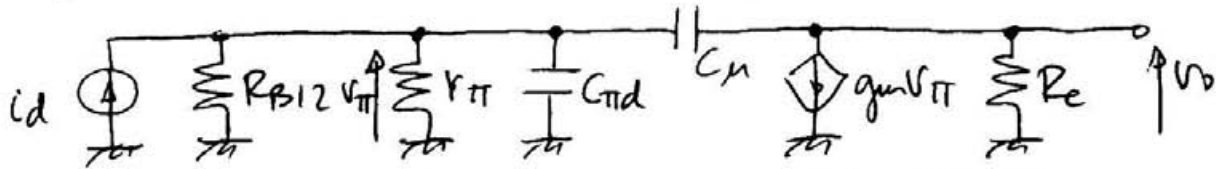
* Si hay un condensador: C_E

$$R_{CE} = R_E \parallel \frac{r_{\pi} + R_{B12}}{\beta + 1} = 250 \Omega$$

$i_d = \emptyset$ y reflexión de impedancia

3. **Dibuje** el circuito equivalente en pequeña señal para alta frecuencia y **estime** la frecuencia de corte superior de la ganancia v_o/i_d usando el método de constantes de tiempo que considere oportuno (suponga válida la aproximación de polo dominante). (12 puntos)

* En A.F. intervienen C_d , C_{π} y C_d . $C_E \rightarrow$ cortocircuito

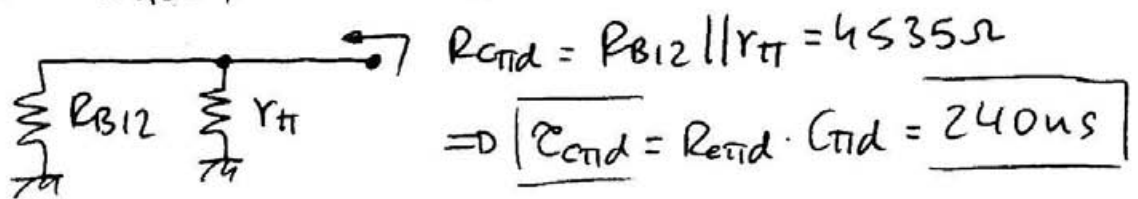


Donde $R_{B12} = 48.7 \text{ k}\Omega$; $C_{\pi d} = C_{\pi} + C_d = 53 \text{ pF}$

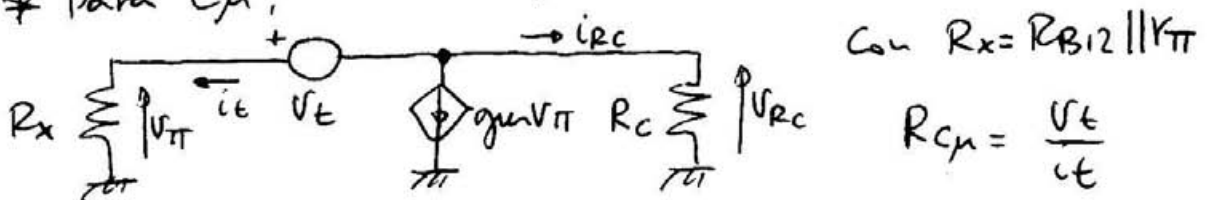
* Aplicamos método de ctes de tiempo en circuito abierto

$$f_{cs} \approx \frac{1}{2\pi \sum \tau_i}; \text{ Dos constantes, asociadas a } C_{\mu} \text{ y a } C_{\pi d} \text{ (aplico el método sin reservas porque me dan como válida la aprox. de polo dominante)}$$

* Para $C_{\pi d}$, con $i_d = \emptyset$, $C_{\mu} \rightarrow$ abierto



* Para C_{μ} , con $i_d = \emptyset$, $C_{\pi d} \rightarrow$ abierto



$$v_t = v_{\pi} - v_{rc}; \quad v_{\pi} = i_t \cdot R_x; \quad v_{rc} = i_{rc} \cdot R_c$$

$$i_{rc} = -i_t - g_m v_{\pi} = -i_t - g_m R_x i_t = -i_t (1 + g_m R_x)$$

$$\Rightarrow v_t = i_t R_x + i_t (1 + g_m R_x) R_c = i_t [R_x + (1 + g_m R_x) R_c]$$

$$\Rightarrow R_{\mu} = R_x + (1 + g_m R_x) R_c = 716 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow \tau_{\mu} = R_{\mu} \cdot C_{\mu} = 3.58 \mu\text{s}$$

* Finalmente: $\sum \tau_i = 3.82 \mu\text{s}$

$$f_{cs} \approx \frac{1}{2\pi \sum \tau_i} = 41.7 \text{ kHz}$$

PROBLEMA 2 (25 PUNTOS)

El circuito de la figura 3 es una **etapa separadora** obtenida al realimentar negativamente un amplificador operacional con la red β encerrada por la línea discontinua.

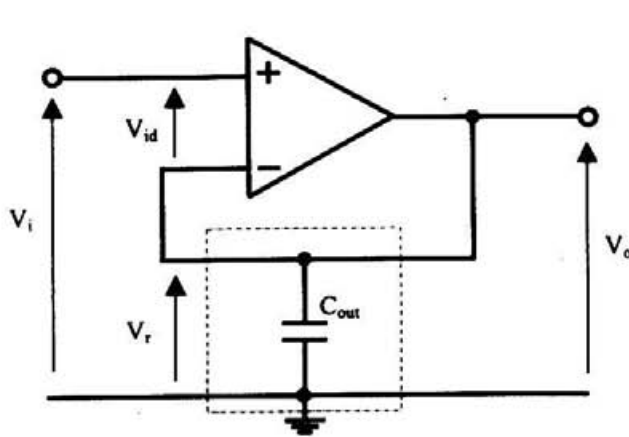


Figura 3

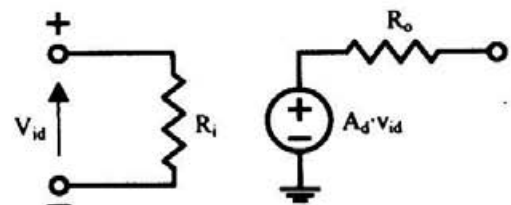


Figura 4

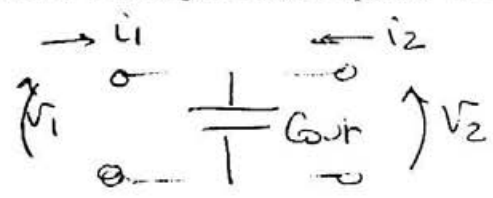
La capacidad C_{out} representa una capacidad cualquiera conectada a la salida de la etapa, que puede llegar a hacer inestable el circuito. La figura 4 representa el modelo del amplificador operacional que vamos a utilizar. A pesar de que la red β propuesta no es puramente resistiva, considere que podemos analizar este circuito utilizando el método aproximado de resolución de circuitos con realimentación negativa expuesto en esta asignatura

1. **Identifique** la topología de realimentación que corresponde a la conexión de la red β elegida, **indicando** la magnitud que se muestra en la salida y la que se compara (realimenta) en la entrada, y **rellene** los subíndices de las funciones de transferencia apropiados a la topología observada y que aparecen a continuación señalados como cuadrados: $A_{\square} \beta_{\square}$ (3 puntos)

- * TOPOLOGIA SERIE - PARALELO :
- * REALIMENTACION DE TENSION - MAGNITUD QUE SE COMPARA A LA ENTRADA - PROPORCIONAL A LA TENSION DE SALIDA - SEÑAL MUESTREAL
- * A_{\square} : GANANCIA DE TENSION
- β_{\square} : GANANCIA DE TENSION

2. Calcule la ganancia β_{\square} de la red de realimentación e **indique** cómo depende de C_{out} . (4 puntos)

SEÑAL COMUN ENTRADA : \hat{V}_1
 SEÑAL COMUN SALIDA : \hat{V}_2

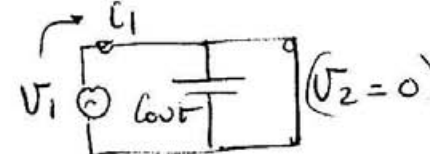


$$\beta_{12} = \left(\frac{\text{no comun entrada}}{\text{comun salida}} \right) \bigg|_{\text{(comun entrada)}=0}$$

$$\beta_{\square} = \frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_2} \bigg|_{i_1=0} = \underline{\underline{1}}$$

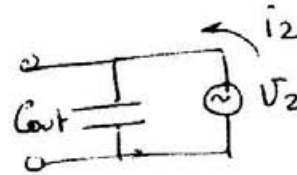
LA RED β ES UNITARIA, NO DEPENDE DE C_{out} . EN EL VALOR DEL PARAMETRO β_{\square} - AUNQUE INTRODUCE UN POLO EN EL PLANO COMPLEJO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL CARGA EN LA RED A

3. Dibuje la red A' que se obtiene al incluir en el circuito equivalente del operacional los efectos de carga de la red β , indicando cómo se obtienen éstos. (7 puntos)

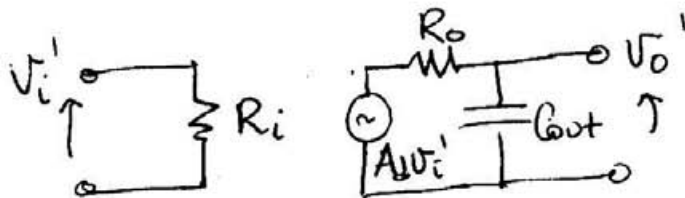
$$Z_{11} = V_1 / i_1 \Big|_{V_2=0} = 0 \left(\frac{V}{A} \right)$$


NO HAY EFECTO DE CARGA A LA ENTRADA

$$Z_{22} = V_2 / i_2 \Big|_{i_1=0} = Z_{Cout} = \frac{1}{j\omega C_{out}}$$



EL CONDENSADOR C_{out} CARGA A LA SALIDA (EN PARALELO)



4. Obtenga la expresión de la ganancia $A'_v(j\omega)$ correspondiente al circuito A' del apartado anterior, indicando qué magnitudes relaciona y qué unidades tiene. (6 puntos)

La ganancia A'_v relaciona las ganancias de salida y entrada del circuito representado en la fig. del apdo. 3 (red A con efectos de carga de la red β). Se mide en V/V (adimensional)

$$V_o' = \frac{Z_{Cout}}{R_o + Z_{Cout}} A_d V_i' = A'_v V_i$$

$$A'_v = \frac{V_o'}{V_i} = \frac{Z_{Cout}}{R_o + Z_{Cout}} A_d = \frac{1}{1 + j\omega R_o C_{out}} A_d$$

5. Suponiendo ahora que la ganancia del amplificador operacional depende de la frecuencia, indique razonadamente cuál es el mínimo número de polos que tendrá que tener $A_d(j\omega)$ para que el circuito realimentado pueda ser inestable. Asuma que $A_d(j\omega)$ sólo tiene polos de alta frecuencia. (5 puntos)

PARA QUE UN SISTEMA CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA PUEDA SER INESTABLE, LA FUNCIÓN GANANCIA DE LAzo $A'(j\omega)\beta'(j\omega)$ HA DE TENER AL MENOS TRES POLOS:

$$A'(j\omega)\beta'(j\omega) = \frac{A_d}{1 + j\omega R_o C_{out}}$$

COMO YA EXISTE UNO (CONSECUENCIA DEL EFECTO DE CARGA A LA SALIDA DE LA RED β), $A_d(j\omega)$ DEBE TENER AL MENOS DOS POLOS

PROBLEMA 3 (15 PUNTOS)

La ganancia de lazo de un sistema realimentado como el de la figura 5 es la que se indica a continuación:

$$A \cdot \beta = \frac{10^6}{\left(1 + j \frac{f}{10^4}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^7}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^8}\right)}$$

donde f viene expresada en Hz.

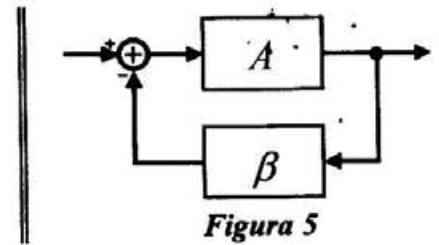


Figura 5

1. Dibuje en la gráfica adjunta el diagrama de bode del módulo y la fase de la ganancia de lazo, indicando claramente las pendientes apropiadas. (6 puntos)

$|A\beta|_{\text{mod}} \text{ (dB)} = 20 \log 10^6 = 120$

POLOS EN 10^4 , 10^7 y 10^8 Hz

2. Dibuje claramente sobre el diagrama anterior el margen de ganancia y el margen de fase, y explique razonadamente si el sistema es estable o inestable. (2 puntos)

$M_G = -|A\beta|_{\text{dB}} (\omega/\phi = 180^\circ) = -|A\beta|_{\text{dB}} (3 \cdot 10^7 \text{ Hz}) = -40 \text{ dB}$

$M_F = 180^\circ - \phi (\omega/|A\beta| = 0 \text{ dB}) = 180^\circ - \phi (2 \cdot 10^8 \text{ Hz}) \approx -60^\circ$

⇒ EL SISTEMA ES INESTABLE

3. Determine razonadamente la frecuencia a la que habría que desplazar el polo de más baja frecuencia para conseguir estabilizar el sistema con un margen de ganancia de 20 dB. (7 puntos)

- A LA FRECUENCIA A LA QUE LA FASE SERA 180° TRAS EL DESPLAZAMIENTO DEL POLO A f_1 , LA GANANCIA DE LAZO

$A \cdot \beta$ DEBERA VALER $-20 \text{ dB} = -M_G$

- ESTA FRECUENCIA ES EXACTAMENTE LA MISMA A LA QUE EL DEFASE ES 180° ANTES DE COMPENSAR, $f_0 \approx 3 \cdot 10^7 \text{ Hz}$

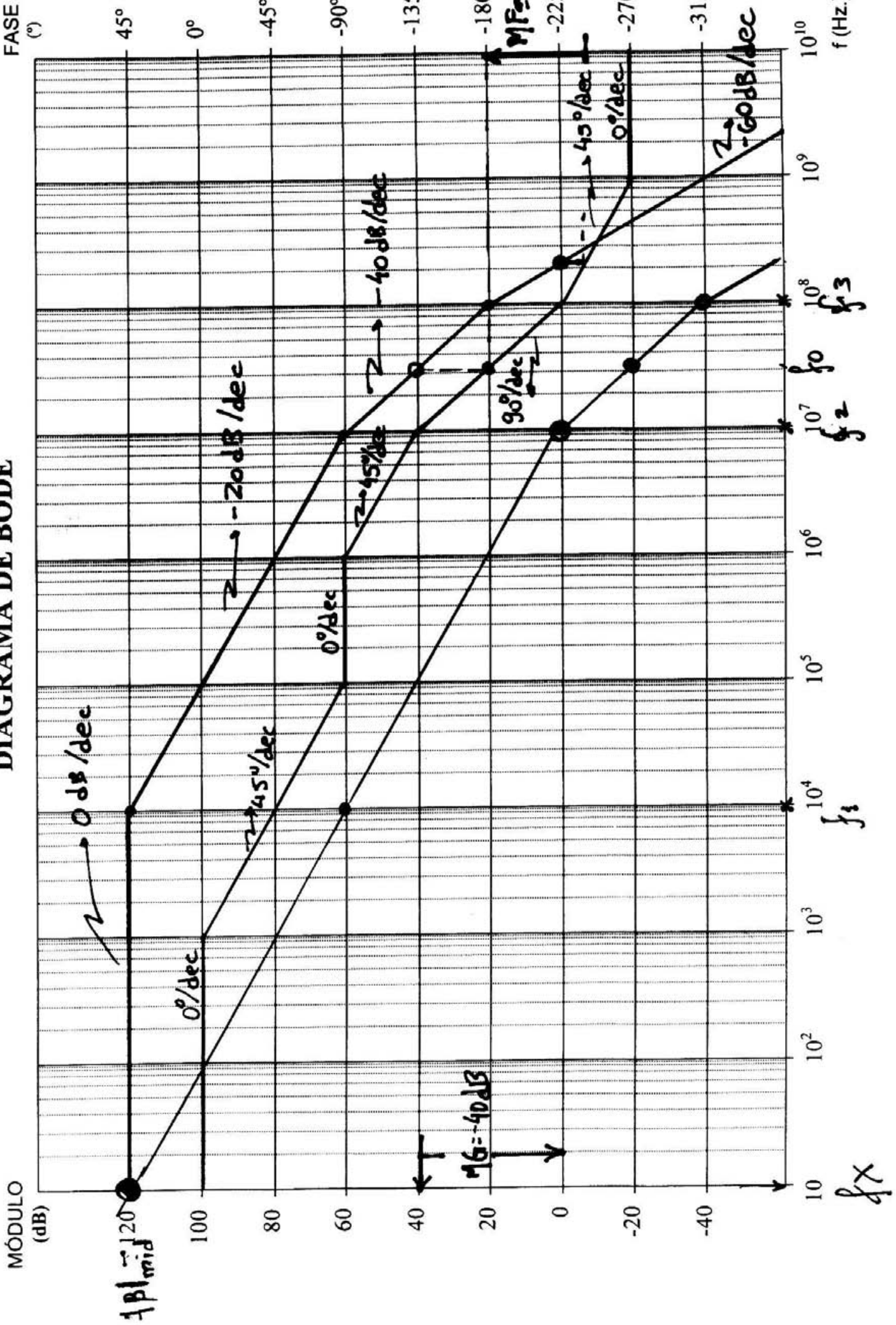
- EN EL TRAMO $f_1 = 10^4 \text{ Hz}$ A $f_0 = 3 \cdot 10^7 \text{ Hz}$ LA GANANCIA DEBE DISMINUIR EN $40 - (-20) = +60 \text{ dB}$

SOBRE LA QUE HABIA ANTES DE COMPENSAR

⇒ $f_x = \frac{f_1}{10^{60 \text{ dB} / 20 \text{ dB}}} = \frac{10^4}{10^3} = 10 \text{ Hz}$

10. LOS DOS TRAS COMPENSACION SERAN f_x, f_2, f_3

DIAGRAMA DE BODE



PROBLEMA 4 (15 PUNTOS)

Queremos realizar un **oscilador** con frecuencia de oscilación de 1 MHz. Para ello seguiremos el esquema de la figura 6, en el que la resistencia **R** sólo interviene en modificar el factor de calidad **Q** de la red selectiva en frecuencia y no la especificaremos en este problema.

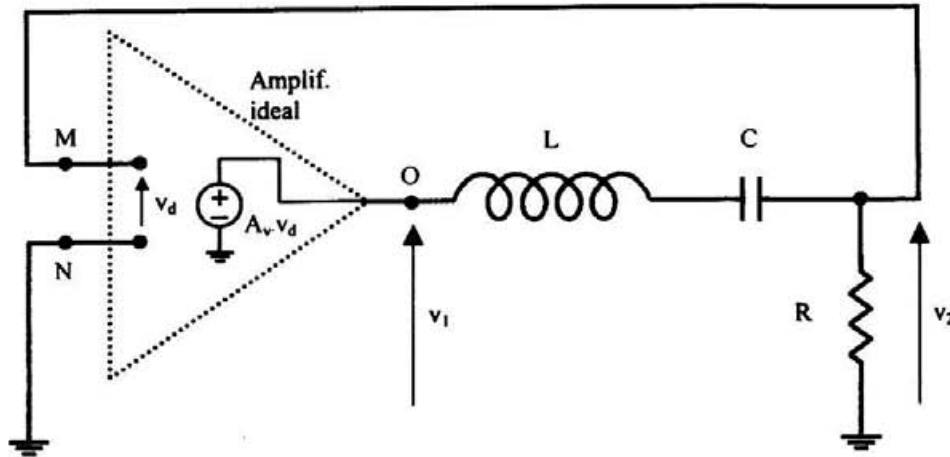


Figura 6

1. **Abriendo el lazo, obtenga la expresión v_2/v_1 en función de $j\omega$. A continuación, obtenga las expresiones de la frecuencia de oscilación y de la condición de mantenimiento de la oscilación. (7 puntos)**

Un buen punto para abrir el lazo del oscilador es desconectar el terminal M del amplificador ya que éste posee impedancia de entrada infinita y no necesitamos ninguna corrección como terminación de la red selectiva en frecuencia:

$$\frac{v_2/v_1(j\omega)} = \frac{R}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

Si exigimos $\text{Im}(L(j\omega)) = 0$ y debido a que A_v es real, simplemente anulamos el factor que nos puede dar parte imaginaria en $v_2/v_1(j\omega)$:

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}}$$

Para que la oscilación se mantenga, $\text{Re}(L(j\omega_0)) = 1$: frecuencia de oscilación

$$\text{Re}(L(j\omega_0)) = A_v \cdot \frac{R}{R + j\phi} = A_v = 1$$

Es decir, la condición de mantenimiento es $\boxed{A_v = +1}$

Efectivamente, ninguna de las dos condiciones depende de R.

2. Para realizar el amplificador ideal que aparece en la figura 6, utilizaremos el esquema eléctrico de la figura 7, que incluye un **amplificador operacional ideal**. Con el fin de que el esquema sea adecuado para realizar este oscilador, **decida** la correspondencia que debe haber entre los puntos A y B de la figura 7, y los puntos M y N de la figura 6, **rellenando** la tabla 1. **Justifique** claramente su opción. (4 puntos)

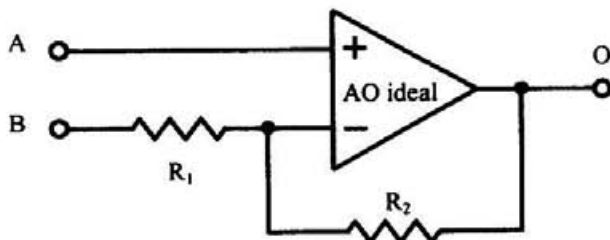


Figura 7

Punto	Se conecta a... (M ó N)
A	M
B	N

Tabla 1

Como hemos demostrado en el apartado 1, necesitamos $A_v = +1$ y, por lo tanto, debo elegir el montaje no-inversor \Rightarrow $\begin{cases} M \text{ a entrada no-inversora A} \\ B \text{ a masa (N)} \end{cases}$

3. Para un valor de $R_1 = 100\text{K}\Omega$, calcule R_2 para que obtengamos un 1% más de ganancia de bucle que la necesaria para cumplir con la condición de mantenimiento de la oscilación. Calcule también la capacidad C necesaria si elegimos una inductancia $L = 1\ \mu\text{H}$. (4 puntos)

$A_v|_{\text{mantenimiento}} = +1$ y $A_v|_{\text{arranque}} = 1 + \frac{1}{100} = 1.01$ que se "centrará" en $A_{v\text{promedio}} = +1$ debido a las limitaciones que predom. aparecer en el circuito real. En el esquema elegido en el apartado anterior $A_v = 1 + R_2/R_1$; $R_2 = R_1 \cdot (A_v - 1)$

$$R_2 = 100\text{K}\Omega (1.01 - 1) = 100\text{K}\Omega \cdot 0.01 = 1000\ \Omega = 1\text{K}\Omega$$

Como vimos en el apartado 1:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} ; C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^6\text{Hz})^2 \cdot 10^{-6}\text{H}} = 25.33\text{ nF}$$

PROBLEMA 5 (15 PUNTOS)

El circuito de la figura 8 es una etapa de salida en clase A, polarizada con $I_{EE} = V_{CC}/R_L$ para obtener máxima excursión simétrica de la señal en la salida. Suponga que para el transistor Q_1 , $V_{BE} = 0V$ y $V_{CEsat} = 0V$. Suponga igualmente que la tensión de saturación de la fuente de corriente es igual a $0V$.

En la entrada v_i se aplica una señal cuadrada periódica como la indicada en la gráfica superior de la figura 9.

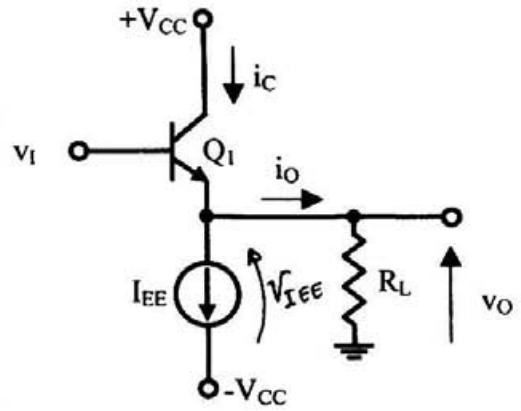


Figura 8

- Para un valor de $V_M = V_{CC}/2$, dibuje en las gráficas inferiores de la figura 9 la forma de onda de las señales $v_o(t)$, $v_{CE}(t)$ e $i_c(t)$, acotando claramente sus valores. (5 puntos)

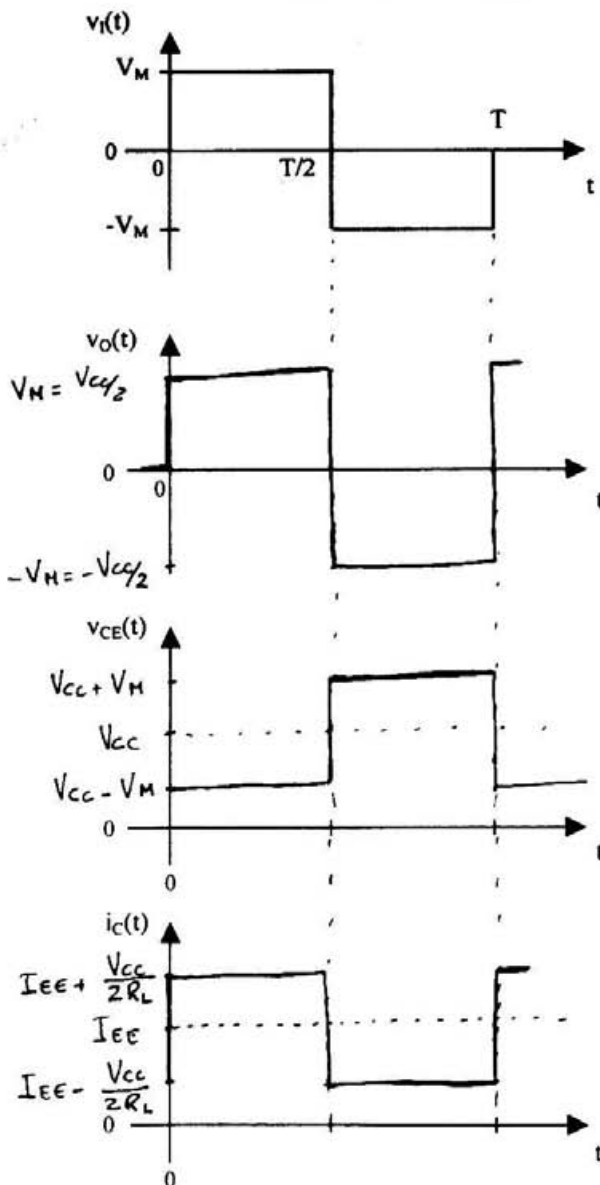


Figura 9

$$V_{CE} = V_{BE} + V_o \Rightarrow \boxed{V_{CE} = V_o}$$

$$V_{CE}(t) = V_{CC} - V_o(t)$$

$$\rightarrow V_o = V_{CC}/2, V_{CE} = V_{CC}/2 = V_M$$

$$\rightarrow V_o = -V_{CC}/2, V_{CE} = 3/2 V_{CC} = 3V$$

$$\langle V_{CE}(t) \rangle = V_{CC}$$

$$i_c(t) = \frac{V_o(t)}{R_L} + I_{EE}$$

$$\rightarrow V_o = V_{CC}/2, i_c(t) = \frac{V_{CC}}{2R_L} + I_{EE}$$

$$\rightarrow V_o = -V_{CC}/2, i_c(t) = -\frac{V_{CC}}{2R_L} + I_{EE}$$

$$\langle i_c(t) \rangle = I_{EE}$$

$$V_{CE_{max}}^{(+)} = 2V_{CC} \quad (\text{para } V_o = -V_{CC})$$

$$V_{CE_{max}}^{(-)} = 0 \quad (\text{para } V_o = V_{CC})$$

$$i_{c_{max}}^{(+)} = 2I_{EE} \quad (\text{para } V_o = V_{CC})$$

$$i_{c_{max}}^{(-)} = 0 \quad (\text{para } V_o = -V_{CC})$$

2. Para un valor genérico de $V_M \leq V_{CC}$, obtenga la expresión de la potencia media entregada a la carga (P_L), la potencia media entregada por las fuentes de alimentación (P_{in}) y la eficiencia (η). (7 puntos)

$$P_L = \langle v_o(t) \cdot i_o(t) \rangle = \frac{1}{R_L} \langle v_o^2(t) \rangle = \frac{V_M^2}{R_L}$$

$$\langle v_o^2(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_M^2 \cdot dt = V_M^2$$

$$P_{in}: P_{in+V_{CC}} = V_{CC} \cdot \langle i_c(t) \rangle = \frac{V_{CC}}{T} \int_0^T i_c(t) dt =$$

$$= \frac{V_{CC}}{T} \left[\int_0^{T/2} \left(I_{EE} + \frac{V_M}{R_L} \right) dt + \int_{T/2}^T \left(I_{EE} - \frac{V_M}{R_L} \right) dt \right] = V_{CC} \cdot I_{EE}$$

$$P_{in-V_{CC}} = V_{CC} \cdot I_{EE}$$

$$\Rightarrow \boxed{P_{in} = 2V_{CC}I_{EE}} \\ = 2V_{CC}^2/R_L$$

$$\eta_A = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{V_M^2/R_L}{2V_{CC}^2/R_L} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_M}{V_{CC}} \right)^2$$

$$\eta_{Amax} = \frac{1}{2} [\equiv] 50\% \quad \text{cuando } V_M = V_{CC}$$

3. Obtenga la potencia media disipada por el transistor Q_1 en condiciones de eficiencia máxima, asumiendo un valor de $V_M \leq V_{CC}$. (3 puntos)

- Se puede obtener de tres formas diferentes:

(A) -
$$P_{Q_1} = \langle v_{CE}(t) \cdot i_c(t) \rangle =$$

$$= \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} (V_{CC} - V_M) \left(I_{EE} + \frac{V_M}{R_L} \right) dt + \int_{T/2}^T (V_{CC} + V_M) \left(I_{EE} - \frac{V_M}{R_L} \right) dt \right] =$$

$$= \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_M^2}{R_L} \quad ; \quad \text{para } \eta_{Amax}, V_M = V_{CC} \Rightarrow \boxed{P_{Q_1} = 0}$$

(B)
$$P_{Q_1} = P_{in} - P_L - P_{IEE} \quad ; \quad P_{IEE} = I_{EE} \langle v_{IEE}(t) \rangle =$$

$$= I_{EE} \langle v_o(t) - (-V_{CC}) \rangle =$$

$$= I_{EE} \cdot V_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$\boxed{P_{Q_1} = \frac{2V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_M^2}{R_L} - \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_M^2}{R_L}}$$

- (C) De las gráficas del apartado 1, se observa que, con $V_M = V_{CC}$
- Semiperiodo $0 - T/2$ $\left\{ \begin{array}{l} v_{CE} = 0 \\ i_c = 2I_{EE} \end{array} \right. \rightarrow P_{Q_1} = 0$
- Semiperiodo $T/2 - T$ $\left\{ \begin{array}{l} v_{CE} = 2V_{CC} \\ i_c(t) = 0 \end{array} \right. \rightarrow P_{Q_1} = 0$
- $$\boxed{P_{Q_1, total} = 0}$$

--	--	--	--	--



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
13 de Septiembre de 2002

Apellidos _____
Nombre _____ DNI/PAS: _____

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, **NO** substituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

El circuito de la figura 1 es un **amplificador de pequeña señal**. Los dos transistores son idénticos.

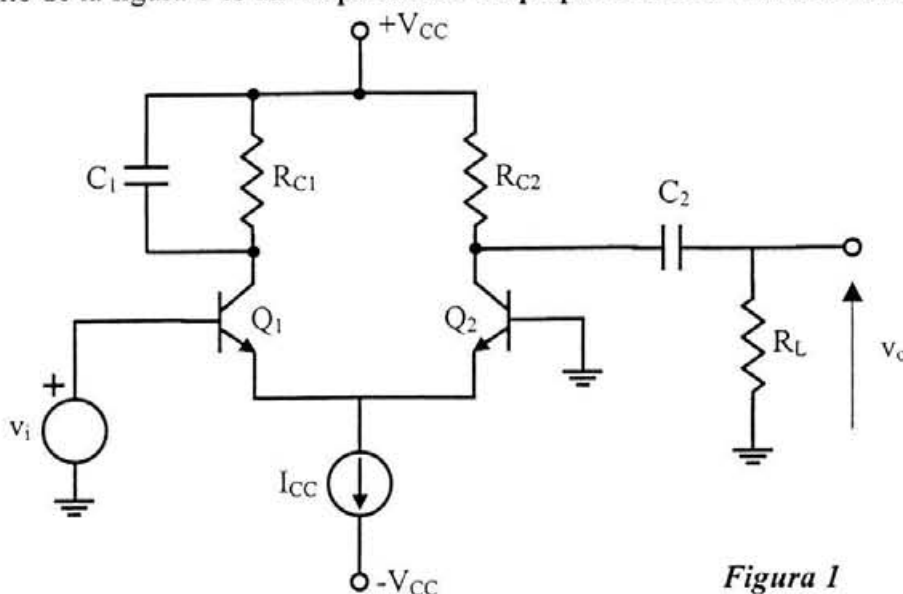


Figura 1

DATOS: $V_{CC} = 12\text{ V}$; $I_{CC} = 2\text{ mA}$; $R_{C1} = R_{C2} = 10\text{ K}\Omega$; $R_L = 10\text{ K}\Omega$; $C_1 = C_2 = 100\text{ nF}$;
 $h_{fe} = \beta = 1000$; $h_{oe}^{-1} = r_o = \infty$; $r_b = 0\ \Omega$; $C_{\pi} = 20\text{ pF}$; $C_{\mu} = 3\text{ pF}$; $V_T = 25\text{ mV}$; $V_{BE} = 0.7\text{ V}$.

1. **Calcule** los puntos de polarización (I_C , V_{CE}) de los transistores Q_1 y Q_2 . (2 puntos)

Por simetría del circuito en continua (C_1 y C_2 abiertos):

$$I_{C1} = I_{C2} = 1\text{ mA}$$

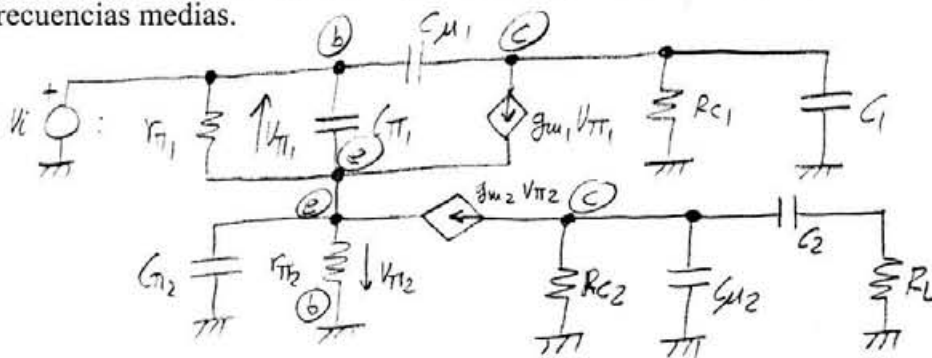
$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1} = 12\text{ V} - 1\text{ mA} \cdot 10\text{ K}\Omega = 2\text{ V}$$

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{C1} - V_{BE} = 2\text{ V} - 0.7\text{ V} = 1.3\text{ V}$$

Es decir: $(I_{C1}, V_{CE1}) = (I_{C2}, V_{CE2}) = (1\text{ mA}, 2.7\text{ V})$

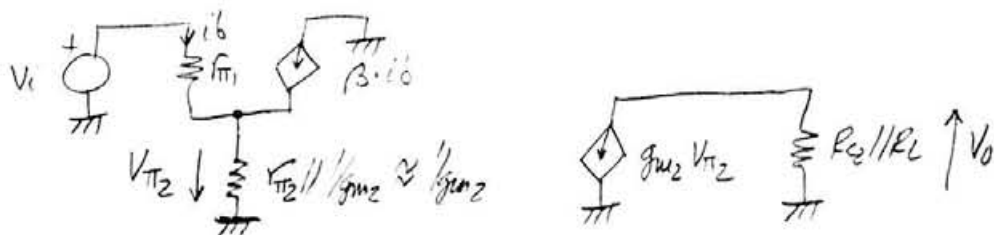
NO UTILICE EL MÉTODO DE ANÁLISIS DE BARTLETT EN ESTE PROBLEMA.
 Suponga en lo que sigue que $g_{m1} = g_{m2} = g_m = 40 \text{ m}\Omega^{-1}$.

2. **Dibuje** el circuito equivalente de pequeña señal válido para todo el margen posible de frecuencias. **Indique** en qué tipo de configuración trabajan los transistores Q_1 y Q_2 en frecuencias medias. (4 puntos)



En frecuencias medias : Q_1 : colector común (seguidor de emisor)
 Q_2 : base común

3. **Calcule** la ganancia v_o/v_i a frecuencias medias. (6 puntos)



$$i_b = \frac{v_i}{r_{\pi 1} + \frac{1}{g_{m2}}(\beta + 1)} \quad ; \quad v_{\pi 2} = -i_b \cdot (1 + \beta) \cdot \frac{1}{g_{m2}} = - \frac{v_i \cdot (1 + \beta) \cdot \frac{1}{g_{m2}}}{r_{\pi 1} + (1 + \beta) \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$v_o = -g_{m2} v_{\pi 2} (R_{c2} \parallel R_L) \Rightarrow v_o/v_i = g_{m2} \cdot (R_{c2} \parallel R_L) \cdot \frac{(1 + \beta) \frac{1}{g_{m2}}}{r_{\pi 1} + (1 + \beta) \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$r_{\pi 1} = \frac{V_T}{I_{B1}} = \frac{V_T}{I_{C1}} \cdot \beta = \frac{0.025 \text{ V} \cdot 1000}{1 \text{ mA}} = 25 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{g_{m2}} = \frac{V_T}{I_{C2}} = 25 \Omega \quad ; \quad R_{c2} \parallel R_L = 10 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

$$\Downarrow$$

$$g_{m2} = 40 \text{ m}\Omega^{-1}$$

$$\boxed{v_o/v_i = 40 \text{ m}\Omega^{-1} \cdot 5 \text{ k}\Omega \cdot \frac{1001 \cdot 25 \Omega}{25 \text{ k}\Omega + 1001 \cdot 25 \Omega} \approx 100} \quad (40 \text{ dB})$$



4. Suponiendo la existencia de un polo dominante en bajas frecuencias, **estime** la frecuencia de corte inferior utilizando el método de constantes de tiempo que considere adecuado.

(9 puntos)

Constantes de tiempo en cortocircuito

$$\tau_{C1} = R_{C1} \cdot C_1$$

$$\tau_{C2} = (R_{C2} + R_L) \cdot C_2$$

$$\omega_L = \frac{1}{\tau_{C1}} + \frac{1}{\tau_{C2}} = \frac{1}{R_{C1} \cdot C_1} + \frac{1}{(R_{C2} + R_L) \cdot C_2} =$$

$$= \frac{1}{10k\Omega \cdot 100\mu F} + \frac{1}{(10k\Omega + 10k\Omega) \cdot 100\mu F} = 1000 \text{ rad/s} + 500 \text{ rad/s} = 1500 \text{ rad/s}$$

$$\boxed{f_L = \frac{1500 \text{ rad/s}}{2 \cdot \pi} = 239 \text{ Hz}}$$

5. Suponiendo la existencia de un polo dominante en altas frecuencias, **estime** la frecuencia de corte superior utilizando el método de constantes de tiempo que considere adecuado. Asuma que las capacidades internas de Q_2 son las únicas responsables del comportamiento en alta frecuencia. (9 puntos)

Constantes de tiempo en circuito abierto

Considerando sólo Q_2 :

$$\tau_{\pi 2} = C_{\pi 2} \cdot \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{\pi 2} \parallel \frac{r_{\pi 1}}{\beta + 1} \right) \approx 20pF \cdot 12.5k\Omega = 250 \text{ ps}$$

$$\tau_{\mu 2} = C_{\mu 2} \cdot (R_{C2} \parallel R_L) = 3pF \cdot 5k\Omega = 15 \text{ ns}$$

$$\tau_{\text{total}} = \tau_{\pi 2} + \tau_{\mu 2} = 15.25 \mu s$$

$$\omega_H = \frac{1}{\tau_{\text{total}}} = 65.6 \text{ Mrad/s}$$

$$\boxed{f_H = \frac{65.6 \text{ Mrad/s}}{2 \cdot \pi} = 10.44 \text{ MHz}}$$



PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El circuito de la figura 2 es un amplificador de transimpedancia que convierte la corriente generada por el fotodiodo D_1 en un nivel de tensión apreciable en v_o . Suponga igualmente que el circuito equivalente del diodo es el que aparece en la figura 3.

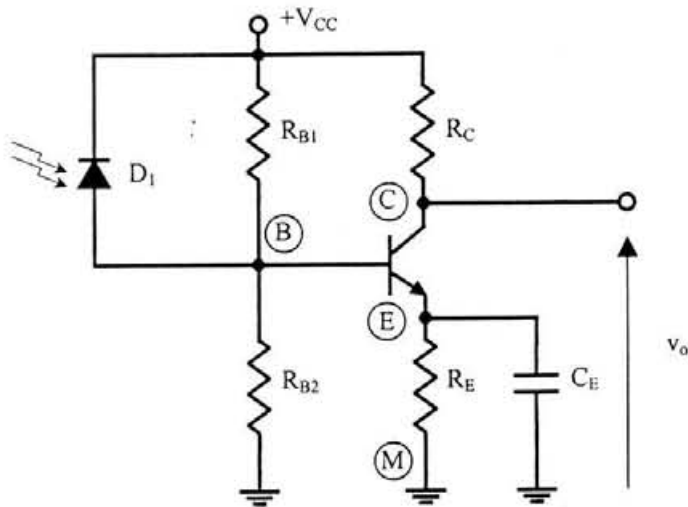


Figura 2

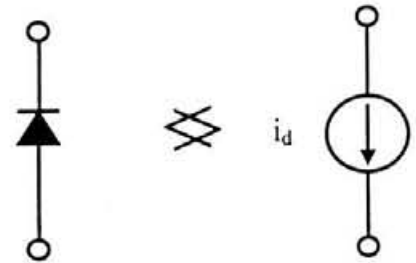
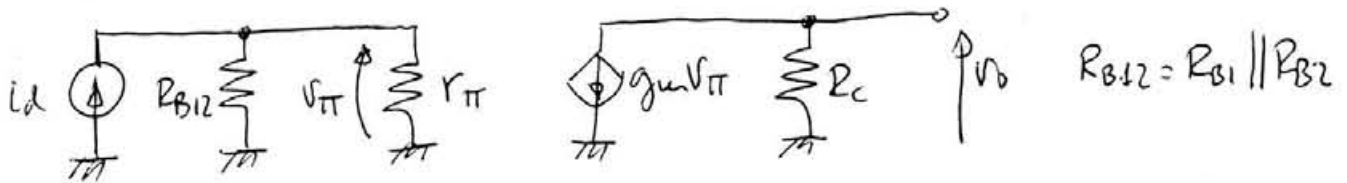


Figura 3

Datos: $V_{CC}=12\text{ V}$; $R_{B1}=120\text{ K}\Omega$; $R_{B2}=82\text{ K}\Omega$; $R_C=R_E=3900\ \Omega$; $\beta=200$; $r_o=\infty$; $r_b=0\ \Omega$; $V_T=25\text{ mV}$; $V_{BE}=0.7\text{ V}$; $C_E=\infty$. Suponga que Q_1 está polarizado en activa con $I_C=1\text{ mA}$.

1. Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias y calcule la ganancia v_o/i_d (donde i_d es la corriente que aparece en el modelo del fotodiodo de la figura 3), también a frecuencias medias. (4 puntos)



$$A_z = \frac{v_o}{i_d} = \frac{v_o}{v_{\pi}} \cdot \frac{v_{\pi}}{i_d} = -g_m \cdot R_C \cdot (R_{B12} \parallel r_{\pi}) = -707'4\text{ K}\Omega$$

$$v_o = -g_m R_C \cdot v_{\pi} \quad ; \quad v_{\pi} = i_d (R_{B12} \parallel r_{\pi})$$

$$R_{B12} = 48'7\text{ K}\Omega \quad ; \quad g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40\text{ mS} \quad ; \quad r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 5\text{ K}\Omega$$

2. Se pretende desensibilizar la ganancia en transimpedancia del circuito (v_o/i_d) realimentándolo negativamente con una red β pasiva como la mostrada en la figura 4, donde $C_F = \infty$ y $R_F = 47\text{ K}\Omega$. Nota: Considere en lo que sigue que podemos analizar este circuito utilizando el método aproximado de resolución de circuitos con realimentación negativa expuesto en esta asignatura.

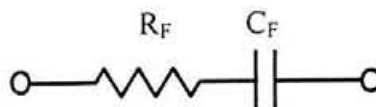
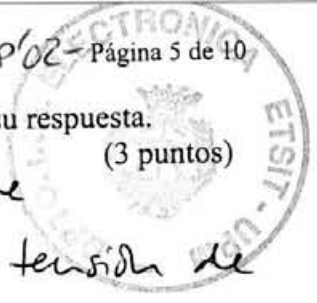


Figura 4

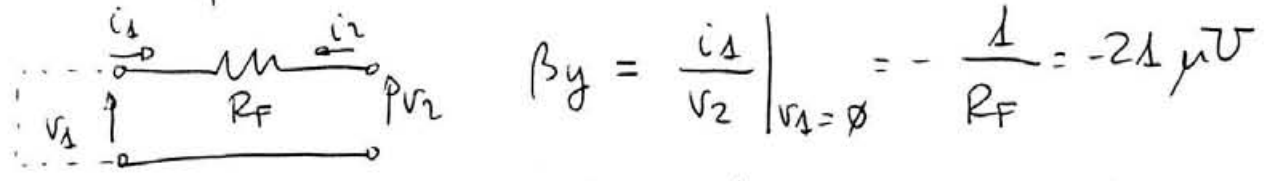


- a. ¿Entre qué puntos del circuito la conectaría (B, C, E, M)? Justifique su respuesta. (3 puntos)

Buscamos estabilizar $\frac{v_o}{i_d}$, con lo que lo más razonable es muestrear la tensión de salida v_o y realimentar en corriente, es decir conexión paralelo a la entrada y a la salida \Rightarrow Puntos B y C.

- b. Calcule el valor de la ganancia de la red β , a frecuencias medias, indicando claramente la magnitud de dicha ganancia, rellenando el subíndice correspondiente (β_{\square}). (3 puntos)

En frec. medias $C_F \rightarrow$ cortocircuito



Dada la topología β_y será una ganancia en transconductancia.

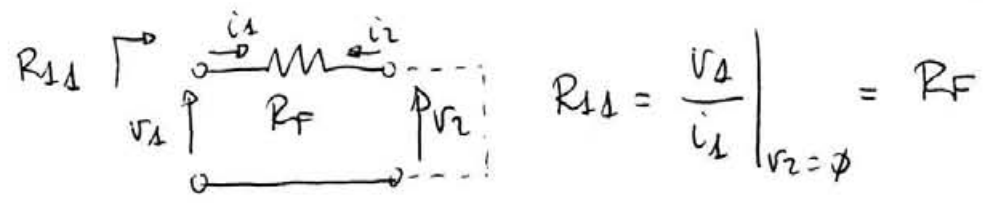
- c. Explique brevemente qué misión tiene el condensador C_F en la red de realimentación de la figura 4. (3 puntos)

Separar los niveles de continua entre la base y el colector, para no modificar el punto de trabajo del amplificador.

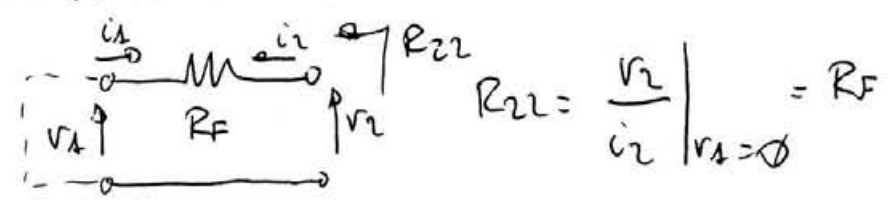
3. Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias del amplificador incluyendo ahora los efectos de carga de la red β (al que llamaremos A'), indicando cómo se obtienen estos. (4 puntos)

Efectos de carga:

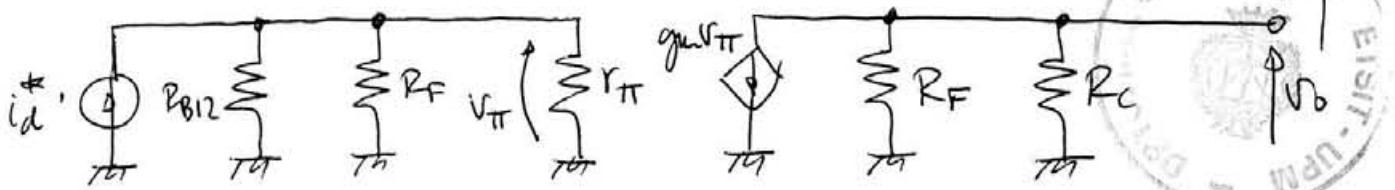
\rightarrow A la entrada



\rightarrow A la salida



Ambos se conectarán en paralelo a la red A



4. Calcule la ganancia de la red A' (A'_z), indicando claramente la magnitud de dicha ganancia, rellenando el subíndice correspondiente. (4 puntos)

$$A'_z = \frac{v_o}{i_d} = \frac{v_o}{v_{\pi}} \cdot \frac{v_{\pi}}{i_d} = -g_m (R_C \parallel R_F) (R_{B12} \parallel R_F \parallel r_{\pi}) = -595'7 \text{ K}\Omega$$

$$v_o = -g_m (R_C \parallel R_F) v_{\pi} ; v_{\pi} = i_d (R_{B12} \parallel R_F \parallel r_{\pi})$$

5. Calcule la ganancia en transimpedancia del circuito realimentado. (3 puntos)

$$A_z = \frac{v_o}{i_d} = \frac{A'_z}{1 + A'_z \beta_y} = -43'56 \text{ K}\Omega$$

$$1 + A'_z \beta_y = 13'67$$

6. Calcule la impedancia de salida del amplificador realimentado (la vista desde v_o). (3 puntos)

Al ser conexión paralelo:

$$R_{of} = \frac{R_o'}{1 + A'_z \beta_y} = 263 \Omega$$

con R_o' la vista sobre A' a su salida: $R_o' = R_F \parallel R_C = 3601 \Omega$

7. Suponiendo ahora que la red A' tiene únicamente un polo de alta frecuencia situado a 41,7KHz, ¿cuál será el ancho de banda de la ganancia en transimpedancia del circuito realimentado? (3 puntos)

Al haber un único polo, el AB aumenta:

$$f_{Hf} = (1 + A'_z \beta_y) \cdot f_H = 570 \text{ KHz}$$



PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

La figura 5 muestra el esquema de un oscilador RC con dos salidas sinusoidales V_1 y V_2 de la misma frecuencia, pero desfasadas 90° una de otra, debido al integrador formado por AO_2 , R_3 y C_3 . Por esta razón este circuito se denomina oscilador en cuadratura o seno-coseno.

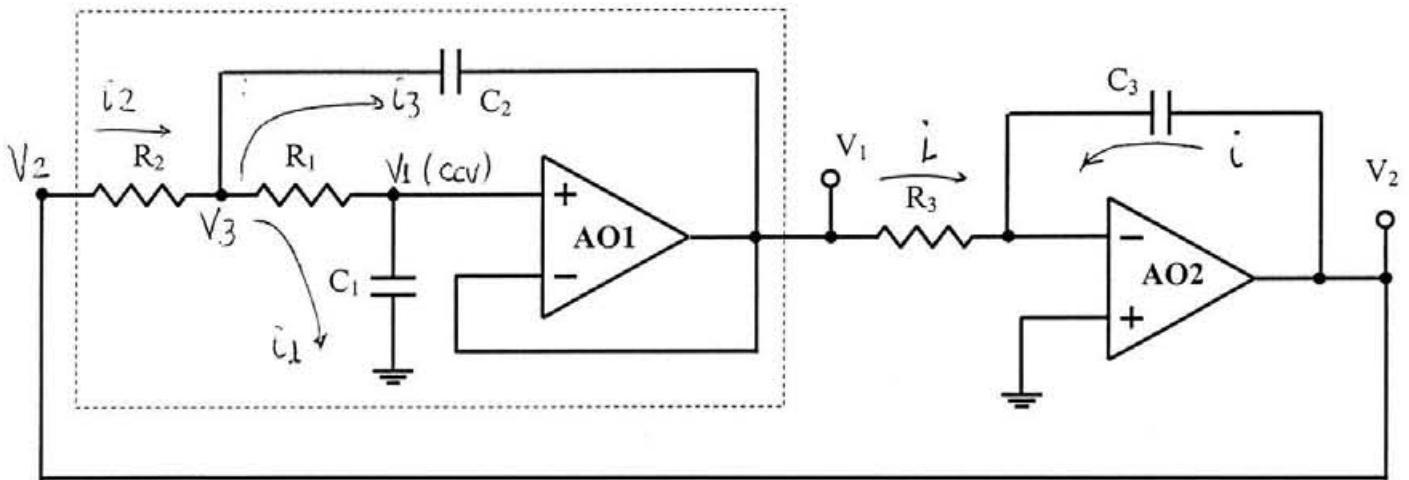


Figura 5

NOTA: Los amplificadores operacionales se consideran ideales. Como dato se dispone de la función de transferencia de la etapa formada por R_1 , R_2 , C_1 , C_2 y AO_1 (bloque encerrado por la línea discontinua):

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2)C_1 + 1}$$

1. Obtenga las expresiones de:
- a) la ganancia de lazo,
 - b) la frecuencia de oscilación
 - c) la condición de oscilación

(10 puntos)

a) Etapa $\{ R_3, C_3, AO_2 \}$

$$i = V_1/R_3 = -V_2 s C_3 \Rightarrow$$

$$\boxed{V_2(s)/V_1(s) = -1/sR_3C_3} \quad (1)$$

La ganancia de lazo, producto de las de las etapas, habrá de satisfacer

$$\underline{T(s) = [-A(s)\beta(s)] = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2)C_1 + 1} \times \frac{-1}{s R_3 C_3} = -1}$$

b) $\text{Im}[T(j\omega_0)] = 0 \Rightarrow s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + 1 = -R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_0^2 + 1 = 0$

$$\Rightarrow \boxed{\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

c) $\text{Re}[T(j\omega_0)] \geq 1 \Rightarrow \frac{1}{\omega_0^2 C_1 C_3 (R_1 + R_2) R_3} \geq 1 \Rightarrow \boxed{\frac{C_2 (R_1 \parallel R_2)}{C_3 R_3} \geq 1} \quad (3)$

(condición de arranque)



2. Determine:

a) la frecuencia de oscilación para que las amplitudes de pico en V_1 y V_2 sean iguales.

DATOS: $R_1 = R_2$, $C_2 = C_3$, $R_3 = 10 \text{ K}\Omega$ y $C_1 = 2.5 \text{ nF}$

b) la amplitud en V_2 al cambiar el valor de un único componente, $C_1 = 25 \text{ pF}$, explicando razonadamente el resultado obtenido. Suponga en este apartado que en V_1 tenemos una senoide sin distorsión con una amplitud de $\pm 10 \text{ V}$.

(10 puntos)

$$2) \times \text{ De (1), } V_1 = V_2 \Rightarrow \frac{|V_2(j\omega_0)|}{|V_1(j\omega_0)|} = \frac{1}{\omega_0 R_3 C_3} = 1 \quad (4)$$

$$\times \text{ Siendo } R_1 = R_2, C_2 = C_3, \text{ de (3): } \frac{C_2 R_1 / 2}{C_3 R_3} = 1 \Rightarrow \underline{R_1 = R_2 = 2R_3 = 20 \text{ k}\Omega}$$

\times De ecs. (2) y (4)

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1 C_3} = \frac{1}{R_3^2 C_3^2} \Rightarrow \underline{C_3 = C_2 = \frac{R_1^2 C_1}{R_3^2} = 4C_1 = 10 \text{ nF}}$$

$$\times \text{ Finalmente, } \boxed{\omega_0 = \frac{1}{R_3 C_3} = 10^4 \text{ rad/s}}$$

b) Al reducir C_1 de 2.5 nF a 25 pF , la condición de oscilación (3) se mantiene, pero aumenta la frecuencia de oscilación según la ec. (2):

$$\underline{\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 10^5 \text{ rad/s}}$$

y según (4) las amplitudes relativas V_2/V_1 también cambian:

$$|V_2|/|V_1| = 1/10 \Rightarrow \underline{V_2' = \pm 1 \text{ V}}$$

\Rightarrow La etapa asociada a $A0_2$ es un filtro paso-bajo: a $\omega = 10^4 \text{ rad/s}$ su ganancia es 0 dB ($|V_1| = |V_2|$), pero a $\omega = 10^5 \text{ rad/s}$ atenúa 20 dB .

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

El esquema de la figura 6 corresponde a la etapa de potencia de un amplificador realizado con transistores MOS de potencia (DMOS) de acumulación complementarios.

DATOS: $V_{DD} = 30\text{ V}$; $R_L = 4\ \Omega$; $R_i = 50\ \Omega$
 Q_1 : $V_t = 2\text{ V}$; $g_m = 1\ \Omega^{-1}$; $R_{DS} = 1\ \Omega$

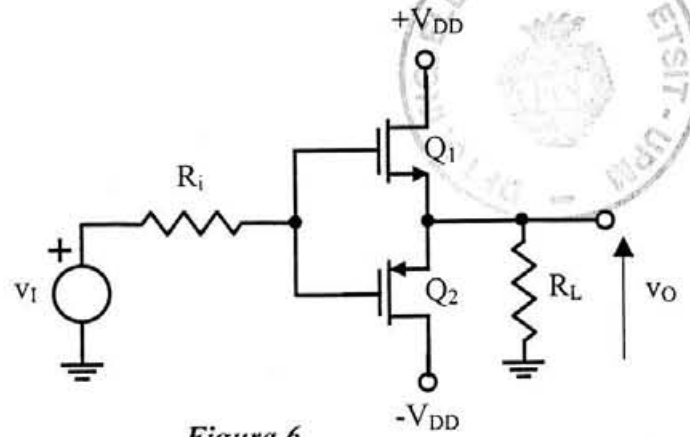
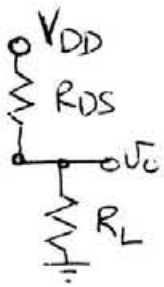


Figura 6

1. Determine la amplitud máxima de v_O sin distorsión, $v_{O\text{máx}}$.

(3 puntos)



v_O varía entre 0V (corte) y $V_{DD} - V_{DS, \text{ohmica}}$:

$$v_{O\text{máx}} = \frac{R_L}{R_{DS} + R_L} V_{DD} = \frac{4}{5} 30 = 24\text{ V}$$

2. Represente en la plantilla de la figura 7 la función de transferencia v_O/v_I en el rango $v_I \in [-40\text{ V}, +40\text{ V}]$, indicando los valores significativos.

(7 puntos)

$$i_D = g_m (V_{GS} - V_t) = g_m (v_I - v_O - V_t) = v_O / R_L$$

$$\Rightarrow v_O = \frac{g_m}{g_m + 1/R_L} (v_I - V_t) = \frac{4}{5} (v_I - 2)$$

$$v_O = v_{O\text{máx}} = 24\text{ V} \Rightarrow v_I = \frac{5}{4} v_O + 2 = 32\text{ V}$$

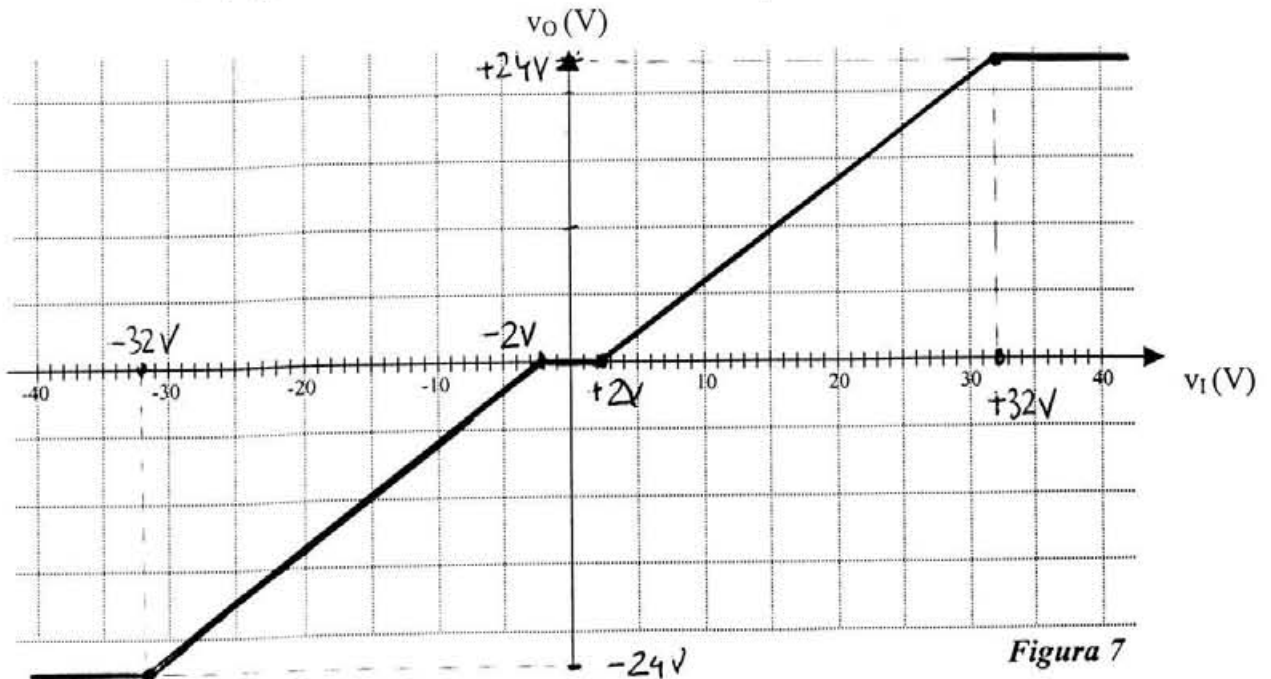


Figura 7

3. Despreciando el efecto de la distorsión de cruce, determinar para una señal sinusoidal de entrada de elevada frecuencia ("rápida" comparada con las constantes de tiempo térmicas):
- La máxima potencia entregada a la carga. (2 puntos)

$$P_L = \langle v_o \cdot i_o \rangle = \langle v_o^2 \rangle / R_L = V_o^2 / 2R_L$$

$$P_{L \max} = V_{o \max}^2 / 2R_L = 72 \text{ W}$$

- La potencia total entregada por las fuentes V_{DD} y la eficiencia η máxima. (4 puntos)

$$P_{DD1} = P_{DD2} = I_{ave} \cdot V_{DD}$$

$$I_{ave} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_{o \max}}{R_L} \sin \alpha d\alpha = \frac{V_{o \max}}{2\pi R_L} [-\cos \alpha]_0^\pi = \frac{V_{o \max}}{\pi R_L}$$

$$P_{DD1} = P_{DD2} = \frac{V_{o \max}}{\pi R_L} \cdot V_{DD} = 57.3 \text{ W} \Rightarrow \underline{P_{DD} = P_{DD1} + P_{DD2} = 114.6 \text{ W}}$$

$$\underline{\eta = \frac{P_{L \max}}{P_{DD}} = 62.8\%}$$

- La máxima resistencia térmica que podría presentar un solo disipador común para los dos transistores, si se opera a $T_A = 20^\circ\text{C}$, sabiendo que según su fabricante $T_{J \max} = 180^\circ\text{C}$, $\theta_{JC} = 1.6^\circ\text{C/W}$ y $\theta_{CS} = 0.2^\circ\text{C/W}$. (4 puntos)

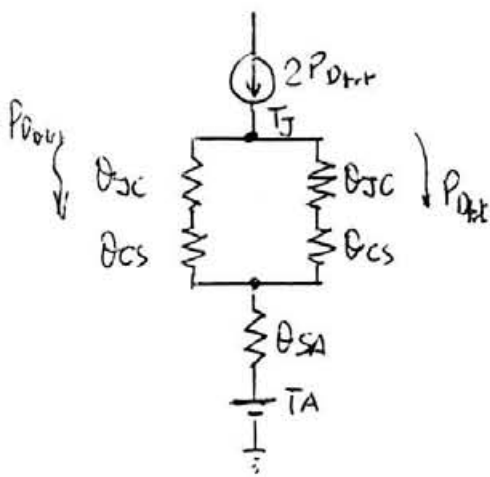
En general, asumiendo señales "rápidas" respecto a la respuesta térmica del circuito.

$$\langle P_{D \text{ trt}} \rangle = \frac{1}{2} (P_{DD} - P_L) = \frac{V_o V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{V_o^2}{4R_L} \quad (1)$$

El caso de máximo consumo corresponde a V_o^*

$$\frac{\partial \langle P_{D \text{ trt}} \rangle}{\partial V_o} = \frac{V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_o^*}{R_L} = 0 \Rightarrow \underline{V_o^* = \frac{2V_{DD}}{\pi} = 19.1 \text{ V}}$$

$$\text{En (1): } \underline{\langle P_{D \text{ trt}} \rangle_{\max} = V_{DD}^2 / \pi^2 R_L = 22.8 \text{ W (cada trt)}}$$



Según el esquema

$$T_J = T_A + P_{D \text{ trt}} (\theta_{JC} + \theta_{CS} + 2\theta_{SA}) \leq T_{J \max}$$

$$\Rightarrow \underline{\theta_{SA} \leq \frac{1}{2} \left[\left(\frac{T_{J \max} - T_A}{P_{D \text{ trt}}} \right) - \theta_{JC} - \theta_{CS} \right] = 2.61^\circ\text{C/W}}$$

$$V_o = -g_m V_{\pi} \cdot R_c // R_L \quad ; \quad R_p = R_B // r_{\pi} \approx r_{\pi}$$

$$V_{\pi} = V_i \frac{R_p}{R_p + R_g}$$

$$\left[A_{v_m} = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_p}{R_p + R_g} \cdot g_m \cdot R_c \cdot \frac{R_L}{R_c + R_L} = -12'21 \right]$$

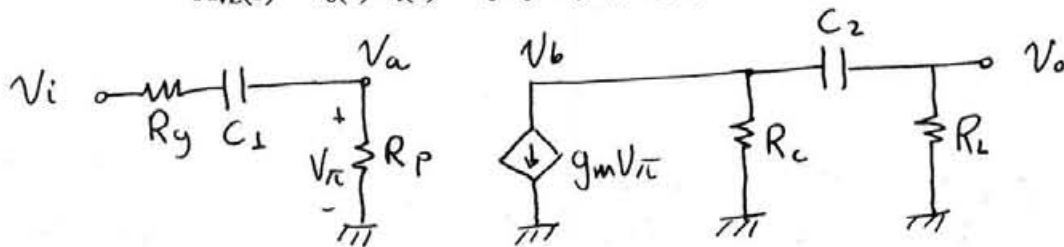
$$|A_{v_m}| = 20 \log(12'21) = 21'7 \text{ dB}$$

RESPUESTA EN BAJA FRECUENCIA:

2. Obtenga analíticamente la expresión de la respuesta del circuito en baja frecuencia,

$$A_{v_L}(s) = v_o(s)/v_i(s) = v_o/v_b \cdot v_b/v_a \cdot v_a/v_i$$

(8 puntos)



$$V_a/V_i = \frac{R_p}{R_p + R_g + 1/sC_1} = \frac{s R_p C_1}{(R_p + R_g) s C_1 + 1} = \frac{R_p}{R_p + R_g} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{(R_p + R_g)C_1}}$$

$$V_o/V_b = \frac{R_L}{R_L + 1/sC_2}$$

$$V_b/V_a = V_b/V_{\pi} = -g_m \left[R_c // (R_L + 1/sC_2) \right] = -g_m \frac{R_c (R_L + 1/sC_2)}{R_c + R_L + 1/sC_2}$$

$$A_{v_L}(s) = - \frac{R_L}{R_L + 1/sC_2} \cdot g_m \cdot \frac{R_c (R_L + 1/sC_2)}{R_c + R_L + 1/sC_2} \cdot \frac{R_p}{R_p + R_g} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{(R_p + R_g)C_1}}$$

$$= -g_m \frac{s \cdot R_L R_c / (R_L + R_c)}{s + \frac{1}{(R_c + R_L)C_2}} \cdot \frac{R_p}{R_p + R_g} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{(R_p + R_g)C_1}}$$

Reagrupando:

$$\left[A_{v_L}(s) = \frac{s}{s + \omega_{L1}} \left[\frac{R_p}{R_p + R_g} (-g_m R_c) \frac{R_L}{R_c + R_L} \right] \frac{s}{s + \omega_{L2}} = \frac{s}{s + \omega_{L1}} \cdot A_{v_m} \cdot \frac{s}{s + \omega_{L2}} \right]$$

3. Calcule el valor de los condensadores C_1 y C_2 para que el circuito presente un polo doble de baja frecuencia en 3 Hz. Determine la frecuencia de corte inferior f_L . (6 puntos)

$$C_1 \rightarrow \begin{cases} \text{Cero en el origen} \\ \text{polo en } \omega_{L1} = \frac{1}{(R_p + R_g)C_1} \end{cases} ; C_2 \rightarrow \begin{cases} \text{Cero en el origen} \\ \text{polo en } \omega_{L2} = \frac{1}{(R_c + R_L)C_2} \end{cases}$$

$$(R_p + R_g) \approx (R_c + R_L) = 52.5 \text{ K}\Omega$$

- Elegimos C_1, C_2 para que ambos polos coincidan en $\omega_p = 2\pi \times 3 \text{ rad/s}$
 $\Rightarrow [C_1 = C_2 = \frac{1}{6\pi \times 52.5 \text{ K}\Omega} = 1.01 \mu\text{F}]$

- $\omega_L (-3\text{dB}) \Rightarrow$ se cumple que $20 \log |A_v(j\omega_L)| = 20 \log A_{vm} - 3\text{dB}$

$$A_{vL}(j\omega) = A_{vm} \frac{-\omega^2}{(j\omega + \omega_p)^2} ; 20 \log |A_{vm}| + 20 \log \frac{1 - \omega^2}{|(j\omega + \omega_p)^2|} = 20 \log A_{vm} - 3\text{dB}$$

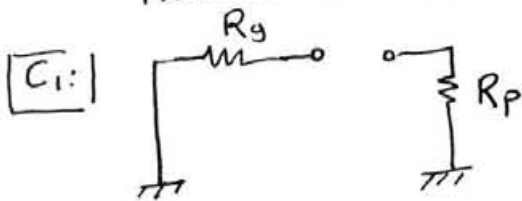
$$20 \log \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \omega_p^2} = -3\text{dB} \Rightarrow \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \omega_p^2} = 10^{-3/20} = 1/\sqrt{2}$$

$$\Rightarrow \omega_L = 1.55 \omega_p$$

$$f_L = 1.55 \times 3 \text{ Hz} = 4.7 \text{ Hz}$$

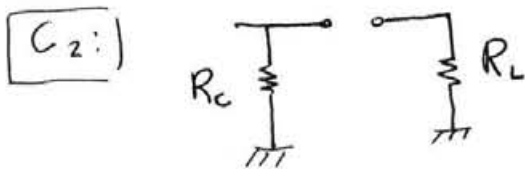
4. Estime la frecuencia de corte inferior, f_L , mediante el método de las constantes de tiempo. Comente la validez del resultado obtenido, en comparación con el resultado del apartado anterior. (4 puntos)

Método de ctes. de tiempo en cortocircuito



$$R_1 = R_p + R_g = 52.5 \text{ K}\Omega$$

$$\omega_1 = \frac{1}{C_1 R_1} = \frac{1}{1 \mu\text{F} \times 52.5 \text{ K}\Omega} = \frac{1}{52.5 \text{ ms}}$$



$$R_2 = R_c + R_L = 52.5 \text{ K}\Omega$$

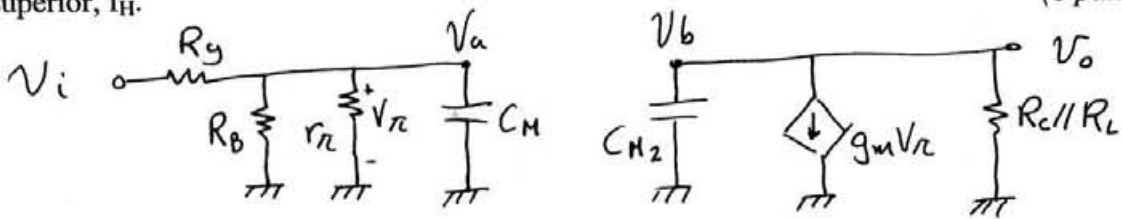
$$\omega_2 = \frac{1}{C_2 R_2} = \frac{1}{52.5 \text{ ms}}$$

$$\omega_L \approx \omega_1 + \omega_2 = 38.1 \text{ rad/s}$$

$$f_L \approx 6 \text{ Hz}$$

- El método de ctes de tiempo dará una buena estimación de la frecuencia de corte si existe polo dominante, situación que no se produce (polo doble). Esto explica el error respecto a la solución exacta (apartado 3)

5. RESPUESTA EN ALTA FRECUENCIA: Obtenga la expresión de la respuesta del circuito en alta frecuencia mediante la aproximación de Miller. Estime la frecuencia de corte superior, f_H . (6 puntos)



$$A_M = \frac{V_b}{V_a} = -g_m \cdot R_C // R_L = -257'14 \quad (\text{aprox. Miller})$$

$$C_M = C_{\pi} + C_{\mu} (1 - A_M) = C_{\pi} + 258'14 C_{\mu} = 1310'7 \text{ pF}$$

$$C_{M2} = C_{\mu} (1 - 1/A_M) \approx C_{\mu} = 5 \text{ pF}$$

Respuesta del circuito en alta frecuencia (2 polos)

$$\left[A_{V_H}(j\omega) = A_{V_M} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{H1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{H2}} \right] \quad \text{solución exacta.}$$

$$\omega_{H1} = \frac{1}{C_M (R_g // R_B // r_{\pi})} = 3'21 \times 10^5 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{H1} = 51'12 \text{ KHz}$$

$$\omega_{H2} = \frac{1}{C_{\mu} (R_C // R_L)} = 3'11 \times 10^7 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{H2} = 4'95 \text{ MHz}$$

$$f_H \approx f_{H1} = 51'12 \text{ KHz}$$

6. En la gráfica adjunta dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función de transferencia completa (alta y baja frecuencia), en todos los rangos de frecuencia significativos. (6 puntos)

7. Si el amplificador de la Figura 1 se realimenta negativamente con una red pasiva, indique en qué condiciones dicho circuito es estable. (4 puntos)

• Realimentación negativa $\Rightarrow \beta < 0$, pues $A_{V_M} < 0$

En frecuencias medias, $\angle A \cdot \beta = 0^\circ$

\Rightarrow La fase de la ganancia de lazo $A \cdot \beta$ es siempre menor de 180° como corresponde a una función con sólo 2 polos en alta frecuencia. El amplificador es incondicionalmente estable

DIAGRAMA DE BODE

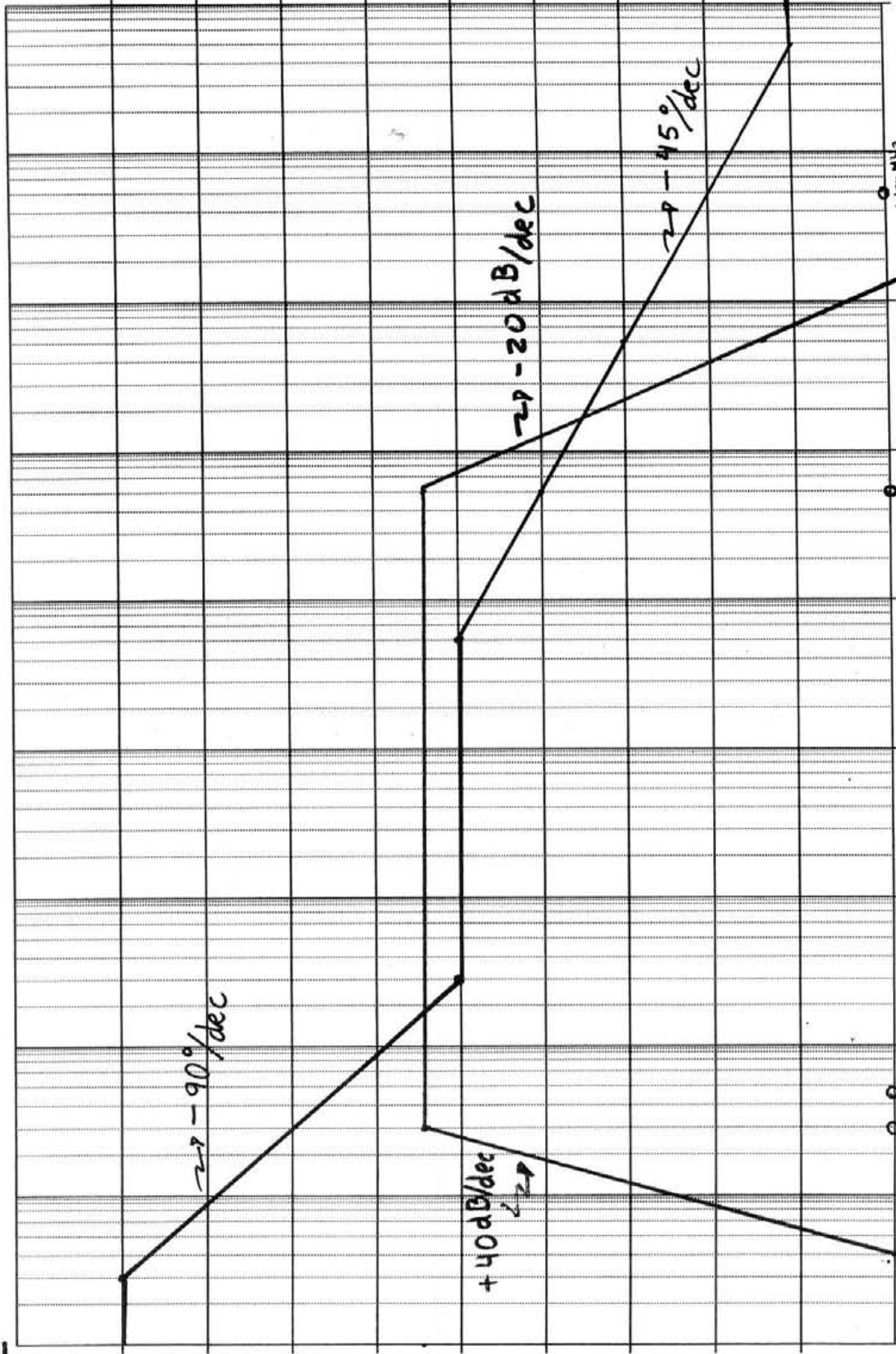
FASE (°)

0° -45° -90° -135° -180° -225° -270° -315° -360°

MÓDULO (dB)

40 35 30 25 20 15 10 5 0 10⁻¹

10⁰ 10¹ 10² 10³ 10⁴ 10⁵ 10⁶ 10⁷ 10⁸ f (Hz.)



+40 dB/dec

-90 dB/dec

-20 dB/dec

-45 dB/dec

f_P = 3 Hz
f_L = 47 Hz

f_{H1} = 51 kHz

f_{H2} = 459 MHz

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

En el circuito de la Figura 2 la corriente de colector del transistor es controlada por un generador no ideal de tensión v_i . La red de realimentación, formada por las resistencias R_A y R_B , mejora sus prestaciones como amplificador de transadmitancia.

Datos: el amplificador operacional tiene ganancia de tensión A_v e impedancias de entrada y salida R_i y R_o , de valor finito.

En el transistor bipolar considere $r_o = \infty$.

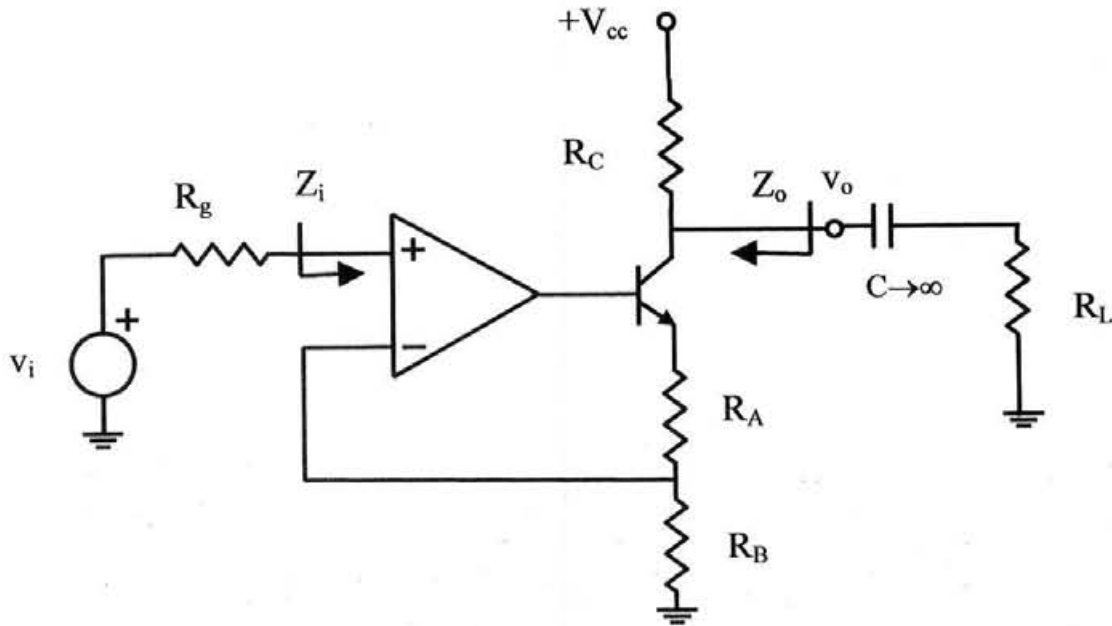


Figura 2

- 1- Identifique la topología de realimentación que corresponde a la conexión de la red β , indicando la magnitud que se muestrea en la salida y la que se compara (realimenta) en la entrada. (4 puntos)

Según el enunciado el circuito debemos tratarlo como amplificador de transadmitancia

$$A_{yf} = G_y = \frac{\Delta'_y}{1 + \Delta'_y \beta'_z}$$

para ello se debe elegir la topología:

conexión serie en entrada - conexión serie en salida

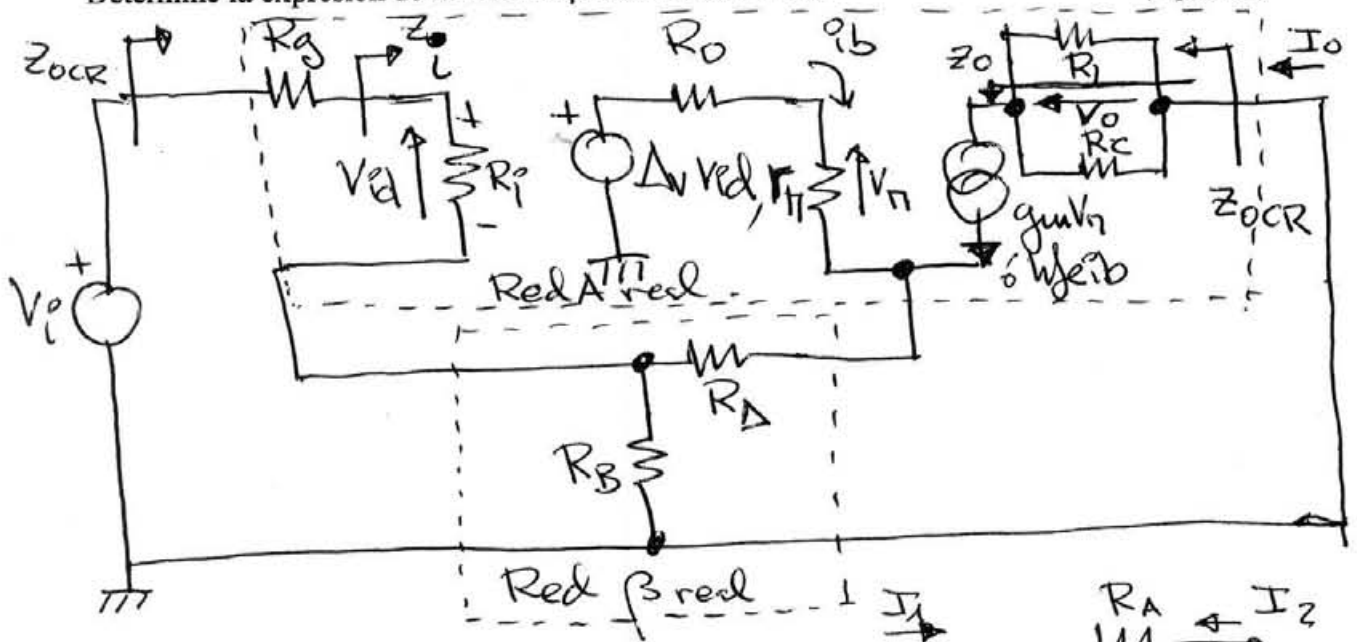
algunos libros la denominan corriente - serie (conexión en entrada) en salida

Las magnitudes involucradas son

Muestra de tensión en entrada - muestra de corriente en salida

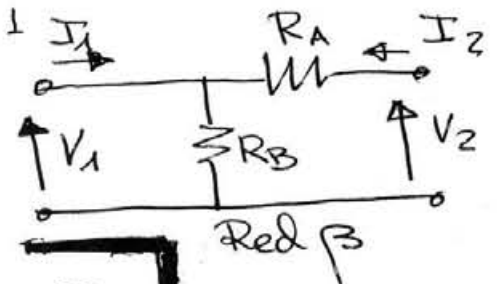
Los parámetros privilegiados de esta topología son $\parallel Z_i \parallel$

- 2- Dibuje el circuito completo en pequeña señal, indicando claramente la red A y la red β . Determine la expresión de la función β de realimentación. (6 puntos)



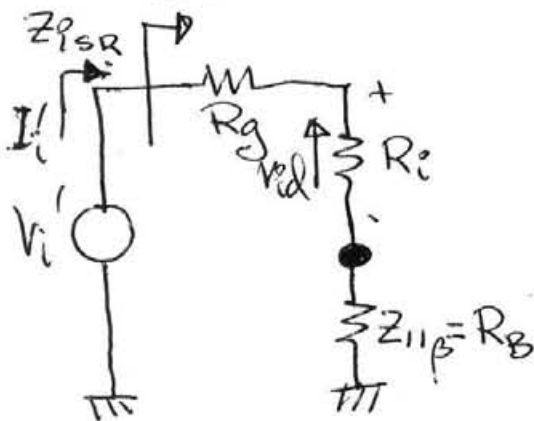
$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$$

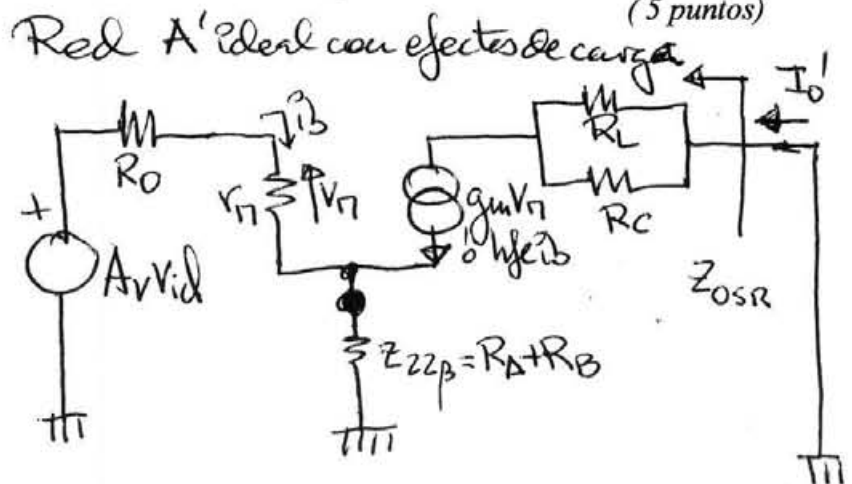


$$\beta'_Z = Z_{12\beta} = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} = R_B$$

- 3- Dibuje la red A' que se obtiene al incluir los efectos de carga de la red β , indicando cómo se obtienen éstos. (5 puntos)



$$Z_{11\beta} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = R_B$$



$$Z_{22\beta} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = R_D + R_B$$

- 4- Obtenga la expresión de la ganancia correspondiente a la red A' del apartado anterior, indicando qué magnitudes relaciona y qué unidades tiene. (7 puntos)

Según el circuito del apartado 3 se debe obtener de él

$$A'_y = \frac{I_o'}{V_i'} (\Omega) = \left(\frac{I_o'}{V_\pi} \right) \left(\frac{V_\pi}{V_{id}} \right) \left(\frac{V_{id}}{V_i'} \right)$$

$$I_o' = g_m V_\pi$$

$$V_\pi = \frac{A_v V_{id}}{R_o + r_\pi + (1 + g_m r_\pi)(R_A + R_B)}$$

$$V_{id} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_B} V_i'$$

NOTA
(1 + g_mr_π) = (1 + h_{fe})

$$A'_y = \frac{I_o'}{V_i'} = \frac{g_m A_v r_\pi R_i}{[R_o + r_\pi + (1 + g_m r_\pi)(R_A + R_B)] \cdot (R_g + R_i + R_B)}$$

- 5- Si utilizamos el circuito como amplificador de tensión, determine la función v_o/v_i a partir de las funciones de transferencia obtenidas y las impedancias Z_i y Z_o indicadas en la Figura 2. (8 puntos)

Para el circuito del apartado 2 se obtiene V_o = -I_o (R_c//R_L)

$$\frac{V_o}{V_i} = -G_y (R_c // R_L)$$

donde $G_y = A_y f = \frac{A'_y}{1 + A'_y \beta'_z} = \frac{I_o}{V_i}$

Donde A'_y y β'_z se han obtenidos en apartados anteriores

$$Z_{ISR} \Big|_{I_o'=0} = R_g + R_i + R_B \quad ; \quad Z_{OCR} = Z_{ISR} (1 + A'_y \beta'_z)$$

conexión serie

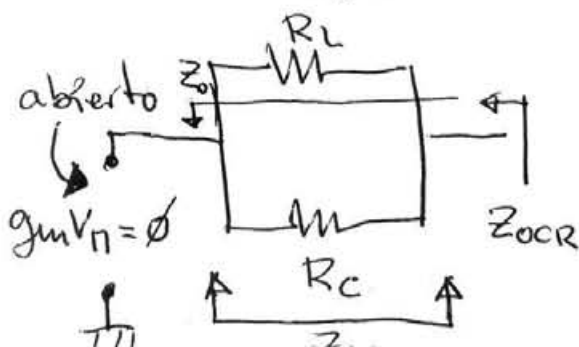
$$Z_{OCR} = R_g + Z_i$$

$$\Rightarrow Z_i = Z_{OCR} - R_g$$

$$Z_{OSR} \Big|_{I_i'=0} = (R_c // R_L) + \infty = \infty$$

$$Z_{OCR} = Z_{OSR} (1 + A'_y \beta'_z) = \infty$$

conexión serie



$$Z_{OCR} = Z_x + \infty \Rightarrow Z_x = (R_L // R_c)$$

$$Z_x = (Z_o // R_L) = (R_c // R_L)$$

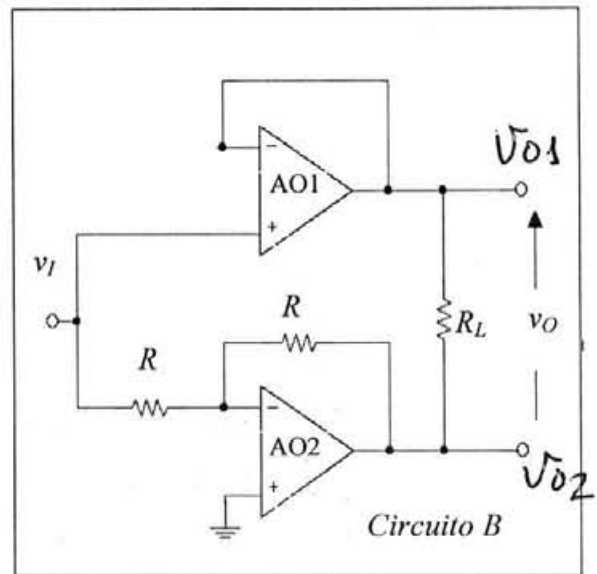
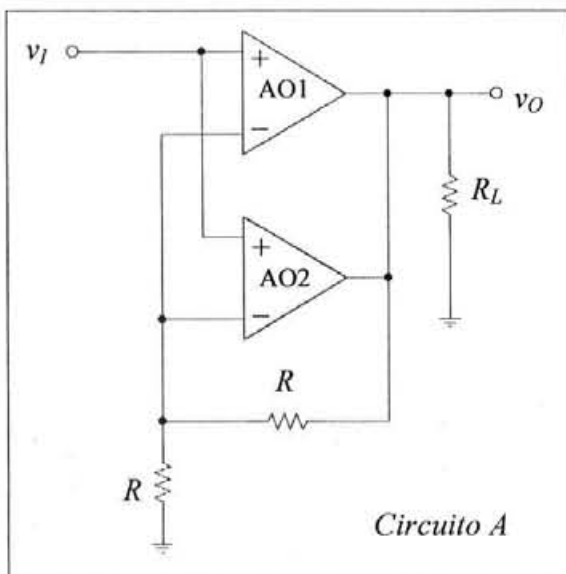
$$Z_o = R_c$$

PROBLEMA 3 (30 puntos)

Se construyen los circuitos A y B representados en las figuras, cada uno basado en dos AO de potencia y dos resistencias de idéntico valor R , que desarrollan su potencia en la carga R_L . En cada circuito, se alimentan los AO con dos fuentes de tensión, de valores $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$.

Los AO tienen etapas de salida en clase AB, con $R_i = \infty$, $R_o = 0$, ganancia infinita, tensiones de saturación de 1 V (es decir, la máxima amplitud de la tensión que se puede alcanzar a la salida de un AO es de $|V_{CC} - 1|$ voltios) y máxima corriente de salida I_{AOmax} .

NOTA: OBTENGA LAS EXPRESIONES ANTES DE SUSTITUIR LOS VALORES.



1. Indique en cada caso la configuración del circuito de potencia y determine su ganancia de tensión. (4 puntos)

Circuito A

Configuración no inversora de 2 AO en paralelo

$$v_I/R = (v_O - v_I)/R \Rightarrow 2v_I = v_O \Rightarrow G_V = v_O/v_I = 2$$

Circuito B

Configuración de 2 AO en puente: AO1 seguidor, AO2 inversor

$$v_O = v_{O1} - v_{O2}$$

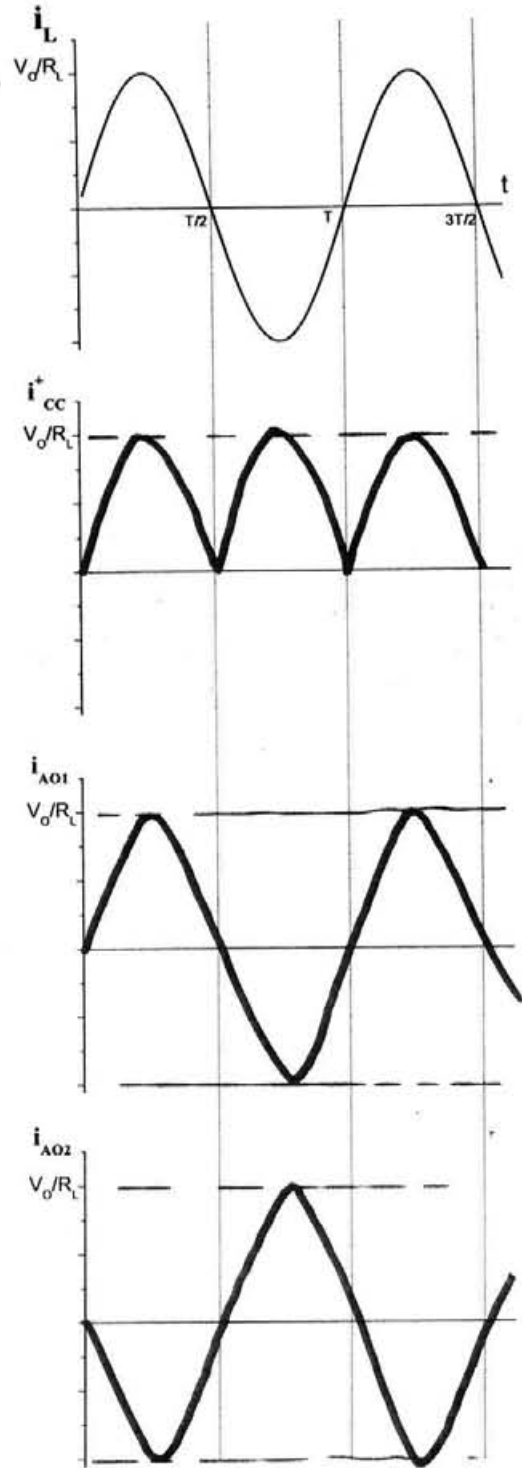
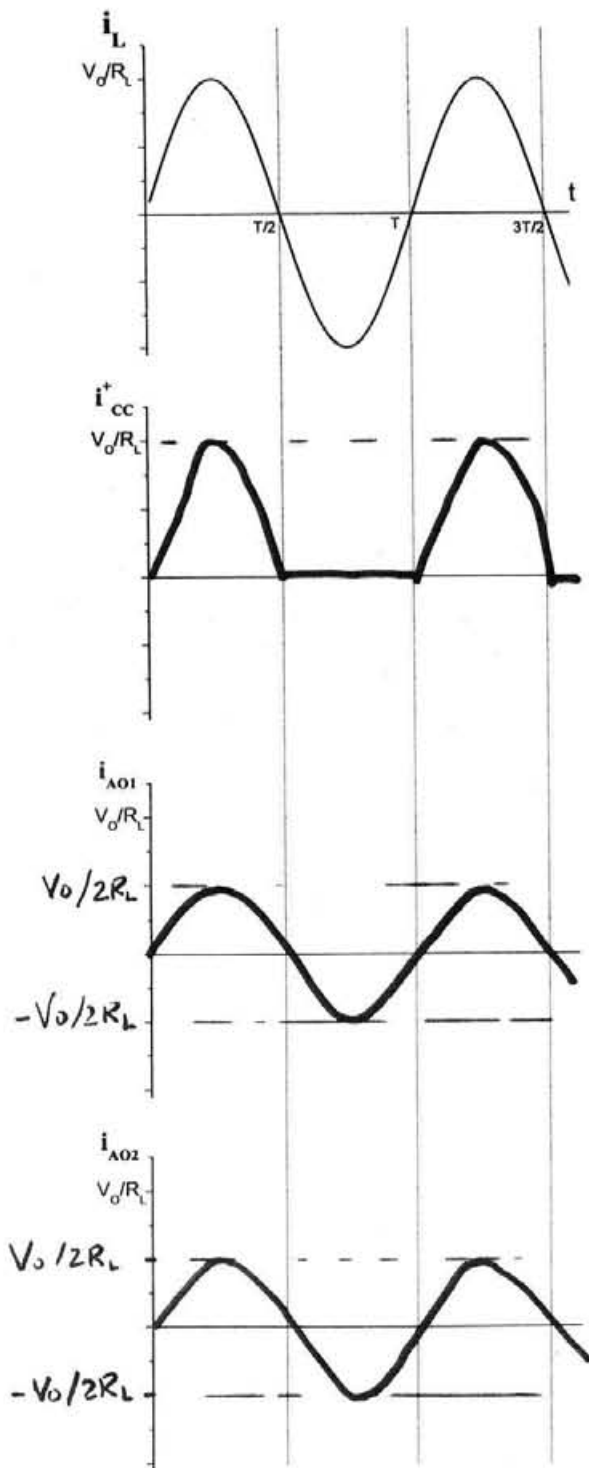
$$\left. \begin{array}{l} v_{O1} = v_I \\ v_{O2} = -\frac{R}{R} v_I = -v_I \end{array} \right\} \Rightarrow G = \frac{v_O}{v_I} = 2$$

2. Los circuitos procesarán señales senoidales. A partir de la corriente que circula por la resistencia de carga, i_L , representar para cada uno de los circuitos la corriente suministrada por la fuente $+V_{CC}$, i_{CC+} , y las corrientes a la salida de cada operacional, i_{AO1} e i_{AO2} , respectivamente.

(6 puntos)

CIRCUITO A

CIRCUITO B



3. Suponga que $V_{CC}=15\text{ V}$ e $I_{AO\max}=1.5\text{ A}$. ¿Es posible desarrollar con el circuito A una potencia de 49 W en $R_L=8\ \Omega$? ¿Y con el circuito B? Razone las respuestas. Calcule la máxima potencia que se puede obtener en dicha R_L , $P_{L\max}$, con cada circuito. (10 puntos)

$$P_L = V_o^2 / 2R_L = 49\text{ W} \Rightarrow \text{exige } V_o = \sqrt{2R_L P_L} = 28\text{ V}$$

Circuito A : $V_{o\max A} = V_{CC} - 1\text{ V} = 14\text{ V}$ (entonces, $I_{AO} = \frac{1}{2} \frac{V_{o\max}}{R_L} = 0.875\text{ A}$)
 $\Rightarrow P_{L\max A} = V_{o\max}^2 / 2R_L = 12.25\text{ W}$ ($P_{L\max\text{ inst}} = V_{o\max}^2 / R_L = 24.5\text{ W}$)

Circuito B : Aunque $V_{o\max B}^* = 2(V_{CC} - 1\text{ V}) = 28\text{ V}$ límite por corriente.
 $I_{L\max} = I_{AO\max} = 1.5\text{ A} \Rightarrow V_{o\max B} = I_{L\max} R_L = 12\text{ V}$
 $\Rightarrow P_{L\max B} = V_{o\max}^2 / 2R_L = 9\text{ W}$ ($P_{L\max\text{ inst}} = 18\text{ W}$)

4. En el circuito A se obtiene 10 W en promedio en $R_L=8\ \Omega$. Si la frecuencia de la señal senoidal es rápida a efectos de disipación, obtenga las siguientes expresiones y calcule:

- la corriente media suministrada por cada fuente $\pm V_{CC}$.
- la potencia entregada por cada fuente de alimentación y la eficiencia.
- la potencia que disiparía cada AO en el caso de máximo consumo, $P_{D-AO\max}$.
- en este último caso, la mayor temperatura ambiente en que el circuito podría trabajar, sabiendo que cada AO tiene $T_{J\max}=150^\circ\text{C}$, $\theta_{JC}=12^\circ\text{C/W}$, y $\theta_{CS}=0.3^\circ\text{C/W}$, y que ambos están montados sobre un disipador de $\theta_{SA}=8.5^\circ\text{C/W}$. (10 puntos)

$$V_o = \sqrt{2P_L R_L} = 12.65\text{ V}, \quad I_{AO} = \frac{1}{2} I_L = \frac{1}{2} V_o / R_L = 0.79\text{ A}$$

a) $\langle I_{CC}^\pm \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_o}{R_L} \sin x \, dx = \frac{V_o}{2\pi R_L} [-\cos x]_0^\pi = \frac{V_o}{\pi R_L} = 0.5\text{ A}$

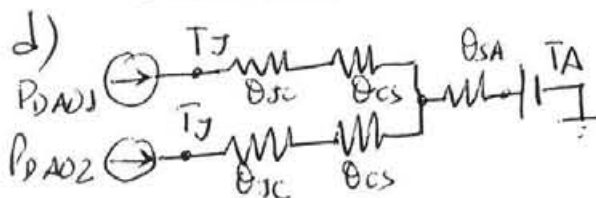
b) $\langle P_{in} \rangle = 2 \langle P_{CC} \rangle = 2 \langle I_{CC} \rangle V_{CC} = 2V_{CC} V_o / \pi R_L = 15\text{ W}$

$$\eta = P_L / P_{in} = 10 / 15 = 0.67 \equiv 67\%$$

c) $P_{DAO} = \frac{1}{2} (P_{in} - P_L) = V_{CC} V_o / \pi R_L - V_o^2 / 4R_L$

$$dP_{DAO} / dV_o = V_{CC} / \pi R_L - V_o^* / 2R_L = 0 \Rightarrow V_o^* = 2V_{CC} / \pi = 9.55\text{ V}$$

$$P_{DAO\max} = V_{CC} V_o^* / \pi R_L - V_o^{*2} / 4R_L = 2.85\text{ W (cada AO)}$$



$$T_{J\max} > T_J = T_A + P_{DAO\max} (\theta_{JC} + \theta_{CS} + 2\theta_{SA})$$

$$\Rightarrow T_A < 66.5^\circ\text{C}$$

--	--	--	--	--

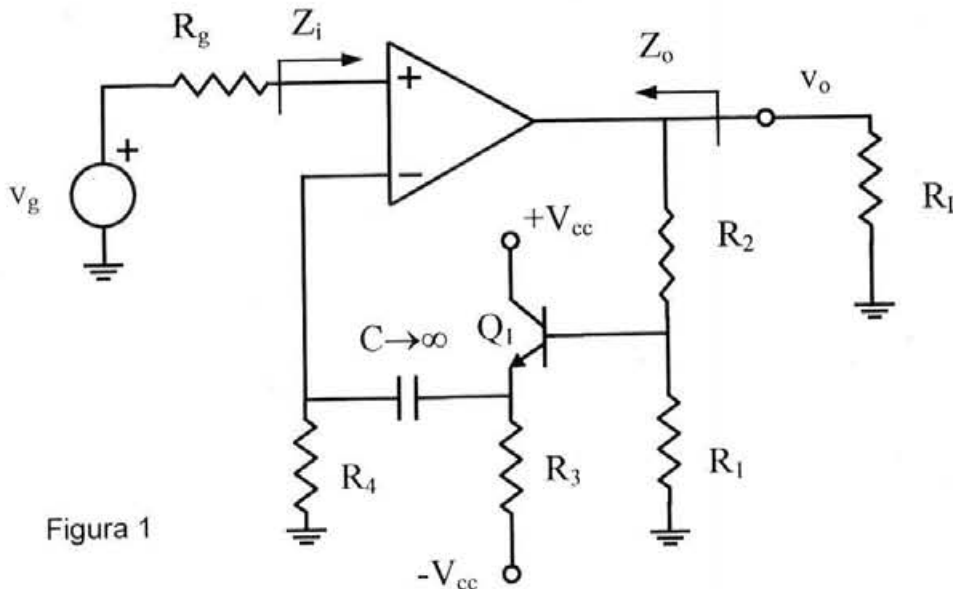


Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
12 de Septiembre de 2003

Apellidos _____
 Nombre _____ DNI/PAS: _____

PROBLEMA 1 (35 PUNTOS)

El circuito de la figura 1 es un amplificador realimentado de tensión, del que se pretende efectuar el análisis mediante el procedimiento aproximado de amplificadores realimentados.



- DATOS:
- $R_L = 100 \Omega$
 - $R_1 = 0.5 \text{ k}\Omega$
 - $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$
 - $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
 - $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$
 - $R_g = 1 \text{ k}\Omega$

Figura 1

El amplificador operacional tiene resistencia de entrada $R_i = 2 \text{ k}\Omega$, resistencia de salida $R_o = 1 \text{ k}\Omega$, y ganancia en lazo abierto $A_v = 10^5$. El transistor Q_1 tiene por parámetros $\beta_F = h_{fe} = 100$, $r_\pi = h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$, $h_{oe} = 1/r_o = 0$.

IMPORTANTE: Al resolver este ejercicio no sustituya valores hasta obtener la expresión final en cada apartado, aunque es recomendable que durante el desarrollo efectúe aproximaciones razonables.

1. Estando la red de realimentación formada por R_1, R_2, Q_1, R_3, C y R_4 , (8 puntos)

a) identifique la topología de realimentación, indicando las dimensiones de β .

SALIDA, se muestra tensión, conexión paralelo
ENTRADA, se realimenta tensión, conexión serie

Topología SERIE-PARALELO ó TENSIÓN-SERIE
Dimensiones de β = ganancia de tensión β_v (adimensional)

Parámetros privilegiados "h"

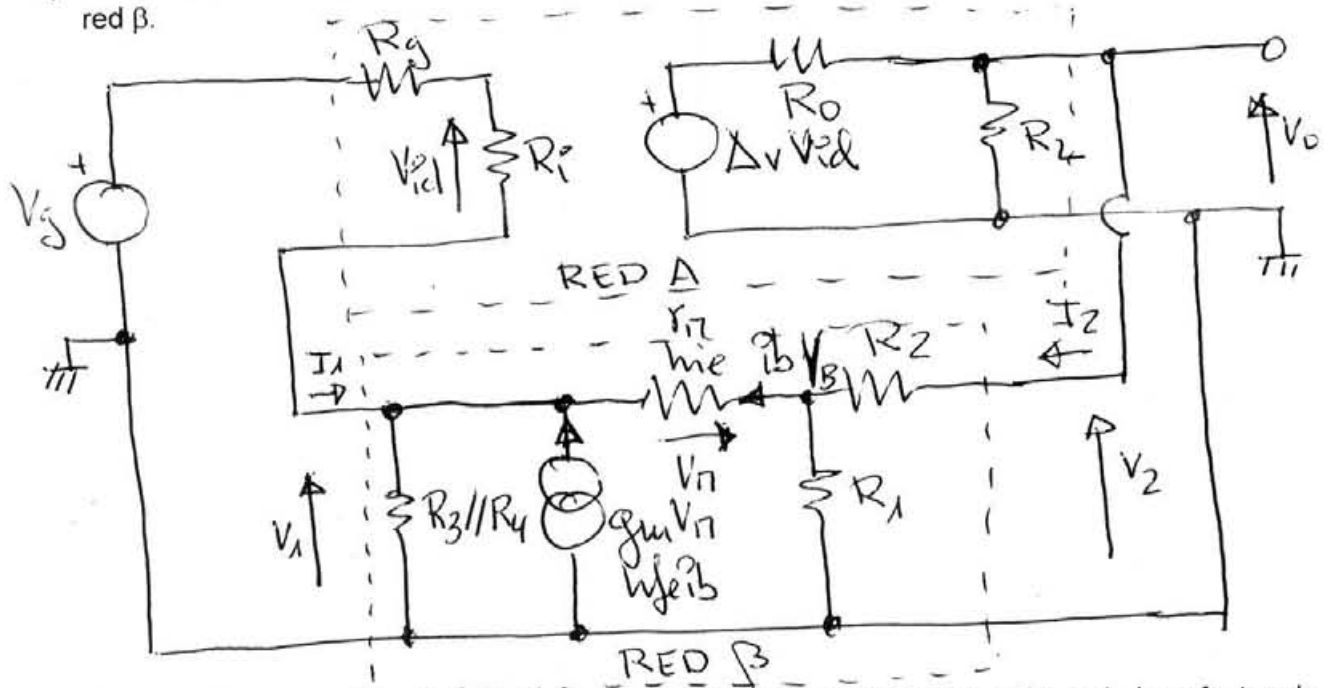
$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

b) justifique si la realimentación es positiva o negativa.

Si $V_g = cte$ y se produce una variación de V_o , el circuito contra-
resta esa variación cuando la realimentación es negativa.
Con $V_g = cte$; Si $V_o \uparrow \Rightarrow i_b \uparrow \Rightarrow i_c \uparrow \Rightarrow V^- \uparrow \Rightarrow (V^+ - V^-) \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow$
Realimentación negativa

c) Dibuje el circuito equivalente completo en pequeña señal, indicando claramente la red A y la red β .



2. Determine la expresión y calcule el valor de la función β de realimentación, y de los efectos de carga de la red de β sobre el amplificador. (10 puntos)

$$\beta_V = h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1=0} = \left(\frac{V_1}{V_B} \right) \times \left(\frac{V_B}{V_2} \right) \approx (1) \times \left(\frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) = 0.02439$$

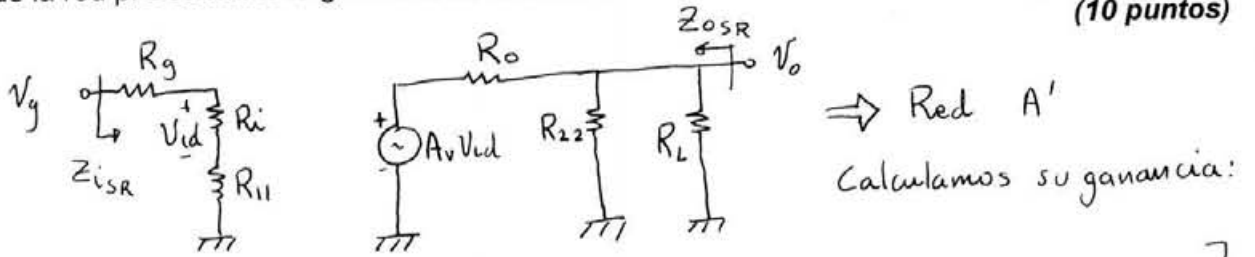
$$\frac{V_1}{V_B} = \frac{(R_3 // R_4) (1 + h_{fe}) i_b}{[Y_{\pi} + (R_3 // R_4) (1 + h_{fe})] i_b} \approx 1 \text{ con } Y_{\pi} \ll (R_3 // R_4) (1 + h_{fe})$$

$$\frac{V_B}{V_2} = \frac{R_1}{R_2 + [R_1 // (Y_{\pi} + (R_3 // R_4) (1 + h_{fe}))]} \approx \frac{R_1}{R_2 + R_1} \text{ con } R_1 \ll (R_3 // R_4) (1 + h_{fe})$$

$$R_{11} = h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0} = (R_3 // R_4) // \left(\frac{Y_{\pi} + (R_1 // R_2)}{(1 + h_{fe})} \right) \approx \frac{Y_{\pi} + (R_1 // R_2)}{(1 + h_{fe})} = 14.73 \Omega$$

$$R_{22} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = R_2 + [R_1 // (Y_{\pi} + (R_3 // R_4) (1 + h_{fe}))] \approx R_1 + R_2 = 20.5 \text{ K}\Omega$$

3. Obtenga la expresión y el valor de la ganancia A' ideal que se obtiene al considerar los efectos de carga de la red β . Determine la ganancia de tensión del amplificador realimentado, v_o/v_g . (10 puntos)



$$v_o = A_v v_{id} \frac{R_{22} // R_L}{R_o + (R_{22} // R_L)}$$

$$v_{id} = v_g \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{ii}}$$

$$\left[A'_v = v_o/v_g = A_v \cdot \frac{R_{22} // R_L}{R_o + R_{22} // R_L} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{ii}} \right]$$

$$\left[A'_v \approx \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i} = 6060 \text{ V/V} \right]; \quad 1 + A'_v \cdot \beta_v = 148'8$$

Ganancia del circuito realimentado: $A_{vf} = \frac{A'_v}{1 + A'_v \cdot \beta_v} = v_o/v_g$

$$\left[A_{vf} = \frac{6060}{1 + 6060 \times 0'025} = \frac{6060}{148'8} = 40'7 \text{ V/V} \right]$$

4. Calcule las impedancias de entrada y salida Z_i y Z_o del amplificador, indicadas en la Figura 1. (7 puntos)

En el circuito de la figura 3:

$$Z_{icR} = Z_{issR} (1 + A'_v \cdot \beta_v) \quad ; \quad Z_{issR} = R_g + R_i + R_{ii} \approx R_g + R_i = 3 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{icR} = 3 \text{ k}\Omega \times 148'8 = 446'4 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{icR} = R_g + Z_i \Rightarrow \boxed{Z_i = Z_{icR} - R_g = 445'4 \text{ k}\Omega}$$

$$Z_{oCR} = \frac{Z_{ossR}}{1 + A'_v \cdot \beta_v} \quad ; \quad Z_{ossR} = R_L // R_{22} // R_o \quad (\text{anulando } v_g)$$

$$Z_{ossR} = 100 \Omega // 20'5 \text{ k}\Omega // 1 \text{ k}\Omega \approx 100 \Omega$$

$$Z_{oCR} = \frac{100 \Omega}{148'8} = 0'67 \Omega$$

$$Z_{oCR} = Z_o // R_L = \frac{Z_o \cdot R_L}{Z_o + R_L} \Rightarrow \boxed{Z_o = \frac{R_L \times Z_{oCR}}{R_L - Z_{oCR}} \approx 0'675 \Omega}$$

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

El circuito de la figura 1 forma parte de la estructura interna de un amplificador operacional. El condensador C (conectado entre los puntos A y B), determina su respuesta en frecuencia mediante la técnica de compensación por polo dominante.

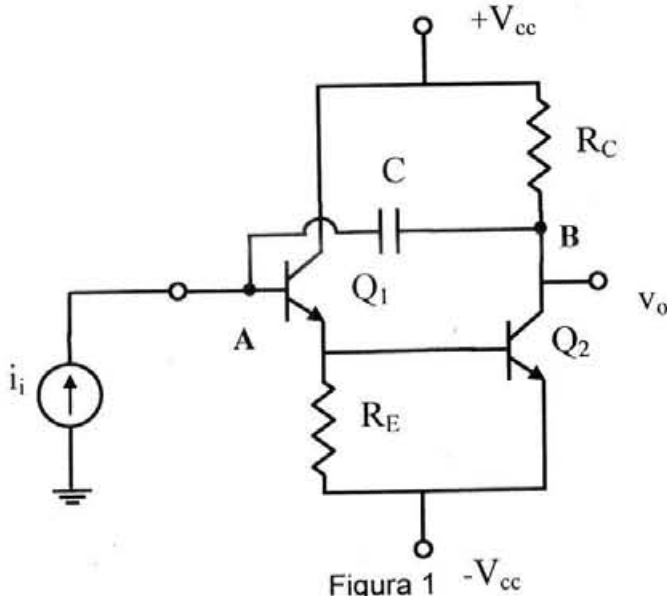


Figura 1 -V_{cc}

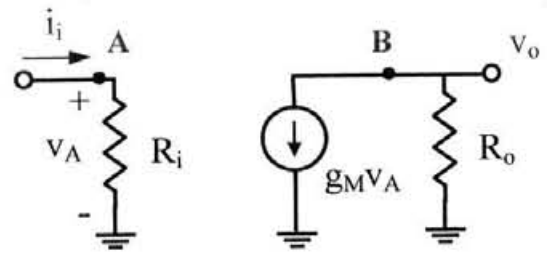
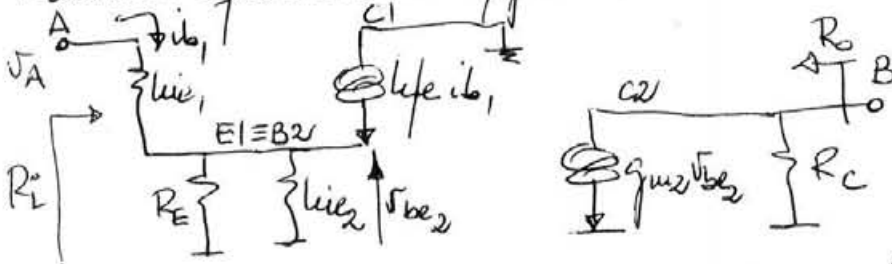


Figura 2

Datos: $R_C = 50 \text{ k}\Omega$; $R_E = 50 \text{ k}\Omega$; $C = 30 \text{ pF}$; $r_{\pi 1} = h_{ie1} = 173,3 \text{ k}\Omega$; $r_{\pi 2} = h_{ie2} = 8,66 \text{ k}\Omega$
 Para los transistores Q_1 y Q_2 considérese $\beta_F = h_{fe} = 100$; $h_{oe} = 1/r_o = 0$; $C_{\pi} = C_{\mu} = 0$.

1. Sin el condensador C, obtenga el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias, de acuerdo con el modelo de la figura 2, calculando los valores de R_i , R_o y g_m . **(15 puntos)**

El circuito equivalente de la figura 1.



$$g_{m2} = \frac{I_{E2}}{V_T} = 0,01154 \text{ A/V}$$

$$R_i = h_{ie1} + (1+h_{fe})(R_E \parallel h_{ie2}) = 919,3 \text{ k}\Omega \quad (\text{h}_{ie1} + \text{la resistencia de E2 vista reflejada en la Base de Q1})$$

$$R_o = R_C = 50 \text{ k}\Omega \quad \text{ya que se hace } i_{b1} = 0 \Rightarrow v_{be2} = 0 \Rightarrow g_{m2} v_{be2} = 0$$

Calculo de g_m .

$$v_{be2} = (R_E \parallel h_{ie2})(1+h_{fe})i_{b1} \quad \rightarrow \quad v_{be2} = (R_E \parallel h_{ie2})(1+h_{fe}) \frac{v_A}{R_i}$$

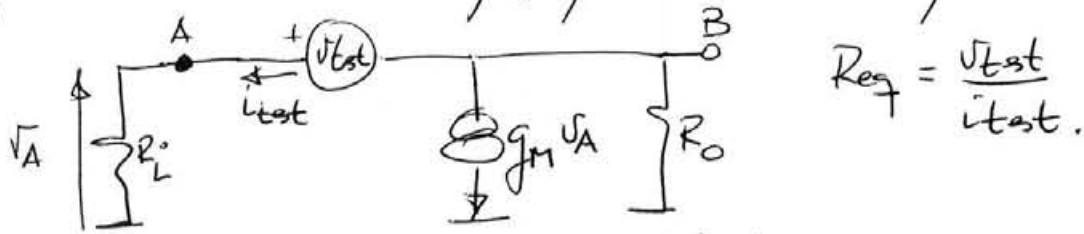
$$i_{b1} = v_A / R_i$$

$$\text{Por lo tanto: } g_{m2} v_{be2} = g_{m2} (R_E \parallel h_{ie2})(1+h_{fe}) \frac{1}{R_i} v_A \quad (1)$$

$$\text{identificando (1) con el circuito de salida de la figura 2 se tiene } g_m = g_{m2} (R_E \parallel h_{ie2})(1+h_{fe}) \frac{1}{R_i} = 9,35 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

2. Conectando ahora al condensador C entre los puntos A y B del modelo anterior, calcule la frecuencia de corte superior del circuito por el método de constantes de tiempo. (10 puntos)

Utilizando el modelo calculado en el apartado anterior y aplicando constantes de tiempo, queda el circuito equivalente.



$$V_{tst} = V_A - V_B = V_A + (i_{tst} + g_m V_A) R_o$$

(eliminando V_A queda)

$$V_A = i_{tst} R_i \quad \left\{ \begin{array}{l} R_{eq} = \frac{V_{tst}}{i_{tst}} \\ R_{eq} = R_i + (1 + g_m R_i) R_o \end{array} \right.$$

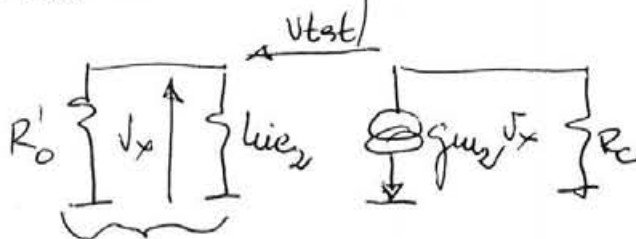
$$R_{eq} = 430,74 \text{ M}\Omega$$

La constante de tiempo asociada a C, $\tau = R_{eq} \cdot C$ y la $\omega_c = \frac{1}{\tau} = 773 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$

$$\text{luego } f_{corte} = \frac{\omega_c}{2\pi} = \underline{\underline{12,31 \text{ Hz}}}$$

3. La compensación podría haberse realizado introduciendo una capacidad C' entre la base y el colector de Q2, en lugar del condensador C. Haga una estimación, comparando con lo realizado en los apartados anteriores, del valor del condensador C' necesario para obtener la misma frecuencia de corte superior. (5 puntos)

Para este caso el circuito equivalente asociado al condensador sería:



donde R_o es la resistencia de salida de la etapa en seguidor de tensión (Q_1)

Por lo tanto como este circuito es similar al del apartado anterior, la resistencia equivalente R'_{eq} asociada al condensador C' sería

$$R'_{eq} = R'_i + (1 + g_{m2} R'_i) R_c$$

Comparando R'_{eq} con R_{eq} podemos decir.

- R'_i en el caso por ser como mucho 10^2 es decir unas 100 veces menor que R_i (es una estimación muy conservadora)
 - g_{m2} es aproximadamente igual a g_{m1} ya que Q_1 está en configuración CC (véase 1 del apartado 1). Luego $g_{m2} R'_i$ es unas 50 veces $g_{m1} R_i$ menor
 - R_c es igual a R_o del apartado anterior.
- En consecuencia la R'_{eq} será unas 50 veces ~~menor~~ ^{menor} que R_{eq} por lo que para tener la misma frecuencia de corte C' será unas 50 veces mayor que

4. Suponga que la ganancia en lazo abierto del operacional es de 100 dB, y que la frecuencia del polo dominante es de 10 Hz.

- Determine el valor del ancho de banda para ganancia unidad.
- Suponga que con el operacional se construye un amplificador no inversor como el representado en la figura 3. Determine su ancho de banda. **(5 puntos)**

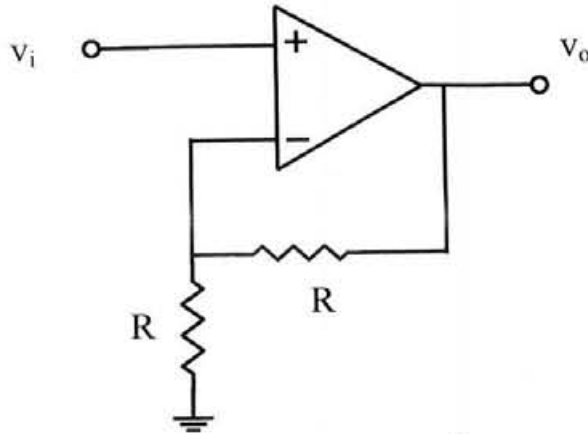
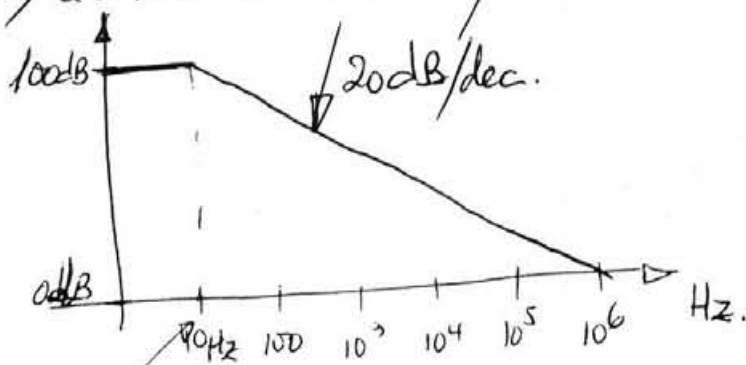


Figura 3

a) El A.O tiene una respuesta en lazo abierto como:



La ganancia unidad (0dB) corresponde a una frecuencia de $10^6 \text{ Hz} \approx 1 \text{ MHz}$. Ya que al tener un solo polo la ganancia cae a razón de 20 dB/dec.

$f_c \text{ corte} \approx \text{polo dominante}$

$$\text{Por lo tanto } \text{BW} \Big|_{G=1} = \underline{\underline{1 \text{ MHz}}}$$

b) Para la configuración no inversora de la figura 3 se tiene una ganancia.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R}{R} = \underline{\underline{2}}$$

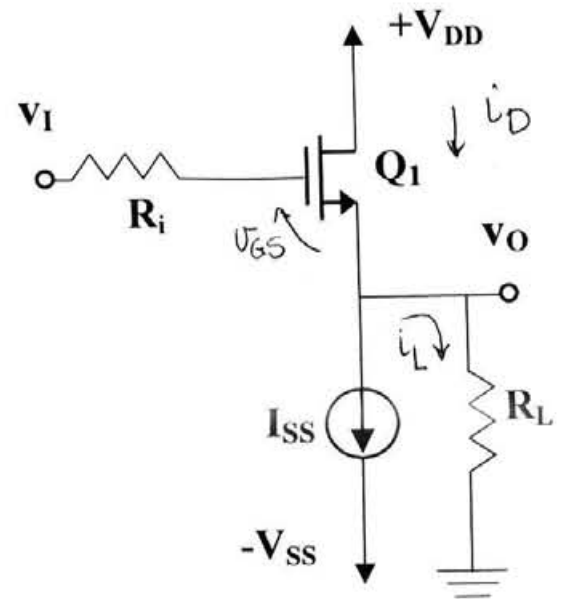
Como el producto [Ganancia \times ancho de banda] se mantiene constante:

$$| \text{BW} \cdot G | = \text{cte} \Rightarrow \text{por } G=1 \quad | \text{BW} \times G | = 1 \text{ MHz}$$

$$\text{Luego: } 1 \text{ MHz} = \text{BW} \Big|_{G=2} \cdot 2 \Rightarrow \text{BW} \Big|_{G=2} = \underline{\underline{0,5 \text{ MHz} = 500 \text{ kHz}}}$$

PROBLEMA 3 (30 PUNTOS)

El esquema de la figura representa una etapa de potencia realizada con un transistor MOS de potencia (DMOS), del que se conocen su V_t , g_m , y R_{DS} . La fuente de corriente constante I_{SS} tiene una tensión de saturación V_{CSmin} .



1.- a) En función de los parámetros del transistor y de los componentes del circuito, obtener la expresión de la función de transferencia de tensión, v_O en función de v_I , para la región de operación lineal del transistor.

b) Determinar los máximos valores de la señal de salida en los semiciclos positivo y negativo, V_{Omax}^+ y V_{Omax}^- , para la que no hay distorsión, indicando la causa de la limitación. **(10 puntos)**

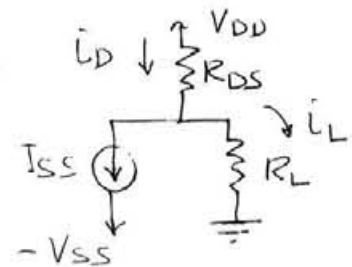
$$a) \quad v_O = i_L R_L = (i_D - I_{SS}) \cdot R_L = [g_m (V_{GS} - V_t) - I_{SS}] R_L = [g_m (v_I - v_O - V_t) - I_{SS}] R_L$$

$$\Rightarrow \quad \underline{v_O = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} (v_I - V_t) - \frac{I_{SS} R_L}{1 + g_m R_L}}$$

b) ⊕ 1) Cuando el transistor pasa de operación en activa a óhmica:

$$V_{DD} = i_D R_{DS} + i_L R_L = (I_{SS} + i_L) R_{DS} + i_L R_L$$

$$= I_{SS} R_{DS} + V_{Omax}^+ \frac{R_{DS} + R_L}{R_L}$$



$$\Rightarrow \quad \underline{V_{Omax}^+ = (V_{DD} - I_{SS} R_{DS}) R_L / (R_{DS} + R_L)}$$

2) Limitada por I_{Dmax} : $V_{Omax}^+ = I_{Lmax} R_L = (I_{Dmax} - I_{SS}) R_L$

La condición más restrictiva: $\underline{V_{Omax}^+ = \min \{ V_{Omax}^+, V_{Omax}^+ \}}$

⊖ 1) Trt en corte: $V_{Omax}^- = -I_{SS} R_L$

2) Fuente I_{SS} saturada: $\underline{V_{Omax}^- = -V_{SS} + V_{CSmin}}$

$$\Rightarrow \quad \underline{V_{Omax}^- = \min \{ V_{Omax}^-, V_{Omax}^- \}}$$

2. Suponer en este apartado que Q_1 tiene $V_1 = 2V$, $g_M = 3 A/V$ y $R_{DS} = 0.5 \Omega$. Las fuentes de tensión son $V_{DD} = V_{SS} = 32 V$, $R_L = 8 \Omega$, y $R_i = 50 \Omega$. La fuente de corriente se diseñó para suministrar $I_{SS} = V_{SS}/R_L$, y su tensión de saturación vale $V_{CSmin} = 2V$.

Representar en la gráfica la transferencia de tensión, en el rango $v_i = [-40, +40]$, indicando los puntos relevantes y los valores significativos. (5 puntos)

$$I_{SS} = 32 V / 8 \Omega = 4 A$$

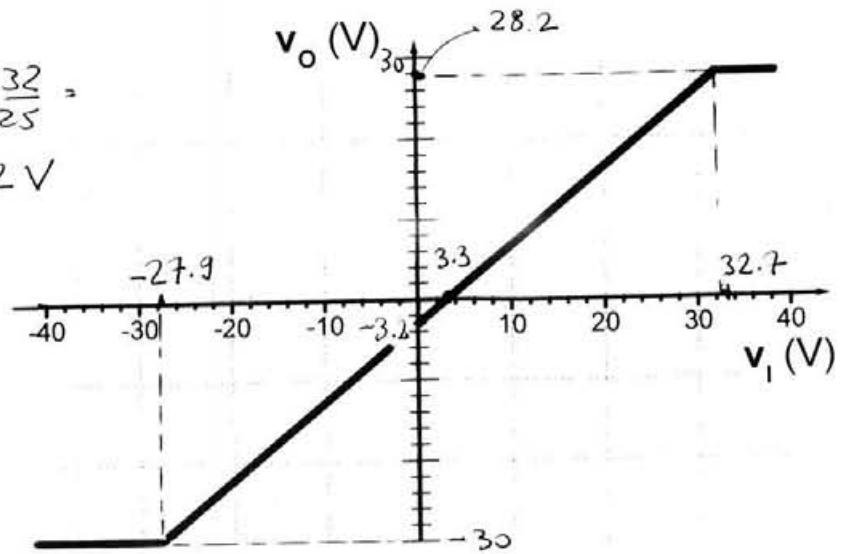
$$\text{Lineal: } v_o = \frac{24}{25} (v_i - 2) - \frac{32}{25} =$$

$$\Rightarrow v_o = 0.96 v_i - 3.2 V$$

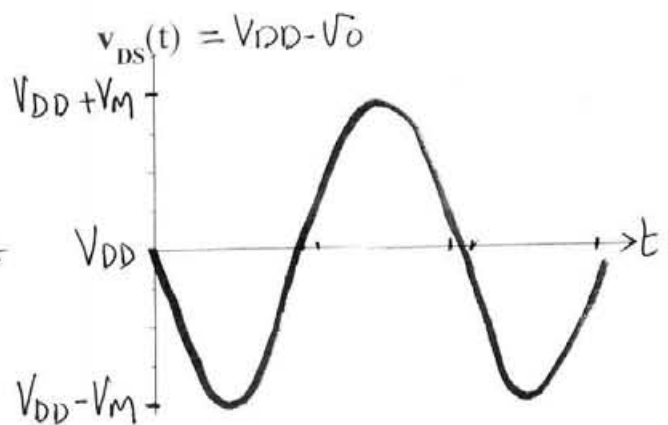
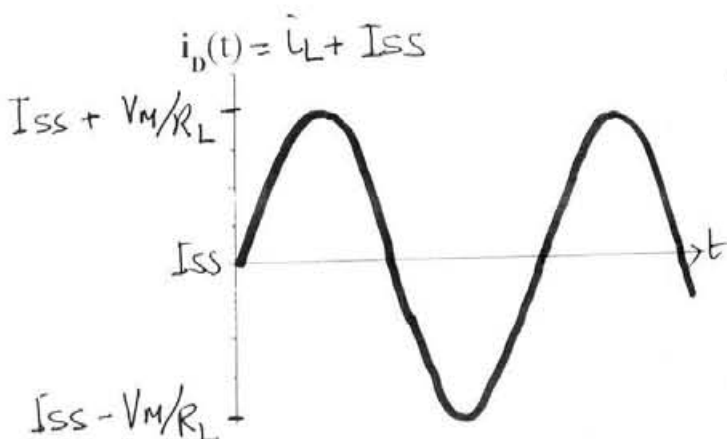
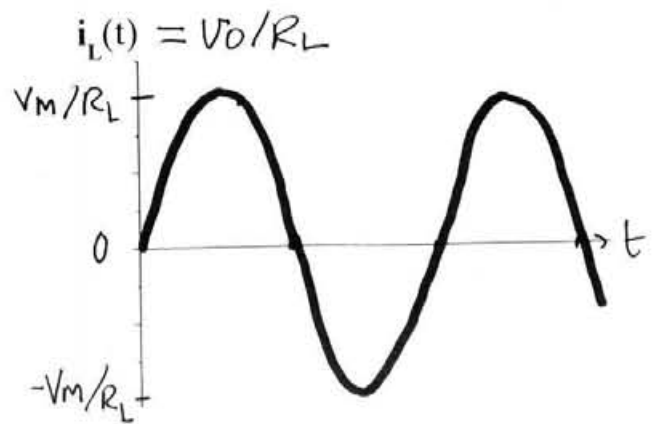
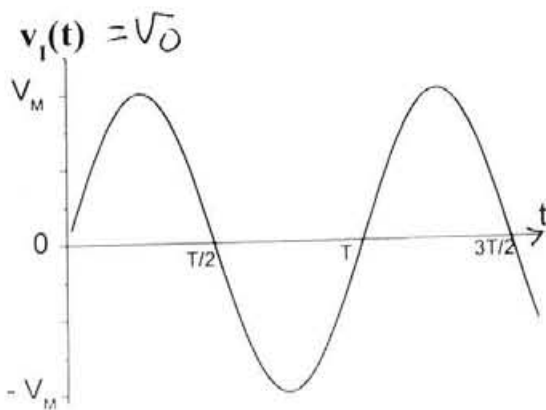
$$v_{o_{max}}^+ = 28.2 V$$

$$v_{o_{max}}^- = |-30 V|$$

v_o	v_i
-30	-27.9
-3.2	0
0	3.33
28.2	32.7



3. Asumiendo que $v_o = v_i$, y estando la amplitud limitada a $V_M \leq v_{o_{max}}$, represente la corriente en la carga, la corriente de drenador y la tensión drenador-fuente, indicando en cada caso los valores medio, máximo y mínimo. (5 puntos)



4. Para efectuar el balance de potencia con señal sinusoidal rápida, supóngase de nuevo que $v_o = v_i$, y sea $V_M = 28$ V. Obtener las expresiones y determinar los valores tanto de la potencia instantánea máxima como de la potencia promedio

- a) entregada en la carga, $P_{L \text{ ins max}}$ y $P_{L \text{ ave}}$.
 b) suministrada por las fuentes de tensión, $P_{IN \text{ ins max}}$ y $P_{IN \text{ ave}}$.
 c) disipada por el transistor, $P_{D \text{ ins max}}$ y $P_{D \text{ ave}}$.

(10 puntos)

$$\hat{i}_L = \sqrt{v_o} / R_L \quad \hat{i}_{L \text{ max}} = V_M / R_L = 3.5 \text{ A}$$

$$\hat{i}_{L \text{ ave}} = 0$$

$$\hat{i}_D = I_{SS} + \hat{i}_L$$

$$\hat{i}_{D \text{ max}} = I_{SS} + \hat{i}_{L \text{ max}} = 7.5 \text{ A}$$

$$\hat{i}_{D \text{ ave}} = I_{SS} = V_{SS} / R_L = 4 \text{ A}$$

a) $P_{L \text{ inst}} = v_o(t) \cdot \hat{i}_L(t) = v_o^2(t) / R_L$

$$P_{L \text{ inst max}} = V_M^2 / R_L = 98 \text{ W}$$

$$P_{L \text{ ave}} = V_M^2 / 2R_L = 49 \text{ W}$$

b) $P_{IN} = V_{DD} \cdot \hat{i}_D + V_{SS} I_{SS} = V_{DD} \cdot \hat{i}_L + 2V_{DD} I_{SS}$

$$P_{IN \text{ inst max}} = V_{DD} V_M / R_L + 2V_{DD} I_{SS} = 368 \text{ W}$$

$$P_{IN \text{ ave}} = V_{DD} I_{SS} + V_{SS} I_{SS} = 2V_{DD} I_{SS} = 256 \text{ W}$$

c) $P_D = \hat{i}_D \cdot v_{DS} = (I_{SS} + \hat{i}_L) (V_{DD} - v_o)$

$$\Rightarrow \underline{P_D = I_{SS} V_{DD} - v_o^2 / R_L}$$

$$P_{D \text{ ins max}} = I_{SS} V_{DD} = 128 \text{ W}, \text{ cuando } v_o = 0 \text{ y reposo}$$

$$P_{D \text{ ave}} = I_{SS} V_{DD} - V_M^2 / 2R_L = 79 \text{ W}$$

$$\eta = P_{L \text{ ave}} / P_{IN \text{ ave}} = 49 / 256 = 0.19 \Rightarrow 19\%$$

--	--	--	--	--	--



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.

EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

16 de junio de 2004 16:00

Duración: 3 horas

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha publicación de calificaciones:

1 de julio de 2004

Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042):

6 de julio de 2004

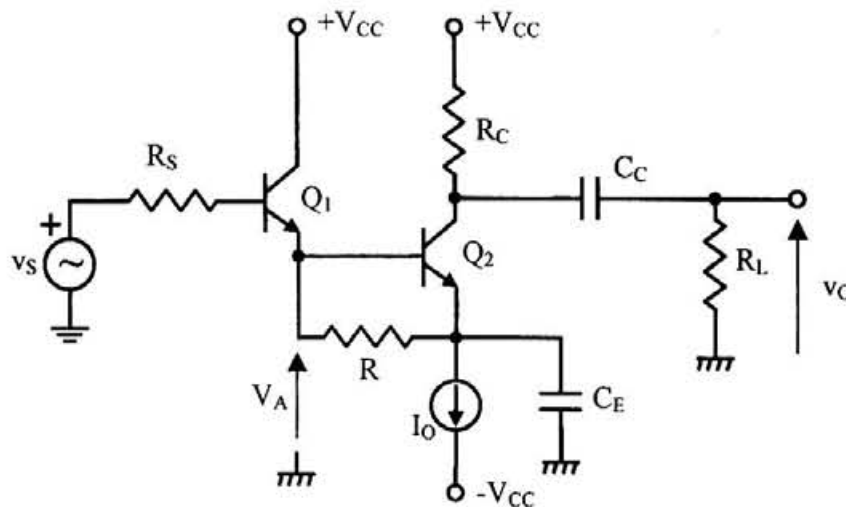
Fecha de revisión (en el aula A-133):

6 de julio de 2004, a las 17:00

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, **NO** substituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. En caso de hacer alguna aproximación, **JUSTIFIQUELA** convenientemente.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

El circuito de la figura 1 es un **amplificador de pequeña señal**.



DATOS:

$$C_E \rightarrow \infty$$

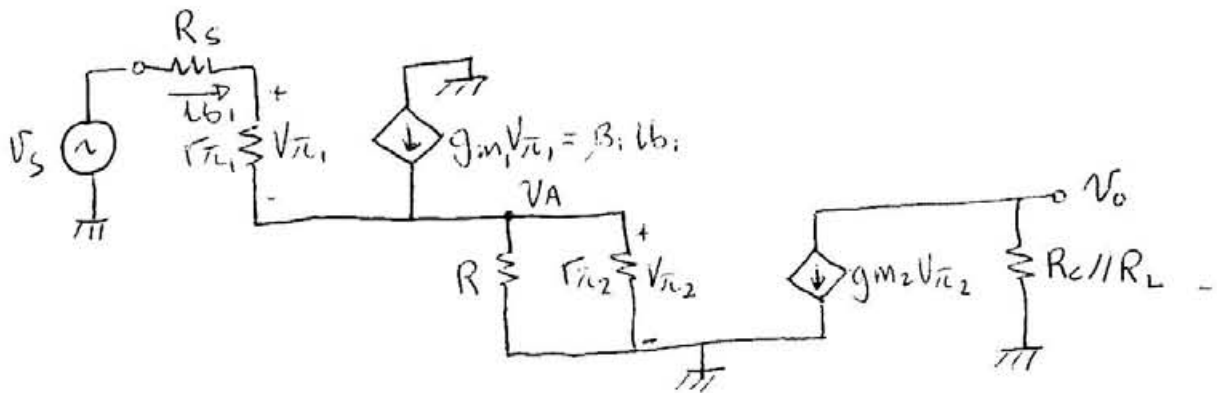
$$r_{b1,2} = 0 \Omega$$

$$h_{ce}^{-1} = r_o = \infty$$

Figura 1

NOTA: Para no complicar las expresiones algebraicas, **no** desarrolle las expresiones del tipo $(R_a \parallel R_b)$, dejándolas indicadas de esa forma.

1. **Dibuje** el circuito equivalente de pequeña señal válido para frecuencias medias y **obtenga** la expresión de la ganancia a frecuencias medias $A_{vm} = v_o/v_s = (v_o/v_A) \cdot (v_A/v_s)$. (7 puntos)



$$\begin{cases} v_A = v_{\pi 2} \\ v_o = -g_{m2} v_{\pi 2} \cdot R_c // R_L \end{cases} \Rightarrow v_o/v_A = -g_{m2} \cdot R_c // R_L$$

$$v_s = i_{b1} (R_s + r_{\pi 1}) + v_A$$

$$v_A = i_{b1} (\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2} \Rightarrow i_{b1} = \frac{v_A}{(\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}}$$

$$v_s = \frac{v_A}{(\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}} (R_s + r_{\pi 1}) + v_A = v_A \left[1 + \frac{R_s + r_{\pi 1}}{(\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}} \right]$$

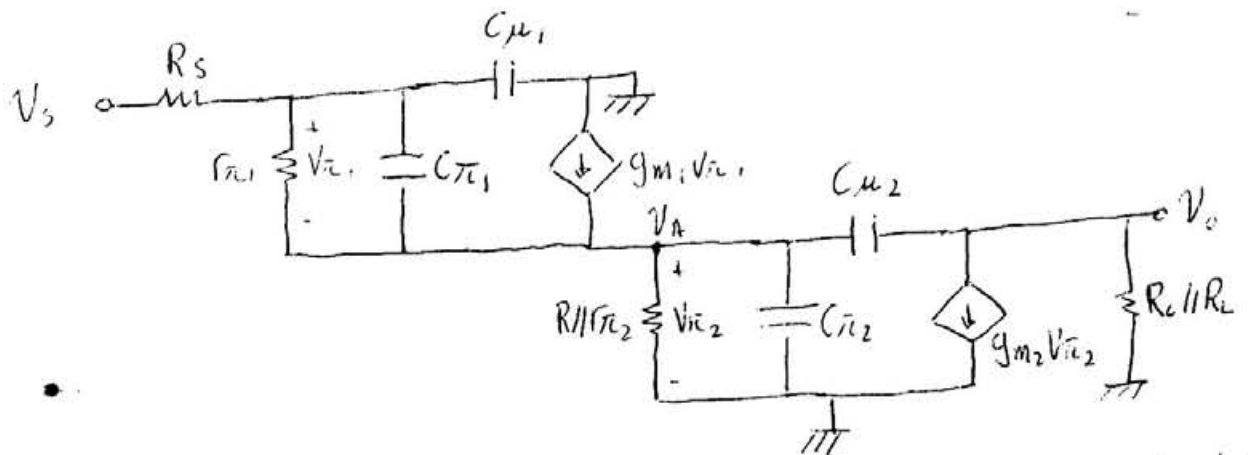
$$\Rightarrow \frac{v_A}{v_s} = \frac{(\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}}{R_s + r_{\pi 1} + (\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}}$$

$$A_{vm} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_A} \cdot \frac{v_A}{v_s} = -g_{m2} R_c // R_L \cdot \frac{(\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}}{R_s + r_{\pi 1} + (\beta_1 + 1) R // r_{\pi 2}}$$

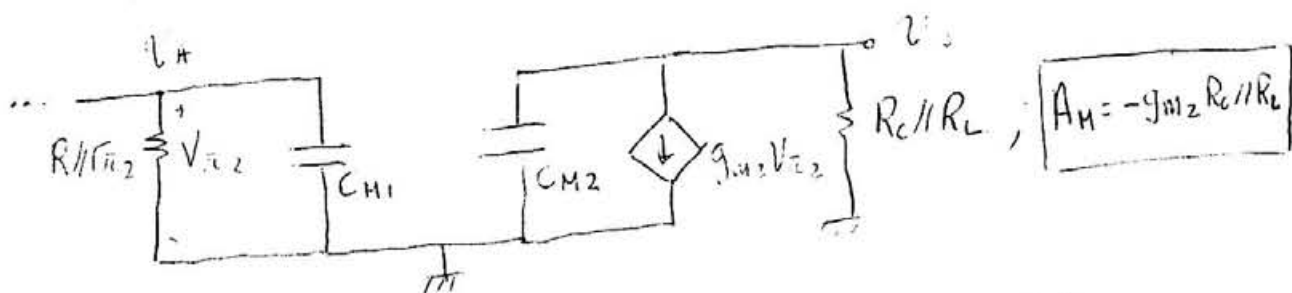
2. **Obtenga** la expresión de la estimación de la frecuencia de corte superior de v_o/v_s usando el método de las constantes de tiempo correspondiente. Antes de proceder a dicha estimación, aplique la transformación de Miller a la **segunda etapa** para calcular las capacidades equivalentes a la entrada y a la salida de Q_2 . **Desprecie** la contribución de C_{π} y C_{μ} del transistor Q_1 . (15 puntos)

Estudio en A.F. $C_c, C_E \rightarrow$ cortocircuito.

Circuito equivalente en alta frecuencia:



- Aplicamos la transformación de Miller a la segunda etapa:



$$C_{M1} = C_{\pi 2} + (1 - A_M)C_{\mu 2} = C_{\pi 2} + (1 + g_{m2} R_c // R_L)C_{\mu 2}$$

$$C_{M2} = C_{\mu 2} (1 - 1/A_M) = C_{\mu 2} \left(1 + \frac{1}{g_{m2} R_c // R_L} \right)$$

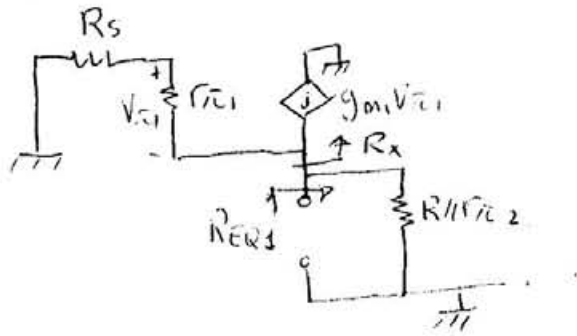
- Obtenemos un circuito con 4 condensadores que afectan a la respuesta en A.F.

Método ctas. de tiempo en c. a. $\Rightarrow f_H \approx \frac{1}{2\pi(\tilde{C}_{M1} + \tilde{C}_{M2} + \tilde{C}_{\pi 1} + \tilde{C}_{\pi 2})}$

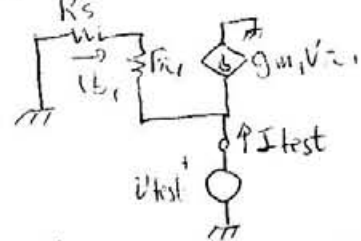
Despreciando la contribución de $C_{\pi 1}$ y $C_{\mu 1}$:

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi(\tilde{C}_{M1} + \tilde{C}_{M2})}$$

$$\tau_{CM1} = C_{M1} \cdot R_{EQ1}$$



$$R_{EQ1} = R_s // r_{i1} // R_x$$

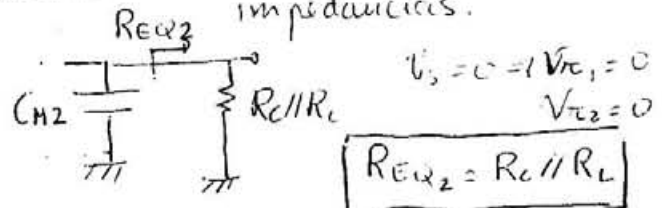


$$R_x = \frac{v_{test}}{I_{test}} = \frac{-v_{i1}(R_s + r_{i1})}{-v_{i1}(\beta + 1)}$$

$$\Rightarrow R_{EQ1} = R_s // r_{i1} // \frac{R_L + r_{o2}}{\beta + 1}$$

• Se puede obtener R_x aplicando reflexión de impedancias.

$$\tau_{CM2} = C_{M2} \cdot R_{EQ2}$$



$$R_{EQ2} = R_c // R_L$$

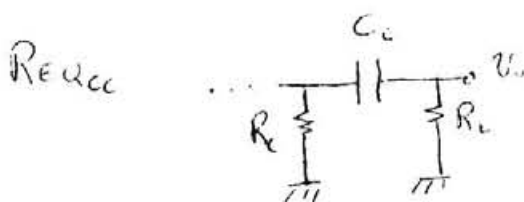
3. **Obtenga** la expresión de la estimación de la frecuencia de corte inferior de v_o/v_s usando el método de las constantes de tiempo correspondiente (recuerde que $C_E \rightarrow \infty$). (8 puntos)

En baja frecuencia, $C_{\pi 1}, C_{\pi 2}, C_{\mu 1}, C_{\mu 2} \Rightarrow C$. abierto
Solo influyen C_E y C_c .

$|C_E| \rightarrow \infty$, lo consideramos c.c. también en B.F.

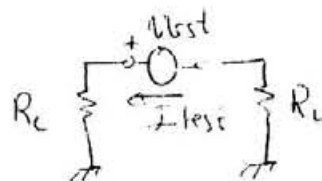
$$f_L \approx \approx f_i = \sum_i \frac{1}{2\pi\tau_i} = \frac{1}{2\pi\tau_{cc}}$$

$$\tau_{cc} = C_c \cdot R_{EQcc}$$



Haciendo $v_s = 0 \Rightarrow v_{i1} = 0$
 $v_{i2} = 0$

$$R_{EQcc} = R + R_L$$



$$f_L \approx \frac{1}{2\pi C_c (R + R_L)}$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

En la figura 2 se muestra un circuito convertidor de corriente a tensión o amplificador de transimpedancia.

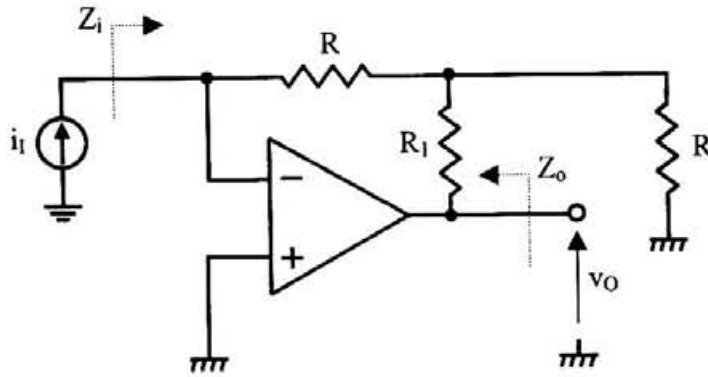


Figura 2

DATOS:

Amplificador operacional:

- Ganancia en lazo abierto $A_d = 10^5$
- Resistencia de entrada $R_d = 1 \text{ M}\Omega$
- Resistencia de salida $R_o = 1 \text{ K}\Omega$

Componentes:

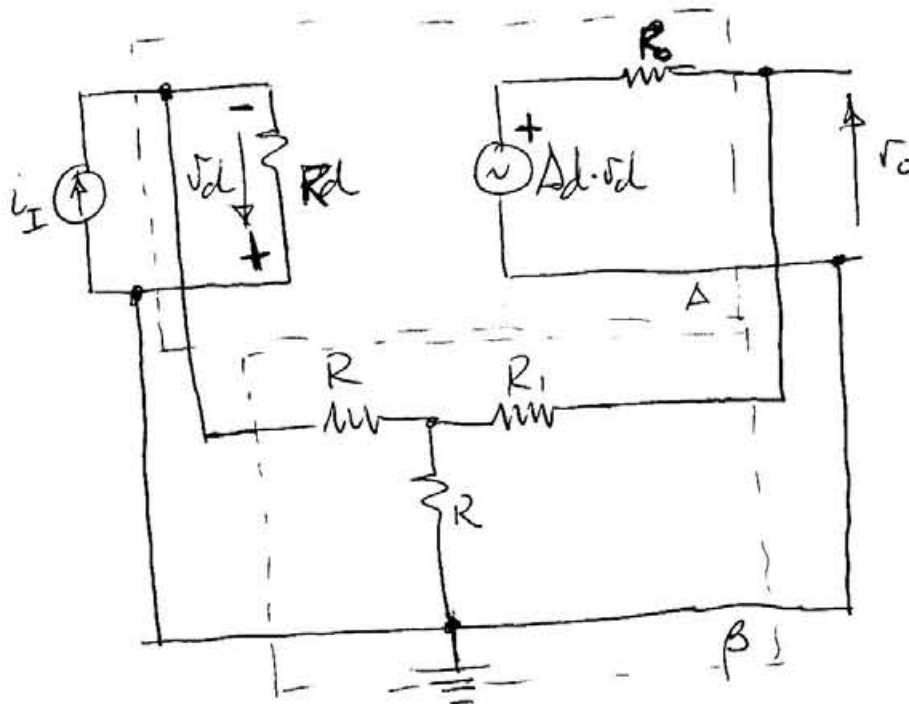
- $R = 1 \text{ K}\Omega$
- $R_1 = 50 \text{ K}\Omega$

En este problema se trata de analizar su comportamiento mediante el análisis aproximado de amplificadores realimentados.

1. La red β está formada por las dos resistencias de valor R y la resistencia R_1 . **Indique** la topología de realimentación del amplificador de la figura 2. (2 puntos)

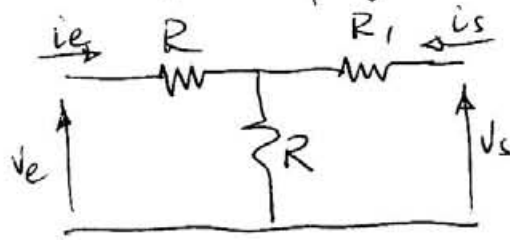
*Se muestra la función de salida (v_o) \rightarrow PARALELO.
 Se compara con la corriente de entrada (i_i) \rightarrow PARALELO
 Realimentación de corriente proporcional a la función de salida.*

2. **Dibuje** los circuitos equivalentes de la red A (amplificador) y la red β (realimentación) interconectadas. (3 puntos)



3. **Calcule** los efectos de carga de la red β en la red A, y el valor de β . **Dibuje** la red A' en la que se incluyen los efectos de carga de la red β . (10 puntos)

La red β , según la pregunta anterior es:



Los parámetros privilegiados son los "y" (modelo paralelo a la entrada y a la salida).

$$i_e = y_{11} v_e + y_{12} v_s$$

$$i_s = y_{21} v_e + y_{22} v_s$$

Carga de β a la entrada de A: parámetro y_{11} .

$$y_{11} = \frac{i_e}{v_e} \Big|_{v_s=0} = \frac{1}{R + (R \parallel R_1)} \approx \frac{1}{R+R} = \frac{1}{2R}; \text{ carga a la entrada} = \underline{\underline{2K\Omega}}$$

$R_1 \gg R$

Carga de la red β a la salida de A: parámetro y_{22}

$$y_{22} = \frac{i_s}{v_s} \Big|_{v_e=0} = \frac{1}{R_1 + (R \parallel R)} = \frac{1}{R_1 + \frac{R}{2}} \approx \frac{1}{R_1} \text{ carga a la salida} = \underline{\underline{R_1 = 50K\Omega}}$$

$R_1 \gg R$

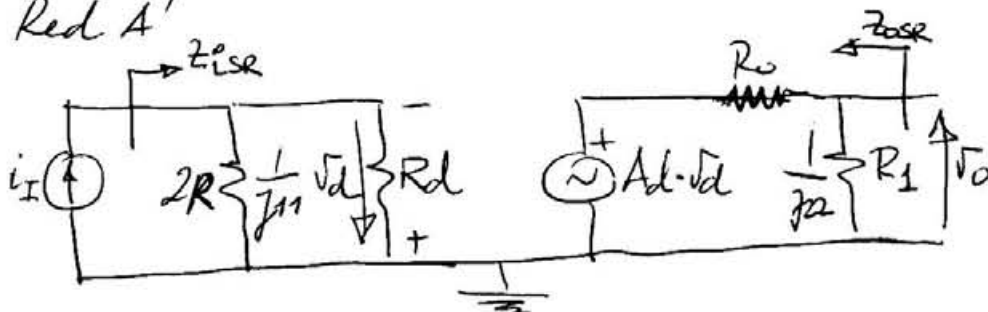
Cantidad de realimentación β : parámetro y_{12}

$$y_{12} = \frac{i_e}{v_s} \Big|_{v_e=0}$$

$$\left. \begin{aligned} i_e &= -i_s \frac{R}{2R} = -i_s/2 \\ v_s &= i_s (R_1 + \frac{R}{2}) \approx i_s R_1 \end{aligned} \right\}$$

$$i_e = -\frac{v_s}{2R_1} \Rightarrow y_{12} = \beta y = -\frac{1}{2R_1} = -\frac{1}{100K} = \underline{\underline{-\frac{1}{10^5} \text{ V}}}$$

Red A'



4. **Obtenga** la expresión y el valor de la ganancia de lazo (producto $A'\beta$ que cumple las condiciones ideales de la realimentación). (5 puntos)

Sobre el circuito de la red A' , calculamos la transimpedancia $A'_Z = \frac{V_o}{i_I}$

$$V_o = A_d \cdot V_d \frac{R_1}{R_o + R_1} \approx A_d \cdot V_d \left\{ \begin{array}{l} V_o = -2A_d \cdot R \cdot i_I \Rightarrow A'_Z = \frac{V_o}{i_I} = \\ = -2A_d \cdot R = \underline{\underline{-2 \cdot 10^5 \text{ K}\Omega}} \end{array} \right.$$

$R_1 \gg R_o$

$$V_d = -i_I (2R \parallel R_d) \approx -2i_I \cdot R \left\{ \begin{array}{l} \text{Luego: } A'_Z \cdot \beta_Y = (-2 \cdot 10^5 \Omega) \left(-\frac{1}{10^5} \right) \\ = 2 \cdot 10^3 = \underline{\underline{2000}} \text{ ADIMENSIONAL Y POSITIVO} \end{array} \right.$$

$R_d \gg R$

5. **Determine** la expresión y el valor de la ganancia en transimpedancia del convertidor de la figura 2 expresada en $V/\mu A$. (5 puntos)

Expresión de transimpedancia $A_Z = \frac{A'_Z}{1 + A'_Z \beta_Y}$; como $A'_Z \beta_Y \gg 1$

$$A'_Z \approx \frac{1}{\beta_Y} = -10^5 \Omega = -0,1 \text{ M}\Omega = \underline{\underline{-0,1 \frac{V}{\mu A}}}$$

6. **Determine** la expresión y el valor de las impedancias de entrada y salida del convertidor, Z_i y Z_o en la figura 2. (5 puntos)

Dada la topología de realimentación: paralelo a la entrada y paralelo a la salida; se cumple que:

$$Z_i = \frac{Z_{isR}}{1 + A'_Z \beta_Y} \quad \text{y} \quad Z_o = \frac{Z_{osR}}{1 + A'_Z \beta_Y} \quad \text{donde } Z_{isR} \text{ y } Z_{osR} \text{ son las impedancias marcadas en la Red } A' \text{ (apartado 3)}$$

$$Z_{isR} = 2R \parallel R_d \approx 2R = 2 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_{osR} = R_1 \parallel R_o \approx R_o = 1 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_i = \frac{2 \text{ K}\Omega}{1 + A'_Z \beta_Y} \approx \frac{2 \text{ K}\Omega}{2000} = \underline{\underline{1 \Omega}}$$

$$Z_o = \frac{1 \text{ K}\Omega}{1 + A'_Z \beta_Y} \approx \frac{1 \text{ K}\Omega}{2000} = \underline{\underline{0,5 \Omega}}$$

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

En este ejercicio se pretende estudiar, en la zona de **bajas frecuencias**, la estabilidad de la ganancia de lazo de un amplificador realimentado negativamente con una red β resistiva, según el esquema de la figura 3. La respuesta en frecuencia del amplificador A viene dada por la siguiente expresión:

$$A(s) = A_{vm} \cdot \frac{s^2}{(s + \omega_{p1})^2} \cdot \frac{s}{(s + \omega_{p2})}$$

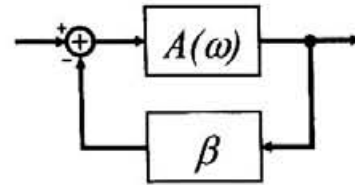


Figura 3

Donde:

- $\omega_{p1} = 1 \text{ rad/s}$
- $\omega_{p2} = 10 \text{ rad/s}$
- La ganancia a frecuencias medias del amplificador es $A_{vm} = +10^4$.

NOTA: Al final de este enunciado dispone de gráficas auxiliares para hacer dibujos y cálculos previos en borrador.

1. **Dibuje** sobre la figura 4 el diagrama de Bode (módulo y fase) de $A(\omega)$, indicando claramente las frecuencias críticas y las pendientes de cada tramo. **Sugerencia:** Comience a dibujar los diagramas por la región de frecuencias medias. (10 puntos)

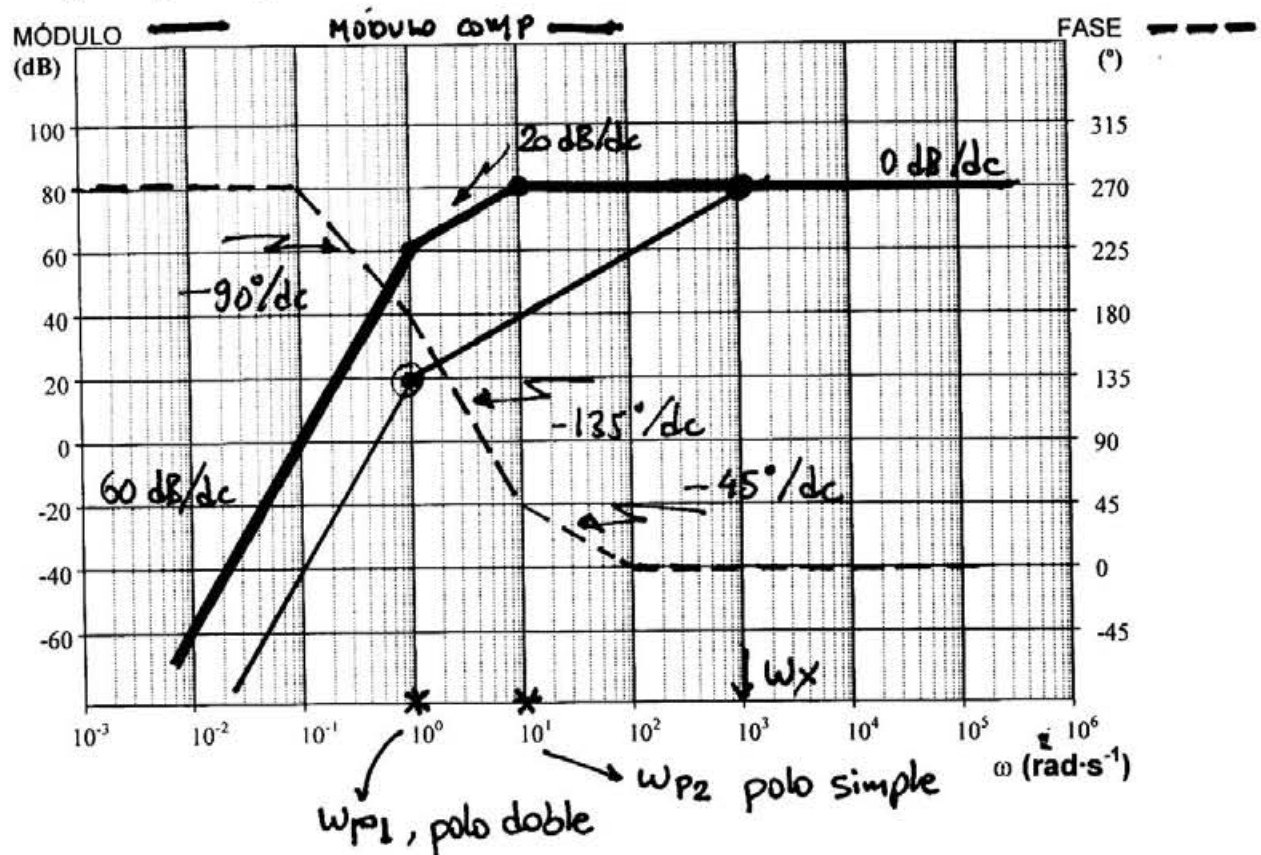


Figura 4

2. Tenga en cuenta que, al igual que ocurre en alta frecuencia, un amplificador realimentado puede presentar inestabilidad en baja frecuencia. **Indique** los valores de β para los que el amplificador realimentado de la figura 3 es inestable. (3 puntos)

* Localizamos $\omega_0 / \Delta\phi(\omega_0) = 180^\circ$ (respecto frecuencias medias) $\Rightarrow \omega_0 = 1 \text{ rad/s}$

* $A_{dB}(1 \text{ rad/s}) = 60 \text{ dB} \Rightarrow A(1 \text{ rad/s}) = 10^{60/20} = 10^3$

INESTABLE: $L(\omega_0) \geq 1$

$$L(1 \text{ rad/s}) = A(1 \text{ rad/s}) \cdot \beta \geq 1$$

$$\Rightarrow \boxed{\beta \geq 10^{-3}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\beta} \leq 10^3 \rightarrow 60 \text{ dB}$$

3. Se desea compensar el amplificador anterior mediante el desplazamiento del polo de **mayor frecuencia** (estrategia también llamada *compensación polo-cero*). **Determine** la nueva frecuencia a la que habría que desplazar dicho polo para obtener un amplificador estable con margen de ganancia $MG = 20 \text{ dB}$, para $\beta = 10^{-2}$. (7 puntos)

* $\beta = 10^{-2} \Rightarrow \frac{1}{\beta} = 100 \Rightarrow \left(\frac{1}{\beta}\right)_{dB} = 20 \log \frac{1}{\beta} = 40 \text{ dB}$

* $MG = 20 \text{ dB} \Rightarrow L_{COMP}(\omega_c)_{dB} = \left(\frac{1}{\beta}\right)_{dB} - MG = 20 \text{ dB}$

siendo $\phi_{COMP}(\omega_c) = 180^\circ$

* COMPENSACIÓN POR DESPLAZAMIENTO:

$$\phi_{COMP}(\omega_c) = \phi(\omega_c) \Rightarrow \omega_c = 1 \text{ rad/s}$$

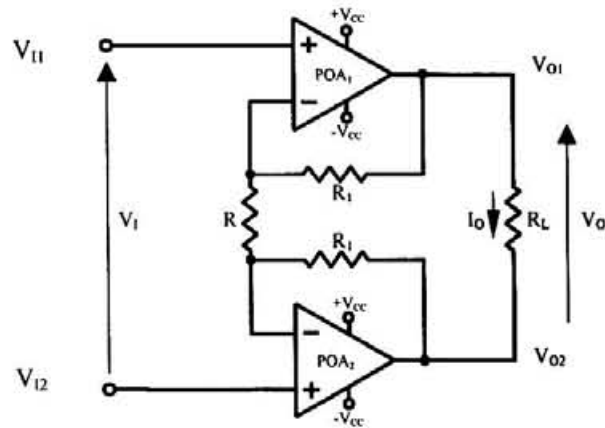
* NUEVA FRECUENCIA DEL POLO DE MAYOR FRECUENCIA

$$\omega_x = \omega_0 \times 10^{\frac{A_{UM,dB} - L_{COMP}(\omega_c)_{dB}}{20}} = 10^3 \text{ rad/s}$$

(ver gráfica)

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

Deseamos construir un amplificador de potencia que entregue 32W a un altavoz cuya impedancia es $R_L = 4 \Omega$ según el esquema mostrado en la figura 5. Para ello disponemos de una fuente de alimentación simétrica de $\pm 10V$ ($V_{CC} = 10V$). La señal de la etapa anterior, V_I , será sinusoidal con una amplitud de $\pm 1V$ como máximo.

**Figura 5**

1. Sobre el amplificador de la figura 5:

(5 puntos)

a. Demuestre que la función de transferencia del amplificador es:

$$\frac{V_O}{V_I} = 1 + 2 \cdot \frac{R_1}{R}$$

Nota: Se recomienda usar el principio de superposición:

$$V_O = V_O|_{V_{I1}=0} + V_O|_{V_{I2}=0} = (V_{O1} - V_{O2})|_{V_{I1}=0} + (V_{O1} - V_{O2})|_{V_{I2}=0}$$

$$V_{I1}=0 \Rightarrow V_O|_{V_{I1}=0} = (V_{O1} - V_{O2})|_{V_{I1}=0} = \left[-\left(\frac{R_1}{R} + 1\right) - \frac{R_1}{R} \right] V_{I2} = -\left(\frac{2R_1}{R} + 1\right) V_{I2}$$

$$V_{I2}=0 \Rightarrow V_O|_{V_{I2}=0} = (V_{O1} - V_{O2})|_{V_{I2}=0} = \left[\left(\frac{R_1}{R} + 1\right) + \frac{R_1}{R} \right] V_{I1} = +\left(\frac{2R_1}{R} + 1\right) V_{I1}$$

$$V_O = V_O|_{V_{I1}=0} + V_O|_{V_{I2}=0} = \left(\frac{2R_1}{R} + 1\right) (V_{I1} - V_{I2})$$

$$\boxed{V_O = \left(\frac{2R_1}{R} + 1\right) V_I} \quad \text{e.s.q.d.}$$

- b. Calcule los valores de R_1 y R para que la corriente por R no supere nunca el valor de 10 mA y se pueda entregar la potencia máxima deseada en la carga.

$$V_I = V_{POD1}^+ - V_{POD2}^+ = V_{POD1}^- - V_{POD2}^- = V_{R_{sum}} = I_{R_{sum}} R = 1V$$

curto virtual

$$\boxed{R = \frac{V_I}{I_{R_{sum}}} = \frac{1V}{10mA} = 100\Omega}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow V_o = \sqrt{2P_L R_L} = 16V \text{ para entregar } 32W$$

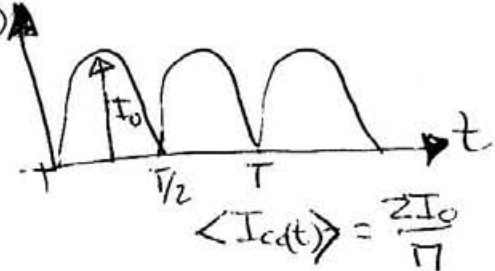
quiere obtenerla al aplicar $V_I = 1V$

$$\frac{V_o}{V_I} = \frac{16V}{1V} = \left(\frac{2R_1}{R} + 1 \right) \Rightarrow \boxed{R_1 = 750\Omega}$$

2. Calcule en el circuito de la Figura 5 la potencia disipada máxima en cada uno de los cuatro transistores de potencia de los POA, para el caso de señales sinusoidales rápidas, sabiendo que la salida de los POA es una etapa en clase B. Calcule la potencia entregada en ese caso al altavoz. (10 puntos)

$$\boxed{P_{DQ} = \frac{1}{4} (P_{CC} - P_L)}$$

Hay cuatro TR's dos en cada POA

$$P_{CC} = 2V_{CC} \cdot \langle I_{cc}(t) \rangle$$


$$\boxed{P_{CC} = 2V_{CC} \frac{2I_o}{\pi} = 2V_{CC} \frac{2V_o}{\pi R_L}}$$

$$\boxed{P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}}$$

$$P_{DQ} = \frac{1}{4} \left(\frac{4V_{CC}V_o}{\pi R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \right) \text{ que va máxima en}$$

$$\frac{\partial P_{DQ}}{\partial V_o} = \frac{1}{4} \left[\frac{4V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{2V_o}{2R_L} \right] = 0 \Rightarrow \boxed{V_o^* = \frac{4V_{CC}}{\pi} \approx 12.37V}$$

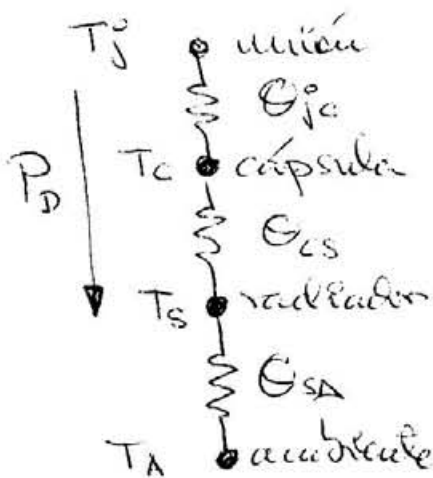
$$\frac{\partial^2 P_{DQ}}{\partial V_o^2} = -\frac{1}{4R_L} < 0 \Rightarrow \text{máxima } P_{DQ} \text{ en } V_o^*$$

$$\boxed{P_{DQ\text{máx}} = P_{DQ} |_{V_o=V_o^*} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \approx 5.066W}$$

En ese momento en el altavoz se entrega

$$\boxed{P_L |_{V_o=V_o^*} = \frac{1}{2} \frac{V_o^{*2}}{R_L} = \frac{8V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \approx 20.26W}$$

3. Se dispone de un transistor de potencia cuya $\theta_{jc} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ y que se desea montar sobre un disipador. Si el montaje va a funcionar a una temperatura ambiente de $25 \text{ } ^\circ\text{C}$ y se usa una grasa térmica con $\theta_{cs} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, **calcule** cuál será la resistencia térmica del disipador, θ_{sa} , si deseamos que la temperatura máxima en la unión del transistor no supere los $125 \text{ } ^\circ\text{C}$, cuando la potencia total disipada sea de 75 W . ¿Sería posible bajar la temperatura de la unión a $90 \text{ } ^\circ\text{C}$ solamente cambiando el disipador? Razone su respuesta. (5 puntos)



$$T_j - T_A = P_D (\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa})$$

si $T_j = 125^\circ\text{C}$

$$125^\circ - 25^\circ \leq 75\text{W} (0,8^\circ\text{C/W} + 0,2^\circ\text{C/W} + \theta_{sa})$$

$$\theta_{sa} \leq \left[\frac{T_j - T_A}{P_D} \right] - [\theta_{jc} + \theta_{cs}] = 0,3^\circ\text{C/W}$$

Si deseásemos bajar $T_j = 90^\circ$

$$\theta_{sa} = \frac{90 - 25}{75} = 1^\circ\text{C/W} < 0^\circ\text{C/W} \text{ imposible}$$

No existen radiadores con resistencia negativa.

1	2	3	4	T	
	25	25	25	25	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
14 de septiembre de 2004 16:00 Duración: 3 horas

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha publicación de calificaciones: 28 de septiembre de 2004
Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042): 1 de octubre de 2004
Fecha de revisión (aula por determinar): 4 de octubre de 2004, a las 17:00

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, **NO** substituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. En caso de hacer alguna aproximación, **JUSTIFIQUELA** convenientemente.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

El circuito de la Figura 1 es representa un preamplificador de audio cuya respuesta en frecuencia responde al estándar RIAA (*Record Industry Association of America*) que tiene como objetivo tanto la amplificación como la ecualización de la señal de audio.

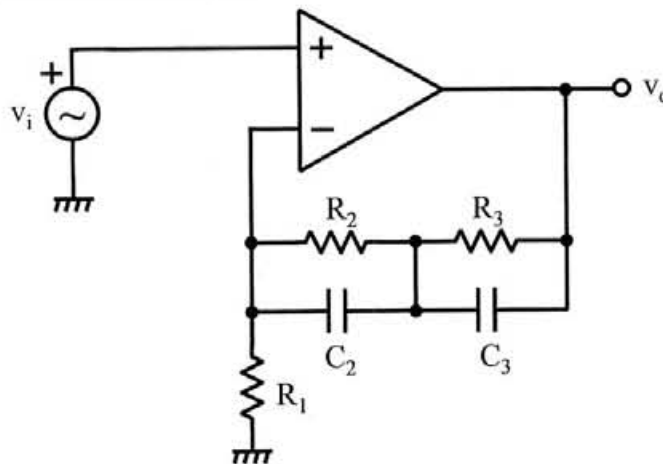


Figura 1.

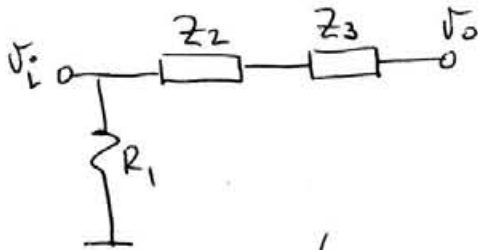
La función de transferencia correspondiente a la ganancia en tensión del preamplificador v_o/v_i , es de la forma:

$$H(jf) = \frac{v_o}{v_i} = 1 + K \cdot \frac{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right)}{\left(1 + j \frac{f}{f_2}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_3}\right)}$$

1. Obtenga la expresión de K , f_1 , f_2 y f_3 en función de los valores de los componentes. Sugerencia: comience considerando el paralelo $R_1 \parallel C_1$ como una impedancia Z_1 . (10 puntos)

Considerando el A.O ideal y que $Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}$ y $Z_3 = R_3 \parallel \frac{1}{j\omega C_3}$

queda el siguiente circuito.



$$v_i = v_o \frac{R_1}{R_1 + Z_2 + Z_3} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{Z_2 + Z_3}{R_1}$$

Solución que podría haberse indicado directamente como la ganancia de un amplificador no inversor.

Siendo $Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$ y $Z_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}$.

Substituyendo en $\frac{v_o}{v_i}$

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} + \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}}{R_1} = 1 + \frac{R_2(1 + j\omega C_3 R_3) + R_3(1 + j\omega C_2 R_2)}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_3 R_3)}$$

esta expresión prácticamente ya tiene la forma de $H(jf)$ dada en el enunciado, sin más que desarrollar el numerador del segundo sumando y dividir numerador y denominador por $R_2 + R_3$ para depositar en la forma deseada.

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{1 + j\omega \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} (C_2 + C_3)}{\frac{R_1}{R_2 + R_3} (1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_3 R_3)}$$

identificando con $H(jf)$ y teniendo en cuenta que $\omega = 2\pi f$.

$$K = \frac{R_2 + R_3}{R_1}, \quad f_1 = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} (C_2 + C_3)} = \frac{1}{2\pi (R_2 \parallel R_3) (C_2 + C_3)}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \text{y} \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

2. Para el estándar RIAA, las frecuencias propias son $f_1 = 500 \text{ Hz.}$, $f_2 = 50 \text{ Hz.}$ y $f_3 = 2122 \text{ Hz.}$, y el módulo de la ganancia a la frecuencia de 1 KHz. es 0 dB. Dibuje sobre la Figura 2 el diagrama de Bode (módulo y fase) de la ganancia del preamplificador, considerando **únicamente** el segundo sumando de la función $H(jf)$. **(10 puntos)**

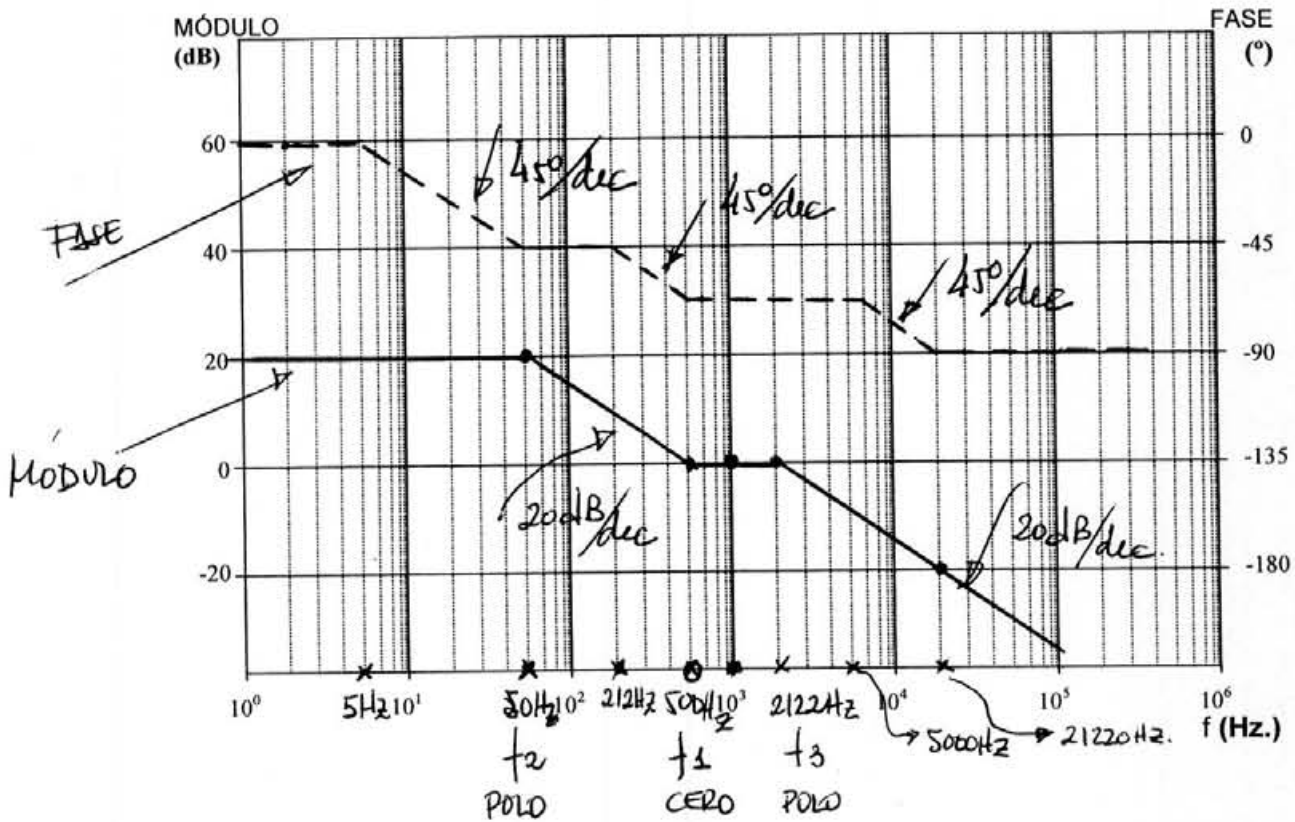


Figura 2.

3. Calcule los valores necesarios de R_1 , R_2 y R_3 para que la ganancia del preamplificador a 1KHz. sea 20 dB, suponiendo que $C_2 = 10 \text{ nF}$ y $C_3 = 2.7 \text{ nF}$. **(5 puntos)**

De las ecuaciones (pregunta 1) de K , f_1 , f_2 , f_3 función de R_1, R_2, R_3, C_2, C_3 como son conocidos C_2, C_3 podemos determinar R_1, R_2, R_3 utilizando tres de las cuatro ecuaciones. Elegimos las más sencillas.

$$f_2 = 50 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \rightarrow R_2 = \underline{\underline{318,5 \text{ K}\Omega}}$$

$$f_3 = 2122 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \rightarrow R_3 = \underline{\underline{27,8 \text{ K}\Omega}}$$

Como la ganancia a 1KHz es 20dB el valor de $K = 20 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = \underline{\underline{40 \text{ dB}}}$
 por lo tanto $K = 100$

$$K = \frac{R_3 + R_2}{R_1} = 100 \rightarrow R_1 = \underline{\underline{3,5 \text{ K}\Omega}}$$

PROBLEMA 2 (25 PUNTOS)

En la Figura 3, la resistencia R_3 realimenta el circuito encerrado en la línea de puntos, estabilizando su transimpedancia.

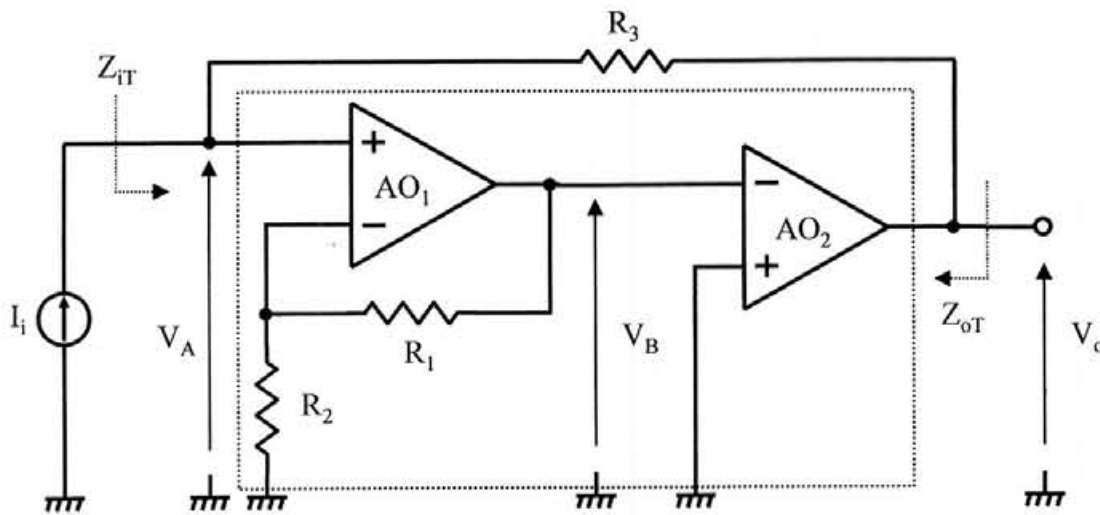


Figura 3.

El conjunto AO_1 , R_1 y R_2 se puede sustituir por el equivalente de la Figura 4, y los amplificadores operacionales tienen el circuito equivalente de la Figura 5.

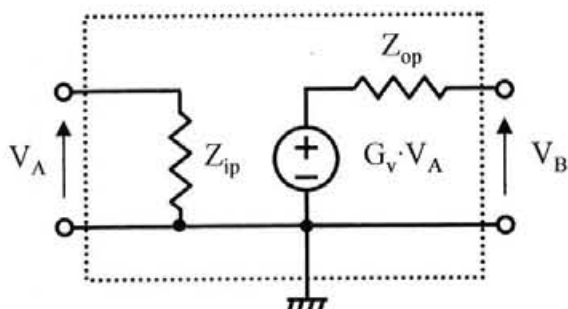


Figura 4.

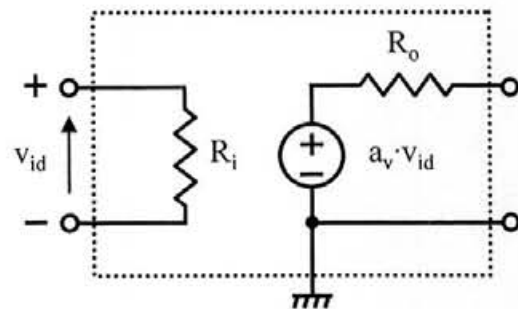


Figura 5.

DATOS FIGURA 4:

- $Z_{ip} = 8 \text{ M}\Omega$
- $Z_{op} = 0,2 \text{ }\Omega$
- $G_v = 2 \text{ V/V}$
- $R_1 = R_2 = 100 \text{ }\Omega$

DATOS FIGURA 5:

- $R_i = 100 \text{ K}\Omega$
- $R_o = 1 \text{ K}\Omega$
- $a_v = 10^4 \text{ V/V}$

1. Deseamos obtener, mediante el método aproximado de resolución de circuitos realimentados, el circuito equivalente del amplificador de la Figura 3, usando un valor de $R_3 = 3 \text{ K}\Omega$. Utilice el esquema de la Figura 4 para representar el conjunto AO_1 , R_1 y R_2 , y el esquema de la Figura 5 para modelar el amplificador AO_2 . **(15 puntos)**

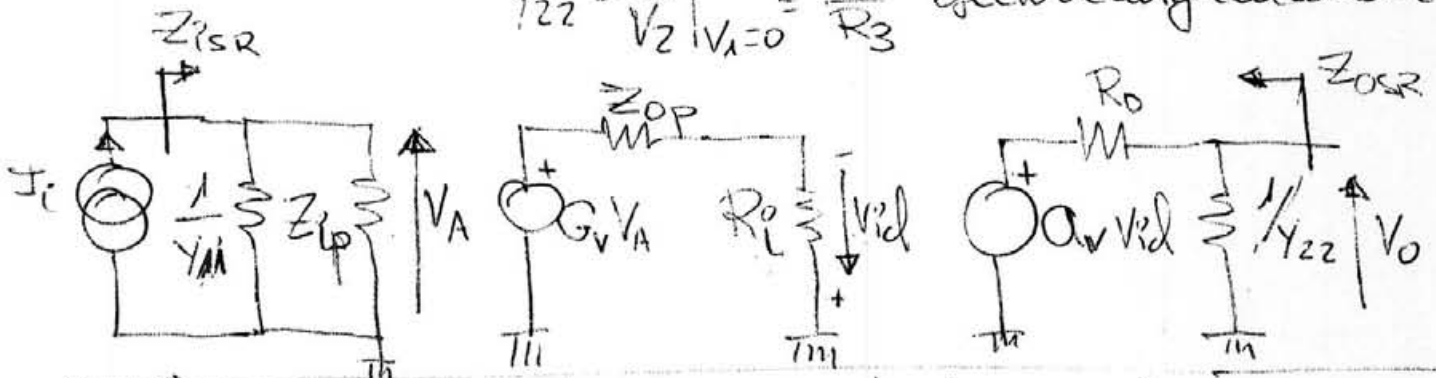
Para ello:

a. Determine la topología de la realimentación.

Se muestra tensión en salida (paralelo) / tensión-paralelo
 Se mezcla corriente en entrada (paralelo)
 A_z, β_y, G_z (parámetros Y_{ij})

b. Dibuje la nueva red A' incluyendo los efectos de carga de la red β . Obtenga la expresión y el valor de la ganancia A' .

De la red β) $Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} = \frac{1}{R_3}$ efecto de carga en entrada
 $Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} = \frac{1}{R_3}$ efecto de carga en salida

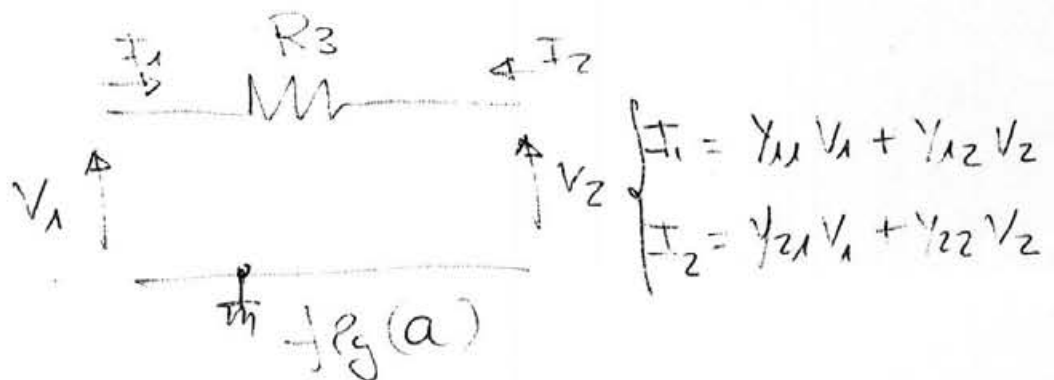


$$A_z = \frac{V_o}{I_i} = \left(\frac{G_V R_3}{(R_o + R_3)} \right) \cdot \left(- \frac{G_V R_o}{(Z_{op} + R_o)} \right) \cdot \left(\frac{Z_{ip} // R_3}{R_3} \right) \approx -45 M\Omega$$

$$(1 + A_z \beta_y) \approx 15 \cdot 10^3$$

c. Determine la ganancia de la red β .

$$\beta_y = Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} = -\frac{1}{R_3} = -\frac{1}{3000} \text{ V}$$



d. Calcule el valor de la función de transferencia $G_z = V_o/I_i$, y de las impedancias de entrada y salida con realimentación (Z_{iT} y Z_{oT} en la Figura 3).

$$\boxed{\frac{V_o}{I_i} = G_z = -\frac{A_z}{1 + A_z \beta_y} = \frac{-45 \cdot 10^6}{1 + 15 \cdot 10^3} \approx -3000 \Omega}$$

$$Z_{iSR} = R_3 \parallel Z_{ip} \approx R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$\boxed{Z_{iT} = Z_{iCR} = \frac{Z_{iSR}}{(1 + A_z \beta_y)} = \frac{3 \text{ k}\Omega}{15 \cdot 10^3} \approx 0.2 \Omega}$$

$$Z_{oSR} = R_3 \parallel R_o = 750 \Omega$$

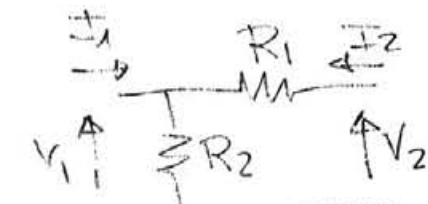
$$\boxed{Z_{oT} = Z_{oCR} = \frac{Z_{oSR}}{(1 + A_z \beta_y)} = \frac{750 \Omega}{15 \cdot 10^3} \approx 0.05 \Omega}$$

2. Deseamos analizar ahora la exactitud del circuito equivalente de la Figura 4 para el conjunto aislado formado por AO_1 , R_1 y R_2 , aplicando el método aproximado de resolución de circuitos realimentados. Para ello, determine los valores de Z_{ip} , Z_{op} y G_v y calcule los resultados con tres cifras significativas. (10 puntos)

Topología serie (entrada) - paralelo (salida)

$A_v \quad \beta_v \quad G_v$

(parámetros h_{ij})



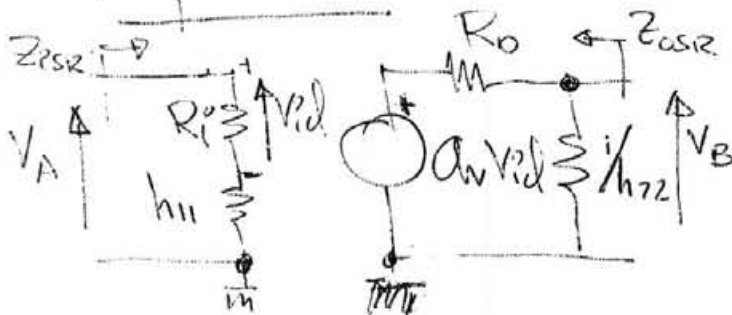
$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} = (R_1 \parallel R_2) = 50 \Omega$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{200} \text{ S}$$

$$\beta_v = h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2}$$



$$A_v = \frac{V_B}{V_A} = \frac{(A_v (R_1 + R_2)) \left(\frac{R_o}{R_o + (R_1 \parallel R_2)} \right)}{R_o + (R_1 + R_2)}$$

$$\Delta_v \approx 1666 \text{ V/V} \quad (1 + \Delta_v \beta_v) \approx 834$$

$$\boxed{G_v = \frac{A_v}{1 + \Delta_v \beta_v} = 1.998 \frac{\text{V}}{\text{V}}}$$

$$\boxed{Z_{ip} = Z_{iCR} = Z_{iSR} (1 + A_v \beta_v) = [R_1 \parallel (R_1 \parallel R_2)] (1 + A_v \beta_v) = 83.43 \text{ M}\Omega}$$

$$\boxed{Z_{op} = Z_{oCR} = \frac{Z_{oSR}}{(1 + A_v \beta_v)} = \frac{R_o \parallel (R_1 \parallel R_2)}{(1 + A_v \beta_v)} = 0.1998 \Omega}$$

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

El circuito de la Figura 6 es un oscilador sinusoidal, construido con un amplificador de tensión de ganancia $A(\omega)$ y una red de adelanto de fase RC. El amplificador tiene una respuesta en frecuencia caracterizada por un único polo ω_p y una ganancia en frecuencias medias A_v , siendo ideal en el resto de sus características.

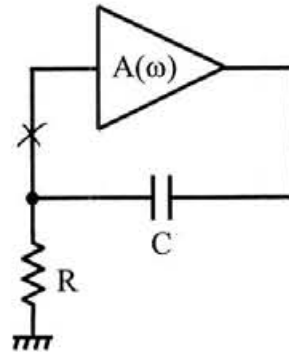
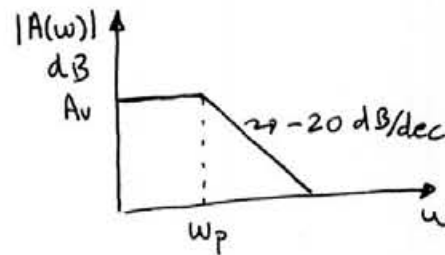


Figura 6.

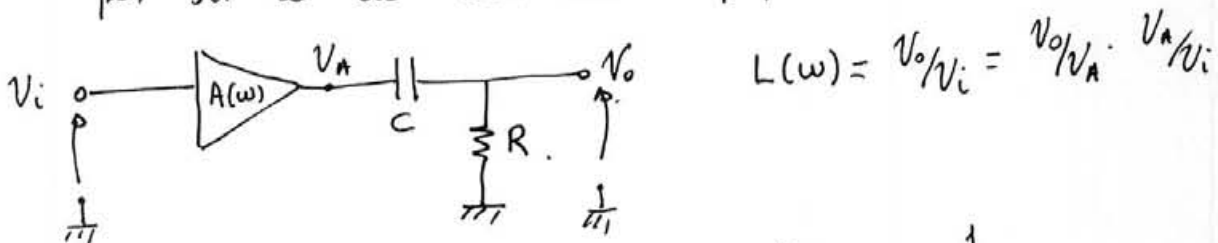
1. Indique la expresión de la respuesta en frecuencia del amplificador, $A(\omega)$. (2 puntos)

$$A(\omega) = A_v \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$$



2. Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del oscilador, $L(\omega)$. (8 puntos)

• Se abre el lazo en el punto señalado en la Fig. 6, por ser ∞ la Z_{in} del amplificador $A(\omega)$.



$$L(\omega) = V_o/V_i = V_o/V_A \cdot V_A/V_i$$

$$V_o = V_A \cdot \frac{R}{R + 1/j\omega C} \Rightarrow V_o/V_A = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

$$V_A/V_i = A(\omega) = A_v \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$$

$$L(\omega) = \frac{A_v \cdot j\omega RC}{(1 + j\omega RC)(1 + j\omega/\omega_p)} = \frac{A_v}{1 + \frac{1}{\omega_p RC} + j(\omega/\omega_p - \frac{1}{\omega RC})}$$

3. Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación, ω_0 , y de la condición que debe cumplir la ganancia a frecuencias medias del amplificador, A_v , para mantener la oscilación. (5 puntos)

$L(\omega_0) \geq 1$ (criterio de Barkhausen).

$\Rightarrow \text{Im}[L(\omega_0)] = 0 ; \omega_p - 1/\omega_0 RC = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p}{RC}}$

$\Rightarrow \text{Re}[L(\omega_0)] \geq 1 ; \frac{A_v}{1 + \frac{1}{\omega_p RC}} \geq 1 \Rightarrow A_v \geq 1 + \frac{1}{\omega_p RC}$

4. Para realizar el oscilador, se utiliza como amplificador el circuito de la Figura 7. El amplificador operacional AO₁ tiene una ganancia elevada y un único polo. Obtenga el valor de la frecuencia de oscilación, ω_0 , y de la frecuencia de ganancia unidad de AO₁, f_t . (10 puntos)

DATOS: $R_1 = R_2$; $R = 200 \Omega$; $C = 10 \text{ nF}$

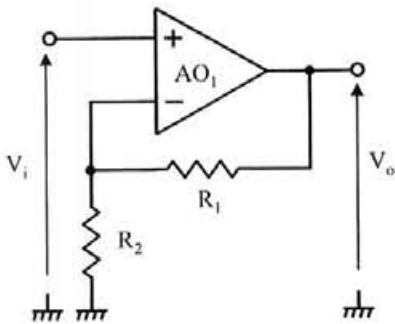


Figura 7.

- El circuito de la Fig. 7 es un amplificador realimentado en configuración no inversora:

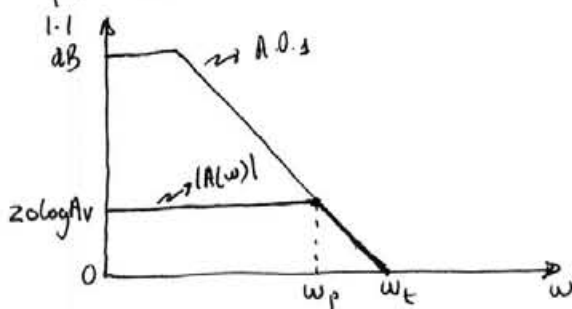
$A(\omega) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$
 $A_v = 2$

• Del apartado 3: $A_v = 2 = 1 + \frac{1}{\omega_p RC} \Rightarrow \omega_p RC = 1$

$\omega_p = \frac{1}{RC} = \frac{1}{200 \Omega \times 10 \mu\text{F}} = 5 \times 10^5 \text{ rad/s}$
 (polo de $A(\omega)$)

$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p}{RC}} = \frac{1}{RC} = 5 \times 10^5 \text{ rad/s}$

• Como AO₁ tiene ganancia elevada y un único polo, se conserva el producto $G \times BW$



$A_v \times \omega_p = \omega_t = 2\pi f_t$
 $2 \times 5 \times 10^5 \text{ rad/s} = 10^6 \text{ rad/s} = \omega_t$

$f_t = 159.15 \text{ kHz}$

Alternativa: a ω_t se cumple:

$|A(\omega)| = \left| \frac{2}{1 + j\omega/\omega_p} \right|_{\omega=\omega_t} = 1$

PROBLEMA 4 (25 PUNTOS)

El esquema de la Figura 8 corresponde a la etapa de potencia clase B de un amplificador (donde $V_{DD} = 30V$, $R_L = 10 \Omega$ y $R_i = 50 \Omega$).

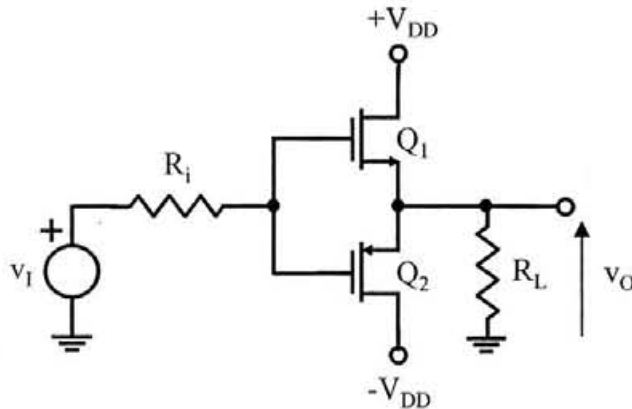


Figura 8.

Dicho amplificador ha sido realizado con transistores DMOS, cuya característica de salida en zona activa es:

$$i_D = g_M \cdot (v_{GS} - V_t)$$

siendo $g_M = 5 \Omega^{-1}$, $|V_t| = 4V$ y $R_{DS} = 2\Omega$.

1. Obtenga la función de transferencia de tensión, v_O en función de v_i , para la región de operación activa de los transistores. **(5 puntos)**

ACTIVA : $|V_I| > V_t = 4V$; $I_{R_i} = 0$

$$\begin{aligned} \oplus \quad v_O &= i_{D1} R_L = g_{M1} (v_{GS1} - V_{t1}) \\ &= g_{M1} (v_i - v_O - V_{t1}) R_L \end{aligned}$$

$$\Rightarrow v_O = \frac{g_{M1} R_L}{1 + g_{M1} R_L} (v_i - V_{t1})$$

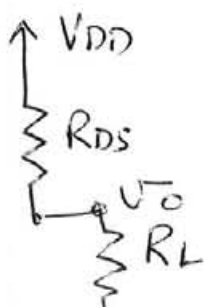
$$\ominus \quad v_O = \frac{g_{M2} R_L}{1 + g_{M2} R_L} (v_i - V_{t2})$$

$$\left. \begin{aligned} v_O &= \frac{g_M R_L}{1 + g_M R_L} (v_i - V_t) \\ \hline v_O &= \frac{50}{51} (v_i - 4) \end{aligned} \right\}$$

2. Determine la amplitud máxima de v_O , V_{Omax} que no está afectada por distorsión de amplitud.

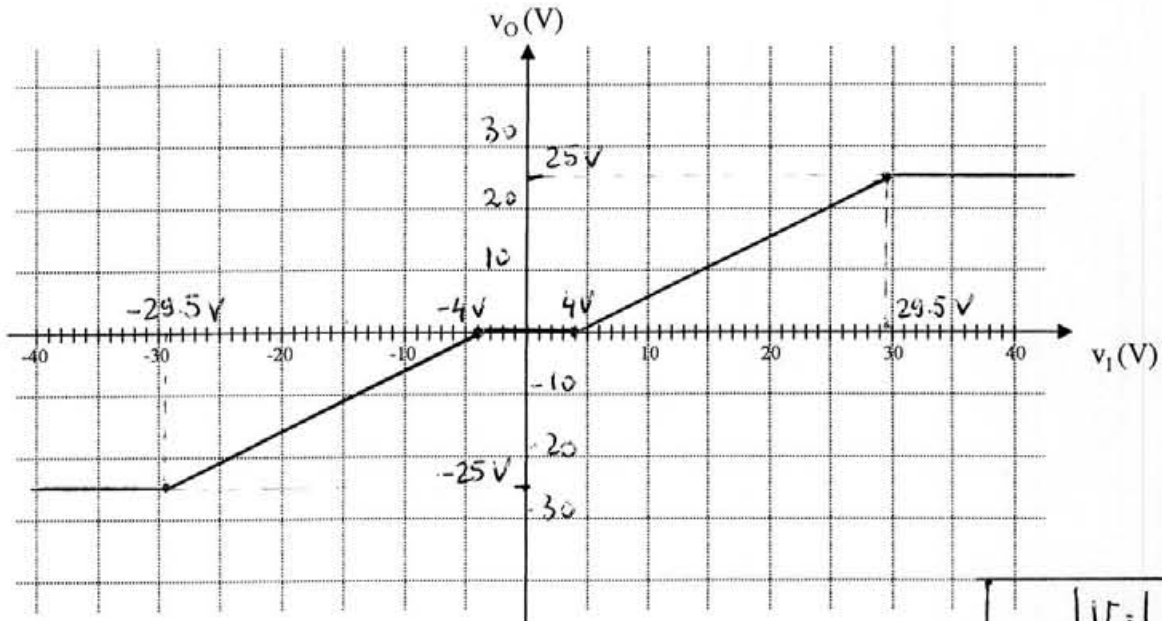
(2 puntos)

$v_O = V_{Omax}$ en OHMICA



$$V_{Omax} = \frac{R_L}{R_L + R_{DS}} V_{DD} = \underline{25V}$$

3. Dibuje sobre la Figura 9 la función de transferencia en tensión, en el rango $v_1 = [-40V, +40V]$, indicando todos los valores relevantes (v_1, v_0). (3 puntos)



$$v_0 = \frac{50}{51} (v_1 - 4) \quad |v_1| \geq 4$$

$$v_1 = \frac{51}{50} v_0 + 4$$

Figura 9. $v_{0max} = 25V \Rightarrow$
 $v_L = 29.5V$

$ v_1 $	v_0
≤ 4	0
≥ 29.5	25

4. Despreciando los efectos de distorsión de cruce (es decir, asumiendo que la señal se procesa linealmente dentro de los límites de v_{0max}), determine en el caso de señales sinusoidales de elevada frecuencia: (15 puntos)

a. La máxima potencia entregada en la carga.

$$P_L = \frac{v_0^2}{2R_L}$$

$$v_0 = v_{0max} = 25V, \quad P_{Lmax} = \frac{v_{0max}^2}{2R_L} = 31.25W$$

b. La potencia entregada por las fuentes V_{DD} y la eficiencia.

$$P_{in} = \frac{2}{\pi} \frac{v_0 V_{DD}}{R_L} \quad \text{Si } v_0 = v_{0max}, \quad P_{in} = 47.75W$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{\pi}{4} \frac{v_0}{V_{DD}} \quad \text{Si } v_0 = v_{0max}, \quad \eta = \eta_{max} = 0.65$$

c. La potencia disipada por cada transistor en el caso de máxima potencia entregada a la carga

$$\underline{P_D} = \frac{1}{2} (P_{in} - P_{L_{max}}) = \frac{V_o V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{V_o^2}{4 R_L} = \underline{8.25 \text{ W}}$$

d. La potencia disipada por cada transistor en el caso de máximo consumo.

En general,
$$P_D = \frac{1}{2} (P_{in} - P_L) = \frac{V_o V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{V_o^2}{4 R_L}$$

$$P_{D_{max}} \text{ para } V_o^* / \quad \frac{\partial P_D}{\partial V_o} = \frac{V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{V_o^*}{2 R_L} = 0$$

$$\rightarrow V_o^* = 2 V_{DD} / \pi = 19.1 \text{ V}$$

$$\underline{P_{D_{max}}} = \frac{V_o^* V_{DD}}{\pi R_L} - \frac{V_o^{*2}}{4 R_L} = \frac{V_{DD}^2}{\pi^2 R_L} = \underline{9.1 \text{ W}}$$

e. La máxima resistencia térmica del disipador utilizado en cada transistor (θ_{SA}) en el caso de máximo consumo, si se opera a $T_A = 25^\circ\text{C}$, sabiendo que, según el catálogo, $T_{J_{max}} = 180^\circ\text{C}$, $\theta_{JC} = 3^\circ\text{C/W}$ y $\theta_{CS} = 0.2^\circ\text{C/W}$.

$$T_{J_{max}} \geq T_A + P_{D_{max}} (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

$$\underline{\theta_{SA}} \leq \frac{T_{J_{max}} - T_A}{P_{D_{max}}} - (\theta_{JC} + \theta_{CS}) = \underline{13.8^\circ\text{C/W}}$$

1	2	3	4	T
				100



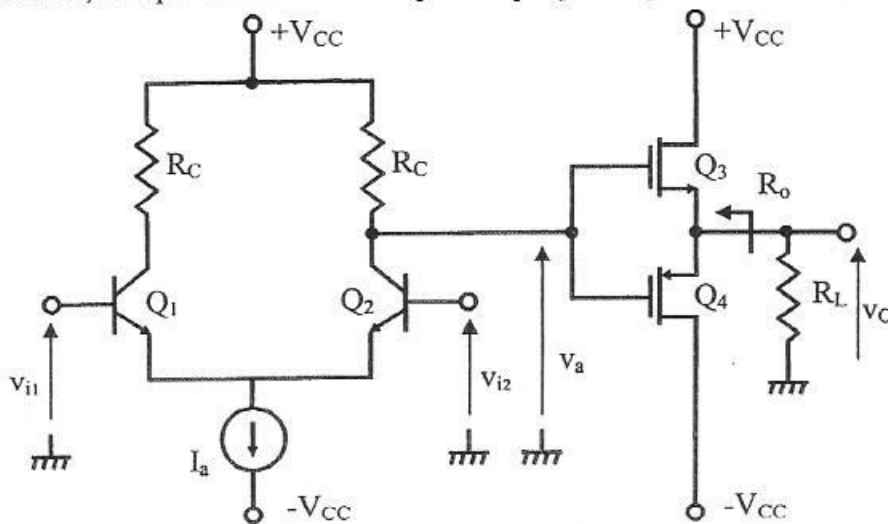
Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
 25 de junio de 2005 8:00 h Duración: 3 horas

Apellidos _____
 Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha publicación de calificaciones: 11 de julio de 2005
Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042): 14 de julio de 2005, hasta las 13:00 h
Fecha de revisión (aula A-133): 14 de julio de 2005, a las 17:00 h

NOTA IMPORTANTE: En todos los apartados del examen, **NO** substituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. En caso de hacer alguna aproximación, **JUSTIFIQUELA** convenientemente.

En el circuito de la Figura 1 se representa un amplificador operacional simplificado. La entrada está formada por un par diferencial con salida asimétrica que excita a una etapa de salida complementaria clase B con transistores DMOS de potencia. Todas las preguntas del examen se refieren a este circuito, aunque los distintos bloques de preguntas pueden resolverse de manera independiente.



- DATOS:**
- $I_a = 2 \text{ mA}$; $V_{\text{sat}}(i_a) = 0 \text{ V}$
 - $V_{\text{cc}} = \pm 18 \text{ V}$
 - $R_c = 18 \text{ K}\Omega$
 - $R_L = 8 \Omega$
 - Q_{1,2}:**
 - $\beta = h_{fe} = 100$
 - $V_{\text{cesat}} = 0 \text{ V}$
 - $C_{\pi} = 160 \text{ pF}$
 - $C_{\mu} = 2 \text{ pF}$
 - $V_{\text{BE}} = 0.7 \text{ V}$
 - $r_o = h_{oc}^{-1} = \infty$
 - $V_T = KT/q = 0.025 \text{ V}$
 - Q_{3,4}:**
 - $g_M = 2 \text{ A/V}$
 - $V_t = \pm 1 \text{ V}$
 - $R_{\text{DS}} = 1 \Omega$
 - $r_o = h_{oc}^{-1} = \infty$
 - $C_{gs} = C_{gd} = 0 \text{ pF}$

Figura 1

El circuito se puede representar con el modelo equivalente que se indica en la Figura 2a.

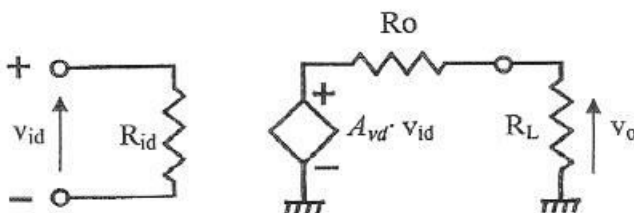


Figura 2a

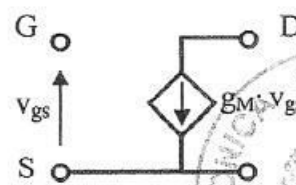
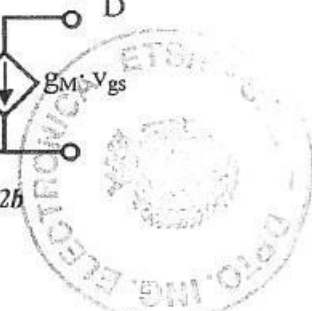


Figura 2b

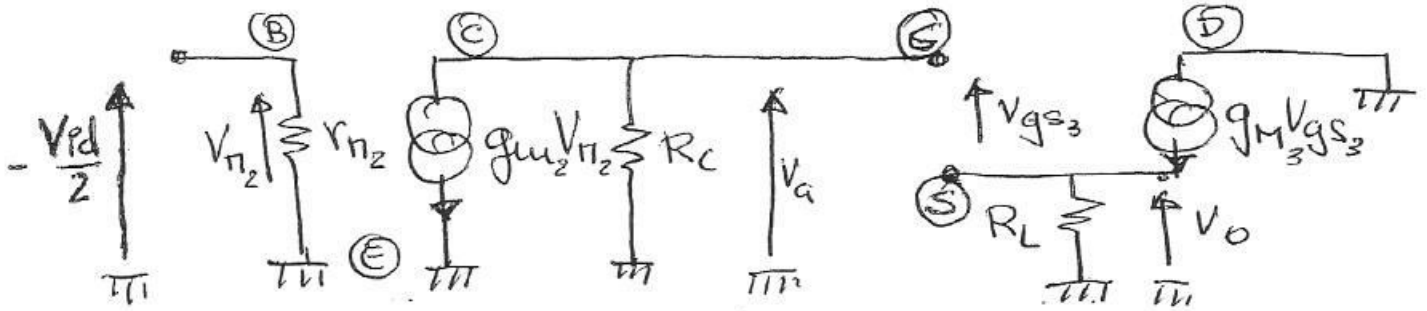


1. ANÁLISIS EN PEQUEÑA SEÑAL (10 puntos)

Sobre el circuito de la Figura 1:

1.a) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias en el semiciclo positivo. Para los transistores DMOS, utilice el equivalente en pequeña señal de la Figura 2b.

Solo existe respuesta al modo diferencial por ser T_a ideal. Aplicando el teorema de BARTLETT para redes simétricas, el circuito equivalente que responde al modo diferencial es



1.b) Calcule la ganancia $(v_o/v_{id}) = (v_a/v_{id}) \cdot (v_o/v_a)$, siendo $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = v_{\pi 1} - v_{\pi 2}; \quad v_{\pi 1} = -v_{\pi 2} \Rightarrow \boxed{v_{\pi 2} = -\frac{v_{id}}{2}}$$

$$v_a = -g_{m2} v_{\pi 2} R_C = g_{m2} \frac{v_{id}}{2} R_C \Rightarrow \boxed{\frac{v_a}{v_{id}} = \frac{g_{m2} R_C}{2}}$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= g_{m3} v_{gs3} R_L \\ v_{gs3} &= v_a - v_o \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = g_{m3} R_L (v_a - v_o) \Rightarrow \boxed{\frac{v_o}{v_a} = \frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L}}$$

$$\boxed{\frac{v_o}{v_{id}} = \left(\frac{v_a}{v_{id}}\right) \left(\frac{v_o}{v_a}\right) = \left(\frac{g_{m2} R_C}{2}\right) \left(\frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L}\right) = 338/82}$$

$$r_{\pi} = \frac{\mu_f V_T}{I_C} = 2 \text{ k}\Omega \quad I_C = \frac{I_a}{2} = 1 \text{ mA} \quad g_m = \frac{\mu_f}{r_{\pi}} = 40 \text{ mS}$$

1.c) Determine la impedancia de entrada en modo diferencial, R_{id} .

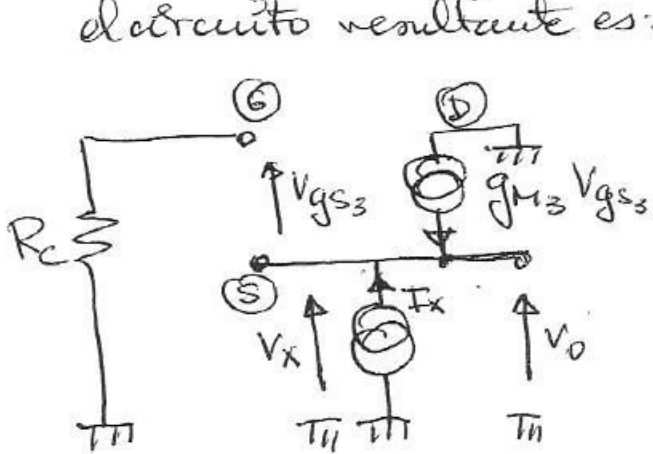
Por BARTLETT, la impedancia de entrada al modo diferencial es el doble que la del semicircuito en modo diferencial

$$\boxed{R_{id} = 2 \times Z_{\text{semicircuito mod. dif}} = 2 \times r_{\pi} = 5 \text{ k}\Omega}$$



1.d) Determine la impedancia de salida R_o (sin incluir R_L).

Anulando los generadores independientes ($\frac{V_{id}}{2} = 0$) el circuito resultante es:



$$R_o = \frac{V_x}{I_x} = \frac{-V_{gs3}}{-g_{m3}V_{gs3}} = \frac{1}{g_{m3}} = 0.55$$

1.e) Determine razonadamente cual es la entrada inversora del circuito.

Con $V_{i1} = cte$, si $V_{i2} \uparrow \Rightarrow i_{b2} \uparrow \Rightarrow I_{c2} \uparrow \Rightarrow V_A \downarrow \Rightarrow V_{gs3} \downarrow \Rightarrow I_{D3} \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow$

$$V_{i2} \text{ es la entrada inversora}$$

1.f) Determine la expresión y el valor de la ganancia A_{vd} del circuito de la Figura 2a.

Del circuito de la fig 2a

$$\frac{V_o}{V_{id}} = (A_{vd}) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right)$$

como $R_o = \frac{1}{g_{m3}} \Rightarrow \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) = \frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L}$

y sustituyendo $\frac{V_o}{V_{id}} = (A_{vd}) \left(\frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L} \right)$

La expresión obtenida en el apartado 1.b) era:

$$\frac{V_o}{V_{id}} = \left(\frac{g_{m2} R_c}{2} \right) \left(\frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L} \right)$$

Por lo tanto, igualando

$$A_{vd} = \frac{g_{m2} R_c}{2} = 360$$

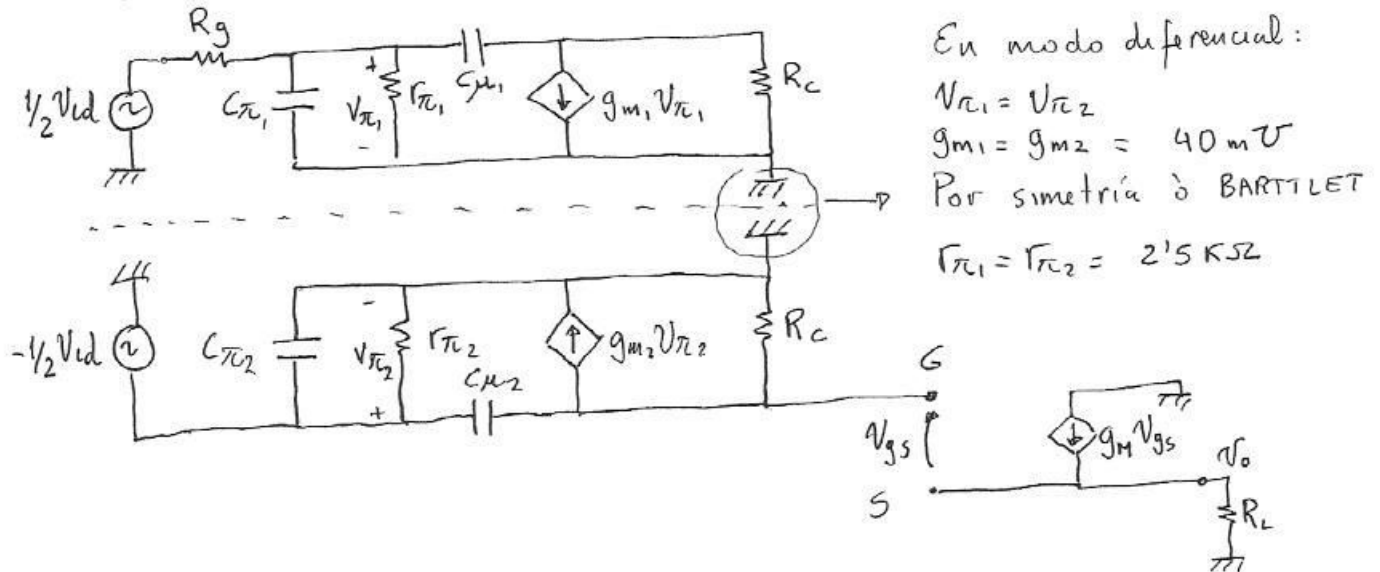


2. ANÁLISIS EN FRECUENCIA (35 puntos)

En el circuito de la Figura 1, se conectan en las entradas V_{i1} y V_{i2} dos generadores de tensión V_{g1} y V_{g2} reales que tienen, cada uno, una impedancia de salida $R_g = 1K\Omega$.

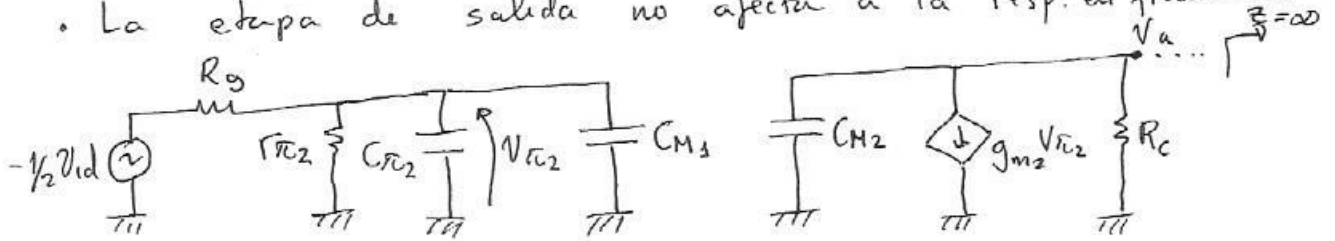
Análisis en frecuencia para el modo diferencial:

2.a) Dibuje el circuito equivalente de alta frecuencia en modo diferencial.



2.b) Determine la frecuencia de corte superior ω_H , utilizando la aproximación de Miller.

- Basta con analizar la mitad del circuito (conf. Emisor Común)
- La etapa de salida no afecta a la resp. en frecuencia.



• Aplicando Miller:

$$A_M = V_a / V_{\pi 2} = -g_{m2} \cdot R_c = -720$$

$$C_{M1} = C_{\mu 2} (1 - A_M) = 2 \text{ pF} \times 721 = 1442 \text{ pF}; \quad C'_M = C_{\pi 2} + C_{M1} = 1602 \text{ pF}$$

$$C_{M2} = C_{\mu 2} (1 - \frac{1}{A_M}) \approx C_{\mu 2} = 2 \text{ pF}$$

⇒ Circuito con 2 polos:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C'_M \times (r_{\pi 2} \parallel R_g)} = \frac{1}{1602 \text{ pF} \times (2.5 \text{ K}\Omega \parallel 1 \text{ K}\Omega)} = 874 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{\mu 2} \times R_c} = \frac{1}{2 \text{ pF} \times 18 \text{ K}\Omega} = 27.8 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{p2} \gg \omega_{p3} \Rightarrow$$

$$\boxed{\omega_H \approx \omega_{p1} = 874 \times 10^3 \text{ rad/s}}$$

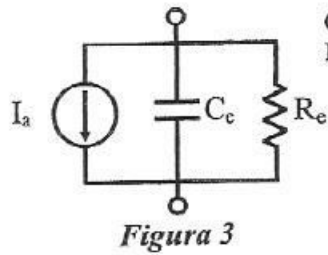
$$f_H \approx 139 \text{ KHz}$$



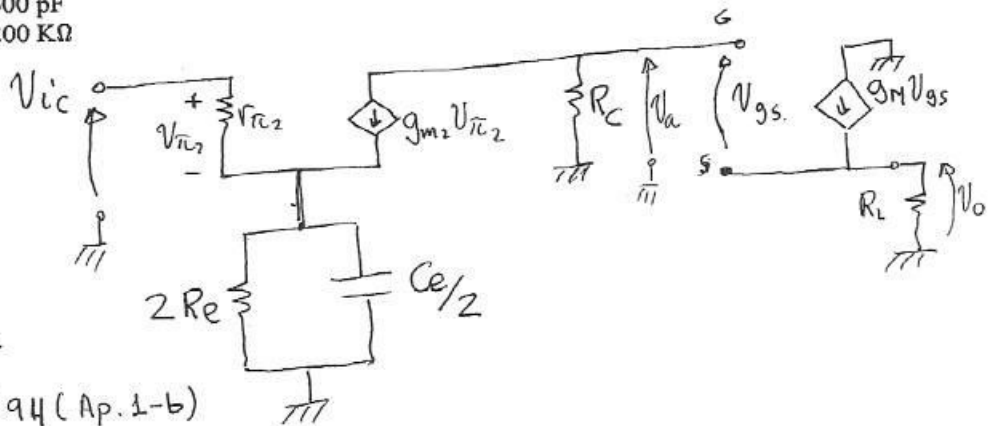
Análisis en frecuencia para el modo común:

Si la fuente de corriente I_a fuese real (solo en este apartado) y tuviese una impedancia de salida y capacidad como se indica en la Figura 3.

2.c) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para **excitación en modo común**, V_{ic} .



Modo común: (Simetría o BARTLET)



$$V_o/V_{ic} = V_o/V_a \cdot V_a/V_{ic}$$

$$V_o/V_a = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} = 0.94 \text{ (Ap. 1-b)}$$

2.d) Calcule el valor de los polos y ceros introducidos **exclusivamente** por la fuente de corriente no ideal. \rightarrow no se consideran C_{π} , C_{μ} .

$$V_a/V_{ic} = -g_{m2} R_c \cdot \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \Rightarrow \text{mismo efecto que el condensador de desacoplo en emisor.}$$

$$\left[\omega_z = \frac{1}{C_c/2 \cdot 2R_e} = \frac{1}{C_c R_e} = \frac{1}{600 \text{ pF} \times 200 \text{ k}\Omega} = 8.3 \times 10^3 \text{ rad/s} \right] \text{ (cero)}$$

$$\omega_p: \text{ polo en } \omega_p = \frac{1}{C_c/2 \times R_{eq}} ; R_{eq} \equiv \text{resistencia "vista" por } C_c/2$$

$$R_{eq} = 2R_e // \left[\frac{r_{\pi 2}}{\beta + 1} \right] = 400 \text{ k}\Omega // 25 \Omega \approx 25 \Omega$$

$$\left[\omega_p = \frac{1}{600 \text{ pF}/2 \times 25 \Omega} = 134.7 \times 10^6 \text{ rad/s} \right] \text{ con } R_g = 1 \text{ k}\Omega, \omega_p = 95.2 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

2.e) Determine el valor del CMRR en baja frecuencia.

$$CMRR(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| ; \text{ en B.F. } \Rightarrow C_c \equiv \text{c. abierto}$$

$$A_{vd} = \frac{g_{m2} R_c}{2} \cdot \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} = +338.82 \text{ (Ap. 1-b, con } R_g = 0)$$

$$A_{vc} = -g_{m2} R_c \cdot \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cdot \frac{\omega_z}{\omega_p} = -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cdot g_{m2} R_c \cdot \frac{C_c/2 \cdot R_{eq}}{C_c \cdot R_e} =$$

$$\approx -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cdot \frac{R_c}{2R_e} = -0.94 \times 0.045 = -0.042$$

$$\left[CMRR(\text{dB})|_{\omega \rightarrow 0} = 20 \log \frac{338.82}{0.042} = 78 \text{ dB} \right]$$



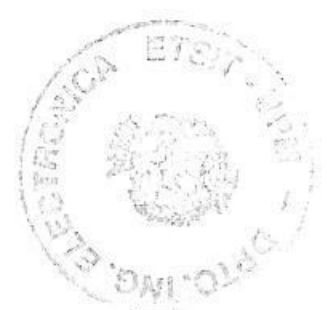
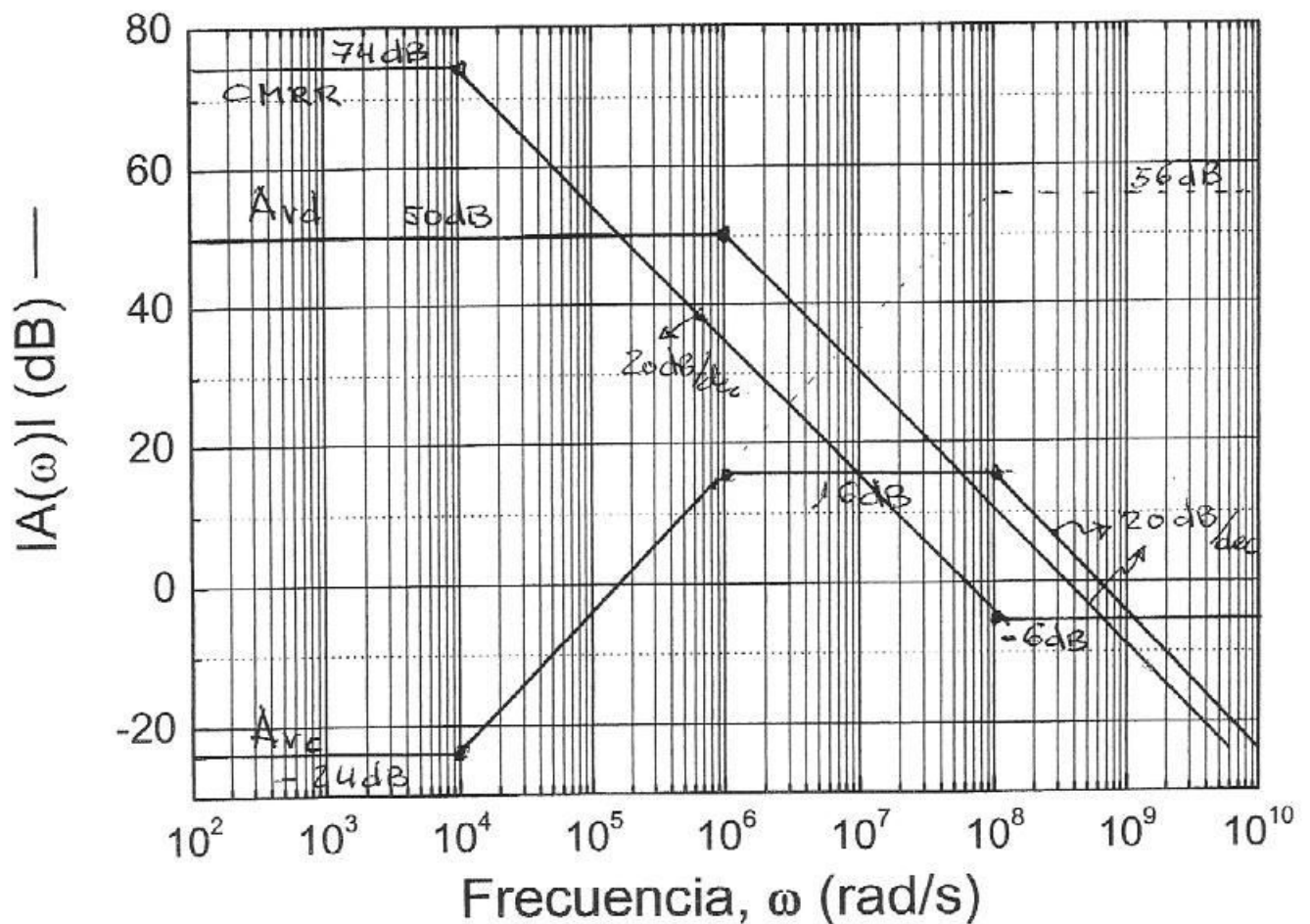
Diagrama de Bode del CMRR (Factor de Rechazo al Modo Común).

Suponga que las expresiones para la ganancia en modo diferencial, $A_{vd}(s)$, y para la ganancia en modo común, $A_{vc}(s)$, son:

$$A_{vd}(s) = \frac{v_o}{v_{id}} = 316 \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{10^6}\right)}$$

$$A_{vc}(s) = \frac{v_o}{v_{ic}} = -632 \cdot \frac{(s+10^4)}{(s+10^8)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{10^6}\right)}$$

2.f) Represente en la gráfica adjunta el **módulo** de las funciones $A_{vd}(j\omega)$, $A_{vc}(j\omega)$ y $CMRR(j\omega)$. Indique en la misma los puntos significativos.



3. ANÁLISIS DE POTENCIA (25 puntos)

En este apartado nos ocupamos de la etapa de salida en clase B, formada por los dos transistores DMOS que proporcionan la señal de salida senoidal a la resistencia de carga R_L .

3.a) Dibuje las curvas de salida del transistor DMOS Q_3 en el gráfico de la Figura 4, para los valores de $V_{GS} = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0,$ y 2.5 V. Sobre ellas, dibuje la recta de carga para el semiciclo positivo.

ACTIVA: $V_{GS} \geq V_t$

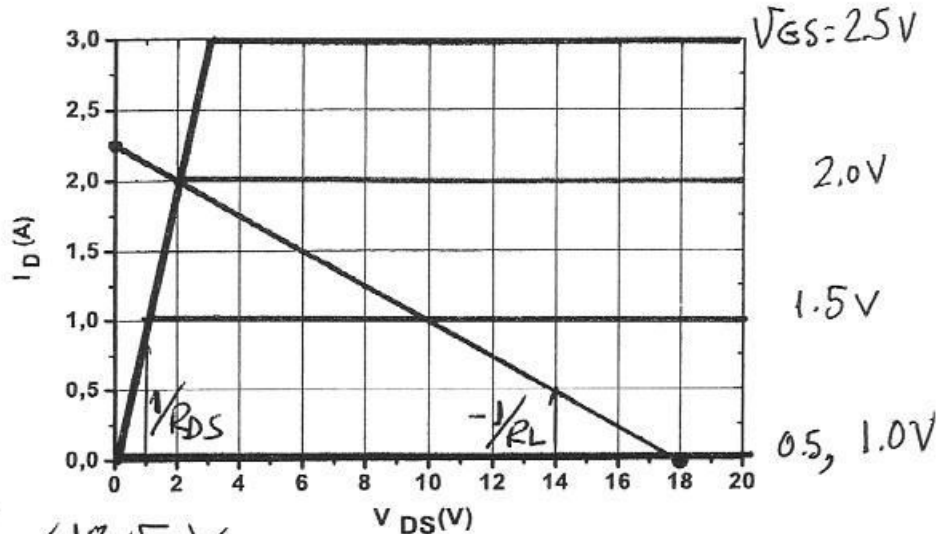
$$i_D = g_m (V_{GS} - V_t)$$

OHMICA:

$$\Delta i_D = \Delta V_{DS} / R_{DS}$$

RECTA DE CARGA

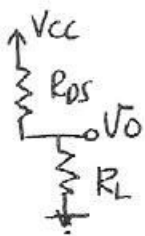
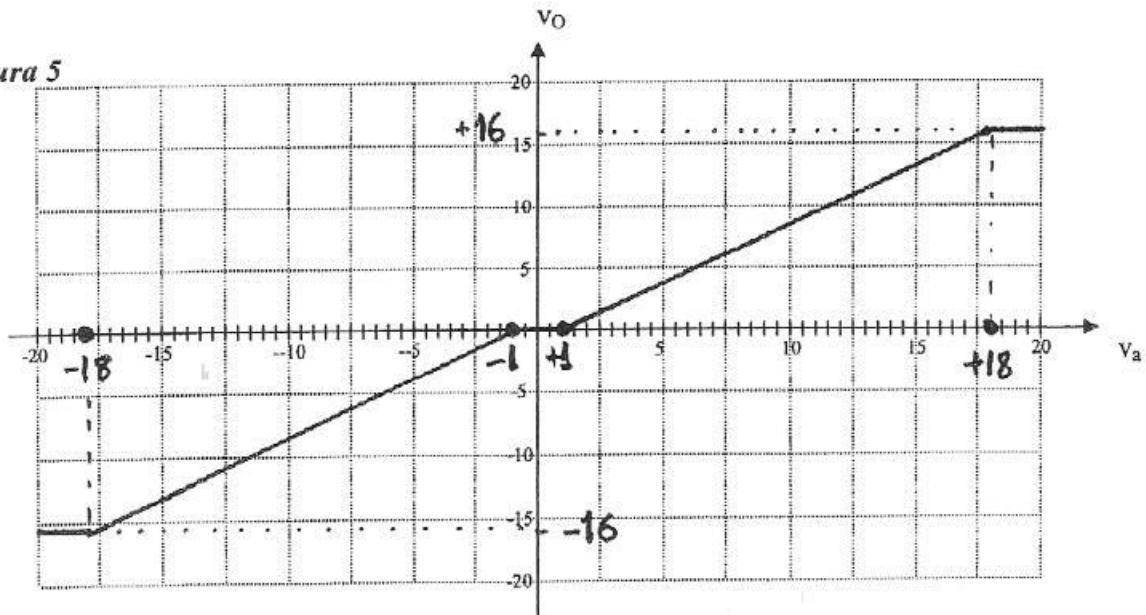
Figura 4



$$i_D = \bar{i}_D = \frac{V_0}{R_L} = \frac{(V_{CC} - V_{DS})}{R_L} = \frac{(18 - V_{DS})}{8}$$

3.b) Determinar los valores máximos positivo y negativo en la salida, $V_{O \max}^+$ y $V_{O \max}^-$, sin despreciar la caída de tensión en el transistor cuando funciona en estado óhmico. Representar en el gráfico de la Figura 5 la función de transferencia en el rango -20 V a $+20$ V de tensiones de salida, indicando todos los puntos donde cambia su pendiente.

Figura 5



OHMICA: $V_{O \max}^+ = \frac{R_L}{R_L + R_{DS}} V_{CC} = 16$ V ; análogamente, $V_{O \max}^- = -16$ V

ACTIVA:

$$V_O = i_D R_L = g_m (V_{GS} - V_t) R_L = g_m (V_a - V_O - V_t) R_L$$

$$\Rightarrow V_O = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} (V_a - V_t) = \frac{16}{17} (V_a - V_t)$$

Para $V_a = \dots + 10$ V



Para efectuar el balance de potencia, despréciase el consumo en la etapa previa y la distorsión de cruce. Suponga que se está usando excitación senoidal de amplitud V_0 .

3c.) Determine el valor de V_0 y la potencia media disipada por cada transistor de salida, P_D , en las siguientes condiciones:

- máxima potencia media en la carga
- máxima disipación media en el transistor

$$P_L = V_0^2 / 2R_L \quad P_{in} = 2V_0V_{CC} / \pi R_L$$

$$P_D = \frac{1}{2} (P_{in} - P_L) = V_0V_{CC} / \pi R_L - V_0^2 / 4R_L$$

$$a) P_{L_{max}} \Rightarrow V_0 = \frac{V_{CC} R_L}{R_L + R_{DS}} \left(\approx V_{CC} \right) \Rightarrow P_D = 3.46 \text{ W} \quad (2.77 \text{ W})$$

$$b) \partial P_D / \partial V_0 = V_{CC} / \pi R_L - V_0 / 2R_L = 0$$

$$\Rightarrow V_0 = 2V_{CC} / \pi, \quad P_{D_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 4.10 \text{ W}$$

3.d) Determine la máxima potencia que debe ser capaz de disipar cada transistor en el caso de *señales de muy baja frecuencia*.

Señal baja $f \Rightarrow$ considerar potencia instantánea

$$P_{D_{inst}} = V_{DS} \cdot i_D = (V_{CC} - V_0) V_0 / R_L$$

$$\partial P_{D_{inst}} / \partial V_0 = \frac{V_{CC}}{R_L} - 2V_0 / R_L = 0 \Rightarrow V_0 = V_{CC} / 2$$

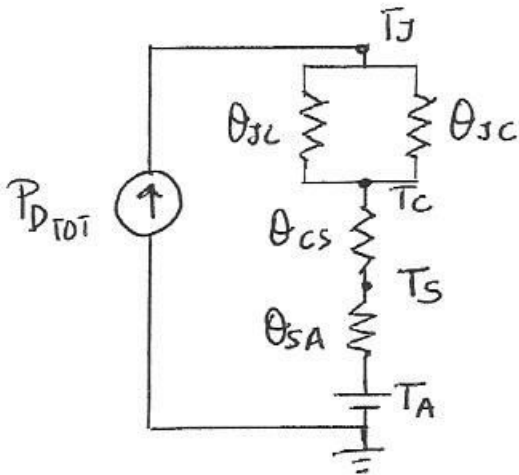
$$P_{D_{inst_{max}}} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} = 10.1 \text{ W}$$



3.e) Suponga que la potencia media disipada por cada transistor fuera 3 W. Todo el circuito está ubicado en el mismo disipador, y opera a $T_A = 20^\circ\text{C}$. Si $T_J = 180^\circ\text{C}$, y disipa calor al encapsulado a través de $\theta_{JC} = 6^\circ\text{C/W}$ y $\theta_{CS} = 0.2^\circ\text{C/W}$, determine la resistencia térmica del radiador, θ_{SA} , y la temperatura a que se pondrá la superficie del disipador.

$$P_{D_{TOT}} = 2P_D = 6\text{W}$$

* Consideramos encapsulado único para el circuito:



$$T_J = T_A + P_{D_{TOT}} \left(\frac{\theta_{JC}}{2} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \right)$$

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_{D_{TOT}}} - \frac{\theta_{JC}}{2} - \theta_{CS} = 23.5^\circ\text{C/W}$$

$$T_S = T_A + P_{D_{TOT}} \theta_{SA} = 161^\circ\text{C}$$

* En el caso de dos encapsulados, uno para cada DMOS, sería

$$T_J = T_A + P_{D_{TOT}} \left(\frac{\theta_{JC}}{2} + \frac{\theta_{CS}}{2} + \theta_{SA} \right)$$

resultando

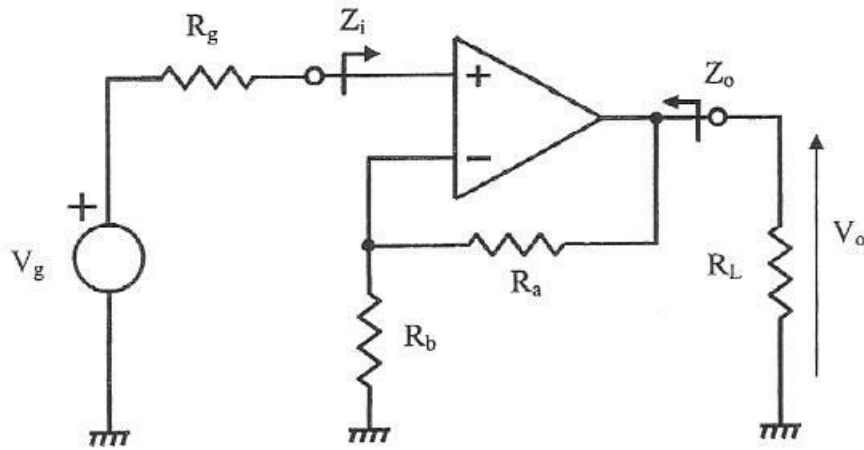
$$\theta_{SA} = 23.6^\circ\text{C/W}$$

$$T_S = 162^\circ\text{C}$$



4. ANÁLISIS POR TEORÍA DE REALIMENTACIÓN (30 puntos)

Con el amplificador que ha caracterizado según la Figura 2a, se construye el amplificador realimentado en tensión que se representa en la Figura 6.



- $R_g = 1 \text{ K}\Omega$,
- $R_L = 8 \Omega$
- $R_a = 9 \text{ K}\Omega$
- $R_b = 1 \text{ K}\Omega$.

- Datos A.O.**
- $R_{id} = 10 \text{ K}\Omega$
 - $R_o = 1 \Omega$
 - $A_{vd} = 400$

Figura 6

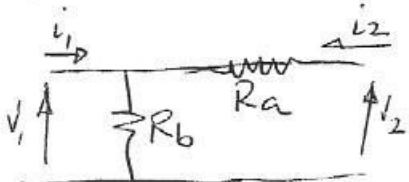
En este ejercicio se va a analizar el amplificador aplicando el método aproximado de análisis de amplificadores realimentados. Suponga que la red de realimentación está formada por las resistencias R_a y R_b .

4.a) Razone, cualitativamente, si la realimentación es positiva o negativa.

Supongamos que $V_o \uparrow \Rightarrow V_- \uparrow \Rightarrow V_+ - V_- = V_d \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow$; en consecuencia el efecto supuesto a la salida queda compensado una vez se cierra el lazo de realimentación, por lo que la realimentación es negativa.

4.b) Determine la cantidad de realimentación β indicando sus dimensiones. Determine las cargas de la red de realimentación sobre el amplificador.

La red de realimentación es:
 Comparación en tensión \Rightarrow modelo Thevenin a la entrada (V_1, i_1)
 Muestreo en tensión \Rightarrow modelo Norton a la salida (V_2, i_2)
 Ecuaciones del modelo del cuatropolo.



$$V_1 = p_{11} i_1 + p_{12} v_2$$

$$i_2 = p_{21} i_1 + p_{22} v_2$$

Estos parámetros son conocidos como "h"

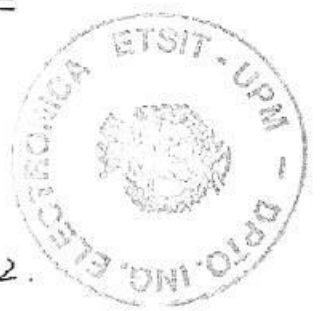
$$\beta = p_{12} = \frac{V_1}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{R_b}{R_a + R_b} = \frac{1 \text{ K}}{9 \text{ K} + 1 \text{ K}} = \frac{1}{10} = \underline{\underline{0,1}} \text{ (ADIMENSIONAL)}$$

Carga de β a la entrada del amplificador; parámetro 11.

$$p_{11} = \frac{V_1}{i_1} \Big|_{v_2=0} = R_a \parallel R_b = \frac{9 \text{ K} \cdot 1 \text{ K}}{10 \text{ K}} = \underline{\underline{0,9 \text{ K}\Omega}}$$

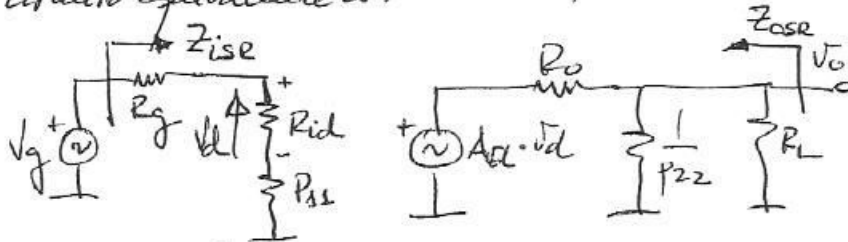
Carga de β a la salida del amplificador; parámetro 22.

$$p_{22} = \frac{i_2}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{1}{10 \text{ K}\Omega} \rightarrow \text{carga} = \frac{1}{p_{22}} = \underline{\underline{10 \text{ K}\Omega}}$$



4.c) Dibuje el circuito equivalente del amplificador ideal que resulta de aplicar la teoría aproximada de amplificadores realimentados al circuito. Calcule la ganancia en tensión del amplificador realimentado.

Sustituyendo el A.O. por su modelo de la figura 2. a y poniendo las corpas de β sobre el amplificador nos queda el amplificador ideal; cuyo circuito equivalente es:



En este amplificador se determina la Ganancia en tensión $A_v = \frac{V_o}{V_g}$

$$V_o = A_{vd} \cdot v_d \frac{\left(\frac{1}{P_{22}} \parallel R_L\right)}{R_o + \left(\frac{1}{P_{22}} \parallel R_L\right)} \approx A_{vd} \cdot v_d \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

$$v_d = V_g \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + P_{11}}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = A_{vd} \cdot \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + P_{11}} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

Sustituyendo valores del enunciado; $A_v \approx 298,8$

La ganancia en tensión del amplificador realimentado será;

$$G_v = \frac{A_v}{1 + A_v \beta} \approx \frac{1}{\beta} = \underline{10}$$



4.d) Calcule las impedancias de entrada Z_i y de salida Z_o del amplificador realimentado indicadas en la Figura 6.

Sobre el circuito del apartado anterior se calculan las impedancias de realimentación Z_{ise} , Z_{ose} .

$$Z_{ise} = R_g + R_{id} + P_{11} = \underline{11,9 K\Omega}; \quad Z_{ose} = R_L \parallel \frac{1}{P_{22}} \parallel R_o \approx R_L \parallel R_o = \underline{0,88 \Omega}$$

Según la topología de realimentación las impedancias del amplificador realimentado serán:

$$Z_{ice} = Z_{ise} (1 + A_v \beta) = 11,9 K \cdot 30,88 = \underline{367,47 K\Omega}$$

$$Z_{oe} = \frac{Z_{ose}}{1 + A_v \beta} = \frac{0,88 \Omega}{30,88} \approx \underline{0,028 \Omega}$$

Hay que tener en cuenta que Z_{ice} y Z_{oe} contienen R_g y R_L respectivamente por lo que

$$Z_{icr} = R_g + Z_{ice} \quad \text{y} \quad Z_{ocr} = Z_{oe} \parallel R_L \Rightarrow \left[\begin{array}{l} Z_i = 366,47 K\Omega \\ Z_o = 0,028 \Omega \end{array} \right]$$

Efectos de la realimentación.

4.e) Suponiendo que el valor de la zona muerta, producida por la distorsión de cruce en el amplificador de la Figura 1, es de 3 V, calcule el valor de la zona muerta al realimentar el amplificador según la Figura 6.

Otro de los efectos importantes de la realimentación negativa es disminuir la distorsión de cruce (valor de la zona muerta) en el factor $(1 + A_v \beta)$;

$$\text{Zona Muerta} / \text{con realim. negativa} = \text{Zona Muerta} / \text{sin realimentación} \cdot \frac{1}{1 + A_v \beta}$$

$$\text{Zona Muerta} = \frac{3V}{30,88} = 0,097V = \underline{\underline{97\mu V}}$$

4.f) Si el amplificador de la Figura 1 tiene un único polo en 1MHz, calcule el ancho de banda del amplificador realimentado según la Figura 6.

Otro de los efectos de la realimentación negativa es que la frecuencia de corte superior de un amplificador al realimentarse negativamente queda multiplicada por $(1 + A_v \beta)$.
En nuestro caso como tiene un único polo a 1MHz esa es la frecuencia de corte superior y en consecuencia su ancho de banda. Por ello.

$$f_{cs} \text{ con realimentación} = 1\text{MHz} (1 + A_v \beta) = (1 \times 30,88)\text{MHz} = \underline{\underline{30,88\text{MHz}}}$$

y en consecuencia será el ancho de banda del amplificador realimentado.



1	2	3	4	T	100
---	---	---	---	---	-----



Departamento de Ingeniería Electrónica
 E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
 7 de septiembre de 2005 16:00 h Duración: 3 horas

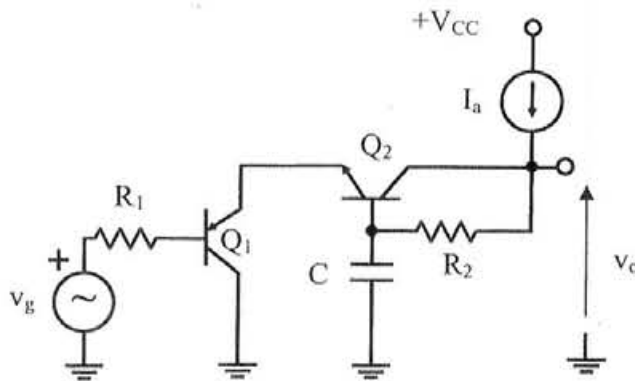
Apellidos _____
 Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha publicación de calificaciones: 21 de septiembre de 2005
 Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042): 26 de septiembre de 2005, hasta las 13:00 h
 Fecha de revisión (aula A-134): 26 de septiembre de 2005, a las 17:00 h

NOTA IMPORTANTE: En todos los apartados del examen, NO substituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. En caso de hacer alguna aproximación, JUSTIFIQUELA convenientemente.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

Dado el circuito de la figura 1:



DATOS:
$\beta = h_{fe} = 100$
$V_T = KT/q = 0.025 \text{ V}$
$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$
$r_o = h_{oe}^{-1} = \infty$
$C_{\pi 1} = C_{\mu 1} = 0 \text{ pF}$
$C_{\pi 2} = 6 \text{ pF}$
$C_{\mu 2} = 2 \text{ pF}$
C = condensador de desacoplo en BF
$R_1 = 5 \text{ K}\Omega$
$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$
$I_a = 1 \text{ mA}$

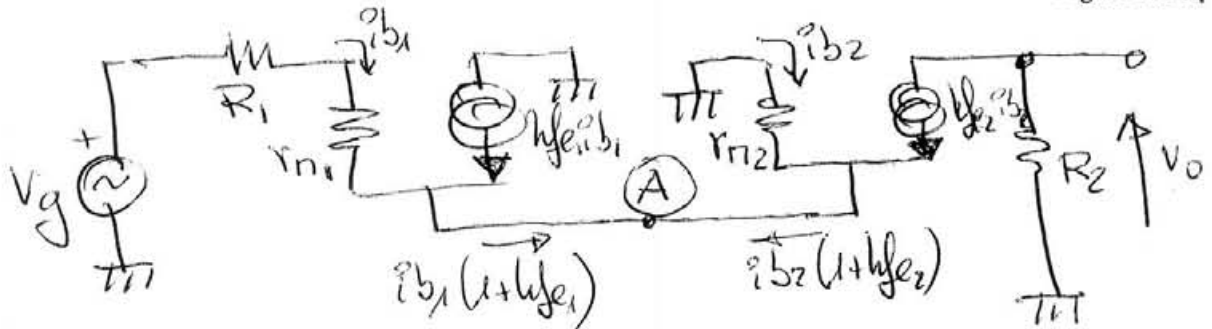
Figura 1

1.a Calcule la ganancia en tensión a frecuencias medias, v_o/v_g . Dibuje el circuito de pequeña señal empleado.

$$I_a = I_{E1} = I_{E2} \approx I_{C2} = I_{C1} = 1 \text{ mA} \text{ por ser } h_{fe} \gg 1$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{h_{fe} V_T}{I_C} = 2 \text{ K} 5 \Omega$$

$$g_{m 1} = g_{m 2} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{h_{fe}}{r_{\pi}} = 40 \text{ mS}$$



$$V_o = -R_2 h_{fe2} i_{b2}$$

En nudo (A) $i_{b1}(1+h_{fe1}) + i_{b2}(1+h_{fe2}) = 0 \Rightarrow i_{b1} = -i_{b2}$

$$V_A = V_g - i_{b1}(R_1 + r_{\pi 1}) = -i_{b2}(r_{\pi 2})$$

$$V_g = -i_{b2}(R_1 + r_{\pi 1} + r_{\pi 2})$$

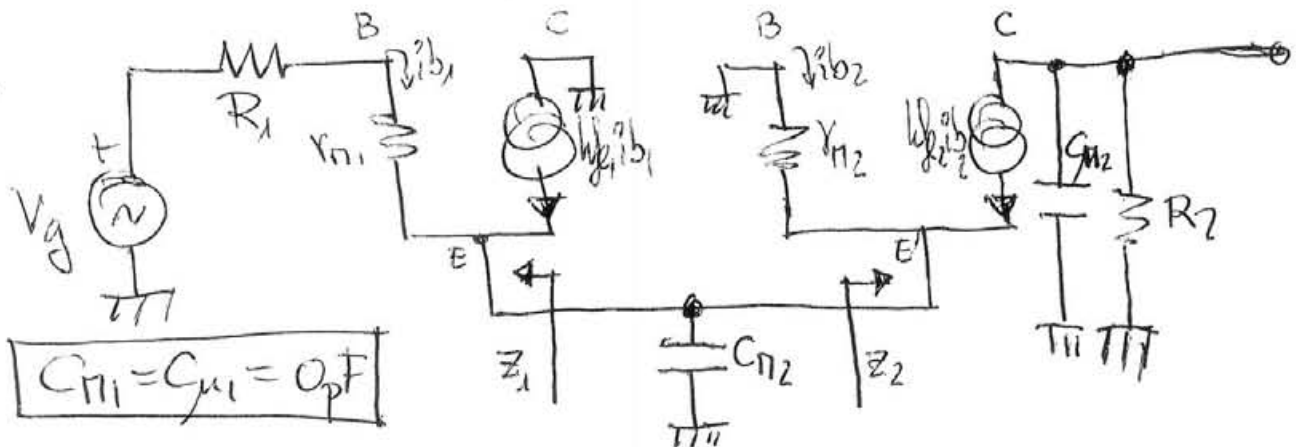
$$\frac{V_o}{V_g} = + \frac{h_{fe2} R_2}{R_1 + r_{\pi 1} + r_{\pi 2}} = 100$$

1.b Dibuje el circuito equivalente de alta frecuencia y estime, empleando el método de constantes de tiempo, la frecuencia de corte superior, f_H .

$$f_H = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sum_i C_i} \quad \tau_i = R_i C_i$$

C_i = condensador de alta frecuencia

R_i = impedancia vista por el condensador, con generadores independientes anulados y resto de condensadores idealizados con circuitos



$C_{\pi 1} = C_{\mu 1} = 0 \text{ pF}$

Las impedancias Z_1 y Z_2 vistas desde emisor con $V_g = 0$ son

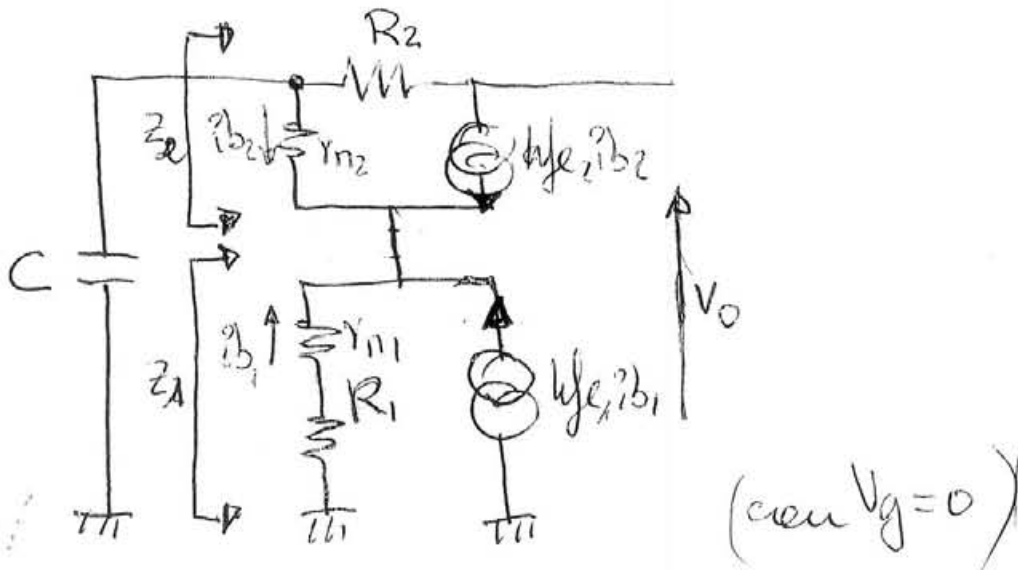
$$Z_1 = \frac{R_1 + r_{\pi 1}}{(1+h_{fe1})} \quad Z_2 = \frac{r_{\pi 2}}{(1+h_{fe2})}$$

$$R_{n2} = Z_1 \parallel Z_2 = \left(\frac{r_{n1} + R_1}{1 + \beta_{fe1}} \right) \parallel \left(\frac{r_{n2}}{1 + \beta_{fe2}} \right) = 75 \parallel 25 = 18.75 \Omega$$

$$R_{\mu 2} = R_2 = 10 \text{K} \Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi (C_{n2} R_{n2}) + (C_{\mu 2} R_{\mu 2})} = \boxed{79.13 \text{ MHz}}$$

1.c Dibuje el circuito equivalente de baja frecuencia y estime, empleando el método de constantes de tiempo, la frecuencia de corte inferior, f_L . Obtenga el valor necesario del condensador C si deseamos que $f_L = 100 \text{ Hz}$.



$$f_L = \frac{1}{2\pi} \sum_i \frac{1}{\tau_i} \quad \tau_i = R_i C_i$$

R_i = impedancias vistas por los condensadores de baja frecuencia con generadores independientes anulados y resto de C de baja en corto
 C_i = condensadores de baja frecuencia

$$R_C = Z_1 + Z_2 = \left(\frac{r_{n1} + R_1}{1 + \beta_{fe1}} \right) + \left(\frac{r_{n2}}{1 + \beta_{fe2}} \right) \approx 75 + 25 = 100 \Omega$$

(Ver apartado 1.b)

$$100 \text{ Hz} = f_L = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R_C C} \Rightarrow \boxed{C \approx 16 \mu\text{F}}$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

En la figura 2 se muestra el **diagrama de Bode de la fase de la ganancia** en lazo abierto de un amplificador operacional (AO).

2.a Indique la frecuencia de los polos, y escriba la función de transferencia del AO, $A(f)$, sabiendo que la ganancia a frecuencias medias es 10^5 , y que sólo presenta polos en la región de alta frecuencia.

$$\text{Polos } \Rightarrow f_1 = 10^2 \text{ Hz}, f_2 = 10^3 \text{ Hz}, \text{ y } f_3 = 10^5 \text{ Hz}.$$

$$A(f) = 10^5 \frac{1}{1 + jt/10^2} \cdot \frac{1}{1 + jt/10^3} \cdot \frac{1}{1 + jt/10^5}$$

2.b Dibuje sobre la misma figura el diagrama de Bode del módulo de la ganancia. (en azul).

Suponga en lo que sigue que el AO se realimenta negativamente con una red β tal que $A\beta \gg 1$.

2.c Indique si en las siguientes condiciones dicho amplificador es estable:

- Al usarlo en una red de realimentación con $\beta=1$. Calcule el margen de ganancia.
- Al construir un amplificador realimentado de ganancia 100. Calcule aquí el margen de fase.

$$L_{dB} = A_{dB} - \left(\frac{1}{\beta}\right)_{dB} \quad ; \quad \phi_L = \phi_A$$

$$i) \quad \beta=1 \Rightarrow \frac{1}{\beta} = 1 = 0 \text{ dB}$$

$$f_1 (L=0 \text{ dB}) = 10^5 \text{ Hz}$$

$$f_0 (\phi_L=180^\circ) = 10^4 \text{ Hz}$$

$$L(f_0) = 40 \text{ dB} \Rightarrow \text{MG} = -L(f_0) = -40 \text{ dB} < 0 \\ \Rightarrow \text{inestable}$$

$$ii) \quad G=100 \Rightarrow \frac{1}{\beta} \approx 100 = 40 \text{ dB}$$

$$f_1 (L=0 \text{ dB}) = 10^4 \text{ Hz}$$

$$f_0 (\phi_L=180^\circ) = 10^4 \text{ Hz}$$

$$\phi_L(f_1) = -180^\circ \Rightarrow \text{MF} = 180^\circ + \phi_L(f_1) = 0^\circ \\ \Rightarrow \text{caso límite estable-inestable}$$

2.d Determine la ganancia mínima del amplificador realimentado a frecuencia medias, en unidades lineales, construido a partir del AO, para garantizar la estabilidad con un margen de ganancia mínimo de 20 dB.

$$MG = 20 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow A \quad f_0 \quad (\phi_L = 180^\circ) = 10^4 \text{ Hz},$$

$$L(f_0) = A - 1/\beta = -20 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\beta} = A(f_0) + 20 \text{ dB} = 60 \text{ dB} = 1000$$

$$\Rightarrow G_{\min} \approx \frac{1}{\beta} = 1000,$$

2.e Si utiliza la técnica de compensación por desplazamiento de polo, indique qué polo desplazaría, y a qué frecuencia, para compensar el circuito con un margen de fase de 45° , si el amplificador realimentado tiene una ganancia de 100 a frecuencias medias. Dibuje el diagrama de Bode del módulo de la ganancia del amplificador compensado, $|A_c|$.

* Se desplaza el polo de más baja frecuencia, f_1 , a menor f , y se introduce un cero a f_1 para cancelar el polo.

$$* \quad G = 100 \Rightarrow \frac{1}{\beta} = 40 \text{ dB}$$

Buscamos A_c (compensada) para obtener $MF = 45^\circ$

$$\Rightarrow \text{buscamos } f^* / \phi_{A_c}(f^*) = -180^\circ + MF = -135^\circ$$

$$\Rightarrow f^* = 10^3 \text{ Hz}$$

$$\text{A } f^* \text{ imponemos que } L_c(f^*) = A_c(f^*) - \frac{1}{\beta} = 0 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow A_c(f^*) = \frac{1}{\beta} = 40 \text{ dB}$$

* Desde $(10^3 \text{ Hz}, 40 \text{ dB})$, dibujamos recta de pendiente -20 dB/dec que corte la ganancia $A_m = 100 \text{ dB}$ en

$$f_p = f_1 / 10^{\frac{A_m - A_c(f^*)}{20}} = 10^3 \text{ Hz} / 10^3 = 1 \text{ Hz}$$

|A|

|A_c|

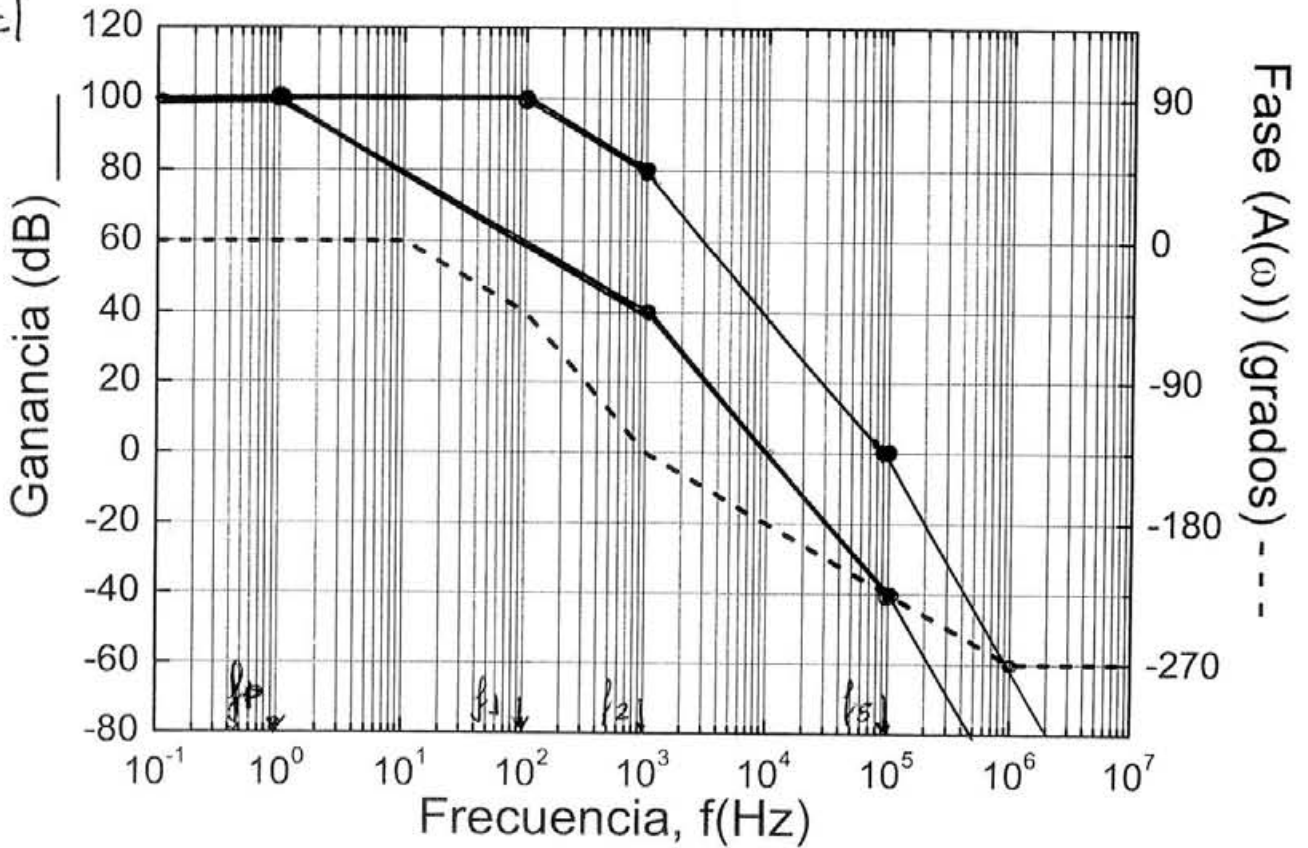
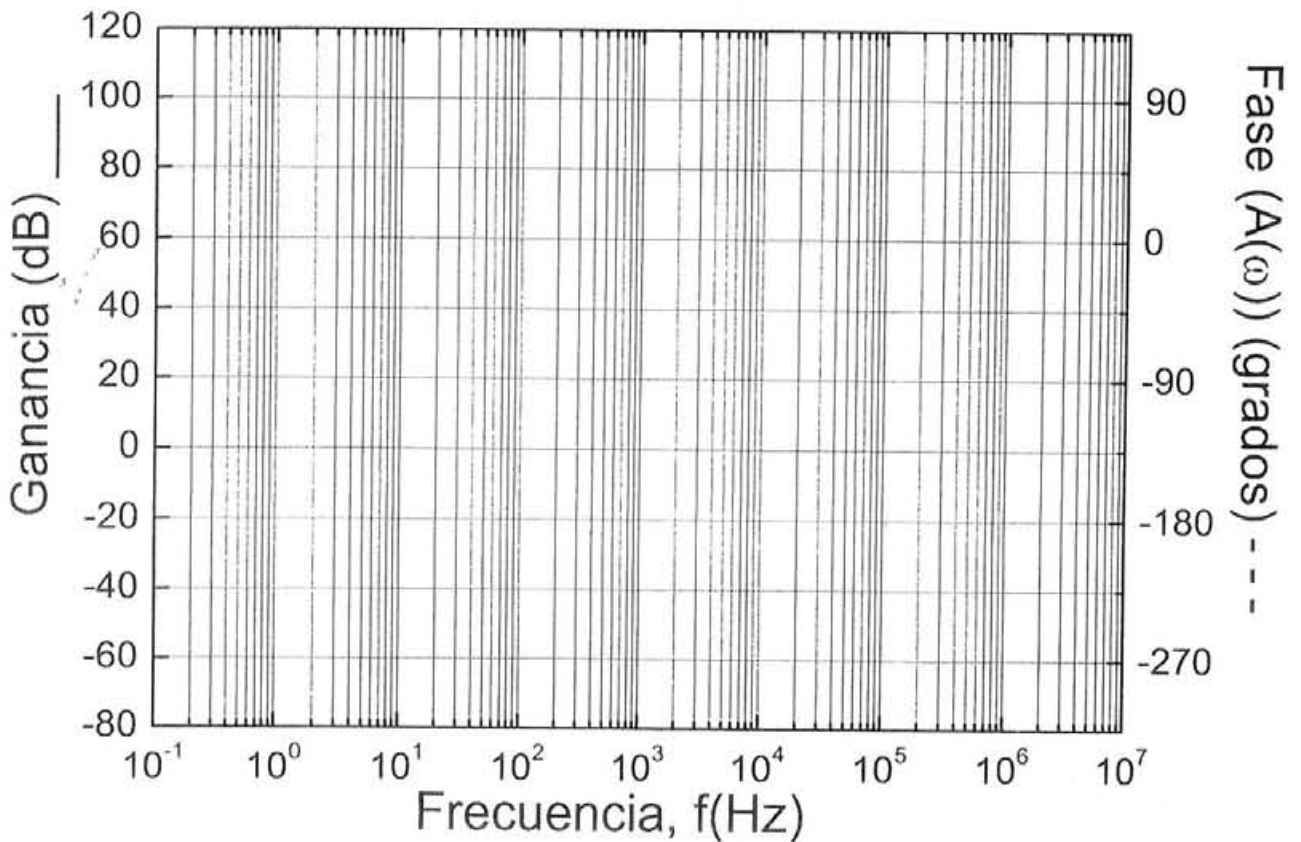


Figura 2



PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

El circuito de la figura 3 representa un oscilador sinusoidal. Los amplificadores de tensión, de ganancia A_1 y A_2 son ideales.

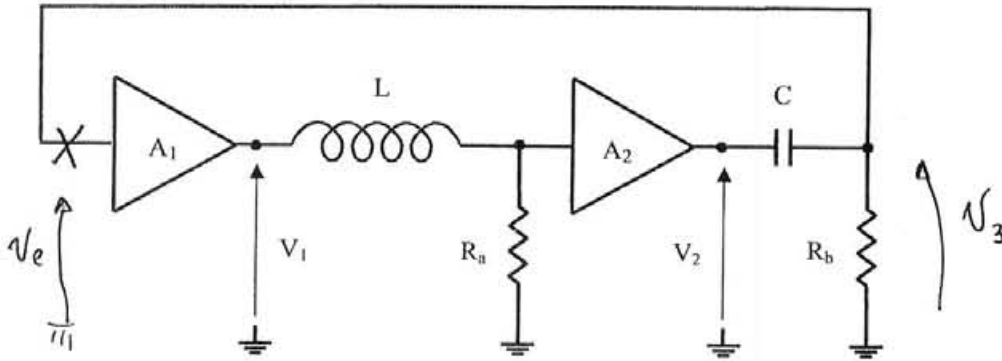


Figura 3

3.a Obtenga la expresión de la ganancia en lazo abierto, $T(\omega)$.

• Se abre el lazo en un punto con $Z_{in} = \infty$, p. ej, en la entrada de $A_1 \Rightarrow T(\omega) = V_3/V_e = V_3/V_2 \cdot V_2/V_1 \cdot V_1/V_e$

$$V_3/V_2 = \frac{R_b}{R_b + 1/j\omega C} ; \quad V_2/V_1 = A_2 \cdot \frac{R_a}{R_a + j\omega L} ; \quad V_1/V_e = A_1$$

$$T(\omega) = A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{j\omega R_b \cdot C}{(1 + j\omega R_b C)(R_a + j\omega L)} = \frac{A_1 A_2 \cdot j\omega R_a R_b C}{(R_a - \omega^2 R_b L C) + j\omega(L + R_a R_b C)}$$

3.b Obtenga la expresión de la pulsación de oscilación, ω_0 .

Criterio de Barkhausen: $T(\omega_0) = 1$

Anulando la parte real del denominador de $T(\omega_0)$:

$$R_a - \omega_0^2 R_b L C = 0 \Rightarrow$$

$$\boxed{\omega_0 = \sqrt{\frac{R_a/R_b}{LC}}}$$

3.c El amplificador de ganancia A_2 se realiza con una A.O. en configuración de seguidor ($A_2 = 1$). Determine la condición que debe cumplir la ganancia A_1 para mantener la oscilación.

$$T(\omega_0) = \frac{A_1 \cdot j\omega_0 R_a R_b C}{j\omega_0 (L + R_a R_b C)} = 1$$

$$\Rightarrow \left[A_1 = \frac{L + R_a R_b C}{R_a R_b C} = 1 + \frac{L}{\underbrace{R_a R_b C}_{>0}} \right]$$

A_1 debe ser un amplificador de ganancia positiva y mayor que la unidad.

3.d Calcule el valor de la inductancia L para que el circuito oscile a una frecuencia $f_0 = 1$ MHz.

$$\omega_0^2 = \frac{R_a/R_b}{LC} = \frac{1}{LC}$$

DATOS:

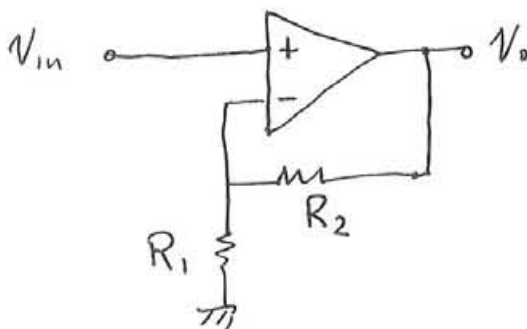
$$R_a = R_b = 1\text{K}\Omega$$

$$C = 100\text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 10^6 \text{ rad/s})^2 \times 10^{-10} \text{ F}} = 0.25 \text{ mH}$$

3.e El amplificador A_1 se hace con un A.O. ideal y dos resistencias R_1 y R_2 , siendo la resistencia de realimentación $R_2 = 2.5\text{ K}\Omega$. Dibuje el circuito necesario y obtenga el valor de R_1 .

Del apartado 3.c: $A_1 = 1 + \frac{L}{R_a R_b C} \Rightarrow$ conf. no inversora



$$A_1 = V_o/V_{in} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$1 + \frac{L}{R_a R_b C} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

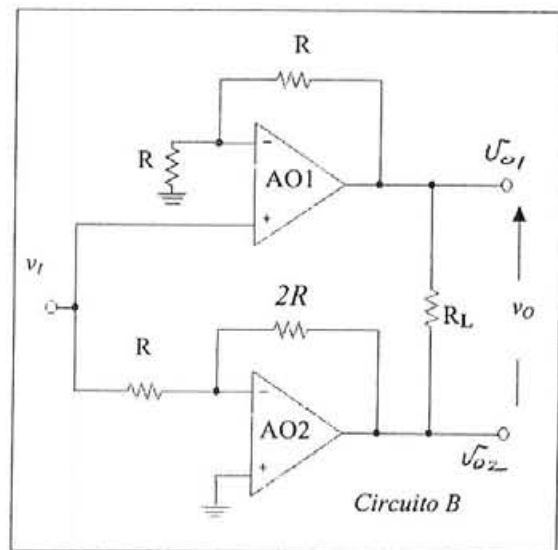
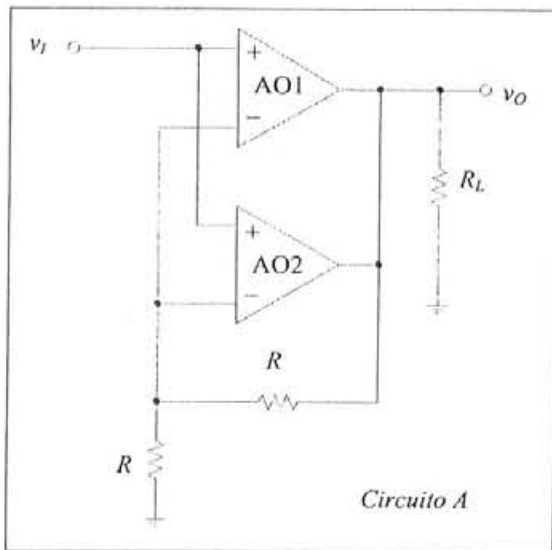
$$\frac{0.25 \times 10^{-3} \text{ H}}{10^3 \times 10^3 \times 10^{-10} \text{ F} \cdot \bar{\Omega}^2} = \frac{2.5 \text{ K}\Omega}{R_1}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_1 = 1\text{K}\Omega}$$

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

Se construyen los circuitos A y B representados en las figuras, cada uno basado en dos AO de potencia, que desarrollan su potencia en la carga R_L . En cada circuito, se alimentan los AO con dos fuentes de tensión, de valores $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$.

Los AO tienen etapas de salida en clase AB, con $R_i = \infty$, $R_o = 0$, ganancia infinita, tensiones de saturación de 1 V (es decir, la máxima amplitud de la tensión que se puede alcanzar a la salida de un AO es de $|V_{CC}-1|$ voltios) y máxima corriente de salida I_{AOmax} .



4.a Indique en cada caso la configuración del circuito de potencia y determine su ganancia de tensión.

Circuito A *Configuración de A.O. de potencia en paralelo*

$$\frac{v_o - v_i}{R} = \frac{v_i}{R} ; 2v_i = v_o ; G_V = \frac{v_o}{v_i} = \underline{\underline{2}}$$

Circuito B *Configuración de A.O. de potencia en puente. (AO1 ^{inv} inverter, AO2 ^{inv} inverter)*

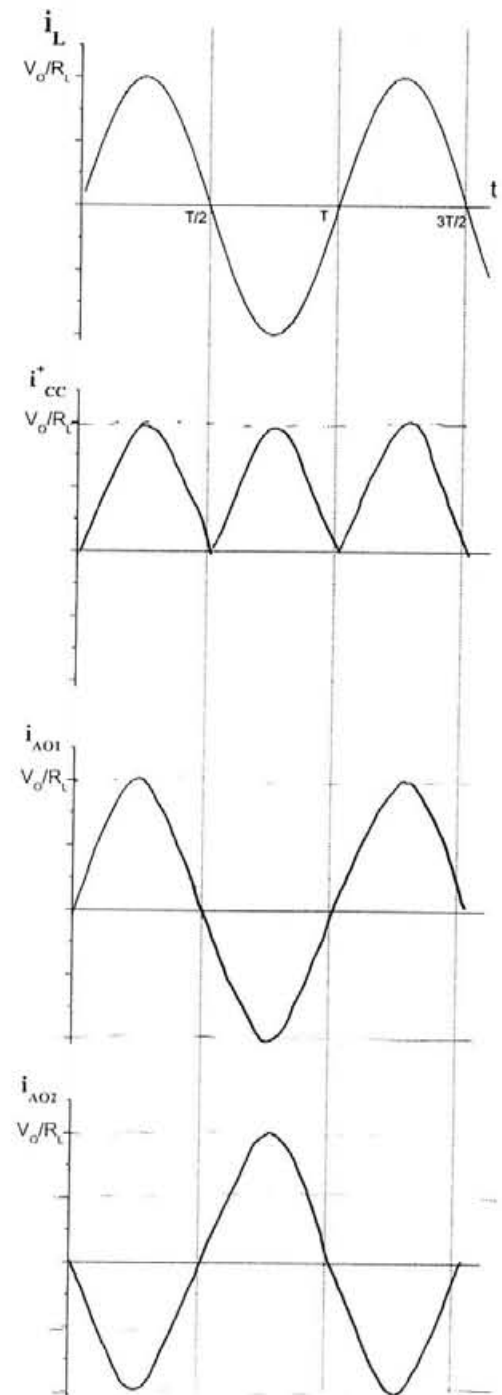
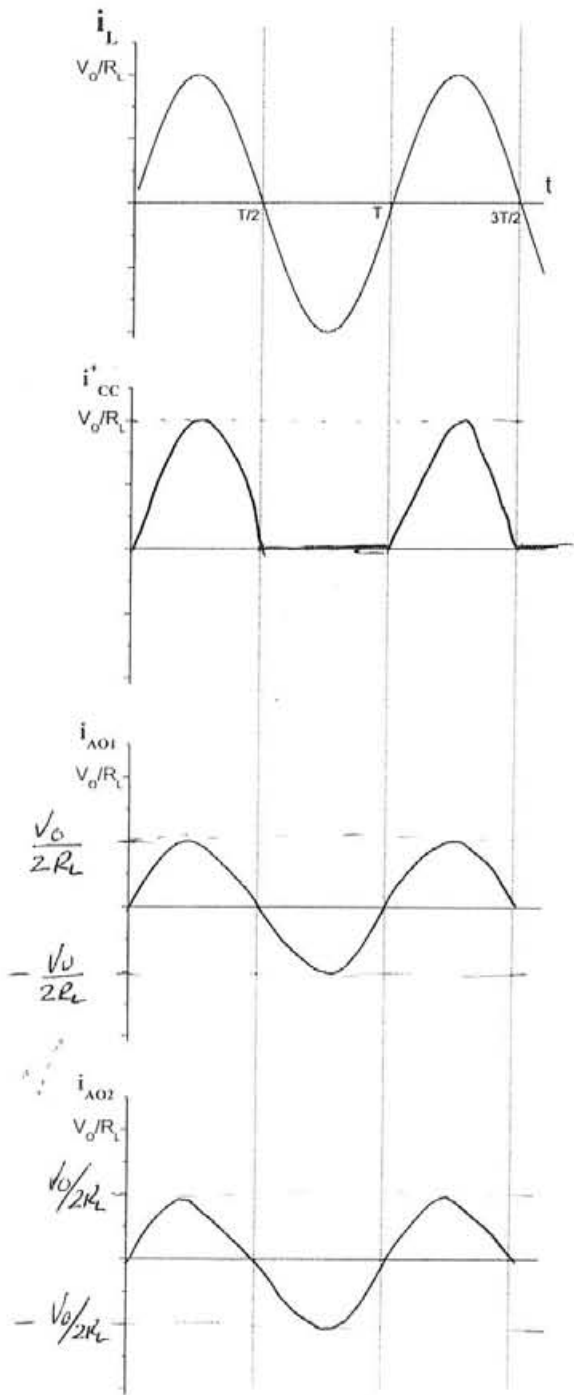
$$v_o = v_{o1} - v_{o2} = v_i \left(1 + \frac{R}{R}\right) - v_i \left(-\frac{2R}{R}\right) = 2v_i + 2v_i = 4v_i.$$

$$G_V = \frac{v_o}{v_i} = \underline{\underline{4}}$$

4.b Los circuitos procesarán señales senoidales. A partir de la corriente que circula por la resistencia de carga, i_L , representar para cada uno de los circuitos la corriente suministrada por la fuente $+V_{CC}$, i_{CC+} , y las corrientes a la salida de cada operacional, i_{AO1} e i_{AO2} , respectivamente.

CIRCUITO A

CIRCUITO B



4.c Suponga que $V_{CC} = 15\text{ V}$ e $I_{A0\text{max}} = 1.5\text{ A}$. ¿Es posible desarrollar con el circuito A una potencia de 49 W en $R_L = 8\ \Omega$? ¿Y con el circuito B? Razone las respuestas. Calcule la máxima potencia que se puede obtener en dicha R_L , $P_{L\text{max}}$, con cada circuito.

Para entregar una potencia de 49 W , es necesario una tensión (v_o) en la carga de:

$$P_L = \frac{v_o^2}{2R_L} \rightarrow v_o = \sqrt{2R_L P_L} = 28\text{ V}$$

CIRCUITO A

Como cada A.O. es capaz de dar una tensión a la carga de $(V_{CC} - 1) = 14\text{ V}$, al estar en paralelo esa es la tensión v_o por lo que es imposible entregar 49 W a la R_L de $8\ \Omega$. LIMITACIÓN DE TENSIÓN

En consecuencia la potencia máxima que puede entregarse será:

$$P_{L,A} = \frac{1}{2} \frac{V_{o\text{max}}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{14^2}{8} = \underline{\underline{12,25\text{ W}}}$$

CIRCUITO B

En este caso la máxima excursión de v_o (configuración en puente) es: $2/V_{CC} = 28\text{ V}$, justo la requerida para entregar los 49 W a la carga; ahora bien esta tensión $v_{o\text{max}}$ implica poder entregar una $I_{o\text{max}}$

$$I_{o\text{max}} = \frac{v_{o\text{max}}}{R_L} = \frac{28}{8} = \underline{\underline{3,5\text{ A}}}$$

Como estamos ante una configuración en puente esta es la corriente que debe suministrar cada operacional, pero la $I_{OA\text{max}} = 1,5\text{ A}$ por lo que es imposible entregar 49 W con este circuito. LIMITACIÓN EN CORRIENTE

En consecuencia la máxima potencia que se puede entregar será:

$$P_{L,B} = \frac{1}{2} I_{L\text{max}}^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} I_{OA\text{max}}^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} (1,5)^2 \cdot 8 = \underline{\underline{9\text{ W}}}$$

JIT

1	2	3	4	T
	25	35	20	20
				100



**Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
18 de junio de 2007 16:00 Duración: 3 horas**

Apellidos SOLUCION
Nombre _____ DNI/PAS: _____

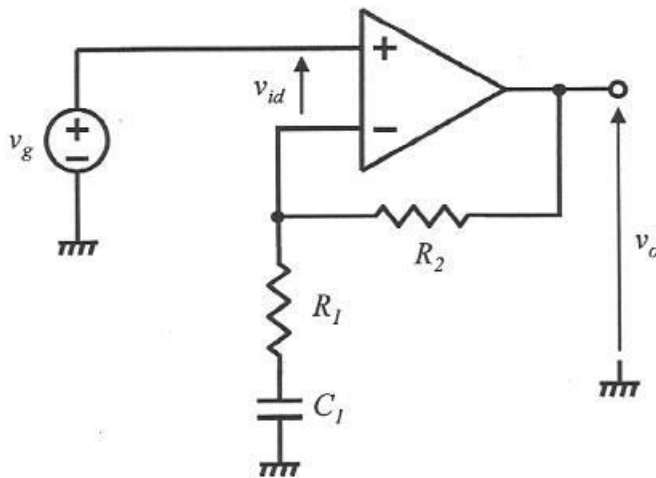
Fecha publicación de calificaciones: 25 de junio de 2007
Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042): 27 de Junio de 2007
Fecha de revisión (aula A-120): 29 de Junio de 2007, a las 12:00

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

El circuito de la Figura 1 emplea una realimentación negativa selectiva en frecuencia, lo que hace que su ganancia $G_v = v_o/v_g$ a frecuencias bajas ($\omega \rightarrow 0$) sea mucho menor que a frecuencias medias y altas ($\omega \rightarrow \infty$). Suponga en este problema que $A_d = (v_o/v_{id}) \rightarrow \infty$.

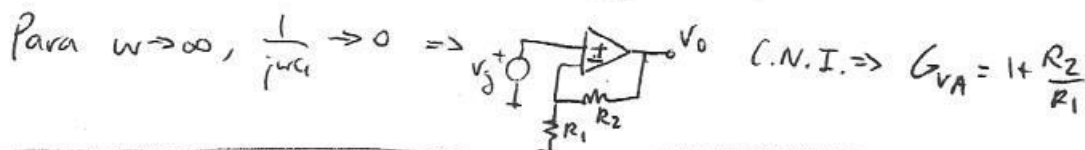
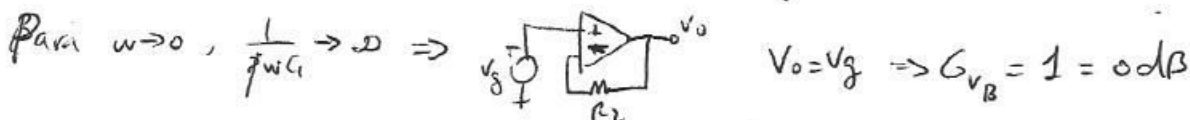


DATOS FIGURA 1:
▪ $R_2 = 9,9 \text{ K}\Omega$

Figura 1.

1. Considerando el comportamiento de C_1 en bajas y altas frecuencias obtenga la expresión de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ para $\omega \rightarrow 0$ y para $\omega \rightarrow \infty$. Calcule el valor de R_1 para que la ganancia a frecuencias altas sea 40dB superior a la ganancia a frecuencias bajas. (5 puntos)

Al haber R.N. y $A_d \rightarrow 0 \Rightarrow$ consideramos I.T.V. y S.C.



$$G_{VA, dB} = G_{VB, dB} + 40dB = 40dB \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 100 ; R_1 = \frac{R_2}{99}$$

$$40dB \Rightarrow 10^{\frac{40}{20}} = 100$$

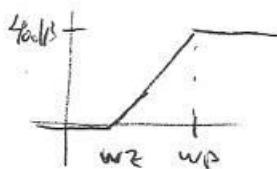
2. Obtenga la expresión de la ganancia $G_v(j\omega) = v_o/v_g$ y calcule el valor de C_1 que hace que la frecuencia de corte inferior sea de 1 kHz, usando el valor de R_1 calculado en el apartado anterior. (7 puntos)

Consideramos I.T.V. y S.C.

$$G_v(j\omega) = \frac{E_1 + Z_2}{Z_1} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega C_1 (R_1 + R_2) + 1}{j\omega C_1 R_1 + 1}$$

Como $\omega_z = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1}$

Por lo $\omega_p = \frac{1}{R_1 C_1}$



Si $\omega_z \ll \omega_p$ la frecuencia de corte la determina el polo

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 1kHz \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1} = 159 \mu F$$

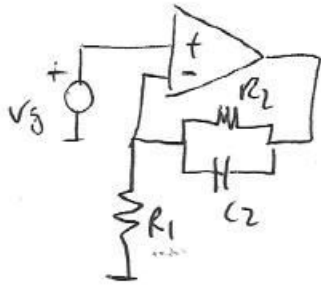
$$f_z = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C_1} = 10Hz = \frac{f_p}{100} \Rightarrow f_z \ll f_p \text{ 2 decadas de separación}$$

3. Para limitar la ganancia en alta frecuencia se introduce un condensador C_2 en paralelo con R_2 . Obtenga en este caso la expresión de la ganancia $G_{HFv}(j\omega) = v_o/v_g$ en alta frecuencia, expresión que tendrá la siguiente forma:

$$G_{HFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = A_{mid} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_p}\right)}$$

donde A_{mid} es una constante. Para ello, suponga que la reactancia de C_1 en esta región de alta frecuencia es despreciable frente a la que presenta R_1 . (8 puntos)

Aplicamos I.T.V. y S.C. y $\frac{1}{j\omega C_1} \ll R_1$
 El circuito nos queda



$$Z_2 = R_2 \parallel C_2 = \frac{R_2}{j\omega R_2 C_2 + 1}$$

$$G_v(j\omega) = \frac{R_1 + Z_2}{R_1} = \frac{R_1 + \frac{R_2}{j\omega R_2 C_2 + 1}}{R_1} = \frac{R_1 + j\omega R_1 R_2 C_2 + R_2}{R_1 (j\omega R_2 C_2 + 1)}$$

$$= \underbrace{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}_{A_{mid}} \frac{1 + j\omega C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

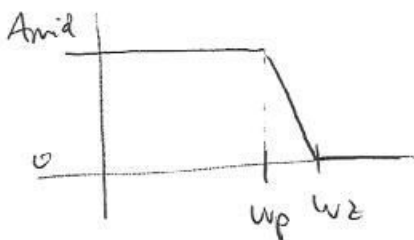
$A_{mid} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \rightarrow$ coherente con apartado 1 $A_{mid} = G_{VA} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

$$\omega_z = \frac{1}{C_2 (R_1 \parallel R_2)}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2}$$

4. A partir de la expresión de la ganancia obtenida en el apartado anterior, calcule el valor del condensador C_2 que impone una frecuencia de corte superior de 1 MHz. Para ello, use el valor de R_1 calculado en el apartado 1. **(5 puntos)**

Aplicando un razonamiento similar al del apartado 2, la frecuencia de corte la determina el polo si $\omega_z \gg \omega_p$



$$f_c = f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_2} = 16 \text{ pF}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_2) C_2} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \approx 100 \text{ kHz}$$

$f_z \gg 4 \text{ kHz}$

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

En la práctica del Laboratorio de Circuitos Electrónicos propuesta para el curso 2006/2007, uno de los módulos analógicos necesita el diseño e implementación de un amplificador no inversor de ganancia 40 dB, que se conectará a una etapa anterior (modelada como un generador de tensión v_g con impedancia de salida R_g) y que atacará a una etapa posterior cuya impedancia de entrada es R_L . Como solución válida, la pareja XM-1 propone el esquema mostrado en la Figura 2. En este problema estudiaremos dicha solución usando el método rápido de análisis de circuitos con realimentación negativa. Considere que la red β es la formada por las resistencias R_1 y R_2 .

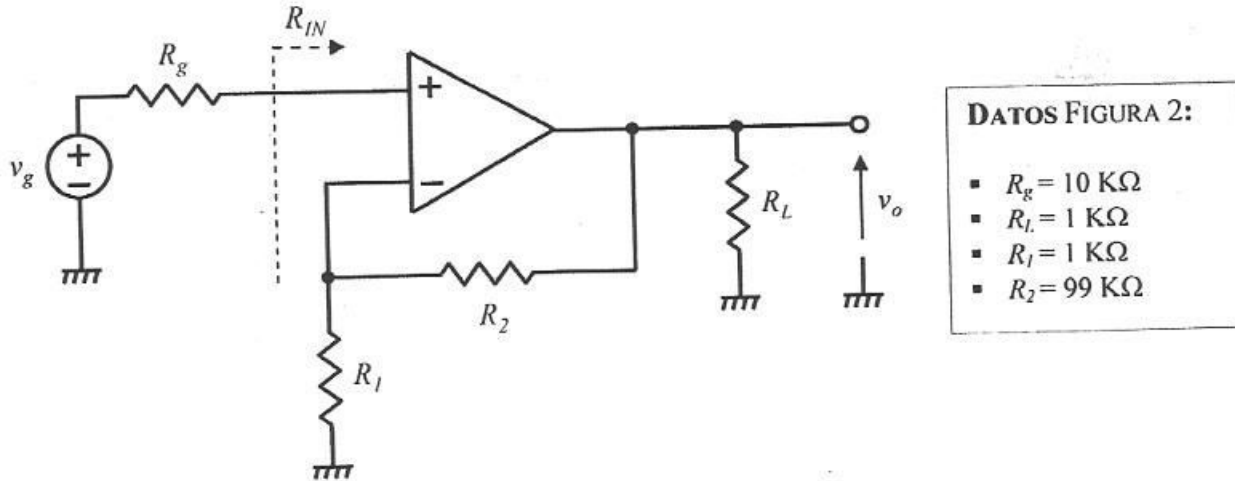


Figura 2.

Utilice el modelo del amplificador operacional en pequeña señal mostrado en la Figura 3.

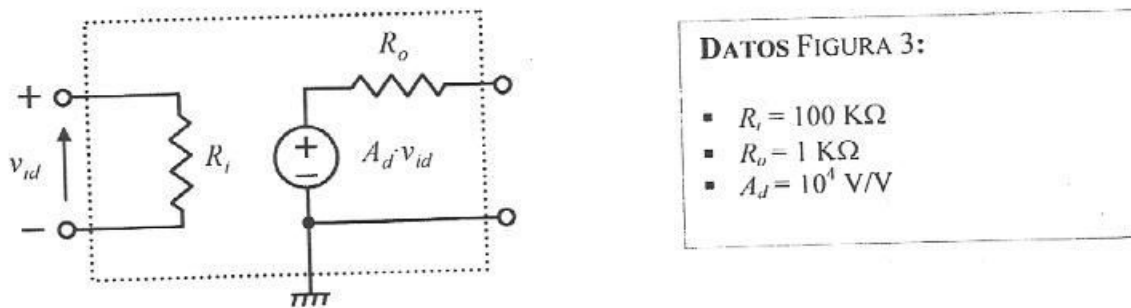
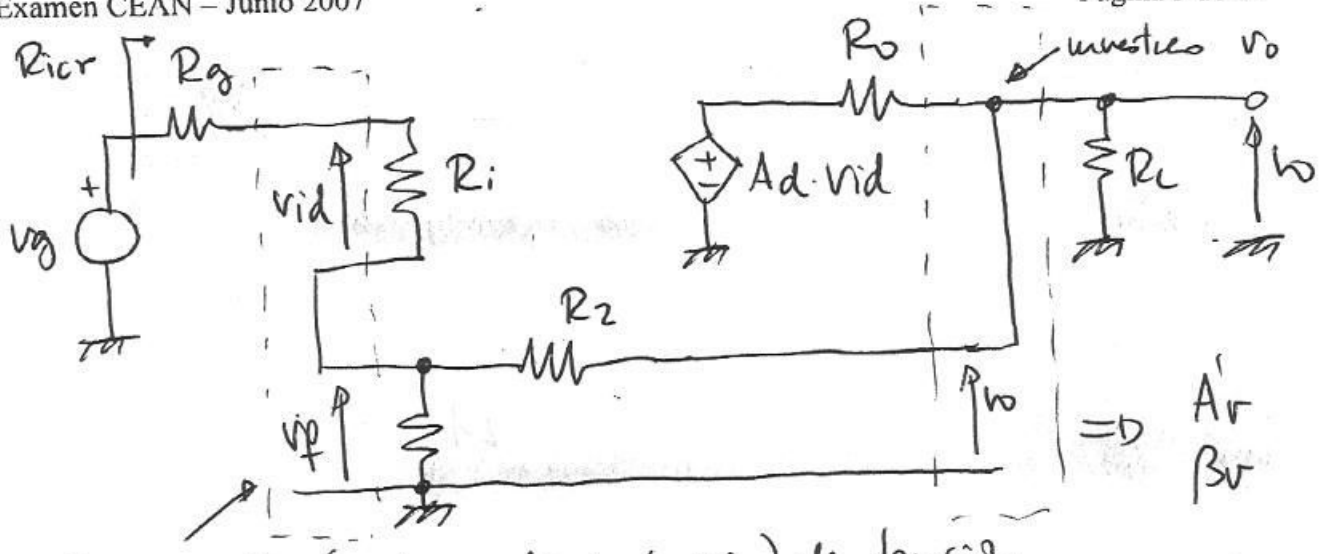


Figura 3.

1. Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del esquema de la Figura 2. Señale dónde se produce el muestreo y la comparación de señales (identificando claramente qué magnitudes entran en juego). Indique la topología de realimentación que ha identificado. (7 puntos)

* Topología

Conexión serie a la entrada, paralelo a la salida
 Muestreo de tensión, realimentación de tensión



Comparación (resta, realimentación) de tensión

2. Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. (4 puntos)

* Red β \rightarrow Ganancia de tensión β_V

$$\beta_V = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left[\frac{V}{V} \right]_{\text{adim.}}$$

$$\beta_V = 10^{-2} \left[\frac{V}{V} \right]$$

3. Obtenga la expresión de la función de transferencia directa A' que corresponda a la topología elegida, y calcule su valor, señalando claramente los efectos de carga considerados. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. (8 puntos)

* Efectos de carga de red β

\rightarrow En entrada $R_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} = R_1 \parallel R_2$ \rightarrow En salida $R_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_1=0} = R_1 + R_2$

* Red A' : A con efectos de carga de β , R_g y R_L

$$A'_V = \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o}{v_{id}} \cdot \frac{v_{id}}{v_g}$$

$$\frac{v_o}{v_{id}} = Ad \cdot \frac{R_L \parallel (R_1 + R_2)}{R_o + [R_L \parallel (R_1 + R_2)]}$$

$\frac{v_{id}}{v_g} = \frac{R_i}{-R_i + R_1 + R_2}$
|||
 $A'_V = \frac{R_i}{R_i + R_1 + R_2} \cdot Ad \cdot \frac{R_L \parallel (R_1 + R_2)}{R_o + [R_L \parallel (R_1 + R_2)]}$

* Cálculo: $R_i \gg R_1 + R_2$; $R_L \ll R_1 + R_2$

$A'_V \cong Ad \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} = 5000 \left[\frac{V}{V} \right]_{\text{adim.}}$

4. Verifique si el producto $A'\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa y calcule el valor de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ (4 puntos)

$A'v \cdot \beta v = 50$ * Adimensional, positivo y mucho mayor que 1
 \Rightarrow Buena desensibilización de G_v .

edice $\left[\frac{v}{v}\right]$
 $G_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{A'v}{1 + A'v \cdot \beta v} \approx \frac{1}{\beta} = 100$ (exacto $\Rightarrow G_v = 98$)
 $A'v \cdot \beta v \gg 1$

5. Calcule el valor de la impedancia R_{IN} mostrada en la Figura 2. (4 puntos)

* Conexión serie $\Rightarrow R_{icr} = (1 + A'v \cdot \beta v) \cdot R_{isr}$
↑
dibujo en aptdo. 1 ↑
en aptdo. 3

$R_{isr} = R_g + R_i + (R_1 || R_2) \approx R_i \Rightarrow R_{icr} \approx 5,1 \text{ M}\Omega$

* $R_{icr} = R_{IN} + R_g \Rightarrow R_{IN} = R_{icr} - R_g \approx R_{icr} = 5,1 \text{ M}\Omega$
 $R_i \gg R_g \cdot (R_1 || R_2)$

6. Uno de los miembros de la pareja XM-1 desea escuchar una señal de audio procedente de un reproductor mp3 conectado al circuito de la Figura 2 (actuando el reproductor mp3 como generador de tensión v_g con una impedancia de salida R_g), para lo cual conecta a la salida v_o unos auriculares cuya impedancia es $R_L = 8\Omega$ (lo que es un grave error conceptual). En este apartado deseamos estudiar los efectos de dicha acción, para lo que se le pide que: (8 puntos)

- a. Calcule el valor del producto $A'\beta$. Discuta qué implicación tendrá el valor obtenido en cuando a la desensibilización de la ganancia final del circuito con respecto a las características del amplificador operacional.

* Cambia $A'v = 80 \Rightarrow A'v \beta v = 0,8$ βv no cambia
 $A'v \beta v \ll 1 \Rightarrow G_v$ dependerá fuertemente de las características del AO (no conseguiremos la desensibilización adecuada de G_v)

- b. Calcule la nueva ganancia $G_v = v_o/v_g$.

$G_v = \frac{A'v}{1 + A'v \beta v} = 44,4$

- c. Calcule la nueva impedancia R_{IN} .

$R_{IN} = R_{icr} - R_g = 170 \text{ k}\Omega$
 $R_{icr} = R_{isr} (1 + A'v \beta v) \approx 180 \text{ k}\Omega$

- d. Si el reproductor mp3 genera una señal sinusoidal de amplitud 10mV, y el amplificador operacional tiene una corriente máxima de salida de 20mA, discuta qué implicación tendrá la conexión de los auriculares en la salida del operacional.

* Si $G_v = 44,4 \Rightarrow$ Amplitud de señal de salida será $V_o = G_v \cdot V_I = 0,44 \text{ V}$
 $\sqrt{2}$
6-b

con lo que la corriente por R_L tendrá un valor máximo de $I_{Lmax} = \frac{V_o}{R_L} = 56 \mu\text{A} \Rightarrow$ La señal de salida estará limitada por la limitación de I_{omax} del A.O ($I_{omax} = R_L \cdot I_{omax}$)

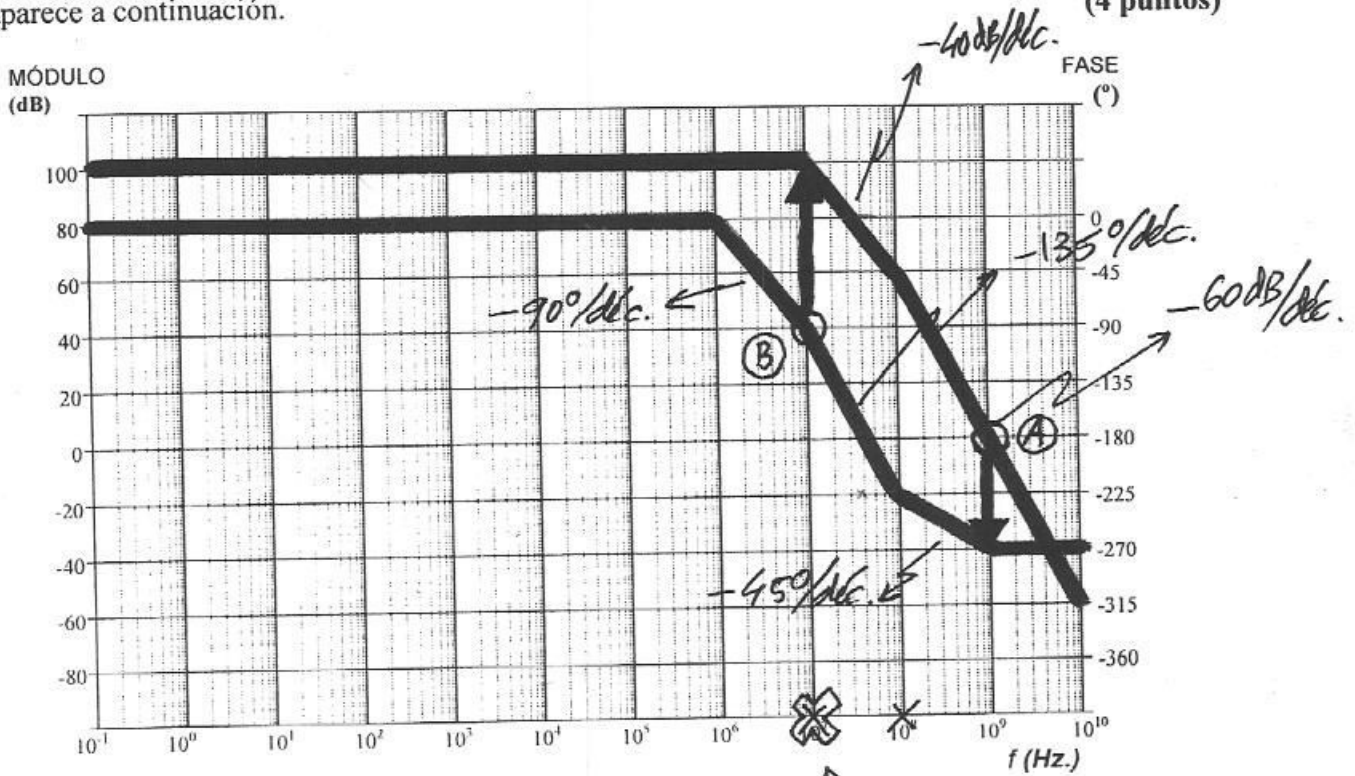
PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

Una vez diseñado un amplificador operacional, la función de ganancia diferencial presenta el siguiente aspecto:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_o}{v_+ - v_-} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10\text{MHz.}}\right)^2 \left(1 + j \cdot \frac{f}{100\text{MHz.}}\right)}$$

Indique claramente las pendientes de los tramos relevantes en los Diagramas de Bode que tiene que dibujar en este problema.

1. Dibuje el diagrama asintótico de Bode del módulo y de la fase de A_{vd} sobre la gráfica que aparece a continuación. (4 puntos)



$$A_{vd}(dB) = 20 \log_{10} 10^5 = 100 \text{ dB}$$

Influencia de polo doble

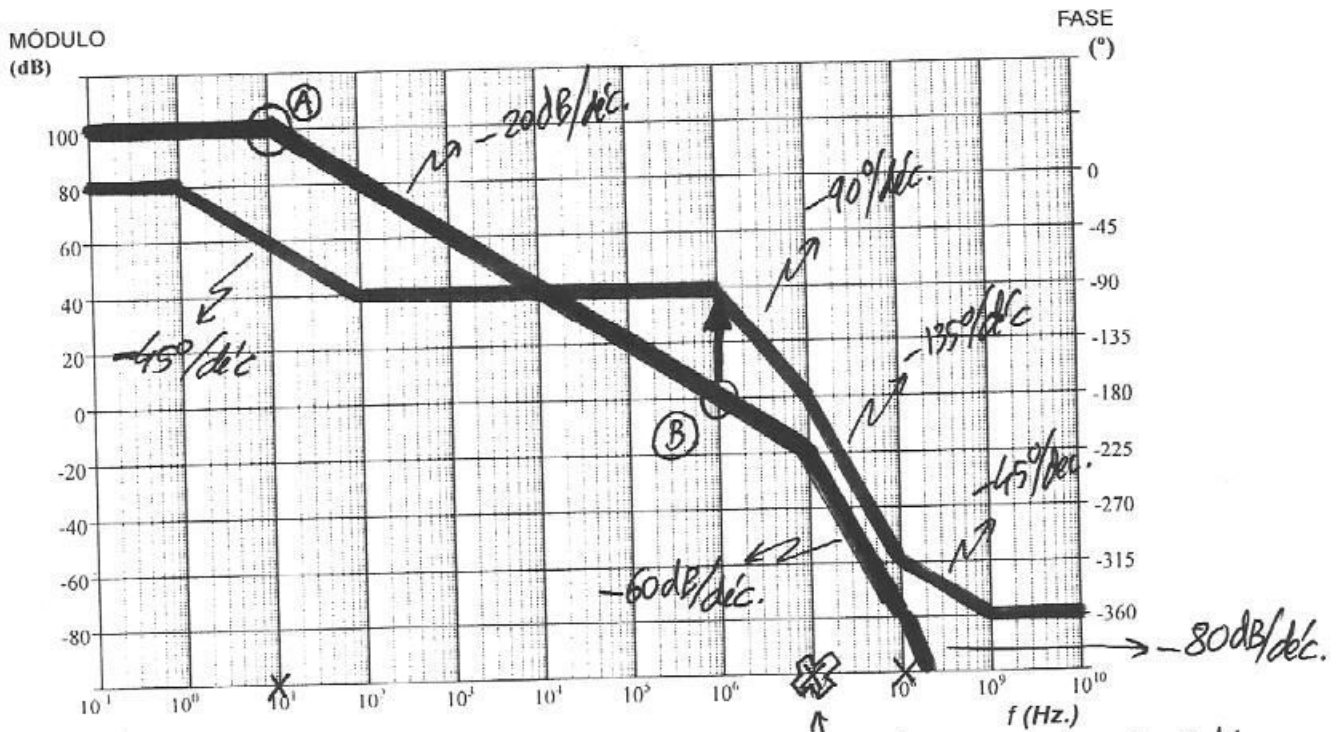
2. Asumiendo que este operacional será utilizado por los clientes para construir amplificadores seguidores de ganancia unidad, analice la estabilidad de dichos amplificadores buscando el margen de fase. A continuación, calcule dónde colocar un nuevo polo dominante para conseguir un sistema estable con un margen de ganancia de 20 dB (la gráfica del amplificador compensado se dibujará en el siguiente apartado) (4 puntos)

Para buscar el margen de fase busco el punto (A) en el diagrama en el cual el módulo se hace 1 (0 dB) y observo una fase de -270°, por lo que no me queda margen de fase para llegar a -180° (ya he sobrepasado esa fase). Por lo tanto, el sistema es inestable y, si se quiere, podemos decir que tenemos un margen de fase $MF = -270° - (-180°) = -90°$

Para calcular ese polo dominante, que supongo que a las frecuencias superiores a 10^6 Hz ya habrá introducido un desfase (retraso) de 90° , miro el punto (B) del diagrama, donde ahora tengo -90° (y luego tendré -180°). Esto ocurre en 10^7 Hz y tengo 100 dB de ganancia. Con el polo nuevo debo atenuar 100 dB (sobras) + 20 dB (M.G. deseados) = 120 dB. Por lo tanto, la influencia del nuevo polo tengo que notarla en $\boxed{f_{mp} = \frac{10^7 \text{ Hz}}{10^{\frac{120 \text{ dB}}{20 \text{ dB/déc.}}} = \frac{10^7 \text{ Hz}}{10^6} = 10 \text{ Hz}}$ lo cual coincido con un nuevo polo colocado en $\boxed{S_{mp} = -2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz}}$

Si no realizó el apartado anterior, asuma a partir de ahora que la ganancia A_{vd} tiene un nuevo factor en el denominador, de la forma $(1 + j \cdot \frac{f}{10 \text{ Hz}})$. ← ¡CORRECTO! →

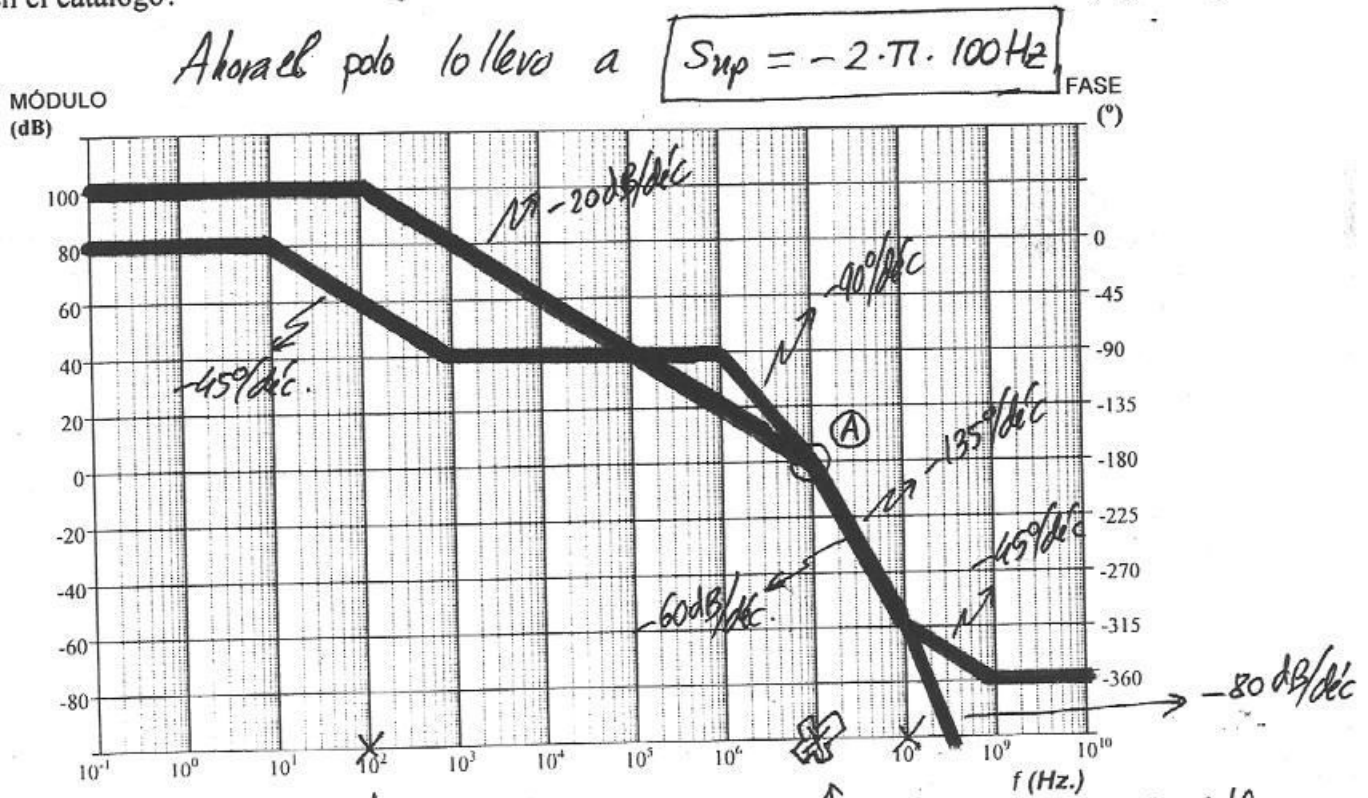
3. Sobre la gráfica que aparece a continuación, dibuje el nuevo diagrama asintótico de Bode del módulo y de la fase de la ganancia compensada. Indique cuál es el producto Ganancia x Ancho de Banda ($G \times BW$) del operacional así compensado y el margen de fase conseguido. (4 puntos)



Observando (A) $\boxed{G \times BW = 10^5 \cdot 10 \text{ Hz} = 10^6 \text{ Hz} = 1 \text{ MHz}}$

Observando (B) $\boxed{MF = -90^\circ - (-180^\circ) = 90^\circ}$ (ESTABLE)

4. Para mejorar el producto $G \times BW$ en un factor 10, se pide colocar el nuevo polo en una nueva posición. Sobre la gráfica que aparece a continuación, vuelva a dibujar el Diagrama de Bode para este caso. Si quisiésemos mantener un margen de ganancia de 20 dB en los amplificadores que realicen los clientes con nuestro operacional, ¿qué rango de ganancias deberemos prohibir en el catálogo? (4 puntos)



Ahora tengo $G \times BW = 10^5 \cdot 100 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz}$ (10 veces mejor)

Observando (A) veo que no tengo margen de ganancia ($M_G = 0 \text{ dB}$) en A. Por lo tanto β debe atenuar por lo menos los 20 dB que deseamos de M.G. como $G \Big|_{A\beta \gg 1} \rightarrow \frac{1}{\beta}$ Debo prohibir $G < 10$ ($G < 20 \text{ dB}$)

5. Si un cliente no respeta el rango de ganancias especificado en el apartado 4 y realimenta el amplificador operacional para hacer un amplificador seguidor, indique el margen de ganancia y el margen de fase que tendrá en ese caso. (4 puntos)

Como ya hemos comentado, para $\beta = 1$ (0 dB) el margen de ganancia de $A \cdot \beta \Big|_{\beta=1}$ es 0 dB (ver punto A). Ese mismo

punto nos dice que el margen de fase es también nulo ($M_F = 0^\circ$). Teóricamente, el buffer así construido oscilaría a 10^7 Hz (10 MHz). (Habría que considerar las discrepancias entre la función de transferencia real y la aproximación de Bode)

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

El circuito amplificador de la Figura 4 está basado en la estructura no inversora clásica a la que se ha añadido la resistencia R_3 con el fin de eliminar el efecto de las corrientes de polarización en la entrada del amplificador operacional (A.O.). El condensador C es necesario para bloquear cualquier componente en continua que aparezca en la entrada (considere durante el problema que la capacidad C es infinitamente grande).

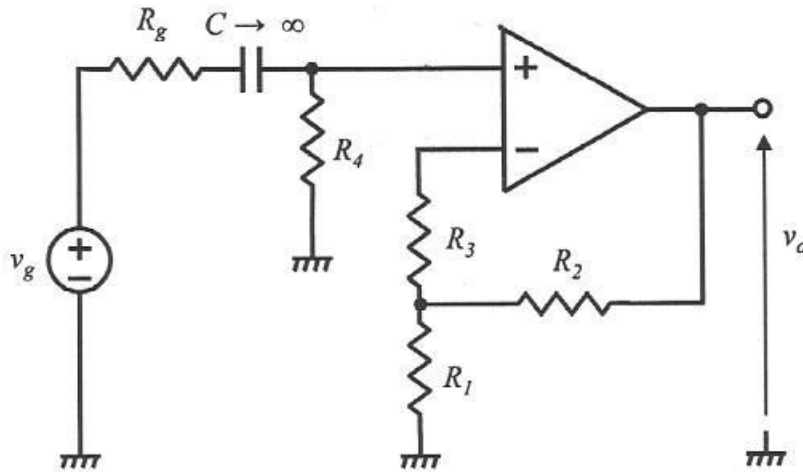


Figura 4.

1. Considerando el A.O. ideal, obtenga la expresión de la ganancia del circuito, $G_v = v_o/v_g$. (5 puntos)

El condensador bloquea la continua, comportándose, sin embargo, como un c.c. para la señal; $I_{R_3} = 0$;

A.O. ideal: $\begin{cases} V_+ = v_g \cdot \frac{R_4}{R_g + R_4} \\ V_- = v_o \cdot (1 + R_2/R_1) \end{cases}$; $V_+ = V_- \Rightarrow$

$$G_v = v_o/v_g = \frac{R_4}{R_4 + R_g} (1 + R_2/R_1)$$

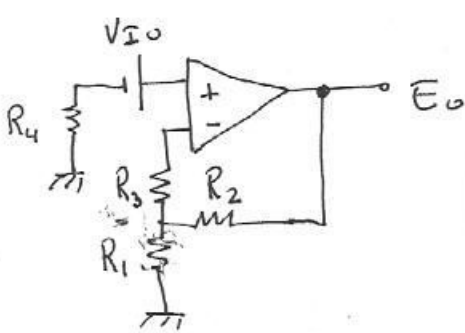
2. Obtenga la expresión de la tensión de salida v_o si el A.O. es ideal salvo por la existencia de una tensión de offset en la entrada de valor V_{IO} . (5 puntos)

$v_o = G_v \cdot v_g + E_o$; $E_o \equiv$ ruido DC producido por V_{IO} .

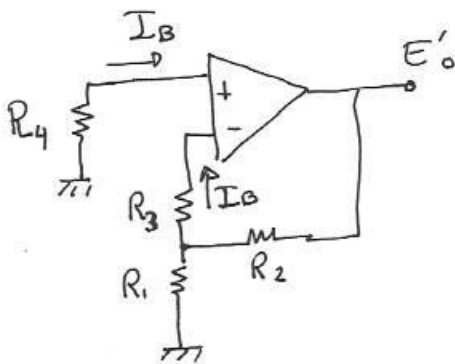
Aplicando superposición:

$V_+ = V_{IO}$
 $V_- = v_o (1 + R_2/R_1) \Rightarrow E_o = V_{IO} \cdot (1 + R_2/R_1)$

$$v_o = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_g} \right) (1 + R_2/R_1) \cdot v_g + V_{IO} \cdot (1 + R_2/R_1)$$



3. Suponga ahora que el A.O. es ideal salvo por la existencia de unas *corrientes de polarización en las entradas inversora y no inversora*, iguales y de valor I_B . Si las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 cumplen cierta relación, se compensará el efecto de dichas corrientes de polarización, por lo que la tensión de salida será $v_o = 0V$, con lo que podemos considerar que R_1 , R_2 actúan como si estuvieran en paralelo. Ayudándose de esta consideración, obtenga el valor de R_3 en función de R_1 , R_2 y R_4 . **(5 puntos)**



• El efecto de I_B se cancela en la salida si ambas entradas del A.O. "ven" la misma impedancia en D.C.
 $\rightarrow V_+ : R_4$ (en D.C, C es un c.a.)
 $V_- : R_3 + R_1 // R_2$

$E'_o \equiv$ ruido DC producido en la salida por I_B

$$R_4 = R_3 + R_1 // R_2$$

Será nulo si se cumple \rightarrow

$$\boxed{R_3 = R_4 - R_1 // R_2}$$

4. Con el circuito de la Figura 4 se diseña un amplificador con ganancia de tensión $G_v = v_o/v_g = 50$, y en la entrada se le aplica una señal sinusoidal con 100 mV de amplitud. Si el A.O. tiene un *Slew-Rate* de 0,5 V/ μ s, obtenga la máxima frecuencia de la señal de entrada que producirá una señal de salida sin distorsión. **(5 puntos)**

entrada: $V_g(t) = 100 \times 10^{-3} \cdot \text{sen } \omega t$ (V)

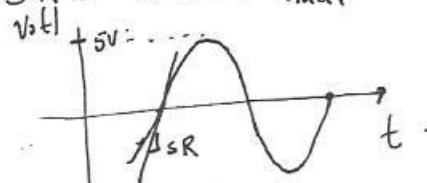
salida: $V_o(t) = G_v \times V_g(t) = 5 \text{ sen } \omega t$ (V)

máxima pendiente en la salida (señal sinusoidal):

$$\left. \frac{dV_o(t)}{dt} \right|_{\max} = 5 \omega \cos \omega t \Big|_{\max} = 5 \cdot \omega = 5 \times 2\pi \cdot f$$

• La frecuencia pedida se obtiene igualando la pendiente máxima en la salida sinusoidal y el S.R.

$$SR = 5 \times 2\pi \times f_{\max} \Rightarrow f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \times 5V} = \frac{0.5 \times 10^6 \text{ V/s}}{2\pi \times 5V}$$



$$\boxed{f_{\max} = 15.9 \text{ KHz}}$$

1	2	3	4	T	
	25	30	25	20	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.

EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

13 de septiembre de 2007 8:00 h. Duración: 3 horas

Apellidos _____

SOLUCION

Nombre _____

DNI/PAS: _____

Fecha publicación de calificaciones:

21 de septiembre de 2007

Fecha límite solicitud de revisión (en el B-042):

28 de septiembre de 2007

Fecha de revisión (aula A-102 L4):

2 de octubre de 2007, a las 12:00 horas

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

Disponemos del amplificador de audio de la Figura 1 basado en un amplificador operacional realimentado negativamente. Podemos suponer que la ganancia en lazo abierto del A.O. tiende a infinito ($A_v \rightarrow \infty$).

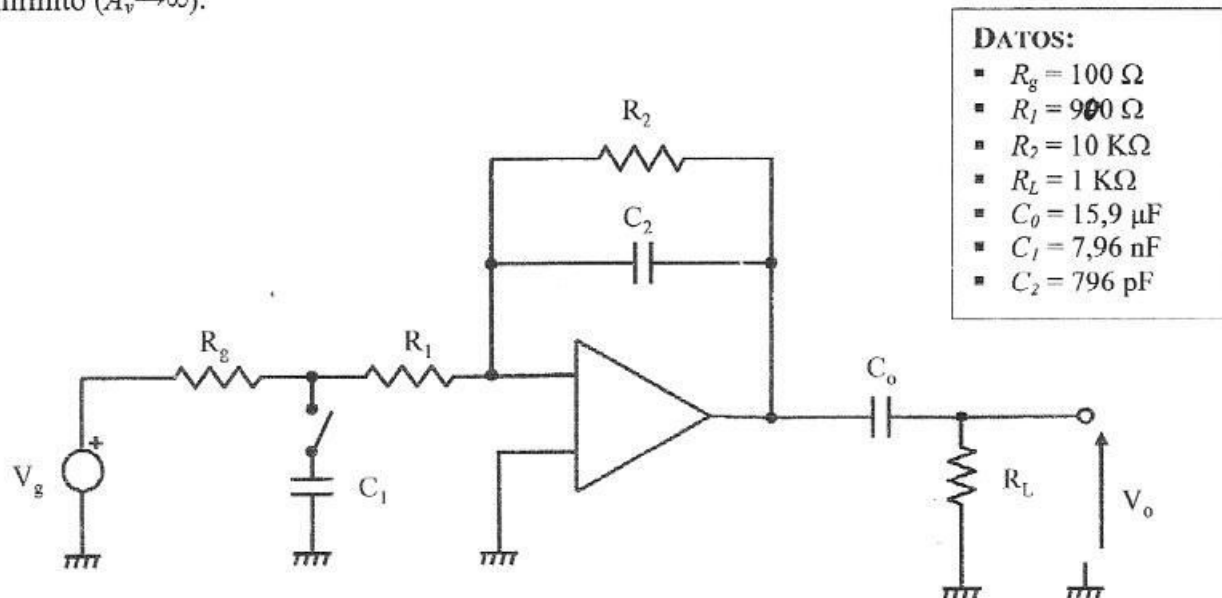


Figura 1.

1. Complete el dibujo de la Figura 1 añadiendo los signos + y - a las entradas del AO, y justificando su elección. (2 puntos)

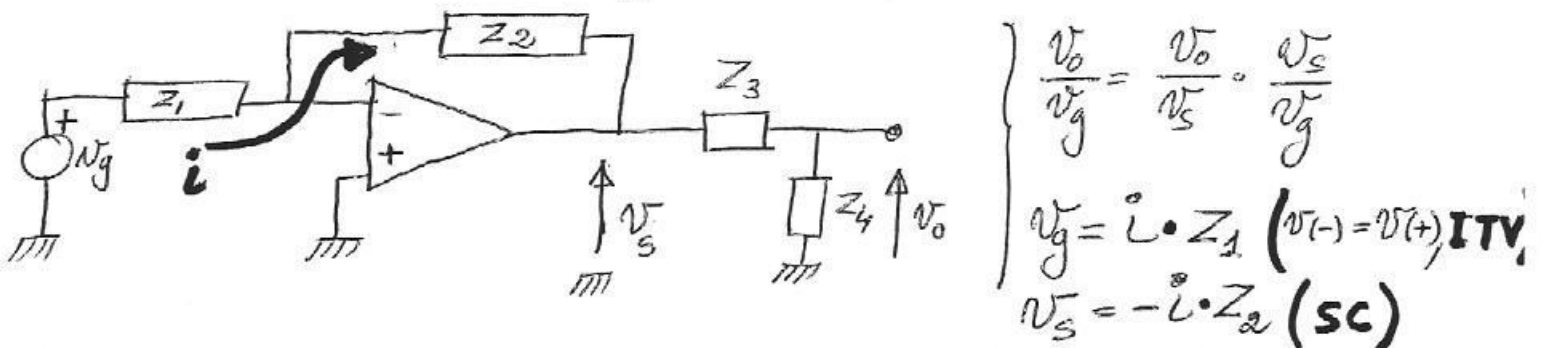
La patilla inversora (-) es la de arriba para que la realimentación a través de R_2 (y C_2) sea negativa.

2. Indique las dos condiciones que permiten asumir igualdad de tensión entre las bornas de entrada del AO. (3 puntos)

La primera condición es $A_v \rightarrow \infty$, pero ella sola no basta ya que necesita la segunda condición que es la existencia de Realimentación Negativa (RN). Por tanto: **RN** con $A_v \rightarrow \infty \Rightarrow$ Igualdad de Tensiones

3. Obtenga la expresión de la ganancia $G_v(j\omega) = v_o/v_g$ suponiendo que C_1 no está conectado y dibuje el diagrama de Bode de su módulo y fase. Indique las frecuencias de corte inferior y superior. (8 puntos)

La anterior Igualdad de Tensiones es Virtual (ITV) porque no se debe a que las entradas (+) y (-) sean el mismo nodo. Es una ITV creada por la RN y $A_v \rightarrow \infty$ entre dos puntos entre los que físicamente hay cierta resistencia no nula (la R_i del A.O.), lo que hace que por las entradas del AO no entre ni salga corriente debida a las señales que maneja el A.O. Es pues una **ITV(SC)** donde SC (Sim Corriente) significa lo siguiente:



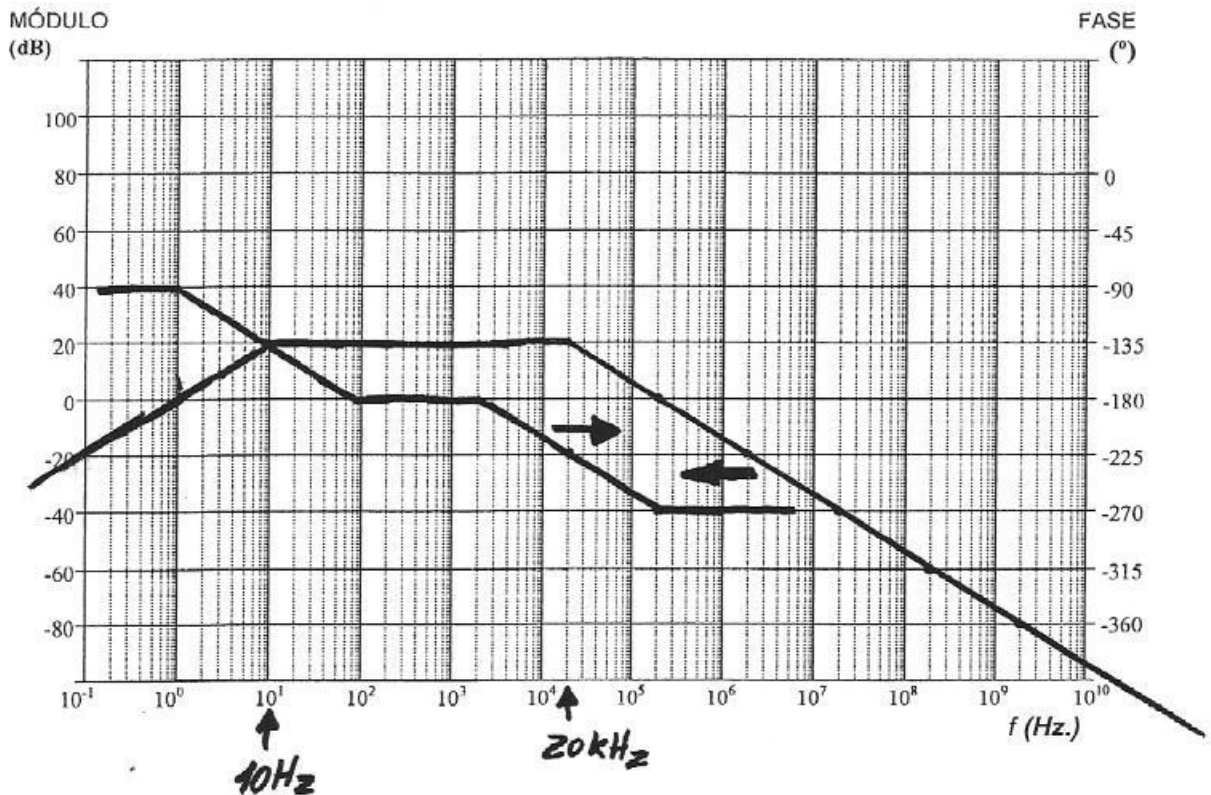
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \quad \text{y} \quad \frac{v_s}{v_g} = -\frac{Z_2}{Z_1} \Rightarrow \frac{v_o}{v_g} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}$$

$$v(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = \frac{-R_2}{R_g + R_1} \times \frac{j\omega C_0 R_L}{1 + j\omega C_0 R_L} \times \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 20 \text{ KHz}$$

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi R_L C_0} = 10 \text{ Hz}$$

$$\left\{ \begin{aligned} Z_1 &= R_g + R_1 \\ Z_2 &= \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \\ Z_3 &= 1/j\omega C_0 \\ Z_4 &= R_L \end{aligned} \right.$$



4. Conectamos el condensador C_1 para eliminar componentes de alta frecuencia. Estime las frecuencias de corte superior e inferior utilizando el método de las constantes de tiempo. Indique en cada caso si aplica el método de las constantes en circuito abierto o en cortocircuito.

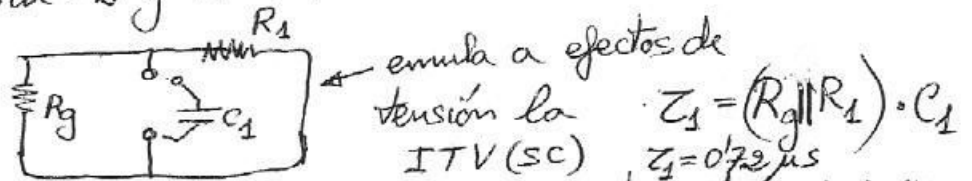
Para la frecuencia de corte inferior f_{ci} sólo interviene C_0 que es el único que introduce un cero en $\omega \rightarrow 0$. Con $A_v \rightarrow \infty$ y R_N , la Z_{OCR} del AO será: $Z_{OCR} = Z_{OSR} / (1 + A_\beta) = Z_{OCR} / (1 + \infty) \rightarrow 0$ y C_0 "ve" este circuito

(7 puntos)

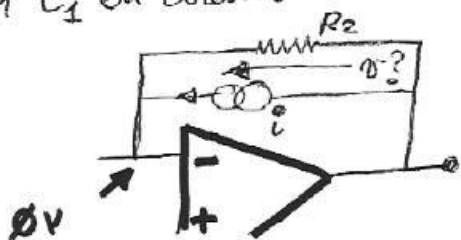
$$\tau_1 = C_0 R_L \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{C_0 R_L} \Rightarrow f_{ci} = \frac{1}{2\pi \tau_1}$$

$f_{ci} = 10 \text{ Hz}$

Para estimar f_{cs} sumamos los τ_i de C_1 y C_2 . Con C_2 en circuito abierto el A.O. tiene R_N a través de R_2 y tiene $A_v \rightarrow \infty \Rightarrow v(+) = v(-) = 0$ luego C_1 "ve" este circuito:



Con C_1 en circuito abierto el A.O. sigue teniendo R_N y como tiene $A_v \rightarrow \infty \Rightarrow v(-) = 0$. Si C_2 inyectase i "verría" $v = i R_2$ (la tensión de salida del AO bajaría a $-i R_2$ voltios, luego:

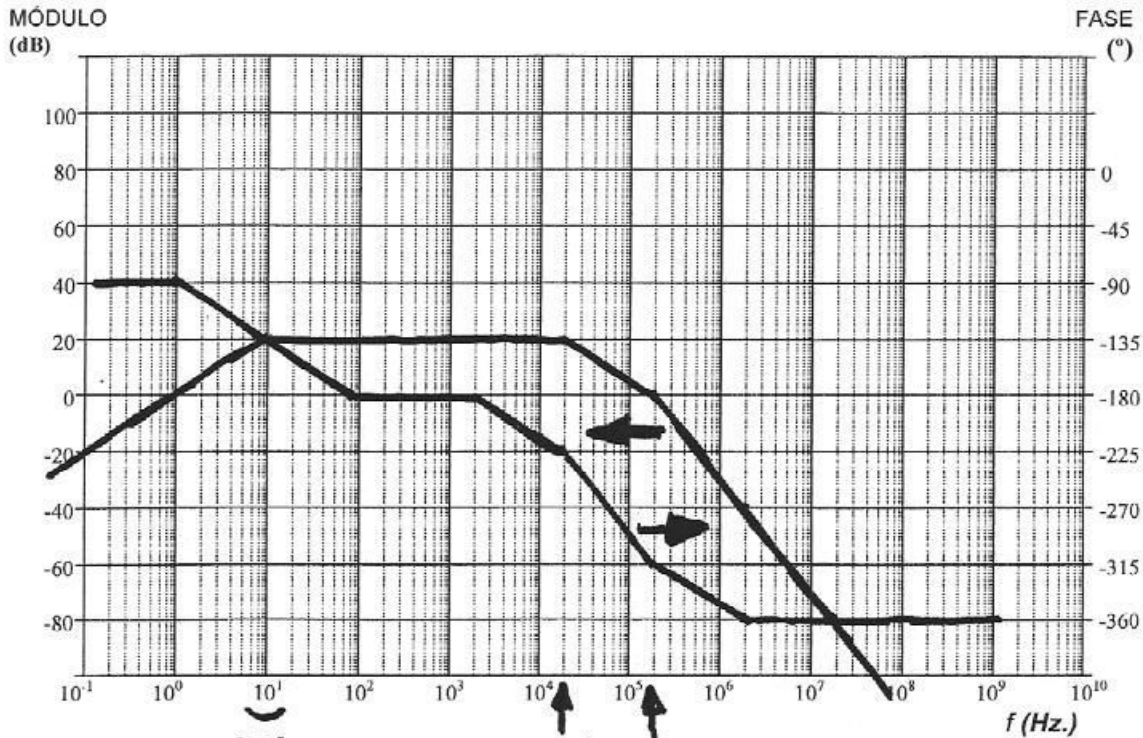


$$\tau_2 = R_2 \cdot C_2 = 7.96 \mu s \parallel f_{cs} = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} = 18.3 \text{ kHz}$$

5. La expresión de la ganancia incluyendo el condensador C_1 es la siguiente:

$$G_v(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = - \frac{R_2 \cdot R_L \cdot C_0}{R_1 + R_g} \cdot \frac{j\omega}{(1 + j\omega(R_1 \parallel R_g)C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)(1 + j\omega R_L C_o)}$$

Dibuje el diagrama de Bode del módulo y fase de $G_v(j\omega)$. \downarrow 20 kHz \downarrow 10 Hz (4 puntos)



$$(R_1 \parallel R_g) \cdot C_1 = \tau_1 = 0.72 \mu s \Rightarrow \omega_1 = 1.39 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \Rightarrow f_1 = 211 \text{ kHz} \approx 200 \text{ kHz}$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

Cuando hay que convertir una pequeña señal de corriente i entregada por un sensor en una señal de tensión de amplitud adecuada para ser procesada correctamente, el Amplificador Operacional (AO) realimentado negativamente ofrece una solución elegante y sencilla que aparece en la Figura 2.

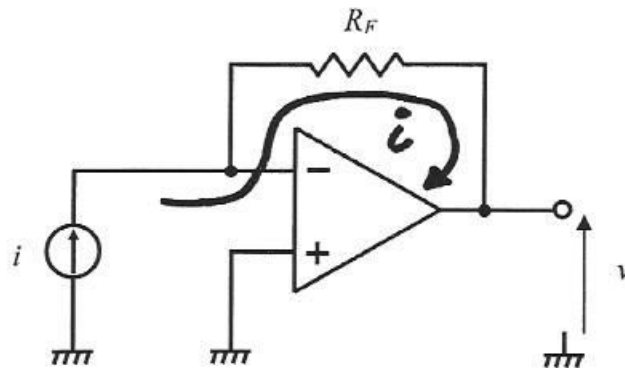


Figura 2

1. Suponiendo que la ganancia A_v del AO es enorme ($A_v \rightarrow \infty$) obtenga la ganancia $G_z = v/i$ justificando sus cálculos sólo con los datos que se le han dado hasta ahora sobre el circuito de la Figura 2 y sobre el AO. **(3 puntos)**

Aunque $A_v \rightarrow \infty$, la Realimentación Negativa a través de R_F hace que las tensiones v a la salida sean finitas. Esto exige que las tensiones a la entrada del A.O. tiendan a cero, o dicho de otro modo (ver Problema 1) se produce una ITV(sc). Esto nos permite dibujar la corriente i que aparece en el circuito entrando por la salida del A.O. Como $V(-) = V(+) = 0V \Rightarrow v = -i R_F \Rightarrow G_z = \frac{v}{i} = -R_F \left(\Omega, \frac{V}{A} \right)$

2. Lo que ha tenido que responder en el apartado anterior se basa en una aproximación que utiliza entre otras cosas el dato de $A_v \rightarrow \infty$. Como tal valor de ganancia no existe, vamos a evaluar qué diferencias habrá respecto al caso anterior por el hecho de que A_v sea finita y de valor $A_v = 10^7$ V/V. En este caso ya se necesitan datos adicionales sobre el AO que antes no eran necesarios, como son su impedancia de entrada que es $R_i = 10^7 \Omega$ y su impedancia de salida que supondremos $R_o = 1 K\Omega$ como se muestra en la Figura 3.

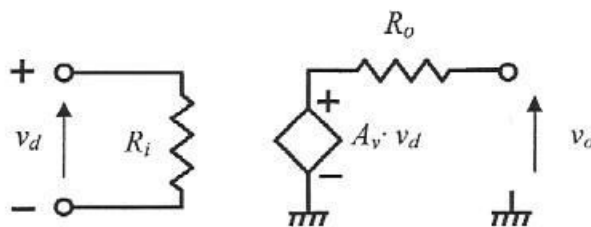
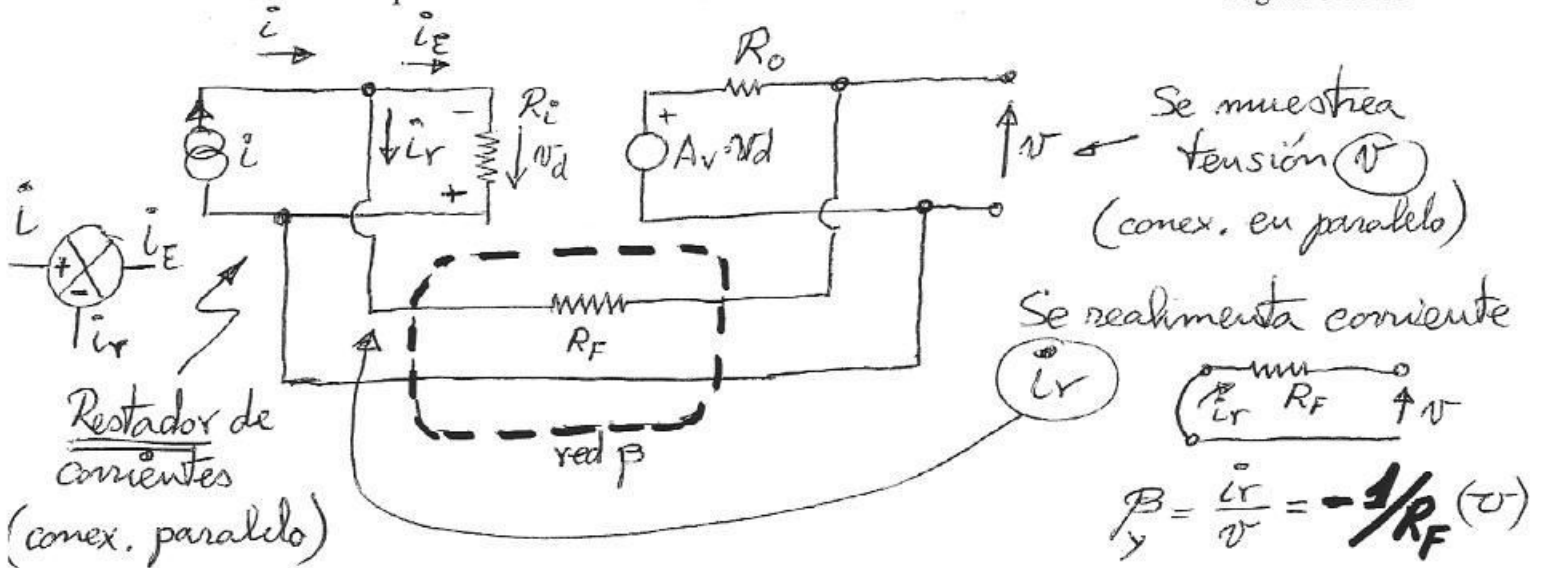
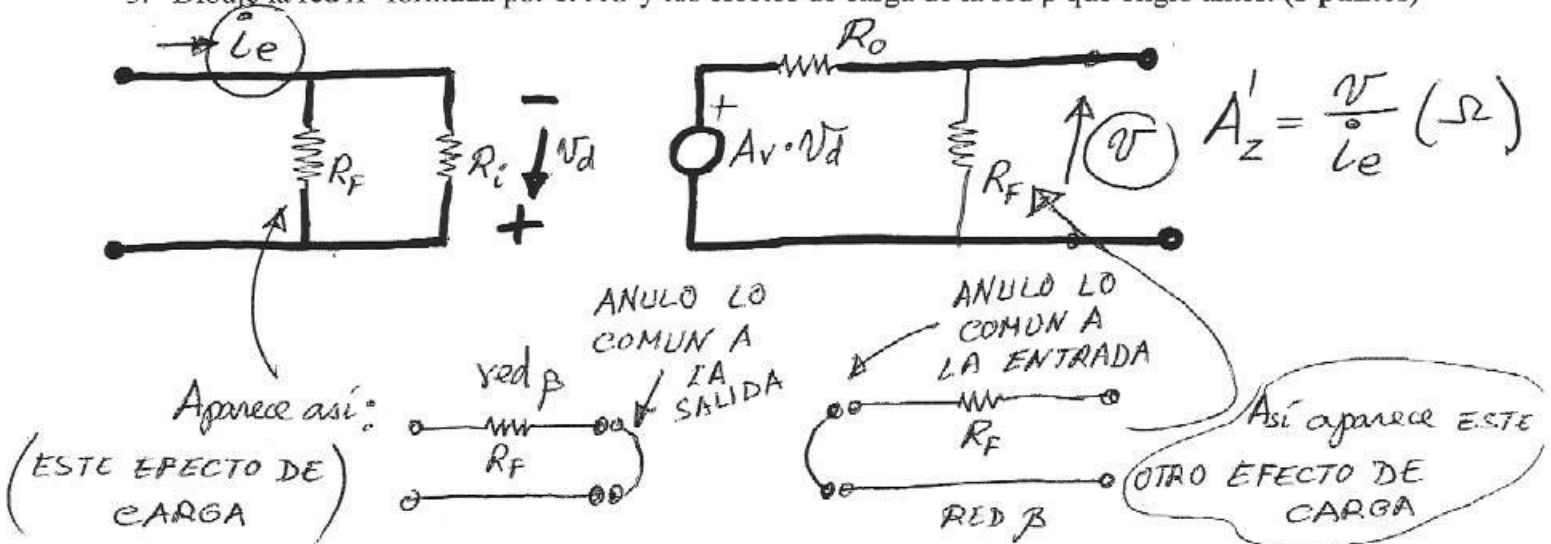


Figura 3

A la vista de las figuras anteriores, dibuje la red β que va a utilizar para aplicar el método rápido de análisis de circuitos realimentados, indicando qué señal se muestrea y qué señal se realimenta. Hecho esto, calcule el factor β de realimentación correspondiente. **(7 puntos)**



3. Dibuje la red A' formada por el AO y los efectos de carga de la red beta que eligió antes. (5 puntos)



4. Obtenga la expresión de la ganancia A' indicando claramente las señales que relaciona (tensiones o corrientes). (4 puntos)

$$A'_z = \frac{v}{i_e} = \frac{v}{v_d} \times \frac{v_d}{i_e} = \left[A_v \cdot \frac{R_F}{R_0 + R_F} \right] \times \left[\frac{-(R_F \cdot R_i)}{R_F + R_i} \right] (\Omega)$$

Para el próximo Apartado, si $R_F \gg R_0$ no se forma atenuador de salida ($\frac{R_F}{R_0 + R_F} \rightarrow 1$) y A'_z queda:

$$A'_z \Big|_{R_0 \ll R_F} = \frac{-A_v (R_F \cdot R_i)}{R_F + R_i}$$

5. Suponiendo que R_F siempre será mucho mayor que R_o ($R_F \gg R_o$) obtenga la expresión completa de la ganancia $G_z = v/i$ (5 puntos)

$$G_z = \frac{v}{i} = \frac{A'_z}{1 + A'_z \beta_y} = \frac{-A_v \cdot \frac{R_F \cdot R_i}{R_F + R_i}}{1 + \left[-A_v \frac{R_F \cdot R_i}{R_F + R_i} \cdot \left(-\frac{1}{R_F} \right) \right]} = \frac{-A_v \cdot \frac{R_F \cdot R_i}{R_F + R_i}}{1 + A'_z \cdot \beta_y}$$

$$G_z = \frac{v}{i} = \frac{-A_v \cdot R_F \cdot R_i}{(R_F + R_i) + A_v \cdot R_i} \Rightarrow G_z = \frac{-A_v \cdot \frac{R_F \cdot R_i}{R_F + R_i}}{1 + A_v \frac{R_i}{R_F + R_i}} = (1 + A\beta)$$

6. De la expresión anterior deduzca qué conversor será menos sensible frente a variaciones de A_v en los dos casos siguientes:

- a) Conversor I-V de alta ganancia: $R_F \gg R_i$
- b) Conversor I-V de ganancia moderada: $R_F \ll R_i$

(3 puntos)

El factor de desensibilización debido a RN establece:

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{1}{1 + A\beta}$$

El que deje mayor término $(1 + A\beta)$ es el que tendrá más desensibilizada la ganancia G .

Viendo $(1 + A\beta) = \left(1 + A_v \frac{R_i}{R_F + R_i} \right) \Rightarrow R_F \ll R_i$ hace que $(1 + A\beta) \rightarrow (1 + A_v)$ pero $R_F \gg R_i$ hace $1 + A\beta \ll (1 + A_v)$ luego es menos sensible el

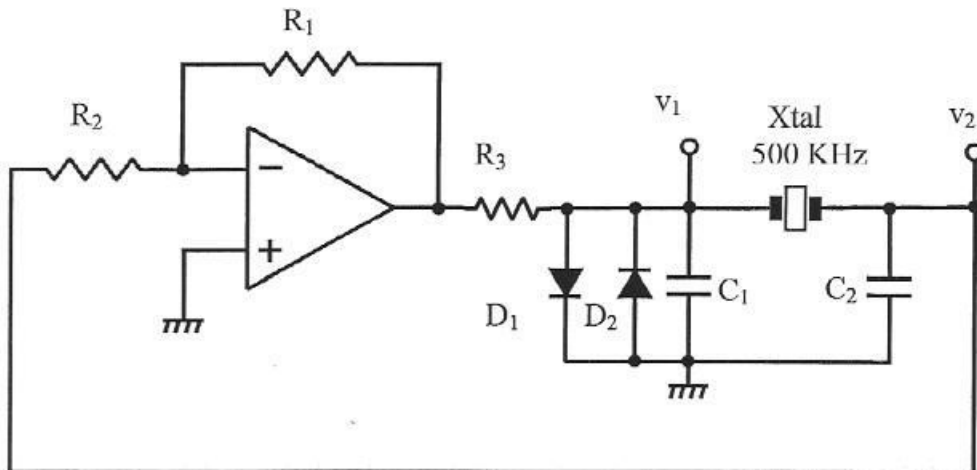
7. Ahora si estamos en condiciones de evaluar el error que la excelente aproximación del apartado 1 produce al evaluar G_z . Hágalo para estos dos casos: $R_F = 500 \text{ K}\Omega$ y $R_F = 100 \text{ M}\Omega$. Dé sus respuestas en partes por millón (ppm). (3 puntos)

$$G_z = \frac{A'_z}{1 + A'_z \beta_y} \approx \frac{1}{\beta_y} \text{ Si } A'_z \beta_y \gg 1. \text{ Con ello } G_z = \frac{1}{-1/R_F} = -R_F \text{ es igual a la del Apto. 1}$$

En el caso de $R_F = 500 \text{ K}\Omega$, $A_z \beta_y \approx A_v = 10^7$ y al despreciar el "1" frente a $A'_z \beta_y \approx 10^7$ cometemos un error de 0,1 parte por millón. Sin embargo con $R_F = 100 \text{ M}\Omega$, $A_z \beta_y \approx A_v/10 \approx 10^6$ y ahora el error cometido es de 1 parte por millón (pequeño, pero mayor que con $R_F = 500 \text{ K}\Omega$) ≈ 10 veces

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

El circuito de la figura corresponde a un oscilador basado en un cristal de cuarzo de 500 KHz (Xtal) que se comporta como una inductancia pura. El amplificador operacional junto con las resistencias R_1 y R_2 forman la parte activa que repone la energía perdida. El circuito formado por R_3 , D_1 y D_2 (dos diodos de silicio de $V_D=0,7V$) es un limitador de la amplitud de oscilación.



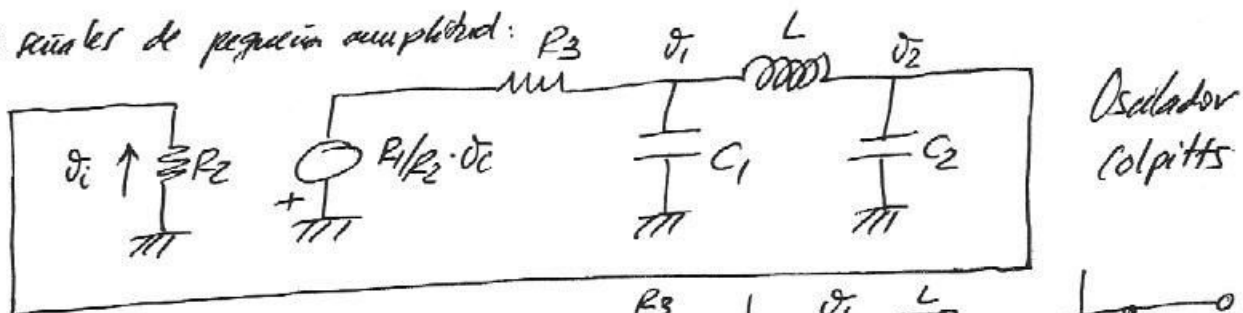
DATOS:

- $R_1 = 10\text{ K}\Omega$
- $R_2 = 10\text{ K}\Omega$
- $R_3 = 220\ \Omega$
- $C_1 = 5,6\text{ nF}$
- $C_2 = 2,2\text{ nF}$

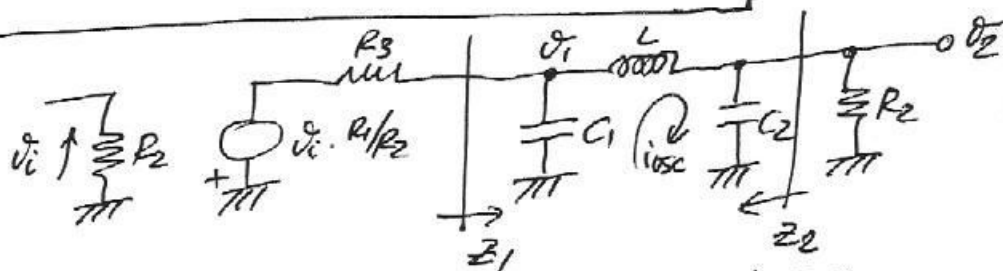
Figura 4

1. Dibuje el lazo del oscilador. Asumiendo que la ganancia del amplificador $A_v \rightarrow \infty$, exprese la función de la ganancia del lazo. **Pista para simplificar:** asuma por ahora que está tratando con señales de amplitud muy pequeña (D_1 y D_2 cortados). **(10 puntos)**

Para señales de pequeña amplitud:



Abriendo el lazo:



A la frecuencia de oscilación, $Z_1 = \infty$ y $Z_2 = \infty$, por lo que

$v_{R3} = 0V$ y entonces:

$$T(j\omega) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_1}{R_2} \cdot \frac{-j\omega \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{j\omega \cdot \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}$$

2. Calcule a qué inductancia equivale el cristal cuando oscila a 500 KHz en este circuito. (5 puntos)

En el dicho C_1-L-C_2 se debe cumplir $Z_{C_1}(\omega_0) + Z_L(\omega_0) + Z_{C_2}(\omega_0) = 0 \Omega$

$$\frac{1}{j\omega_0 C_1} + j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C_2} = 0 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_{\text{serie}} C_2}}$$

$$\boxed{L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_1 \cdot \text{serie} C_2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 500\text{KHz})^2 \cdot \frac{516 \cdot 10^{-9}\text{F} \cdot 212 \cdot 10^{-9}\text{F}}{516 \cdot 10^{-9}\text{F} + 212 \cdot 10^{-9}\text{F}}} = 64,15 \mu\text{H}}$$

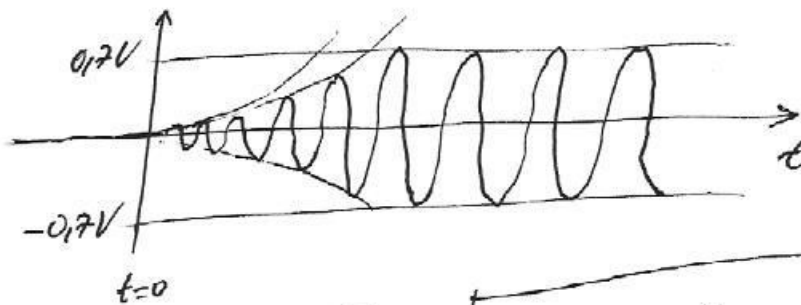
3. Calcule si se cumple la condición de arranque. (5 puntos)

$$\left| T(j\omega_0) \right| = \frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2} = \frac{516 \cdot 10^{-9}\text{F} \cdot 10\text{K}\Omega}{212 \cdot 10^{-9}\text{F} \cdot 10\text{K}\Omega} = 2,55 > 1$$

Si se cumple la condición de arranque

4. Calcule la amplitud de oscilación que observaremos en el punto etiquetado con v_1 y estime cual será la amplitud de la señal v_2 . (5 puntos)

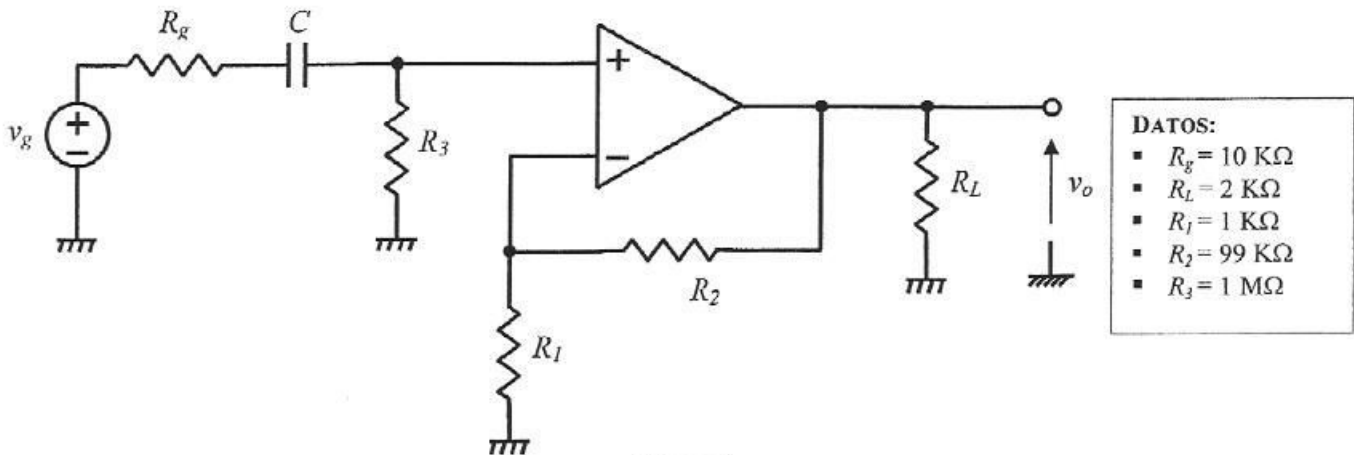
Debido a la limitación introducida por D_1 y D_2 , v_1 crecerá desde 0V en el arranque hasta sólo 0,7V de amplitud:



Luego: $\boxed{v_1 = 0,7\text{V}}$ y $\boxed{v_2 = v_1 \cdot \frac{C_1}{C_2} = 1,79\text{V}}$

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

Necesitamos diseñar un amplificador no inversor de ganancia $G_v = 40$ dB, que se conectará a una etapa anterior (modelada como un generador de tensión v_g con impedancia de salida R_g) y que atacará a una etapa posterior cuya impedancia de entrada es R_L . Como solución se propone el esquema mostrado en la figura 5. En este problema estudiaremos la selección del amplificador operacional adecuado en función de las características y prestaciones de nuestro circuito, teniendo en cuenta que va a procesar señales de audio, cuya frecuencia máxima es de 20 KHz.



DATOS:	
▪	$R_g = 10 \text{ K}\Omega$
▪	$R_L = 2 \text{ K}\Omega$
▪	$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$
▪	$R_2 = 99 \text{ K}\Omega$
▪	$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$

Figura 5

Para montar el amplificador, disponemos de los AOs LM324 y LF356, que se alimentarán con tensión simétrica $V_{CC} = \pm 15\text{V}$. Los cuadros que aparecen a continuación incluyen algunas de sus características fundamentales. Considere ideales el resto de características.

DATOS AO LF356:	
▪ Ganancia a frecuencias medias:	$A_{mid} = 106 \text{ dB}$
▪ Margen dinámico a la salida (para tensión de alimentación simétrica $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ y $R_L = 2 \text{ K}\Omega$):	$V_{omax} = \pm 10\text{V}$
▪ Slew Rate:	$SR = 12 \text{ V}/\mu\text{s}$
▪ Producto ganancia por ancho de banda:	$G \times BW = 5 \text{ MHz}$
▪ Corriente de polarización:	$I_{BIAS} = 30 \text{ pA}$
▪ Corriente máxima de salida	$I_{omax} = \pm 20 \text{ mA}$

DATOS AO LM324:	
▪ Ganancia a frecuencias medias:	$A_{mid} = 100 \text{ dB}$
▪ Margen dinámico a la salida (para tensión de alimentación simétrica $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ y $R_L = 2 \text{ K}\Omega$):	$V_{omax} = \pm 10\text{V}$
▪ Slew Rate:	$SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$
▪ Producto ganancia por ancho de banda:	$G \times BW = 1 \text{ MHz}$
▪ Corriente de polarización:	$I_{BIAS} = 45 \text{ nA}$
▪ Corriente máxima de salida	$I_{omax} = \pm 20 \text{ mA}$

1. Para los dos posibles AOs y teniendo únicamente en cuenta consideraciones sobre los límites del margen dinámico a la salida, ¿cuál será la amplitud máxima de la tensión sinusoidal de entrada $v_g = V_G \cdot \text{sen}(\omega t)$ que garantizará que no se produce distorsión por saturación de amplitud en la señal de salida? **(2 puntos)**

* En las condiciones del circuito, y para ambos AOs: $V_{omax} = \pm 10 \text{ V}$

* La tensión de salida será

$$v_o = G_v \cdot v_g = G_v \cdot V_G \cdot \text{sen}(\omega t) = V_o \cdot \text{sen} \omega t ; V_o = G_v \cdot V_G$$

* Por limitación del margen dinámico:

$$V_o = G_v \cdot V_G \leq V_{omax} \Rightarrow V_G \leq \frac{V_{omax}}{G_v} = 100 \text{ mV}$$

=>

Para ambos AOs, la amplitud máxima de la tensión de entrada será de 100 mV

2. Para señales de entrada sinusoidales $v_g = V_G \cdot \text{sen}(\omega t)$ de amplitud máxima de 50 mV ($V_G \leq 50\text{mV}$) y teniendo en cuenta únicamente consideraciones sobre el *slew rate*, razone cuantitativamente si ambos tipos de AO (LM324 o LF356) son apropiados para su uso en el montaje. (6 puntos)

* La señal de salida será $v_o = G_v \cdot V_G \cdot \text{sen}(\omega t)$

* y su pendiente: $\frac{dv_o}{dt} = G_v \cdot V_G \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(\omega t)$

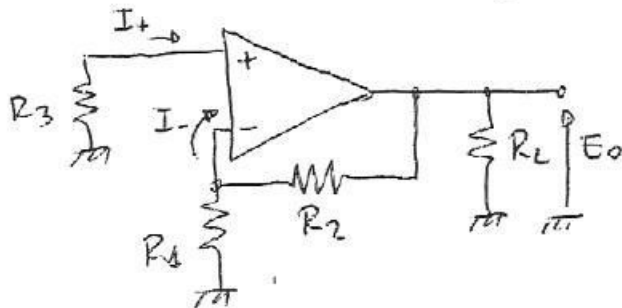
* cuyo valor máximo es:

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\text{max}} \stackrel{f_{\text{max}}}{\downarrow} \stackrel{\cos(\omega t)=1}{\uparrow} 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{max}} \cdot G_v \cdot V_G = 0,628 \frac{\text{V}}{\text{ms}}, \text{ que deberá ser menor que el SR}$$

* De los dos AOs, sólo el LF356 será apropiado para poder procesar señales de audio de hasta 20 kHz y 50mV de amplitud, sin distorsión de bode a S.R.

3. Teniendo en cuenta únicamente consideraciones sobre las corrientes de polarización, calcule el margen dinámico a la salida para ambos AOs. (5 puntos)

* En condiciones de continua calcularemos la tensión de salida E_o debida a las corrientes de polarización (sobre la que se superpondrá la tensión $v_o = G_v \cdot v_g$)



* Asumiendo $I_+ = I_- = I_{BIAS}$ y aplicando igualdad de tensiones virtual ($V_+ = V_-$, por realimentación negativa y AO ideal salvo I_{BIAS}) calcularemos por superposición

* Efecto de I_+ ($I_- = 0$)

$$V_+ = -I_{BIAS} \cdot R_3 = V_- = E_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \Rightarrow E_o^+ = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot I_{BIAS} \cdot R_3$$

* Efecto de I_- ($I_+ = 0 \Rightarrow V_+ = 0$)

$$V_- = V_+ = 0 \Rightarrow E_o^- = I_{BIAS} \cdot R_2$$

* El efecto conjunto será: $E_o = E_o^+ + E_o^- = I_{BIAS} \left[R_2 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_3 \right]$

\Rightarrow Para el LF356, $E_{out\ LF356} \approx -3\text{mV}$

\Rightarrow Para el LM324, $E_{out\ LM324} \approx -4,5\text{V}$

* El margen dinámico para el LF356 será prácticamente $V_{out\ max} = 110\text{V}$

* Para el LM324 $MD = \pm (|V_{out\ max}| - |E_{out\ LM324}|) = \pm 5,5\text{V}$

4. Seleccionamos finalmente el AO LF356, y, confiando en la baja impedancia de salida del AO realimentado, conectamos a la salida v_o unos auriculares cuya impedancia es $R_L = 10 \Omega$ para escuchar la señal que estamos procesando. Si ésta es una sinusoidal de amplitud 10 mV y frecuencia 1 KHz, la señal de salida amplificada 40 dB sería la que aparece en la Figura 6. Dibuje sin embargo la que realmente habrá en estas condiciones, indicando la razón de la diferencia. No tenga en cuenta el efecto del *slew rate*. (4 puntos)

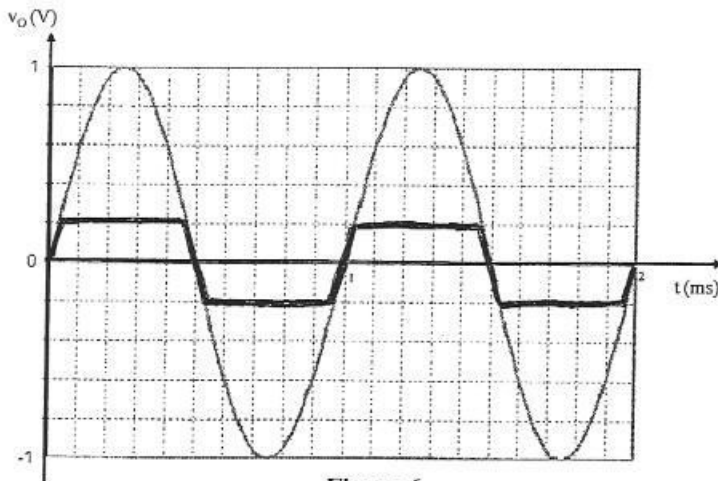


Figura 6

* La fuente que demandaría $R_L = 10 \Omega$ sería (cualquier) $I_{om} = \frac{V_o}{R_L} = \frac{G_v \cdot V_G}{R_L} = 100 \text{ mA}$ que supera $I_{o\max} = 20 \text{ mA}$, con lo que la salida quedaría recortada a un valor que es función de $I_{o\max}$:

$$V_{o\max} \Big|_{I_{o\max}} = I_{o\max} \cdot R_L = 200 \text{ mV}$$

5. Calcule la frecuencia de corte superior (-3 dB) que tendrá el amplificador con cada uno de los dos tipos de AO. (3 puntos)

* Dado que al realimentar negativamente se conserva el producto $G \times BW$:

$$G \times BW = G_v \cdot f_{cs} \Rightarrow f_{cs} = \frac{G \times BW}{G_v}$$

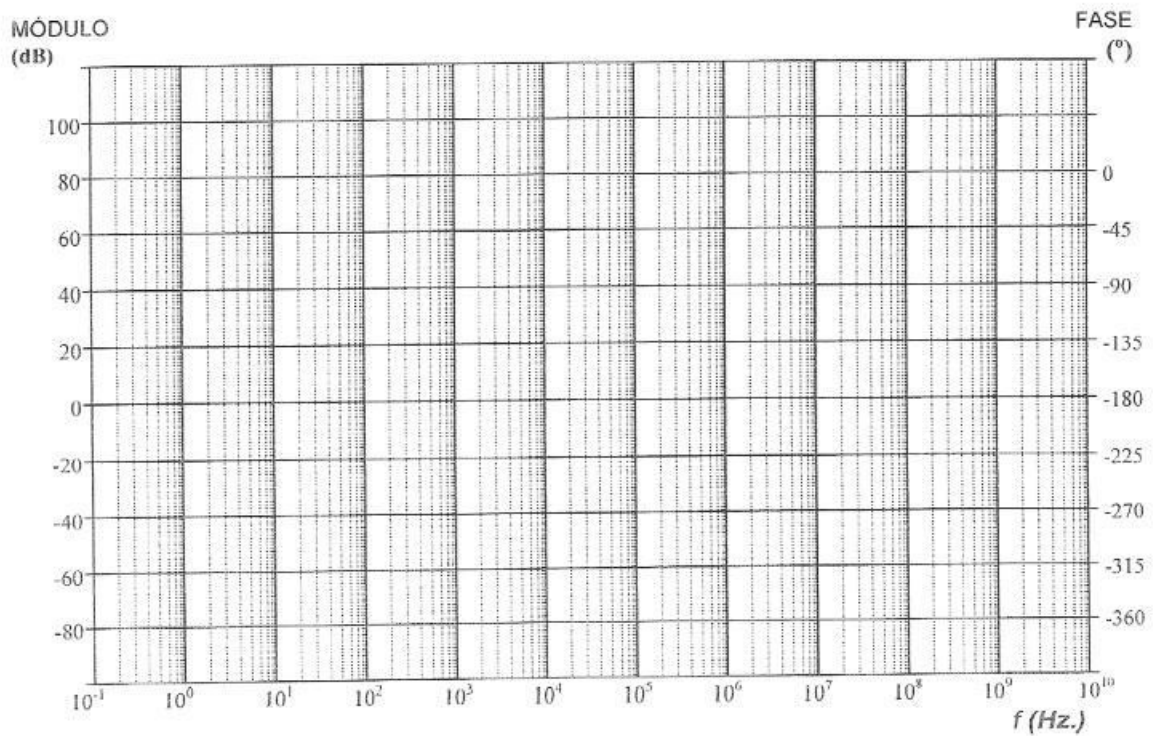
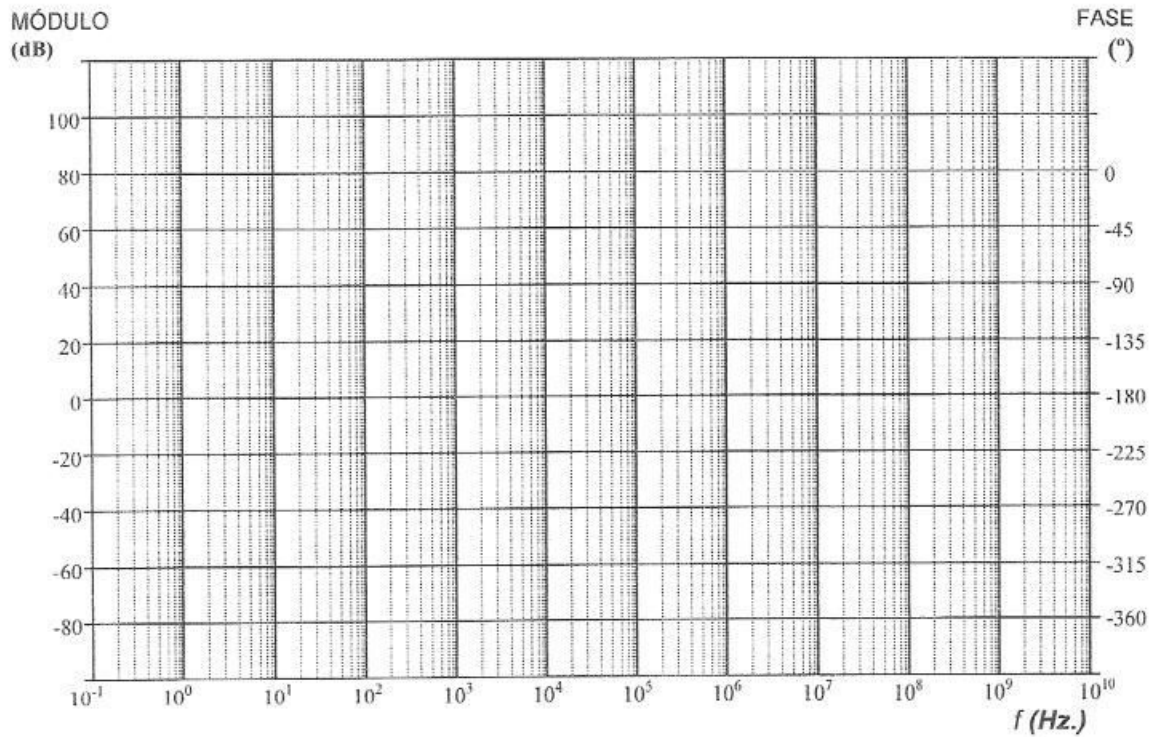
* Para el LF356

$$f_{cs\text{LF356}} = 50 \text{ kHz}$$

* Para el LM324:

$$f_{cs\text{LM324}} = 10 \text{ kHz}$$

GRÁFICAS DE AYUDA PARA EL PROBLEMA 1. ¡NO ENTREGUE ESTA HOJA!



1	2	3	4	T	100
	30	30	25	15	



Departamento de Ingeniería Electrónica

E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.

EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

13 de junio de 2008 9:00h

Duración: 3 horas

Apellidos

SOLUCIÓN OFICIAL

Nombre

DNI/PAS:

Fecha de publicación de calificaciones:

27 de Junio de 2008

Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042):

2 de Julio de 2008

Fecha de revisión (aula A-122):

4 de Julio de 2008, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

En la Figura 1 aparece representado el módulo del diagrama asintótico de Bode de una función de transferencia.

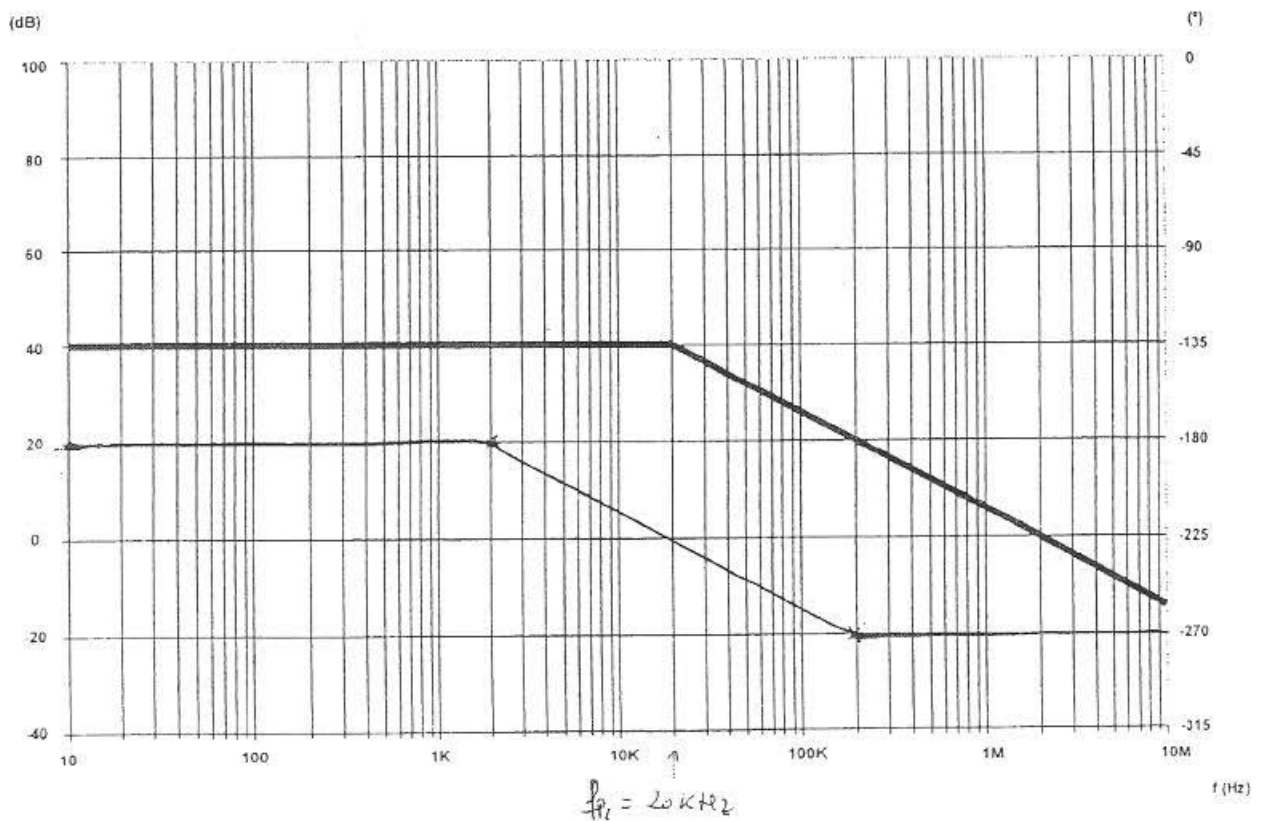


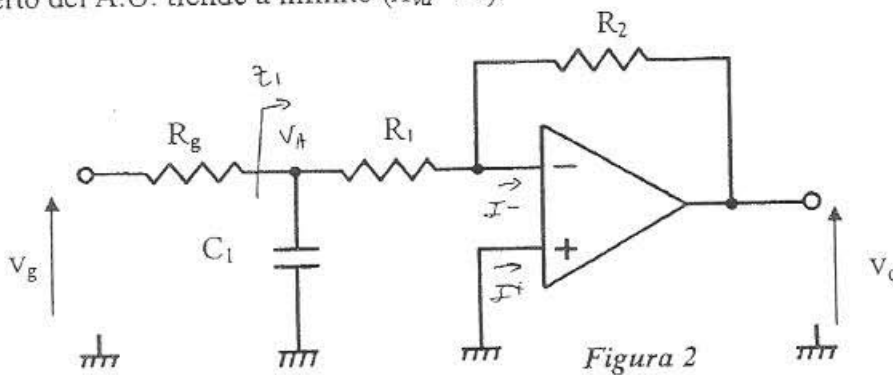
Figura 1

1. Complete este diagrama de Bode con la respuesta en fase que corresponde a suponer que esta función de transferencia es la de un amplificador inversor. Obtenga la expresión de dicha función de transferencia. (6 puntos)

$A_v = -10 \xrightarrow{1.74 \text{ dB} / 20} = -100 \rightarrow A(jf) = \frac{A_v}{1 + j \frac{f}{f_{p1}}} = \frac{-100}{1 + j \frac{f}{20 \times 10^3}}$

AV SER INVERSOR

2. Para la implementación de este amplificador inversor se utiliza el circuito de la Figura 2 que está basado en un amplificador operacional realimentado negativamente. Calcule la expresión de la ganancia v_o/v_g y calcule el valor de R_2 y C_1 para que coincida con la función de transferencia del apartado anterior. Podemos suponer en este apartado que la ganancia en lazo abierto del A.O. tiende a infinito ($A_{vd} \rightarrow \infty$). (8 puntos)



DATOS:	
▪	$R_g = 100 \Omega$
▪	$R_1 = 900 \Omega$

$A_{vd} \rightarrow \infty$ y REALIMENTACIÓN NEGATIVA $\Rightarrow I_+ = I_- = 0$

$V^+ = V^- = 0$
 $I^+ = I^- = 0$

$\frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o}{v_A} \times \frac{v_A}{v_g} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \times \frac{z_i}{z_i + R_g} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{R_1}{R_1 + R_g + j\omega R_1 R_g C_1}$

CONFIGURACIÓN INVERSORA

$z_i = R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$

$= \frac{-R_2}{R_1 + R_g} \times \frac{1}{1 + j\omega (R_1 \parallel R_g) C_1}$

$f_{p1} = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_g) \times C_1} \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \times (R_1 \parallel R_g) \times f_{p1}} = \frac{1}{2\pi \times 90 \times 20 \times 10^3} \approx 88$

$|A_v| = \frac{R_2}{z_i + R_g} \Rightarrow R_2 = (R_1 + R_g) |A_v| = 100 \text{ k}\Omega$

3. Complete la expresión de la ganancia obtenida en el apartado anterior para el caso en el que se añada un condensador C_2 en paralelo con R_2 . Calcule el valor de C_2 para que la nueva frecuencia de corte superior sea igual a 2 KHz. (8 puntos)

Aprovechamos la ganancia del apartado anterior sustituyendo R_2 por $Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$

$$\frac{V_o}{V_g} = - \frac{Z_2}{R_1 + R_g} \times \frac{1}{1 + j\omega (R_1 \parallel R_g) C_1} = - \frac{R_2}{R_1 + R_g} \frac{1}{(1 + j\omega (R_1 \parallel R_g) C_1) (1 + j\omega R_2 C_2)}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi \times R_2 \times f_{p2}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 2 \cdot 10^3} \approx 0,8 \text{ nF}$$

4. Al circuito con los condensadores C_1 y C_2 se le añade a la salida la red RC de la Figura 3 que actúa como filtro paso alto con frecuencia de corte a 10 Hz. Estime por el método de las constantes de tiempo la frecuencia de corte superior del circuito resultante. Indique si usa el método de las constantes en circuito abierto o en cortocircuito. Para estimar las resistencias asociadas a cada condensador asuma que la resistencia de entrada del A.O. es $R_{id} = \infty \Omega$ y la de salida $R_o = 0 \Omega$ y que su ganancia para el modo diferencial es una A_{vd} finita que hará finalmente tender a infinito para obtener el resultado. Dibuje siempre los componentes del circuito que se requieren para los correspondientes cálculos. (8 puntos)

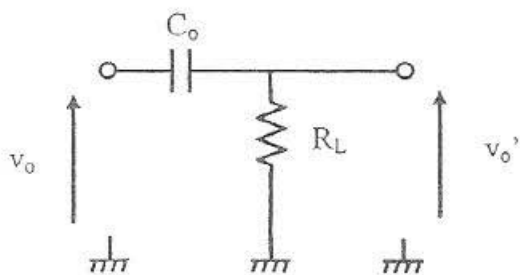
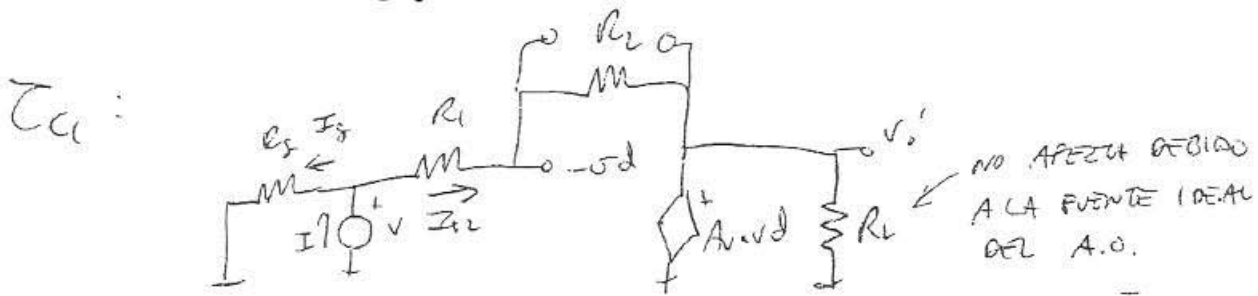


Figura 3

Para el cálculo de f_{hi} podemos suponer C_o cortocircuitado ya que afecta principalmente a baja frecuencia.

Aplicamos el método de las constantes en circuito abierto.

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi \sum Z_i}$$



$$R_{C1} = \frac{V}{I} \Big|_{A \rightarrow \infty} ; I = I_g + I_{12} = \frac{V}{R_g} + I_{12}$$

$$I_{12} = \frac{V - (-v_d)}{R_1} = \frac{V + v_d}{R_1}$$

$$I_{12} = \frac{-v_d - v_o'}{R_2} = \frac{-v_d (A_v + 1)}{R_2}$$

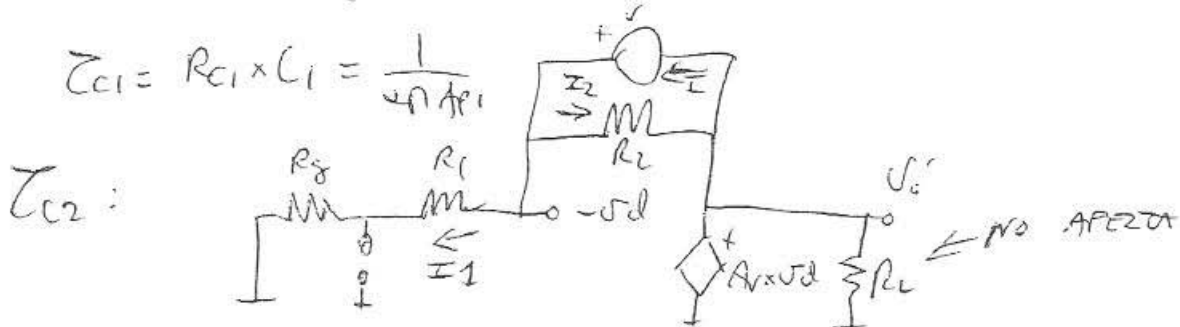
$$\frac{V}{R_1} + \frac{v_d}{R_1} = \frac{-v_d (A_v + 1)}{R_2}$$

$$V = -R_1 v_d \left[\frac{A_v + 1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right]$$

$$I_{12} = \frac{V (A_v + 1)}{(A_v + 1)R_1 + R_2}$$

$$R_{C1} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} + \frac{(A_v + 1)}{(A_v + 1)R_1 + R_2}} \Big|_{A \rightarrow \infty} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_2}} = R_g \parallel R_2$$

$$Z_{C1} = R_{C1} \times C_1 = \frac{1}{4\pi f_{p1}}$$



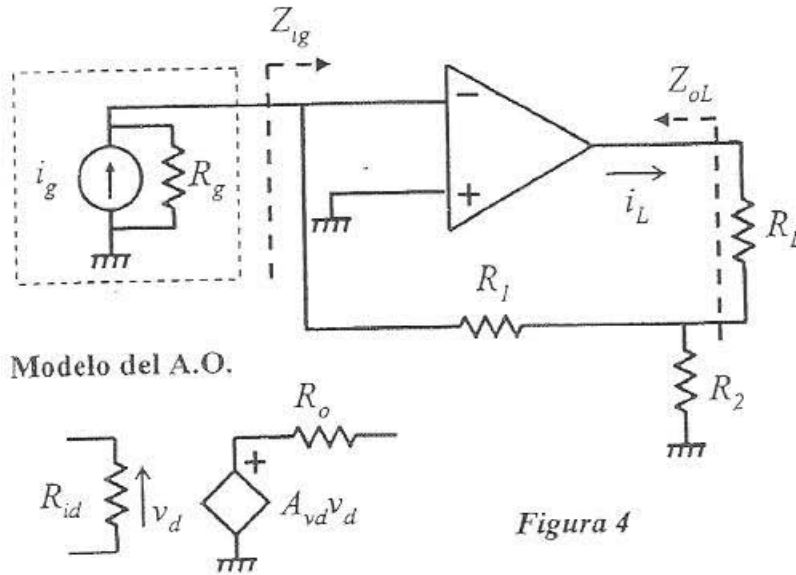
$$R_{C2} = \frac{V}{I} \Big|_{A \rightarrow \infty}$$

$$\frac{V}{I} = \frac{-v_d - v_o}{\frac{-v_d}{R_1 + R_g} + \frac{(-v_d - v_o)}{R_2}} = \frac{1}{\frac{-v_d}{-v_d - v_o} \frac{1}{R_1 + R_g} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{-v_d}{-v_d(A_v + 1)R_1 + R_g} + \frac{1}{R_2}}$$

$$R_{C2} = R_2 \Rightarrow Z_{C2} = R_{C2} \times C_2 = \frac{1}{2\pi f_{p2}} \Rightarrow f_H = \frac{1}{\frac{1}{1818,2}} = 1818,2$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

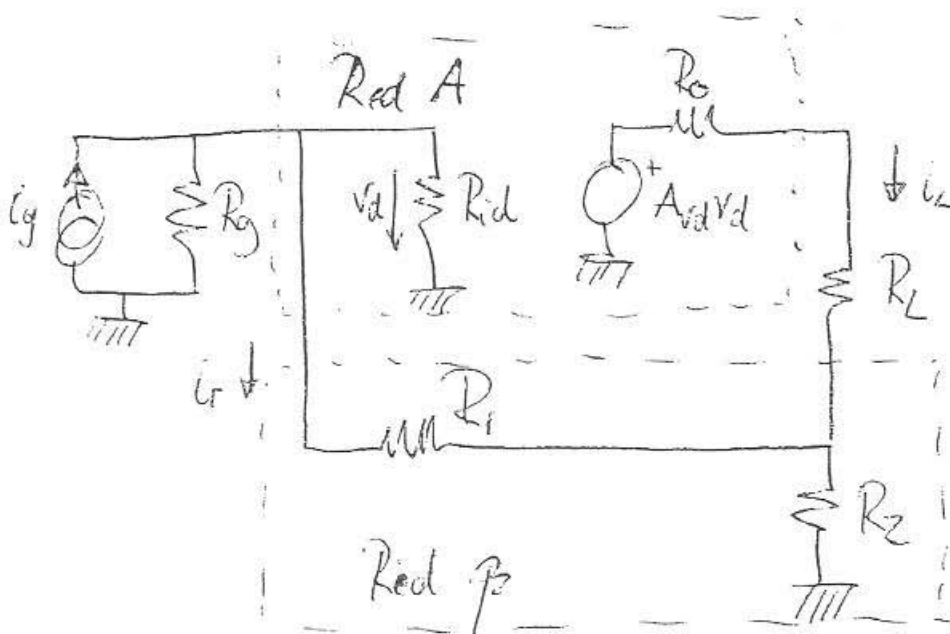
El esquema de la Figura 4 muestra la realización de un amplificador de corriente basado en un amplificador operacional (A.O.) realimentado negativamente. La función de transferencia deseada es $G_i = i_L/i_g$, donde i_g es la corriente proporcionada por la fuente de corriente ideal e i_L es la corriente entregada por el circuito a una carga resistiva R_L . En la parte inferior de la Figura 4 también se muestra el modelo circuital simplificado de un A.O. caracterizado por su ganancia en tensión A_{vd} y sus resistencias de entrada (R_{id}) y salida (R_o).



- DATOS:**
 $R_L = 1 \text{ K}\Omega$
 $R_g = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_1 = 2 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$
 $A_{vd} = 10^5$

Figura 4

1. Determine la topología de realimentación preferente del circuito de la Figura 4 indicando el tipo de asociación presente a la entrada y a la salida, así como el tipo de muestreo y realimentación propios de la configuración. Dibuje el circuito equivalente del amplificador de corriente sustituyendo el A.O. por su modelo y mostrando explícitamente qué elementos pertenecen a las redes A y β . (8 puntos)



Asociación: Entrada / Salida
Paralelo / Serie

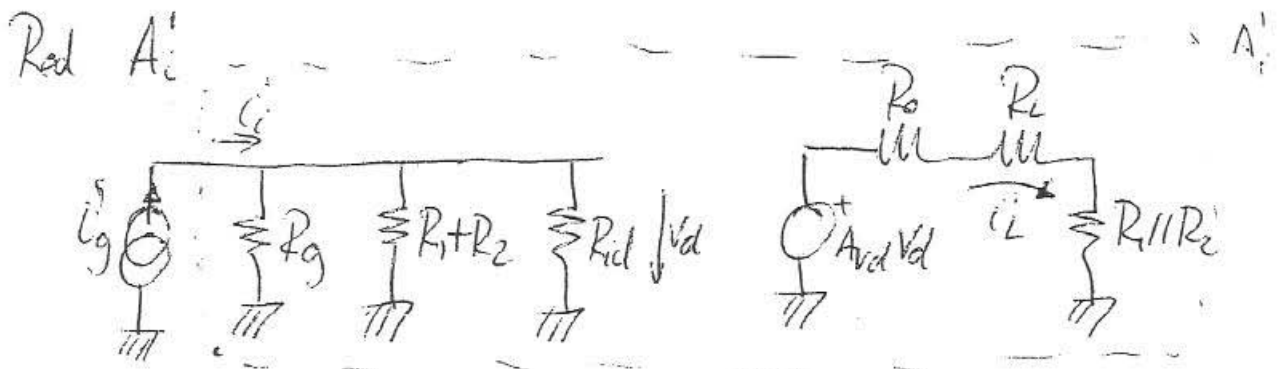
Realimentación de corriente (i_L)
 Muestreo de corriente (i_g)

2. Obtenga una expresión para la ganancia β propia de la topología elegida. Determine también los efectos de carga que introduce la red de realimentación y dibuje la red A' incluyendo todos los efectos de carga. (5 puntos)

$$\beta_i = \frac{i_r}{i_L} \Big|_{V=0} = \frac{-i_L R_1 // R_2 \frac{1}{R_1}}{i_L} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow A \text{ debe ser } A_i'$$

$$R_{11} = R_1 + R_2$$

$$R_{22} = R_1 // R_2$$



3. Una vez determinada la expresión de la ganancia de la red A' , obtenga la expresión de la ganancia $G_i = i_L / i_g$. Calcule su valor numérico suponiendo $A_{vd} \rightarrow \infty$. (7 puntos)

$$A_i' = \frac{i_L}{i_g} = \frac{A_{vd} \cdot V_d}{R_0 + R_2 + R_1 // R_2} \cdot \frac{1}{i_g} = - \frac{A_{vd} R_g // (R_1 + R_2) // R_{id}}{R_0 + R_2 + R_1 // R_2}$$

$$G_i = \frac{A_i'}{1 + A_i' \beta_i} = - \frac{A_{vd} R_g // (R_1 + R_2) // R_{id}}{R_0 + R_2 + R_1 // R_2 + A_{vd} R_g // (R_1 + R_2) // R_{id} \frac{R_1 // R_2}{R_1}}$$

$A_i' \beta_i > 0$, adimensional

$$\text{Si } A_{vd} \rightarrow \infty \Rightarrow G_i = - \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = -3$$

4. Determine una expresión para las impedancias de entrada y salida marcadas en la Figura 4 como Z_{ig} y Z_{oL} , respectivamente, sin asumir ninguna hipótesis sobre los valores relativos de los elementos que componen el modelo circuital. Sustituya ahora los valores dados en el enunciado junto a la Figura 4 en las expresiones de ambas impedancias despreciando los efectos de las resistencias R_{id} y R_o . A la vista de los resultados, ¿es este circuito adecuado para realizar la función de amplificación de corriente? Justifique su respuesta. (10 puntos)

$$Z_{iCR} = \frac{Z_{iSR}}{H A_v' \beta_i} = \frac{R_g \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_{id}}{1 + \frac{A_{vd} R_g \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_{id}}{R_o + R_L + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1}}$$

La impedancia pedida $Z_{ig} = Z_{iCR} (R_g \rightarrow \infty)$ dado que

$$Z_{iCR} = Z_{ig} \parallel R_g \quad \text{Por tanto,}$$

$$Z_{ig} = \frac{(R_1 + R_2) \parallel R_{id}}{1 + \frac{A_{vd} (R_1 + R_2) \parallel R_{id}}{R_o + R_L + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\text{Análogamente, } Z_{oCR} = Z_{oSR} (1 + A_v' \beta_o) = (R_o + R_L + R_1 \parallel R_2) \left(1 + \frac{A_{vd} R_g \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_{id}}{R_o + R_L + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Dado que $Z_{oCR} = Z_{oL} + R_L \Rightarrow Z_{oL} = Z_{oCR} - R_L$, luego

$$Z_{oL} = \left(R_o + R_1 \parallel R_2 + A_{vd} R_g \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_{id} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Sustituyendo los valores dados en el enunciado para $R_g \rightarrow \infty$ y $R_o \rightarrow 0$ se tiene que:

$$Z_{ig} \approx 50 \text{ m}\Omega$$

$$Z_{oL} \approx 100 \text{ k}\Omega$$

NOTA: Las impedancias se podrían haber calculado utilizando el mismo procedimiento que para Z_{iCR} (Z_{oCR}) pero sin incluir los efectos de carga, dado que se trata de un circuito lineal.

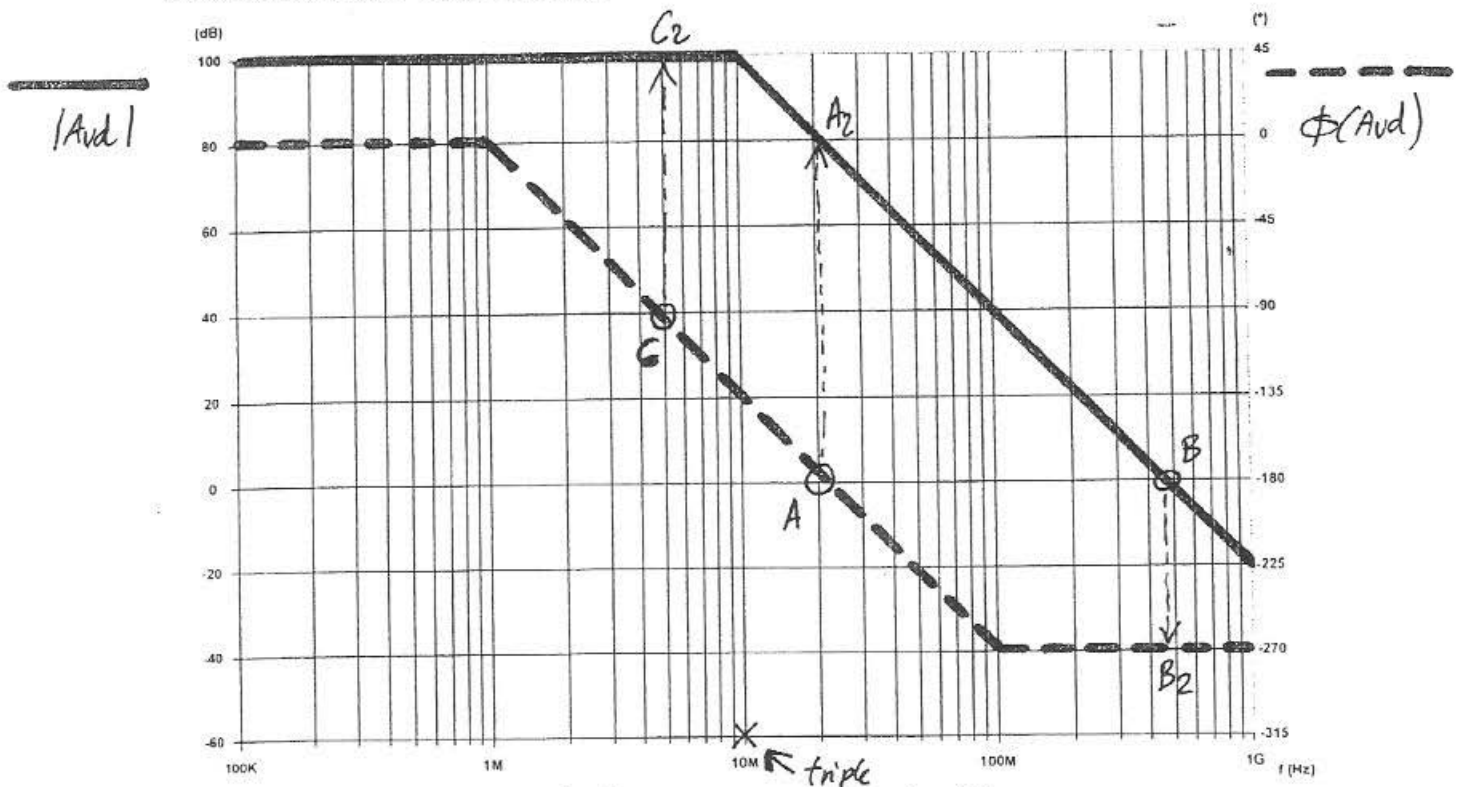
Este circuito posee una impedancia de entrada muy baja y una impedancia de salida muy alta, lo cual es conveniente para realizar la función de amplificación de corriente (se maximiza la corriente entregada al amplificador y la corriente entregada a la carga). Además, el circuito presenta una $|G_c| > 1$.

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

Se fabrica un amplificador operacional cuya expresión de la ganancia en tensión para el modo diferencial se presenta en la siguiente fórmula:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{(v_+ - v_-)} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10\text{MHz}}\right)^3}$$

1. **Dibuje** en la siguiente plantilla el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia en tensión en modo diferencial A_{vd} . (6 puntos)



- 3 polos cuyo efecto aparece en 10 MHz.
- $A_{vm} \text{ lineal} = 10^5$; $A_{vm} \text{ dB} = 20 \log_{10} 10^5 = 100 \text{ dB}$
- Amplificador no invertor.

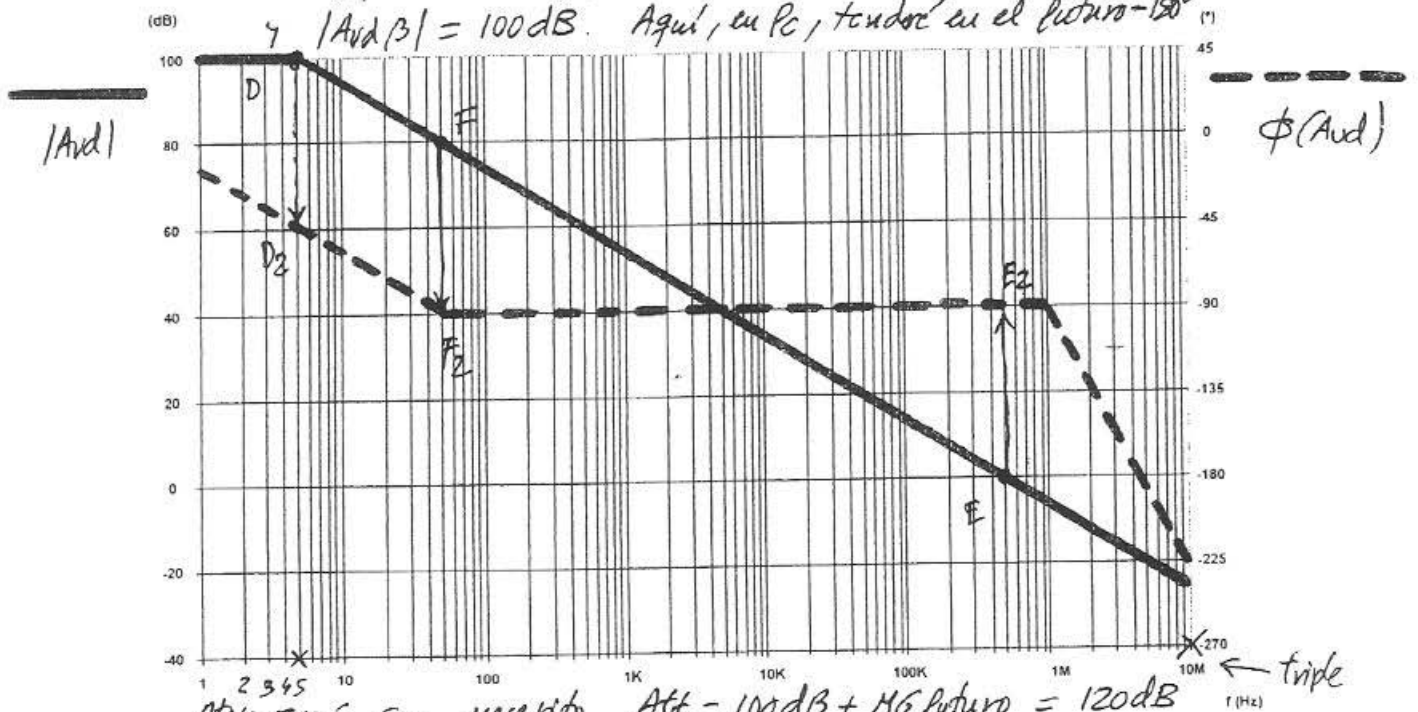
2. A la vista de este diagrama, **determine** el margen de ganancia y de fase de un amplificador realizado con este operacional realimentado negativamente por un circuito resistivo cuyo correspondiente factor $\beta=1$. **Indique gráficamente** en qué puntos se apoya su razonamiento. NOTAS: Ya que este amplificador es inestable, indique los márgenes con números negativos. Redondee sus medidas al valor más cercano que sea apreciable con las marcas existentes en la gráfica sin decimales. (5 puntos)

Margen de ganancia: en el punto A, $\phi(A_{vd}\beta) = 180^\circ$ y $|A_{vd}\beta| = 80 \text{ dB}$ (p. A2)
 \Rightarrow M.G. = -80 dB

Margen de fase: en el punto B, $|A_{vd}\beta| = 0 \text{ dB}$ y $\phi(A_{vd}\beta) = -270^\circ$ (p. B2)
 \Rightarrow M.F. = -90^\circ

El Amplificador ES INESTABLE

3. Utilizando la técnica de adición de polo dominante, **compense** el amplificador mencionado en el apartado anterior hasta conseguir un *margen de ganancia* de 20 dB. **Dibuje** el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) del amplificador operacional compensado en la siguiente plantilla. En la figura anterior, punto C, $\phi(Avd\beta) = -90^\circ$, $f_C = 5\text{MHz}$ (8 puntos) y $|Avd\beta| = 100\text{dB}$. Aquí, en f_C , tendré en el futuro -180°



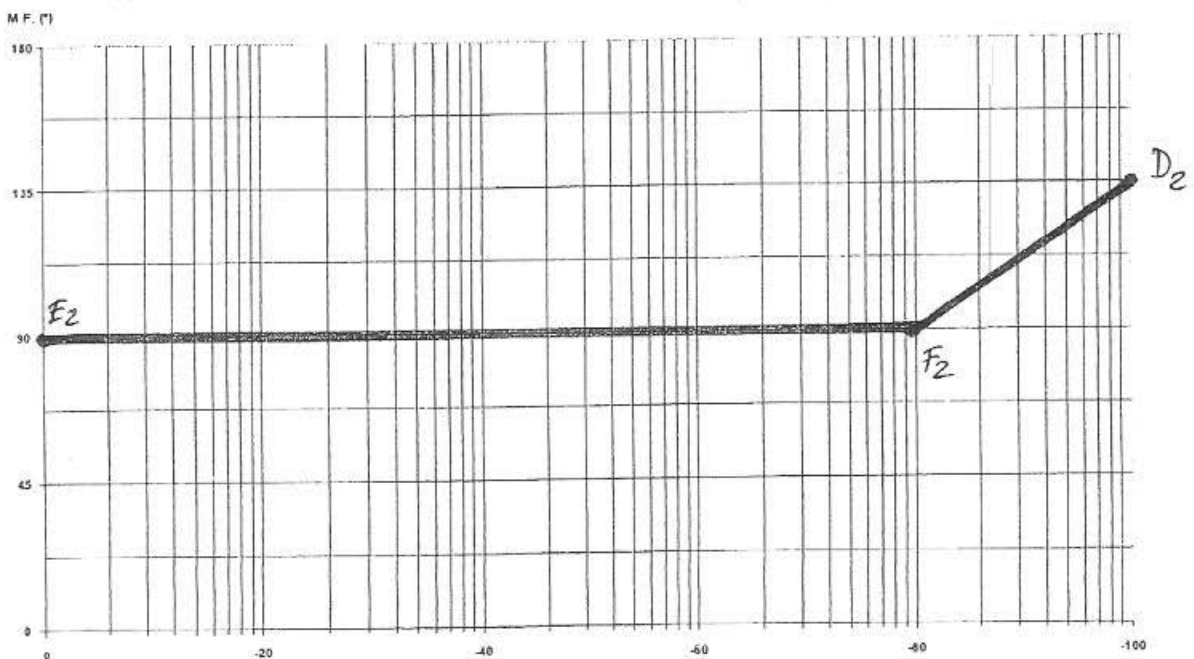
Atenuación que necesito $At\acute{e}n = 100\text{dB} + \text{MG futuro} = 120\text{dB}$

El efecto del nuevo polo debe estar en:

$$f_{\text{sup}} = 5\text{MHz} / 10^{\frac{120\text{dB}}{20\text{dB/dc}}} = 5\text{Hz}$$

4. A la vista de este último diagrama, **estime** el producto ganancia x ancho de banda ($G \times BW$) obtenido para el amplificador operacional y **dibuje** la gráfica de la evolución del margen de fase para amplificadores construidos con factor β entre 0 dB y -100 dB en la siguiente plantilla.

En el punto D de la gráfica anterior vemos que $G \times BW = 500\text{kHz}$ (6 puntos)



Utilizo los puntos de anclaje E, F y el número D que le corresponden con los puntos E2, F2 y D2.

PROBLEMA 4 (15 PUNTOS)

El circuito de la Figura 5 es un amplificador inversor de ganancia $v_{out}/v_{in} = -(R_2/R_1)$ para el rango de frecuencias medias. El acoplo mediante C se hace para evitar que se amplifique el término de continua (DC) de la señal de entrada v_{in} que degradaría los resultados obtenidos por un procesador, muy sensible a los términos DC, que efectúa ciertas operaciones sobre la señal v_{out} . Por esta misma sensibilidad se necesita conocer lo mejor posible los términos DC introducidos por el amplificador operacional (A.O.) con el fin de corregir sus efectos adecuadamente. Para lograr esta corrección se va a utilizar el interruptor I que sólo se cerrará en breves intervalos de tiempo t_{ON} de manera controlada por el procesador. En estas condiciones el sistema medirá la tensión v_{out} que contendrá términos DC debidos a la tensión V_{IO} de offset del A.O. y a sus corrientes de polarización que supondremos entrantes hacia el A.O. e iguales ($I_{B-} = I_{B+} = I_B$).

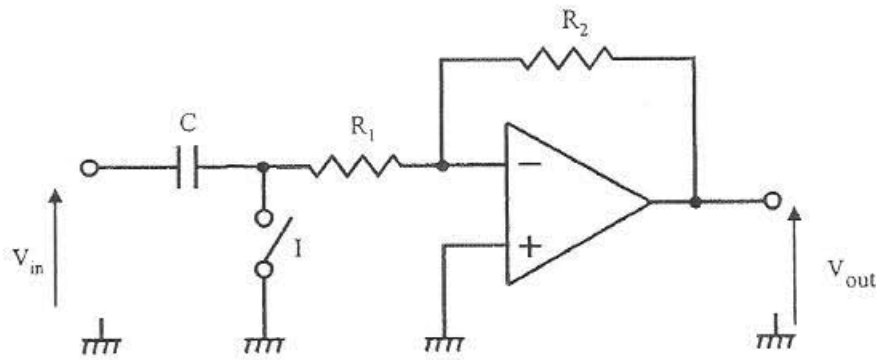
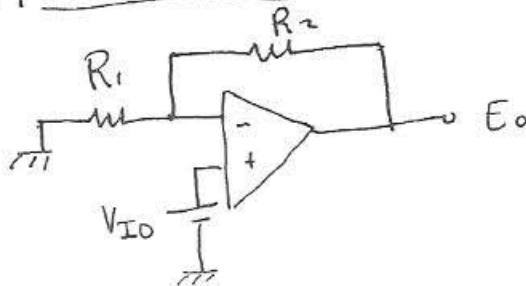


Figura 5

1. Considerando que la ganancia de este A.O. realimentado negativamente es muy grande ($A_{vd} \rightarrow \infty$), obtenga la expresión de $v_{out}(t_{ON})$ obtenida como efecto de I_B y V_{IO} . (5 puntos)

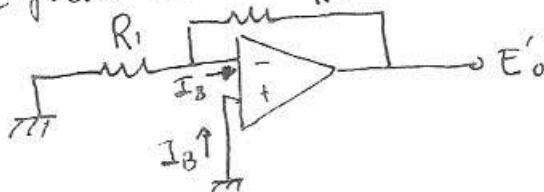
Efecto de V_{IO}



Configuración no inversora para V_{IO} :

$$E_0 = V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Efecto de I_B



$$V_+ = V_- = 0$$

$$\Rightarrow E'_0 = I_B \cdot R_2$$

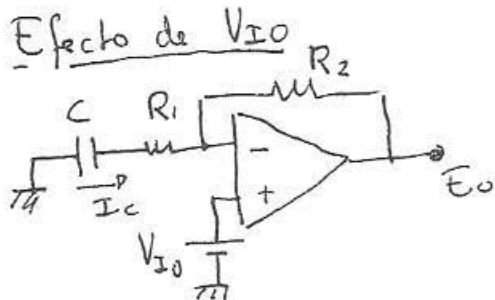
Por superposición:

$$V_{out}(t_{ON}) = E_0 + E'_0 = I_B \cdot R_2 + V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

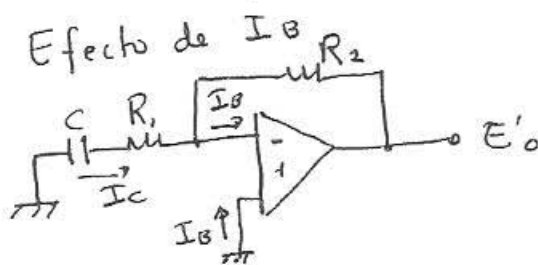
Una vez leída la tensión $v_{out}(t_{ON})$ por el sistema, el procesador abrirá el interruptor I . Acto seguido y mediante un conmutador, el sistema aplicará cero voltios ($v_{in} = 0$) a la entrada v_{in} y en estas nuevas condiciones volverá a medir la tensión v_{out} que contendrá términos DC debidos a V_{IO} e I_B como antes. Esto lo hará durante un breve intervalo de tiempo (pero suficiente para que el condensador alcance su régimen permanente) t_{OFF} , en el que medirá la nueva tensión $v_{out}(t_{OFF})$ a la salida.

2. Obtenga la expresión de $v_{out}(t_{OFF})$ obtenida como efecto de I_B y V_{IO} .

(5 puntos)



En régimen permanente, $I_c = 0$
 $\Rightarrow V_+ = V_- = V_{IO} \Rightarrow E_0 = V_{IO}$



$I_c = 0 \Rightarrow E'_0 = I_B R_2$

$V_{out}(t_{OFF}) = E_0 + E'_0 = I_B R_2 + V_{IO}$

3. Considerando que los valores de R_1 y R_2 se conocen con bastante exactitud al haberse empleado resistencias de precisión y baja tolerancia, indique qué operaciones matemáticas debería hacer el procesador con los valores $v_{out}(t_{OFF})$, $v_{out}(t_{ON})$, R_1 y R_2 para obtener el valor de V_{IO} y de I_B tras cada intervalo temporal de muestreo/calibración ($t_{ON} + t_{OFF}$).

(5 puntos)

$$\begin{cases} \textcircled{1} V_{out}(t_{ON}) = I_B R_2 + V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ \textcircled{2} V_{out}(t_{OFF}) = I_B R_2 + V_{IO} \end{cases} \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{despejamos } I_B, V_{IO}$$

$$V_{out}(t_{ON}) - V_{out}(t_{OFF}) = V_{IO} \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - 1 \right] = V_{IO} \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow V_{IO} = \left[V_{out}(t_{ON}) - V_{out}(t_{OFF}) \right] \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Sustituyendo en $\textcircled{2}$

$$I_B = \frac{V_{out}(t_{OFF})}{R_2} - \left[V_{out}(t_{ON}) - V_{out}(t_{OFF}) \right] \cdot \frac{R_1}{R_2^2}$$

1	2	3	4	T
30	30	20	20	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
 E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
 12 de septiembre de 2008 16:00h Duración: 3 horas

Apellidos Delegación de Alumnos
 Nombre SOLUCION DNI/PAS: _____



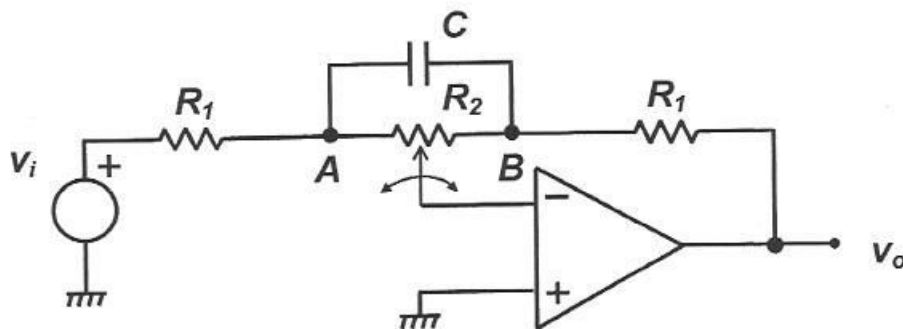
Fecha de publicación de calificaciones: 24 de Septiembre de 2008
 Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): 26 de Septiembre de 2008
 Fecha de revisión (Aula A-120): 30 de Septiembre de 2008, a las 16 h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

El esquema de la Figura 1 muestra la realización de un circuito empleado en aplicaciones de audio.



DATOS:
 $G_{BF,A} = 20 \text{ dB}$
 $f_{c,A} = 4 \text{ kHz}$
 $C = 50 \text{ nF}$

Figura 1

NOTA: Considere que el AO tiene ganancia infinita

Teniendo en cuenta que disponemos únicamente de los datos proporcionados en la Figura 1, donde $G_{BF,A}$ es la ganancia v_o/v_i a bajas frecuencias y $f_{c,A}$ es la frecuencia de corte del circuito, ambas para el cursor del potenciómetro situado en la posición A , y sabiendo que la frecuencia de corte para el cursor del potenciómetro en cada uno de los extremos A y B se corresponde a la frecuencia de los ceros de la función de transferencia v_o/v_i en las situaciones B y A , respectivamente:

- Determine una expresión para la ganancia asintótica del circuito v_o/v_i en bajas frecuencias y otra en altas frecuencias tanto para el cursor del potenciómetro en la posición A como cuando está en la posición B . (5 puntos)

*En las condiciones del enunciado ($A_{vd} \rightarrow \infty$) se puede aplicar la igualdad de tensiones virtual.

• Con el conmutador en la posición A :

1) Baja frecuencia ($f \rightarrow 0$) \Rightarrow El C se comporta como un circuito abierto

$$G = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{f \rightarrow DC, A} = - \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

2) Alta frecuencia $\Rightarrow C$ se comporta como un cortocircuito $\Rightarrow \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{f \rightarrow \infty, A} = -1$

• Con el conmutador en la posición B :

1) Baja frecuencia ($f \rightarrow DC$) $\Rightarrow C$ se comporta como un circuito abierto

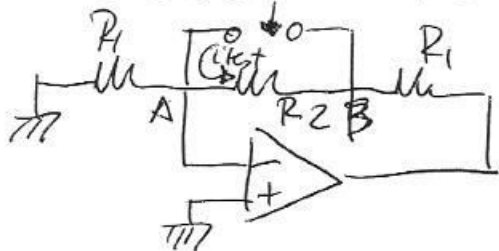
$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{f \rightarrow DC, B} = - \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

2) Alta frecuencia $\Rightarrow C$ se comporta como un cortocircuito

$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{f \rightarrow \infty, B} = -1$$

- Obtenga una expresión para la constante de tiempo del condensador en cada una de las posiciones del cursor (A y B). Indique el método de constantes de tiempo que sería adecuado en cada caso para determinar la frecuencia de corte. (10 puntos)

• Con el conmutador en la posición A :



Aplicando la igualdad de tensiones virtual justificada por tener un A.O. con ganancias tendiendo a infinito realimentado negativamente:

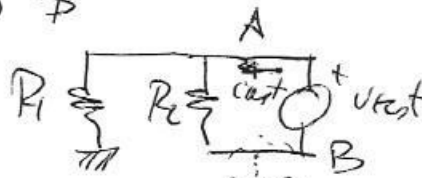
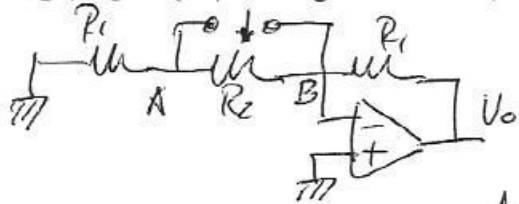
$$v_{test} = i_{test} \cdot R_2 \Rightarrow \frac{v_{test}}{i_{test}} = R_2$$

Por tanto, la constante de tiempo asociada a C será

$$\tau_A = R_2 \cdot C$$



- Con el conmutador en la posición B



Aplicando igualdad de tensiones virtual análogamente al caso anterior

$$V_{test} = i_{test}(R_1 || R_2) \Rightarrow \frac{V_{test}}{i_{test}} = R_1 || R_2$$

Por tanto, $f_B = (R_1 || R_2)C$

- Con el conmutador en la posición A, al ser un circuito de un C donde a bajas frecuencias tiene más ganancia que a altas frecuencias, la constante de tiempo obtenida se refiere a una frecuencia de corte superior. Por tanto, el método de constantes de tiempo apropiado es el de constantes de tiempo en circuito abierto.

- Con el conmutador en la posición B, al ser un circuito de un C donde a altas frecuencias tiene más ganancia que a bajas frecuencias, la constante de tiempo obtenida se refiere a una frecuencia de corte inferior. Por tanto, el método de constantes de tiempo apropiado es el de constantes de tiempo en cortocircuito.

3. Con las expresiones de los apartados 1 y 2, determine los valores numéricos de los componentes del circuito R_1 y R_2 , así como la frecuencia de corte $f_{c,B}$ para el cursor del potenciómetro situado en la posición B. Dibuje el diagrama de Bode del módulo y la fase resultante para v_o/v_i cuando el cursor del potenciómetro está situado en A y en B. (12 puntos)

Sabiendo que $G_{BF,A} = \left| \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right|_{dB} = 20 \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 10 \Rightarrow R_2 = 9R_1$$

Además

$$f_{c,A} = \frac{1}{2\pi R_2 C} \Rightarrow R_2 = \frac{1}{2\pi C f_{c,A}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 4 \cdot 10^3} \approx 796 \Omega$$

Luego, $R_1 \approx 88 \Omega$



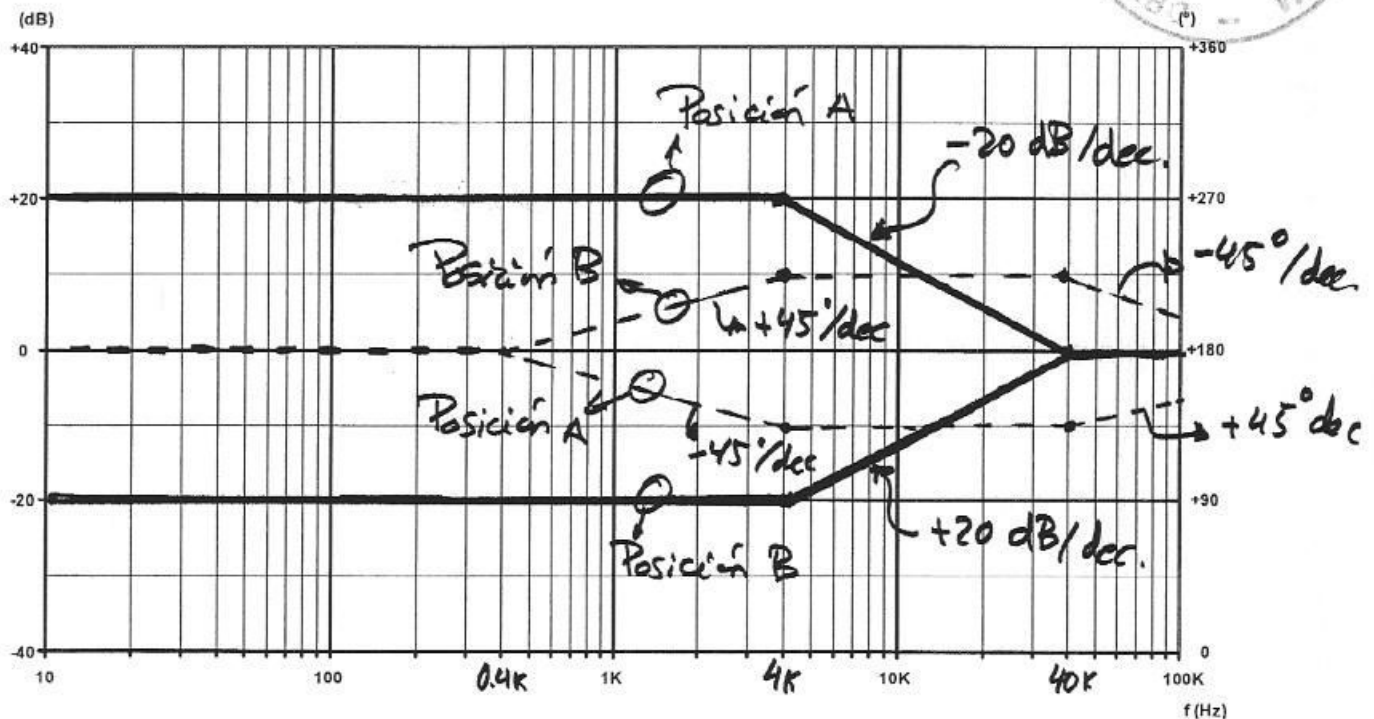
Con los valores de R_1 y R_2 : $f_{c,B} = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2)C} = 40 \text{ kHz}$

Nota: A este resultado se puede llegar también sabiendo que la ganancia cae 20 dB desde 4 kHz hasta la frecuencia del cero de la función de transferencia.

Para representar el diagrama de Bode se puede determinar

$$G_{3F1B} = \left| \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right|_{dB} = \left| \frac{1}{10} \right|_{dB} = -20 \text{ dB}$$

Nota: La línea de puntos se utiliza para representar la fase



4. A la vista de los resultados, razone con cuál de las siguientes funciones podría identificar el circuito:

- i) control de graves (bajas frecuencias),
- ii) control de agudos (altas frecuencias).

(3 puntos)

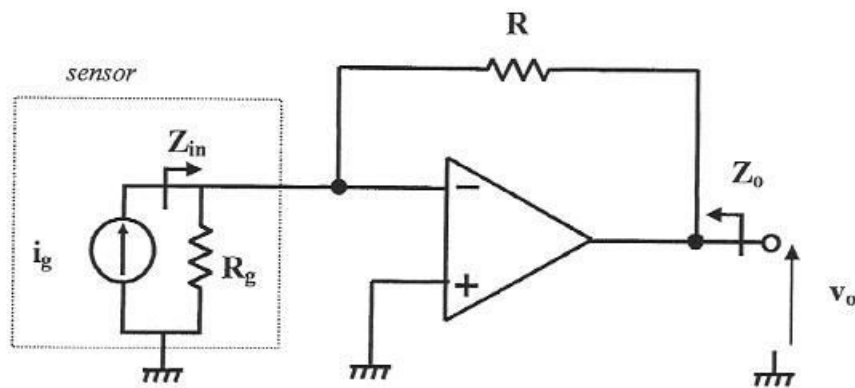
Este circuito permite incrementar o reducir la ganancia a bajas frecuencias en un margen de 40 dB. A altas frecuencias su respuesta es plana tanto en fase como en módulo.

Por tanto, este circuito parece adecuado para controlar graves en aplicaciones de audio.

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El circuito de la Figura 2 se corresponde con un amplificador de transimpedancia basado en el uso de un amplificador operacional realimentado y cuya misión es amplificar las débiles corrientes entregadas por un sensor.

A la hora de analizar el circuito, el amplificador operacional puede sustituirse por su modelo de pequeña señal utilizando los valores que se indican para A_{vd} , R_i y R_o .



DATOS:	
A.O.	
$A_{vd} = 60 \text{ dB}$	
$R_i = 100 \text{ k}\Omega$	
$R_o = 1 \text{ k}\Omega$	

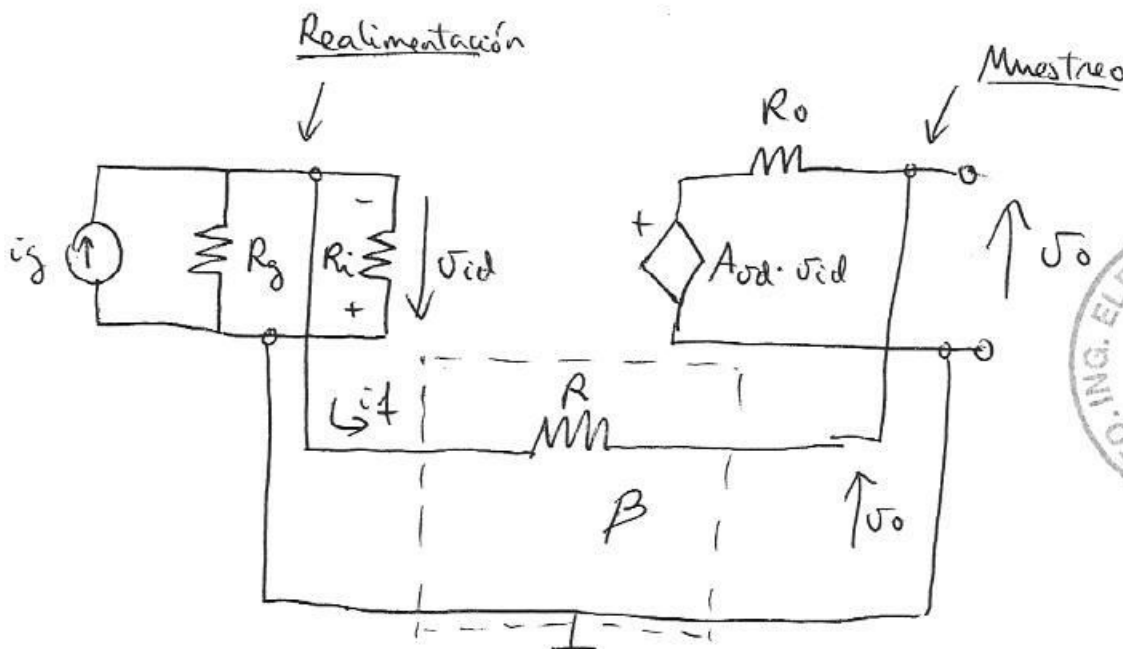
SENSOR	
$R_g = 1 \text{ M}\Omega$	

$R = 100 \text{ k}\Omega$	

Figura 2

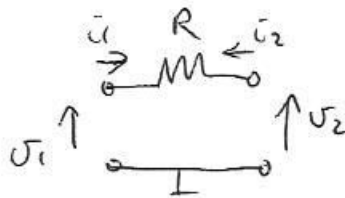
1. Dibuje el esquema de realimentación del circuito completo. Indique claramente donde se realiza el muestreo y la realimentación de señales, así como el tipo de topología. (4 puntos)

Topología: Conexión en paralelo a la entrada y a la salida
Muestreo de tensión, realimentación de corriente



2. Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia de forma que permita reconocer su tipo. (4 puntos)

$$\beta_Y = \frac{i_1}{v_2} \Big|_{v_1=0} = -\frac{1}{R} v$$



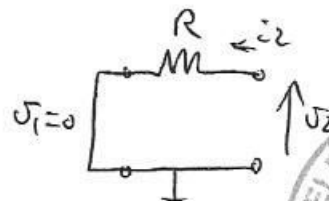
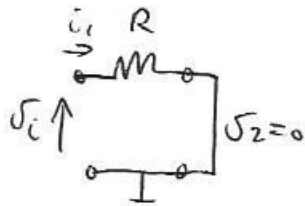
$$\beta_Y = -10^{-5} v$$

3. Dibuje la red A' , obtenga la expresión completa de su función de transferencia y calcule su valor numérico. Señale claramente los efectos de carga considerados. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia de forma que permita reconocer su tipo. (6 puntos)

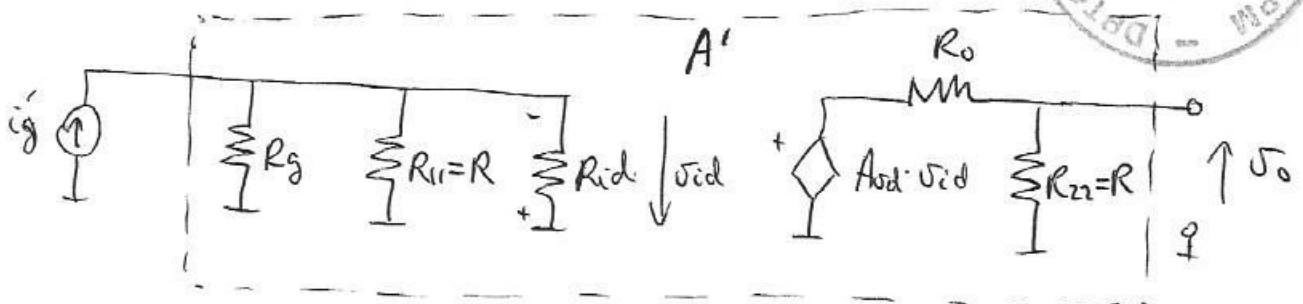
Efectos de carga de la red β :

A la entrada $\rightarrow R_{11} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{v_2=0} = R$

A la salida $\rightarrow R_{22} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{v_1=0} = R$



Red A'



$$A'_2 = \frac{v_0}{i_g'} = \frac{v_0}{v'_{cd}} \times \frac{v'_{cd}}{i_g'} = \left(-A_{vd} \times \frac{R}{R+R_o} \right) \times \left(R_g \parallel R \parallel R_{id} \right)$$

60 dB

$$A'_2 \approx -A_{vd} \times (R \parallel R_{id}) = -A_{vd} \times \frac{R}{2} = -10^{-3} \times \frac{10^5}{2} = -5 \times 10^7 \Omega$$

4. Verifique si el producto $A'\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa.

$$A'_z \cdot \beta_y = (-5 \cdot 10^7) \times (-10^{-5}) = 500 \quad (3 \text{ puntos})$$

$$\left. \begin{array}{l} + A'_z \cdot \beta_y \gg 1 \\ + \text{Adimensional} \\ + \text{Positivo} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Buena desensibilización de } G_z$$

5. Utilizando las aproximaciones que considere oportunas, calcule la ganancia del sistema v_o/i_g

(3 puntos)

$$G_z = \frac{v_o}{i_g} = \frac{A'_z}{1 + A'_z \cdot \beta_y} \approx \frac{1}{\beta_y} = -10^5 \Omega$$



6. Determine las expresiones de las impedancias de entrada y salida de la red A' (Z_{inSR} y Z_{oSR}). Seguidamente obtenga las expresiones de las impedancias Z_{in} y Z_o indicadas en la figura del enunciado.

(5 puntos)

Del apartado 3 obtenemos:

$$Z_{inSR} = R_g \parallel R \parallel R_{id} \approx R \parallel R_{id} = \frac{R}{2}$$

$$Z_{oSR} = R \parallel R_o \approx R_o$$

$$\text{Conexión paralelo} \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_{isr}}{1 + A'z\beta y} \approx \frac{R/2}{1 + A'z\beta y}$$

$$\text{Conexión paralelo} \Rightarrow Z_o = \frac{Z_{osr}}{1 + A'z\beta y} = \frac{R_o}{1 + A'z\beta y}$$

Ambas impedancias
son muy bajas



7. Suponga que se conecta una carga R_L a la salida del amplificador. Calcule el valor de la impedancia Z_{in} para $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_L = 1 \Omega$. Explique a qué se debe la diferencia. (5 puntos)

La carga R_L está en paralelo con R_{zz} por lo que modifica la expresión de $A'z$.

Basándonos en el apartado 3:

$$A'z = \left(-A_{od} \frac{R \parallel R_L}{R \parallel R_L + R_o} \right) \times (R_f \parallel R \parallel R_{id}) \approx -A_{od} \frac{R \parallel R_L}{R \parallel R_L + R_o} \times \frac{R}{2}$$

Si $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $R \parallel R_L \approx \frac{R}{2} \gg R_o$ por lo que $A'z$ no varía con respecto al apartado 3 $\Rightarrow Z_{in}|_{R_L=100 \text{ k}\Omega} = \frac{R/2}{1 + \frac{R}{500}} = \frac{R}{10^3} = 10^2 \Omega \rightarrow$ Coincide con el apartado 6

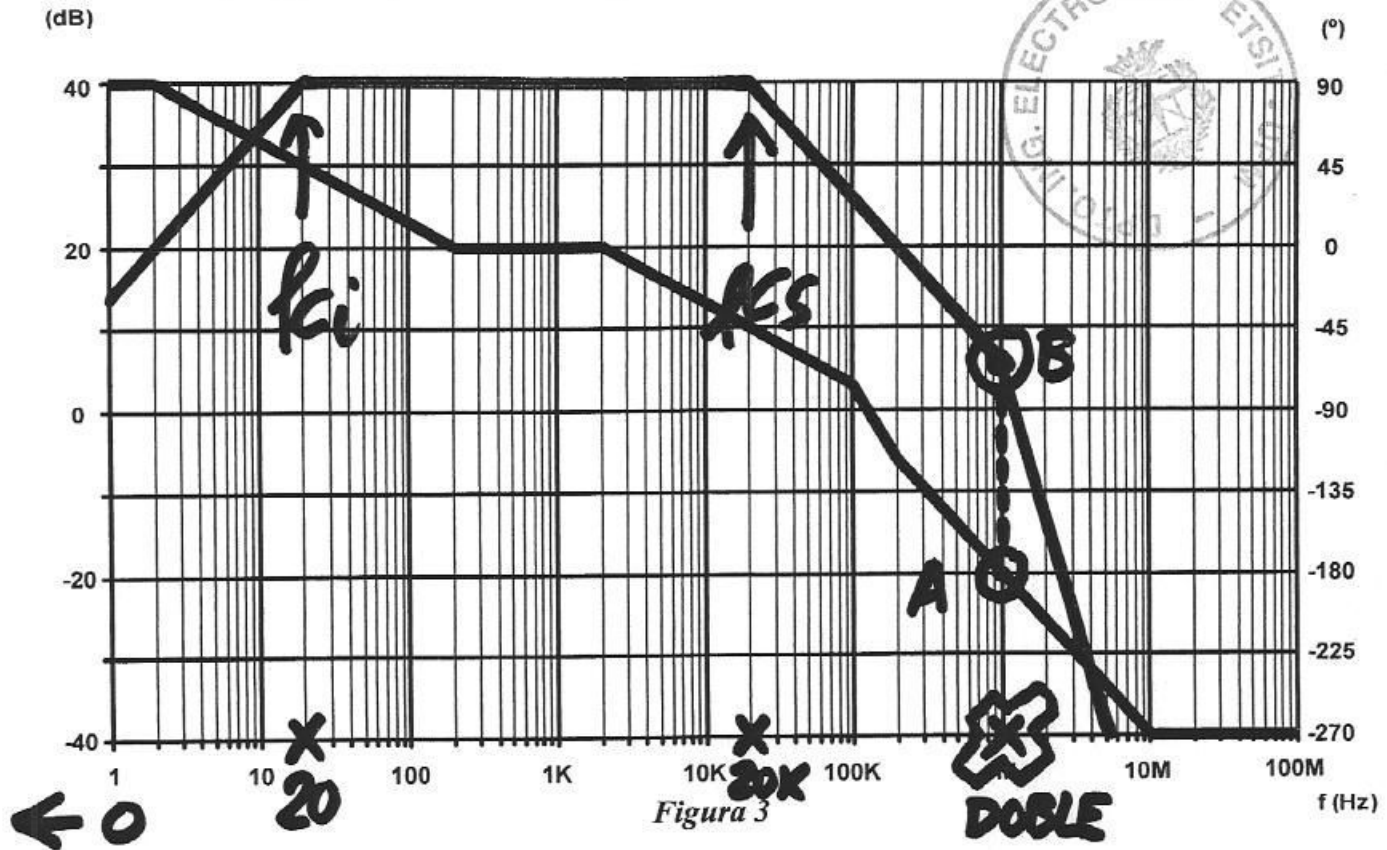
Si $R_L = 1 \Omega$, $R \parallel R_L \approx R_L$ y $A'z$ varía considerablemente

$$A'z|_{R_L=1 \Omega} \approx -A_{od} \frac{R_L}{R_L + R_o} \times \frac{R}{2} \approx -A_{od} \frac{R_L}{R_o} \times \frac{R}{2} = -\frac{10^3}{10^3} \times \frac{10^5}{2} = 5 \times 10^4$$

$$Z_{in}|_{R_L=1 \Omega} = \frac{R/2}{1 + 5 \times 10^4 \cdot 10^{-1}} = \frac{R/2}{3/2} = \frac{R}{3} = 33,3 \text{ k}\Omega$$

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

En la gráfica de la Figura 3 se representa la fase del diagrama de Bode de la ganancia en tensión diferencial $G_v = v_o / (v_+ - v_-)$ de un cierto amplificador diferencial.



- Complete sobre la misma figura el diagrama del módulo de esa ganancia conociendo que la ganancia máxima a frecuencias medias es 100. (8 puntos)

fase 90° en 0 Hz. ⇒ Hay un cero en el origen y 4 polos.

- Identifique y marque en la figura las frecuencias de corte de esta ganancia. (4 puntos)

$f_{cinf} = 20 \text{ Hz}$

$f_{csup} = 20 \text{ kHz}$

Que son donde perdemos unos 3dB de ganancia frente a f medias.

- Si este amplificador se realimenta con una red β pasiva de modo que la realimentación a frecuencias medias es negativa, puede darse el caso de que oscile. Justifique a qué frecuencia lo haría y a partir de qué factor β sucedería. (8 puntos)

*Busco donde la fase es 180° (punto A).
⇒ Si oscila, oscilará a $f_{osc} = 1 \text{ MHz}$.*

En f_{osc} , su vale: $40 \text{ dB} - 20 \text{ dB/década} \cdot \log_{10} \frac{1 \text{ MHz}}{20 \text{ kHz}} \approx 6 \text{ dB}$ (punto B)

por lo tanto oscila si $\beta \geq -6 \text{ dB}$

En ω_{real} , si $\beta \geq 0,5$

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

El circuito de la Figura 4 es una estructura de amplificador diferencial de alta impedancia de entrada debida a la realimentación negativa de los Amplificadores Operacionales AO₁ y AO₂.

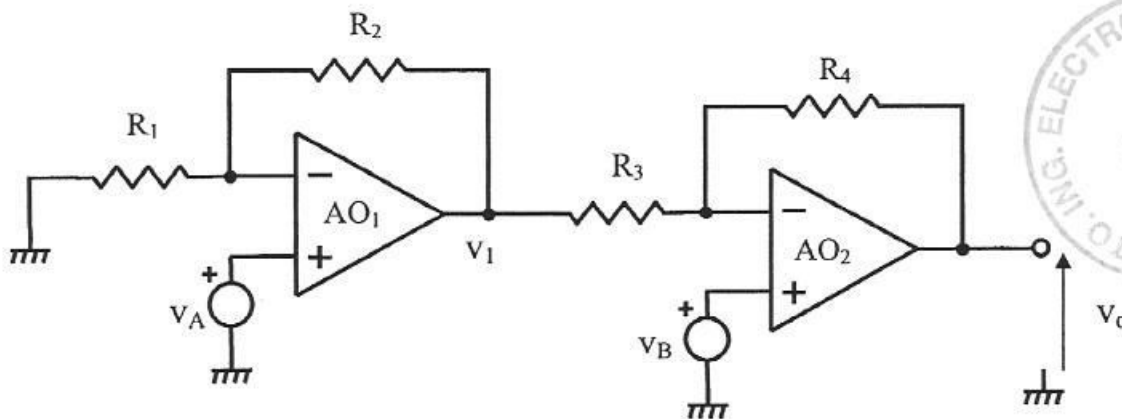


Figura 4

1. Considerando los AO ideales, obtenga la expresión de la tensión de salida, $v_o = f(v_A, v_B)$. Compruebe que la tensión de salida es proporcional a la diferencia de las señales de entrada, si $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$. (8 puntos)

Aplicamos superposición de generadores v_A, v_B :

a) $v_A = 0 \Rightarrow v_1 = 0$; AO₂, R₃, R₄ ≡ C.A.N.I. para v_B

$$v_0' = v_B \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

b) $v_B = 0$; AO₁, R₁, R₂ ≡ C.A.N.I. para v_A
 AO₂, R₃, R₄ ≡ C.A.I. para v_1

$$v_0'' = -\frac{R_4}{R_3} \cdot v_1 = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_A$$

Sumando efectos: $v_0 = v_0' + v_0''$

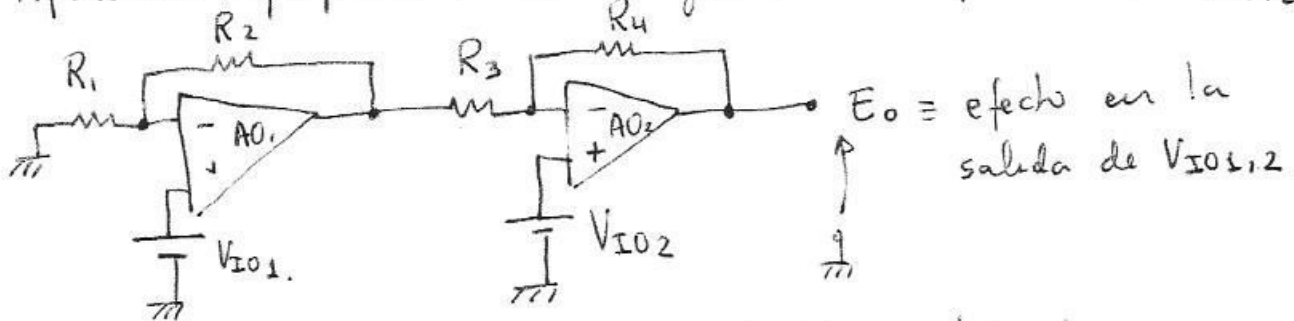
$$v_0 = v_B \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - v_A \cdot \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

con $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$

$$\boxed{v_0 = v_B \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - v_A \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = [v_B - v_A] \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}$$

2. Si ahora los AO tienen *tensiones de offset* en la entrada V_{IO1} y V_{IO2} siendo ideales en el resto de sus características, obtenga el efecto en la salida de dichas tensiones de offset, bajo la condición $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$. (4 puntos)

Aplicando superposición de los generadores equivalentes $V_{IO1,2}$:



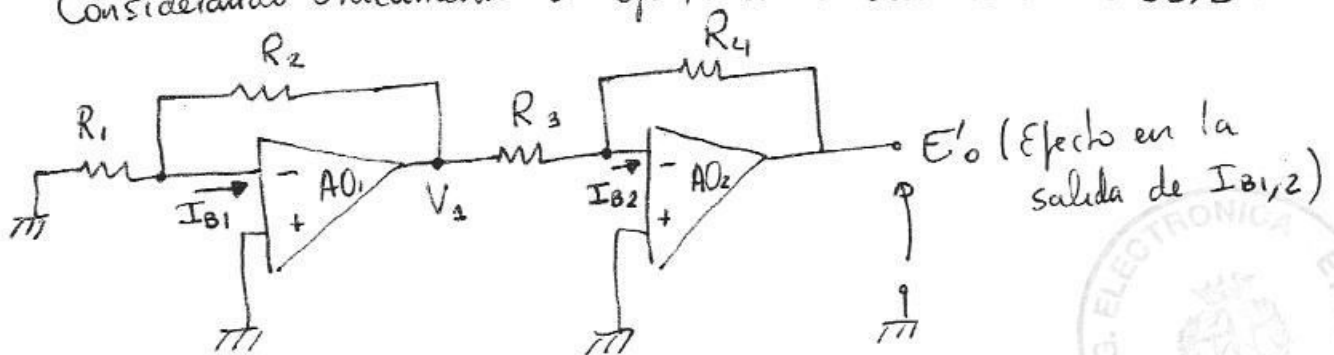
- Se obtiene un circuito idéntico al del apartado 1.

Por lo tanto:

$$E_o = (V_{IO2} - V_{IO1}) \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)$$

3. Suponga ahora que los AO tienen unas corrientes de polarización en las entradas $I_{B1+} = I_{B1-} = I_{B1}$, e $I_{B2+} = I_{B2-} = I_{B2}$, (que suponemos entrantes), siendo ideales en el resto de sus características. Obtenga el efecto de dichas corrientes en la salida bajo la condición $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$. (8 puntos)

Considerando únicamente el efecto en la salida de $I_{B1,2}$:



Aplicamos superposición de I_{B1}, I_{B2}

a) $I_{B2} = 0 \Rightarrow V_1 = I_{B1} \cdot R_2$; $E'_{01} = -\frac{R_4}{R_3} \cdot R_2 \cdot I_{B1}$

b) $I_{B1} = 0 \Rightarrow V_1 = 0 \text{ V}$; $E'_{02} = I_{B2} \cdot R_4$

$$E'_0 = E'_{01} + E'_{02} = I_{B2} \cdot R_4 - \frac{R_4}{R_3} \cdot R_2 \cdot I_{B1}$$

con $R_1 = R_4$; $R_2 = R_3 \Rightarrow$

$$E'_0 = R_1 (I_{B2} - I_{B1})$$

P1	P2	P3	P4	T
25	35	25	15	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
 E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
 13 de junio de 2009 9:00h Duración: 3 horas

SOLUCIÓN

Apellidos _____
 Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha de publicación de calificaciones: 26 de Junio de 2009
 Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): 1 de Julio de 2009
 Fecha de revisión (aula A-122): 6 de Julio de 2009, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

En la Figura 1 aparece representado un sistema que utiliza un amplificador de tensión A ideal en todas sus características salvo por la existencia de una resistencia de entrada finita R_i y de un comportamiento en frecuencia dado por la expresión siguiente, en la cual $A_m > 0$:

$$A(\omega) = \frac{v_s}{v_e}(\omega) = \frac{A_m}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pA}}}$$

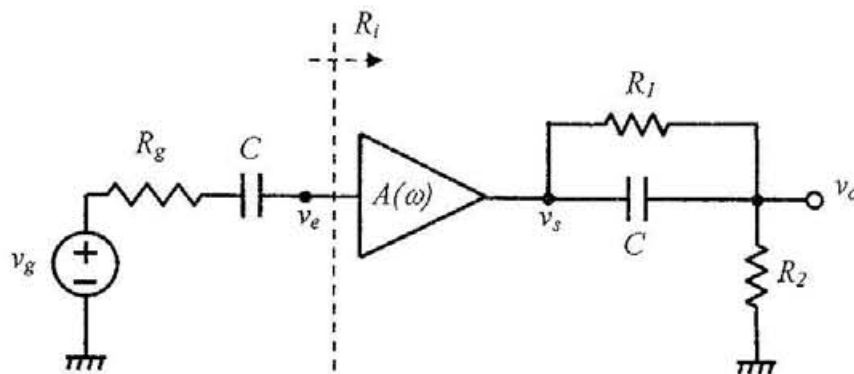
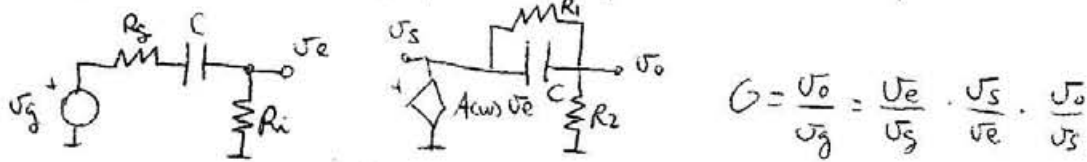


Figura 1

1. Escriba la expresión de la ganancia global $G = v_o/v_g$.

(8 puntos)

Sustituimos el amplificador A por su modelo equivalente



$$G = \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_e}{v_g} \cdot \frac{v_s}{v_e} \cdot \frac{v_o}{v_s}$$

$$\frac{v_e}{v_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega R_i C}{1 + j\omega (R_i + R_g) C}$$

$$\frac{v_s}{v_e} = A_c(\omega) = \frac{A_m}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{pA}}}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C}} = \frac{R_2 (1 + j\omega R_1 C)}{(R_1 + R_2) (1 + j\omega \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2})}$$

$$G = \frac{A_m \cdot R_2 \cdot R_i \cdot C}{R_i + R_2} \cdot \frac{j\omega (1 + j\omega R_1 C)}{(1 + j\omega (R_i + R_g) C) \cdot (1 + j\omega \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2})}$$

2. Realice un listado de las expresiones de las pulsaciones significativas relacionadas con los ceros y polos del sistema, identificando cada una como relacionada con polo o con cero. (4 puntos)

De la expresión de la ganancia G obtenemos:

CEROS \rightarrow Cero en el origen y $\omega_2 = \frac{1}{R_1 C}$

POLOS \rightarrow $\omega_{p1} = \frac{1}{(R_i + R_g) C}$

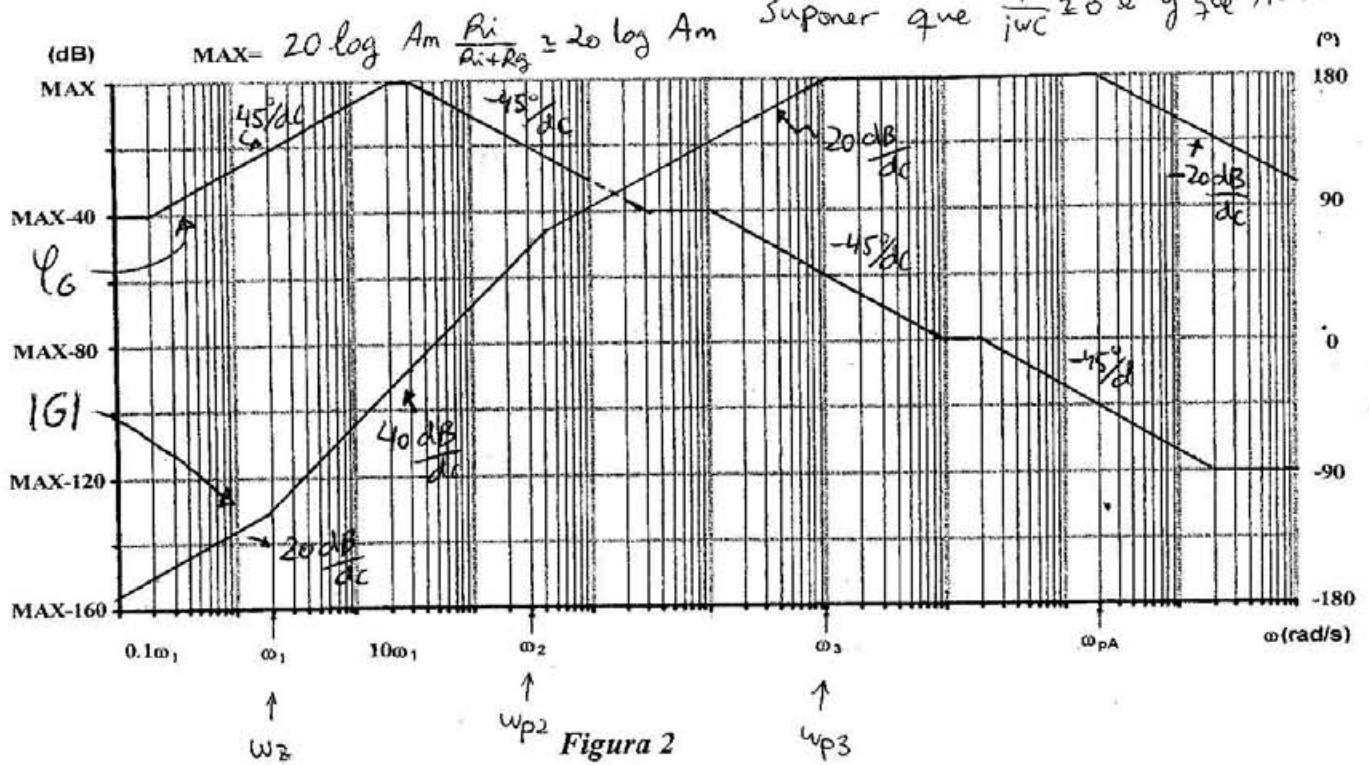
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_1 \parallel R_2) C}$$

$$\omega_{p3} = \omega_{pA}$$

3. Suponiendo que $R_i \ll R_1 // R_2$ y que $R_g \ll R_i$ (y ya que los dos condensadores usados son iguales) dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función G sobre la figura 2 en la que se ha indicado la posición de las distintas pulsaciones significativas ($\omega_1, \omega_2, \omega_3$ y ω_{pA}) que tendrá que identificar con algunas del apartado anterior. Indique claramente el valor del máximo del módulo en dB (MAX) en la cabecera de la gráfica. (8 puntos)

$$\left. \begin{array}{l} R_i \ll R_1 // R_2 \\ R_g \ll R_i \\ R_i > R_1 // R_2 \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{1}{R_i C} < \frac{1}{(R_1 // R_2) C} < \frac{1}{(R_i + R_g) C} \approx \frac{1}{R_i C}$$

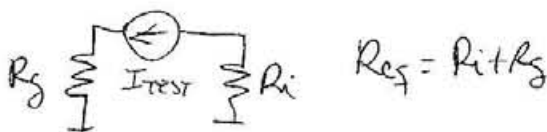
A frecuencias medias podemos suponer que $\frac{1}{j\omega C} \approx 0$ e y que $A(\omega) \approx A_m$



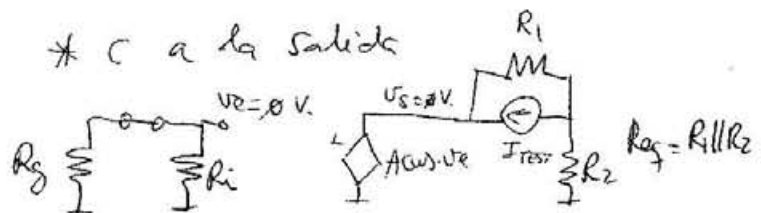
4. Obtenga la expresión de la pulsación de corte inferior según el método de constantes de tiempo que sea aplicable (indique cuál utiliza). (5 puntos)

Aplicamos el método de las constantes de tiempo en cortocircuito. Ambos condensadores están involucrados al introducir polos con frecuencias asociadas de baja frecuencia.

* C a la entrada



* C a la salida



$$\omega_c \approx \sum_i \frac{1}{\tau_i} = \sum_i \frac{1}{R_{eq_i} C_i} = \frac{1}{C(R_i + R_g)} + \frac{1}{C(R_1 // R_2)} \text{ rad/seg}$$

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

El esquema de la Figura 3 muestra la realización de un amplificador de tensión de ganancia variable gracias a la resistencia variable (potenciómetro) P para una línea de 600Ω . Está basado en un amplificador operacional con una ganancia muy pobre en tensión realimentado negativamente. La función de transferencia deseada es $G_v = v_o/v_g$. En la parte inferior de la figura también se muestra el modelo circuital simplificado del amplificador operacional caracterizado por su ganancia en tensión A_{vd} y sus resistencias de entrada (R_i) y salida (R_o).

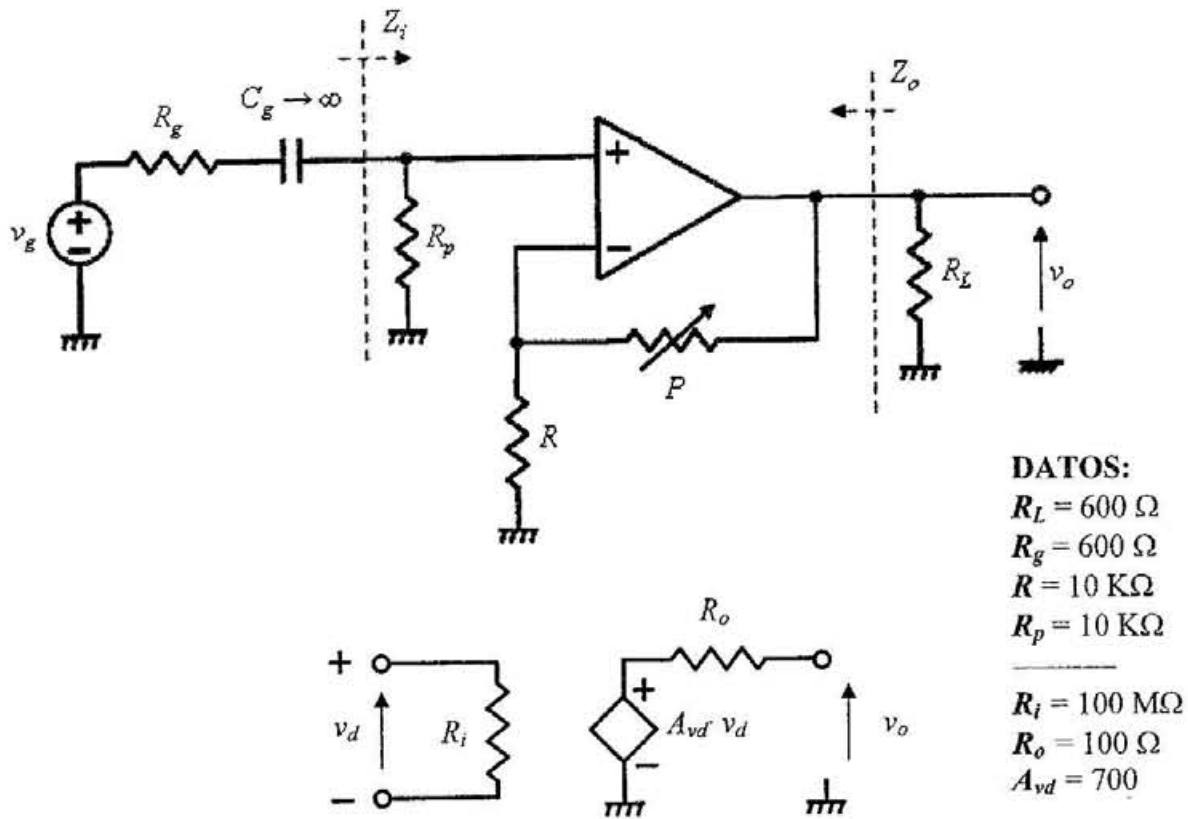
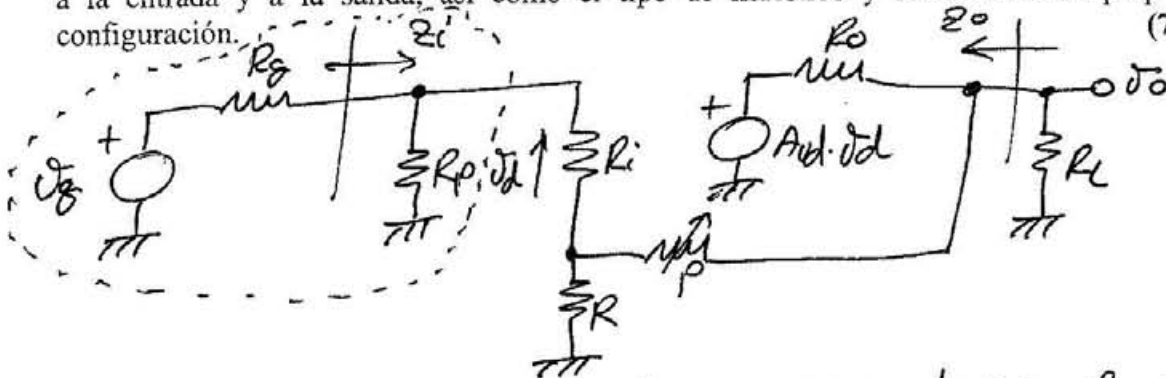
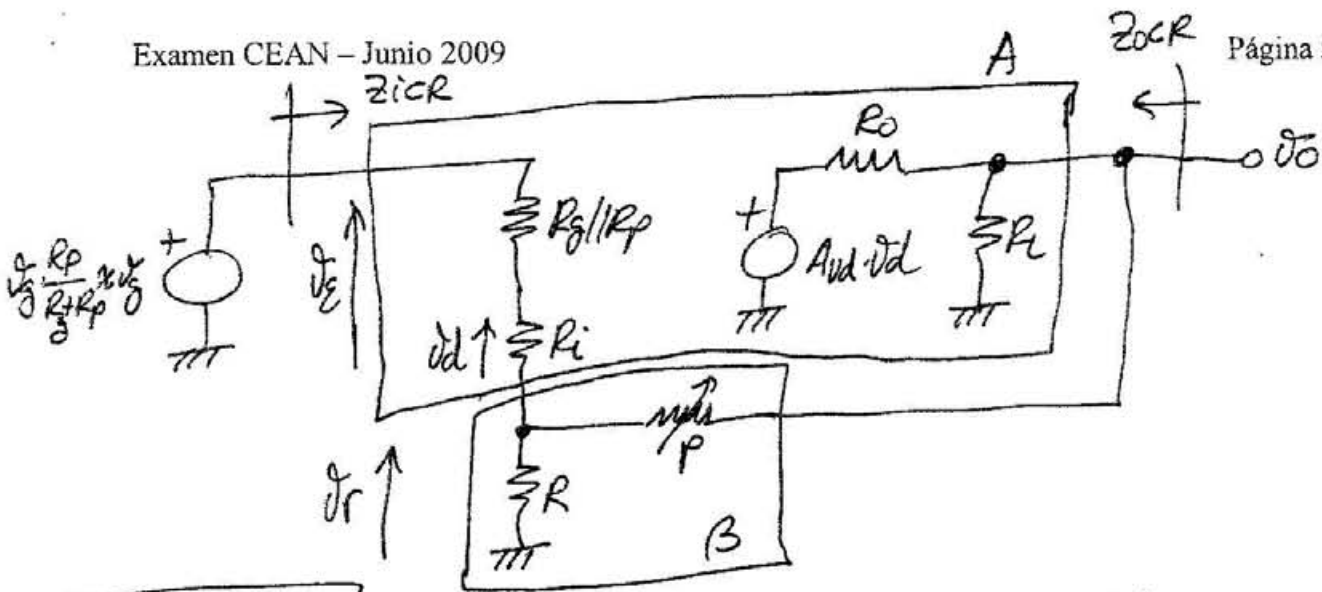


Figura 3

1. Dibuje el circuito equivalente del amplificador de tensión sustituyendo el A.O. por su modelo y mostrando explícitamente qué elementos pertenecen a las redes A y β . Determine la topología de realimentación preferente del circuito de la Figura 3 indicando el tipo de asociación presente a la entrada y a la salida, así como el tipo de muestreo y realimentación propios de la configuración. (7 puntos)



No veo bien el restador: voy a hacer el equivalente Thevenin de la zona puntuada

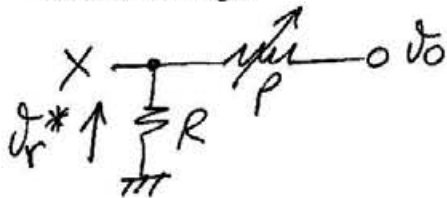


$$v_E = v_g - v_r$$

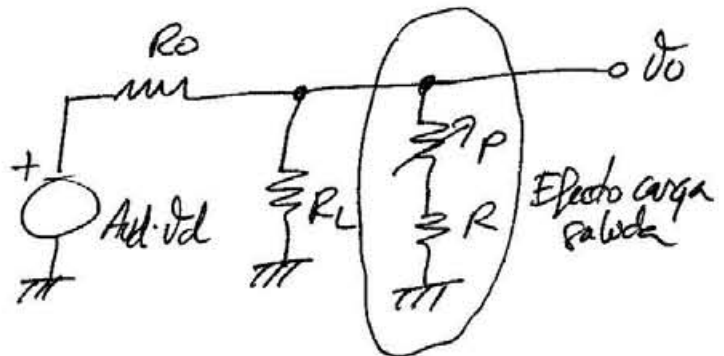
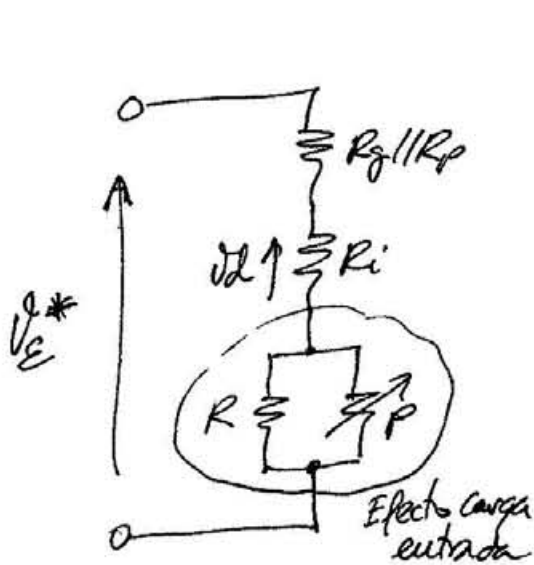
topología serie - paralelo

Realim. de (V) proporcional a (V) de salida
 ↑ comparación ↑ muestreo

2. Obtenga una expresión para la ganancia β propia de la topología elegida. Determine también los efectos de carga que introduce la red de realimentación y dibuje la red A' incluyendo todos los efectos de carga. (6 puntos)



$$\beta_v = \frac{g_r^*}{v_o} = \frac{R}{R+P} \quad (v/v)$$



$$A_v = \frac{v_o}{v_E^*}$$

3. Determine la expresión de la ganancia de la red A' y finalmente calcule el valor numérico de A' utilizando las aproximaciones que sean razonables. (6 puntos)

$$\begin{aligned}
 A'_v &= \frac{v_o}{v_E^*} = \frac{R_L \parallel (R_T + P)}{R_o + R_L \parallel (R_T + P)} \cdot A_{vL} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_B \parallel R_P + R \parallel P} = \\
 &= \frac{600\Omega \parallel (10k\Omega + P)}{100\Omega + 600\Omega \parallel (10k\Omega + P)} \cdot 700 \cdot \frac{100M\Omega}{100M\Omega + 600\Omega \parallel 10k\Omega + 10k\Omega \parallel P} \approx \\
 &\approx \frac{600\Omega}{100\Omega + 600\Omega} \cdot 700 \cdot 1 = \boxed{600 \text{ (v/v)}}
 \end{aligned}$$

4. ¿Qué máxima ganancia $G_v = v_o/v_g$ es posible manteniendo una buena realimentación que permita aproximar $G_v \rightarrow \frac{1}{\beta}$? (Si tiene que utilizar una condición $n_1 \gg n_2$, considere que se cumple razonablemente a partir de que $n_1 = 10 \cdot n_2$). (8 puntos)

$$G_v = \frac{A'_v}{1 + A'_v \beta_v} \left| \begin{array}{l} \rightarrow \frac{1}{\beta_v} \\ A'_v \beta_v \gg 1 \end{array} \right.$$

Para que $A'_v \beta_v \gg 1$: $A'_v \cdot \beta_{v\text{mín}} = 600 \cdot \beta_{v\text{mín}} = 10 \rightarrow \beta_{v\text{mín}} = \frac{1}{60}$

$$\boxed{G_{v\text{máx}} = \frac{1}{\beta_{v\text{mín}}} = 60}$$

5. Determine una expresión para las impedancias de entrada y salida marcadas en la Figura 3 como Z_i y Z_o , respectivamente. Comente si esas impedancias deberían cada una ser alta o baja para beneficiar la función del amplificador y si la topología ayuda en ese sentido. (8 puntos)

$$Z_{iCR} = Z_{iSR} \cdot (1 + A'_{V\beta U}) = (R_g // R_p + R_i + R // P) \cdot (1 + A'_{V\beta U}) \approx$$

$$\approx R_i \cdot (1 + A'_{V\beta U}) \Big|_{A'_{V\beta U} \gg 1} \quad (\text{muy grande})$$

Viendo las figuras del apartado 1:

$$Z_i = R_p // (Z_{iCR} - R_g // R_p) \approx R_p = 10k\Omega$$

Como $10k\Omega \gg 600\Omega = R_g$ la impedancia es buena para no perder demasiada señal en la entrada. La realimentación me ayuda a no cargar esos $10k\Omega$ que ya tengo de partida.

$$Z_{oCR} = \frac{Z_{oSR}}{1 + A'_{V\beta U}} = \frac{R_o // R_L // (R + P)}{1 + A'_{V\beta U}} \approx \frac{R_o}{1 + A'_{V\beta U}} \Big|_{A'_{V\beta U} \gg 1} \quad (\text{muy pequeña})$$

Viendo las figuras del apartado 1:

$$Z_o // R_L = Z_{oCR}$$

$$\frac{Z_o R_L}{Z_o + R_L} = Z_{oCR} \rightarrow Z_o R_L = Z_o Z_{oCR} + R_L Z_{oCR}$$

$$Z_o (R_L - Z_{oCR}) = R_L Z_{oCR}$$

$$Z_o = \frac{R_L Z_{oCR}}{R_L - Z_{oCR}}$$

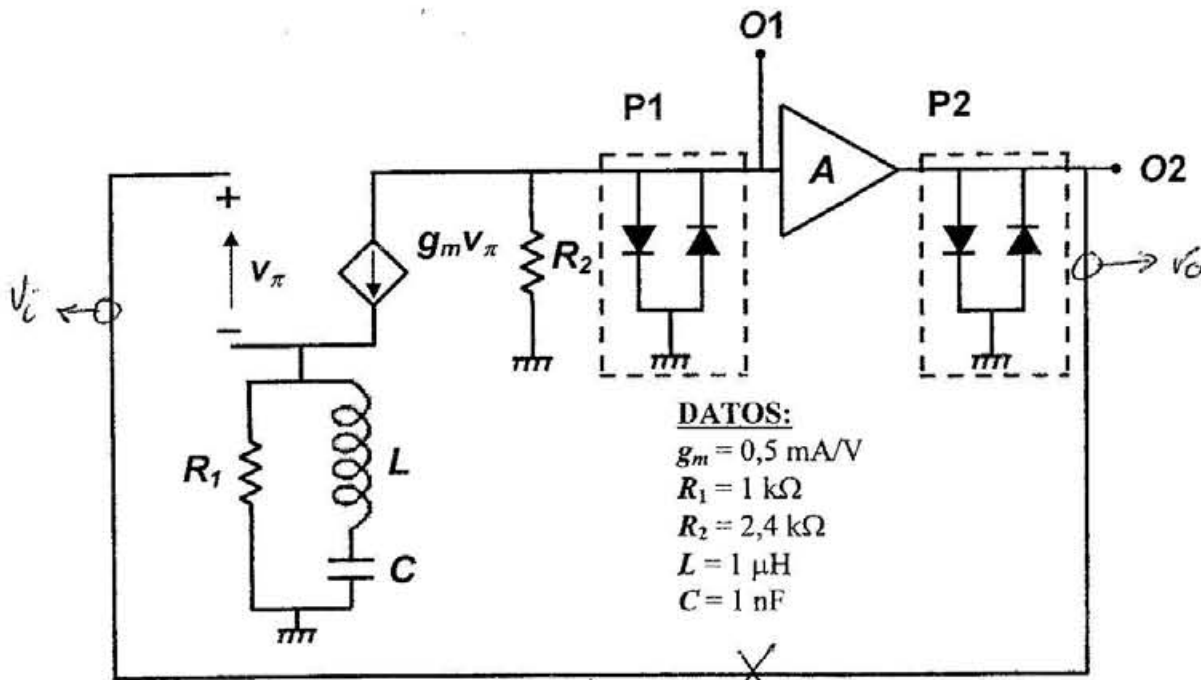
Ya que $R_L = 600\Omega$ y Z_{oCR} como mucho serán 10Ω ($\frac{100\Omega}{11}$)

Z_o serán esos 10Ω como mucho.

Esta impedancia es muy pequeña y $\ll R_L = 600\Omega$ lo cual me viene muy bien para no perder señal en tensión en la salida. La Realimentación me ayuda a que sea tan pequeña.

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

El esquema de la Figura 4 representa el modelo circuital simplificado de un oscilador sinusoidal, donde se han omitido los detalles de la polarización del circuito. A efectos de cálculo se supondrá que el amplificador de tensión de ganancia A de la figura es ideal. Los pares de diodos P1 y P2 encerrados por sus correspondientes líneas de puntos en la figura no se conectarán al lazo al mismo tiempo en ningún caso.



- DATOS:**
 $g_m = 0,5 \text{ mA/V}$
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 2,4 \text{ k}\Omega$
 $L = 1 \text{ }\mu\text{H}$
 $C = 1 \text{ nF}$

Figura 4.

Para analizar el circuito anterior se asume como primera aproximación que los diodos no introducen ningún efecto de carga y puede, por tanto, despreciarse su efecto.

- Obtenga bajo estas condiciones una expresión algebraica para la ganancia de lazo $T(j\omega)$ indicando los puntos del circuito que ha tomado como referencia para "abrir" el lazo. (8 puntos)

Se abre el lazo como se indica en la Figura 4.

$$\left. \begin{aligned} v_o &= -g_m R_2 A v_a \\ v_i &= v_a + g_m v_a R_1 \| z_{LC} \\ z_{LC} &= j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \right\} \Rightarrow T(j\omega) = \frac{v_o}{v_i}(j\omega) = - \frac{g_m R_2 A}{1 + g_m R_1 \| z_{LC}}$$

Finalmente,

$$T(j\omega) = - \frac{A R_2 (1 - \omega^2 L C + j\omega C R_1)}{\frac{1}{g_m} (1 - \omega^2 L C + j\omega C R_1) + R_1 (1 - \omega^2 L C)}$$

• Para los siguientes apartados se puede emplear

$$T(j\omega) = - \frac{g_m R_2 A}{1 + g_m R_1 \| (j[\omega L - \frac{1}{\omega C}])}$$

2. Determine la condición de oscilación y la de arranque de la oscilación sin sustituir ningún parámetro por su valor numérico. Una vez determinadas, dé valores numéricos sabiendo, a partir de ahora, que el amplificador tiene un módulo de ganancia $|A| = 1$. Compruebe si el oscilador arranca y calcule a qué frecuencia oscila. (6 puntos)

→ La condición de oscilación implica que $\angle T(j\omega_0) = 0 \Rightarrow T(j\omega_0) \in \mathbb{R}^+$

Por tanto, $A = -1$ y $1 - \omega_0^2 LC = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

NOTA: También se puede observar que el circuito de la figura 4 es un oscilador LC serie, por lo que su impedancia Z_{LC} a la frecuencia de oscilación ($\frac{\omega_0}{2\pi}$) es igual a cero, llegando a los mismos resultados.

→ La condición de arranque implica que $|T(j\omega_0)| \geq 1$ ($Z_d = 0$) $\Rightarrow g_m R_2 |A| > 1$
(= mantenimiento)

→ Valores numéricos: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{0.5}} = 31.62 \text{ Mrads}$ ($f_0 = 5.03 \text{ MHz}$)

$g_m R_2 |A| = 1.2 > 1$ El oscilador arranca a f_0

3. Vamos a estudiar el mantenimiento de las oscilaciones frente a variaciones en los componentes. Para ello se consideran los siguientes casos:

- se reducen L y R_1
- se reducen $|A|$ y R_2

Indique en cuál de los dos casos hay peligro de parar el oscilador. En ambos casos, explique cualitativamente el efecto de la variación en el valor de cada uno de los parámetros mencionados. (5 puntos)

a) - La reducción de L supone un incremento de la frecuencia de oscilación f_0 , es decir, $L \downarrow \Rightarrow \omega_0 \uparrow$

- la reducción de R_1 no tiene ningún efecto sobre el mantenimiento de la oscilación excepto en el caso $R_1 = 0$ (obviamente, en este caso, el circuito deja de funcionar como oscilador).

NOTA: Ambos parámetros afectan al ancho de banda de la respuesta en frecuencia de $T(j\omega)$

b) - La reducción de $|A|$ o R_2 pueden poner en peligro la condición de mantenimiento (arranque) del oscilador, ya que esta viene dada por $g_m R_2 |A|$

- Ambos parámetros no tendrán en efecto sobre la amplitud máxima a la salida del oscilador mientras el circuito está limitado en condiciones estacionarias y se cumple $g_m R_2 |A| > 1$

Para el siguiente apartado se consideran los siguientes datos:

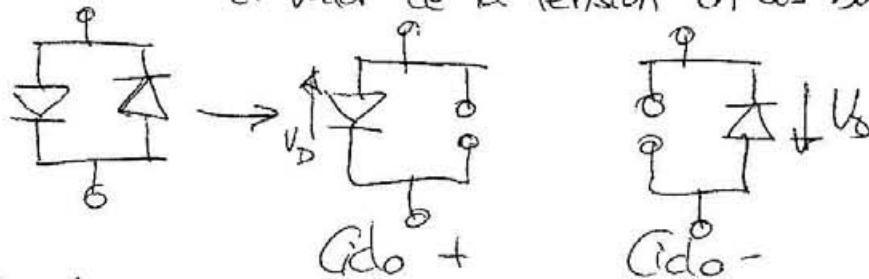
- La resistencia R_2 cambia su valor a $1,5 \text{ k}\Omega$
- La ganancia del amplificador se duplica y se supone que tiene una resistencia de salida no nula $R_o = 5 \Omega$.
- Los diodos se comportan idealmente con una tensión umbral $V_D = 0,7 \text{ V}$.

4. Se introduce un par de diodos en el circuito conectado alternativamente de la forma indicada como P1 o P2. ¿Cuál es la amplitud máxima de la señal a la salida para los puntos O1 y O2 y cuál de las dos señales prevé que aparezca más limpia de armónicos en cada caso (posiciones P1 y P2)? (6 puntos)

• Amplitud máxima a la salida (situación estacionaria):

Salida	Diodos P1	Diodos P2
O1	$\pm 0,7 \text{ V}$	$\approx \pm 0,525 \text{ V}^*$
O2	$\pm 1,4 \text{ V}^{**}$	$\pm 0,7 \text{ V}$

→ Los diodos limitan el valor de la tensión en sus bornes a $V_D = 0,7 \text{ V}$.
En general,



$$*^1 \left| \frac{V_{O1}}{V_{O2}}(j\omega_0) \right| = \frac{|T_{gu0}|}{|A|} = \frac{1,5}{2} = 0,75 \Rightarrow |V_{O1}| = 0,75 \times 0,7 = 0,525 \text{ V}$$

Existe un efecto de filtrado en el L_{20} que modificará ligeramente este valor. Este es el valor aproximado de amplitud para una señal distorsionada. La máxima amplitud sin distorsión antes de que se recorte la señal será $\approx 0,35 \text{ V}$ (depende de los componentes).

$$*^2 |A| \times 0,7 = 1,4 \text{ V}$$

→ La distorsión armónica se reduce por efecto de filtrado del L_{20} . Por tanto, con los diodos P1 ambas salidas (O1 y O2) tendrán una distorsión equivalente, mientras que con los diodos P2 la distorsión será menor en O1.

PROBLEMA 4 (15 PUNTOS)

Necesitamos diseñar un amplificador no inversor de ganancia de tensión $G_v = v_o/v_g$. Como solución se propone el esquema mostrado en la figura 5 utilizando un A.O., que se alimentará con tensión simétrica $V_{CC} = \pm 15$ V. En este problema estudiaremos el efecto de las limitaciones del amplificador operacional utilizado, teniendo en cuenta que va a procesar señales de audio, cuya frecuencia máxima es de 20 KHz.

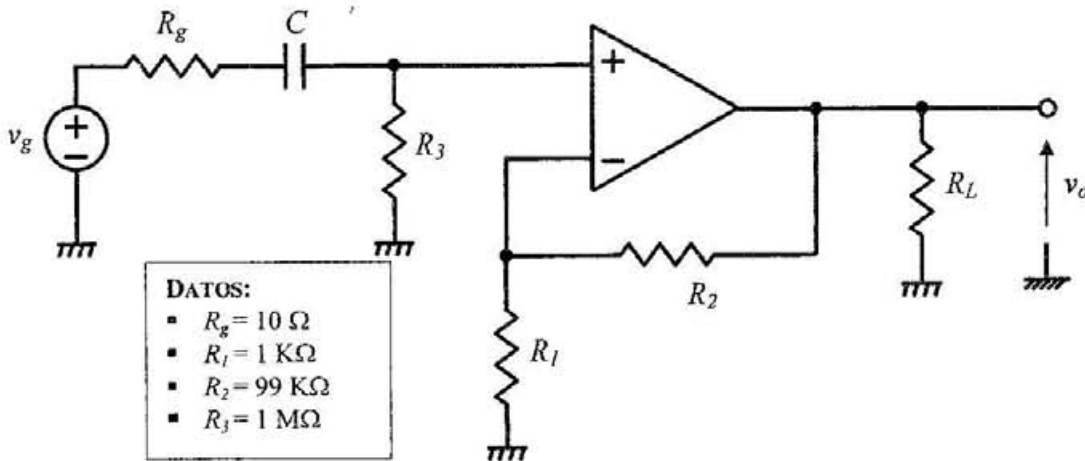


Figura 5

Las únicas características no ideales del A.O. son:

- Tensión máxima de señal a la salida (para tensión de alimentación simétrica $V_{CC} = \pm 15$ V y $R_L = 2 \text{ K}\Omega$): $V_{omax} = \pm 10$ V
- Corriente máxima de salida $I_{omax} = \pm 20$ mA
- Slew Rate: $SR = 1$ V/ μ s
- Producto ganancia por ancho de banda: $G \times BW = 5$ MHz
- Corrientes de polarización: $I_B = 45$ nA (entrantes)

1. Teniendo únicamente en cuenta los límites de tensión y corriente a la salida,

- a) ¿Cuál será la amplitud máxima de la tensión sinusoidal de entrada $v_g = V_G \cdot \text{sen}(\omega t)$ que garantizará que no se produce distorsión por saturación de amplitud en la señal de salida para $R_L = 2 \text{ K}\Omega$?
- b) Obtenga el valor de la resistencia de carga mínima (R_{Lmin}) que permite mantener el valor anterior.
- c) Obtenga el margen dinámico si ahora se conecta en la salida un altavoz con $R_L = 10 \Omega$.

$G_v = \frac{R_3}{R_3 + R_g} (1 + R_2/R_1) \approx 1 + R_2/R_1 = 100$ (C.A.N.I.) (4 puntos)

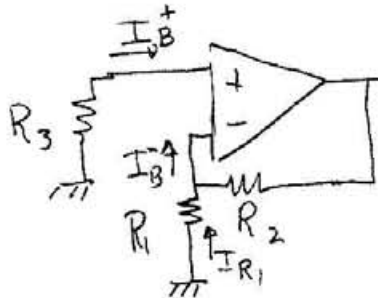
a) $V_{omax} = \pm 10 \text{ V} \rightarrow V_{gmax} = \frac{V_{omax}}{G_v} = \frac{10 \text{ V}}{100} = 0.1 \text{ V}$

con $V_{omax} = 10 \text{ V}$, $I_o \approx \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ K}\Omega} = 5 \text{ mA} < I_{omax}$ (despreciando la corriente por $R_{2,1}$)
 \rightarrow Limita la tensión de salida máxima $\Rightarrow V_{omax} = 0.1 \text{ V}$

b) R_{Lmin} : aquella que da V_{omax} y I_{omax} : $R_{Lmin} \approx \frac{10 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 500 \Omega$

c) con $R_L = 10 \Omega \Rightarrow I_L \approx 20 \text{ mA} = I_{omax}$
 $\Rightarrow V_o = I_{omax} \cdot R_L = 20 \text{ mA} \times 10 \Omega = 0.2 \text{ V} \Rightarrow$ $MD = \pm 0.2 \text{ V}$

2. Teniendo además en cuenta consideraciones sobre las corrientes de polarización, y considerando que el condensador C ha alcanzado ya su régimen permanente,
- Calcule el margen dinámico a la salida para $R_L = 2\text{ K}\Omega$.
 - Obtenga un nuevo valor para R_3 con el objetivo de maximizar el valor del margen dinámico a la salida. **(5 puntos)**



$E_0 \equiv$ ruido DC producido por I_B^+, I_B^- (con $V_g = 0V$)

- En DC. el condensador es un circuito abierto

a). Efecto de I_B^+ (haciendo $I_B^- = 0$, por superposición)

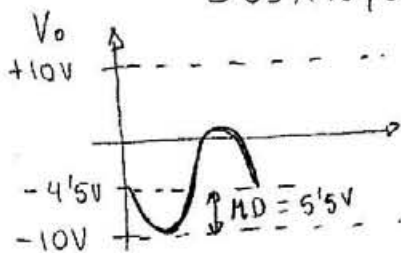
$$V_+ = -I_B^+ \cdot R_3 \Rightarrow E_0^+ = -I_B^+ \cdot R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

• Efecto de I_B^- (haciendo $I_B^+ = 0$)

$$V_+ = 0V = V_- \Rightarrow I_{R1} = 0, \Rightarrow E_0^- = I_B^- \cdot R_2$$

$$E_0 = E_0^+ + E_0^- = I_B \left[R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \quad (\text{pues } I_B^+ = I_B^- = I_B)$$

Sustituyendo valores: $E_0 = 45\text{ nA} [99\text{ K}\Omega - 1\text{ M}\Omega \times 100] \approx -4.5V$



$$\boxed{MD = \pm 5.5V}$$

b) Para hacer $E_0 = 0$

$$\Rightarrow R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 0 \rightarrow \boxed{R_3 = R_1 \parallel R_2 \approx 1\text{ K}\Omega}$$

⊗ Las 2 entradas del A.O. ven la misma R en DC.

3. Si la señal de audio de entrada es $v_g = V_G \cdot \text{sen}(\omega t)$ con $V_G = 100\text{ mV}$ y teniendo sólo en cuenta consideraciones sobre el *slew rate* y el producto ganancia por ancho de banda ($G \times BW$), calcule la máxima ganancia que podríamos diseñar (cambiando adecuadamente R_2 , por ejemplo) con este montaje para que la señal de salida no sufra distorsión en su forma. **(6 puntos)**

$$V_o = G_v \cdot V_g \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \omega_{\text{max}} = 2\pi \times 20\text{ KHz} \quad (\text{audio})$$

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\text{max}} = G_v \cdot V_G \cdot 2\pi \cdot f_{\text{max}} = G_v \times 0.1V \times 2\pi \times 20\text{ KHz}$$

⊗ Limitación por SR: $\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{\text{max}} = SR \Rightarrow 10^6\text{ V/s} = G_v \times 0.1V \times 2\pi \times 20\text{ KHz}$

$$G_v = \frac{10^6\text{ V/s}}{0.1V \times 2\pi \times 20 \times 10^3\text{ Hz}} = 79.58\text{ V/V}$$

⊗ Limitación por $G \times BW$

$$G \times BW = 5\text{ MHz} = G_v \times 20\text{ KHz} \Rightarrow G_v = \frac{5\text{ MHz}}{20\text{ KHz}} = 250\text{ V/V}$$

\Rightarrow Predomina la limitación por SR: $\boxed{G_{v\text{max}} = 79.58\text{ V/V}}$
Lo para $V_G = 100\text{ mV}$

P1	25	P2	30	P3	25	P4	20	T	100
----	----	----	----	----	----	----	----	---	-----



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
4 de junio de 2010 9:00h

Duración: 3 horas

SOLUCIÓN

Apellidos _____

Nombre _____

DNI/PAS: _____

Fecha de publicación de calificaciones: _____

18 de Junio de 2010

Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): _____

23 de Junio de 2010

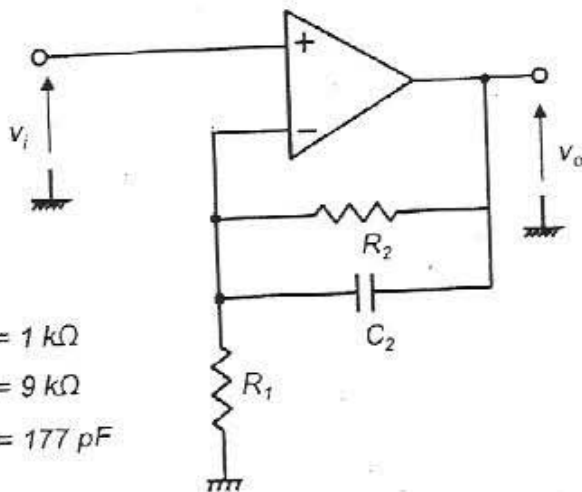
Fecha de revisión (aula A-122): _____

28 de Junio de 2010, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

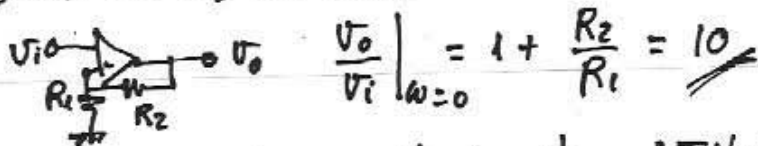


$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$
 $C_2 = 177 \text{ pF}$

Figura 1

1. Obtenga los valores asintóticos de la función de transferencia v_o/v_i del circuito representado en la figura 1 para baja y alta frecuencia, suponiendo que el amplificador operacional es ideal. (3 puntos)

$\omega = 0 \Rightarrow C_2$ es circuito abierto



$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{\omega=0} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10$$

$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow C_2$ es cortocircuito, ITV $\Rightarrow v_+ = v_- = v_o$



$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{\omega \rightarrow \infty} = 1$$

2. Obtenga la expresión analítica de la función de transferencia del circuito v_o/v_i a partir de la igualdad de tensiones virtual. Indique las frecuencias en que se observa el efecto de los ceros y los polos. (5 puntos)

$$1TV \Rightarrow v_+ = v_- = v_i$$

$$\frac{v_o - v_i}{Z_2} = \frac{v_i}{R_1} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{Z_2}{R_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{j\omega R_2 C_2 + 1}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2/R_1}{j\omega R_2 C_2 + 1} = \frac{j\omega R_2 C_2 + 1 + R_2/R_1}{j\omega R_2 C_2 + 1} =$$

$$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{j\omega (R_1 \parallel R_2) C_2 + 1}{j\omega R_2 C_2 + 1}$$

$$\text{polo: } f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \approx 100 \text{ KHz}$$

$$\text{cero } f_c = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_2) C_2} \approx 1 \text{ MHz}$$

3. Suponga ahora que el circuito del apartado 1 se conecta como muestra la figura 2. Estime la frecuencia de corte inferior de la función de transferencia v_o/v_e por el método de las constantes de tiempo, indicando qué método utiliza. (5 puntos)

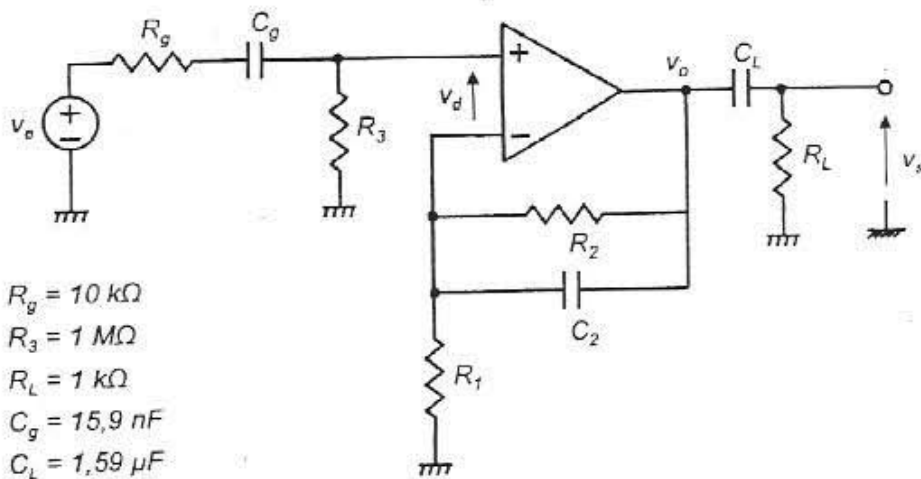
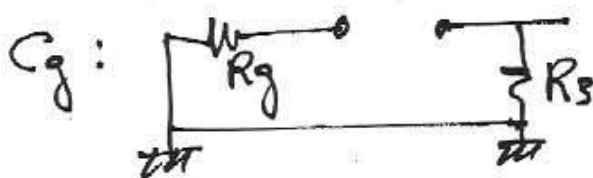


Figura 2

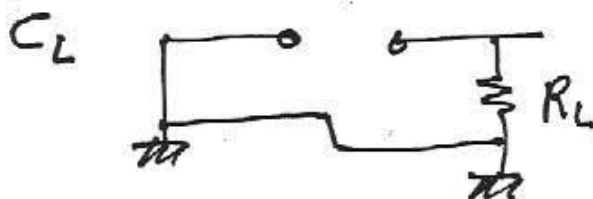
freq. corte inferior \Rightarrow CTCC

C_2 no influye significativamente (por apartado 2, empieza a notarse su efecto a frecuencias $\gtrsim 100\text{kHz}$)

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \sum_i \frac{1}{\tau_i}$$



$$\tau_g = (R_3 + R_g) C_g \approx R_3 C_g$$



$$\tau_L = R_L C_L$$

$$f_L \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_3 C_g} + \frac{1}{R_L C_L} \right) \approx 110\text{Hz}$$

10 Hz + 100 Hz

4. Para este apartado considere que los polos que aparecen debido a C_E y C_L son independientes entre sí. Suponga ahora además que el amplificador operacional tiene una función de transferencia v_o/v_d correspondiente a la figura 3. Escriba la expresión de la función de transferencia global v_o/v_e del circuito completo. (7 puntos)

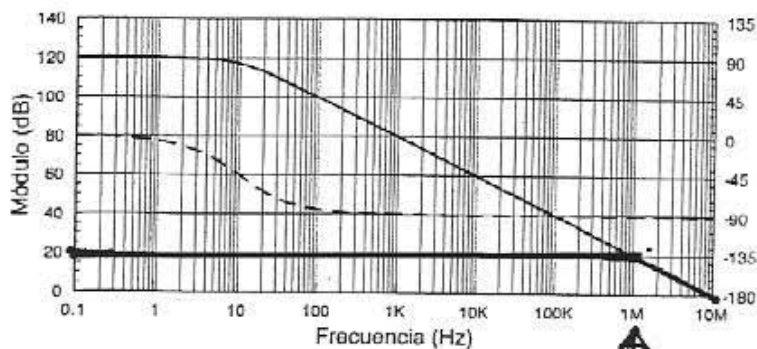


Figura 3

El A.O. no está en lazo abierto.

La realimentación negativa limita la ganancia y desplaza el polo.

Ganancia a frecuencias medias :

$$A_m = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad (20 \text{ dB})$$

$$G \cdot BW = cte = 10 \text{ MHz}$$

$$G = 10 \Rightarrow BW = 1 \text{ MHz} \rightarrow f_{PAO} = 1 \text{ MHz}$$

polos $\left\{ \begin{array}{l} \text{BF: } 10 \text{ Hz } (C_E) \\ \text{ } 100 \text{ Hz } (C_L) \\ \text{AF: } 1 \text{ MHz } (\text{A.O.}) \\ \text{ } 100 \text{ kHz } (C_2) \end{array} \right.$

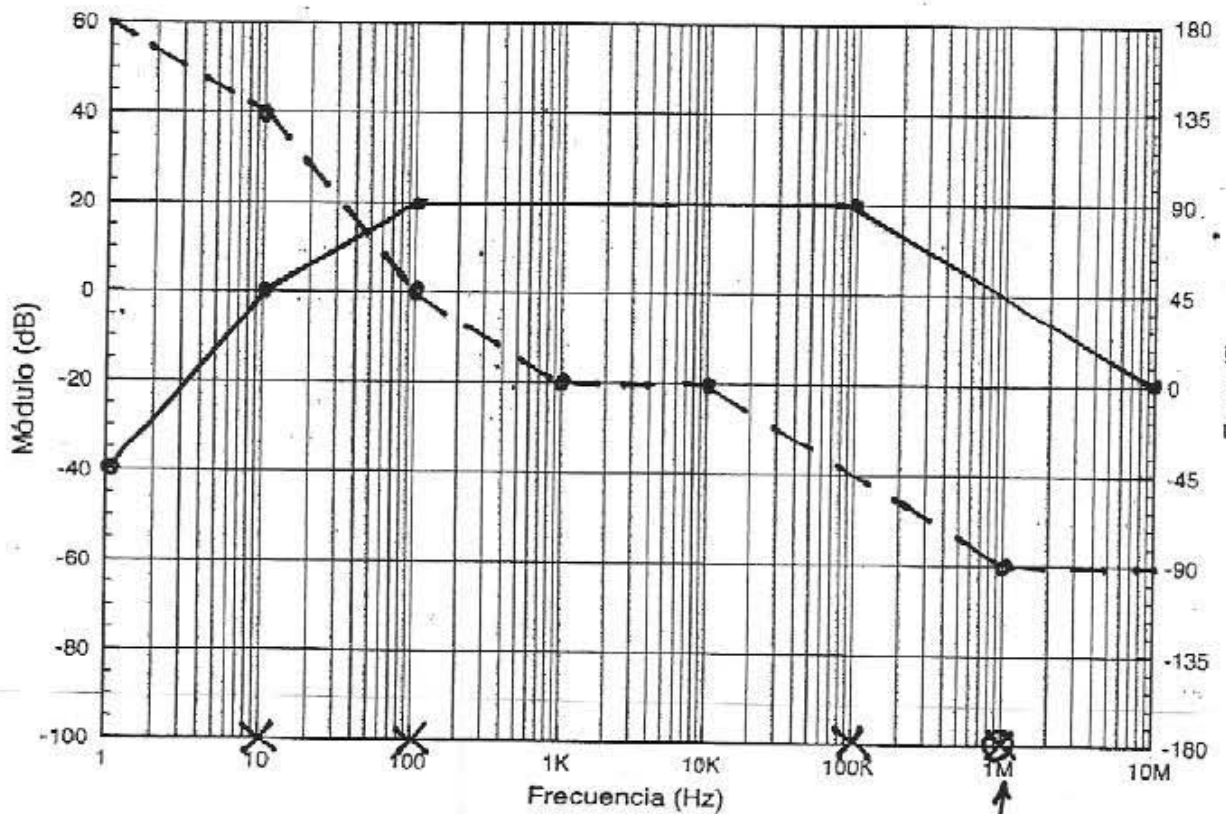
ceros $\left\{ \begin{array}{l} \text{BF: } 0 \text{ Hz } (C_E, C_L) \\ \text{AF: } 1 \text{ MHz } (C_E) \end{array} \right.$

Los efectos del polo y el cero en 1 MHz son opuestos (se cancelan)

Por tanto, queda:

$$A_v(f) = \frac{10 (jf)^2}{(jf + 10 \text{ Hz})(jf + 100 \text{ kHz}) \left(1 + j \frac{f}{100 \text{ kHz}}\right)}$$

5. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) correspondiente a la función de transferencia global v_o/v_e del circuito completo. (5 puntos)

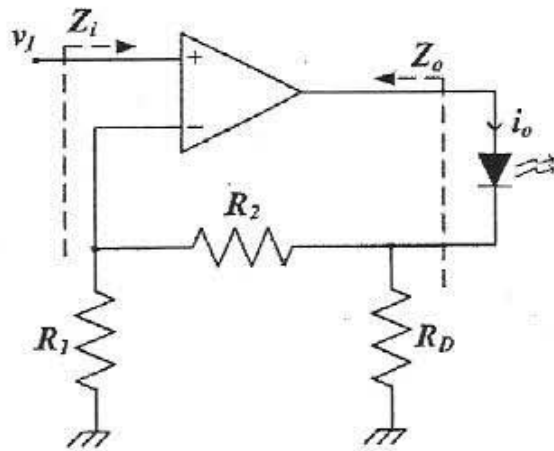


← cero doble en $f=0$

↑ cero y polo

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

En la figura 4 se representa un modulador de un diodo LED para una comunicación infrarroja. La tensión v_i se compone de una componente continua V_i adecuada para asegurar que el diodo LED está permanentemente conduciendo a la que se superpone una tensión de señal v_s con la que se desea modular la luminosidad del diodo. El montaje permite la modulación de la corriente del diodo i_o con señales muy débiles de entrada v_i (algunas decenas de μV).



DATOS:

- $R_1 = 10 \Omega$
- $Z_{LED} = 25 \Omega$
- $R_D = 100 \Omega$

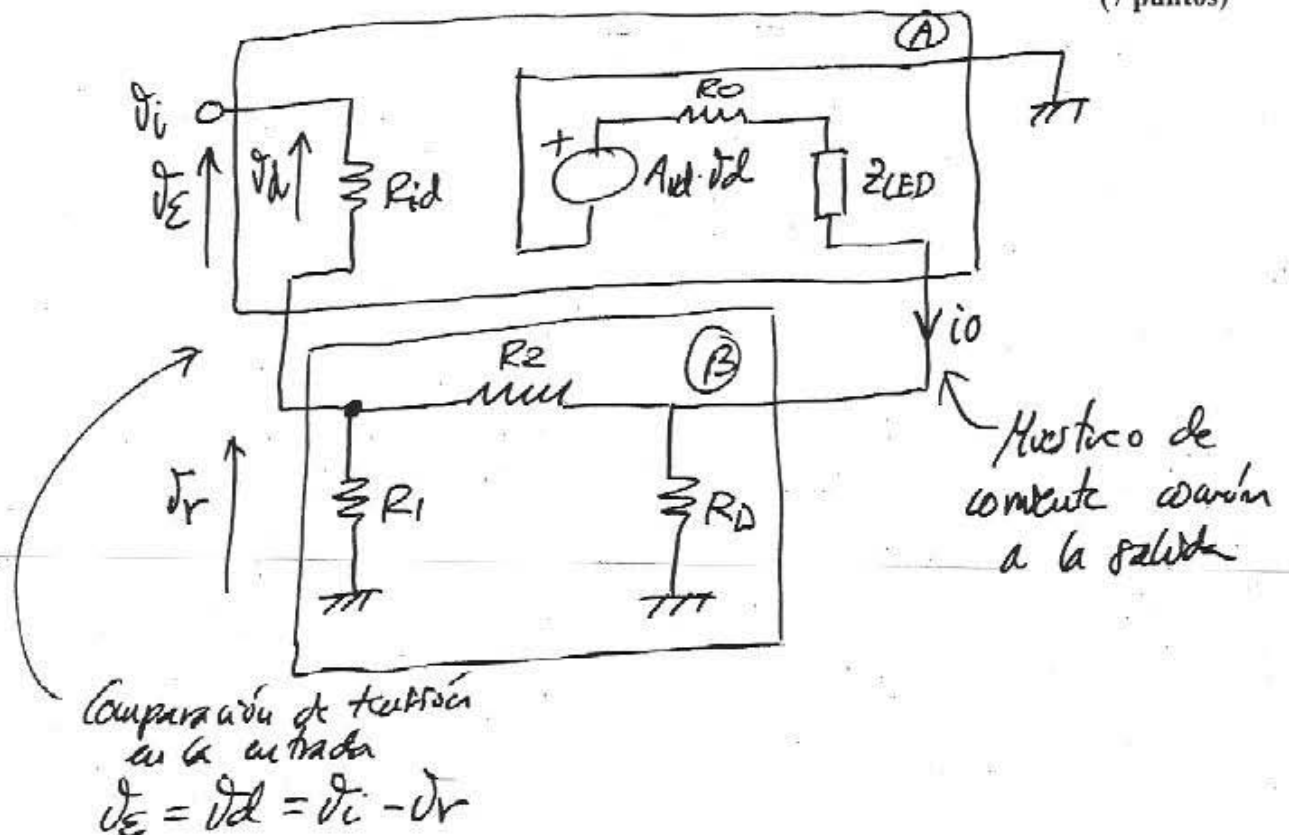
PARÁMETROS A.O.:

- $R_{id} = 1 G\Omega$
- $R_o = 10 \Omega$
- $A_{vd(dB)} = 106 \text{ dB}$

Figura 4

1. Substituyendo el AO por su modelo equivalente y asumiendo que el diodo LED se comporta como una impedancia Z_{LED} para la señal, dibuje la topología de realimentación más conveniente para estudiar la ganancia i_o/v_i . Indique claramente la topología de realimentación elegida, cómo se produce el muestreo de señal de salida y la comparación de señales en la entrada además de qué parte del circuito utilizará como A y qué parte utilizará como β .

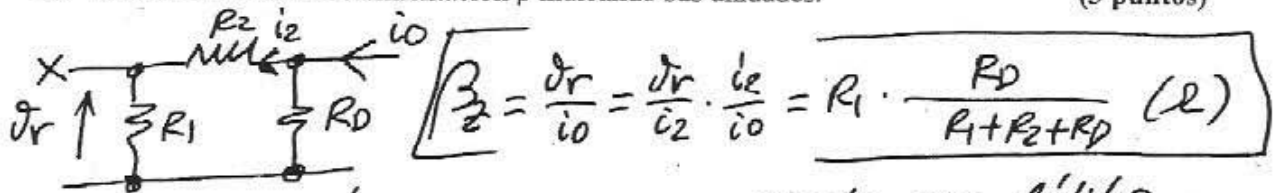
(7 puntos)



TOPOLOGÍA

	<u>ent</u>	<u>sal</u>
	SERIE	SERIE
LOCOMÓN	(i)	(i)
Real. de	(v)	pwp. a (i) de salida

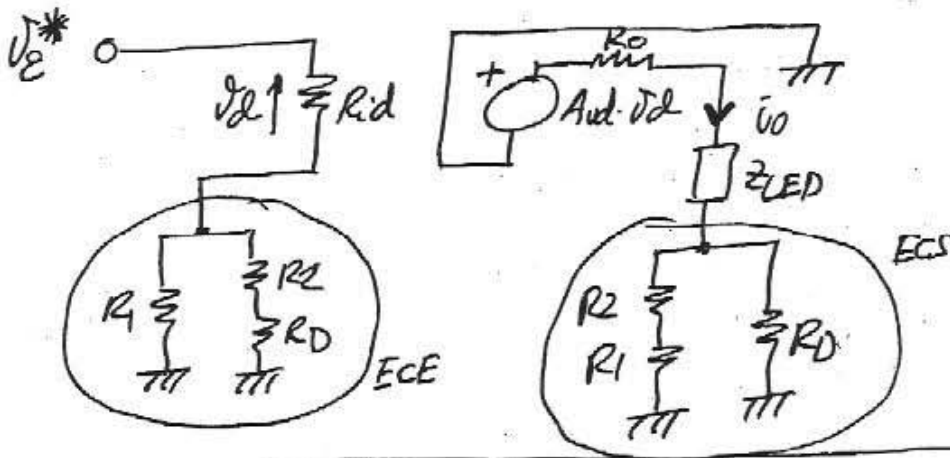
2. Calcule el factor de realimentación β indicando sus unidades. (3 puntos)



R_2 no es dato, pero para probar señales muy débiles quemamos $\beta \uparrow \Rightarrow \beta_2 \downarrow \Rightarrow R_2 \uparrow$ por lo que vamos a hipotetizar $R_2 \gg R_1, R_D$ y podríamos simplificar a:

$$\beta \approx \frac{R_1 \cdot R_D}{R_D}$$

3. Dibuje y calcule el factor A' indicando sus unidades. (5 puntos)



$$A'_y = \frac{i_o}{i_E^*} = \frac{A_{vd}}{R_o + z_{LED} + (R_D \parallel (R_1 + R_2))} \cdot \frac{R_{id}}{R_1 \parallel (R_2 + R_D) + R_{id}} \quad (25)$$

Aproximaciones: como antes $R_2 \gg R_1, R_D$ y $R_{id} \gg R_1, R_2, R_D$

$$\Rightarrow A'_y \approx \frac{A_{vd}}{R_o + z_{LED} + R_D}$$

4. Calcule cuál será el máximo valor de R_2 para mantener una buena realimentación negativa.

$$A_v' \cdot \beta_2 \gg 1 \Rightarrow A_v' \beta_2 > 10$$

(5 puntos)

$$\Rightarrow \frac{A_{vd}}{R_0 + Z_{LED} + R_D} \cdot \frac{R_1 R_D}{R_2 R_{MAX}} = 10$$

$$R_{2MAX} = \frac{A_{vd} \cdot R_1 \cdot R_D}{10 \cdot (R_0 + Z_{LED} + R_D)} = \frac{200.000 \cdot 10k\Omega \cdot 100\Omega}{10 \cdot (10k\Omega + 25k\Omega + 100\Omega)} \approx 148 k\Omega$$

5. Si $R_2 = 10k\Omega$, calcule qué nivel de señal de entrada permite modulaciones de la corriente del LED de 1 mA de amplitud. Calcúlelo también para el caso en que $R_1 \rightarrow \infty$ y $R_2 = 0\Omega$.

$$G_y = \frac{i_o}{v_i} = \frac{A_v'}{1 + A_v' \beta_2} \Big|_{A_v' \beta_2 \gg 1} \rightarrow \frac{1}{\beta_2} \approx \frac{R_2}{R_1 \cdot R_D} \quad (5 \text{ puntos})$$

$$\Rightarrow G_y \approx \frac{R_2}{R_1 \cdot R_D} = \frac{10k\Omega}{10k\Omega \cdot 100\Omega} = 10^{-5}$$

$$\text{para } |i_o| = 1 \text{ mA} \quad |v_i| = \frac{|i_o|}{G_y} = \frac{1 \text{ mA}}{10^{-5}} = 100 \text{ mV}$$

si $R_2 \rightarrow 0$ y $R_1 \rightarrow \infty$ por ITV $i_i = i_o \cdot R_D$

$$G_y = \frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{R_D} = \frac{1}{100\Omega} = 10 \text{ mV}, \quad |v_i| = \frac{1 \text{ mA}}{10 \text{ mV}} = 100 \text{ mV}$$

(MIL veces más señal)

6. Calcule las impedancias Z_i y Z_o indicadas en la figura 4 y comente su adecuación a la aplicación deseada.

(5 puntos)

$$Z_i = Z_{iCR} = Z_{iSR} \cdot (1 + A_v' \beta_2) = [R_{id} + R_1 // (R_D + R_2)] \cdot (1 + A_v' \beta_2)$$

$$\text{si } A_v' \beta_2 \gg 10 \Rightarrow Z_i \gg R_{id}$$

Alí sí, está preparado para ser excitado en tensión.

$$Z_{oCR} = Z_o // Z_{LED}$$

$$Z_{oCR} = Z_{oSR} \cdot (1 + A_v' \beta_2) = [R_0 + Z_{LED} + R_D // (R_1 + R_2)] \cdot (1 + A_v' \beta_2)$$

$$\text{si } A_v' \beta_2 \gg 10 \Rightarrow Z_{oCR} \gg Z_{LED} \Rightarrow Z_o \approx Z_{oCR}$$

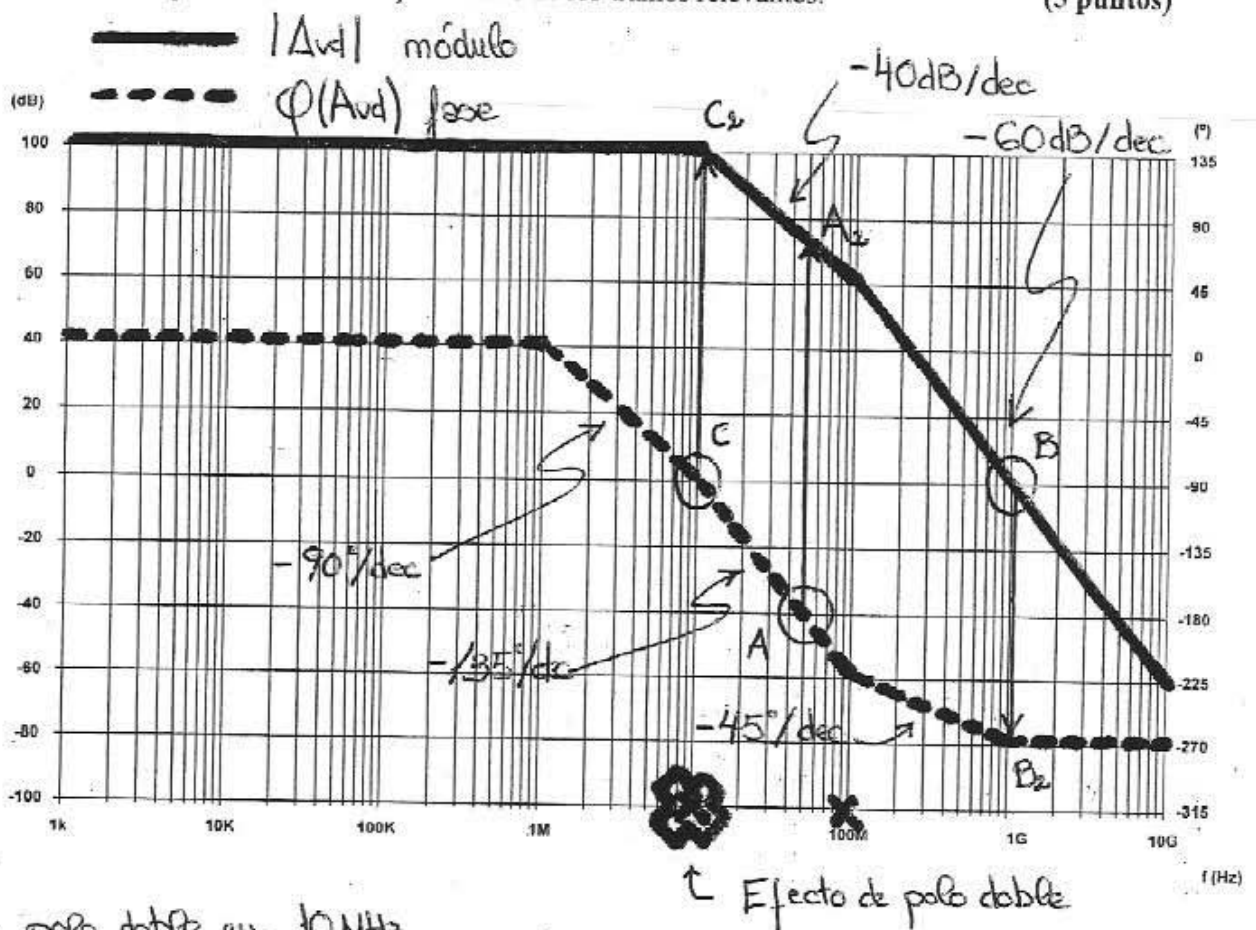
donde el factor $(1 + A_v' \beta_2)$ nos ayuda a hacer Z_o más grande, como nos gustaría para entregar corriente en Z_{LED} sin grandes pérdidas de salida.

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

Una vez diseñado un amplificador operacional, la expresión de la ganancia en tensión en modo diferencial presenta el siguiente aspecto:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{(v_+ - v_-)} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10 \text{ MHz}}\right)^2 \left(1 + j \cdot \frac{f}{100 \text{ MHz}}\right)}$$

1. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de $A_{vd}(jf)$ sobre la plantilla que aparece a continuación.
 NOTA: Indique claramente las pendientes de los tramos relevantes. (5 puntos)



- polo doble en 10 MHz
- polo simple en 100 MHz
- $A_{vm} \text{ lineal} = 10^5$; $A_{vm} \text{ dB} = 20 \log 10^5 = 100 \text{ dB}$

2. Determine el margen de ganancia y de fase asumiendo que este operacional será utilizado por los clientes para construir amplificadores realimentados negativamente por circuitos resistivos con un factor $\beta=1$.

NOTAS: Indique gráficamente en qué puntos se apoya su razonamiento. En caso de que el amplificador resulte inestable indique los márgenes con números negativos. Redondee sus medidas al valor más cercano que sea apreciable con las marcas existentes en la gráfica sin decimales. (4 puntos)

Margen de ganancia:

- en el pto. A, $\phi(Avd\beta) = -180^\circ$ y $|Avd\beta| \approx 70 \text{ dB}$ (pto. A₂)

$$\boxed{MG = -70 \text{ dB}}$$

Margen de fase:

- en el pto. B, $|Avd\beta| = 0 \text{ dB}$ y $\phi(Avd\beta) = -270^\circ$ (pto. B₂)

$$\boxed{MF = -90^\circ}$$

El amplificador es INESTABLE

3. A continuación, utilizando la técnica de adición de polo dominante, compense el amplificador mencionado en el apartado anterior hasta conseguir un margen de ganancia de 40 dB (la gráfica del amplificador compensado se dibujará en el siguiente apartado). (6 puntos)

En el pto. C de la figura anterior:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi(Avd\beta) = -90^\circ \rightarrow \text{que serán } -180^\circ \text{ tras la compensación} \\ f_c = 10 \text{ MHz} \\ |Avd\beta| = 100 \text{ dB (pto. C}_2) \end{array} \right.$$

Atenuación que necesita: $Att = 100 \text{ dB} + MG_{\text{futuro}} = 140 \text{ dB}$

El efecto del nuevo polo debe estar en:

$$f_{np} = 10^7 \text{ Hz} / 10^{\frac{140 \text{ dB}}{20 \text{ dB/déc}}} = 1 \text{ Hz}$$

$$\boxed{f_{np} = 1 \text{ Hz}}$$

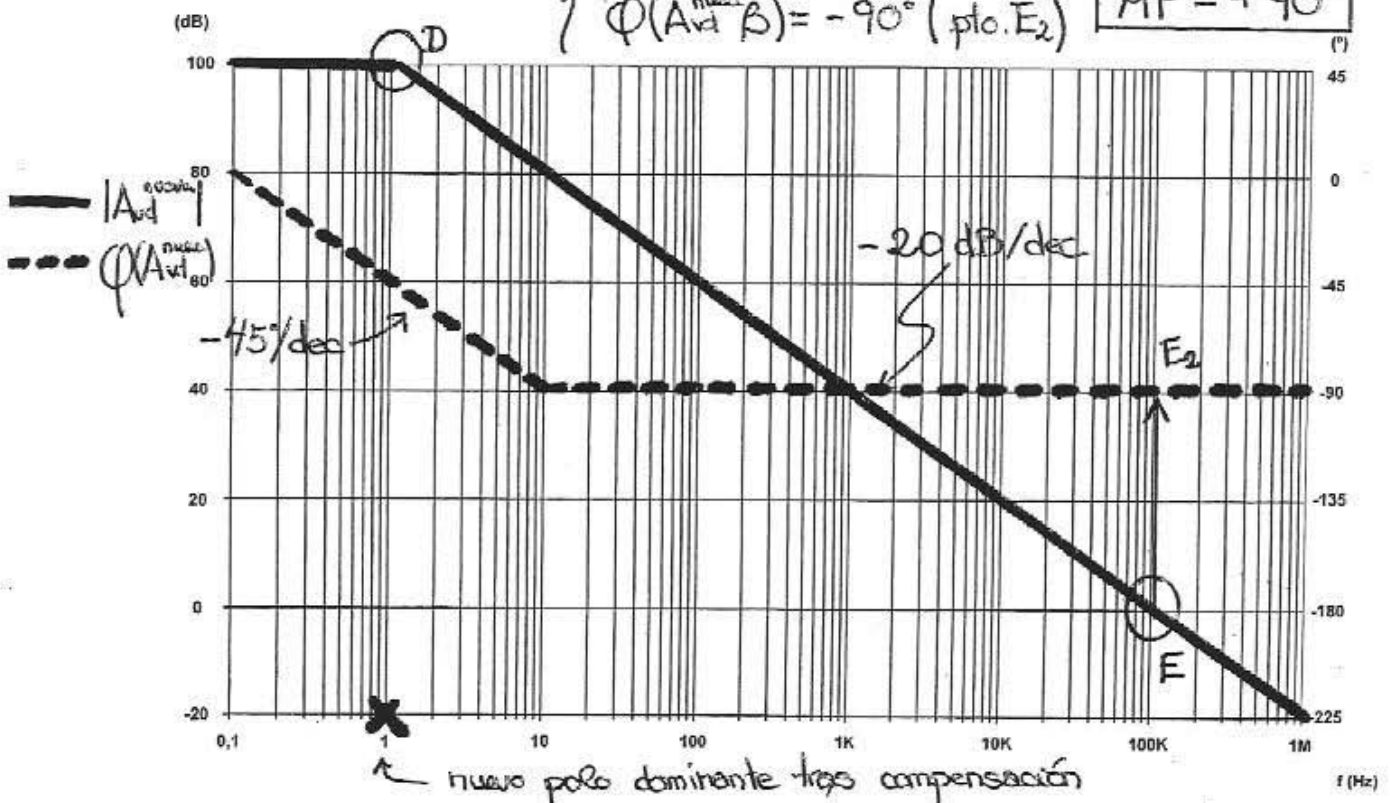
4. Escriba la expresión de la nueva ganancia $A_{vd}^{nueva}(jf)$ con el término correspondiente a la compensación realizada. Dibuje el nuevo diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia compensada sobre la plantilla que aparece a continuación. Indique cuál es el producto Ganancia · Ancho de banda ($G \times BW$) del operacional así compensado y el margen de fase conseguido. (6 puntos)

$$A_{vd}^{nueva}(jf) = \frac{10^5}{\left(1 + j\frac{f}{10\text{MHz}}\right)^2 \left(1 + j\frac{f}{100\text{MHz}}\right) \left(1 + j\frac{f}{1\text{Hz}}\right)}$$

nuevo polo añadido

A partir del pto. D de la figura: $G \times BW = 10^5 \times 1\text{Hz} = 10^5 \text{Hz}$

A partir del pto. E: $|A_{vd}^{nueva} \beta| = 0\text{dB}$
 $\phi(A_{vd}^{nueva} \beta) = -90^\circ$ (pto. E₂) MF = +90°



5. Para implementar la compensación calculada en el apartado anterior se propone utilizar el esquema de la figura 5 añadiendo una red RC a la salida del operacional. Calcule el valor de C para $R = 100 \text{K}\Omega$. Valore la idoneidad de la impedancia Z_o calculando su valor en continua. (4 puntos)

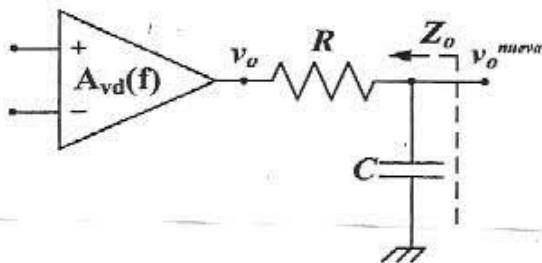


Figura 5

$$\frac{V_o^{nueva}}{V_o} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

red en efecto de polo en:

$$\omega_p = 1/RC \quad ; \quad f_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Z_o = R \parallel \frac{1}{j\omega C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_p R} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{Hz} \cdot 100 \cdot 10^3 \Omega} \approx 1,6 \mu\text{F}$$

$$Z_o(f=0) = R = 100\text{K}\Omega$$

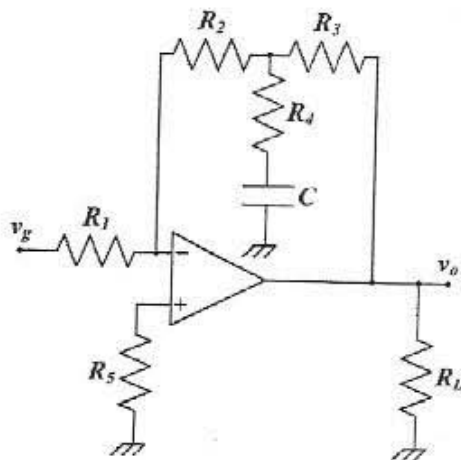
excesivamente alta para entregar tensión

PROBLEMA 4 (20 PUNTOS)

El circuito de la figura 6 es un amplificador inversor de ganancia de tensión $G_v = v_o/v_g$

La red de realimentación formada por R_2 , R_3 , R_4 y C permite obtener ganancias elevadas con alta impedancia de entrada, minimizando además el efecto de la tensión de offset en la entrada del amplificador operacional, V_{IO} .

En este problema estudiaremos el efecto de las limitaciones del amplificador operacional utilizado, teniendo en cuenta que va a procesar señales de audio, cuya frecuencia máxima es de 20 KHz. En todos los apartados, considere que el condensador C ha alcanzado ya su régimen permanente.



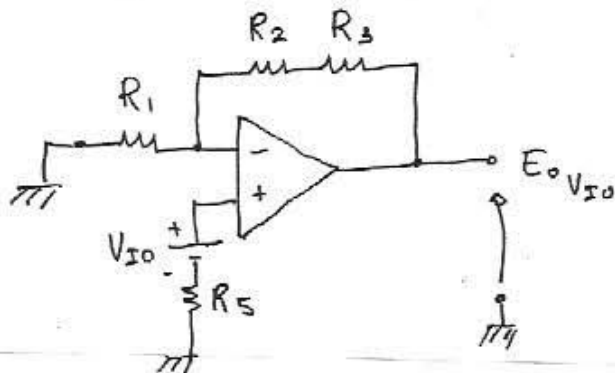
DATOS:	
▪	$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$
▪	$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$
▪	$R_3 = 10 \text{ K}\Omega$
▪	$R_4 = 100 \Omega$

Figura 6

- Si el A.O. tiene una tensión de offset en la entrada $V_{IO} = 1 \text{ mV}$, obtenga su efecto en la salida del amplificador. (4 puntos)

En régimen permanente, C se comporta como circuito abierto en D.C.

Aplicando superposición: \rightarrow se calcula el efecto de V_{IO} en la salida



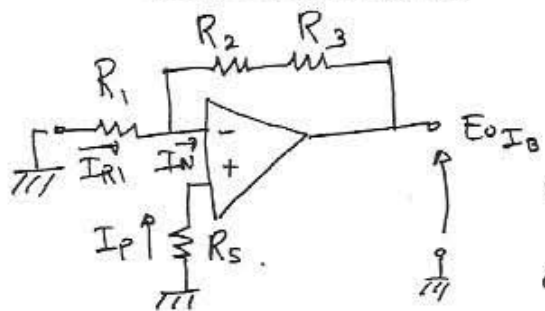
\Rightarrow configuración no inversora para V_{IO} : (C.A.N.I.)

$$E_{oV_{IO}} = V_{IO} \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right)$$

$$= 1 \text{ mV} \left(1 + \frac{1 \text{ M}\Omega + 10 \text{ K}\Omega}{1 \text{ M}\Omega} \right) \approx 2 \text{ mV}$$

$$V_o = G_v \cdot V_g + E_{oV_{IO}}$$

2. Considere ahora que el A.O. tiene unas corrientes de polarización en sus entradas $I_N = I_P = I_B$.
- Obtenga la expresión de la tensión de ruido DC que las corrientes de polarización producen en la salida.
 - Calcule el valor de la resistencia R_5 que anula en la salida el efecto de las corrientes de polarización en la entrada.



(6 puntos)

a) Aplicando superposición de I_P, I_N :

$$a_1) E_{oI_P} = -I_P R_5 \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right)$$

$$a_2) I_P = 0 \Rightarrow V_+ = V_- = 0V \Rightarrow I_{R1} = 0$$

$$E_{oI_N} = I_N \cdot (R_2 + R_3)$$

$$E_{oIB} = E_{oI_P} + E_{oI_N} = I_B \left[R_2 + R_3 - R_5 \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) \right]$$

$$b) E_{oIB} = 0 \Rightarrow R_2 + R_3 = R_5 \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right)$$

$$R_5 = \frac{R_2 + R_3}{1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}} = R_1 // (R_2 + R_3) \approx 1k\Omega // 1k\Omega = 500\Omega$$

3. Queremos que el amplificador anterior (con ganancia a frecuencias medias $G_v \approx -100$), nos permita obtener en la salida señales sinusoidales sin distorsión con una amplitud $V_o = 10V$ cuando se conecta una resistencia de carga $R_L = 1k\Omega$. Si utilizamos un A.O. compensado en frecuencia por polo dominante, obtenga, para dicho A.O., las siguientes especificaciones mínimas necesarias:

- Corriente máxima en la salida, I_{Omax} .
- Slew-Rate (SR) (V/ μ s).
- Producto ganancia \cdot ancho de banda ($G \times BW$).

Despreciamos el efecto de V_{IO} pues $2mV \ll 10V$ (10 puntos)

$$a) I_{Omax} = \frac{V_{Omax}}{R_L} = \frac{\pm 10V}{1k\Omega} = \pm 10mA \text{ (entrante o saliente)}$$

$$b) \text{Ancho de banda de potencia (señal sinusoidal): } f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_o}$$

$$\text{Para asegurar en la salida } \begin{cases} V_o = 10V \\ f = 20kHz \end{cases} \Rightarrow SR = 2\pi V_o \cdot f_{max}$$

$$SR = 2\pi \times 10V \times 20kHz = 1.26 \times 10^6 \text{ V/s} = 1.26 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$c) G \times BW = | -100 | \times 20kHz = 2MHz \text{ (amp. realimentado)}$$

$$\Rightarrow \text{El A.O. deberá tener también } G \times BW = 2MHz$$

P1	P2	P3	P4	T
35	30	20	15	100



Departamento de Ingeniería Electrónica

E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.

EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

13 de septiembre de 2010 16:00h

Duración: 3 horas

Apellidos _____

Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha de publicación de calificaciones:

24 de Septiembre de 2010

Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042):

1 de Octubre de 2010

Fecha de revisión (aula A-137):

5 de Octubre de 2010, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, **NO** sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

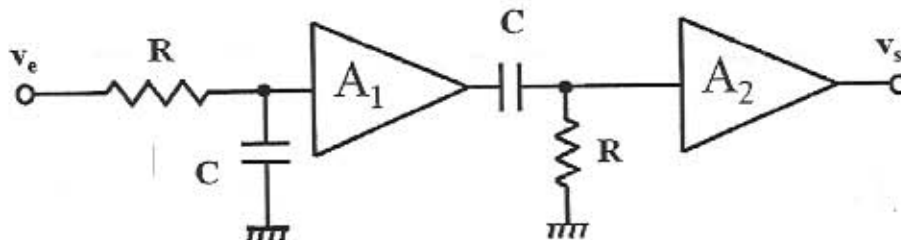
PROBLEMA 1 (35 PUNTOS)

Figura 1

1. En el circuito de la figura 1 determine la expresión de la ganancia $G_v = v_s / v_e$ considerando que los dos bloques amplificadores tienen características ideales salvo ganancias en tensión finitas A_1 y A_2 . (5 puntos)

$$\boxed{G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot A_1 \cdot \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot A_2 =}$$

$$\boxed{= A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{j\omega RC}{(1 + j\omega RC)^2}}$$

2. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia G_v para el caso particular en que $A_1=A_2=1$, $R=10\text{ K}\Omega$ y $C=15,92\text{ nF}$ en la siguiente plantilla. (10 puntos)

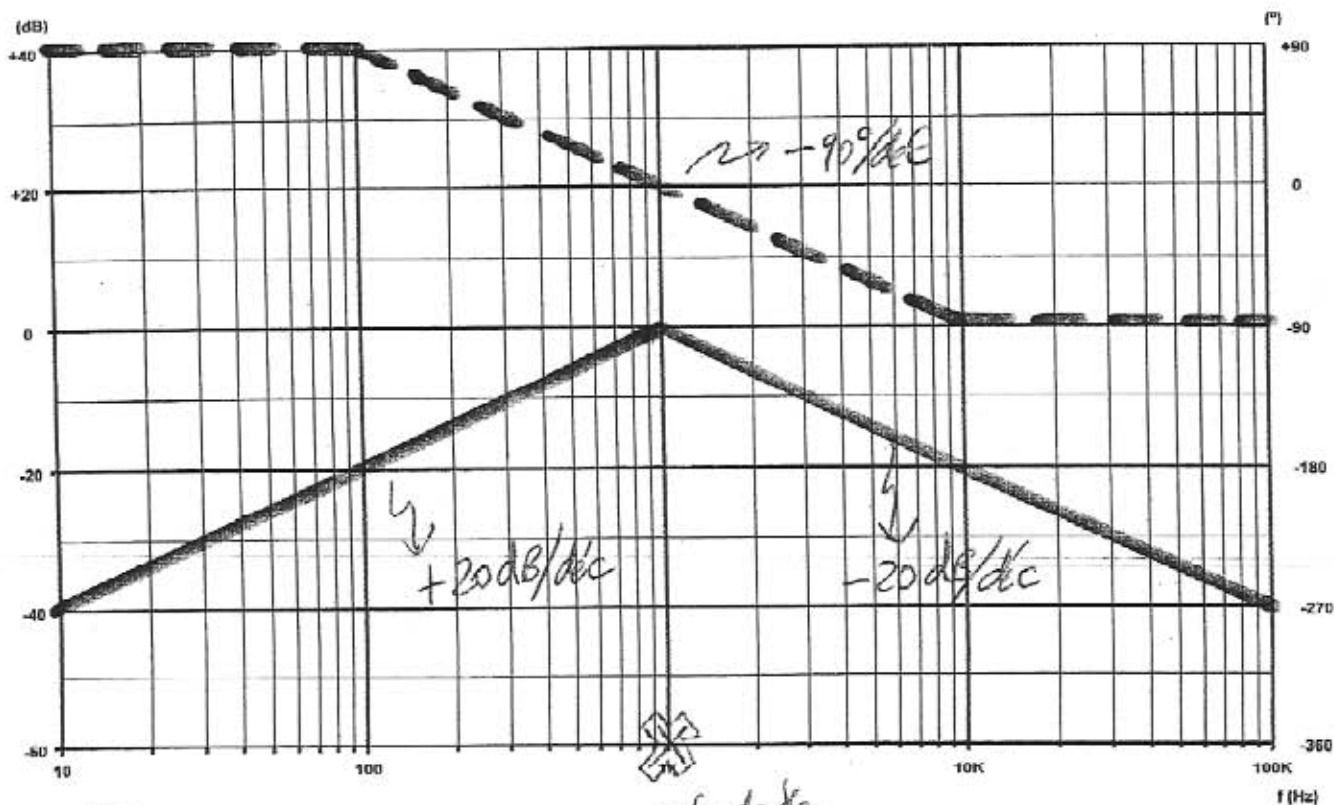
G_v presenta efectos de:

$$\left[\begin{array}{l} \text{cero en } \omega=0 \\ \text{polo (doble) en } \omega_p = \frac{1}{RC} \end{array} \right.$$

$$\boxed{f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10\text{K}\Omega \cdot 15,92\text{nF}} \approx 1000\text{ Hz}}$$

$$G_{v\text{max Bode}} = A_1 \cdot A_2 = 1 \quad (0\text{ dB})$$

————— MÓDULO
 - - - - - FASE



⊙ zero en origen

Se realiza un oscilador basado en el circuito estudiado siguiendo el esquema eléctrico de la figura 2. Considere los amplificadores operacionales ideales. **Hasta el apartado 5** considere además que los diodos D_1 y D_2 no conducen nunca por estar trabajando con muy pequeñas señales.

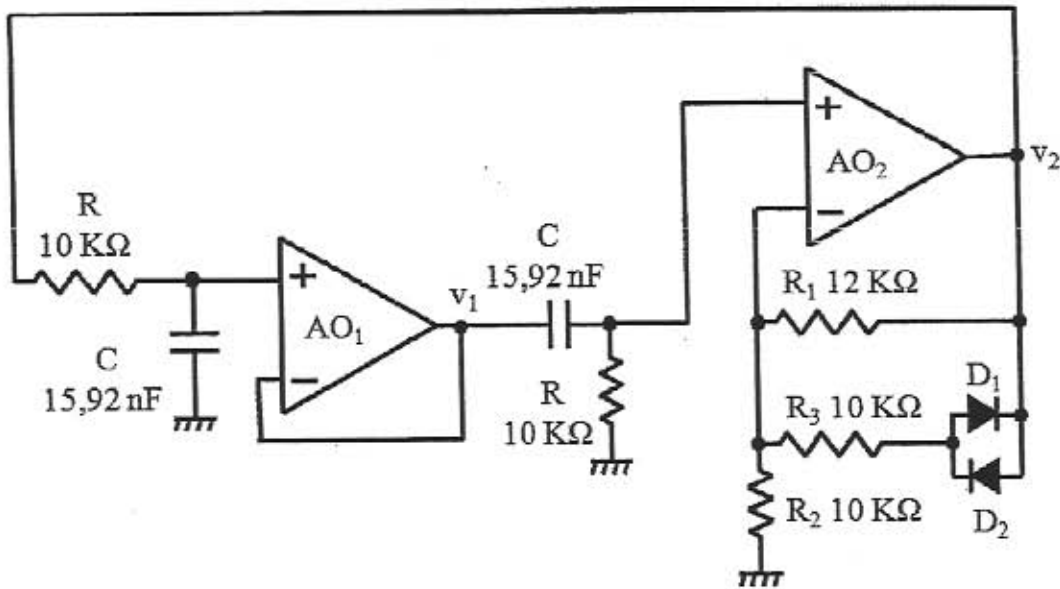
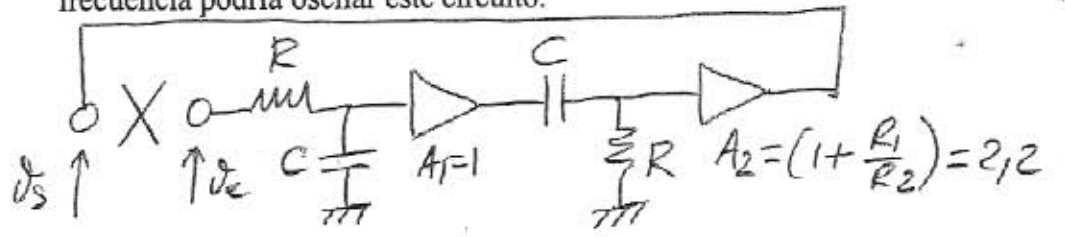


Figura 2

3. Abra convenientemente el lazo del oscilador y obtenga la expresión de la ganancia de dicho lazo reaprovechando al máximo el trabajo ya realizado en el apartado 1. Calcule a qué frecuencia podría oscilar este circuito. (7 puntos)



$$T(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} = G_v(j\omega) \Big|_{\substack{A_1=1 \\ A_2=2,2}} = \frac{2,2 \cdot j\omega \cdot RC}{(1 + j\omega RC)^2}$$

⇒ para oscilar Numerador: imaginario puro Denominador: " " también

$$Den(j\omega) = (1 + j\omega_0 RC)^2 = \underbrace{1 - \omega_0^2 R^2 C^2}_{=0} + 2j\omega_0 RC$$

$$1 - \omega_0^2 RC = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \approx 1 \text{ KHz}$$

4. Demuestre que el oscilador es capaz de iniciar la oscilación.

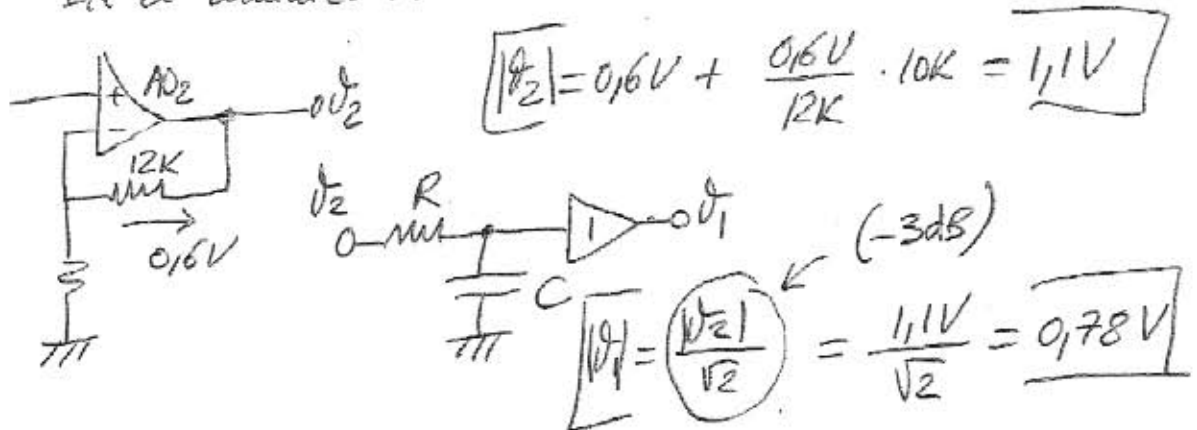
(5 puntos)

$$\boxed{|T(j\omega_0)| = \left| \frac{2,2 \cdot j\omega_0 RC}{2 \cdot j\omega_0 RC} \right| = 1,1 > 1}$$

Por lo tanto, el oscilador avanza con seguridad.

5. Suponiendo que los diodos D_1 y D_2 tienen una tensión directa $V_D = 0,6 V$ y que cuando funciona el oscilador conducen durante un tiempo despreciable frente al periodo de oscilación, estime la amplitud de la oscilación que finalmente se mantendrá en los puntos etiquetados como v_1 y v_2 en la figura 2. (5 puntos)

En el comienzo de conducción de los diodos:

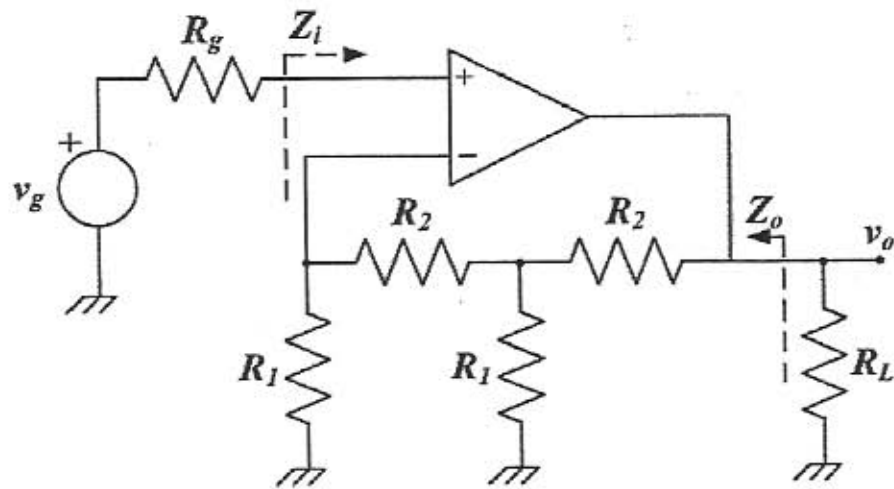


6. Razone a qué se debe la aparente discrepancia entre el diagrama de Bode del apartado 2 y la condición de arranque del oscilador que ha obtenido en el apartado 4. (3 puntos)

Según el apartado 2, parece que el diagrama de Bode nos indica que el circuito está oscilando ya con $A_1 = A_2 = 1$, pero la función de transferencia real viene dada por $-6dB$ (dos polos) en f_p y por eso hemos necesitado un producto $A_1 \cdot A_2$ algo superior a 2 para que el oscilador arranque y pueda luego mantener la oscilación gracias al limitador basado en los diodos D_1 y D_2 .

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El esquema de la figura 3 muestra la realización de un amplificador de tensión no inversor basado en un amplificador operacional (A.O.) realimentado negativamente. La función de transferencia deseada es $G_v = v_o / v_g$, donde v_g es la tensión proporcionada por la fuente de tensión conectada a la entrada con una resistencia de salida R_g , y v_o es la tensión entregada por el circuito a una carga resistiva R_L . Considere que la red β es la formada por ambos pares de resistencias R_1 y R_2 .



DATOS:

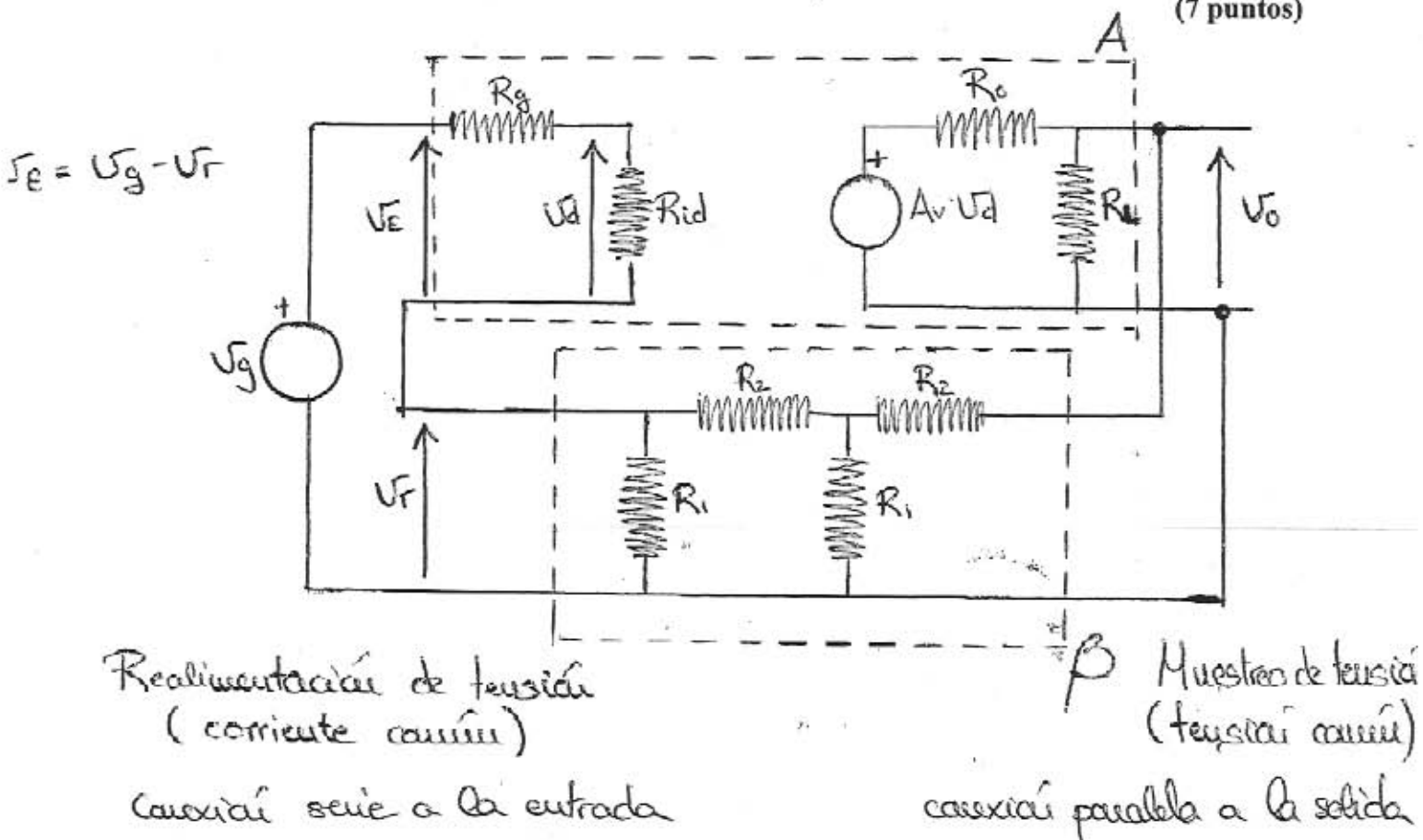
- $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$
- $R_g = 10 \text{ K}\Omega$
- $R_L = 100 \Omega$

PARÁMETROS A.O.:

- $R_{id} = 1 \text{ G}\Omega$
- $R_o = 10 \Omega$
- $A_{vd(dB)} = 100 \text{ dB}$

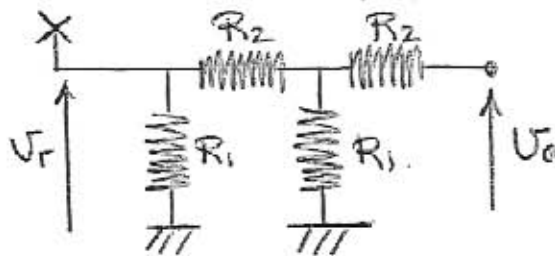
Figura 3

1. Substituyendo el A.O. por su modelo equivalente, dibuje el circuito de pequeña señal para estudiar la ganancia $G_v = v_o / v_g$. Indique claramente la topología de realimentación elegida, cómo se produce el muestreo de señal de salida y la comparación de señales en la entrada, delimitando además la parte del circuito utilizada como A y la utilizada como β . (7 puntos)



2. Exprese el factor de realimentación β indicando sus unidades. Considere que $R_2 \gg R_1$.

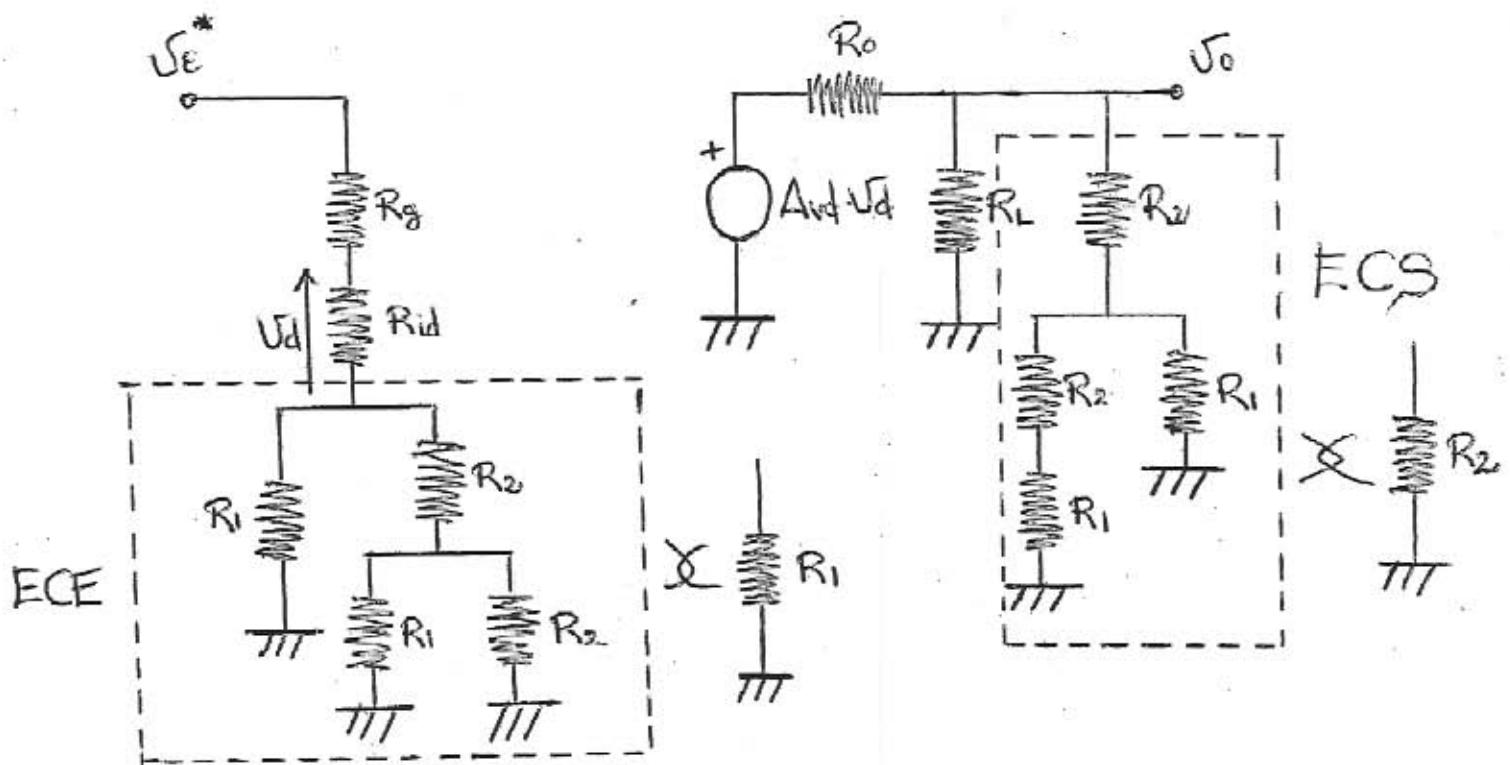
(3 puntos)



$$\beta_v = \frac{V_r}{V_o} \Big|_{R_2 \gg R_1} = \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \left(\frac{V}{V} \right)$$

3. Dibuje y calcule el factor A' indicando sus unidades. Considere que $R_2 \gg R_1$ y que además $R_2 \gg R_L$ para todo el resto de apartados del problema.

(7 puntos)



$$A'_v = \frac{V_o}{V_E^*} \approx \frac{R_L \parallel R_2}{R_o + R_L \parallel R_2} \cdot A_{vd} \cdot \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + R_1}$$

$\sim 1 \} R_{id} = 1 G\Omega$

$$\approx \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A_{vd} = \frac{100 \Omega}{10 \Omega + 100 \Omega} \cdot 10^5 \approx 10^5$$

$R_2 \gg R_1$ ~ 1

$$A'_v \approx 10^5$$

4. Calcule cuál será el máximo valor de R_2 para mantener una buena realimentación negativa. Determine igualmente el valor de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ resultante para dicho valor de R_2 .

(5 puntos)

Como mínimo: $A_v' \cdot \beta_v = 10$

$$10^5 \cdot \frac{R_i^2}{R_{2\max}^2} = 10 ; \quad \frac{R_i^2}{R_{2\max}^2} = 10^{-4} ; \quad \frac{R_i}{R_{2\max}} = 10^{-2}$$

$$R_{2\max} = 100 \cdot R_i = 100 \cdot 1\text{K}\Omega = 100\text{K}\Omega$$

$$G_{v\max} = \frac{A_v'}{1 + A_v'\beta_v} \Big|_{A_v'\beta_v \gg 1} \longrightarrow \frac{1}{\beta_v} = \left(\frac{R_2}{R_i}\right)^2 = 100^2 = 10^4$$

5. Calcule las impedancias Z_i y Z_o indicadas en la figura 3 para el caso en que $R_2 = 100\text{K}\Omega$ y comente su adecuación a la aplicación deseada.

(8 puntos)

$$Z_{iCR} = Z_{iSR} \cdot (1 + A_v'\beta_v) \Big|_{R_2=100\text{K}} = 11 \cdot Z_{iSR} \approx 11\text{G}\Omega$$

$$Z_{iSR} \Big|_{R_2=100\text{K}} = R_g + R_{id} + R_i \approx R_{id} = 1\text{G}\Omega$$

$$Z_{iCR} = Z_i + R_g \longrightarrow Z_i = Z_{iCR} - R_g \approx Z_{iCR} = 11\text{G}\Omega$$

$$Z_{oCR} = \frac{Z_{oSR}}{(1 + A_v'\beta_v)} \Big|_{R_2=100\text{K}} = \frac{Z_{oSR}}{11} = \frac{10}{11}\Omega$$

$$Z_{oSR} = R_o \parallel R_L \parallel R_2 \approx R_o = 10\Omega$$

$$Z_{oCR} = Z_o \parallel R_L \longrightarrow Z_{oCR} = \frac{Z_o \cdot R_L}{Z_o + R_L} ; \quad Z_o = \frac{R_L \cdot Z_{oCR}}{R_L - Z_{oCR}} \approx \frac{10}{11} \approx 1\Omega$$

muy alta
 muy buena
 para no
 perder señal a la
 entrada

muy baja, luego
 muy buena para no
 perder señal a la salida

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

El circuito amplificador de la Figura 4 está basado en la estructura no inversora clásica a la que se ha añadido la resistencia R_3 con el fin de minimizar los efectos de las no idealidades del amplificador operacional (A.O.). El condensador C es necesario para bloquear cualquier componente en continua que aparezca en la entrada (considere durante el problema que la capacidad C es infinitamente grande y que ha alcanzado ya su régimen permanente).

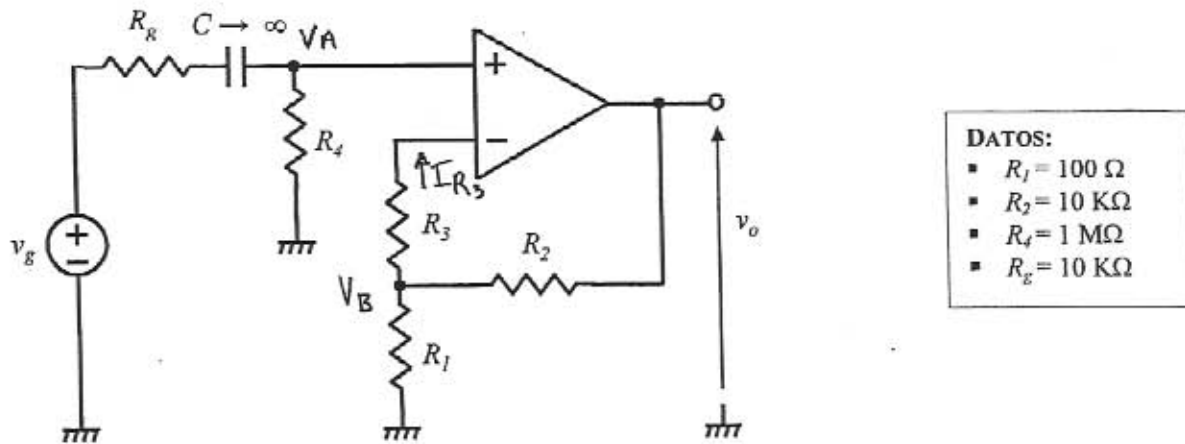


Figura 4

En este problema estudiaremos el efecto de las limitaciones del amplificador operacional utilizado, teniendo en cuenta que va a procesar señales de audio, cuya frecuencia máxima es de 20 KHz.

1. Considerando el A.O. ideal, calcule la ganancia del circuito, $G_v = v_o/v_g$. (5 puntos)

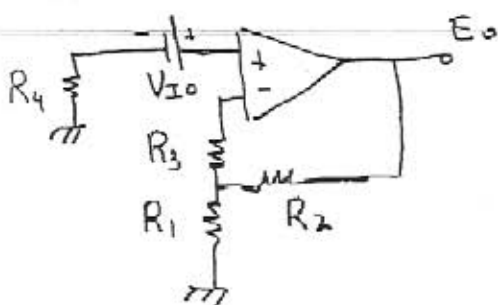
$$V_A = v_g \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_g} \Rightarrow V_A = V_B = v_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad v_o = V_A \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$I_{R_3} = 0$ (A.O. ideal)

$$G_v = v_o/v_g = \frac{R_4}{R_4 + R_g} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \approx 100 (V/V)$$

2. Obtenga la expresión de todas las componentes de la tensión de salida v_o si el A.O. es ideal salvo por la existencia de una tensión de offset en la entrada de valor $V_{IO} = 2 mV$. (5 puntos)

Aplicando superposición:



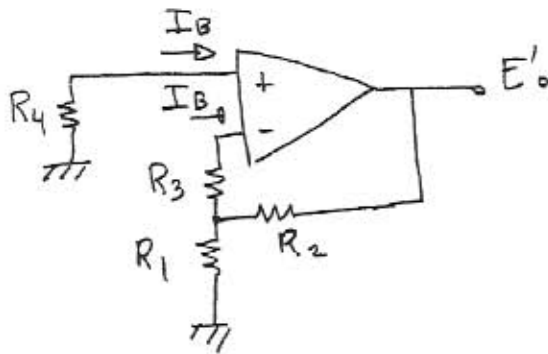
c: c. abierto en DC

$$I_{R_3} = 0 \Rightarrow E_o = V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 202 mV$$

$$v_o = v_g \cdot G_v + E_o =$$

$$= \frac{R_4}{R_4 + R_g} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_g + V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

3. Considere ahora que el A.O. tiene unas corrientes de polarización en sus entradas $I_N = I_P = I_B$ (entrantes). Calcule el valor de la resistencia R_3 que anula en la salida el efecto de las corrientes de polarización en la entrada. (5 puntos)



c: circuito abierto en DC

⊗ Ambas entradas deben ver la misma resistencia en DC:

$$R_4 = R_3 + R_1 // R_2$$

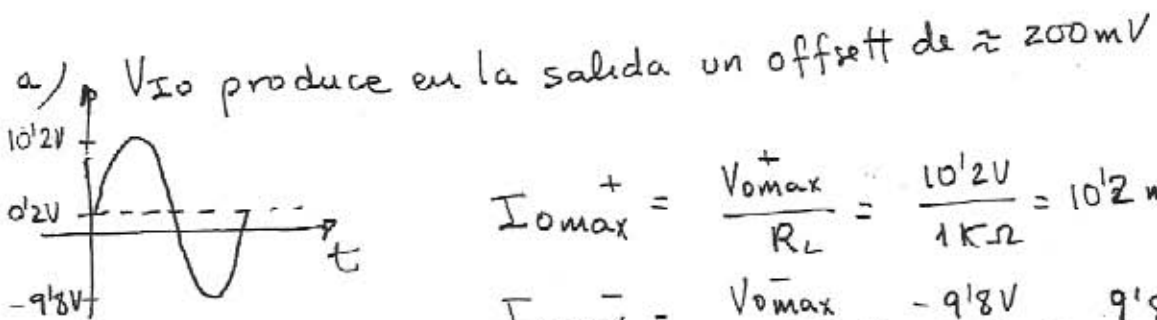
$$\Rightarrow R_3 = R_4 - R_1 // R_2 \approx 1M\Omega - 10K\Omega \approx 1M\Omega$$

También se puede calcular el efecto en la salida de I_B , E'_o y hacer $E'_o = I_B \left[R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} - R_4 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] = 0$

4. Queremos que el amplificador anterior (con ganancia a frecuencias medias $G_v \approx 100$), nos permita obtener en la salida señales sinusoidales sin distorsión con una amplitud $V_o = 10V$ cuando se conecta una resistencia de carga $R_L = 1K\Omega$. Si utilizamos un A.O. compensado en frecuencia por polo dominante, obtenga, para dicho A.O., las siguientes especificaciones mínimas necesarias:

- Corriente máxima en la salida, I_{Omax} .
- Slew-Rate (SR) (V/ μ s).
- Producto ganancia · ancho de banda (G x BW).

(5 puntos)



$$I_{Omax}^+ = \frac{V_{omax}^+}{R_L} = \frac{10'2V}{1K\Omega} = 10'2mA \text{ (saliente)}$$

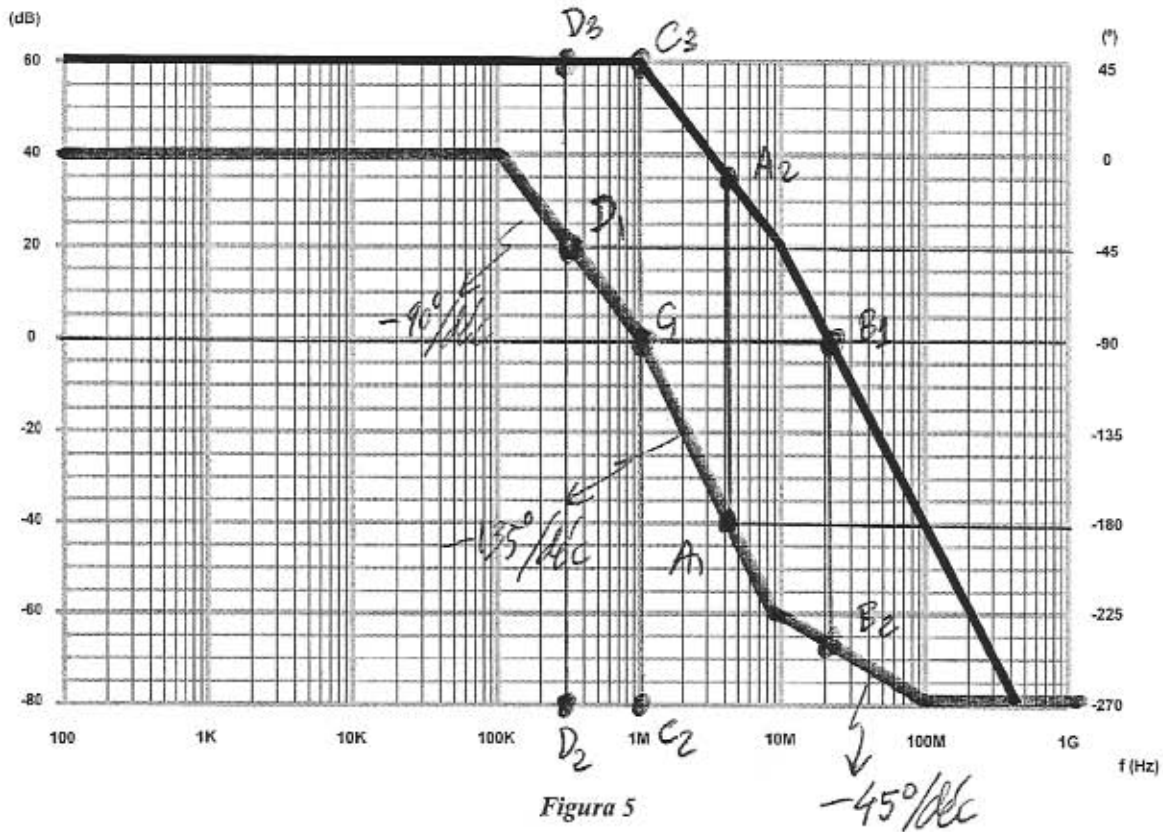
$$I_{Omax}^- = \frac{V_{omax}^-}{R_L} = \frac{-9'8V}{1K\Omega} = 9'8mA \text{ (entrante)}$$

b) $SR = 2\pi \cdot V_o \cdot f_{max} = 2\pi \cdot 10V \cdot 20KHz = 1'26 V/\mu s$

c) $G \times BW = 100 \times 20KHz = 2MHz$

PROBLEMA 4 (15 PUNTOS)

En la figura 5 se ha dibujado el diagrama de Bode del módulo de la ganancia en tensión de un amplificador operacional con el que los usuarios realizarán diversos circuitos amplificadores realimentándolo convenientemente. Utilice como aproximación la lectura más cercana que pueda obtener de las marcas presentes en la gráfica, no se preocupe por ser más preciso.



- Complete el diagrama de Bode con el trazo correspondiente a la evolución de la fase y estime los márgenes de ganancia (MG) y de fase (MF). Marque y etiquete con las etiquetas A1, A2, ... para MG y B1, B2, ... para MF los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

MG: para -180° (A1) veo ≈ 35 dB (A2) | MF: para 0 dB (B1) veo $\approx -(225^\circ + \frac{1}{4} 45^\circ) \approx -236^\circ$

\Rightarrow $\boxed{MG \approx -35 \text{ dB}}$ | $\boxed{MF \approx -(236^\circ - 180^\circ) = -56^\circ}$

- Calcule en qué frecuencia añadiríamos un nuevo polo dominante para conseguir un margen de ganancia de 20 dB. Marque y etiquete con las etiquetas C1, C2, ... los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

Para -90° (C1) veo 60 dB (C3) en 1 MHz (C2)

Sobran 60 dB
 MG + 20 dB

A atenuar 80 dB

$\boxed{f_{p\text{dom}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10^{\frac{80 \text{ dB}}{20 \text{ dB/dec}}}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10^4} = 100 \text{ Hz}}$

- Calcule en qué frecuencia añadiríamos un nuevo polo dominante para conseguir un margen de fase de 45° . Marque y etiquete con las etiquetas D1, D2, ... los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

en -45° (D1) veo 60 dB (D3) en 300 kHz (D2)

$\boxed{f_{p\text{dom}} = \frac{300 \text{ kHz}}{10^{\frac{60 \text{ dB}}{20 \text{ dB/dec}}}} = \frac{300 \text{ kHz}}{10^3} = 300 \text{ Hz}}$