

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

EXAMEN DE ELECTRÓNICA II
CONVOCATORIA DE FEBRERO
4º INGENIERÍA INDUSTRIAL

Tiempo estimado 4 horas

11-9-2006

SOLUCIÓN

Problema 1 (70 minutos, 2.9 puntos)

Dado el circuito Amplificador realimentado de la figura 1.

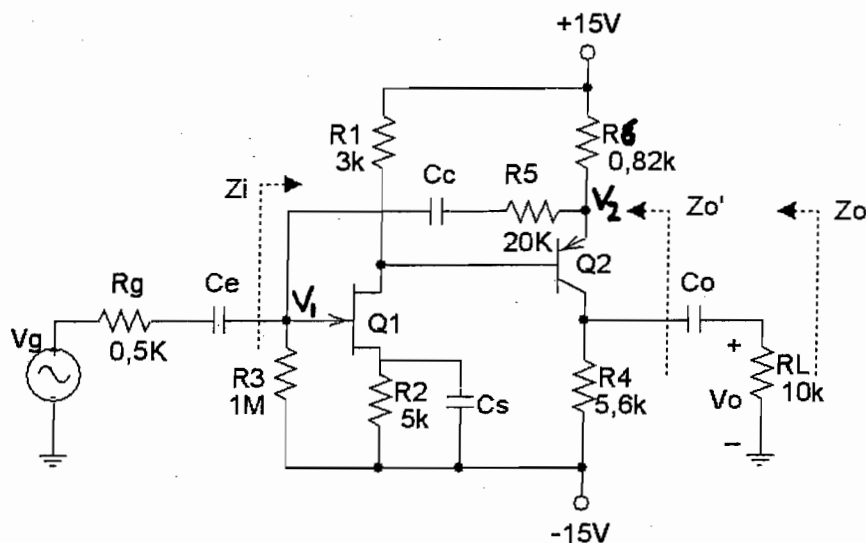


Figura 1

NOTA: Recuerde que en un JFET $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ $g_m = \frac{2\sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}}{|V_P|}$

Se pide:

1. Obtenga las corrientes de polarización de los transistores Q1 y Q2, y las tensiones en continua V1, V2 y Vo.

NOTA: Si no ha calculado la polarización suponga $I_{D1} = 1 \text{ mA}$, $I_{D2} = 3 \text{ mA}$

2. Demuestre que en el circuito de la Figura 1 existe una realimentación negativa e indique de qué tipo es, los parámetros que se han de utilizar y la función de transferencia que estabiliza.
3. Represente las redes A' y β equivalentes.
4. Obtenga los valores de A', β y Vo/Vg.
5. Calcule Zi, Zo' y Zo.
6. Obtenga el ancho de banda del circuito: frecuencias de corte superior e inferior.

DATOS:

$I_{DSS} = 7,5 \text{ mA}$	$V_P = -8 \text{ V}$	
$ V_{BE} = 0,6 \text{ V}$	$V_T = 25 \text{ mV}$	$\beta_0 = 100$
$C_e = 5 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{gs} = 1 \text{ pF}$	$C_{\pi} = 1 \text{ pF}$
$C_o = 1 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{gd} = 0 \text{ pF}$	$C_{\mu} = 0 \text{ pF}$

Problema 2 (50 minutos, 2.1 puntos)

Se dispone de un Amplificador Operacional con las características siguientes.

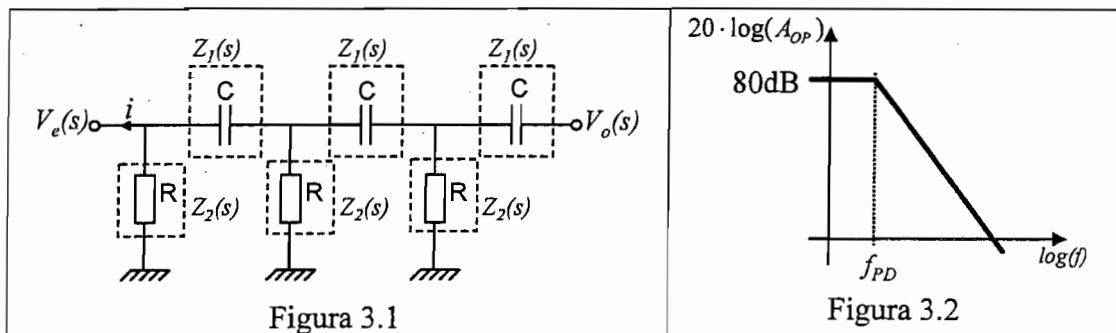
- Ganancia en baja Frecuencia = 10^5 .
- Frecuencia Característica del Polo 1 (Doble) = 100 kHz.
- Frecuencia Característica del Polo 2 = 1 MHz.
- Impedancia de Entrada = infinita.
- Impedancia de Salida = 0Ω .

Se pide responder:

1. Obtenga la función de transferencia del Amplificador Operacional expresada en término de Transformada de Laplace.
2. Represente el Diagrama de Bode Asintótico del Amplificador Operacional. Obtenga el valor necesario de β para tener un margen de ganancia de 10 dB. Obtenga el valor necesario de β para obtener un margen de fase de 90° .
3. Represente el Diagrama de Nyquist que obtenemos al realimentar el Amplificador Operacional con una Red $\beta = 1$. Justifique si el sistema es estable en estas condiciones.
4. Se desea introducir un polo adicional en el diseño original del Amplificador Operacional para que funcione de forma estable como seguidor de tensión. Obtenga la frecuencia correspondiente a dicho polo.
5. Se desea emplear el Amplificador Operacional compensado del apartado anterior en un oscilador en Puente de Wien. Obtenga la máxima frecuencia de oscilación que podría obtenerse.

Cuestión 1 (40 minutos, 1.7 puntos)

Se pretende construir un oscilador senoidal mediante la red desfasadora que se muestra en la Figura 3.1, donde $V_o(s)$ debe conectarse a la salida del amplificador y $V_e(s)$ a la entrada del mismo. Para implementar el oscilador, se cuenta además con un amplificador operacional que presenta una ganancia en continua de 80dB y está compensado por polo dominante a una frecuencia f_{PD} . Las características en lazo abierto del amplificador operacional se muestran en la Figura 3.2.



Datos:

Frecuencia de oscilación, $f_o = 10 \text{ kHz}$

$C = 1 \text{ nF}$

Función de transferencia de la red desfasadora para $i = 0$ (véase Figura 3.1).

$$\frac{V_e(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{\left(\frac{Z_1(s)}{Z_2(s)}\right)^3 + 5\left(\frac{Z_1(s)}{Z_2(s)}\right)^2 + 6\left(\frac{Z_1(s)}{Z_2(s)}\right) + 1}$$

Se pide:

1. Calcular el valor de R .
2. Proponer y justificar adecuadamente la conexión de la red desfasadora y el amplificador operacional para configurar el oscilador. Identificar los bloques del oscilador: amplificador y red β . ¿Tiene influencia la impedancia de entrada del amplificador constituido sobre la red β ?
3. Calcular la ganancia del amplificador constituido, proporcionando además el valor de las resistencias necesarias.
4. Calcular el valor mínimo para la frecuencia del polo dominante del amplificador operacional, f_{PD} .

Cuestión 2 (40 minutos, 1.7 puntos)

Se quiere representar la función de transferencia de un amplificador en emisor común mediante el siguiente circuito utilizando amplificadores operacionales ideales.

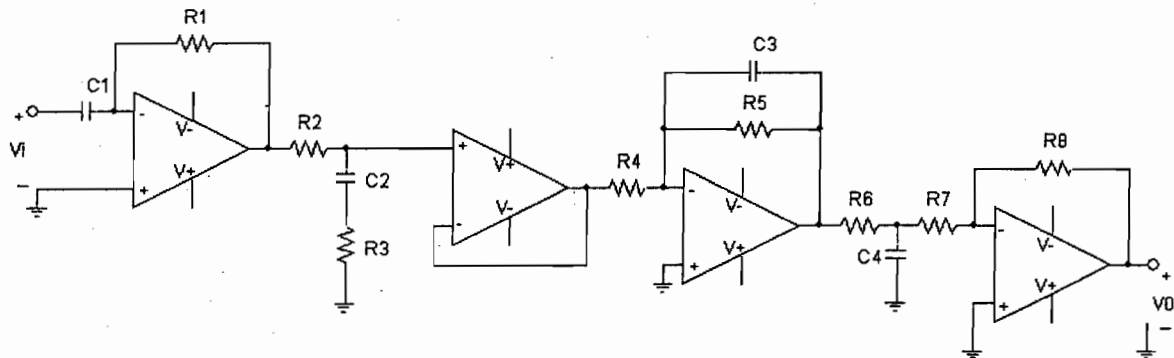


Figura 4

1. Obtenga la expresión de la función de transferencia correspondiente a la tensión de salida (V_0) sobre la tensión de entrada (V_e).
2. Calcule el valor de la ganancia en frecuencias medias y el valor de los polos y los ceros del circuito
3. Represente el Diagrama de Bode correspondiente en módulo y fase

DATOS:

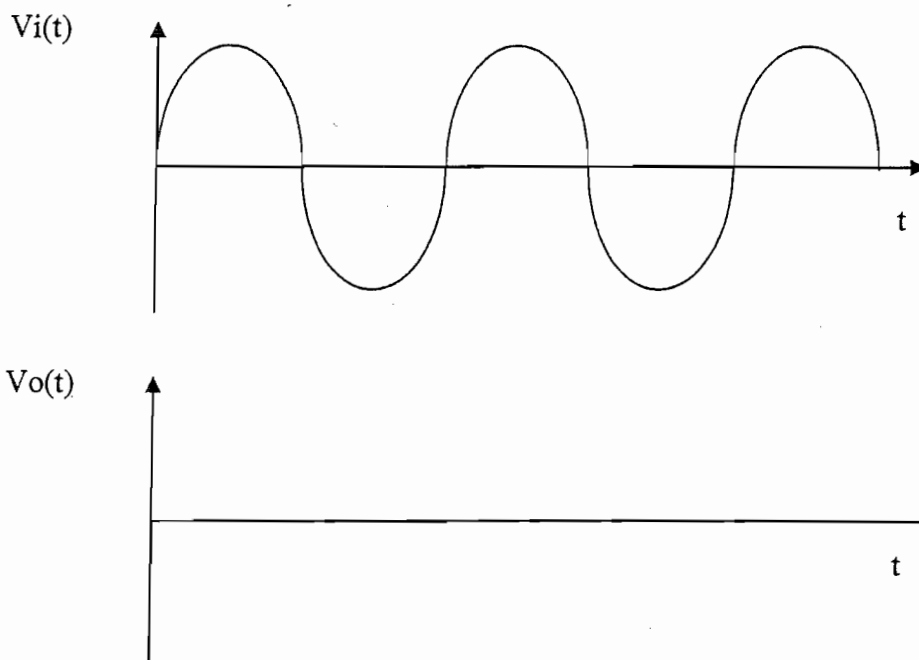
$$R1 = 1K\Omega \quad R2 = 157,6K\Omega \quad R3 = R4 = 1,59K\Omega \quad R5 = 15,9K\Omega$$

$$R6 = R7 = 3,2 K\Omega \quad R8 = 64 K\Omega$$

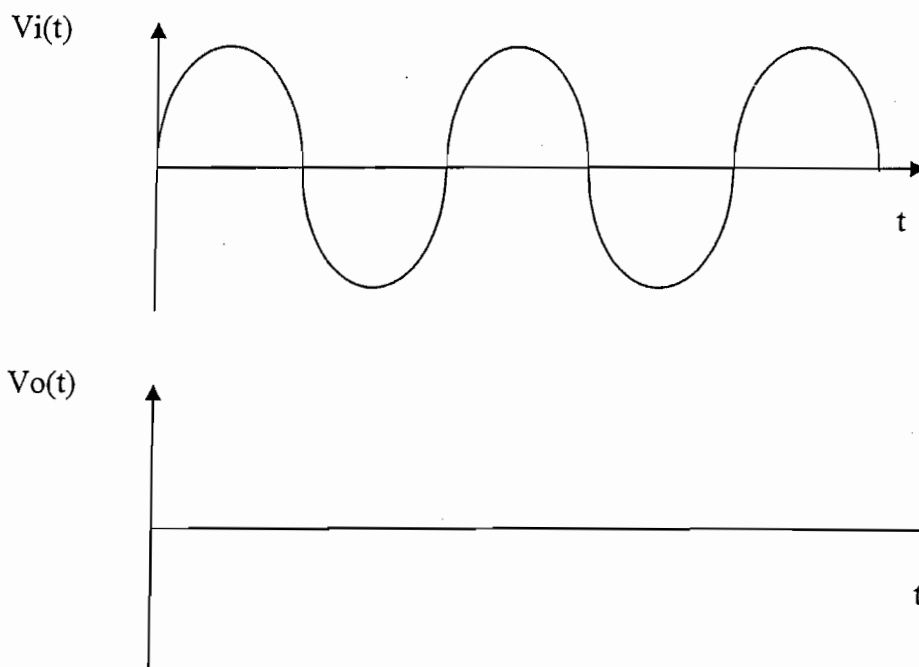
$$C1 = 10 \mu F \quad C2 = 1 \mu F \quad C3 = 10 nF \quad C4 = 100 pF$$

4. Represente la tensión de salida del circuito para las señales temporales mostradas en las siguientes páginas.

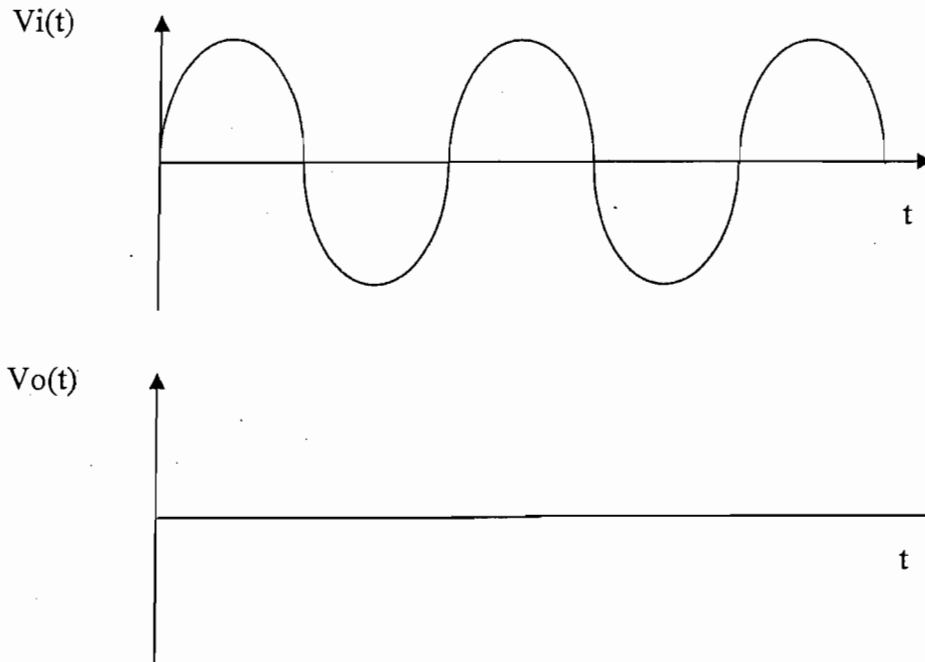
a) Período: $T = 100 \text{ ms}$, Amplitud: $V_p = 0.1 \text{ V}$



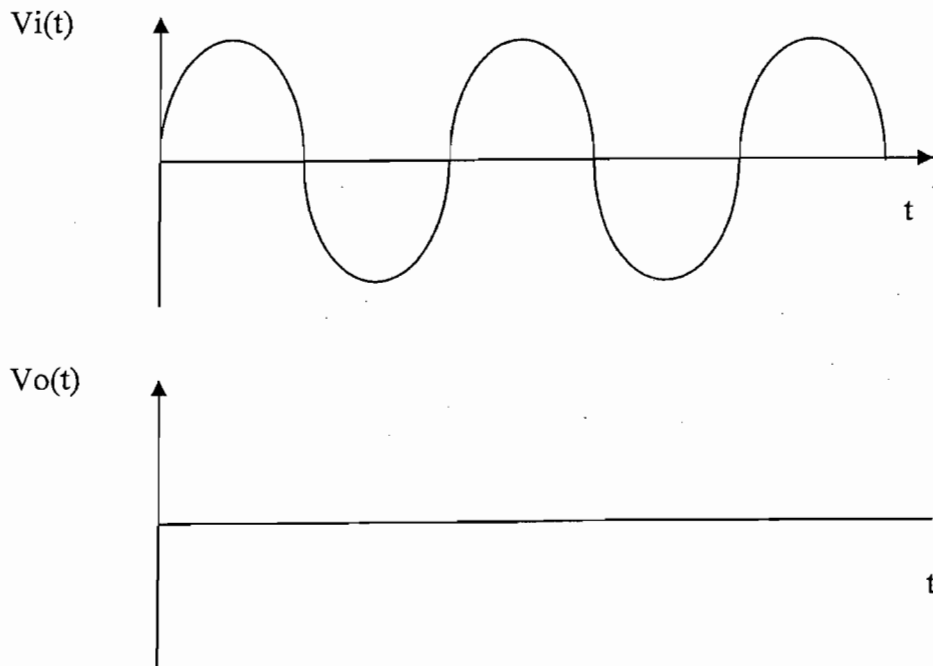
b) Período: $T = 1 \text{ ms}$, Amplitud: $V_p = 0.1 \text{ V}$



c) Período: $T = 10 \mu\text{s}$, Amplitud: $V_p = 0.1\text{V}$



d) Período: $T = 100 \text{ ns}$, Amplitud: $V_p = 0.1\text{V}$



Cuestión 3 (40 minutos, 1.6 puntos)

En el circuito de la figura 5 se muestra un esquema simplificado de un regulador lineal de tensión. Este circuito proporciona una tensión regulada (V_o) a la carga a partir de la tensión no regulada (V_{in} entre 10 V y 12 V).

Conteste a las siguientes cuestiones:

1. Señale los bloques funcionales que se pueden distinguir en el esquema del regulador.
2. Demuestre que hay realimentación negativa y justifique cuál es la topología de realimentación.
3. Calcule R_a y R_b para obtener una tensión de salida regulada $V_o = 4$ V.
4. Calcule cuál es el máximo valor de corriente que puede suministrar el regulador en este caso y cuál es el valor de la corriente de cortocircuito.
5. ¿A qué valor mínimo de tensión se podría ajustar la salida regulada V_o ?

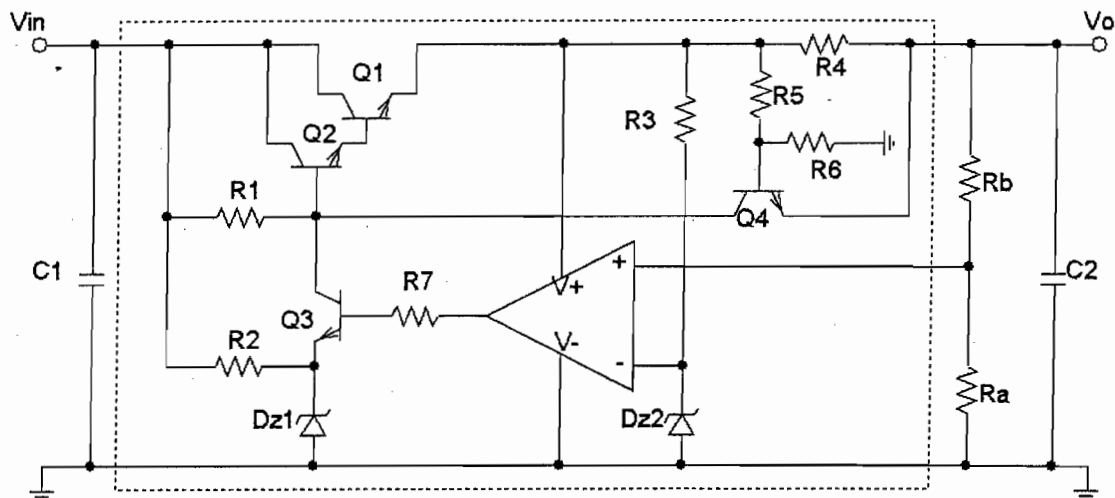


Figura 5

DATOS:

Transistor Q1:	$\beta_1 = 50$	
Resto de transistores:	$\beta = 200$	
Todos los transistores:	$V_{BE-ON} = 0,7$ V	$V_{CE-SAT} = 0,2$ V
Diodos zener D_{Z1} y D_{Z2} :	$V_Z = 2,2$ V	$I_{Zmin} = 10$ mA
$R_1 = 10K\Omega$	$R_2 = 470\Omega$	$R_3 = 100\Omega$
$R_4 = 1\Omega$	$R_5 = 1K\Omega$	$R_6 = 6,8K\Omega$

NOTA: Otros datos no suministrados son innecesarios para la resolución del problema.
Considere que el amplificador de error es ideal.

SOLUCIONProblema 1

1- Obtener las las corrientes de polarización de los transistores Q_1 y Q_2 , y las tensiones en continua V_1 , V_2 y V_0

Análisis en continua (DC)

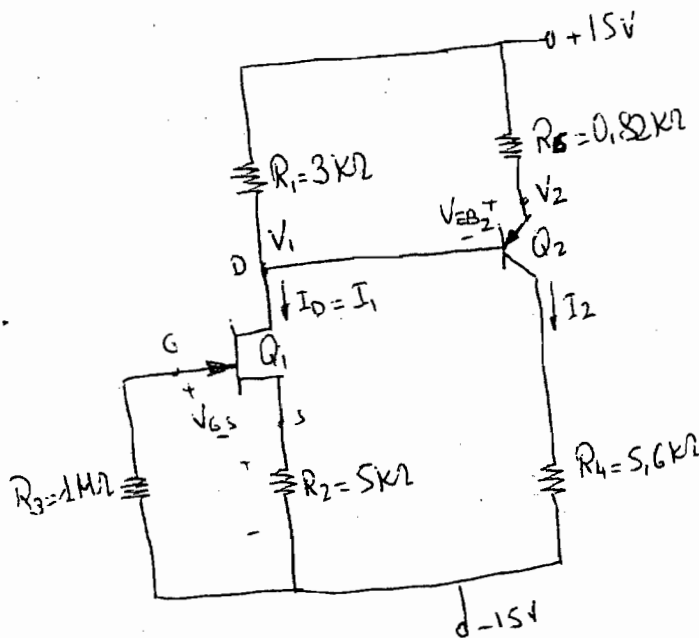


Fig. 1 Sol Problema 1

Partiendo de la ecuación: $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$, tenemos:

$$① \quad I_D = 7.5 \text{ mA} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-8\text{V}}\right)^2$$

$$② \quad -15\text{V} = V_{GS} + R_2 I_D \quad -15\text{V} \rightarrow V_{GS} = -I_D R_2 \rightarrow \text{Sustituyendo en la ecuación en ①}$$

tenemos:

$$I_D = 7.5 \text{ mA} \left(1 + \frac{(-I_D \times 5\text{k}\Omega)}{8\text{V}}\right)^2 \rightarrow I_D = \frac{7.5 \text{ mA}}{64\text{V}^2} (8\text{V} - I_D \times 5\text{k}\Omega)^2$$

$$I_D = \frac{7.5 \text{ mA}}{64\text{V}^2} (64\text{V}^2 - 2 \times 5\text{k}\Omega \times 8\text{V} \times I_D + I_D^2 \times 25\text{k}\Omega^2)^2 \quad \text{de aquí obtenemos:}$$

(2)

$$I_D^2 \times 2,92 \frac{1}{mA} - 10,375 I_D + 7,5 mA = 0$$

$$I_D = \frac{10,375 \pm \sqrt{(10,375)^2 - 4 \times 7,5 mA \times 2,92 \frac{1}{mA}}}{2 \times 2,92 \frac{1}{mA}}$$

$$I_D = \frac{10,375 \pm 4,48}{5,84} mA \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{D1} = 2,54 mA \\ I_{D2} = 1 mA \end{array} \right\}$$

Por tanto, $V_{GS} = -I_D \times 5K\Omega = \left\{ \begin{array}{l} V_{GS1} = -12,7 V \\ V_{GS2} = -5 V \end{array} \right\}$ ya que $|V_{GS}| \leq |V_P| = 8V$

En consecuencia, el valor de g_m vale:

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DSS} \times I_D}}{|V_P|} = \frac{2\sqrt{7,5 mA \times 1 mA}}{8V} = \frac{0,684 \frac{mA}{V}}{V} \approx \frac{0,7 \frac{mA}{V}}{V}$$

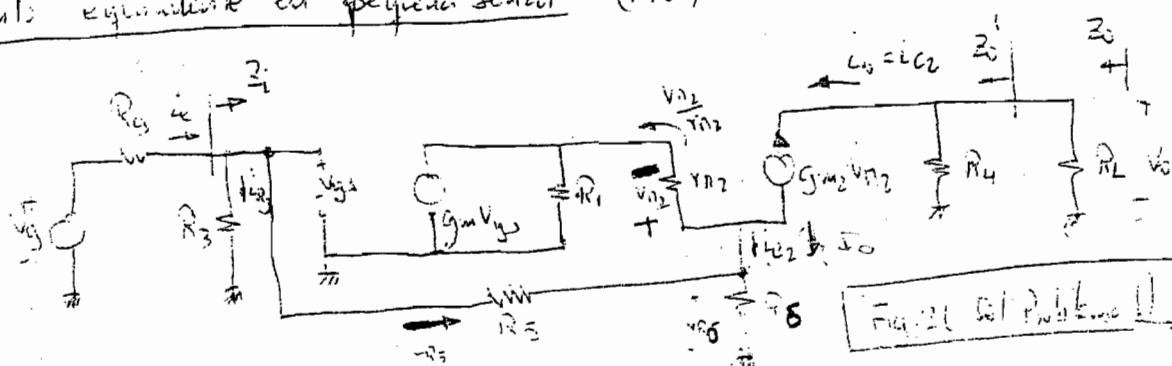
$$V_1 = 15V - 1mA \times 3K\Omega = 12V$$

$$V_2 = V_1 + V_{EB2} = 12V + 0,6V = 12,6V$$

De donde, $I_{C2} = \frac{15V - 12,6V}{R_5} = \frac{15V - 12,6V}{0,82K\Omega} = 2,93 mA$

Por último, $V_o = 0V$

2.- Demostrar que existe realimentación negativa, tipo de realimentación, los parámetros a utilizar y la función de transferencia que estabiliza. Circuito equivalente en pequeña señal (AC)



Partiendo del circuito de la Fig. 2 (Sol. Problema 1) tenemos:

(3)

① $i_{C1} \uparrow \rightarrow g_{m2} v_{n2} \downarrow \rightarrow V_{R6} \downarrow \rightarrow -g_{m2} v_{n2} R_{S1} \uparrow \rightarrow \frac{v_{R5} - V_{R6}}{R_5} = i_{R5} \downarrow$

$\frac{v_{n2}}{r_{n2}} \ll g_{m2} v_{n2}$

$i_e = i_{R3} + i_{R5} \rightarrow i_{R3} \uparrow$

Constante

Compartidor de corrientes a la entrada.

$V_{R3} \uparrow \rightarrow V_{G3} \uparrow \rightarrow g_{m1} V_{G3} \uparrow \rightarrow \frac{v_{n2}}{r_{n2}} \uparrow \rightarrow g_{m2} v_{n2} \uparrow \rightarrow i_{C1} \downarrow$

② Topología Paralelo-Serie : { Muestreo de corriente a la salida
Realimentación de corriente a la entrada }

③ Parámetros privilegiados $[g]$

④ Función que estabiliza Transcendente : $G_I = \frac{A_I}{1 + A_I \beta_I}$

3. Representar las redes A' y β equivalentes.

Red β

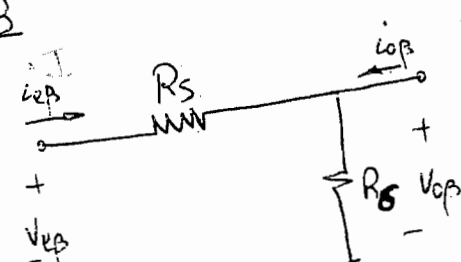


Fig. 3 (Sol. Probl. 1)

$i_{eb} = g_{11\beta} v_{eb} + g_{12\beta} i_{op}$

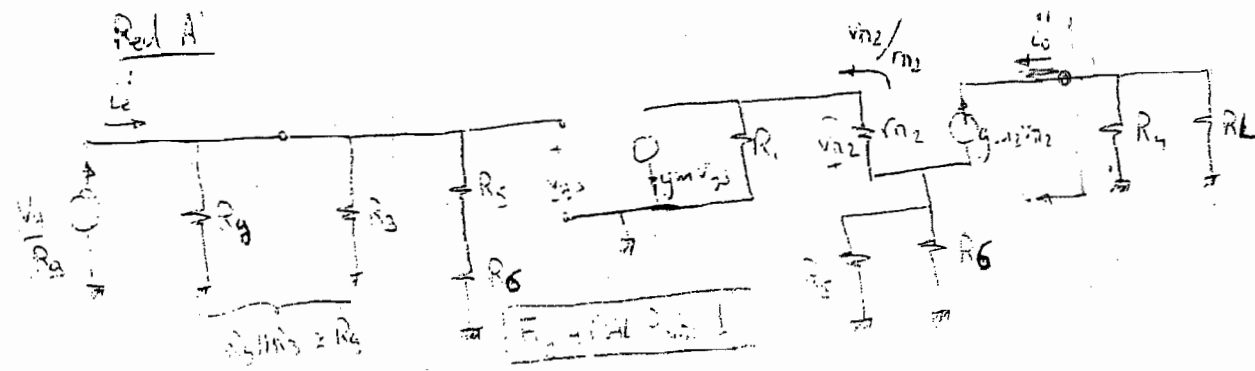
$v_{eb} = g_{21\beta} v_{eb} + g_{22\beta} i_{op}$

$g_{11\beta} = \frac{i_{eb}}{v_{eb}} \Big|_{i_{op}=0} = \frac{1}{R_S + R_6}$

$g_{12\beta} = \frac{i_{eb}}{i_{op}} \Big|_{v_{eb}=0} = -\frac{R_6}{R_S + R_6}$

$g_{22\beta} = \frac{v_{eb}}{i_{op}} \Big|_{v_{eb}=0} = R_S || R_6$

Red A'



4. Obtener los valores de A' , β y $\frac{V_o}{V_i}$

(4)

①: Cálculo de β :

$$\beta_s = \frac{i_{eB}}{i_o} = \frac{i_{eB}}{i_{cB}} + \frac{i_{oB}}{i_o} = - \frac{R_G}{R_S + R_G} \times \frac{i_{e2}}{i_{c2}} = - \frac{R_G}{R_S + R_G} \times \frac{1}{\alpha}$$

Fig. 3 (Sol. Probl. 1) Fig. 2 (Sol. Probl. 1)

Siendo $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{100}{1 + 100} = 0,99$

$$\beta_s = - \frac{0,82 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega + 0,82 \text{ k}\Omega} \times \frac{1}{0,99} = - 0,04$$

②: Cálculo de A' :

$$A_s = A' = \frac{i_o'}{i_i'} = \frac{i_o'}{v_{n2}} \times \frac{v_{n2}}{v_{gs}} \times \frac{v_{gs}}{i_i'} \quad \text{①} \quad \text{②} \quad \text{③}$$

①: $\frac{i_o'}{v_{n2}} \rightarrow \frac{i_o'}{v_{n2}} = -g_{m2}$

②: $\frac{v_{n2}}{v_{gs}} \rightarrow \frac{v_{n2}}{v_{gs}} = g_{m1} v_{gs} \times \frac{R_1}{R_1 + r_{n2} + (R_S \parallel R_G)(1 + \beta_{e1})}$ Ecuación de un divisor de corriente

$$\frac{v_{n2}}{v_{gs}} = \frac{g_{m1} r_{n2} + R_1}{R_1 + r_{n2} + (R_S \parallel R_G)(1 + \beta_{e1})}$$

③: $\frac{v_{gs}}{i_i'} \rightarrow v_{gs} = i_i' \times R_G \parallel (R_S + R_G) \rightarrow \frac{v_{gs}}{i_i'} = R_G \parallel (R_S + R_G)$

Por tanto: $A_s = -g_{m2} \times \frac{g_{m1} r_{n2} + R_1}{R_1 + r_{n2} + (R_S \parallel R_G)(1 + \beta_{e1})} \times R_G \parallel (R_S + R_G)$

$$A_s = -g_{m1} \cdot R_G \parallel (R_S + R_G) \times \frac{\beta_{e2} R_1}{R_1 + r_{n2} + (R_S \parallel R_G)(1 + \beta_{e1})}$$

$$A_s = -\beta_{e2} \times \frac{V_T}{I_{E2}} = -100 \times \frac{25 \text{ mV}}{2,43 \text{ mA}} = -820,575 \text{ K}$$

(5)

$$A_I = -0,7 \times \frac{R_g = 5k\Omega}{0,488k\Omega} \times \frac{100 \times 3k\Omega}{3k\Omega + 0,85k\Omega + \frac{20k\Omega // 0,82k\Omega}{0,8k\Omega} (10 \pm)}$$

$$\approx 80k\Omega$$

$$A_I = -0,7 \times 10^{-3} \frac{1}{2} \times 0,488k\Omega \times \frac{100 \times 3k\Omega}{83,4k\Omega}$$

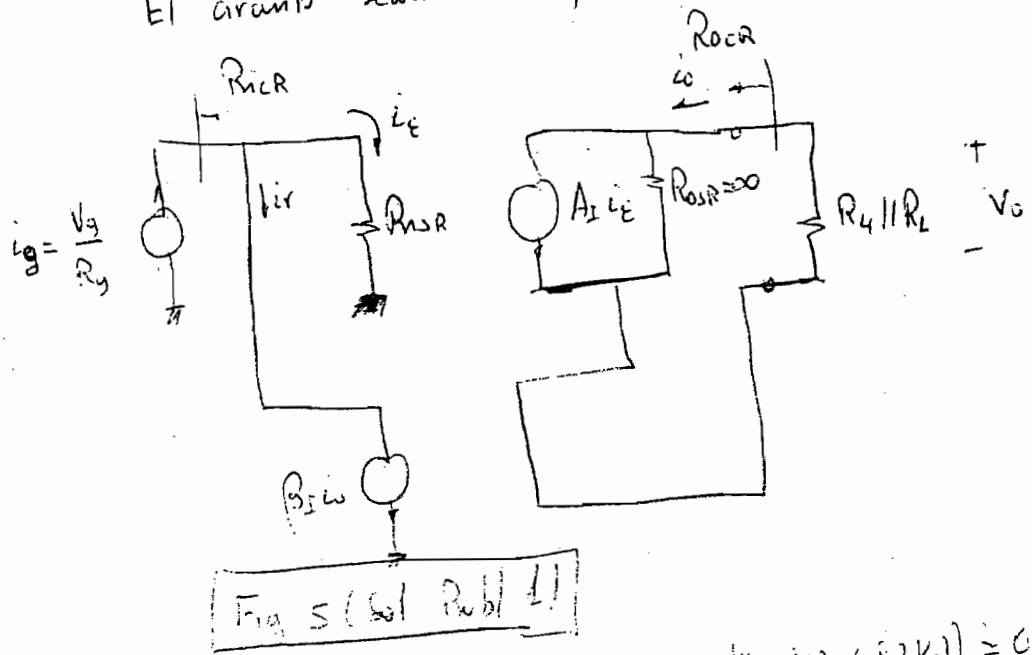
$$A_I = -0,341 \times 3,59 = -1,22$$

NOTA 1: A_I tiene un valor muy pequeño. No obstante, para aumentarlo se puede hacer cambiando R_g y hacerla más grande. Si en vez de coger $R_g = 0,5k\Omega$ tomamos como valor $R_g = 20k\Omega$ tenemos:

$$A_I = -0,7 \times 10^{-3} \times \frac{20k\Omega // 20,82k\Omega}{10,2k\Omega} \times 3,59 = 25,64$$

③: Cálculo de V_o/V_g

El circuito reemplazado que tenemos es:



Es decir $R_{12} = R_g // (R_5 + R_6) = 0,5k\Omega // (20k\Omega + 0,82k\Omega) \approx 0,5k\Omega$

$$R_{o2} = \infty$$

$$A_I = -1,22 \quad \left\{ \begin{array}{l} A_I B_I = -1,22 \times (-0,04) = +0,05 \\ B_I = -0,04 \end{array} \right.$$

$A_I B_I > 1$ como se ha mencionado antes A_I es muy pequeño para que $A_I B_I > 1$ debe ser muy grande

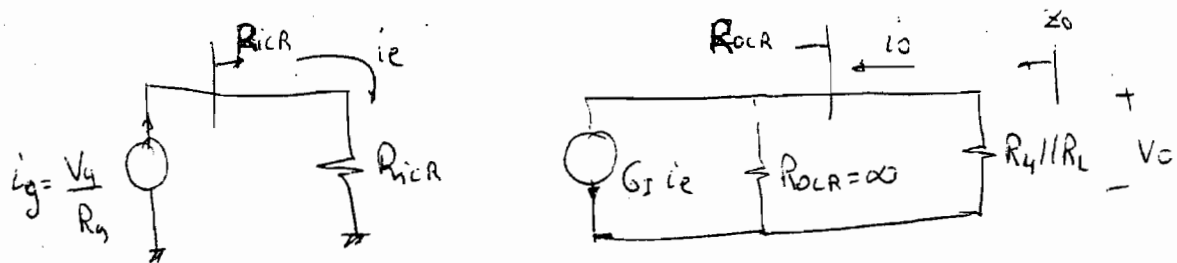


Fig. 6 (Sol. Probl. 1)

$$R_{icR} = \frac{R_{isR}}{1 + A_{\beta} \beta_{\beta}} = \frac{0,5 \text{ k}\Omega}{1 + 0,05} \approx 0,47 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ocR} = R_{osR} (1 + A_{\beta} \beta_{\beta}) = \infty$$

$$G_I = \frac{A_I}{1 + A_{\beta} \beta_{\beta}} = \frac{-1,22}{1 + 0,05} \approx -1,22$$

Por tanto, $\frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{i_o} \times \frac{i_o}{i_e} \times \frac{i_e}{V_g} = -R_4 || R_L \times G_I \times \frac{1}{R_g}$

$$\frac{V_o}{V_g} = -5,6 \text{ k}\Omega / 10 \text{ k}\Omega \times -1,22 \times \frac{1}{0,5 \text{ k}\Omega}$$

$$\frac{V_o}{V_g} = 3,6 \text{ k}\Omega \times 1,22 \times \frac{1}{0,5 \text{ k}\Omega} = 8,8 \approx 9$$

5.- Cálculo de Z_i , Z_o' y Z_o .

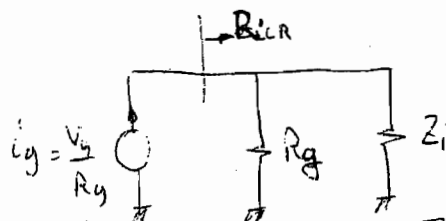


Fig. 7 (Sol. Probl. 1)

Por tanto, tenemos que $Z_{icR} = R_g || Z_i$

$$R_{icR} = \frac{R_g + Z_i}{R_g + Z_i} \rightarrow R_{icR} R_g + Z_{icR} Z_i = R_g + Z_i$$

$$Z_i = \frac{R_{icR} R_g}{R_g - R_{icR}}$$

$$\textcircled{1} \quad Z_i = \frac{0,5 \text{ k}\Omega \cdot 0,47 \text{ k}\Omega}{0,5 \text{ k}\Omega - 0,47 \text{ k}\Omega} \approx 7,83 \text{ k}\Omega$$

Por otro lado, para el cálculo de Z_o' y Z_o tenemos:

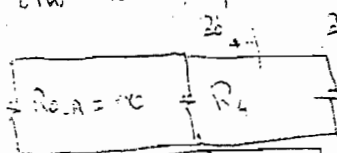


Fig. 8 (Sol. Probl. 1)

$$\textcircled{2} \quad Z_o' = Z_o || R_{ocR} = R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$\textcircled{3} \quad Z_o = Z_o' || Z_i || R_{ocR} = Z_o' || Z_i = 5,6 \text{ k}\Omega || 7,83 \text{ k}\Omega = 3,6 \text{ k}\Omega$$

6... Obtenga el ancho de banda del circuito: frecuencia de corte superior e inferior.

1... Frecuencia de corte superior:

$$f_{csc} = f_{csr} (1 + A_v \beta_s), \text{ siendo}$$

$$f_{csr} = \frac{1}{2\pi \sum C_i R_{io}}$$

R_{io} es la impedancia vista por el condensador C_i cuando los otros condensadores están en circuitos abiertos.

Los condensadores que tienen influencia en altas frecuencias son los condensadores internos a los transistores Q_1 y Q_2 , es decir:

$$C_{gs} = 1 \text{ pF} \quad \text{y} \quad C_n = 1 \text{ pF}.$$

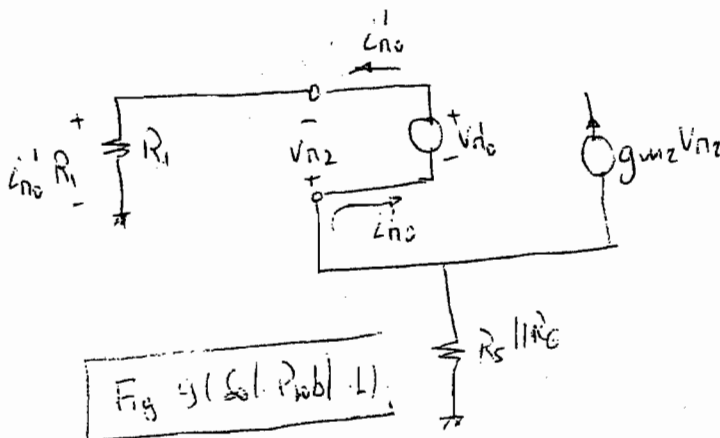
a) $R_{gsc} = R_g \parallel (R_s + R_e \parallel R_c)$

Ver circuito de la Fig. 4 (Sol. Probl. 1)
correspondiente a la red A'

$$R_{gsc} = 0,5 \text{ k}\Omega \parallel (20 \text{ k}\Omega + 0,82 \text{ k}\Omega) \approx 0,5 \text{ k}\Omega$$

b) $R_{no} = r_{n2} \parallel R'_{no}$

Para el cálculo de R'_{no} resolvamos el circuito de la Fig. 4 (Sol. Probl. 1)



$$R'_{no} = \frac{V'_{no}}{I'_{no}}$$

$$V_{n2} = -V'_{no}$$

$$I'_{no} R_i + V_{n2} + (I'_{no} + g_{m2} V_{n2})(R_s \parallel R_e) = 0$$

$$I'_{no} (R_i + R_s \parallel R_e) + g_{m2} V_{n2} (R_s \parallel R_e) + V_{n2} = 0$$

$$I'_{no} (R_i + R_s \parallel R_e) = -V_{n2} (1 + g_{m2} (R_s \parallel R_e))$$

$$I'_{no} (R_i + R_s \parallel R_e) = \frac{-V'_{no}}{1 + g_{m2} (R_s \parallel R_e)}$$

$$R'_{no} = \frac{V'_{no}}{I'_{no}} = \frac{R_i + R_s \parallel R_e}{1 + g_{m2} (R_s \parallel R_e)}$$

$$= \frac{3 \text{ k}\Omega + 0,82 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega}{1 + \frac{293 \mu\text{A/V}}{25 \text{ mV}} (0,82 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega)}$$

$$R'_{no} = \frac{302 + 0,8 \text{ k}\Omega}{1 + 11,72} = 40,2 \Omega$$

$$R_{no} = r_{n2} \parallel R'_{no} = 850 \Omega \parallel 40,2 \Omega = 38,7 \Omega \approx 40 \Omega$$

Por tanto, tenemos:

(8)

$$f_{CSR} = \frac{1}{2\pi(1pF \times 0,5k\Omega + 1pF \times 40\Omega)} = \frac{1}{2\pi \times 1pF \times (0,54k\Omega)} = \frac{10^9}{2\pi \times 0,54} Hz \approx 300MHz$$

$$f_{CSR} = 300MHz (1 + A_1 \beta_1) = 300MHz (1 + 0,05) = 315MHz$$

NOTA 2: El valor de $A_1 \beta_1$ ha de ser superior a 1 ($A_1 \beta_1 \gg 1$) para que el ancho de banda del amplificador se vea afectado por el efecto de la realimentación, siendo siempre superior al del amplificador sin realimentar. Como se ha indicado en la NOTA 1 pag. (5), una forma simple consiste en aumentar R_g de forma que aumente el valor de A_1

2. Frecuencia de corte inferior:

$f_{ci} \approx \frac{1}{2\pi C_i R_i^\infty}$, siendo R_i^∞ la impedancia vista por el condensador C_i cuando los restantes condensadores están en cortocircuito.

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi C_i (R_g + Z_i)} + \frac{1}{2\pi C_i (R_4 + R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 5\mu F (0,5k\Omega + 83k\Omega)} + \frac{1}{2\pi \times 1\mu F (5,6k\Omega + 10k\Omega)}$$

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^{-6} F \times 83k\Omega} \left(= \frac{10^3}{250} = 38Hz \right) + \frac{1}{2\pi \times 10^{-6} F \times 10,6k\Omega} \left(= \frac{10^3}{66,6} = 15Hz \right)$$

$$f_{ci} = 188Hz \approx 20Hz$$

NOTA 3 No se tiene en cuenta en el cálculo de f_{ci} el efecto del factor $(1 + A_1 \beta_1)$ debido a la realimentación, ya que las impedancias Z_i y Z_o que en los condensadores (más el efecto de R_g y R_L respectivamente), ya se ven afectadas por el efecto de la realimentación:

$$Z_i = \frac{R_{icR} \cdot R_g}{R_g + R_{icR}} \quad \text{y} \quad Z_o = R_L \parallel R_{ocR} \quad (\text{ver pag. 5})$$

PROBLEMA 2

①
$$A_v = \frac{10^5}{\left(1 + \frac{s}{P_1}\right)^2 \left(1 + \frac{s}{P_2}\right)}$$

$$P_1 = 2\pi \times 10^5$$

$$P_2 = 2\pi \times 10^6$$

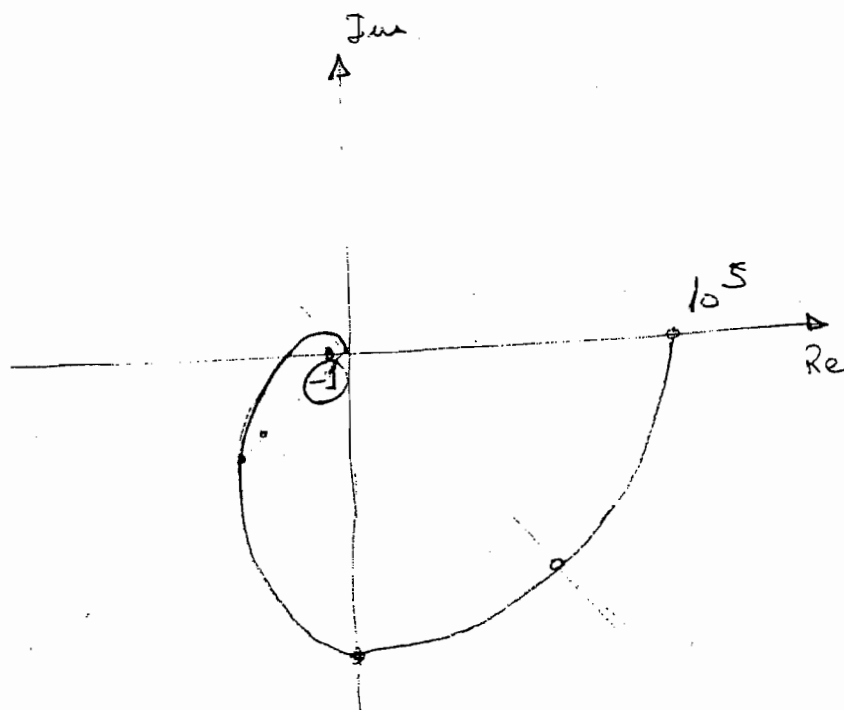
② $|A_v|_{-180^\circ} \approx 75 \text{ dB} \Rightarrow$

$$\beta = -85 \text{ dB} \quad (\text{MG} = 10 \text{ dB})$$

$|A_v|_{-90^\circ} = 100 \text{ dB} \Rightarrow$

$$\beta = -100 \text{ dB} \quad (\text{MF} = 90^\circ)$$

③



ϕ	$A \cdot \beta$
0°	10^5
-45°	10^5
-90°	10^5
-135°	$32.000 (90 \text{ dB})$
-180°	$3.200 (75 \text{ dB})$
-225°	$1.000 (60 \text{ dB})$
-270°	0

El Diagrama de Nyquist sale

el punto "-1" sistema INESTABLE.

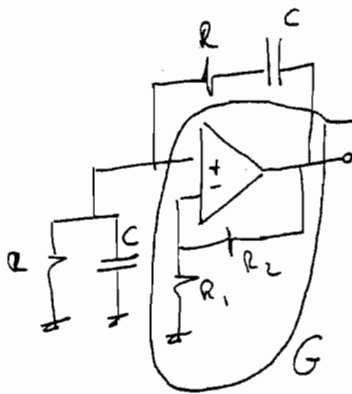
④ $\angle A_v = -90^\circ \Rightarrow f = 1 \text{ kHz}$

antes de la frecuencia de corte, el sistema es estable y se comporta como un integrador.

$$A \cdot \beta = G = 10^5$$

$$1 = f_{ps} = 10^5 \Rightarrow f_{ps} = 1 \text{ kHz}$$

⑤ En un Puente de Wien :



$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3} \equiv -10 \text{ dB}$$

$$G = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad \text{si } |A| \gg \left| \frac{1}{\beta} \right|$$

Es necesario que $G = 3 \angle 0^\circ \equiv 10 \text{ dB } \angle 0^\circ$

para que el sistema oscile a $\omega = \frac{1}{RC}$

Esto lo cumplimos siempre que $|A| \gg \left| \frac{1}{\beta} \right|$

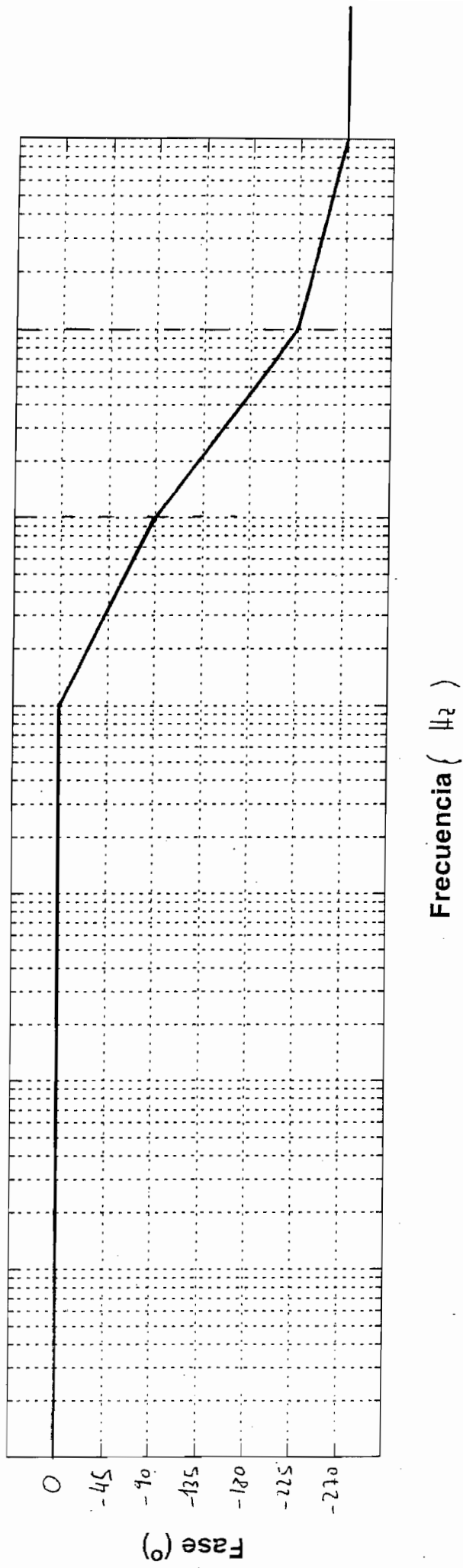
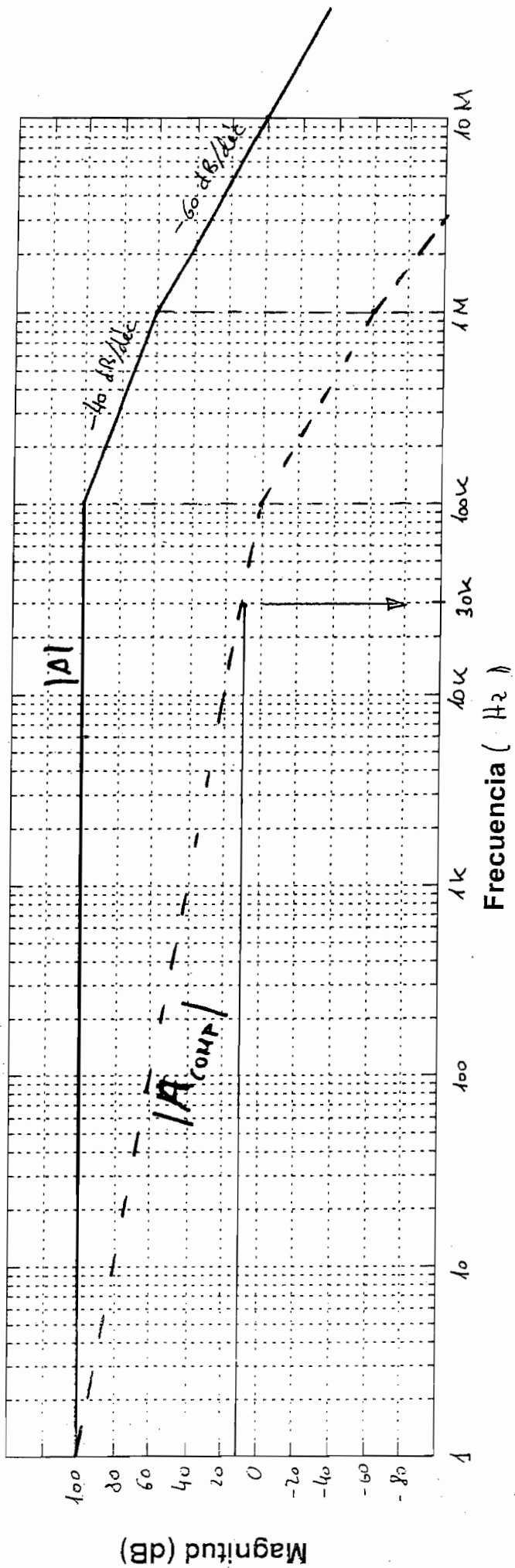
Observando el Diagrama de Bode, esto se cumple

para $f \leq 30 \text{ kHz}$ (Asintóticamente a la Magnitud)

sin embargo, a 30 kHz la fase no es 0° .

Para asegurar esta fase, tomamos:

$$f_{\text{máx osc}} = \frac{30 \text{ kHz}}{10} = 3 \text{ kHz.}$$



ELECTRÓNICA II

4º ING. INDUSTRIAL

EXAMEN SEPTIEMBRE 2006

SOLUCIÓN CUESTION 1: OSCILADORES

Apartado 1

El análisis de la red desfaseadora que se proporciona en el enunciado permite obtener dos importantes resultados:

- Valor de la resistencia R
- Ganancia de β a la frecuencia de oscilación $\leftarrow$ Módulo
Fase

$$\beta(s) = \frac{\dot{V}_e(s)}{\dot{V}_b(s)} = \frac{1}{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^3 + 5 \cdot \left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 + 6 \left(\frac{z_1}{z_2}\right) + 1}$$

A partir de la anterior función de transferencia, puede deducirse la respuesta en frecuencia de la misma:

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{(jR\omega)^3} + \frac{5}{(jR\omega)^2} + \frac{6}{jR\omega} + 1}$$

Para que se verifique el criterio de fase (una de las dos condiciones de Barkhausen), la fase de la red β puede ser, considerando las condiciones de diseño más sencillas, 0° o 180° :

$$\angle A \cdot \beta(f_o) = 0^\circ \Rightarrow \text{Im}(\beta) = 0$$

(parte imaginaria nula)

$$\frac{1}{(RC\omega_0)^3} = \frac{6}{RC\omega_0} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot RC} \quad (1)$$

La otra importante relación es:

$$\beta(j\omega_0) = \frac{1}{-\frac{5}{(RC\omega_0)^2} + 1} = \frac{1}{-5 \cdot 6 + 1} = \frac{-1}{29} \quad (2)$$

Por tanto se comprueba, que a la frecuencia f_0 , la red desfaseadora del enunciado, presenta una fase de 180° .

El cálculo de la resistencia R se hace a partir de (1):

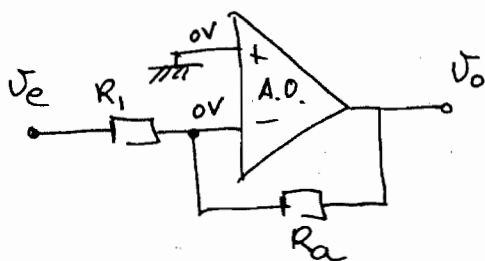
$$R = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot 10^{-9} \text{ F} \cdot 10 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = \underline{\underline{615 \text{ K}\Omega}}$$

Apartado 2

Tal como se ha justificado en el apartado anterior, a partir de (2) se deduce que:

$\angle A \cdot \beta(f_0) = 0 \Rightarrow \angle A(f_0) = 180^\circ$, ya que (2) indica que $\angle \beta(f_0) = 180^\circ$.

POR TANTO SE REQUIERE UN AMPLIFICADOR INVERSOR

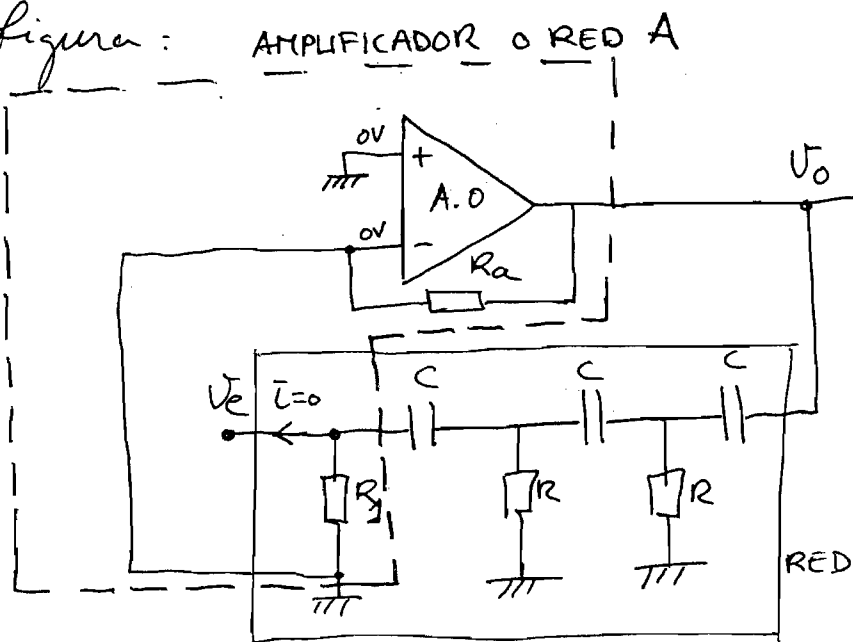


Este amplificador, constituido por el A.O. y las resistencias R_i y R_a presenta las

siguientes características:

- GANANCIA EN BUCLE CERRADO : $\frac{V_o}{V_e} = - \frac{R_a}{R_1}$
- LA RESISTENCIA R_1 ESTA CONECTADA ENTRE V_e Y 0V (o π)
GRACIAS A LA TIERRA VIRTUAL O DIFERENCIA DE POTENCIAL NULA, QUE IMPONE EL A.O., ENTRE SUS ENTRADAS, POR ESTAR REALIMENTADO NEGATIVAMENTE.
- $Z_o \approx 0$
- $Z_i \approx R_1$

Su conexión con la red desfaseadora del enunciado puede realizarse como se muestra en la siguiente figura:



NÓTESE QUE EL A.O. se realimenta negativamente mediante R_a para dar lugar al amplificador. Por otro lado, el amplificador A se realimenta con B para dar lugar al oscilador.

Gracias a la tierra virtual del A.O. la resistencia R_1 es compartida por las redes A y B.

Por tanto la impedancia de entrada de A no influye en este caso, y debe escogerse de forma que:

$$R_1 = R = 615 \text{ K}\Omega$$

Apartado 3

La ganancia del amplificador A, constituido con el amplificador operacional y las resistencias R_1 y R_a , debe ser tal que permita cumplir el criterio de ganancia: $|A \cdot \beta|(f_0) = 1$ (3)

A partir de la expresión (2) se deduce que $|\beta| = \frac{1}{29}$ por tanto para cumplir (3) debe verificarse:

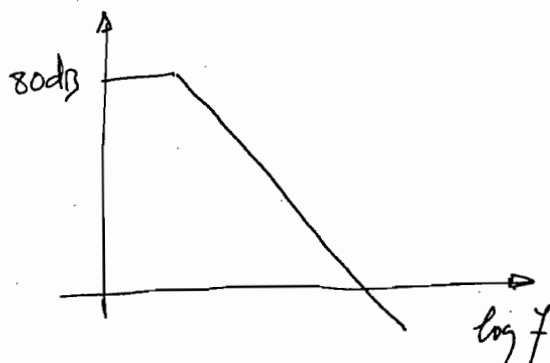
$$|A| = 29$$

Para lograr esta ganancia:

$$|A| = \frac{R_a}{R_1} = 29 \Rightarrow R_a = 29 \cdot 6'5 \text{ K}\Omega = \underline{\underline{188'5 \text{ K}\Omega}}$$

Apartado 4

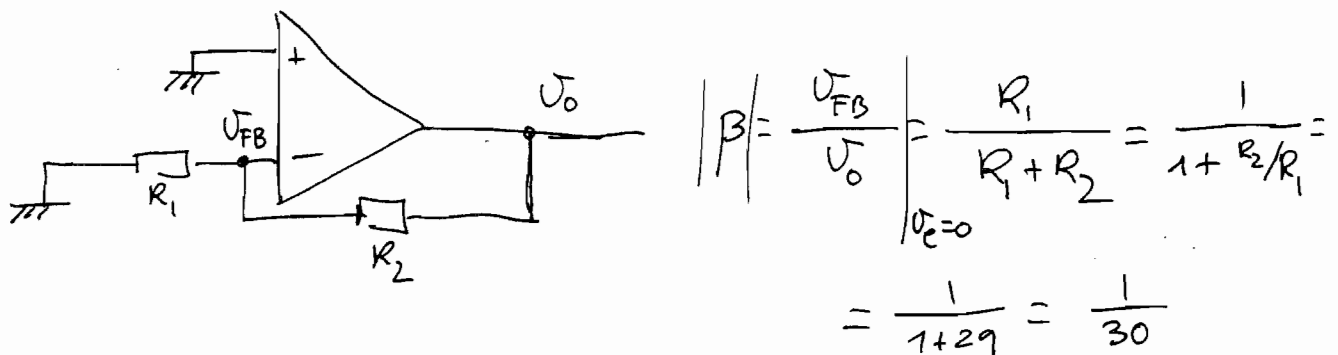
El A.O. con el que se debe constituir el amplificador A, presenta una ganancia en lazo abierto, que se proporciona en el enunciado:



Considerando la topología inversora como un amplificador de

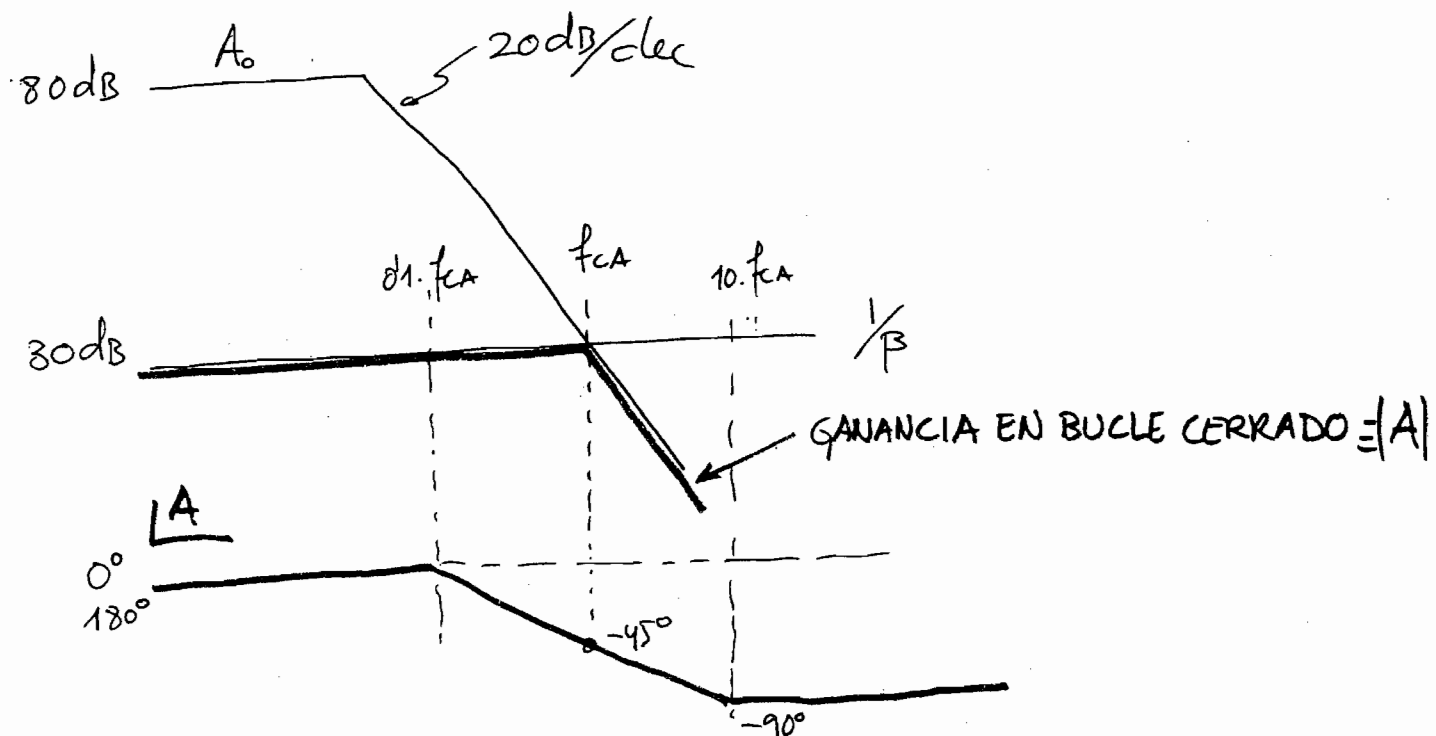
al amplificador operacional sería:

(5)



Por tanto $\left| \frac{1}{\beta} \right| = 30$ y $\left| \frac{1}{\beta} \right|_{dB} = 20 \log 30 = 29.54 \approx 30 \text{ dB}$

Este valor junto con la ganancia en lazo abierto del A.O. permite deducir la frecuencia del polo dominante



Para que la respuesta en frecuencia del A.O. no afecte a la respuesta en frecuencia del amplificador A, la frecuencia de corte de este último, en bucle cerrado, ha de ser:

$$f_{CA} \geq 100 \text{ KHz}$$

de esta forma, a $f_o = 10 \text{ KHz}$, la fase de A permanece en 180°

Posteriormente, aplicando el producto $G \times \Delta B = \text{cte}$ que supone la pendiente de -20 dB de A_0 , se puede escribir:

$$A_0 \cdot f_{PD} = \left| \frac{1}{\beta} \right| \cdot 10 \cdot f_0$$

↑
80dB

↑
para que no afecte la fase de A

Por tanto:

$$\cancel{10^4} \cdot f_{PD} = 30 \cdot 10 \cdot \cancel{10^4} \text{ Hz} \Rightarrow \underline{\underline{f_{PD} = 300 \text{ Hz}}}$$



21/21

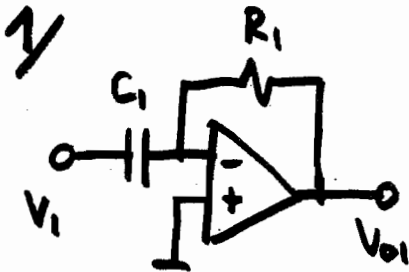
FECHA

ASIGNATURA

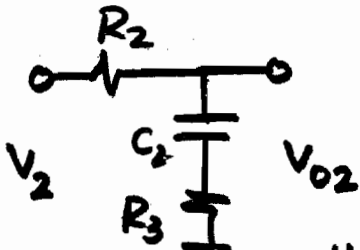
APELLIDOS DEL ALUMNO

NOMBRE DEL ALUMNO

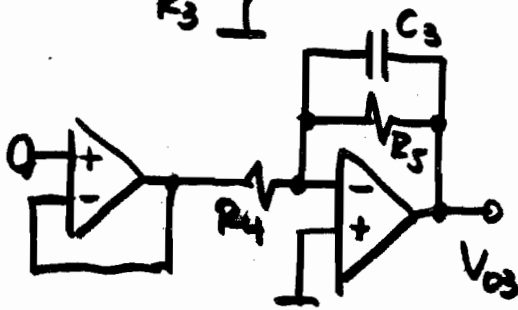
CURSO GRUPO TITULACIÓN



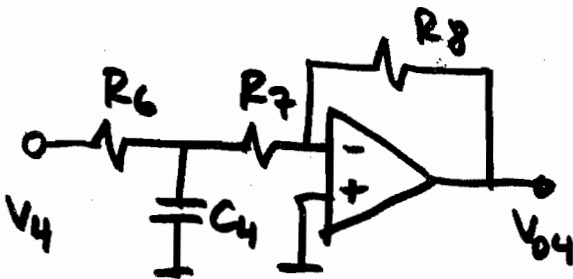
$$\frac{V_{01}}{V_1} = -sCR_1 \quad (1)$$



$$\frac{V_{02}}{V_2} = \frac{1 + sC_2R_3}{1 + sC_2(R_2 + R_3)} \quad (1)$$



$$\frac{V_{03}}{V_3} = -\frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{(1 + sC_3R_5)} \quad (1)$$



$$\frac{V_{04}}{V_4} = -\frac{R_8}{R_6 + R_7} \cdot \frac{1}{1 + sC_4(R_6 \parallel R_7)} \quad (1)$$

2/ ZEROS : $\boxed{\frac{z_1}{z_2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 1590} = 100 \text{ Hz}} \quad (1)$

POLES : $\boxed{P_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_2(R_2 + R_3)} = 1 \text{ Hz}} \quad (1)$

$$\boxed{P_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_3 R_5} = 1 \text{ kHz}} \quad (1)$$



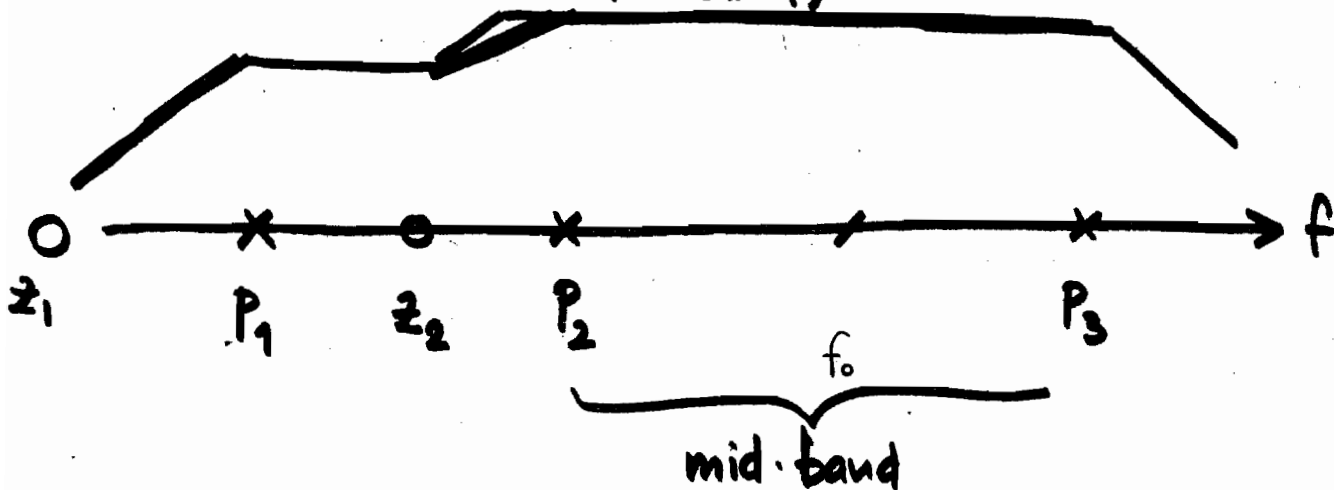
ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

$$\boxed{P_3 = \frac{1}{2\pi C_4 (R_6 \parallel R_7)} = 1 \text{ MHz}} \quad (1)$$



GAIN

$$\frac{V_o}{V_i} = -sC_1R_1 \frac{1+sC_2R_3}{1+sC_2(R_2+R_3)} \left(-\frac{R_5}{R_4}\right) \frac{1}{1+sC_3R_5} \left(-\frac{R_8}{R_6+R_7}\right) \frac{1}{1+sC_4(R_6 \parallel R_7)}$$

$$\left. \begin{array}{l} s=j\omega \\ \omega=\omega_0 \\ \parallel \\ 2\pi f_0 \end{array} \right\} \cancel{j\omega_0} C_1 R_1 \frac{j\omega_0 C_2 R_3}{j\omega_0 C_2 (R_2 + R_3)} \left(-\frac{R_5}{R_4}\right) \frac{1}{j\omega_0 C_3 R_5} \frac{\cancel{j} R_8}{R_6 + R_7}$$

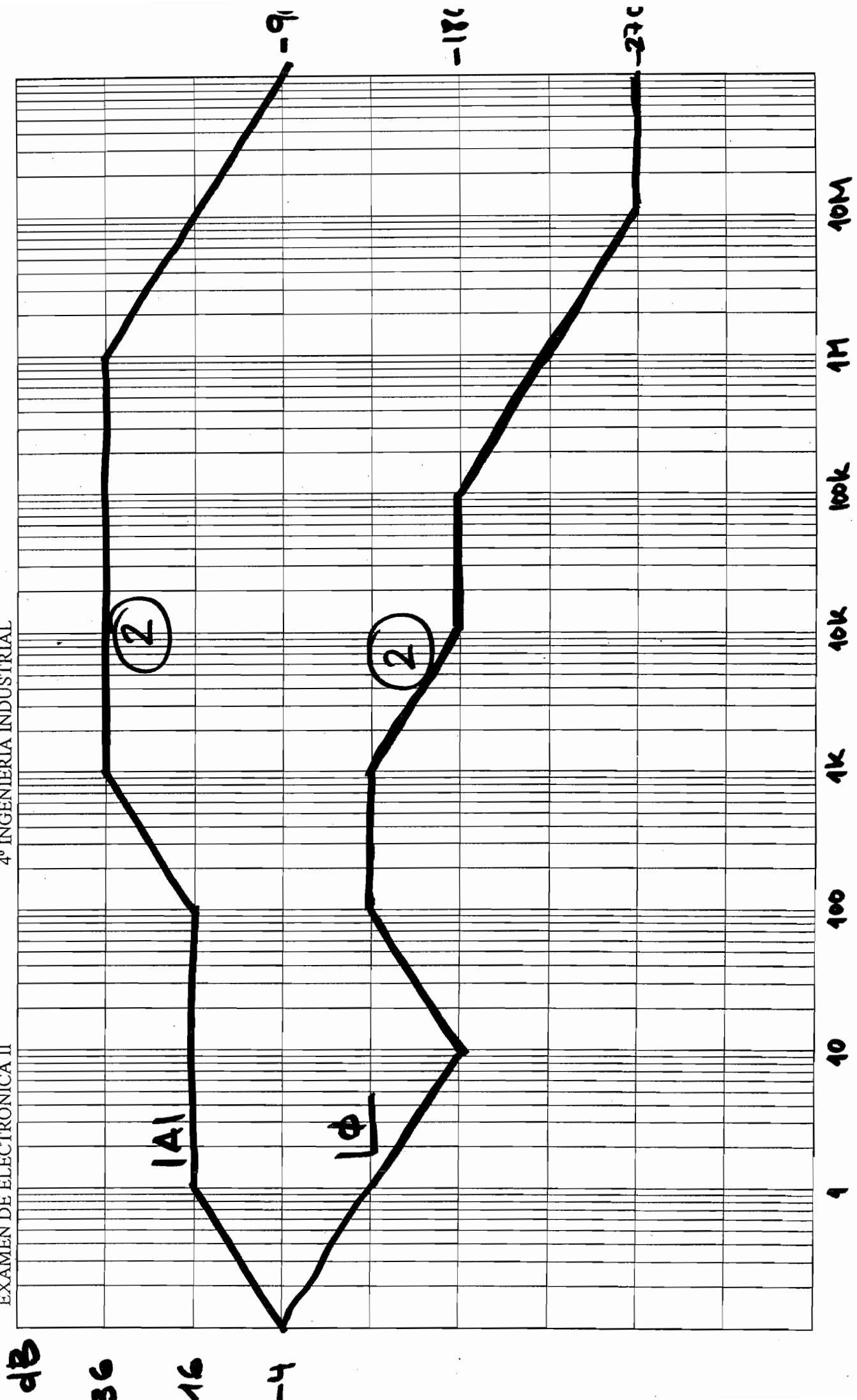
$$- C_1 R_1 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{R_5}{R_4} \frac{R_8}{R_6 + R_7} \frac{1}{C_3 R_5} = -62,81$$

(2)

36 dB

-180°

FASE INICIAL = -180° + 90° = -90° **ZERO**





ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

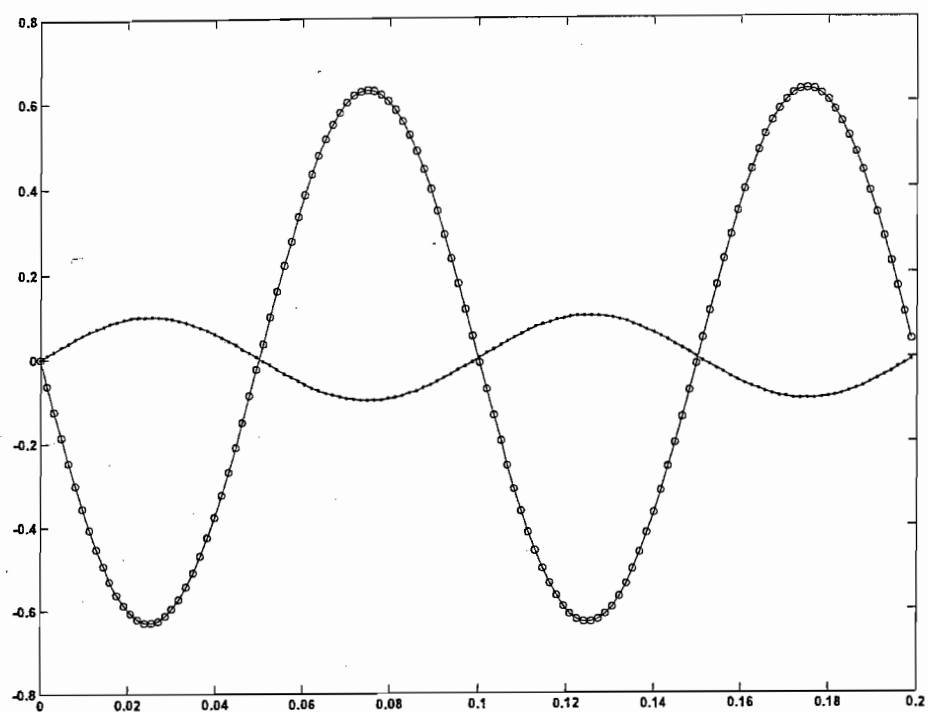
NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

4 /

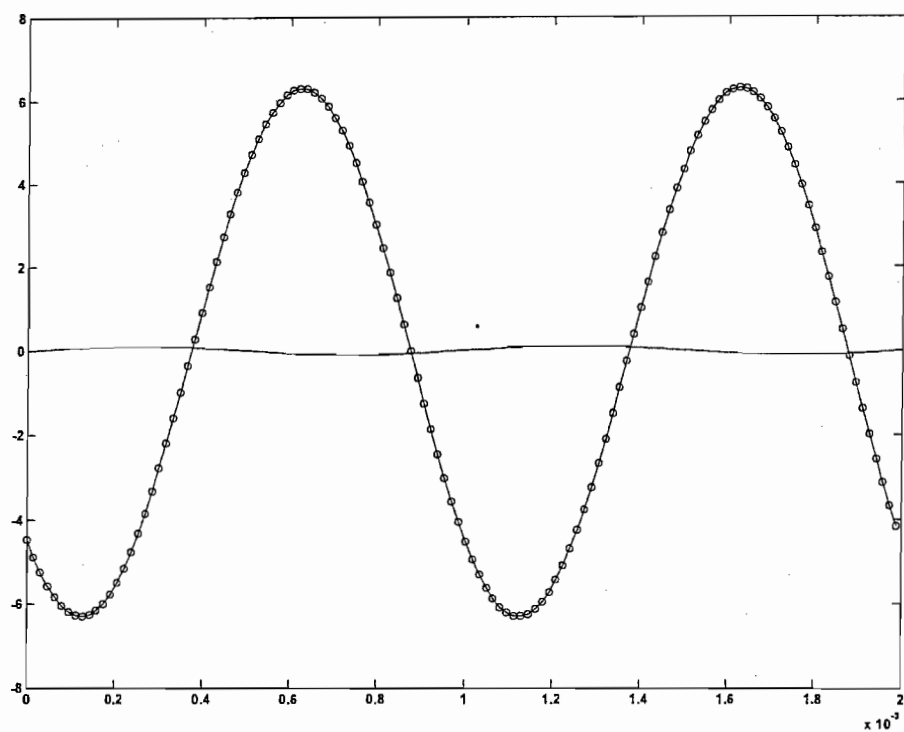
10 Hz	G (dB)	ϕ	
10 Hz	16 (x6,3)	-180	①
1 kHz	36 (x6,3)	-135	①
100 kHz	36 (x6,3)	-180	①
10 MHz	16 (x6,3)	-270	①

10Hz



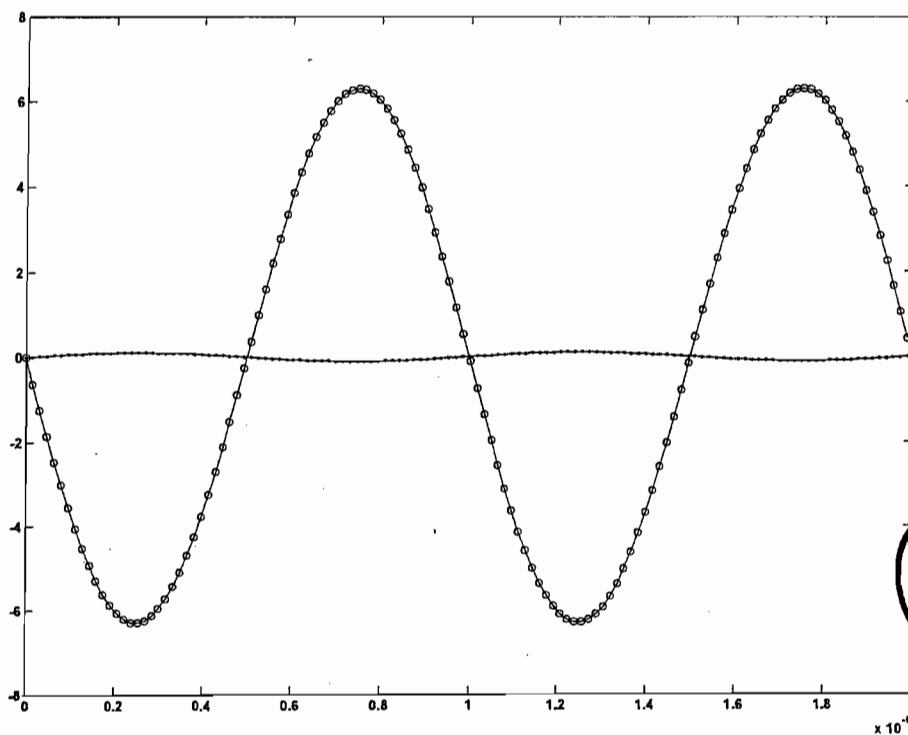
0,5

1KHz



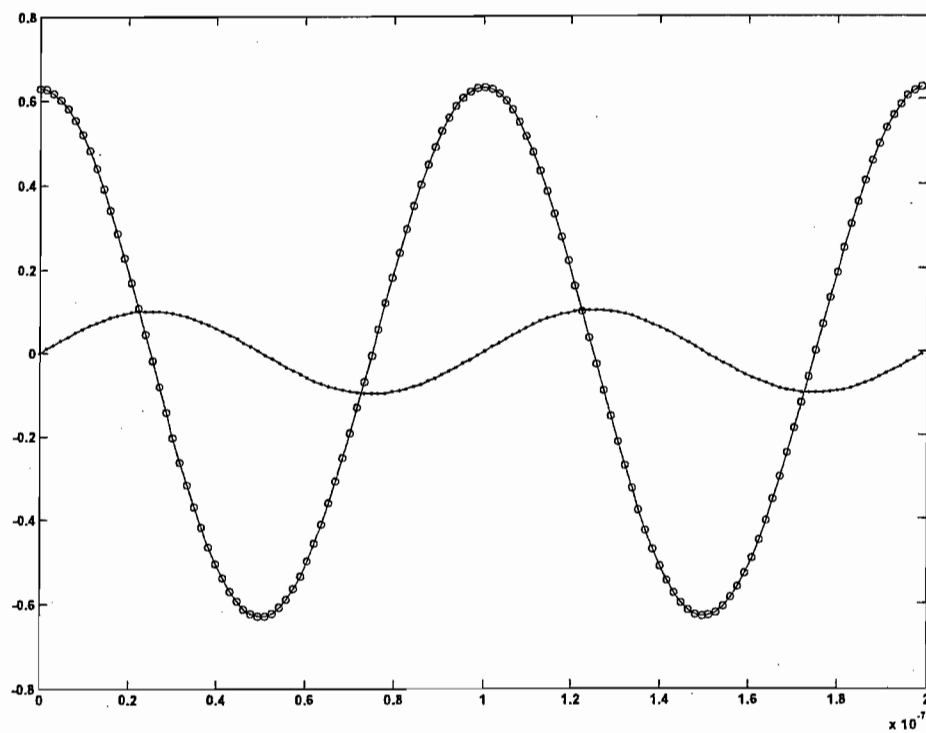
0,5

100KHz



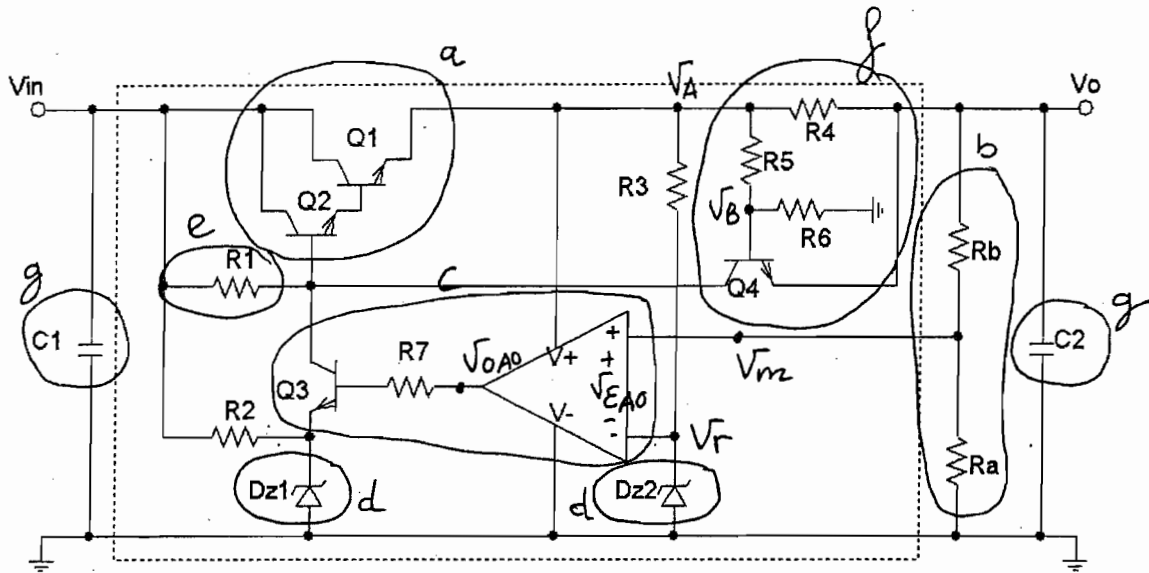
0.5

1MHz



0.5

①
7

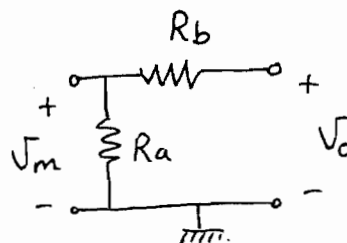


- a) Q₁ y Q₂ transistor de paso en configuración Darlington (actuador) **1**
- b) R_a y R_b red de muestreo **1**
- c) Q₃ y AO amplificador de error / comparador **1**
- d) Dz₁ y Dz₂ referencias de tensión polarizadas con R₂ y R₃ **1**
- e) R₁ "preregulador" **1**
- f) Q₄, R₄, R₅, R₆ protección de "repliegue" (Fold-Back) **1**
- g) C₁ y C₂ filtros **1**

② **6** $V_o \uparrow, V_m = V_o \frac{R_a}{R_a + R_b} \uparrow, V_{EA0} = V_m - V_r \uparrow, V_{OAO} \uparrow, V_{B3} \uparrow$
 $V_r = V_{Z2} = \text{cte} \quad \mathbf{1}$

$V_{BE3} = V_{B3} - V_{Z1} \uparrow, I_{C3} \uparrow, I_{B2} = I_{R1} - I_{C3} \downarrow, I_o = I_{E1} \downarrow, V_o \downarrow$
 $V_{Z1} = \text{cte} \quad \mathbf{1} \quad (I_{R1} \downarrow) \quad \mathbf{1} \quad \mathbf{1}$

Red de realimentación



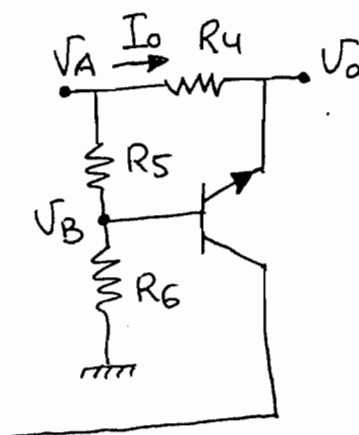
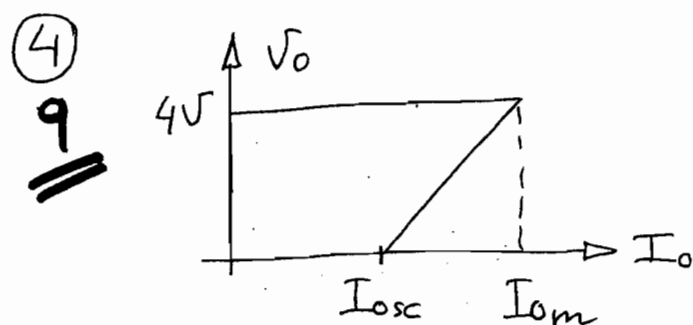
Muestra tensión
Realimenta tensión

2 Serie - Paralelo

③ 5 $V_{EAO} \rightarrow 0$ (realimentación negativa) $\Rightarrow$ 1 $V_+ = V_-$
 $V_m = V_r = V_{Z2}$

$$\frac{V_{Z2}}{R_a} = \frac{V_o}{R_a + R_b} \Rightarrow \frac{R_a}{R_a + R_b} = \frac{2'2V}{4V} \Rightarrow R_a = 2K2$$

2 $R_b = 1K8$



$$\left. \begin{aligned} V_A &= I_o R_4 + V_o & 1 \\ V_B &= V_A \frac{R_6}{R_5 + R_6} & 1 \\ V_{BE} &= V_B - V_o & 1 \end{aligned} \right\}$$

$$V_{BE} = (I_o R_4 + V_o) \frac{R_6}{R_5 + R_6} - V_o$$

$$I_o = \frac{V_{BE}}{R_4} \frac{R_5 + R_6}{R_6} + \frac{V_o}{R_4} \frac{R_5}{R_6} \frac{R_6 + R_5}{R_6 + R_5}$$

2

$$I_{osc} = I_o(V_o = 0V) = \frac{V_{BE}}{R_4} \frac{R_6 + R_5}{R_6} = \frac{0'7}{1} \cdot \frac{6'8 + 1}{6'8} = 0'80A$$

2

$$I_{om} = I_o(V_o = 4V) = I_{osc} + \frac{V_o}{R_4} \frac{R_5}{R_6} = 0'80 + \frac{4}{1} \cdot \frac{1}{6'8} = 1'39A$$

2

⑤ 5 V_{Amin} que polariza $D_{Z2} \rightarrow V_{omin} = V_{Amin} - I_o R_4$

1 $\Delta 0$

$$V_{omin} = V_{Amin} = V_{Z2} + I_{Zmin} R_3 = 2'2 + 10m \cdot 0'1K = 3'2V$$

2