

PERIDO DE EXÁMENES EXTRAORDINARIOS, SEPTIEMBRE

CURSO ACADÉMICO 2007 – 2008

ELECTRÓNICA II,

INGENIERÍA INDUSTRIAL, CUARTO CURSO

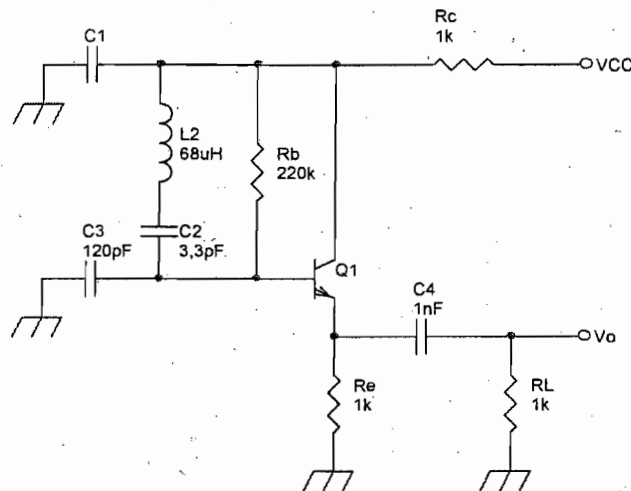
9 de Septiembre de 2008

Duración: cuatro horas

- Entregue cada problema en un juego de hojas separado
- Se permite el uso de calculadora científica y útiles de dibujo
- Los cinco problemas puntúan por igual (dos puntos cada uno).

PROBLEMA 1 (2 puntos)

En la figura se muestra el esquema de un oscilador de Clapp, diseñado para trabajar a frecuencias de alrededor de 10MHz.

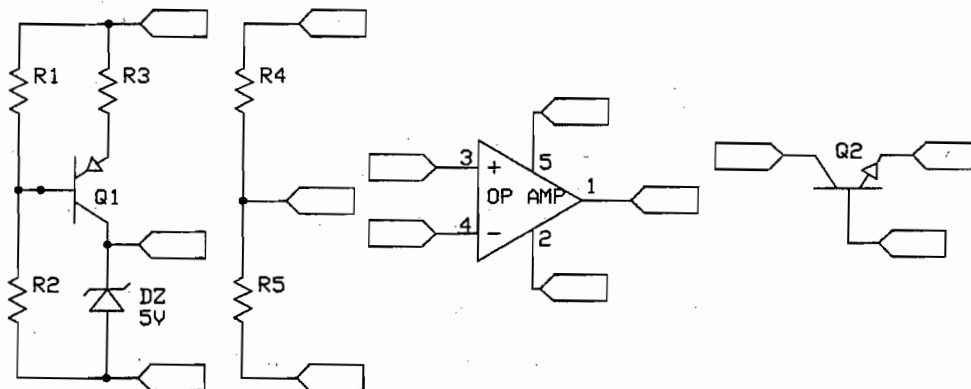


DATOS: $V_{CC}=5V$; $Q1: h_{FE}=250$, $V_{BE}=0,6V$;

- 1) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal para el oscilador, haciendo de forma razonada las simplificaciones correspondientes al rango de frecuencias de oscilación previsto.
- 2) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del circuito.
- 3) Obtenga el valor de la frecuencia de oscilación.
- 4) Asumiendo que $C1$ y $C3$ tienen una tolerancia del 10%, determine un valor de $C1$ que garantice el arranque del oscilador.

PROBLEMA 2 (2 puntos)

Con los cuatro bloques que se presentan a continuación se desea implementar un regulador de tensión lineal, cuya tensión de salida sea de 10V.



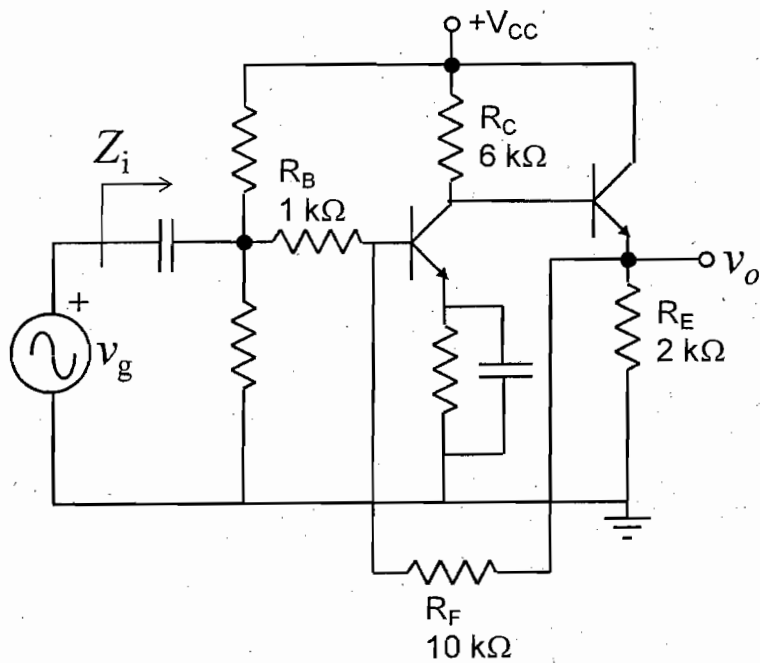
- 1.- Realice las conexiones apropiadas entre estos cuatro bloques, donde las etiquetas marcan los puntos de conexión accesibles en cada uno de los bloques, indicando la función de cada uno de ellos dentro del esquema general.
- 2.- Calcule el valor de las resistencias R4 y R5, justificando su respuesta.
- 3.- Suponiendo que se conecta una carga de 5Ω a la salida, calcule la tensión aplicada a esta carga, la corriente que circula por ella, y la potencia que disipa el transistor de paso del regulador.
- 4.- Incluya en el esquema anterior una protección contra sobre-corrientes que limite la corriente de salida a 1A.
- 5.- Calcule la tensión aplicada a esta carga, la corriente que circula por ella, y la potencia que disipa el transistor de paso del regulador con la protección cuando se conecta de nuevo una carga de 5Ω a la salida.

NOTA: La tensión de entrada del regulador es de 20V.

PROBLEMA 3 (2 puntos)

Para el circuito de la Figura 1, asumiendo que las etapas están correctamente polarizadas y despreciando el efecto de las resistencias de polarización y condensadores de desacoplo se pide:

1. Tipo de realimentación y cuadripolo β expresado en sus parámetros privilegiados.
2. Calcular la ganancia en bucle cerrado, $\frac{v_o}{v_g}$
3. Calcular la impedancia de entrada, Z_i .



Datos:
BJT iguales
 $r_\pi = 1,5\text{ k}\Omega$
 $\beta_o = 80$

Figura 1

PROBLEMA 4 (2 puntos)

La ganancia de un amplificador viene dada por la siguiente función de transferencia:

$$A_v(jf) = 10^7 \frac{jf}{(1 + jf10^4)(1 + jf10^{-1})(1 + jf10^{-3})}$$

donde la frecuencia f viene expresada en MHz.

Se pide

1. Represente el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) del amplificador (utilice el papel semilogarítmico adjunto).
2. Indique el margen de fase y el margen de ganancia del sistema realimentado como seguidor de tensión. Justifique su respuesta.
3. ¿Cuál es el máximo valor de β con el que se consigue un margen de ganancia fase de 45° ? Indique el ancho de banda y la ganancia resultantes del sistema realimentado. Justifique su respuesta.
4. Para $\beta=1$ ¿Cuál es la frecuencia del polo dominante que permitirá un margen de fase de 45° ? Indique el ancho de banda y la ganancia resultantes del sistema realimentado. Justifique su respuesta.
5. Para el sistema resultante en el apartado anterior. ¿Cómo se comporta el sistema si recibe una interferencia de 0,8 GHz? Justifique su respuesta.

PROBLEMA 5 (2 puntos)

Para el circuito de la figura 5, se pide, considerando valores genéricos para las resistencias y los condensadores:

- a) Función de transferencia v_2/v_1 .
- b) Dibuje el diagrama de Bode completo (módulo y fase).
- c) Calcule la ganancia dc (en continua) del circuito.
- d) Calcule la ganancia en alta frecuencia del circuito.

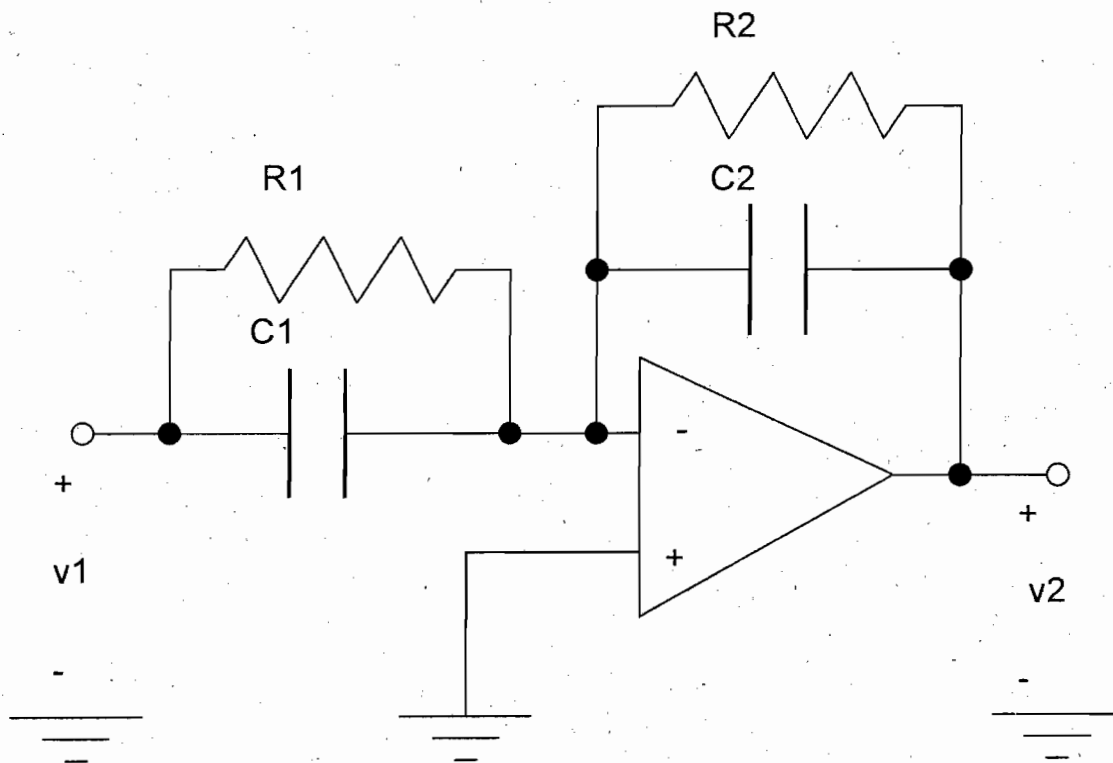


Figura 5



ASIGNATURA ELECTRÓNICA II

FECHA

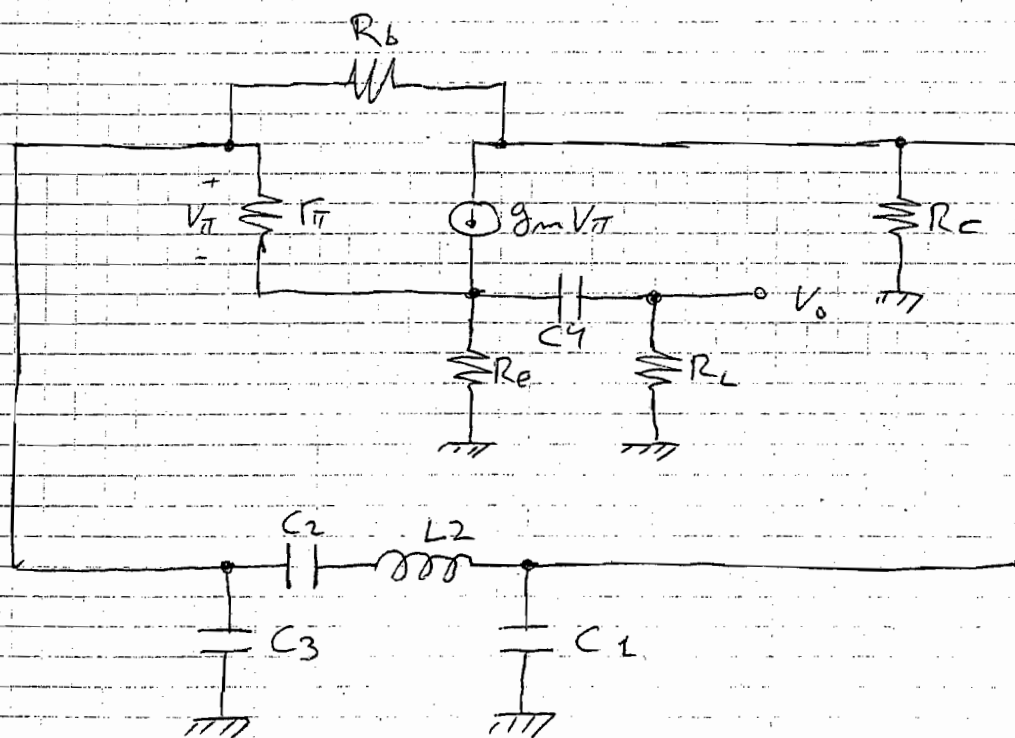
APELLIDOS DEL ALUMNO SOL. EXAMEN

NOMBRE DEL ALUMNO PROBLEMA 1

CURSO 4º GRUPO TITULACIÓN ING. INDUSTRIAL

1)

El circuito eq. de pequeña señal completo quedaría:



Para $f_0 \approx 10\text{MHz}$, podemos hacer las siguientes simplificaciones:

1) $f = f_0 \Rightarrow (Z_{C2} + Z_{L2}) \rightarrow 0$ (El oscilador

de Clapp se hace trabajar de forma que f_0 corresponde a la resonancia serie de $L2$ y $C2$

$\Rightarrow (Z_{C2} + Z_{L2}) \parallel R_b \approx (Z_{C2} + Z_{L2})$

1



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

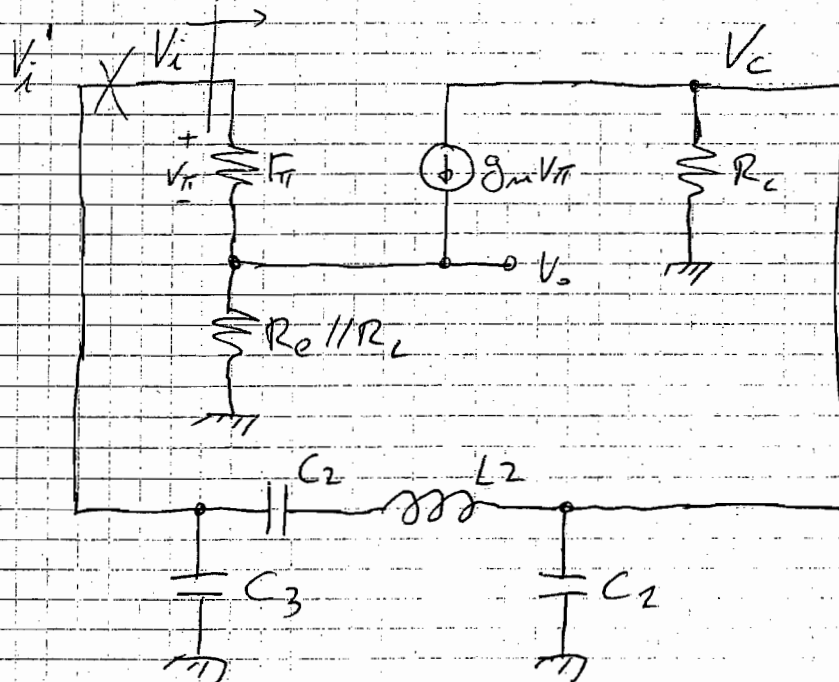
NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

2) $f \approx 10 \text{ MHz} \Rightarrow |Z_{C4}| = \left| \frac{1}{j\omega C_4} \right| \ll R_e, R_L$ 1/

Con estas simplificaciones, el circuito queda

$Z_i \rightarrow \infty$ ($Z_i \gg Z_{C3}$)



2) Cálculo de la ganancia de largo, $\frac{V_o'}{V_i}$

$V_o = -g_m V_{\pi} (R_L \parallel Z_{C1} \parallel (Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}));$ (1) 1/

$V_o' = \frac{Z_{C3}}{Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}} V_o;$ (2) 1/

$V_i = V_{\pi} + (R_e \parallel R_L) \left(\frac{V_{\pi}}{r_{\pi}} + g_m V_{\pi} \right) = \frac{V_{\pi}}{r_{\pi}} \left(r_{\pi} + (R_e \parallel R_L)(1 + g_m r_{\pi}) \right)$

$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{V_{\pi}}{r_{\pi}} \cdot (R_e \parallel R_L) g_m r_{\pi} = g_m V_{\pi} (R_e \parallel R_L) \Rightarrow h_{FE} >$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

$$V_{\pi} = \frac{V_i}{g_m (R_{e1} // R_L)} \quad (3) \quad \underline{1/}$$

De (1) y (2):

$$V_o' = -g_m V_{\pi} \frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{Z_{C1}} + \frac{1}{Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}}} \cdot \frac{Z_{C3}}{Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}} ;$$

$$V_o' = -g_m V_{\pi} R_c \frac{Z_{C1} Z_{C3}}{(Z_{C1} + R_c)(Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}) + R_c Z_{C1}} \quad \underline{1/}$$

Substituyendo V_{π} por su valor según (3):

$$\frac{V_o'}{V_i} = \frac{-R_c}{R_{e1} // R_L} \frac{Z_{C1} Z_{C3}}{Z_{C1} (Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3}) + R_c (Z_{C1} + Z_{L2} + Z_{C2} + Z_{C3})}$$

Por último, sustituimos los valores de Z : $\underline{1/}$

$$\frac{V_o'}{V_i} = \frac{R_c}{R_{e1} // R_L} \frac{(-j \frac{1}{\omega C_1}) (-j \frac{1}{\omega C_3})}{-j \frac{1}{\omega C_1} (j \omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} - j \frac{1}{\omega C_3}) + j R_c (-\frac{1}{\omega C_1} + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3})}$$

$$\frac{V_o'}{V_i} = \frac{R_c}{R_{e1} // R_L} \frac{\frac{1}{\omega C_1} \cdot \frac{1}{\omega C_3}}{\frac{1}{\omega C_1} (\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3}) + j R_c (-\frac{1}{\omega C_1} + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3})}$$

$\underline{1/}$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

3)

CONDICIÓN DE FASE:

$$\left. \frac{V_i'}{V_i} \right|_{\omega_0} = 0^\circ \Rightarrow jR_c \left(-\frac{1}{\omega_0 C_1} + \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_3} \right) = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_0 L_2 = \frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2} + \frac{1}{\omega_0 C_3} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{L_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_2 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)}} \quad \frac{1}{\omega_0}$$

En un oscilador de Clapp se hace que C_2 sea $\ll C_1, C_3$, de modo que ω_0 no depende de C_1 y C_3 :

$$C_2 \ll C_1, C_3 \Rightarrow \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \approx \frac{1}{C_2} \Rightarrow \frac{1}{\omega_0}$$

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad , \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} = 10,6 \text{ MHz}$$

4)

CONDICIÓN DE GANANCIA:

$$\left. \frac{V_i'}{V_i} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{R_c}{R_c // R_L} \cdot \frac{\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_3}}{\frac{1}{\omega_0 C_1} \left(\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_3} \right)} = \frac{R_c}{R_c // R_L} \cdot \frac{1/\omega_0 C_2}{1/\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_3}}$$

$\underbrace{\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_3}}_{=0} \quad (\text{ver cond. de fase})$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

$$\left| \frac{V_i'}{V_i} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{R_c}{\underbrace{R_c / R_L}_2} \cdot \frac{C_1}{C_3} \geq 1$$

ARRANQUE
MANTENIMIENTO

1

$$\frac{C_1}{C_3} \geq 0,5 \Rightarrow C_1 \geq 0,5 C_3$$

1

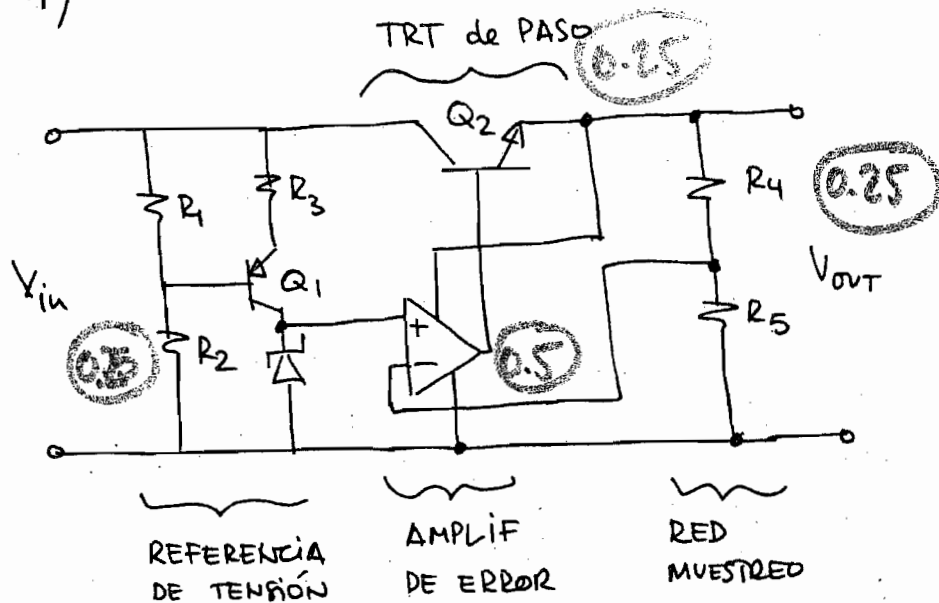
El peor caso desde el punto de vista del arranque del oscilador se dará cuando C_1 sea mínimo y C_3 sea máximo:

$$\frac{C_1 (1 - 0,1)}{C_3 (1 + 0,1)} \geq 0,5 \Rightarrow C_1 \geq 0,5 \frac{1,1}{0,9} \cdot C_3 = 73 \text{ pF}$$

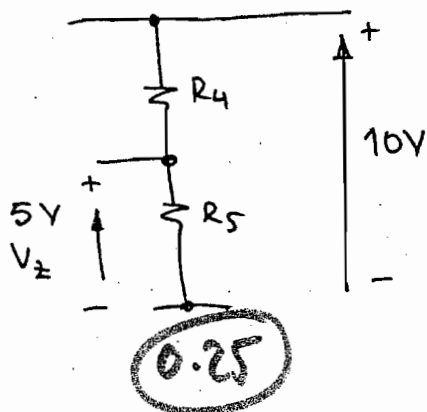
Por ejemplo, tomamos $C_1 = 100 \text{ pF}$

1

1)



2)



$$10 \frac{R_5}{R_4 + R_5} = 5$$

$$\frac{10}{5} = \frac{R_4}{R_5} + 1$$

$$2 = \frac{R_4}{R_5} + 1$$

$$R_4 = R_5 \quad \text{0.25}$$

La corriente que circula por el divisor será

$$\frac{10}{R_4 + R_5} = 1\text{m} \quad (\text{para que sea de } 1\text{mA})$$

$$\frac{10}{2R} = 10^{-3}$$

$$\frac{5}{R} = 10^{-3}$$

$$R = 5\text{k}$$

$$I_o = \frac{10 \text{ V}}{5 \Omega} = \underline{\underline{2 \text{ Amp}}}$$

$$P_{Q2} = V_{CE} \cdot I_C = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_o =$$

$$= (20 - 10) 2 = \underline{\underline{20 \text{ W}}}$$

0.25

$$V_{BE3} = R_S \times I_0$$

$$0,7 = R_s \cdot 1A$$

$R_s = 0,7 \Omega$

$$I_o = 1 \text{ A} \rightarrow V_o = 1 \text{ A} \cdot 5 \Omega = \underline{5 \text{ V}}$$

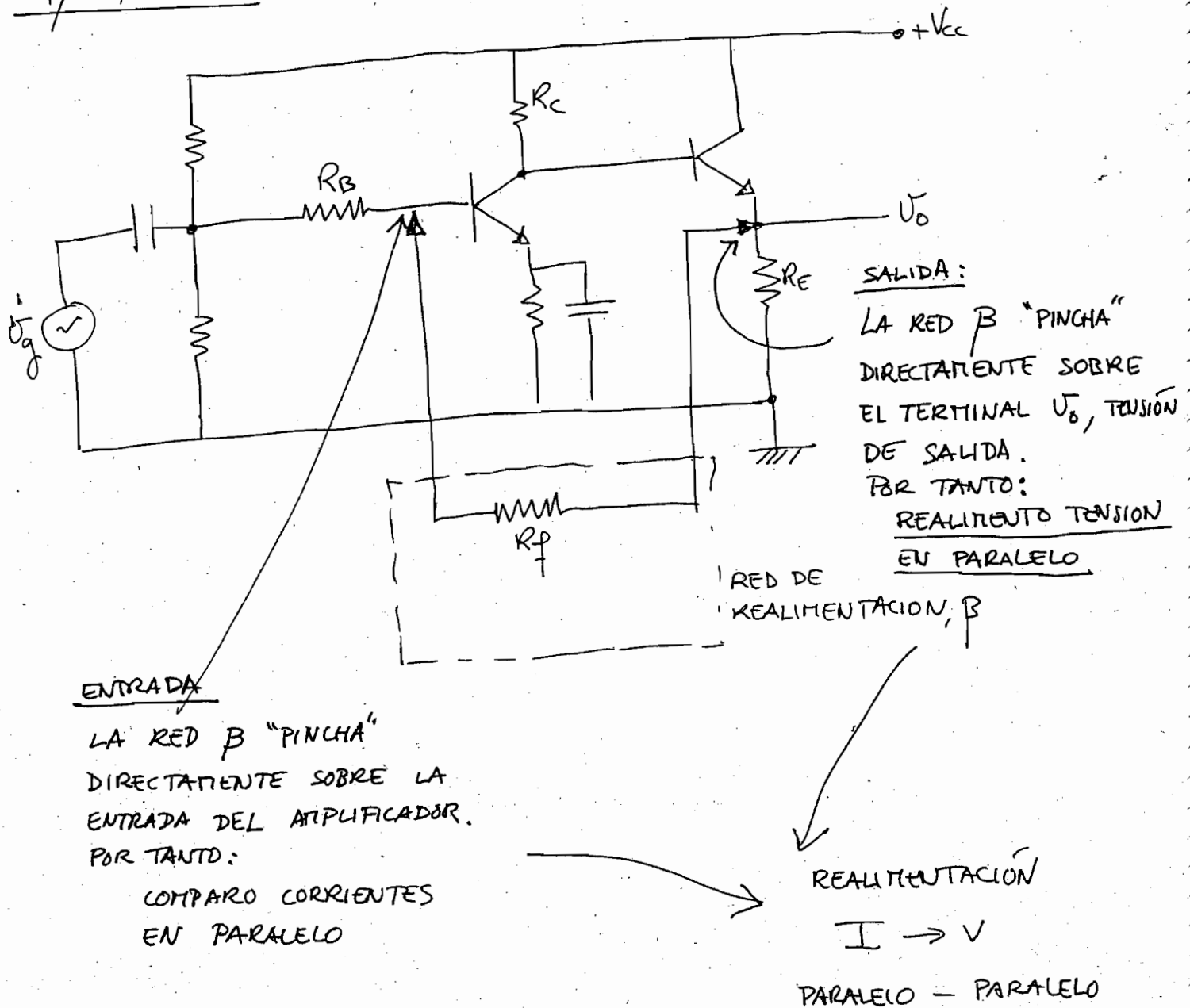
$$P_{Q2} = V_{CE} \cdot I_C = (20 - 5) \cdot 1 = 15 \text{ W}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{R_S \cdot I_0}$

14.3 W

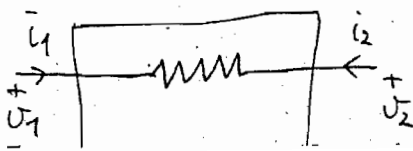
PROBLEMA 3 - REALIMENTACIÓN

Apartado 1



La realimentación es de transimpedancia (A_2) y los parámetros privilegiados que modelan la red β tienen dimensiones de admitancia, parámetros "y"

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$



Donde:

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{R_F}$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = -\frac{1}{R_F} ; \text{ SALE NEGATIVA. Esto significa que } A'_2 \text{ ha de ser negativa también, para que efectivamente la realimentación del amplificador sea negativa y se cumpla:}$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{1}{R_F}$$

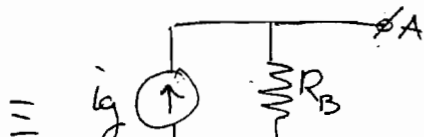
$$G_2 = \frac{A'_2}{1 + A'_2 \beta} \text{ donde } A'_2 \beta > 0$$

Apartado 2

Si nos fijamos en la entrada y despreciando las resistencias de polarización según el enunciado, considerando que el amplificador comienza a la derecha del punto de conexión de la red β (resistencia R_F), la resistencia R_B puede ser considerada como parte del generador.

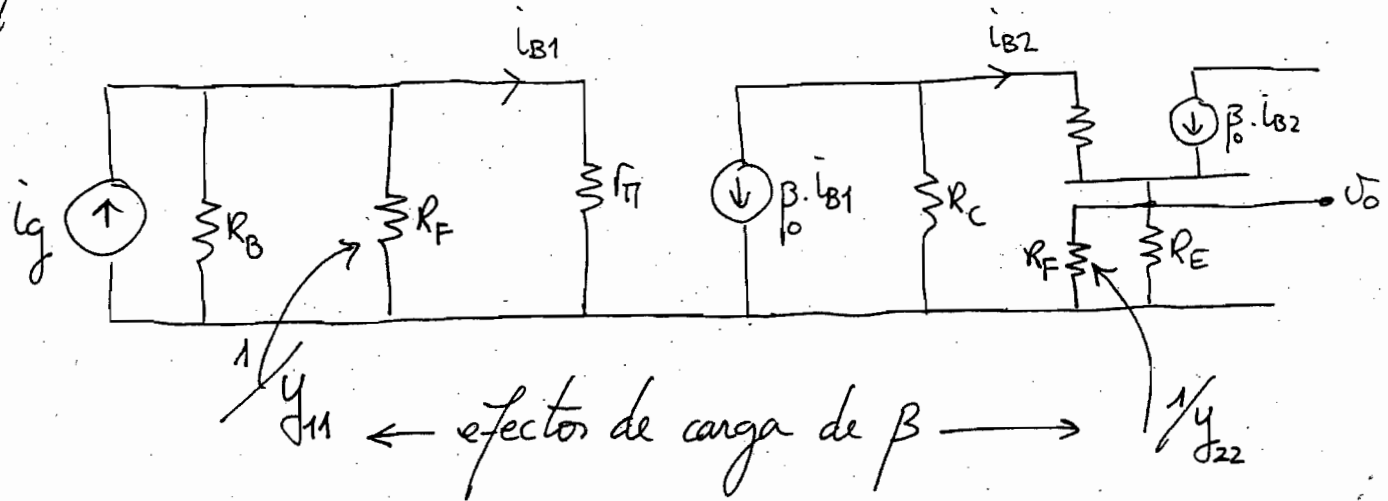
Dicho generador debe expresarse en términos de corriente, ya que se pretende calcular $A'_2 = \frac{v_o}{i_g}$ donde i_g es el valor de una fuente ideal de corriente.

Por tanto:



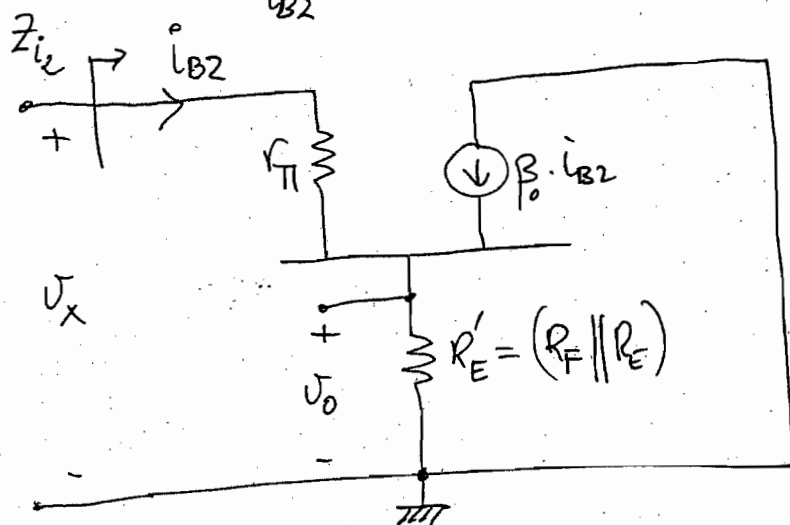
$$\text{donde } i_g = \frac{v_g}{R_B}$$

El esquema equivalente en pequeña señal utilizado para calcular A'_2 se muestra a continuación. P3-3



$$A'_2 = \frac{v_O}{i_g} = \frac{v_O}{i_{B2}} \cdot \frac{i_{B2}}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{B1}}{i_g}$$

CÁLCULO de $\frac{v_O}{i_{B2}}$

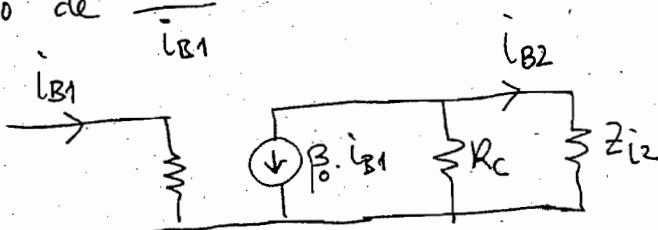


$$R'_E = (R_F \parallel R_E) = (10 \text{ K}\Omega \parallel 2 \text{ K}\Omega) = \underline{\underline{1.67 \text{ K}\Omega}}$$

FIGURA 1

$$v_O = R'_E \cdot i_E = R'_E \cdot i_{B2} (\beta + 1) \rightarrow \frac{v_O}{i_{B2}} = R'_E \cdot (\beta + 1) = 1.67 \text{ K}\Omega \cdot (80 + 1) = 135 \text{ K}\Omega$$

CÁLCULO de $\frac{i_{B2}}{i_{B1}}$



$$i_{B2} = -\beta \cdot i_{B1} \cdot \frac{R_C}{Z_{L2}}$$

P3-4

De la figura 1 se puede deducir el valor de Z_{i2} :

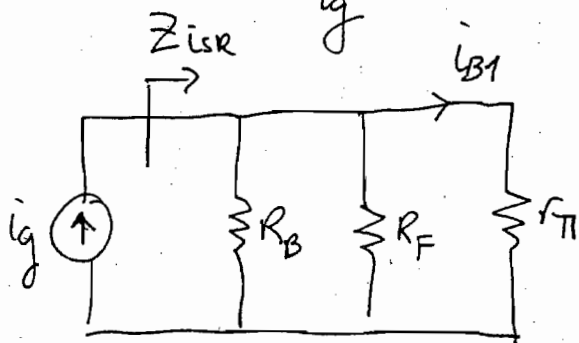
$$Z_{i2} = \frac{V_x}{i_{B2}}; \quad V_x = i_{B2} \cdot r_{\pi} + i_{B2} \cdot (\beta_0 + 1) \cdot R_E'$$

$$Z_{i2} = r_{\pi} + (\beta_0 + 1) \cdot R_E'$$

y a partir de este valor se tiene:

$$\frac{i_{B2}}{i_{B1}} = \frac{-\beta_0 \cdot R_C}{R_C + r_{\pi} + R_E'(\beta_0 + 1)} = \frac{-80 \cdot 6}{6 + 15 + 135} = \underline{\underline{-3'37}}$$

CÁLCULO de $\frac{i_{B1}}{i_g}$



$$(R_B \parallel R_F) = \frac{1K \cdot 10K}{11K} = 0'91K\Omega$$

$$i_{B1} = \frac{(R_B \parallel R_F)}{r_{\pi} + (R_B \parallel R_F)} \cdot i_g$$

por tanto:

$$\frac{i_{B1}}{i_g} = \frac{(R_B \parallel R_F)}{r_{\pi} + (R_B \parallel R_F)} = \frac{0'91}{15 + 0'91} = \underline{\underline{0'377}}$$

Por tanto:

$$A_z' = \frac{V_o}{i_{B2}} \cdot \frac{i_{B2}}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{B1}}{i_g} = 135K\Omega \cdot (-3'37) \cdot 0'377 = \underline{\underline{-171'8K\Omega}}$$

$$G_z = \frac{A_z'}{1 + A_z' \cdot y_{12}} = \frac{-171'8K\Omega}{1 + (-171'8K\Omega) \cdot \left(\frac{-1}{10K\Omega}\right)} = \frac{-171'8K\Omega}{1 + 17'8} = \underline{\underline{-9'45K\Omega}}$$

En el enunciado se pedía calcular $\frac{v_o}{v_g}$, que puede obtenerse teniendo en cuenta:

$$v_g = i_g \cdot R_B ; \quad \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o}{i_g} \cdot \frac{i_g}{v_g} = G_z \cdot \frac{1}{R_B}$$

por tanto:

$$\frac{v_o}{v_g} = -9'45 \text{ K}\Omega \cdot \frac{1}{1 \text{ K}\Omega} = \underline{\underline{-9'45 \text{ V/V}}}$$

Apartado 3

El amplificador calculado en bucle cerrado, responde al modelo:

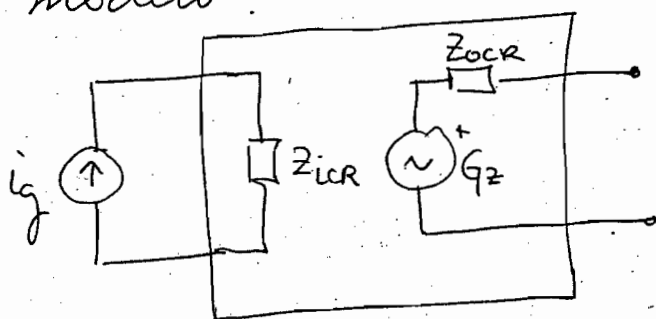


Figura 2

El puerto de entrada puede representarse también de la siguiente forma:

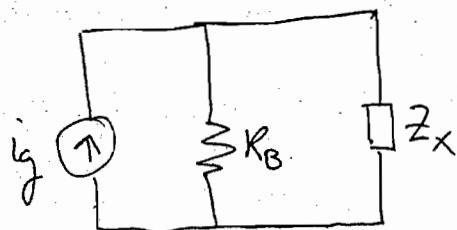


Figura 3

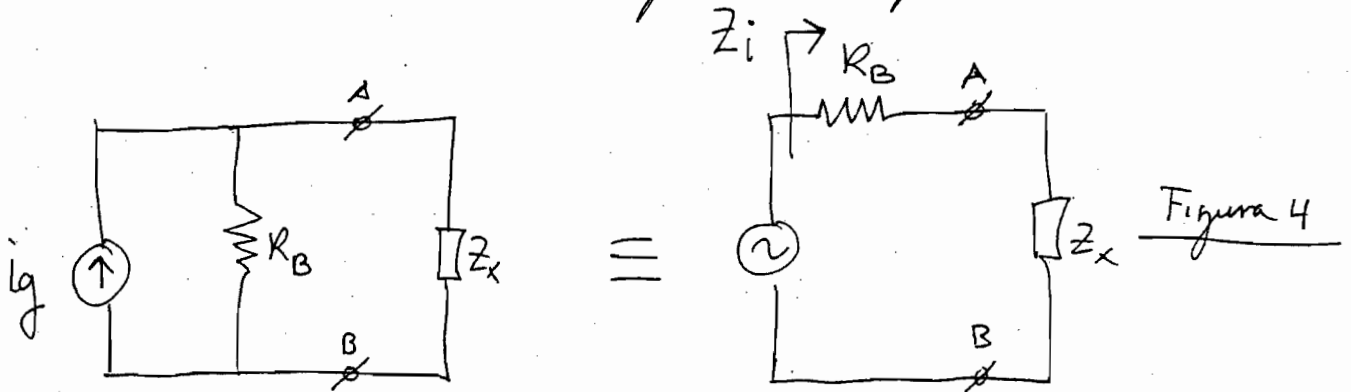
y al ser los esquemas de las figuras 2 y 3 equivalentes, se tiene: $Z_x = R_B \parallel Z$

Por tanto:

$$Z_{icr} = \frac{R_B \cdot Z_x}{R_B + Z_x} ; Z_{icr} \cdot R_B + Z_{icr} \cdot Z_x = R_B \cdot Z_x$$

$$Z_x = \frac{Z_{icr} \cdot R_B}{R_B - Z_{icr}}$$

Ahora deshaciendo el cambio de representación del generador, de fuente de corriente a fuente de tensión, se obtienen otros dos esquemas equivalentes:



De la figura 4 se obtiene el valor de la impedancia de entrada buscada:

$$Z_i = R_B + Z_x = R_B + \frac{Z_{icr} \cdot R_B}{R_B - Z_{icr}}$$

Donde:

$$Z_{icr} = \frac{Z_{isr}}{(R_B \parallel R_F \parallel r_{\pi})} \cdot \frac{1}{1 + A_2 \cdot \beta_v} ; Z_{isr} = (R_B \parallel R_F \parallel r_{\pi}) = (0.91k \parallel 1.5k) = 0.56k$$

$$Z_{icr} = \frac{0.56k\Omega}{1 + 17.8} = 0.0308k\Omega \approx 31\Omega$$

$$Z_i = 1k\Omega + \frac{0.0308k \cdot 1k}{1k - 0.0308k} = \underline{\underline{1.031k\Omega}}$$

Problema 4

$$A_v(jf) = 10^7 \frac{jf}{(1+jf 10^4)(1+jf 10^{-1})(1+jf 10^{-3})}$$

① Bode 3 PUNTOS

① Poles y Ceros

(1 PUNTO)

$$A_v(jf) = 0 \Rightarrow \text{Cero en } f = 0 \text{ Hz}$$

$$\text{Poles: } f_{p1} = \frac{10^6}{10^4} = 10^2 = 100 \text{ Hz}$$

$$f_{p2} = \frac{10^6}{10^{-1}} = 10^7 = 10 \text{ MHz}$$

$$f_{p3} = \frac{10^6}{10^{-3}} = 10^9 = 1 \text{ GHz}$$

② Características del diagrama de Bode (1 PUNTO)

③ $A_v(f_{\text{m}})$

f_{m} son entre 100 Hz y 10 MHz

$$A_v(100 \text{ kHz}) \approx \frac{10^7 (j \frac{10^5}{10^6})}{(1+j \frac{10^5 \cdot 10^4}{10^6})(1+j \frac{10^{-1} \cdot 10^5}{10^6})(1+j \frac{10^{-3} \cdot 10^5}{10^6})}$$

$$A_v(100 \text{ kHz}) \approx \frac{10^7 j \cdot 10^{-1}}{(1+j 10^3)(1+j 10^2)(1+j 10^{-4})} \approx \frac{10^6}{10^3} = 10^3$$

$A_v \approx 60 \text{ dB}$ a frecuencias medias

② Pendientes de la magnitud

0 Hz	→	100 Hz	+ 20 dB/déc
100 Hz	→	10 MHz	0 dB/déc
10 MHz	→	16 Hz	- 20 dB/déc
16 Hz	→	∞	- 40 dB/déc

③ FASE

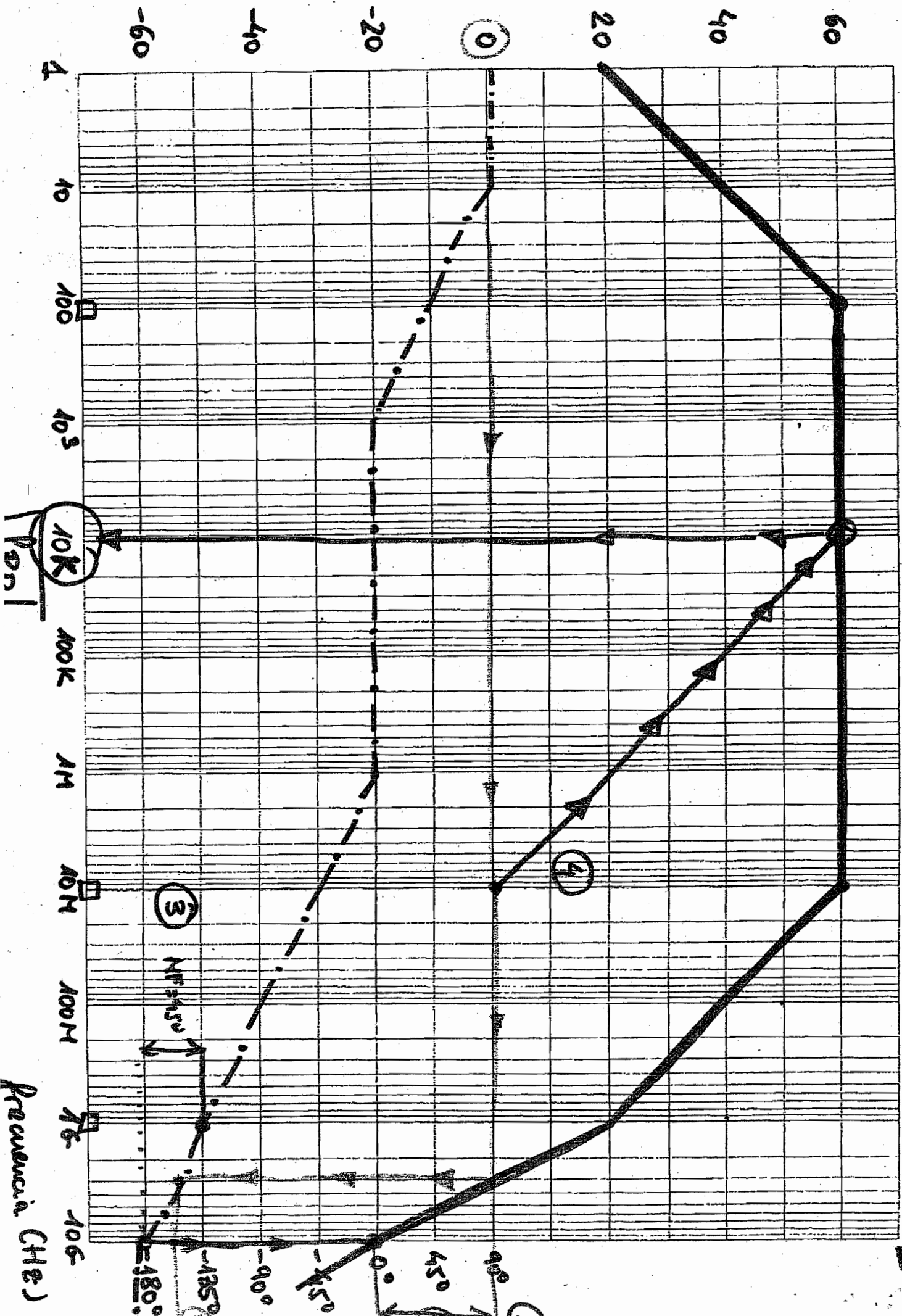
0 Hz	→	10 Hz	90°
10 Hz	→	1 kHz	-45°/déc (hasta 0°)
1 kHz	→	1 MHz	0°
1 MHz	→	106 Hz	-45°/déc (hasta -180°)
106 Hz	→	∞	- 180°

© Diagrama de Bode (1 PUNTO)

(ver hoja adjunta)

1000

1000



2) MF y MG como seguidor de tensión 2 PUNTOS

En este caso $\beta = 1$ $G = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{A}{1+A} \approx 1$
($G = 0 \text{ dB}$)

Para saber MF ~~y MG~~ vemos el corte de $|A|$ en el diagrama de Bode con la recta $|1/\beta|$

$\beta = 1 \Rightarrow 1/\beta = 1$, en dB $1/\beta = 0 \text{ dB}$

$\frac{1}{\beta} = 0 \text{ dB}$ corta a $|A|$ en 3 GHz

$MF = \angle A_{|A|=0 \text{ dB}} - 180^\circ = 22.5^\circ$ (1 PUNTO)

El MG es lo que falta a $|A|$ para pasar por el punto $(-1, 0)$ en el Diagrama de Nyquist. En el diagrama de Bode es la distancia de $|A|$ al eje 0 dB cuando $\angle A = 180^\circ$. En este caso el sistema es de segundo orden y la fase 180° se alcanza a frecuencia infinito; por lo tanto el MG es ∞ y el sistema es siempre estable.

[1 PUNTO]

③ ¿Máximo valor de β para $MF = 45^\circ$? 2 PUNTOS

BW y ϵ

$$MF = 45^\circ \Rightarrow MF = \angle A_{|A| = |\frac{1}{\beta}|} - 180^\circ = 45^\circ$$

$$\Rightarrow \angle A_{|A| = |\frac{1}{\beta}|} = -135^\circ$$

Esto ocurre a 1 GHz de frecuencia.

A esa frecuencia $|A| = 20 \text{ dB}$; por tanto $|\frac{1}{\beta}| = 20 \text{ dB}$

$$\boxed{|\beta| = -20 \text{ dB}}$$

$$\boxed{\beta = 10^{-1} = 0.1 \frac{\text{V}}{\text{V}}}$$

(1 PUNTO)

Con el sistema realimentado con $\beta = 0.1 \text{ V/V}$ tenemos una ganancia:

$$\boxed{G = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{10^3}{1 + 10^3 \cdot 10^{-1}} = \frac{10^3}{1 + 10^2} \approx \boxed{10} = \frac{1}{\beta}}$$

0.5 PUNTOS

y un ancho de banda:

$$f_{c_{sr}} = f_{c_{sr}} (1 + A\beta) = 16 \text{ Hz}$$

$$f_{c_{icr}} = f_{c_{icr}} / (1 + A\beta) = 1 \text{ Hz}$$

$$f_{c_{icr}} = 100 \text{ Hz}$$

$$f_{c_{sr}} = 10 \text{ MHz}$$

$$\boxed{BW \approx 16 \text{ Hz}} \quad (0.5 \text{ PUNTOS})$$

Por tanto se cumple

$$A \cdot BW_{sr} = G \cdot BW_{cr}$$

$$\underline{10^3 \cdot 10^4 = 10 \cdot 10^6}$$

④ $\boxed{\beta = 1}$ c' PD para MF = 45° ? 2 PUNTOS
c' BW?
c' G?

Si introducimos un PD estará entre f_{p1} y f_{p2} para que $|A|$ empiece a caer antes y corte a

$1/\beta = 0 \text{ dB}$ antes

[El sistema sin ~~modificar~~ corta a $1/\beta = 0 \text{ dB}$ en 36 Hz y tiene un MF = 22.5° (menor que el deseado)]

El MF = 45° se consigue en el ~~segundo~~ ^{tercer} polo. Ahora (sin PD) esto ocurre en 16 Hz. Si introducimos un polo entre f_{p1} y f_{p2} , el tercer polo será f_{p2} y ahí estará el MF = 45°.

Graficamente hay que llevar una recta con pendiente -20 dB/déc que pase por 0 dB a frecuencia 10 MHz.

Esta recta corta a $|A|$ en 10 kHz (1 PUNTO)

Esa es la frecuencia del polo dominante

Con el nuevo sistema (cuatro polos y un cero)
el ancho de banda (antes de realimentar) es BW
(100 Hz, 100 kHz) y la ganancia A' es 60 dB

Cuando realimentamos con $\beta = \frac{1}{10^3}$, la ganancia
del sistema realimentado es $\left[G = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{A}{A} = 1 \right]_{V/V}$

0 dB. (0.5 PUNTO)

El ancho de banda del sistema realimentado es
 $[f_{cicr}, f_{cscr}]$

$$f_{cicr} = \frac{f_{cizr}}{1 + A\beta} = \frac{100}{1 + 10^3} \approx 0.1 \text{ Hz}$$

$$f_{cscr} = f_{cszr} (1 + A\beta) = 10 \text{ kHz} (1 + 10^3) \approx \underline{\underline{10 \text{ kHz}}}$$

(0.5 PUNTO)

⑤

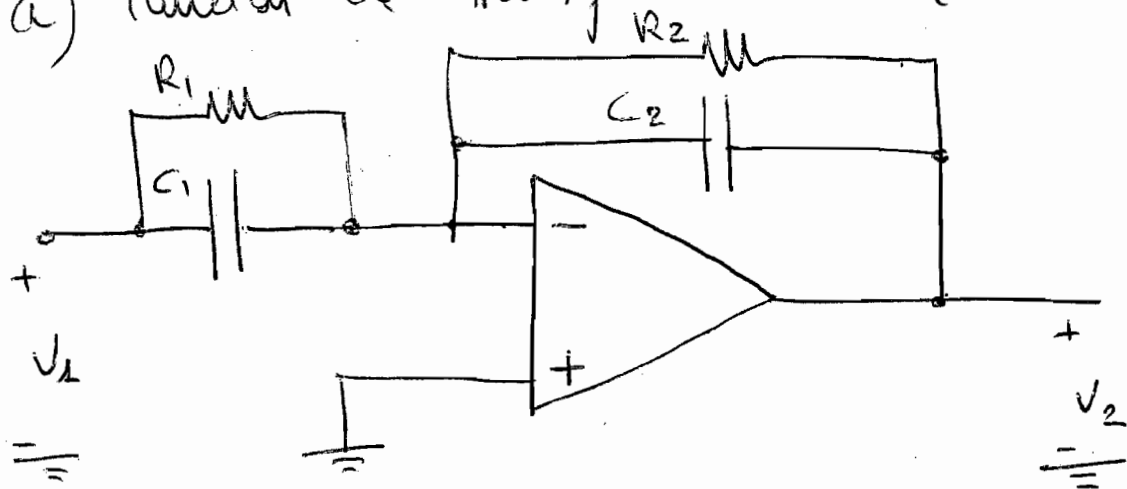
Interferencia de 0.86 Hz

4 PUNTO

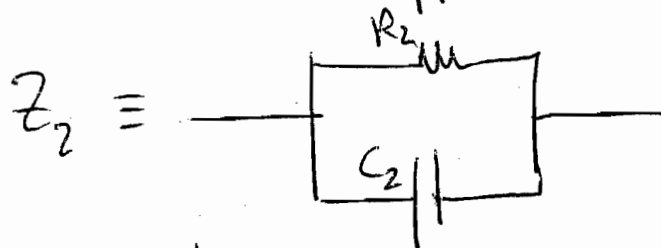
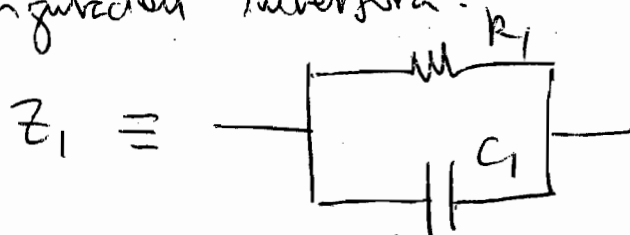
El sistema realimentado del apartado anterior tiene un BW de 10 kHz. 0.86 Hz cae fuera de ese ancho de banda y por tanto la ganancia del sistema a esa frecuencia es muy pequeña. 2 décadas cayendo a 40 dB/déc. desde 0 dB $\Rightarrow \approx -80$ dB. La interferencia se atenua.

Problema 5. - (solución)

a) Función de transferencia V_2/V_1



Configuración inversora



$$Z_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{R_1}{1 + sR_1C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + sR_2C_2}$$

(2 puntos)

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + sR_1C_1}{1 + sR_2C_2}$$

b) Bode (4 puntos)

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$A(f=0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

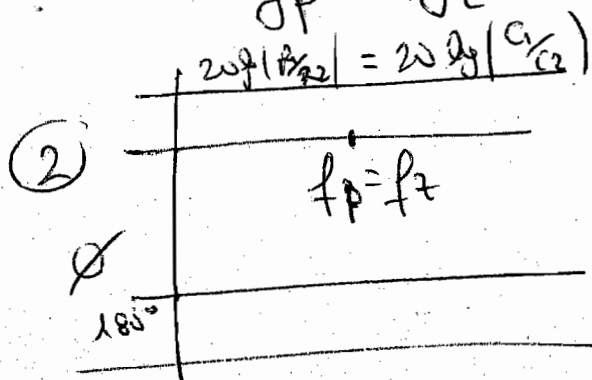
$$A(f=\infty) = -\frac{C_1}{C_2}$$

Tres posibles soluciones:

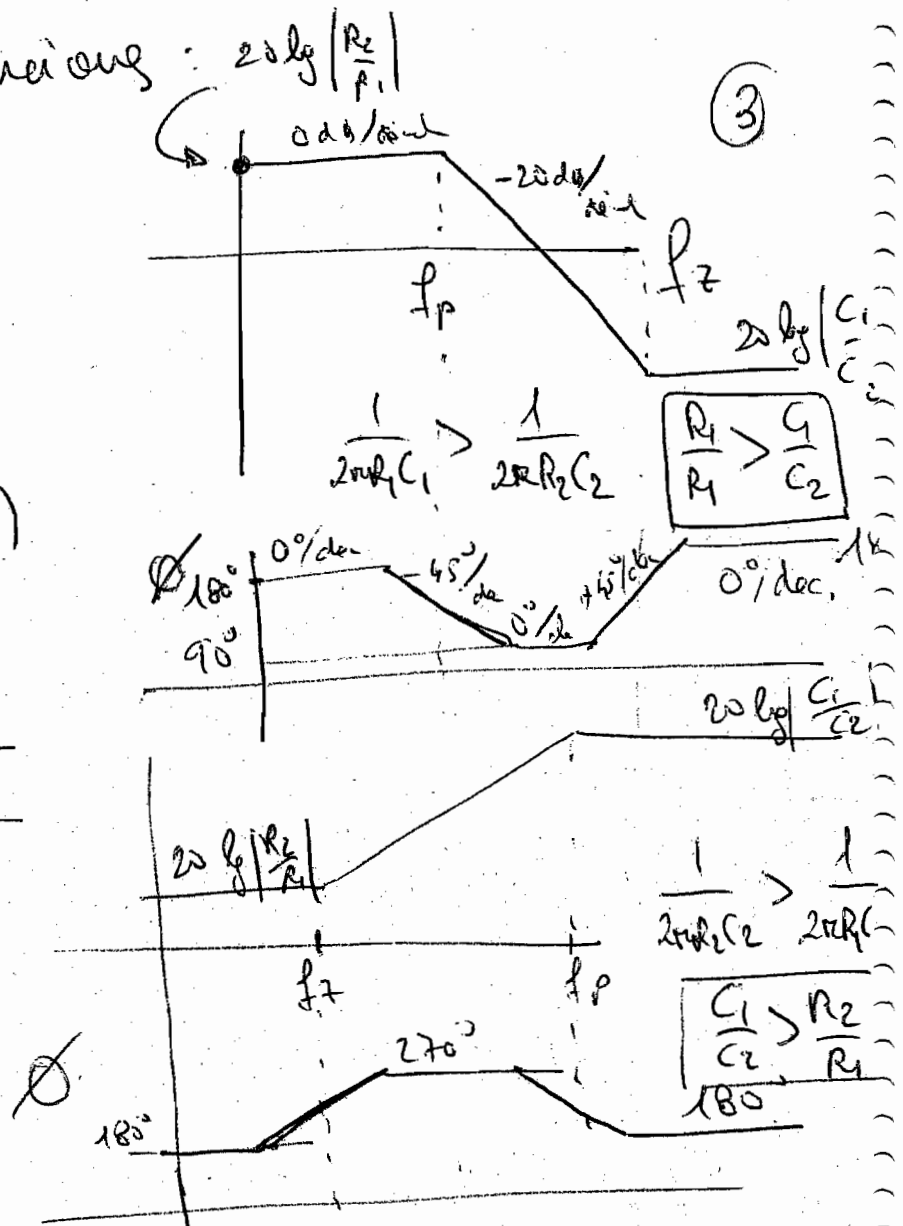
1.- $f_p > f_z$

2.- $f_p = f_z$

3.- $f_p < f_z$



①



c) Ganancia en continua (2 puntos)

$$\frac{U_2}{U_1} \left(f \rightarrow 0 \right) = - \frac{R_2}{R_1}$$

d) Ganancia en alta frecuencia (2 puntos)

$$\frac{U_2}{U_1} \left(f \rightarrow \infty \right) = - \frac{C_1}{C_2}$$