



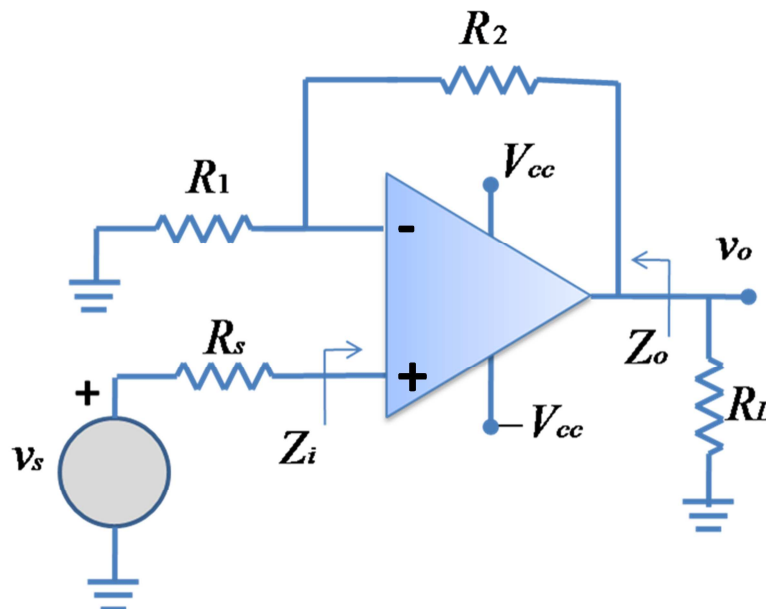
Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II: 01-09- 2011

CONVOCATORIA EXTRAORDINARIA

Tiempo máximo: 3 horas y 45 minutos

PROBLEMA 1 (45 minutos, 2 puntos)

Dado el circuito de la figura:



$R_s = 2 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$; $R_L = 1 \text{ k}\Omega$;

Datos del A.O.: $R_i = 10^{12} \Omega$; $R_o = 100 \Omega$; $A_o = 120 \text{ dB}$; $G_{\text{xBW}} = 30 \text{ MHz}$;

Responda razonadamente a las siguientes cuestiones:

- 1) Dibuje el equivalente de pequeña señal para el circuito.
- 2) Demuestre que hay realimentación negativa, identifique la topología de realimentación, la función de transferencia que estabiliza la realimentación y los parámetros privilegiados.
- 3) Calcule los parámetros de la red β . Dibuje el circuito equivalente de la red A' y calcule sus parámetros (impedancia de entrada, de salida y ganancia).
- 4) Calcule la ganancia, G , y las impedancias de entrada y de salida del amplificador realimentado. A partir de estos resultados, calcule los valores de Z_i y Z_o mostrados en el esquema.
- 5) Calcule el ancho de banda del amplificador.



Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II: 01-09- 2011

PROBLEMA 2 (45 minutos, 2 puntos)

Tenemos un amplificador con la siguiente función de transferencia:

$$H(f) = 10^5 \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{2}\right)\left(1 + j\frac{f}{8}\right)\left(1 + j\frac{f}{60}\right)\left(1 + j\frac{f}{1000}\right)}$$

Donde f viene expresada en MHz.

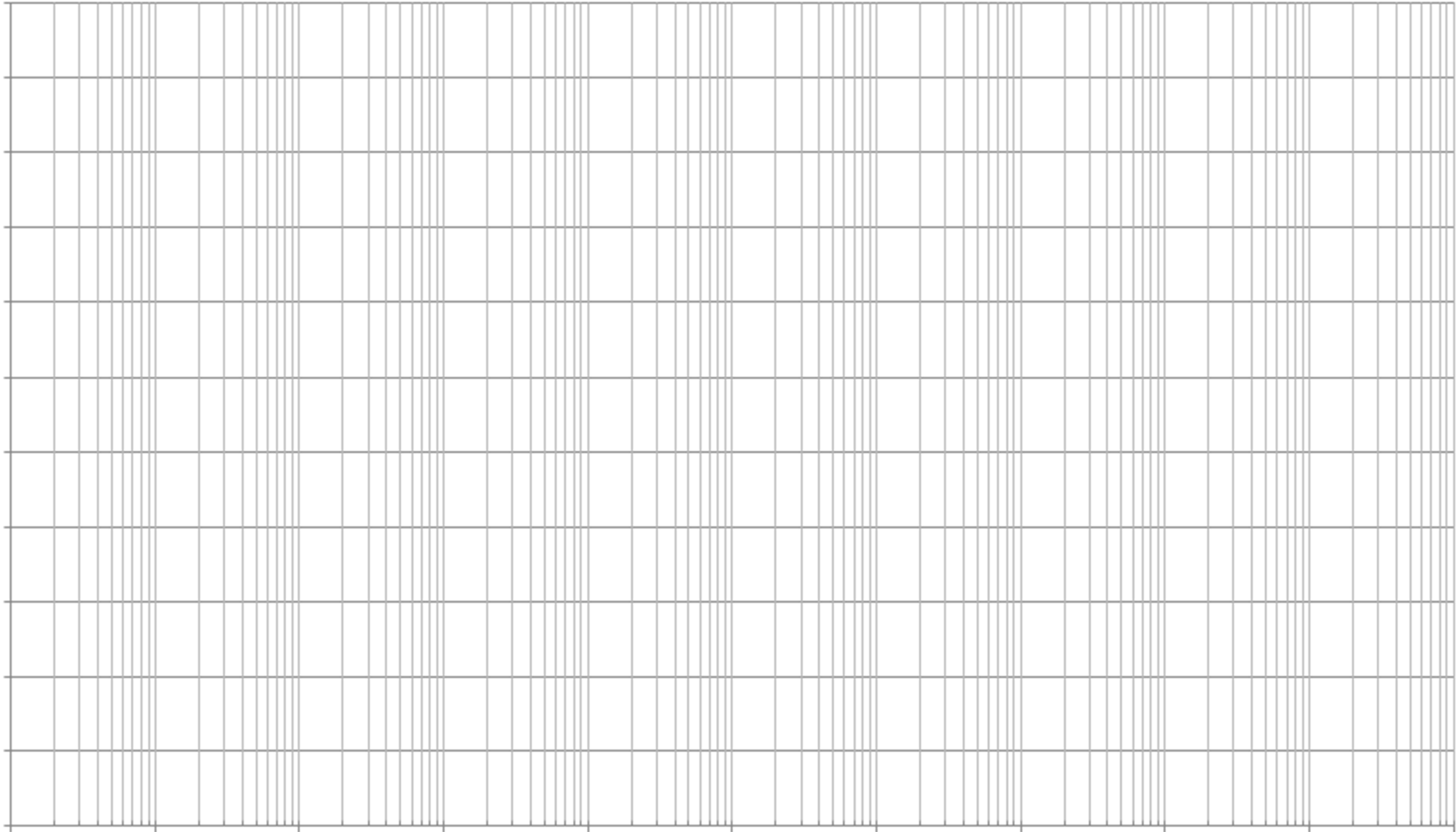
- 1) Dibuje el diagrama de bode de la ganancia en lazo abierto, asumiendo que el amplificador funciona como seguidor de tensión.
- 2) Calcule el margen de fase. ¿Es estable el amplificador? Razone su respuesta.
- 3) ¿Cuál es el mínimo valor de β que permite que el amplificador sea estable? ¿Cuál es la ganancia en lazo cerrado del sistema?
- 4) Si necesitamos una ganancia mínima en lazo cerrado en continua de 90dB, ¿es aceptable la solución anterior para estabilizar el amplificador? Razone su respuesta.
- 5) Si queremos usar una compensación polo-cero para este amplificador, con un margen de fase de 45°. ¿A qué frecuencia debe situarse el polo dominante? ¿y el cero?
- 6) Usando la compensación polo-cero. ¿se ha mejorado la ganancia de amplificador en continua? Razone su respuesta.



Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II: 01-09- 2011

Nombre:

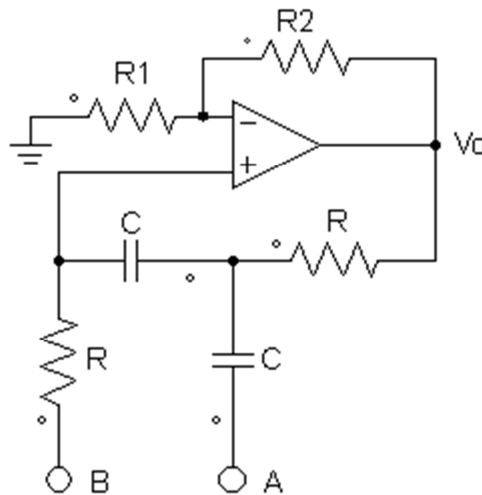
Apellidos:





PROBLEMA 3 (45 minutos, 2 puntos)

Se pretende diseñar un filtro utilizando el circuito de la figura. El filtro se puede realizar introduciendo la entrada v_{in} por el nodo A y poniendo el nodo B a masa.



DATOS:

- $R=1K\Omega$, $C=80nF$
- Considere ideales todos los amplificadores operacionales.
- Las expresiones canónicas de las funciones de transferencia de los filtros de segundo orden son:

$$\frac{v_o}{v_i}(s) = \frac{K \cdot \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} \cdot s + \omega_o^2}$$

$$\frac{v_o}{v_i}(s) = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} \cdot s + \omega_o^2}$$

$$\frac{v_o}{v_i}(s) = \frac{K \cdot s \cdot \omega_o}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} \cdot s + \omega_o^2}$$

- 1) Deduzca la función de transferencia v_o/v_{in} y determine el tipo de filtro. En los desarrollos se recomienda sustituir la ganancia del amplificador por una constante.
- 2) Deduzca y calcule frecuencia de corte del filtro. Deduzca la expresión del factor de calidad del filtro y proponga valores apropiados para R_1 y R_2 de modo que dicho factor sea $Q=2$.
- 3) Se quiere conectar una red RC a la salida para que el ancho de banda del circuito completo quede limitado a dos décadas.
 - a. Justifique el efecto de la red RC sobre el filtro.
 - b. Proponga la red RC adecuada, incluyendo los valores de los componentes.
 - c. Justifique el efecto de una carga a la salida de la red RC.



PROBLEMA 4 (45 minutos, 2 puntos)

Se pretende diseñar un oscilador cuya frecuencia de oscilación sean 400Hz que se utilizará en el control de un inversor de potencia monofásico con modulación PWM unipolar para aplicación en aviones. A tal efecto se propone utilizar el oscilador de la Figura 3.1 que debe generar dos señales de idéntica amplitud desfasadas 180 entre ellas.

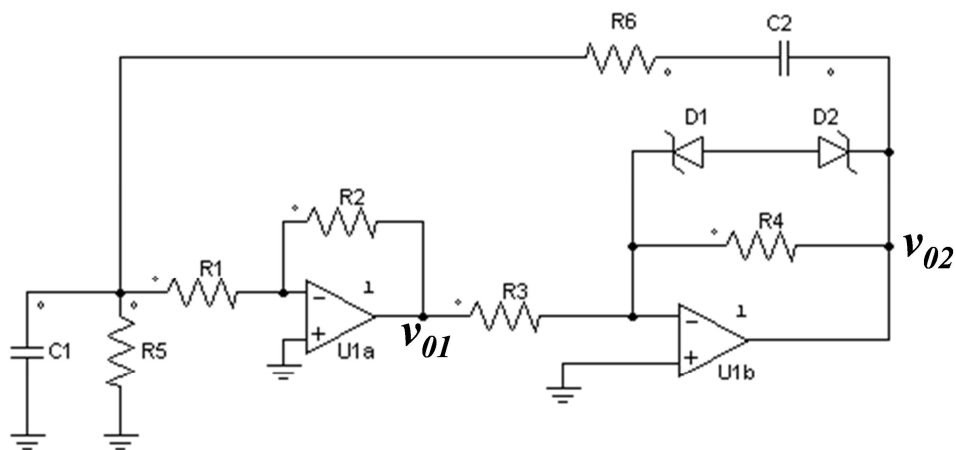


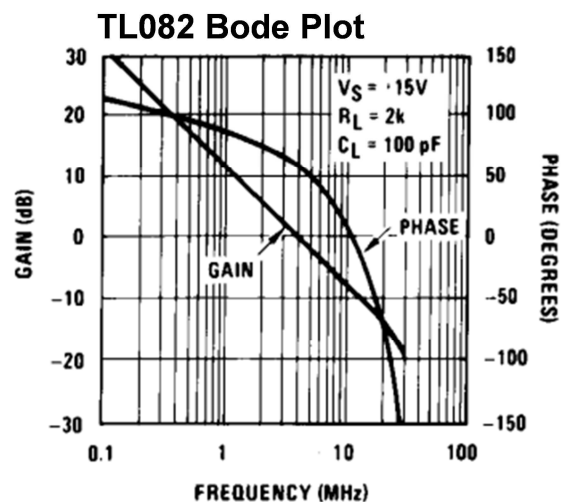
Figura 3.1

DATOS:

Amplificadores operacionales:

TL082

Tensión de alimentación: $\pm 10V$



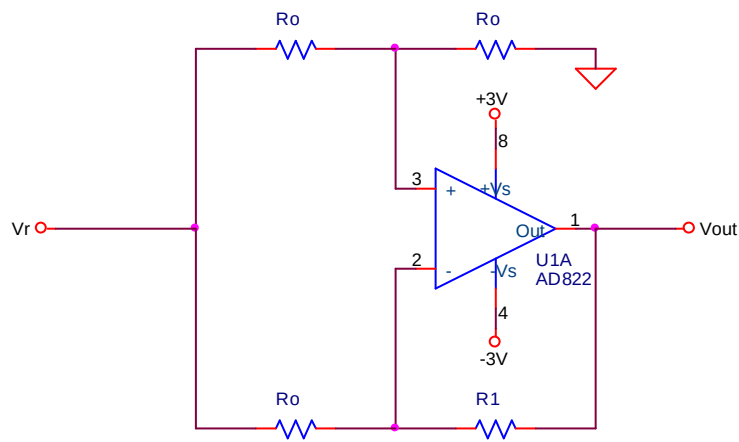
Responda a las siguientes preguntas:

- 1) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del circuito.
- 2) Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación. Determinar R5, R6, C1 y C2 para que la frecuencia de oscilación sean 400 Hz.
- 3) Obtenga el valor de las resistencias R1, R2, R3 y R4 para que las tensiones v_{o1} y v_{o2} presenten idéntica amplitud y frecuencia pero un desfase entre ellas de 180°.
- 4) ¿Podrían utilizarse los amplificadores operacionales TL082 para construir el oscilador? Justifique la respuesta.
- 5) De manera aproximada, ¿qué valor de la tensión inversa de los diodos Zener sería adecuada si se pretende obtener unas señales de 6 V pico a pico?



Cuestiones teóricas (45 minutos, 2 puntos)

El esquema de la figura adjunta muestra un circuito que utiliza un amplificador operacional tipo AD822, cuya hoja de características se adjunta en la siguiente página.



DATOS: $R_o = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = R_o + \Delta R$, $-5\text{k}\Omega < \Delta R < 5\text{k}\Omega$;

Se pide que conteste razonadamente a las siguientes cuestiones:

C-1) Asumiendo que el A.O es ideal, calcule V_{out} , dejando el resultado en función de R_o , ΔR y $3V_r$ exclusivamente.

C-2) Asumiendo que V_r es una señal alterna sinusoidal, calcule su amplitud y frecuencia máximas.

C-3) Calcule los valores máximo y mínimo de V_{out} para $\Delta R = 0\Omega$.



Single-Supply, Rail-to-Rail Low Power FET-Input Op Amp

AD822

FEATURES

True single-supply operation

Output swings rail-to-rail

Input voltage range extends below ground

Single-supply capability from 3 V to 36 V

Dual-supply capability from ± 1.5 V to ± 18 V

High load drive

Capacitive load drive of 350 pF, $G = +1$

Minimum output current of 15 mA

Excellent ac performance for low power

800 μ A maximum quiescent current per amplifier

Unity gain bandwidth: 1.8 MHz

Slew rate of 3.0 V/ μ s

Good dc performance

800 μ V maximum input offset voltage

2 μ V/ $^{\circ}$ C typical offset voltage drift

25 pA maximum input bias current

Low noise

13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 10 kHz

No phase inversion

APPLICATIONS

Battery-powered precision instrumentation

Photodiode preamps

Active filters

12-bit to 14-bit data acquisition systems

Medical instrumentation

Low power references and regulators

CONNECTION DIAGRAM

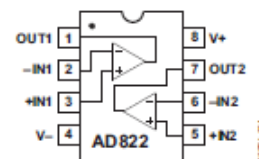


Figure 1. 8-Lead PDIP (N Suffix); 8-Lead MSOP (RM Suffix);
and 8-Lead SOIC (R Suffix)

GENERAL DESCRIPTION

The AD822 is a dual precision, low power FET input op amp that can operate from a single supply of 3.0 V to 36 V or dual supplies of ± 1.5 V to ± 18 V. It has true single-supply capability with an input voltage range extending below the negative rail, allowing the AD822 to accommodate input signals below ground in the single-supply mode. Output voltage swing extends to within 10 mV of each rail, providing the maximum output dynamic range.

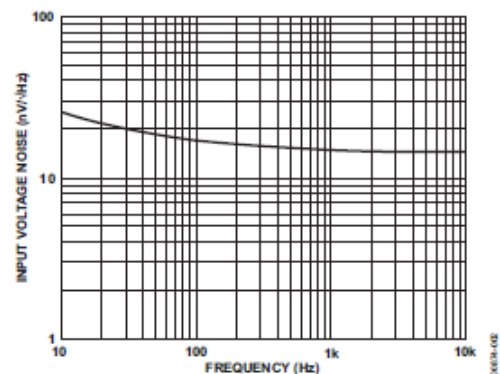


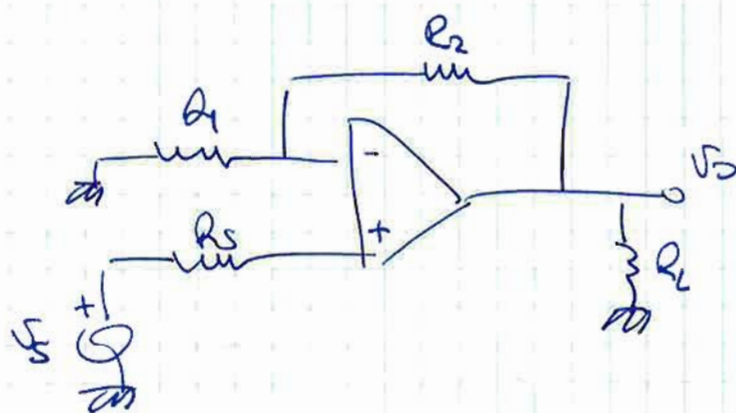
Figure 2. Input Voltage Noise vs. Frequency

Offset voltage of 800 μ V maximum, offset voltage drift of 2 μ V/ $^{\circ}$ C, input bias currents below 25 pA, and low input voltage noise provide dc precision with source impedances up to a gigohm. The 1.8 MHz unity gain bandwidth, -93 dB THD at 10 kHz, and 3 V/ μ s slew rate are provided with a low supply current of 800 μ A per amplifier.

EII solución / solution

PROBLEMA 1 / PROBLEM 1

21/09/2024

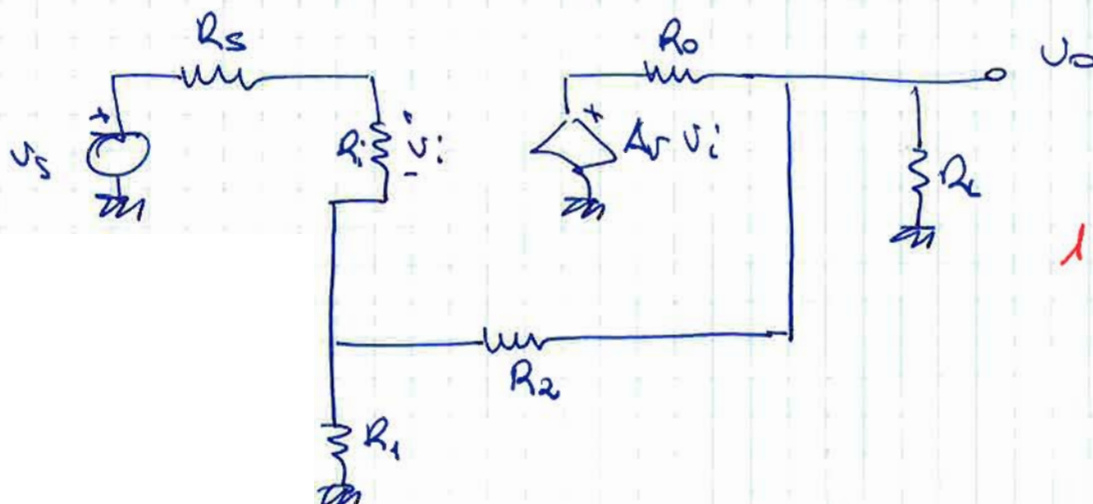


$R_s = 2k\Omega$
 $R_1 = 1k\Omega$
 $R_2 = 9k\Omega$
 $R_L = 1k\Omega$

A.O.

$R_i = 10^{12}\Omega$
 $R_o = 100\Omega$
 $A_o = 120dB$
 $GBW = 30MHz$

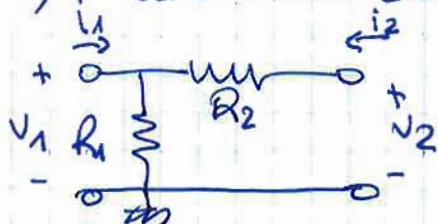
1) Equivalent circuit for small signal / small signal eq. ct.



$$2) V_o \uparrow \Rightarrow V_- \uparrow \Rightarrow V_i \uparrow \Rightarrow A_v V_i \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \quad 0.5$$

- 0.5 { Nuestro tensión a la salida / Output sampling: Voltage
→ Paralelo a la salida / Output: Parallel
- Resistencia tensión a la entrada (reto): serie /
Voltage is subtracted @ the input: series feedback.
- 0.5 { Función de transferencia: Transmision
Transfer function: Voltage amplifier.
- 0.5 { Parámetros privilegiados / Best two-port representation: h

3) Parámetros de la red β/β parameters.



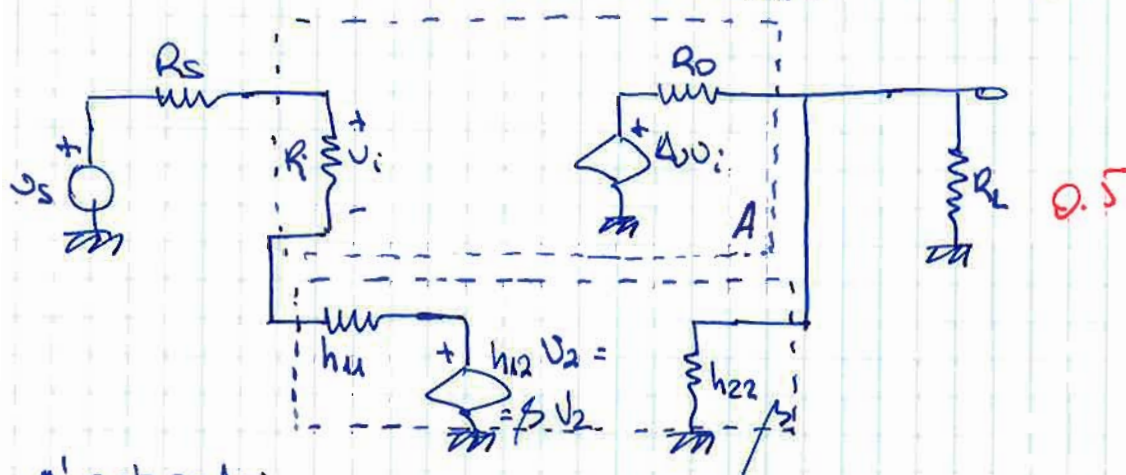
β network.

$$h_{11} = \frac{V_1}{i_1} \bigg|_{V_2=0} = R_1 \parallel R_2 = 1k\Omega \parallel 9k\Omega = 909\Omega$$

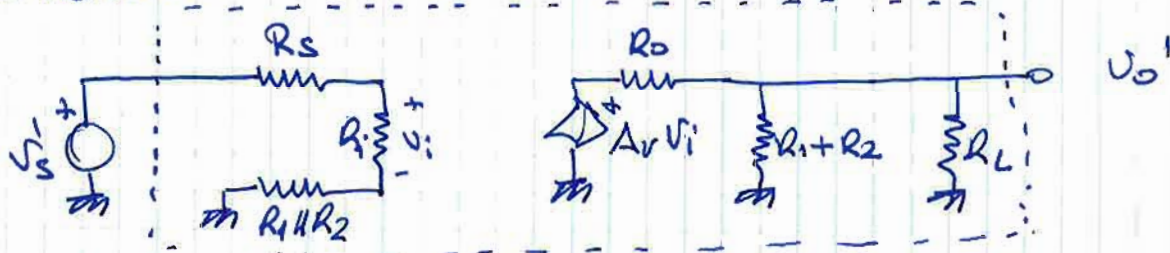
$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \bigg|_{i_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 9k\Omega} = 0.1$$

$$h_{21} \rightarrow 0$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{V_2} \bigg|_{i_1=0} = \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1k\Omega + 9k\Omega} = \frac{1}{10k\Omega}$$



A' network:



$$A' = \frac{V_0'}{V_1'}$$

$$V_0' = \frac{R_L \parallel (R_1 + R_2)}{R_0 + R_L \parallel (R_1 + R_2)} A' V_1'$$

$$V_1' = \frac{R_i}{R_s + R_i + R_1 \parallel R_2}$$

3/ (cont.)

$$\Delta_s' = \frac{R_i}{R_s + R_i + R_1 \parallel R_2} \quad A_v \quad \frac{R_L \parallel (R_1 + R_2)}{R_o + R_L \parallel (R_1 + R_2)}$$

$\uparrow$ $\uparrow$
 Efecto de carga a $\uparrow$ $\uparrow$
 la entrada / Input loading $\uparrow$ $\uparrow$
 effect $\uparrow$ $\uparrow$
 Efecto de carga a la $\uparrow$ $\uparrow$
 salida / Output loading effect $\uparrow$ $\uparrow$

$$R_i \gg R_s + R_1 \parallel R_2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta_s' \simeq A_v \frac{R_L \parallel (R_1 + R_2)}{R_o + R_L \parallel (R_1 + R_2)}$$

$$\left[\Delta_s' = 10^6 \text{ V/V} \frac{1 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega}{100 \Omega + 1 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega} = 901 \cdot 10^3 \text{ V/V} \right] \quad 0.5$$

$$Z_{i,OL} = R_i + R_s + R_1 \parallel R_2 \simeq R_i = 10^{12} \Omega \quad 0.5$$

$$Z_{o,OL} = R_o \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_L \simeq R_o = 100 \Omega \quad 0.5$$

¶ Parámetros del amplificador realimentado / Feedback amplifier parameters:

$$1 + \Delta_{OL} \simeq \Delta_{OP} = 90.1 \cdot 10^3 \text{ V/V}$$

$$G = \frac{\Delta_s'}{1 + \Delta_{OP}} \simeq \frac{1}{A} = 10 \quad 0.6$$

$$Z_{i,CL} = Z_{i,OL} (1 + \Delta_{OP}) = 90.1 \cdot 10^{15} \Omega \quad 0.6$$

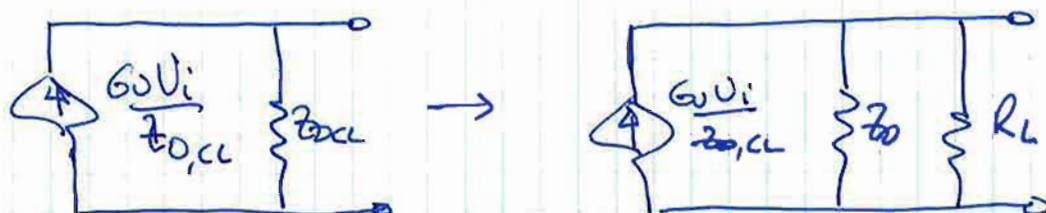
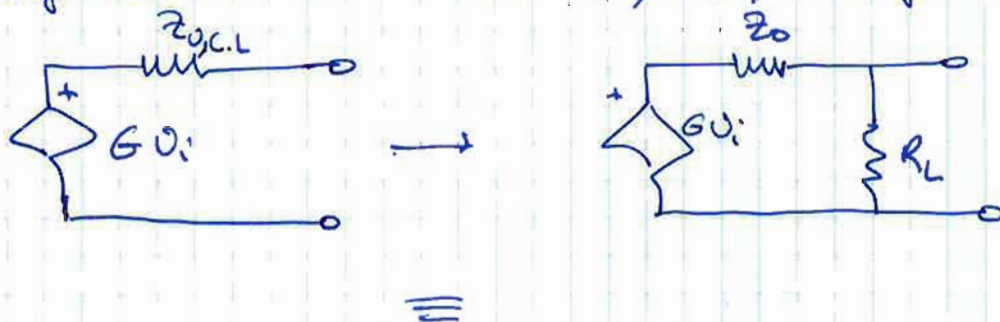
$$Z_{o,CL} = Z_{o,OL} / (1 + \Delta_{OP}) = 1.1 \text{ m}\Omega \quad 0.6$$

4) (cont)

Impedancia de entrada Z_i / Input impedance Z_i :

$$Z_{i,CL} = R_g + Z_i ; R_g \ll Z_{i,CL} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Z_i \approx Z_{i,CL} = 90.1 \text{ k}\Omega \quad 0.6$$

Impedancia de salida Z_o / Output impedance Z_o 

$$Z_{o,CL} = Z_o \parallel R_L ; R_L \gg Z_{o,CL} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Z_o \approx Z_{o,CL} = 1.1 \text{ m}\Omega \quad 0.6$$

$$5) G \times BW = 30 \text{ MHz} ; G = 10 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow BW = 3 \text{ MHz} \quad 1$$

EXAMEN ELCTRÓNICA II – SEPTIEMBRE 2011

PROBLEMA 2

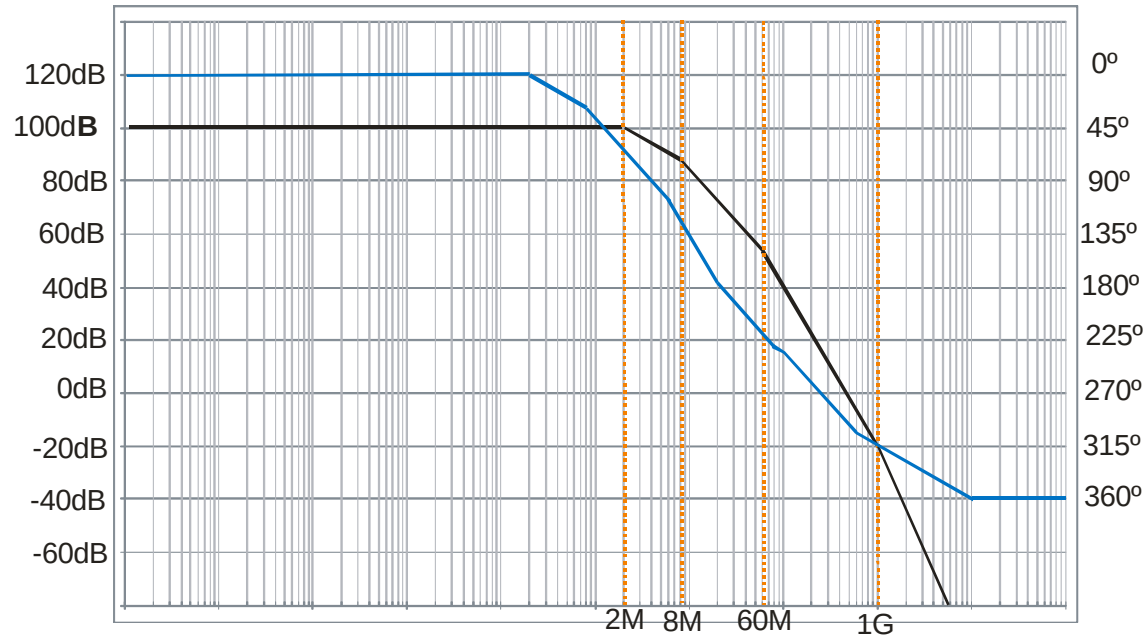
Tenemos un amplificador con la siguiente función de transferencia:

$$H(f) = 10^5 \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{2}\right)\left(1 + j\frac{f}{8}\right)\left(1 + j\frac{f}{60}\right)\left(1 + j\frac{f}{1000}\right)}$$

Donde f viene expresada en MHz.

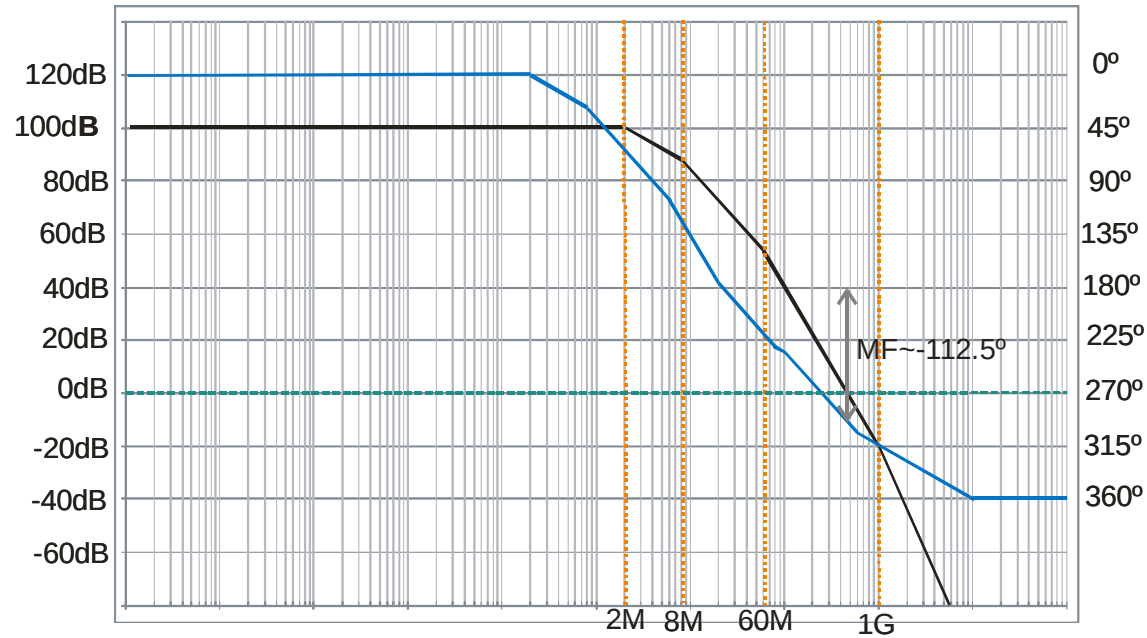
- 1) Dibuje el diagrama de bode de la ganancia en lazo abierto, asumiendo que el amplificador funciona como seguidor de tensión. (1p)

Si funciona como seguidor de tensión entonces $G = 1 \approx 1/\beta$, luego $\beta=1$. El Bode queda:



- 2) Calcule el margen de fase. ¿Es estable el amplificador? Razone su respuesta. (1p)

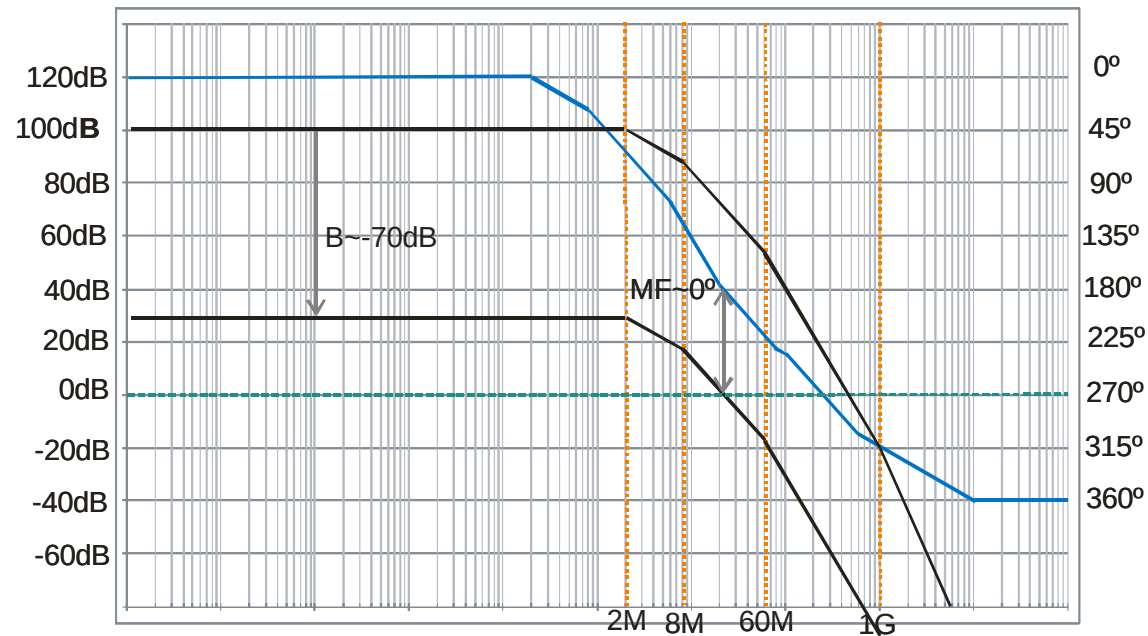
El Margen de Fase para este amplificador funcionando como seguidor de tensión es de $MF = -112.5^\circ$. Al ser el margen de fase negativo indica que dicho amplificador es inestable en estas condiciones.



- 3) ¿Cuál es el mínimo valor de β que permite que el amplificador sea estable? ¿Cuál es la ganancia en lazo cerrado del sistema? (1p)

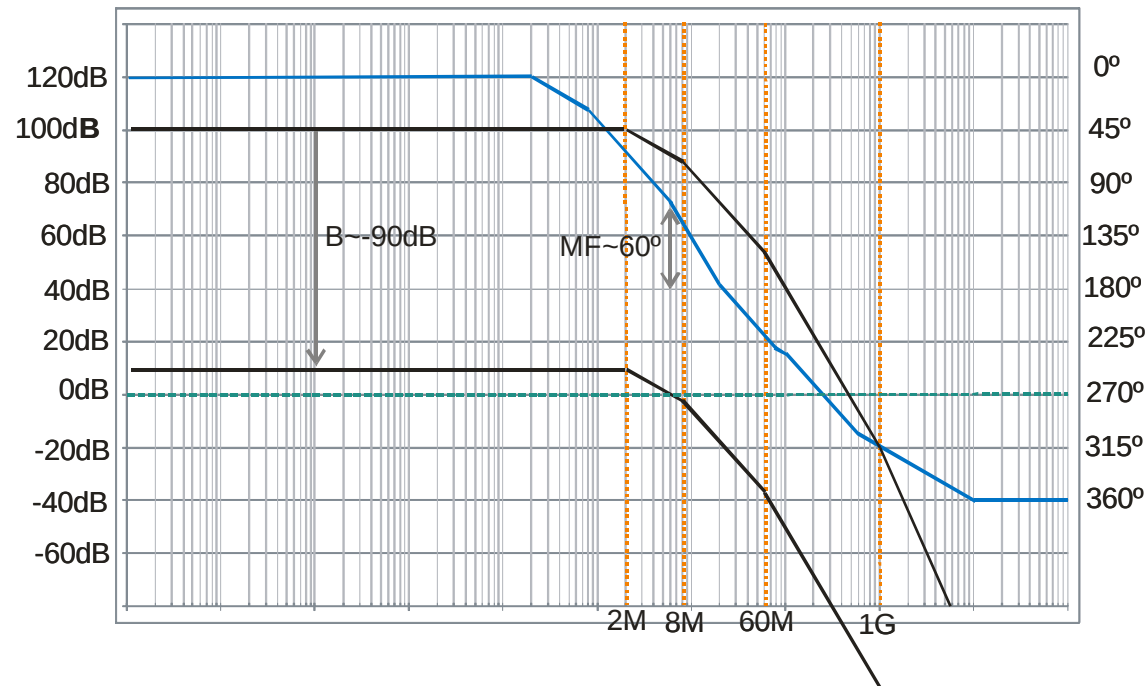
El amplificador es críticamente estable cuando $MF = 0^\circ$. Para que el margen de fase sea de 0° , el valor de β será aproximadamente de -70dB.

La ganancia en lazo cerrado es $G = A/(1 + A\beta) \approx 1/\beta = 70dB$.



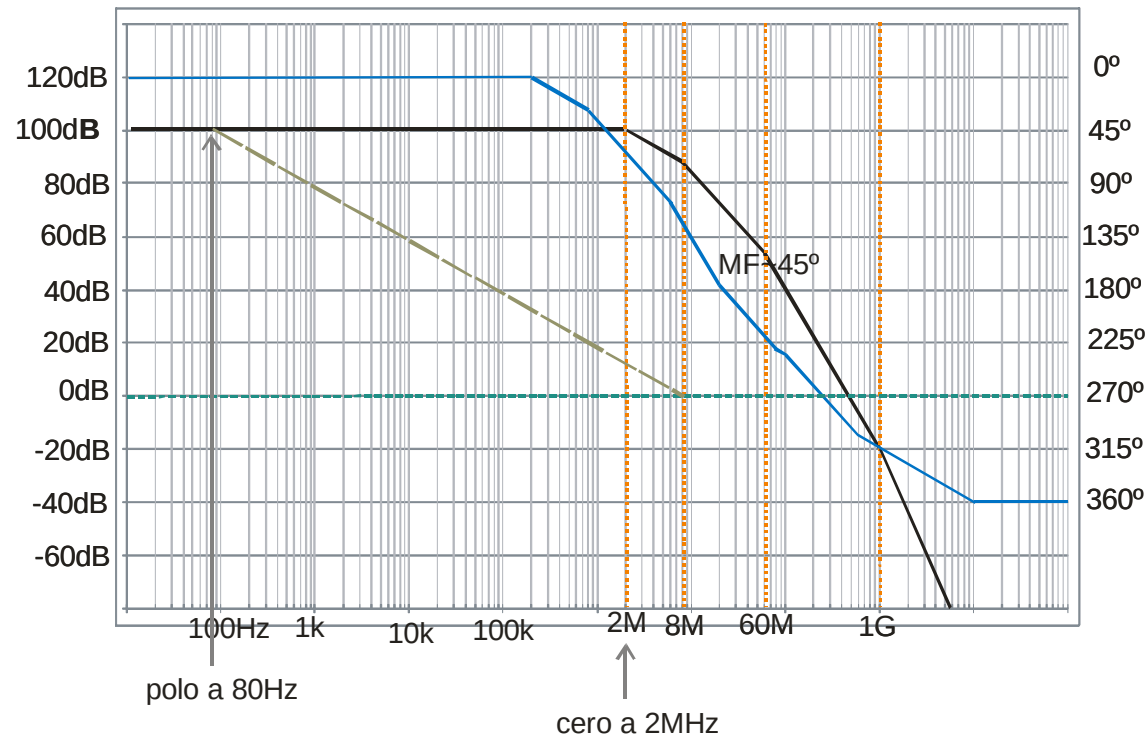
- 4) Si necesitamos una ganancia mínima en lazo cerrado en continua de 90dB, ¿es aceptable la solución anterior para estabilizar el amplificador? Razone su respuesta. (1p)

Si la ganancia en lazo cerrado es de 90dB, $G \approx 1/\beta$, luego $\beta = -90$ dB. Para esta red β , el margen de fase es de unos 60°, lo que indica que el amplificador es estable y por ello la solución anterior, aunque $\beta = -70$ dB, está basada en modificar el valor de β , y permite conseguir una ganancia de lazo inferior de 90dB y un amplificador estable, con solo decrementar β en -20 dB.



- 5) Si queremos usar una compensación polo-cero para este amplificador, con un margen de fase de 45°. ¿A qué frecuencia debe situarse el polo dominante? ¿y el cero? (1p)

El cero debe situarse a la frecuencia del primer polo es decir $f_z=2\text{Mhz}$. Una vez cancelado este polo y asumiendo que pondremos un polo dominante, el margen de fase de 45° se alcanzará a la frecuencia del segundo polo, luego se traza una recta con una pendiente de -20dB/dec, que corte a la línea de 0dB justo a la frecuencia del segundo polo, es decir 8MHz. Esta recta intersectará con la línea a 100dB a aproximadamente 80Hz, que es la frecuencia del polo dominante $f_p=80\text{Hz}$.



- 6) Usando la compensación polo-cero. ¿se ha mejorado la ganancia de amplificador en continua? Razone su respuesta. (1p)

La ganancia del amplificador en continua no se ve modificada por la introducción de polos o ceros adicionales, que tan sólo modifican el ancho de banda.



PROBLEMA 3 (45 minutos, 2 puntos)

1) Deduzca la función de transferencia v_o/v_{in} y determine el tipo de filtro. En los desarrollos se recomienda sustituir la ganancia del amplificador por una constante.

$$v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

$$v_o = A \cdot v_+ \text{ siendo } A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Siendo X el punto común de los dos condensadores C y la resistencia R:

$$\frac{v_x - v_+}{1/sC} = \frac{v_+}{R}$$

$$sRC(v_x - v_+) = v_+$$

$$v_x = v_+ \frac{1 + sRC}{sRC} = \frac{v_o}{A} \frac{1 + sRC}{sRC}$$

$$\frac{v_i - v_x}{1/sC} = \frac{v_x - v_o}{R} + \frac{v_x - v_+}{1/sC} = \frac{v_x - v_o}{R} + \frac{v_+}{R}$$

$$sRC \cdot (v_i - v_x) = v_x - v_o + \frac{v_o}{A}$$

$$sRC \cdot v_i = (1 + sRC) \cdot v_x - (1 - 1/A) v_o$$

$$sRC \cdot v_i = (1 + sRC) \cdot \frac{v_o}{A} \frac{1 + sRC}{sRC} - (1 - \frac{1}{A}) v_o$$

$$s^2 R^2 C^2 \cdot A \cdot v_i = ((1 + sRC)^2 - sRCA + sRC) \cdot v_o$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{s^2 R^2 C^2 \cdot A}{s^2 R^2 C^2 + 2sRC + 1 - sRCA + sRC} = \frac{s^2 R^2 C^2 \cdot A}{s^2 R^2 C^2 + (3 - A)sRC + 1}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{s^2 \cdot A}{s^2 + s \frac{3 - A}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

Se trata de un filtro paso alto activo de segundo orden.

2) Deduzca y calcule frecuencia de corte del filtro. Deduzca la expresión del factor de calidad del filtro y proponga valores apropiados para R1 y R2 de modo que dicho factor sea $Q=2$.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{s^2 \cdot A}{s^2 + s \frac{3 - A}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}} = \frac{s^2 \cdot K}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Identificando términos:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{3 - A}{RC}$$



$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 80n} = 2kHz$$

$$Q = \frac{1}{3-A} = \frac{1}{3-1+\frac{R_2}{R_1}} = 2$$

$$2 - \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2}$$

$$R_1 = 1,5 \cdot R_2$$

Por ejemplo: $R_1 = 150K$, $R_2 = 100K$

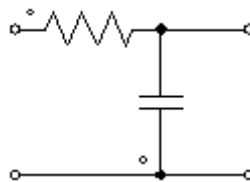
3) Se quiere conectar una red RC a la salida para que el ancho de banda del circuito completo quede limitado a dos décadas.

a. Justifique el efecto de la red RC sobre el filtro.

Una red RC añade un polo al filtro. No hay efectos de carga entre el filtro y la red, ya que la impedancia de salida del filtro es la misma que la del operacional, es decir cero.

b. Proponga la red RC adecuada, incluyendo los valores de los componentes.

El filtro es paso alto, por lo que la red RC debe ser paso bajo. De este modo, el filtro pondrá la frecuencia de corte inferior y la red RC la frecuencia de corte superior.



Puesto que la frecuencia de corte del filtro es de 2KHz y se desea que el circuito resultante tenga un ancho de banda de dos décadas, se debe diseñar la red RC para que tenga el polo a la frecuencia de 200KHz.

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi R'C'} = 200KHz$$

$$R'C' = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3} = 800 \cdot 10^{-9} \Omega F$$

$$\text{haciendo } \dots R' = 100 \Omega, \text{ entonces } C' = \frac{800n}{100} = 8nF$$

c. Justifique el efecto de una carga a la salida de la red RC.

Una carga en paralelo con el condensador modifica la resistencia que se ve desde el condensador, que pasa de ser R' a ser $R' \parallel R_L$. Esto hace que la frecuencia de corte se haga mayor que la calculada (salvo si $R_L \gg R'$).

$$f_{CS} = \frac{1}{2\pi \cdot (R' \parallel R_L) C}$$

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I.I.

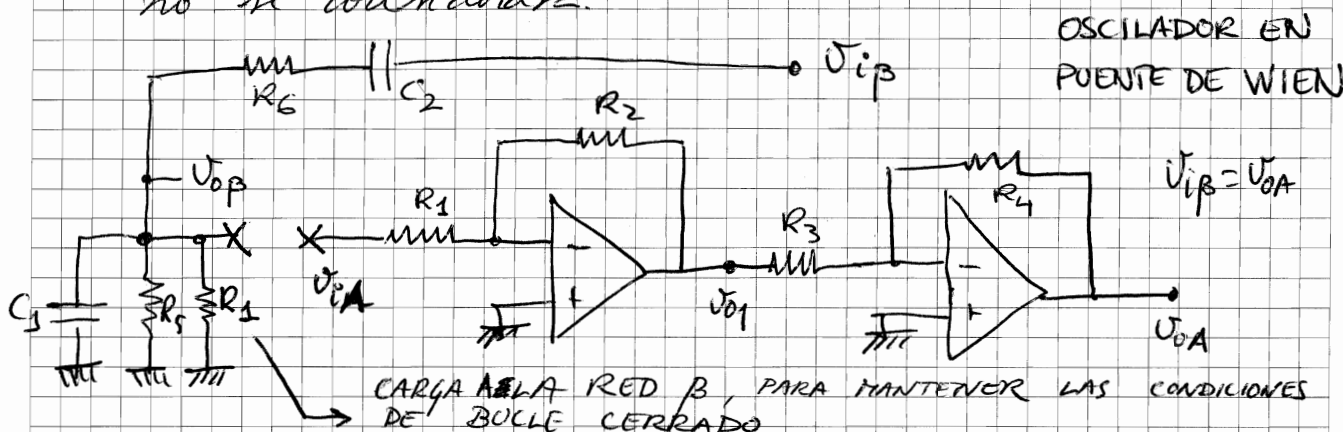
Nombre del Alumno EXAMEN Sep. 2011

Fecha _____ Curso _____ Grupo _____

PROBLEMA 4

- 1) Para calcular la ganancia del lazo, el aspecto crítico es romper dicho lazo por un punto que elimine los efectos de carga del amplificador sobre la red β .

En este caso la impedancia de entrada del amplificador de transimpedancia ($R_1 - R_2 - U_{1a}$), R_1 , se considerará suficientemente elevada a la frecuencia de oscilación por lo que su efecto de carga (R_1 está en paralelo con R_5) no se considerará.



- Ganancia del amplificador:

$$A = \frac{U_{OA}}{U_{iA}} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

- Función de transferencia de la red β .

Se elegirá R_1 de manera que su valor sea

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I. I.

Nombre del Alumno EXAMEN Sep. 2011

Fecha _____ Curso _____ Grupo _____

PROBLEMA 4

1) mucho mayor que R_5 .

$$\beta(s) = \frac{U_{op}}{U_{ip}} = \frac{Z_{op}(s)}{Z_p(s) + Z_s(s)} = \frac{\frac{R_5}{1 + R_5 C_1 s}}{\frac{R_5}{1 + R_5 C_1 s} + R_6 + \frac{1}{C_2 s}} =$$

$$\beta(s) = \frac{R_5}{R_5 + R_6 + R_5 \cdot R_6 \cdot C_1 \cdot s + \frac{1}{C_2 s} + R_5 \cdot \frac{C_1}{C_2}} =$$

$$\beta(s) = \frac{R_5 \cdot C_2 \cdot s}{(R_5 + R_6) C_2 s + R_5 \cdot R_6 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot s^2 + R_5 \cdot C_1 \cdot s + 1} =$$

~~$\beta(s)$~~ Tomando como criterio de diseño:

$$R_5 = R_6 = R$$

$$C_1 = C_2 = C$$

Se tiene:

$$\beta(s) = \frac{U_{op}}{U_{ip}} = \frac{R C s}{2 R C s + R^2 C^2 s^2 + R C s + 1} = \frac{R C s}{R^2 C^2 s^2 + 3 R C s + 1}$$

Y la ganancia del lazo:

$$A \cdot \beta(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R C s}{R^2 C^2 s^2 + 3 R C s + 1}$$

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I.I

Nombre del Alumno EXAMEN Sep. 2011

Fecha _____ Curso _____ Grupo _____

PROBLEMA 4

$$2) A \cdot \beta(j\omega) = K \cdot \frac{1}{jRC\omega + 3 + \frac{1}{jRC\omega}}$$

CRITERIO de FASE

$$\angle A\beta(j\omega_0) = 0^\circ \Rightarrow \text{Im} [A\beta(j\omega_0)] = 0$$

$$jRC\omega_0 + \frac{1}{jRC\omega_0} = 0 \quad ; \quad -RC\omega_0 + \frac{1}{RC\omega_0} = 0$$

$$\text{y de aquí: } \omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ o bien } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Por ejemplo:

$$\left. \begin{array}{l} R = 12 \text{ K}\Omega \\ C = 330 \text{ nF} \end{array} \right\} f_0 = 402 \text{ Hz}$$

3) Las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 determinan la ganancia del amplificador A.

El valor de dicha ganancia se obtendrá al aplicar la condición de módulo:

$$|A \cdot \beta(j\omega_0)| = 1 \Rightarrow \left| A \cdot \frac{1}{jRC\omega_0 + 3 + \frac{1}{jRC\omega_0}} \right| = 1$$

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I.I.

Nombre del Alumno EXAMEN Sep. 2011

Fecha _____ Curso _____ Grupo _____

PROBLEMA 4

$$3) \left| A \cdot \frac{1}{3} \right| \geq 1 \Rightarrow \begin{cases} A > 3 & \text{CONDICIÓN ARRANQUE} \\ A = 3 & \text{MANTENIMIENTO OSCILACIÓN} \end{cases}$$

El amplificador está descompuesto en dos etapas que puedan repartir su ganancia.

Las condiciones a cumplir son:

$$V_{O2} = -V_{O1} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3} = 1 \quad \text{2 ONDAS IDÉNTICAS DESFAZADAS 180°}$$

$$A \geq 3 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \geq 3$$

Por ejemplo:

$$R_4 = R_3 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 330 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 110 \text{ K}\Omega$$

} Mantenimiento oscilación

Ahora bien $R_1 \gg R_5$ para despreciar su efecto de carga.
En este diseño sí se cumple esta condición:

$$R_1 = 110 \text{ K}\Omega \gg R_5 = 12 \text{ K}\Omega$$

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I.I

Nombre del Alumno Examen Sep. 2011

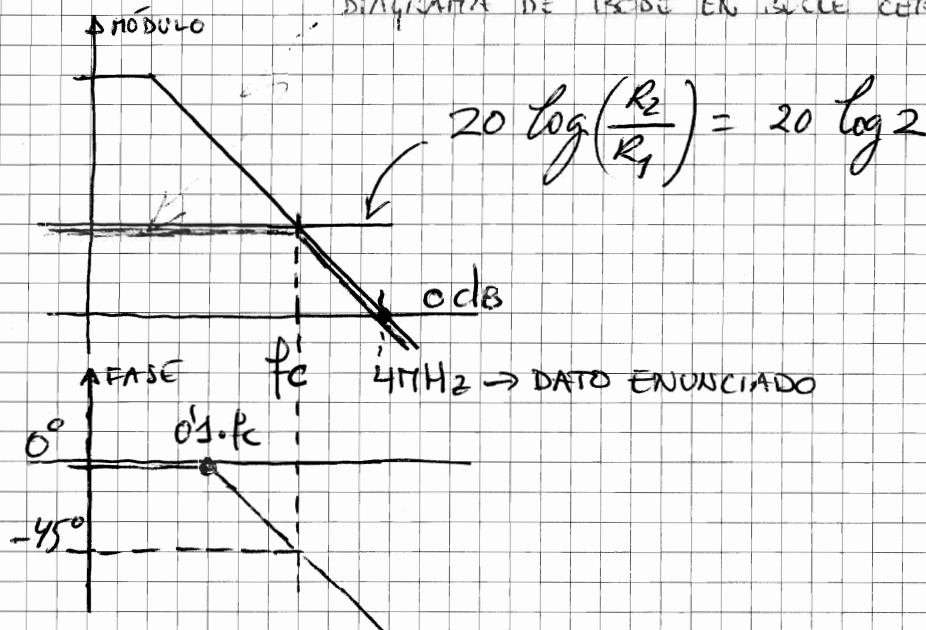
Fecha _____ Curso _____ Grupo _____

PROBLEMA 4

- 4) Cada una de las dos etapas amplificadoras está implementada con una etapa NO INVERSORA o amplificador de TRANSIMPEDANCIA.

Conocida la respuesta en frecuencia en bucle abierto, que se proporciona en el enunciado, ha de obtenerse para cada etapa, la respuesta en frecuencia en bucle cerrado

ETAPA 1 → CASO MAS DESFAVORABLE POR SER EL DE MAYOR GANANCIA
DIAGRAMA DE BODE EN BUCLE CERRADO



El amplificador operacional será válido si $f_0 < 0.1 f_c$. f_c viene impuesto por el producto $G \times \Delta B$ característico del A.O. y por la ganancia que ha de proporcionar en bucle cerrado.

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II - 4º I.I.

Nombre del Alumno Examen Sep. 2011

Fecha _____

Curso _____

Grupo _____

PROBLEMA 4

4) Aplicando la propiedad producto $\times$ ancho de banda constante, como corresponde a la respuesta en frecuencia del TL082, se tiene:

$$G \times AB = cte \Rightarrow 2 \times f_c = 1 \times 4 \text{ MHz}$$

$$f_c = 2 \text{ MHz}$$

$$0.1 \cdot f_c = 200 \text{ KHz} \gg 400 \text{ Hz} \rightarrow \text{TL082 VÁLIDO para ETAPA 1.}$$

Para la etapa 2:

$$G \times AB = cte \Rightarrow 1.5 \times f_c = 1 \times 4 \text{ MHz}$$

$$f_c = 2.67 \text{ MHz}$$

$$0.1 \cdot f_c = 267 \text{ KHz} \gg 400 \text{ Hz} \Rightarrow \text{TL082 TAMBIÉN VÁLIDO ETAPA 2}$$

5) En cualquiera de los dos semiciclos, la rama de los Zener solo actuará cuando se supere la tensión umbral de estos, por lo que dichos diodos deberían presentar una tensión umbral de aprox. 3V.



ASIGNATURA ELECTRÓNICA II

FECHA 01/09/2011

APELLIDOS DEL ALUMNO SOL. EXAMEN

NOMBRE DEL ALUMNO CUESTIONES

CURSO 4º GRUPO ____ TITULACIÓN ING. INDUSTRIAL

C-1

$$\left. \begin{array}{l} V_{(1)} = -V_{(2)} \\ V_{(1)} = V_r / 2 \\ \frac{V_{out} - V_{(1)}}{R_1} + \frac{V_r - V_{(1)}}{R_0} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{R_1} - \frac{V_r}{2R_1} + \frac{V_r}{2R_0} = 0 \Rightarrow V_{out} = \frac{V_r}{2} - V_r \frac{R_1}{2R_0} =$$

$$= \frac{V_r}{2} - \frac{V_r}{2R_0} (R_0 + \Delta R), \quad \boxed{V_{out} = -\frac{V_r}{2R_0} \Delta R} \quad 1,5$$

C-2

$V_r = V_{rp} \cos(2\pi f t)$
 V_{rp} RAIL TO RAIL $\Rightarrow -3V \leq V_{out} \leq +3V$

$$\frac{V_{rp}}{2R_0} \Delta R_{max} \leq 3V \Rightarrow V_{rp} \leq 3V \frac{2R_0}{\Delta R_{max}} = 3V \cdot \frac{20k\Omega}{5k\Omega}$$

$$V_{rp} \leq 12V_p \quad 1$$

PERO LA TENSION EN LAS ENTRADAS ES:

$$V_{(1)} = V_{(2)} = \frac{V_r}{2} \quad \text{PARA QUE } V_{(1)} \text{ y } V_{(2)} \leq 3V$$

TIENE QUE SER

$$\boxed{V_{rp} \leq 6V_p}$$

1/ ESTO ES LA MENOR.



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

f_{MAX}

PEQUEÑA SEÑAL:

$$\left. \begin{aligned} f_{MAX} &= \frac{1,8 \text{ MHz}}{G} \\ G &= \frac{R_{1MAX}}{R_0} + 1 = 2,5 \end{aligned} \right\} f_{MAX} = 720 \text{ KHz}$$

1

GRAN SEÑAL (SLEW-RATE):

$$V_{OUT} = 1,5 V_p \cos(2\pi f_{MAX} t) \quad (\text{Amplitud máxima para } V_p = 0 V_p)$$

$$\left| \frac{\partial V_{OUT}}{\partial t} \right| = 2\pi f_{MAX} \cdot 1,5 V_p \sin(2\pi f_{MAX} t) ;$$

$$\left| \frac{\partial V_{OUT}}{\partial t} \right|_{MAX} \leq SR \Rightarrow$$

$$2\pi f_{MAX} \cdot 1,5 V_p \leq 3 \text{ V}/\mu\text{s} \Rightarrow f_{MAX} = \frac{3 \text{ V}/\mu\text{s}}{1,5 V_p \cdot 2\pi} = \frac{1}{\pi} \text{ MHz} ;$$

$$f_{MAX} = 318 \text{ KHz}$$

ÉSTA ES
LA MENOR

1



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

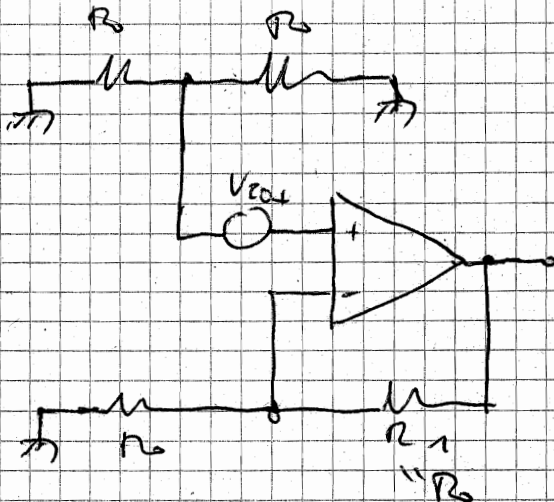
NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

C-3

$$\Delta R = 0 \Rightarrow V_{out} = 0 \quad (\text{NOMINAL}) \quad \underline{0,5}$$

Ej. V_{IO}



$$V_{out} = V_{IO} \left(1 + \frac{R_1}{R_0} \right) = 2 V_{IO} \quad \underline{1}$$

Ej. I_B

$$25 \mu A \cdot R_0 = 0,25 \mu V \ll V_{IO} = 800 \mu V$$

Podemos despreciar I_B . 1

Entonces, $\Delta R = 0 \Omega \Rightarrow$

$$\boxed{-1,6 \mu V \leq V_{out} \leq 1,6 \mu V}$$

0,5