

EXAMEN CONVOCATORIA ORDINARIA, FEBRERO

Duración del examen: 4 **horas**

ELECTRÓNICA II, 4º curso

INGENIERÍA INDUSTRIAL

CURSO 2007 – 2008

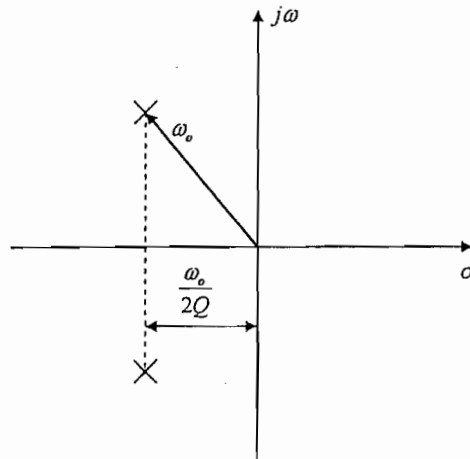
1 de Febrero de 2008

- ENTREGUE CADA UNO DE LOS CINCO EJERCICIOS EN JUEGOS DE HOJAS SEPARADAS
- PUEDE UTILIZAR CALCULADORA CIENTÍFICA Y ÚTILES DE DIBUJO
- TODOS LOS PROBLEMAS TIENEN LA MISMA PUNTUACIÓN

PROBLEMA 1.-

Utilice la información siguiente, relativa a un filtro de segundo orden:

$$T(s) = \frac{a \cdot s^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

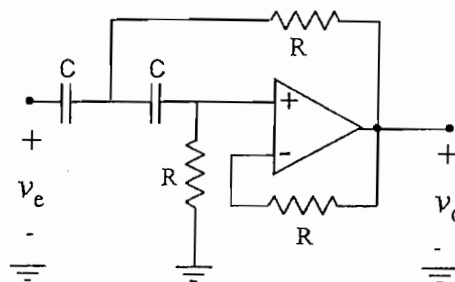


que tiene dos polos complejos conjugados en:

$$-\frac{1}{2} \pm j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

y una ganancia en alta frecuencia de valor 1 para responder los siguientes apartados:

1. Obtenga la función de transferencia
2. Indique de qué tipo de filtro se trata
3. Calcule la función de transferencia del circuito de la figura y verifique si puede cumplir o no las características enunciadas en los apartados anteriores.



PROBLEMA 2.-

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

$$A_v(jf) = 10^9 \frac{jf(1 + jf10^{-2})}{(1 + jf10^4)(1 + jf10^2)(1 + jf10^{-3})(1 + jf10^{-4})}$$

donde la frecuencia f viene expresada en MHz.

Se pide

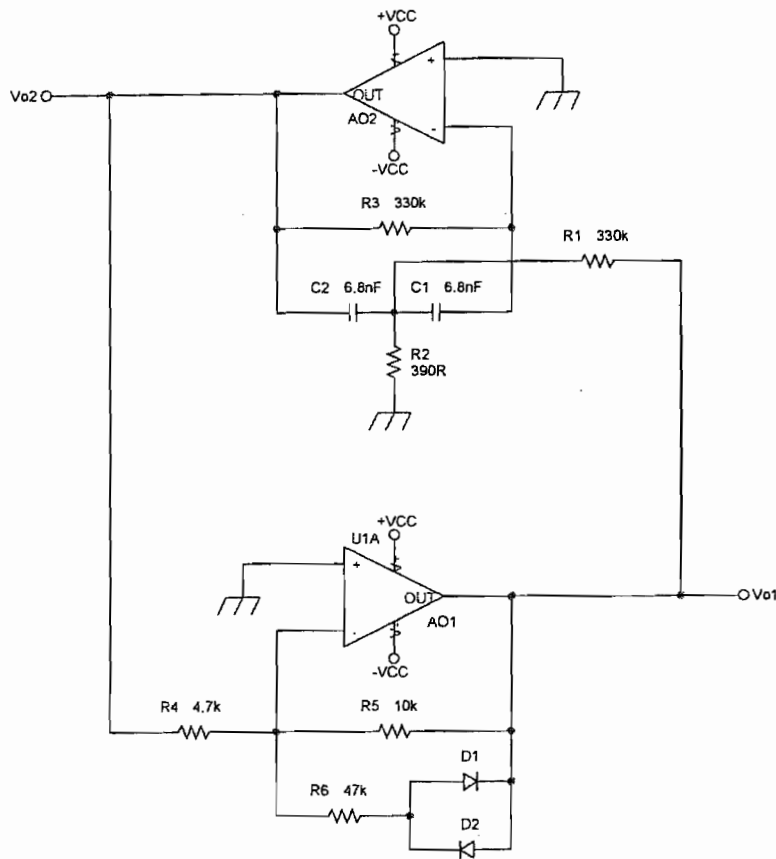
1. Represente el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) del amplificador (utilice el papel semilogarítmico adjunto). Ponga el nombre en la hoja.
2. Para una realimentación del citado amplificador con una $\beta=1$ dibuje el diagrama de Nyquist.
3. Analizando la posible estabilidad del amplificador cuando se realimente ¿es posible la configuración como seguidor de tensión? Justifique su respuesta
4. ¿Para que valores de β se consigue un margen de ganancia de 10 dB? ¿Y un margen de ganancia de 90°? Justifique su respuesta.
5. Se quiere utilizar este componente como amplificador de audio¹. Para una realimentación con $\beta = 0,01$ ¿Cómo se modifica el ancho de banda y la ganancia del sistema?
6. Obtenga el máximo valor de β que permita una fase igual a 0° en todo el rango de frecuencias admitido (100-3500 Hz)

1	2'5
2	1'5
3	1
4	2'5
5	1'5
6	1

¹ El rango de frecuencias que se van a amplificar está entre 100 y 3500 Hz

PROBLEMA 3.-

En la figura se muestra el esquema de un oscilador RC, en el que se ha utilizado un filtro activo en la red β para mejorar el factor Q.



Función de transferencia del filtro:

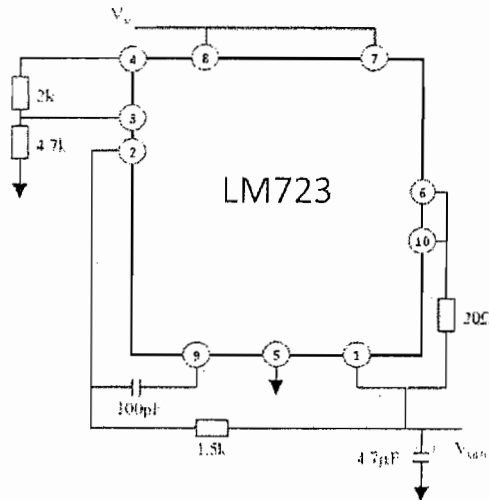
$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}}(j\omega) = \frac{-j\omega \frac{1}{R_1 C_2}}{-\omega^2 + j\omega \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

Asumiendo que ambos amplificadores operacionales son ideales, se pide que responda razonadamente a las siguientes cuestiones:

- 1) Calcule el valor de la frecuencia de oscilación.
- 2) Explique de forma **cualitativa** la función de la red formada por R6, D1 y D2 y su funcionamiento.
- 3) Asumiendo que los valores de todos los demás componentes son exactos, calcule la tolerancia máxima aceptable para las resistencias R4 y R5.
- 4) Indique en qué punto del circuito (Vo1 o Vo2) sería esperable una menor distorsión en la señal sinusoidal de salida..
- 5) Si el amplificador operacional AO1 tiene un producto ganancia por ancho de banda de 4 MHz, ¿a qué frecuencia de oscilación máxima debería utilizarse este circuito?.

PROBLEMA 4.-

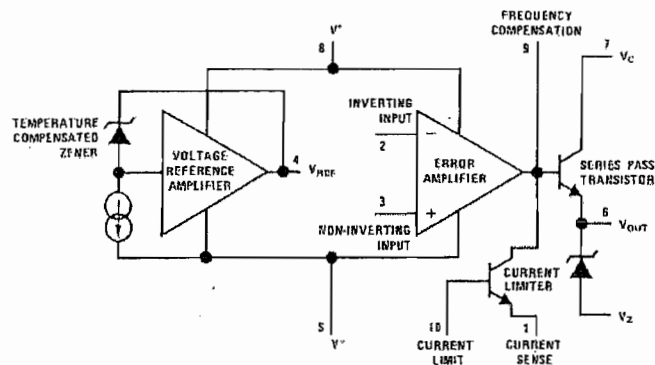
En un circuito electrónico hemos encontrado el siguiente circuito en la entrada de alimentación, detallado en la siguiente figura.



A partir de este esquema, y sabiendo que $V_{IN} = 20V$, responda a las siguientes preguntas:

- 1) ¿Cuál es el valor de la tensión en V_{OUT} ?
- 2) Dibuje la función de transferencia del regulador, representando V_{OUT} en función de I_{OUT} .
- 3) Sobre la función de transferencia anterior, indique cuál es la máxima potencia que consume el transistor de paso.
- 4) Sabiendo que la potencia máxima que puede disipar el componente a 25°C de temperatura ambiente es de 800mW y que la máxima corriente que puede entregar es 150mA, modifique el esquema para dotarle de limitación de corriente con repliegue, y calcule los valores de las resistencias para que entregue la máxima corriente posible sin superar el límite de potencia.
- 5) Modifique el esquema anterior para que la tensión regulada sea de $V_{OUT} = 15V$.

NOTA: De las hojas de catálogo del fabricante hemos obtenido que:



PROBLEMA 5.-

Para el circuito de la Figura 1 se conocen los siguientes datos:

- $R_d = R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 190 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_g = 1 \text{ M}\Omega$, $C \rightarrow \infty$
- FET idénticos: $g_m = 2 \text{ m A/V}$, $r_{ds} = 30 \text{ k}\Omega$
- Transformador: $n = 2$

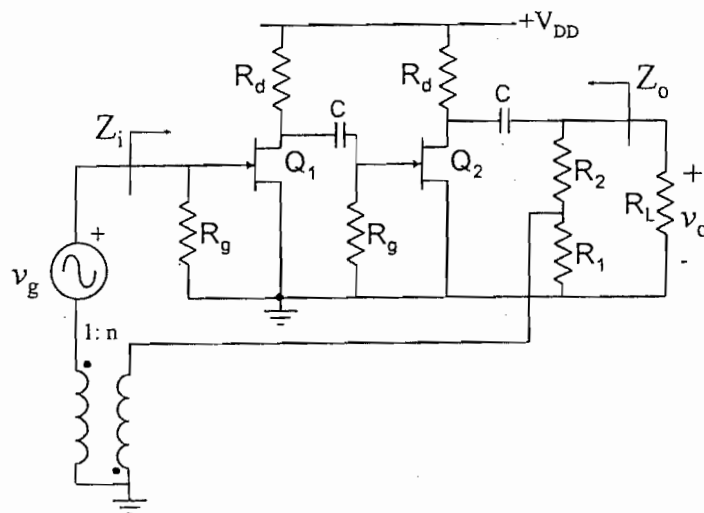


Figura 1

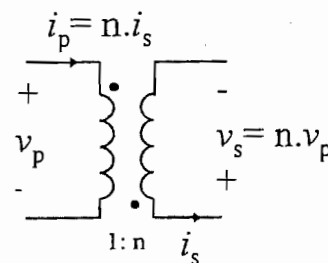


Figura 2

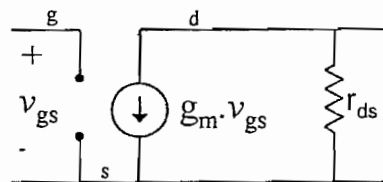
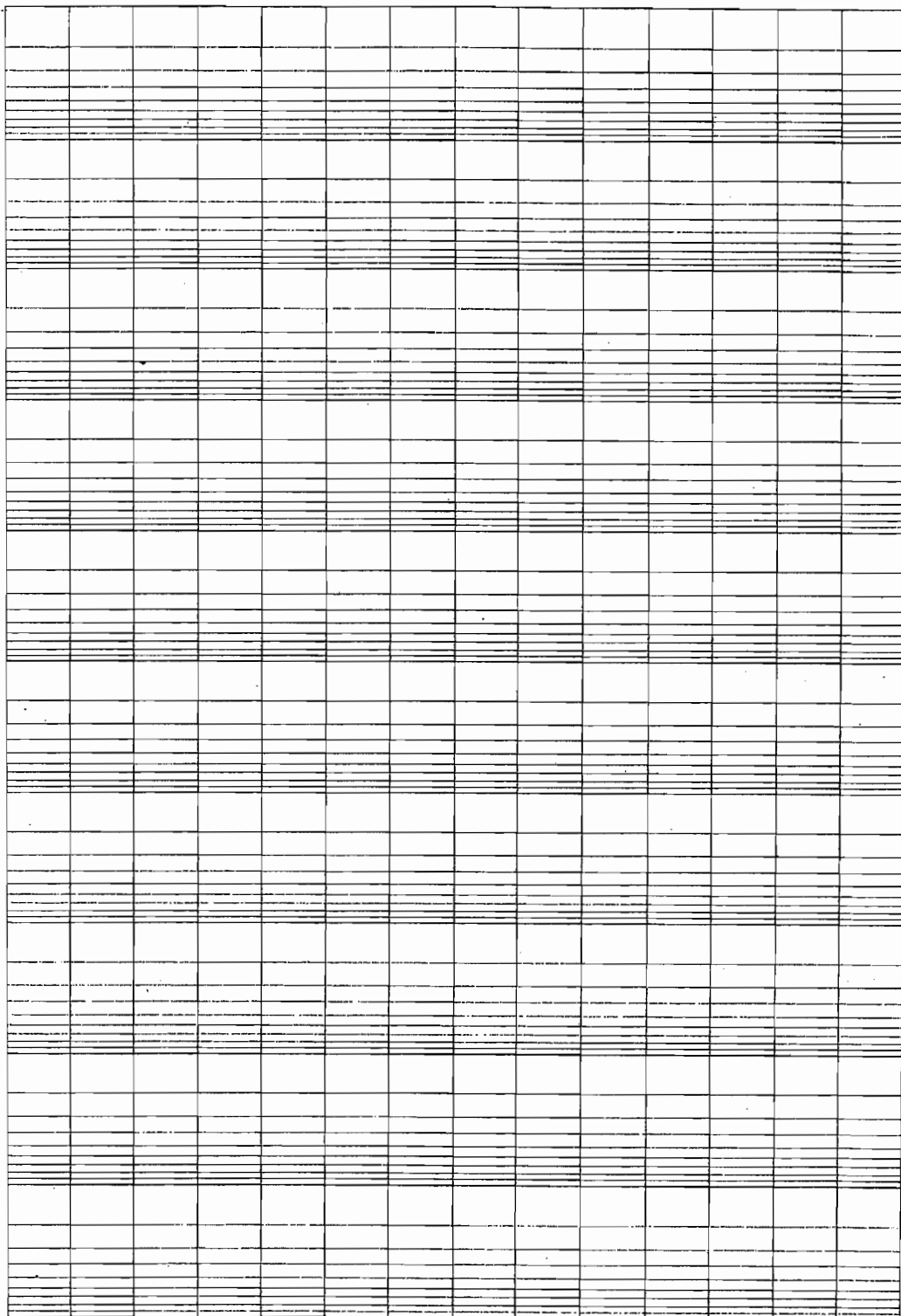


Figura 3

Considerando el transformador ideal (Figura 2) y el esquema equivalente en pequeña señal para el FET de la Figura 3, se pide:

1. Determinar el tipo de realimentación del circuito de la Figura 1. Determinar el cuadripolo que representa a la red de realimentación presente en el circuito (β), en función de sus parámetros privilegiados para el tipo de realimentación que se ha identificado.
2. Dibujar el esquema equivalente en pequeña señal que se utiliza para calcular la red A' (Red A considerando los efectos de carga).
3. Calcular la ganancia en bucle cerrado: $\frac{v_o}{v_g}$
4. Calcular la impedancia de entrada en bucle cerrado, Z_i
5. Calcular la impedancia de salida en bucle cerrado, Z_o



Solución: Problema 1. Febrero 2008

Examinación ordinaria: Electrónica II
Ingeniería Industrial.

① ($\frac{1}{3}$ de la puntuación total)

1 de 2

Dos polos en: $-\frac{1}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2}$

De acuerdo con el enunciado:

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2} = 1$$

$$\frac{\omega_0}{2Q} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{\omega_0}{Q} = 1$$

$$\text{Como } T(s) = \frac{as^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$= \frac{as^2}{s^2 + s + 1}$$

Siendo la ganancia de alta frecuencia de valor 1,

$$|T(s)| = a = 1$$

$$\begin{matrix} s \rightarrow \infty \\ (s=j\omega) \rightarrow \infty \end{matrix}$$

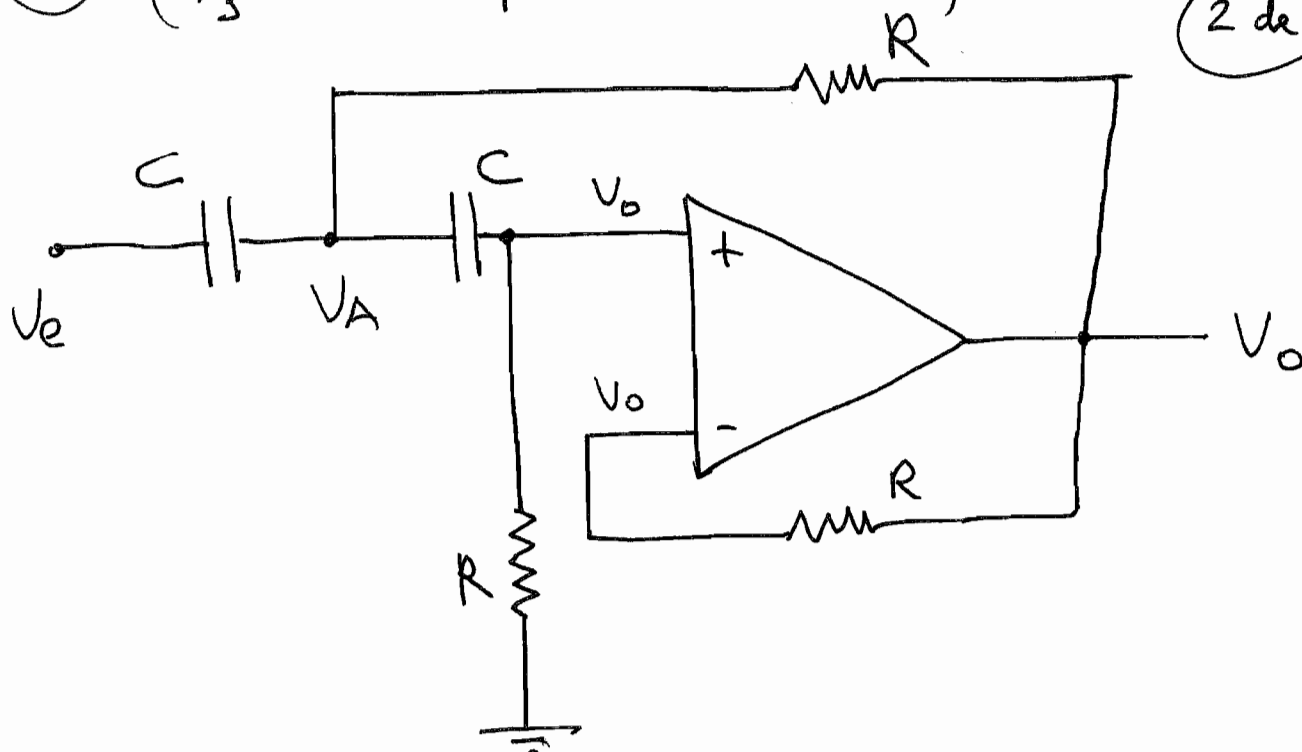
$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + s + 1}$$

② ($\frac{1}{3}$ de la puntuación total)

Se trata de un filtro pass alto.

③ $\left(\frac{1}{3} \text{ de la puntuación total}\right)$

2 de 2



El análisis se hace considerando el AO ideal.

$$\frac{V_e - V_A}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_A - V_o}{R} + \frac{V_A - V_o}{\frac{1}{sC}}$$

$$\frac{V_A - V_o}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_o}{R}$$

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{s^2 R^2 C^2}{s^2 R^2 C^2 + 2sRC + 1} = \frac{s^2 R^2 C^2}{(sRC + 1)^2}$$

Es un filtro paso alto que tiene dos polos reales. No coincide exactamente con la función de transferencia anterior.

Convocatoria Ordinaria: Electrónica II

Ingeniería Industrial

$$A_v(jf) = 10^9 \frac{jf(1+jf10^2)}{(1+jf10^4)(1+jf10^2)(1+jf10^{-3})(1+jf10^{-4})}$$

(f en MHz)

1) Cálculo de los ceros y los polos de la función de transferencia

La ecuación general expresada en términos de la frecuencia para polos y ceros, con un cero en el origen, es:

$$A(\omega)(jf) = K \frac{jf(1+j\frac{f}{f_{z2}})}{(1+j\frac{f}{f_{p1}})(1+j\frac{f}{f_{p2}})(1+j\frac{f}{f_{p3}})(1+j\frac{f}{f_{p4}})}$$

Donde $z_1 = 0$ Hz

$$z_2 \Rightarrow 10^{-2} = \frac{10^6}{f_{z2}} ; \boxed{f_{z2} = 10^8 \text{ Hz} = 100 \text{ MHz}}$$

$$p_1 \Rightarrow 10^4 = \frac{10^6}{f_{p1}} ; \boxed{f_{p1} = 10^2 \text{ Hz} = 100 \text{ Hz}}$$

$$p_2 \Rightarrow 10^2 = \frac{10^6}{f_{p2}} ; \boxed{f_{p2} = 10^4 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz}}$$

$$p_3 \Rightarrow 10^{-3} = \frac{10^6}{f_{p3}} ; \boxed{f_{p3} = 10^9 = 1 \text{ GHz}}$$

$$p_4 \Rightarrow 10^{-4} = \frac{10^6}{f_{p4}} ; \boxed{f_{p4} = 10^{10} = 10 \text{ GHz}}$$

Para dibujar el Bode, además necesitamos saber el valor de magnitud y fase en 0 Hz y en $+\infty\text{ Hz}$, así como la magnitud y fase entre los puntos donde estas cambian.

MÓDULO

límites

$$\lim_{f \rightarrow 0} |A_v| = \phi$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} \angle A_v = +90^\circ$$

$$\lim_{f \rightarrow +\infty} |A_v| = \phi$$

$$\lim_{f \rightarrow +\infty} \angle A_v = -180^\circ$$

Valores intermedios

① Entre P_1 y P_2 (100 Hz y 10 kHz) (Pendiente constante)

$$|A_v(jf(1\text{ kHz}))| = 10^9 \frac{j \cdot 10^{-3} (1 + j \cdot 10^{-5})}{(1 + j 10)(1 + j 10^{-1})(1 + j 10^{-6})(1 + j 10^7)}$$

(Sustituyo f por 10^{-3} MHz)

Ahora aproximamos

$$10^{-1} \ll 1$$

$$10^{-5} \ll 1$$

$$10^{-6} \ll 1$$

$$10^{-7} \ll 1$$

$$|A_v(jf(1\text{ kHz}))| \approx 10^9 \frac{j \cdot 10^{-3} \cdot 1}{j 10 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1} = 10^9 \cdot 10^{-4}$$

$$|A_v(jf(1\text{ kHz}))| = 10^5$$

② Entre Z_2 y P_3 (100 MHz y 1 GHz)

$$|A_v(jf(500\text{ MHz}))| = 10^9 \frac{j \cdot 500 (1 + j 5)}{(1 + j 5 \cdot 10^6)(1 + j 5 \cdot 10^9)(1 + j 5 \cdot 10^{-1})(1 + j 10^7)}$$

(Sustituyo f por 500 MHz)

$$(1 + j 5 \cdot 10^6)(1 + j 5 \cdot 10^9)(1 + j 5 \cdot 10^{-1})(1 + j 10^7)$$

Aproximado

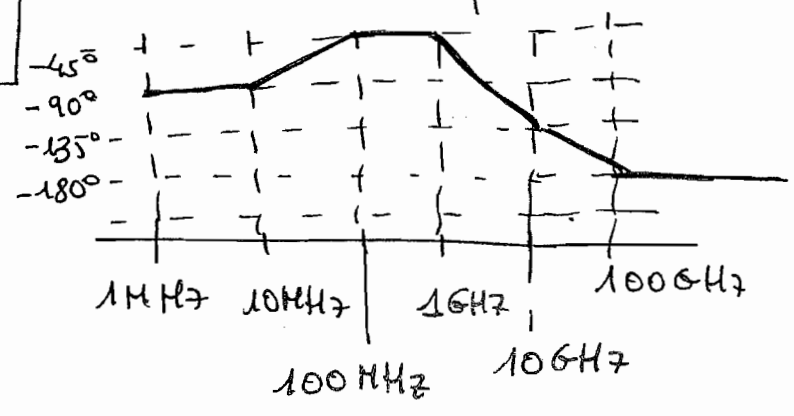
$$\boxed{|A_v(j\omega(500\text{MHz}))| \approx 10^9 \frac{j \cdot 5 \cdot 10^2 \cdot j \cdot 5}{j \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot j \cdot 5 \cdot 10^4} = 10^9 \frac{10^2}{10^{10}} = \underline{\underline{10}}}$$

FASE

Conociendo la fase inicial (90° en 0Hz) se pueden calcular sus variaciones en los puntos críticos (polos y ceros)

- CERO 1: 0Hz (~~10Hz~~) 90°
 $+45^\circ/\text{dec}$
- POLO 1: 100Hz { 10Hz 90°
 1kHz 0°
 $-45^\circ/\text{dec}$
- POLO 2: 10kHz { 1kHz 0°
 10kHz -90°
 $-45^\circ/\text{dec}$
- CERO 2: 100MHz { 10MHz -90°
 100Hz (0°) }
 $+45^\circ/\text{dec}$
- POLO 3: 1GHz { 100MHz
 10GHz
 $-45^\circ/\text{dec}$
- POLO 4: 10GHz { 1GHz
 100GHz
 $-45^\circ/\text{dec}$

El solape hace que se anulen o se sumen las pendientes



2)

Diagrama de Bode

$|A|$

100dB

80dB

60dB

40dB

20dB

0dB

-20dB

-40dB

10Hz

100Hz

1KHz

10KHz

100KHz

1MHz

10MHz

100MHz

1GHz

10GHz

100GHz

$Z_1: \phi_{H1}$

P_1

P_2

Z_2

P_3

P_4

G

β para $H_F = 90^\circ$

-135°

-90°

-45°

0°

+45°

+90°

$\angle A$

FASE

β para H_0

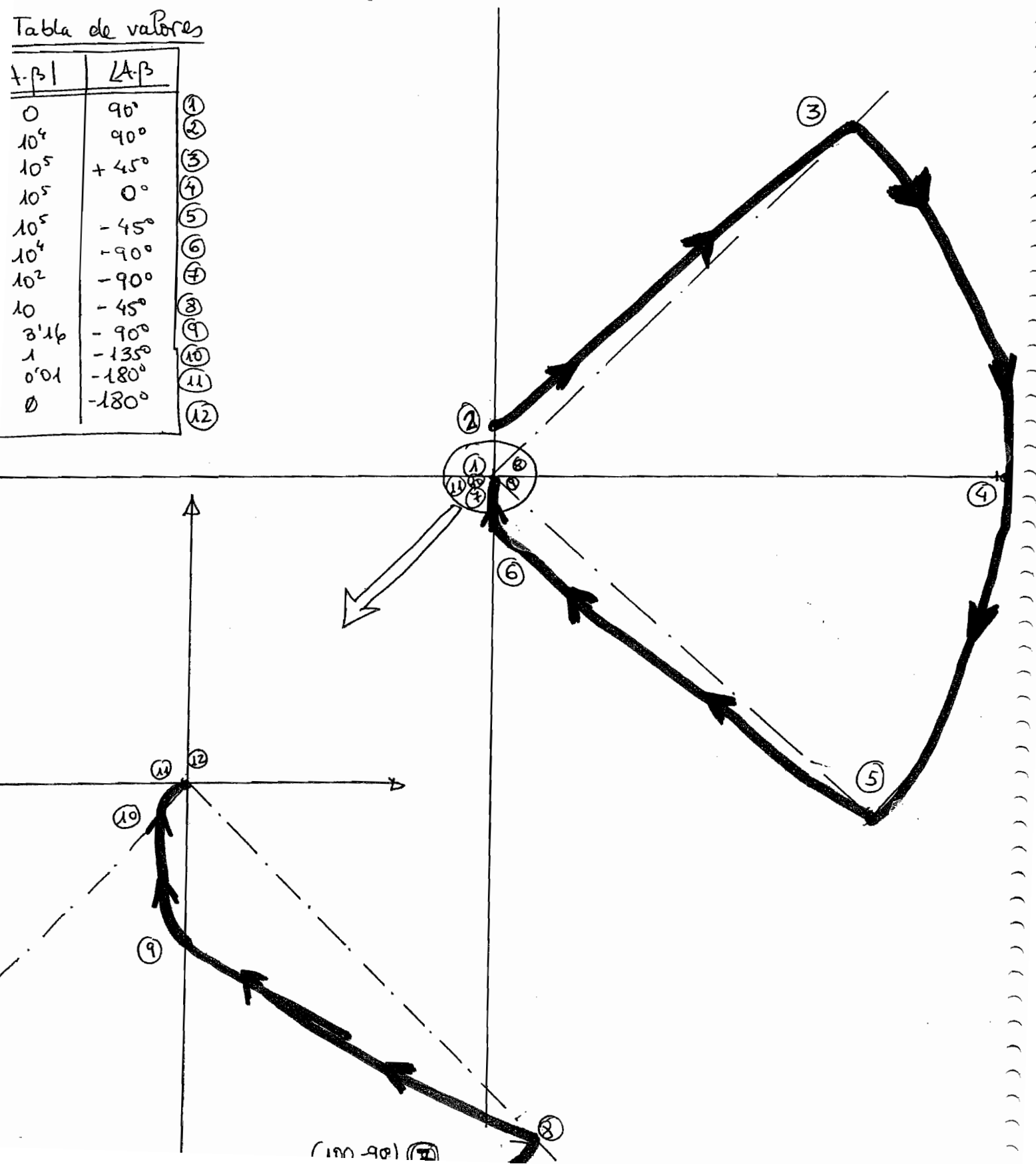
Módulo

Diagrama de Nyquist (Módulo - fase) de la ganancia de lazo $A\beta$ para ver la estabilidad del sistema realimentado.

Si $A\beta = 1$ a alguna frecuencia, el sistema realimentado es inestable a esa frecuencia

Tabla de valores

$ A\beta $	$\angle A\beta$	
0	90°	①
10^4	90°	②
10^5	$+45^\circ$	③
10^5	0°	④
10^5	-45°	⑤
10^4	-90°	⑥
10^2	-90°	⑦
10	-45°	⑧
3.16	-90°	⑨
1	-135°	⑩
0.01	-180°	⑪
0	-180°	⑫



(3) La configuración como seguidor de tensión implica una ganancia del sistema igual a 1 en módulo. Eso se consigue con $\beta = 1$:

$$G = \frac{A}{1+A\cdot\beta} \quad ; \quad \text{si } \beta=1 \Rightarrow G = \frac{A}{1+A} \approx 1$$

para $A \gg 1$

La estabilidad en este caso se puede estudiar en el diagrama de Nyquist trazado en el apartado anterior. La condición que se impone para sistema estable es que dicho diagrama no envuelva al punto $(-1, 0)$. En este caso, para $\beta=1$, el punto citado queda a la izqda del dibujo y por tanto el sistema realimentado como seguidor de tensión es estable.

(4) La estabilidad de un sistema realimentado depende del valor de β . Debe asegurarse que la ganancia de lazo no valga $\boxed{A\cdot\beta = -1}$ para todo el rango de frecuencias.

En este caso se ha observado que para $\beta=1$ el sistema analizado es estable, pero habrá otros valores de β para los que NO lo sea.

El margen de ganancia viene dado por la distancia (en dB) ^{en módulo} (7)
que hay del punto $(-1, 0)$ a $A \cdot \beta$ con fase -180° .

En este caso nos imponen $MG = 10 \text{ dB}$ ($A \cdot \beta = -10 \text{ dB}$ en $\angle A \cdot \beta = 180^\circ$)

Cuando $\angle A = 180^\circ$ $|A| = -40 \text{ dB}$, como $\angle \beta = 0^\circ$ podemos
averiguar cuánto tiene que valer β en el diagrama
de Bode, trazando una vertical en la 1ª frecuencia
a la que $\angle A = 180^\circ$ y midiendo la distancia desde $|A|$
a -10 dB .

En este caso $\beta = 30 \text{ dB}$; este es el valor mínimo: $f = 100 \text{ kHz}$
Si la frecuencia es mayor, la fase sigue siendo -180° y β deberá ser
mayor

$$\beta = 10^{3/2} = 31'6$$

El margen de fase viene dado por la distancia (en $^\circ$)
que hay del punto $(-1, 0)$ a $A \cdot \beta$ con módulo 1

En este caso exigen $MF = 90^\circ$; por tanto, cuando $A \cdot \beta = 1$
la fase debe ser -90° (lo que falta al MF para llegar a -180°)

Como la fase de β es 0° , la fase de A vale -90° a frecuencia
 36 kHz (ahí es donde debemos tomar el MF pues es
donde estamos + cerca de la fase -180°)

Cuando $f = 36 \text{ kHz}$, $|A| = 10 \text{ dB}$. Por tanto β puede
valer -10 dB

$$\beta = 10^{-1/2} = 0'316$$

Como se puede observar el sistema no es estable para cualquier valor de β . Gráficamente se puede observar que es posible encontrar un valor de β que haga que $|A\beta|=1$ para $\angle A\beta = 180^\circ$, esto es un valor $1/\beta$ que corte a $|A|$ cuando tiene pendiente -40 dB/déc y $\angle A = -180^\circ$. Esto es, a partir de $f = 100\text{ GHz}$ $1/\beta = -40\text{ dB}$.

$$\beta = 40\text{ dB} \Rightarrow \boxed{\beta = 100}$$

Para valores de β mayores de 100 el sistema no es estable.

5) Si $\beta = 0.01$, sabemos que el sistema realimentado tiene

$$G = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

El ancho de banda de nuestro sistema es 100Hz - 10kHz
y en ese rango $|A| = 100 \text{ dB} \quad (10^5)$

$$G = \frac{10^5}{1 + 10^5 \cdot 10^{-2}} = \frac{10^5}{1 + 10^3} \approx 100 \Rightarrow \boxed{G = 40 \text{ dB}}$$

La ganancia se divide por 1000. Es decir, cae 60 dB.

En cuanto al ancho de banda, gráficamente se
obtiene $f_{ci}' = 0.1 \text{ Hz}$

$$f_{cs}' = 10 \text{ MHz}$$

$$\text{Analíticamente} \quad \boxed{f_{ci}'} = \frac{f_{ci}}{1 + A \cdot \beta} \approx \frac{f_{ci}}{10^3} = \frac{100}{10^3} = 0.1 \text{ Hz}$$

$$\boxed{f_{cs}'} = f_{cs} (1 + A \cdot \beta) \approx f_{cs} \cdot 10^3 = 10 \text{ kHz} \cdot 10^3 = 10 \text{ MHz}$$

Además, sabemos que $\boxed{BW \cdot G = \text{cte}}$

$$\begin{aligned} BW \text{ original} &\approx 10 \text{ kHz} \\ G \text{ original} &= 10^5 \\ G' &= 10^2 \end{aligned}$$

$$\left\{ \boxed{BW'} \approx \frac{10^5 \cdot 10^4}{10^2} = 10^7 \approx 10 \text{ MHz} \right.$$

Por tanto, al realimentar la ganancia disminuye y el ancho de banda aumenta.

⑥ Si queremos que la fase sea 0° en todo el rango de frecuencias (100-3500) Hz tenemos que ampliar el ancho de banda.

Para que la fase sea 0° en el rango pedido tenemos que mover los polos P_1 y P_2 una década a la izqda y a la dcha respectivamente de los valores 100 Hz y 3500 Hz.

Actualmente (sin realimentar) $f_{P1} = 100 \text{ Hz}$ y $f_{P2} = 10 \text{ kHz}$.
Por tanto, dividiendo por 10 (1 década) bastará para conseguir fase 0° .

Esta división por 10 se expresa analíticamente

$$f_{ci}' = \frac{f_{ci}}{10} = \frac{f_{ci}}{1+A\cdot\beta}$$

$$f_{cs}' = f_{cs} (10) = f_{cs} (1+A\cdot\beta)$$

$$1+A\cdot\beta = 10 \Rightarrow A\cdot\beta = 10$$

$$\text{Como } A = 10^5$$

$$\boxed{\beta = 10^{-4}}$$

Si β es mayor el ancho de banda aumentará más aún. Por tanto este valor de β es mínimo; por debajo del cual no se consigue el objetivo pedido.

$$\text{Con esta } \beta \quad G = \frac{A}{1+A\beta} \approx \frac{10^5}{10^4} = 10 \Rightarrow \underline{\underline{3'16 \text{ dB}}}$$



ASIGNATURA ELECTRÓNICA II

FECHA 01/02/2008

APELLIDOS DEL ALUMNO SOL. EXAMEN

NOMBRE DEL ALUMNO PROBLEMA 3

CURSO 4º GRUPO TITULACIÓN ING. INDUSTRIAL

1) Ganancia de lazo:

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{V_{o2}}{V_{o1}} \cdot \frac{V_{o1}}{V_{o1}}$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{-j\omega \frac{1}{R_1 C_2}}{-\omega^2 + j\omega \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (\text{enunciado})$$

Donde $R_1 = R_3 = R$; $C_1 = C_2 = C$:

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{-j\omega \frac{1}{RC}}{-\omega^2 + j\omega \frac{2}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} \left(1 + \frac{R}{R_2} \right)}$$

Por otro lado:

$$\frac{V_{o1}}{V_{o1}'} = \frac{R_5 // Z_D}{R_4}$$

0,5

$$Z = R_6 + Z_D$$

La resistencia dinámica de los diodos

La ganancia de lazo queda:

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}'} = \frac{R_5 // Z_D}{R_4} \cdot \frac{j\omega \frac{1}{RC}}{-\omega^2 + j\omega \frac{2}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} \left(1 + \frac{R}{R_2} \right)}$$

0,5

CONDICIÓN DE FASE:

$$\varphi_{\frac{V_{o2}}{V_{o1}}} = 0 \Rightarrow -\omega_0^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \left(1 + \frac{R}{R_2}\right) = 0 \Rightarrow 0,5$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{1 + \frac{R}{R_2}} \approx \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{R}{R_2}}$$

$$\frac{R}{R_2} \gg 1$$

$$f_0 = \frac{1}{RC \cdot 2\pi} \sqrt{\frac{R}{R_2}} = 2060 \text{ Hz} \approx 2 \text{ KHz}$$

2) La red formada por R_6 , D_1 y D_2 constituye el control de amplitud del oscilador.

En el arranque ($t=0$) $V_{o1} = 0$, con lo que los diodos están en corte ($I_D = 0$) y

$$\frac{V_{o1}}{V_{o1}'} = \frac{-R_5}{R_4} \Rightarrow \left| \frac{V_{o2}}{V_{o2}'} \right|_{\omega=\omega_0} > 1$$

Una vez que el oscilador ha arrancado, al ir aumentando V_{o1} , va aumentando la corriente por los diodos (D_1 conduce en los semiciclos negativos de V_{o1} y D_2 en los positivos). Al aumentar la corriente por los diodos, R_D va disminuyendo, con lo que Z_D , en paralelo con R_5 disminuye y

$$\frac{V_{o1}}{V_{o1}'} = \frac{-R_5 // Z_D}{R_4} \text{ va disminuyendo hasta que } \left| \frac{V_{o2}}{V_{o2}'} \right|_{\omega=\omega_0} = 1$$

2



ASIGNATURA ELECTRÓNICA II FECHA 01/02/2008
APELLIDOS DEL ALUMNO SOL. EXAMEN
NOMBRE DEL ALUMNO PROBLEMA 3
CURSO 4º GRUPO TITULACIÓN ING. INDUSTRIAL

3) Ganancia de largo a $\omega = \omega_0$

$$\frac{V_{o2}}{V_{o2}'} = \frac{j\omega \frac{1}{RC}}{j\omega \frac{2}{RC}} \cdot \frac{R_5 // Z_D}{R_4} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_5 // Z_D}{R_4} \quad 0,5$$

Para que el oscilador arranque:

$$T = 0 \Rightarrow V_{o1} = 0 \Rightarrow R_D \rightarrow \infty \Rightarrow Z_D \rightarrow \infty \Rightarrow \frac{V_{o2}}{V_{o2}'} = \frac{1}{2} \frac{R_5}{R_4} > 1$$
$$\Rightarrow R_5 > 2R_4 \quad 0,5$$

Los valores nominales de $R_5 = 10\text{K}\Omega$ y $R_4 = 4,7\text{K}\Omega$ cumplen esta condición.

Aplicando las tolerancias de R_5 y R_4 en el peor caso (para garantizar el arranque):

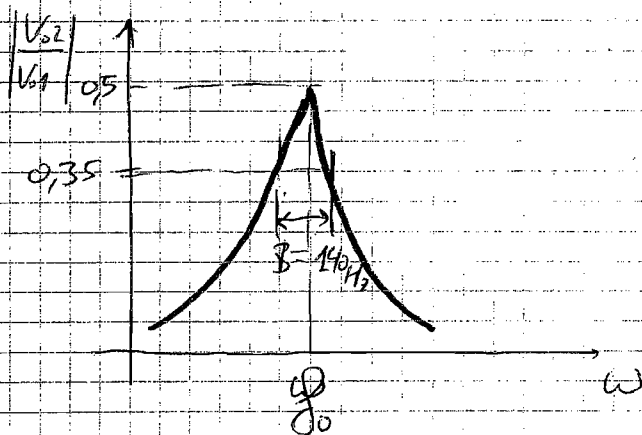
$$10\text{K}\Omega (1 + T_{OL}) > 2 \times 4,7\text{K}\Omega (1 + T_{OL}) \Rightarrow$$

$$1,064 (1 - T_{OL}) > (1 + T_{OL}) \Rightarrow 1,064 - 1 > 2 T_{OL} \Rightarrow$$

$$T_{OL} < \frac{1,064 - 1}{2} = 0,032 \Rightarrow T_{OL \text{ MAX}} = 3\%$$

(El valor comercial más próximo sería el 2%).

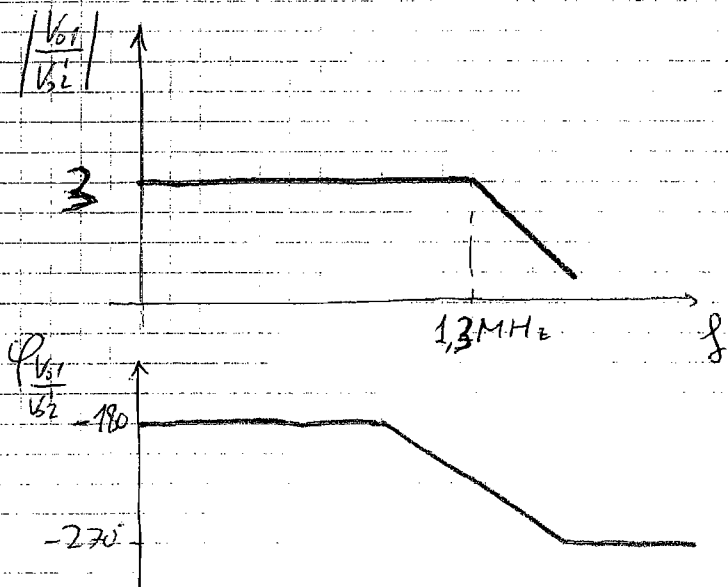
- 4) Dado que el circuito de control de amplitud no es perfecto, la señal en V_{o1} estará distorsionada, con presencia de distintos armónicos de f_o . Después de pasar por el filtro paso de banda, estos armónicos de f_o se habrán atenuado, por lo que en V_{o2} es esperable que la señal tenga menor distorsión.



5) $G \times BW_{A01} = 4 \text{ MHz}$;

Como para el mantenimiento de las oscilaciones es necesario $\left| \frac{V_{o1}}{V_{o2}'} \right| = \frac{R_5/R_2}{R_4} = 3$

$\Rightarrow G = 3 \Rightarrow f_{os} = 1.3 \text{ MHz}$ 1



Para que $\phi_{\frac{V_{o1}}{V_{o2}'}} = -180^\circ$ como hemos asumido en todo lo anterior, $f_{osc} < 0.13 \text{ MHz}$

$f_{osc \text{ MAX}} = 130 \text{ KHz}$

1

7/7

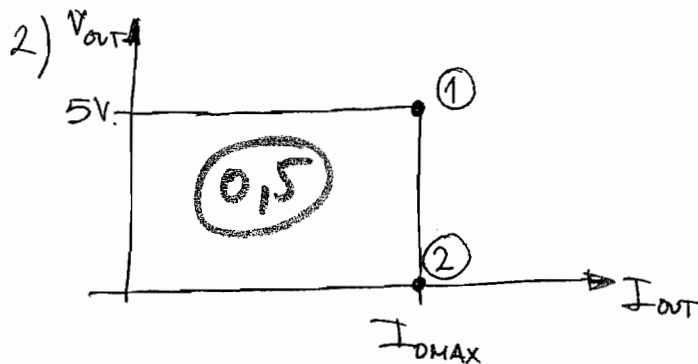
PROBLEMA (4)

0,5

0,5

$$1) V_{OUT} = V_- = V_+ = V_{REF} \frac{4,7}{4,7 + 2} = 5,005 \text{ V.}$$

$V_{REF} = 7,15$ en el LM723



$$I_{0MAX} = \frac{V_{BE}}{20\Omega}$$

└──┘	35 mA	($V_{BE} = 0,7$)	0,5
	30 mA	($V_{BE} = 0,6$)	

$$3) P_{Q1} = (V_{IN} - V_{OUT}) I_{OUT} \quad (\text{Potencia consumida en TRT paso})$$

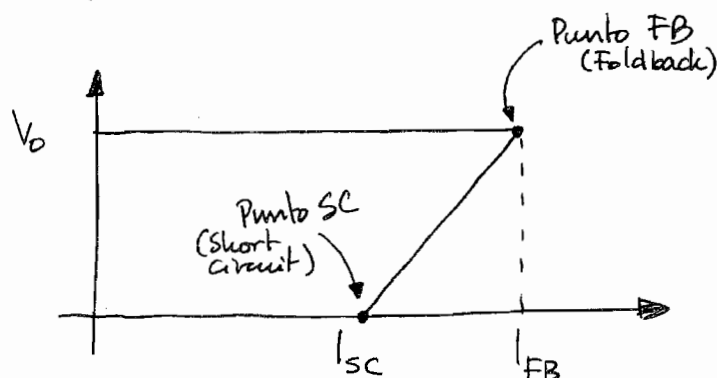
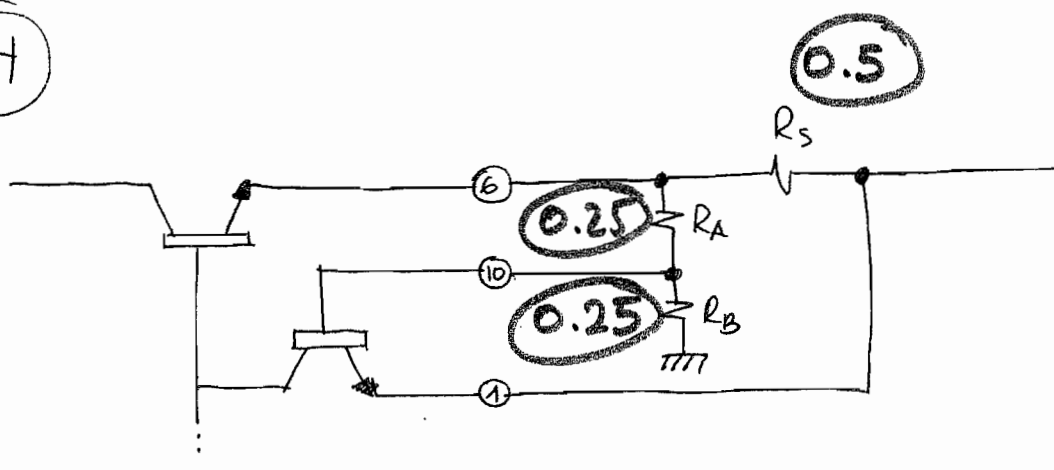
$$P_1 = (20 - 5) \times 0,035 = 525 \text{ mW}$$

$$P_2 = 20 \times 0,035 = 700 \text{ mW}$$

$$P_{QMAX} = 700 \text{ mW}$$

1

4



cálculo de valores max. permitidos.

Punto FB $P_{FB} = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{FB}$

Límite de potencia $0,8 = (20 - 5) I_{FB}$

$I_{FB} = 53 \text{ mA}$ 0.5

Límite de corriente

$P_{MAX} = (20 - 5) 150 \text{ mA}$

0.5 $P_{MAX} = 2,25 \text{ W} > P_{MAX \text{ LM723}}$

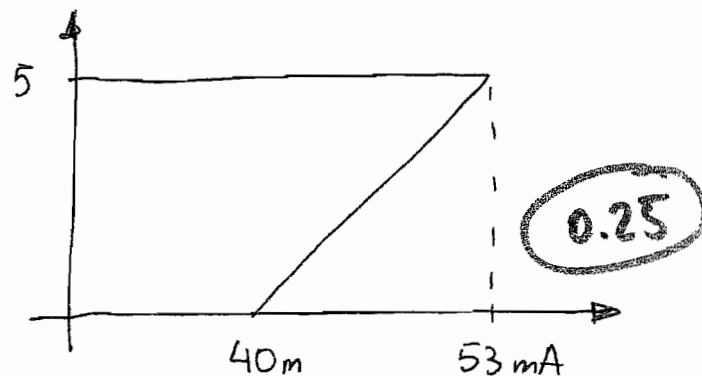
Punto FB limitado por potencia a 53mA

Punto SC $P_{sc} = V_{IN} \cdot I_{sc}$

Limite de potencia $0,8 = 20 I_{sc}$

$I_{sc} = 40 \text{ mA}$ **0.5**

Luego debemos implementar la función de transferencia



$$I_{FB} = V_0 \frac{R_3}{R_4 R_{sc}} + V_{BE} \frac{R_3 + R_4}{R_4 R_{sc}}$$

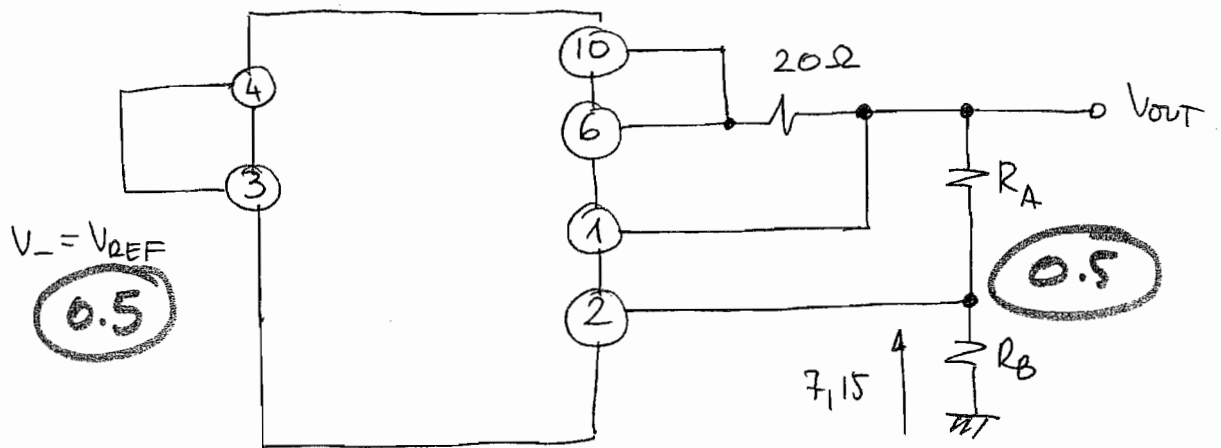
$$I_{sc} = \frac{V_{BE}}{R_{sc}} \left(\frac{R_3 + R_4}{R_4} \right)$$

$R_{sc} = 18,33$

$R_4 = 20,97 R_3$

0.25

5) Ahora, como $V_{OUT} > V_{REF}$, hay que dividir la tensión de salida, de tal forma que

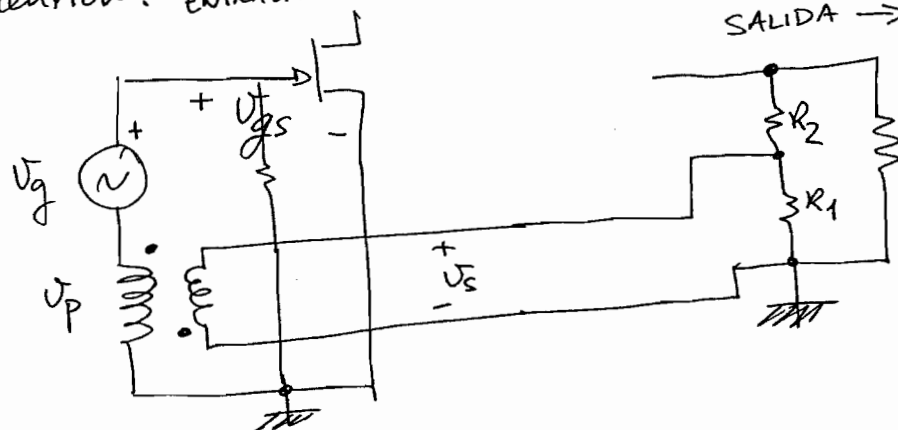


$$V_{OUT} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} = V_{REF}$$

SOLUCIÓN

Apartado 1

Se trata de una realimentación serie-paralelo o tensión-tensión: ENTRADA



a través de R_2 y R_1 se realimenta la tensión de salida V_o . (1). Esta tensión se le resta a la del generador, gracias a (2)

En la entrada comparo tensiones:

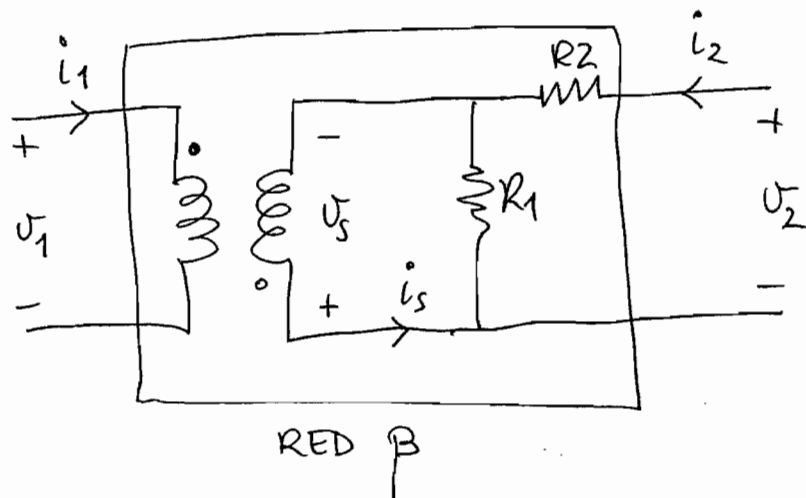
$$\left. \begin{aligned} V_g + V_p &= V_{gs} \\ (1) \quad V_s &= V_o \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} \\ (2) \quad V_p &= -\frac{1}{n} \cdot V_s \end{aligned} \right\} \text{por tanto } V_g - \frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot V_o = V_{gs} \quad (3)$$

cte. $\downarrow$ tensión de salida
 $\uparrow$ entrada al amplificador

El transformador debido a la conexión de los terminales correspondientes logra que una parte de la tensión de salida se reste a la de entrada (3). Esta es la definición de la realimentación negativa, topología tensión-tensión.

- El cuadripolo β está formado por el divisor resistivo R_1 - R_2 y el transformador:

P5-2



- Ya que la realimentación es $V-V$, los parámetros privilegiados son los h .

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

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{cases}$$

$$i_S = \frac{v_S}{(R_1 \parallel R_2)} ; i_1 = n \cdot i_S = \frac{v_S \cdot n}{(R_1 \parallel R_2)}$$

$$v_S = v_1 \cdot n ; i_1 = \frac{v_1 \cdot n^2}{(R_1 \parallel R_2)}$$

por tanto $h_{11} = \frac{(R_1 \parallel R_2)}{n^2}$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

$$v_S = -v_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} ; v_1 = v_S \cdot \frac{1}{n}$$

por tanto: $v_1 = -\frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_2$

y de aquí $h_{12} = \beta = -\frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

De la malla de entrada se tiene

$$v_{gs} = v_g + v_p = v_g - \frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \quad \text{o bien:}$$

$v_g = v_o$ $\Rightarrow v_o = v_o - \frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o$ $\Rightarrow$ $\frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o = 0$ $\Rightarrow$ $v_o = 0$

de un circuito con realimentación de tensión o comparación de tensión en la entrada. El hecho de que β_v sea negativa es lo que consigue que la realimentación sea negativa, y la expresión en bucle cerrado:

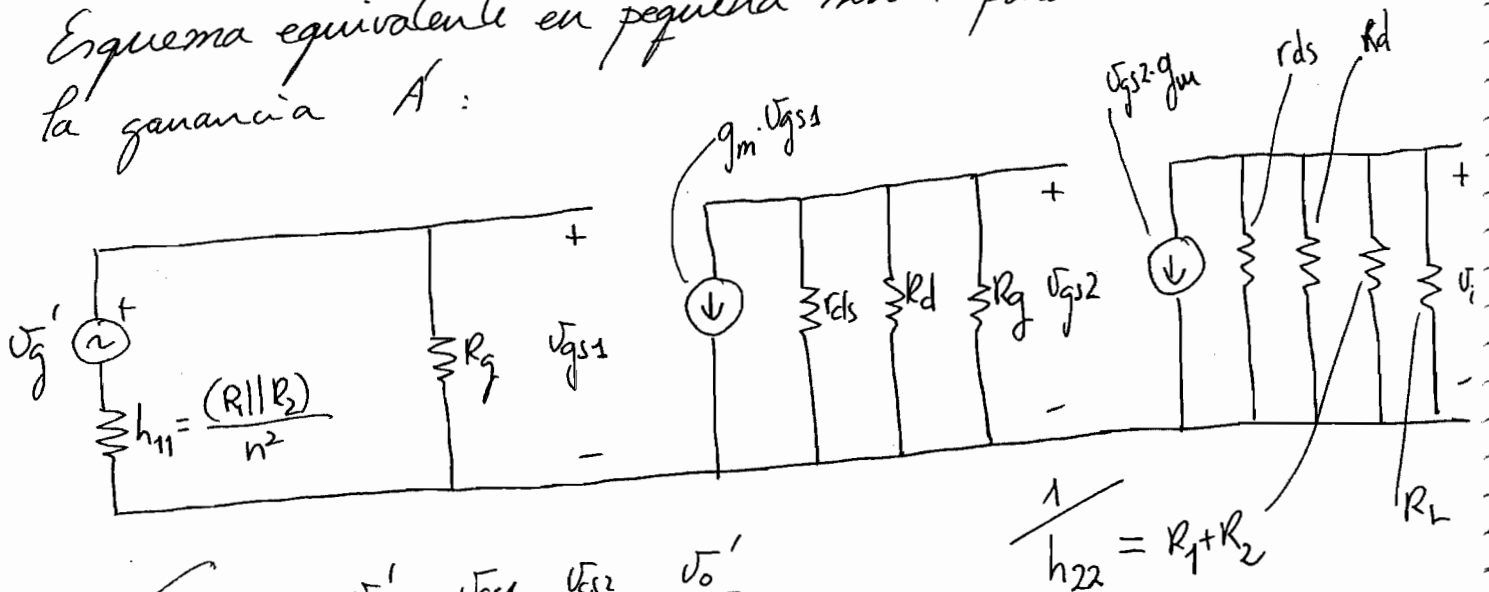
$$G_v = \frac{A_r}{1 + A_r \cdot \beta_v}$$

$$i_1 = 0 \Rightarrow i_s = 0 \Rightarrow \frac{i_2}{v_2} = \frac{1}{R_1 + R_2} = h_{22}$$

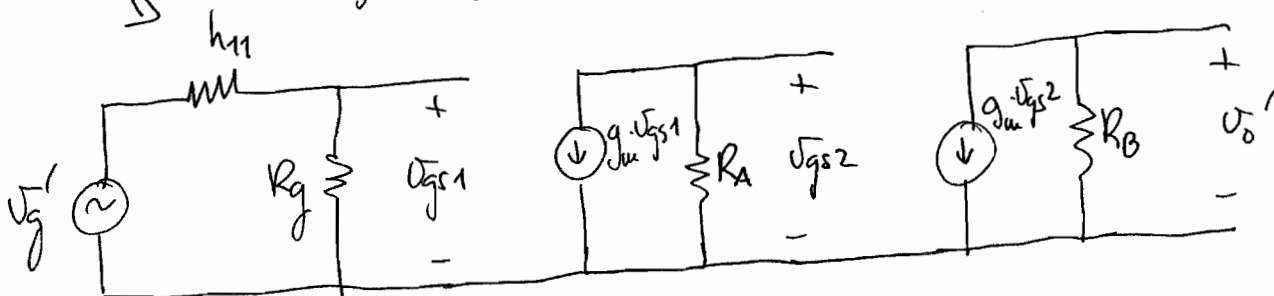
$$h_{22} = \frac{i_2}{v_2} \Big|_{i_1=0}$$

Apartado 2

Esquema equivalente en pequeña señal para el cálculo de la ganancia A :



$$A' = \frac{v_o'}{v_g'} = \frac{v_{gs1}}{v_g'} \cdot \frac{v_{gs2}}{v_{gs1}} \cdot \frac{v_o'}{v_{gs2}}$$



donde

$$R_A = r_{ds} \parallel R_d \parallel R_g \simeq R_d = 2 \text{ k}\Omega \quad (\text{exacto } 1.88 \text{ k}\Omega)$$

$$R_B = r_{ds} \parallel R_d \parallel (R_1 + R_2) \parallel R_g \simeq R_d \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

Apartado 3

Por tanto ~~$A' = -g_m \cdot R_A \simeq (-g_m) \cdot R_B$~~

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_{gs1}}{v_g'} &= \frac{R_g}{h_{11} + R_g} \simeq 1 \\ \frac{v_{gs2}}{v_{gs1}} &= -g_m \cdot R_A \\ \frac{v_g'}{v_{gs2}} &= -g_m \cdot R_B \end{aligned} \right\} A' \simeq g_m^2 \cdot R_A \cdot R_B = 8 \text{ V/V}$$

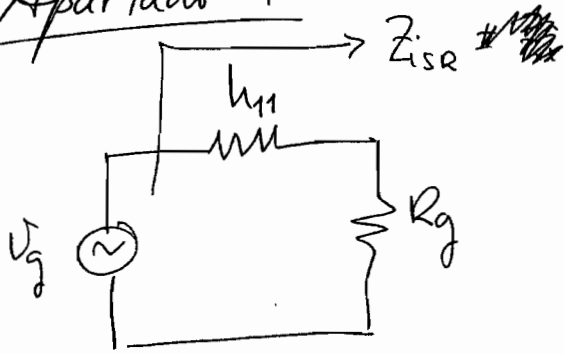
La ganancia en bucle cerrado

$$G = \frac{v_o}{v_g} = \frac{A'}{1 + A' |h_{12}|} = \frac{A'}{1 + A' \beta_v} = \frac{8}{1 + 8 \cdot 0.025} = \underline{\underline{6.67}}$$

$$|h_{12}| = \beta_v = \frac{1}{n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{10}{10 + 190} = 0.025$$

Apartado 4

P5-5

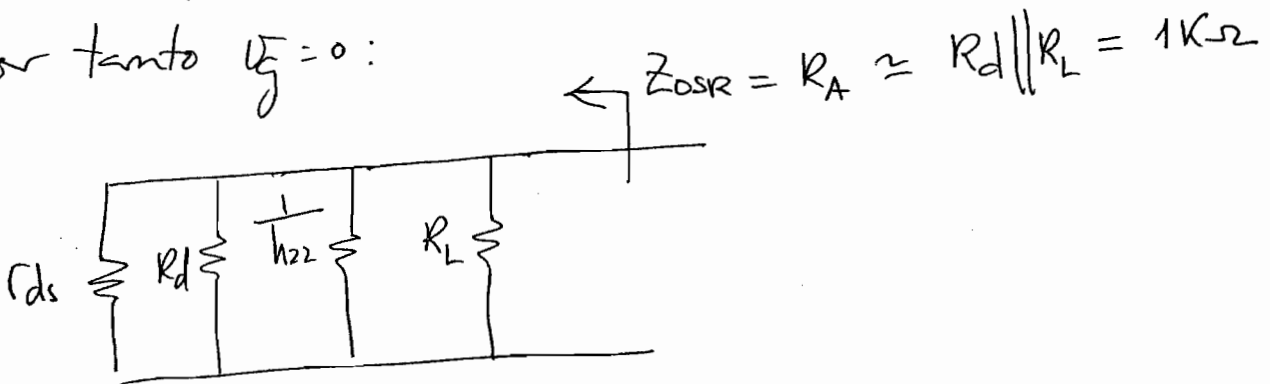


$$Z_{ISR} = h_{11} + R_g \approx R_g = 1 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{ICR} = Z_{ISR} (1 + A' \beta_r) = 1 \text{ M}\Omega \cdot 1.2 = \underline{\underline{1.2 \text{ M}\Omega}}$$

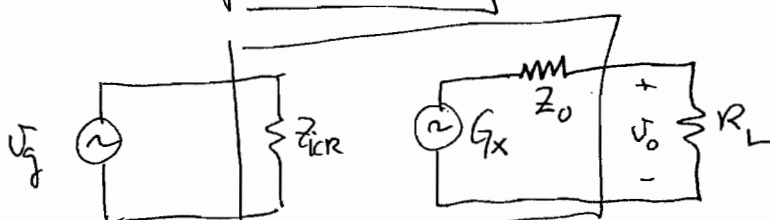
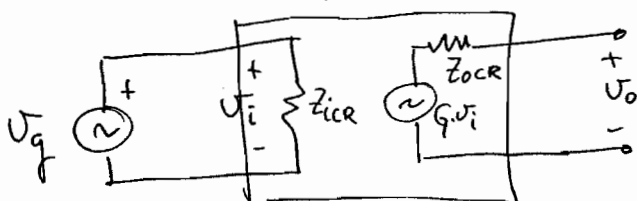
Apartado 5

El esquema del apartado 2 se convierte en el siguiente, al tener en cuenta que para el cálculo de Z_{OSR} , se anulan las fuentes de tensión independientes, por tanto $V_g = 0$:



$$Z_{OSR} = \frac{Z_{OSR}}{1 + A' \beta_r} = \frac{1 \text{ K}\Omega}{1.2} = 0.833 \text{ K}\Omega$$

Ahora bien $Z_{OCR} \neq Z_0$ (enunciado). Estos dos esquemas han de ser equivalentes:



$$Z_{OCR} = Z_0 \parallel R_L \text{ y de aquí}$$

$$Z_0 = \frac{Z_{OCR} \cdot R_L}{R_L - Z_{OCR}}$$

$$Z_0 = \frac{0.833 \text{ K}\Omega \cdot 1 \text{ K}\Omega}{2 \text{ K}\Omega - 0.833 \text{ K}\Omega} = \underline{\underline{0.71 \text{ K}\Omega}}$$