

PERIDO DE EXÁMENES EXTRAORDINARIO, SEPTIEMBRE

CURSO ACADÉMICO 2008 – 2009

ELECTRÓNICA II

INGENIERÍA INDUSTRIAL, CUARTO CURSO

1 de septiembre de 2009

Duración: cuatro horas

- Entregue cada problema en un juego de hojas separado
 - **Escriba su nombre en la hoja de Bode**
- 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)

El circuito de la figura 1 representa un filtro activo.

Se pide:

- 1) Obtenga la función de transferencia del filtro, como una expresión que dependa genéricamente de K , R , C y R_f . $6,4 - 10$
- 2) Indique qué tipo de filtro es (paso bajo, paso alto o paso banda). $0,9 - 10$
- 3) Obtenga la expresión de la frecuencia de corte. $1,8 - 10$
- 4) Dibuje el diagrama de Bode del filtro, para la ganancia de tensión, marcando claramente los puntos más significativos e indicando las pendientes de las líneas del diagrama asintótico. $0,9 - 10$

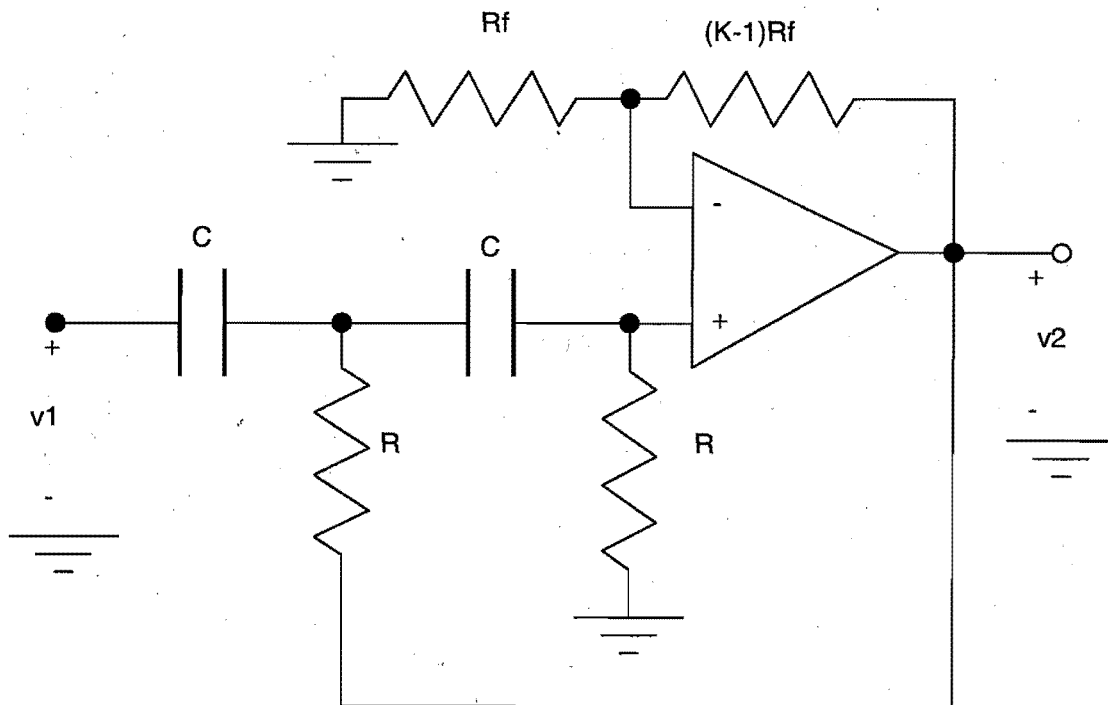


figura 1



Escuela Politécnica Superior

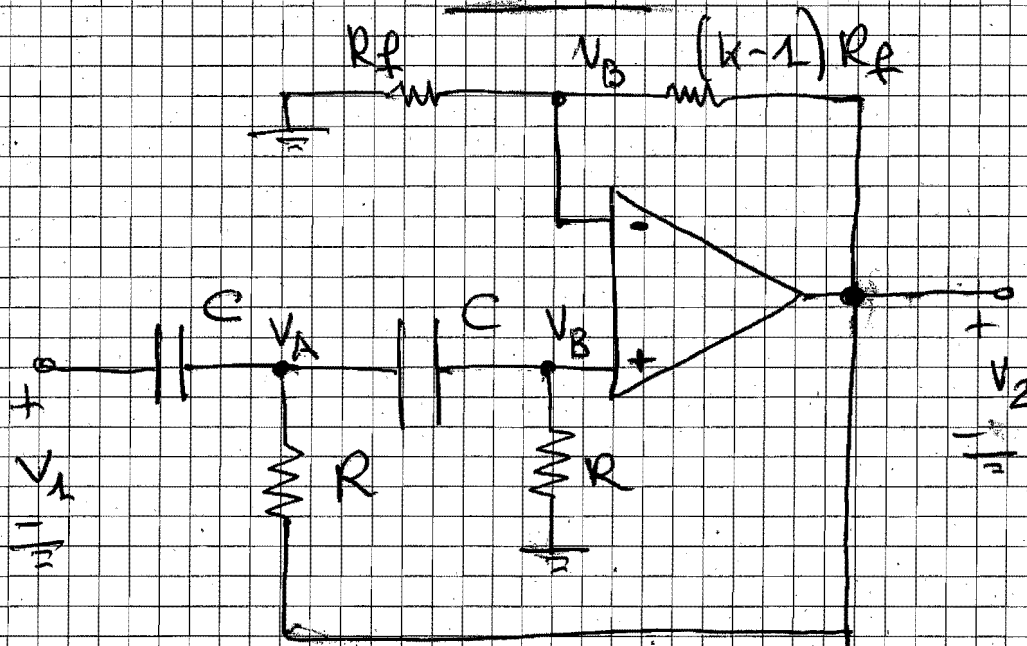
Asignatura ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno _____

Fecha 1-9-2009 Curso 4º

Grupo T9005

Problema 1 - Solución



1) Función de Transferencia: $6,4$ sobre 10

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_B} \cdot \frac{V_B}{V_A} \cdot \frac{V_A}{V_1}$$

$$1.1) \frac{V_B}{R_f} = \frac{V_2 - V_B}{(k-1)R_f}, \quad (k-1)R_f \cdot V_B = R_f \cdot V_2 - R_f \cdot V_B$$

$$kR_f V_B - R_f V_B + R_f V_B = R_f \cdot V_2$$

$$\frac{V_2}{V_B} = k$$



Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno _____

Fecha 1-9-2009

Curso 4º

Grupo TODOS

$$1.2) \frac{V_B}{R} = \frac{V_A - V_B}{\frac{1}{sC}}$$

$$\frac{V_B}{sC} = R(V_A - V_B)$$

$$V_B \left(\frac{1}{sC} + R \right) = R \cdot V_A$$

$$\boxed{\frac{V_B}{V_A} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{1 + sRC}}$$

$$1.3) \frac{V_1 - V_A}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_A - V_2}{R} + \frac{V_A - V_B}{\frac{1}{sC}}$$

$$V_2 = K \cdot V_B$$

$$V_B = \frac{sRC V_A}{1 + sRC}$$

$$V_2 = \frac{sKRC V_A}{1 + sRC}$$



Escuela Politécnica Superior

Asignatura

ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno

Fecha

1-9-2009

Curso

4.º

Grupo

TODOS

$$\frac{V_L - V_A}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_A - \frac{sKRC V_A}{1+sRC}}{R} + \frac{V_A - \frac{sRC V_A}{1+sRC}}{\frac{1}{sC}}$$

$$sRC(V_L - V_A) = V_A - \frac{sKRC V_A}{1+sRC} + sRC\left(V_A - \frac{sRC V_A}{1+sRC}\right)$$

$$sRC V_L = sRC V_A + V_A \left[1 - \frac{sKRC}{1+sRC}\right] + sRC V_A \left[1 - \frac{sRC}{1+sRC}\right]$$

$$sRC V_L = V_A \left[sRC + 1 - \frac{sKRC}{1+sRC} + sRC - \frac{s^2 R^2 C^2}{1+sRC} \right]$$

$$sRC(1+sRC) V_L = V_A \left[1 + 2sRC + s^2 R^2 C^2 - sKRC + sRC + \cancel{s^2 R^2 C^2} - \cancel{s^2 R^2 C^2} \right]$$
$$sRC(1+sRC) V_L = V_A \left[1 + (3-K)sRC + s^2 R^2 C^2 \right]$$

$$\frac{V_A}{V_L} = \frac{sRC(1+sRC)}{1 + (3-K)sRC + s^2 R^2 C^2}$$



Escuela Politécnica Superior

Asignatura

ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno

Fecha

1-9-2009

Curso

4º

Grupo

TODOS

$$1.4) \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_B} \cdot \frac{V_B}{V_A} \cdot \frac{V_A}{V_1}$$

$$= K \cdot \frac{SRC}{1+SRC} \cdot \frac{SRC(1+SRC)}{1+(3-K)SRC+S^2R^2C^2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = K \cdot \frac{S^2R^2C^2}{1+(3-K)SRC+S^2R^2C^2}$$

2) En bajas frecuencias ($\omega \rightarrow 0$) (0,9 sobre 10)
($s = j\omega \rightarrow 0$), $\frac{V_2}{V_1} \approx 0$

En altas frecuencias ($\omega \rightarrow \infty$)
($s = j\omega \rightarrow \infty$), $\frac{V_2}{V_1} = K$

Conclusión: FILTRO PASO ALTO



Escuela Politécnica Superior

Asignatura

ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno

Fecha

1-9-2007

Curso

4º

Grupo

TOAJS

3) Frecuencia de corte 1,8 sobre 10

Para calcular la frecuencia de corte, puede utilizarse la expresión general de un factor de segundo orden paso alto:

$$|T(s)| = \frac{a_2 s^2}{\omega_0^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + s^2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K s^2}{\frac{1}{R^2 C^2} + \frac{(3-K)}{RC} s + s^2}$$

De donde $\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$



Escuela Politécnica Superior

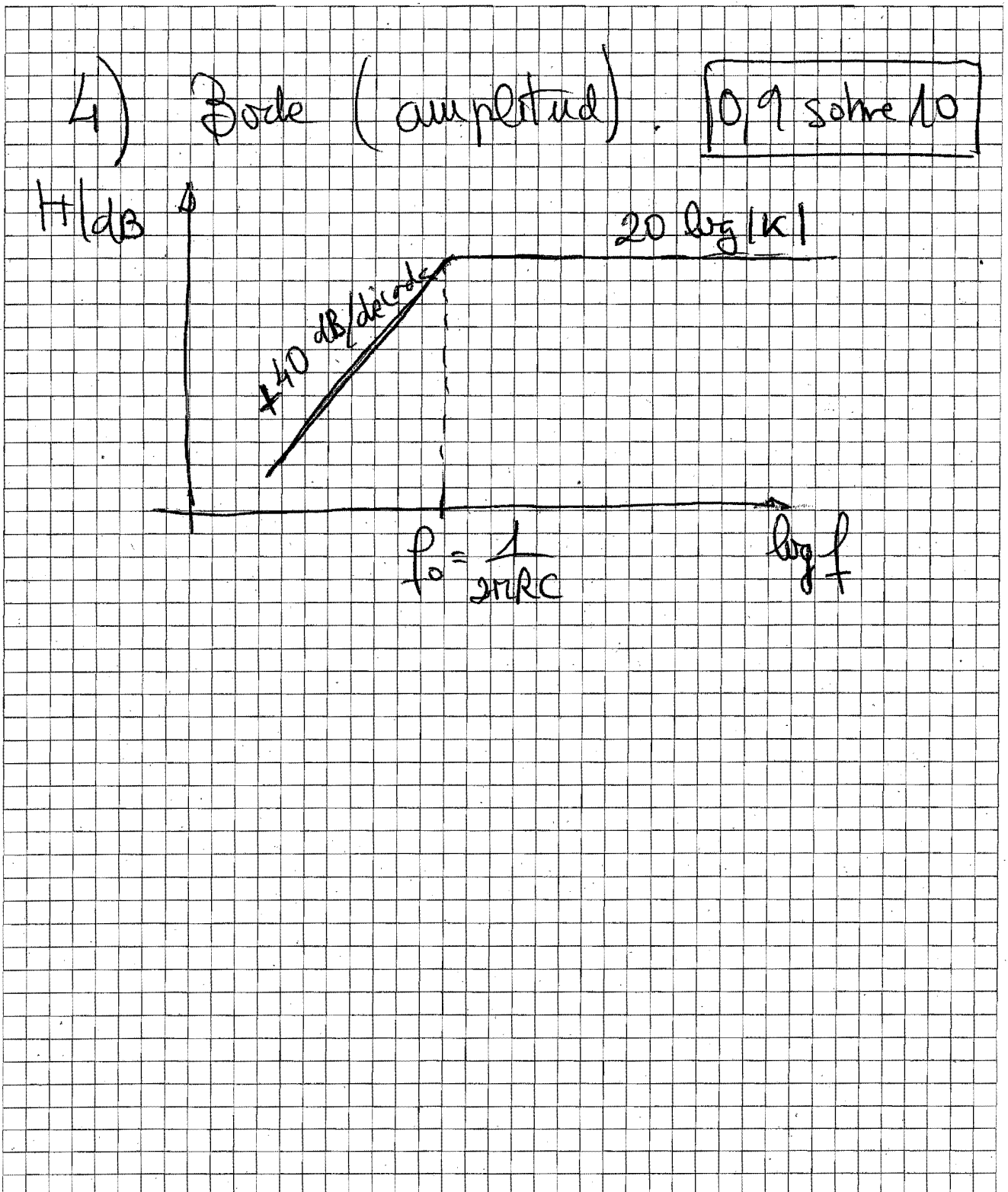
Asignatura ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno _____

Fecha 1-9-2009

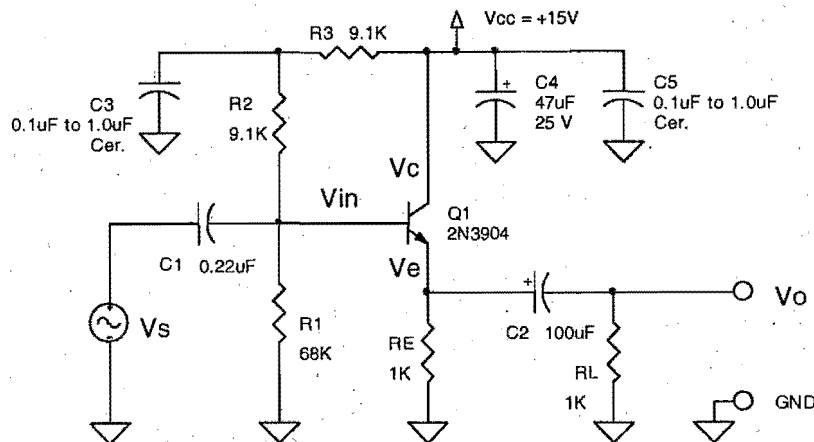
Curso 4º

Grupo TODOS



PROBLEMA 2 (2 puntos)

Considere el amplificador realimentado cuyo esquemático se presenta en la siguiente figura, que incluye un transistor BJT. Responda a las siguientes cuestiones.



1. Obtenga el punto de polarización DC del circuito.
2. ¿Cuál es la topología de realimentación? En base a su respuesta, ¿Cuáles son las unidades de los siguientes parámetros? Responda Amp/Amp, V/V, Amp/V o V/Amp
Ganancia en Lazo Abierto (A)
Ganancia en Lazo Cerrado (G)
Factor de realimentación (β)
3. Dibuje el esquemático de la red de realimentación, y calcule sus parámetros privilegiados (expresión y valor). ¿Cuál es el valor del factor de realimentación β ?
4. Dibuje el esquemático del amplificador básico, y calcule la ganancia A' del mismo, dando su expresión y valor.
5. Calcule la expresión de la ganancia del amplificador realimentado (G) en función de A' y β . Calcule su valor.
6. Calcule la impedancia de entrada del amplificador a frecuencias medias.
7. Calcule la impedancia de salida a frecuencias medias.

NOTA 1: Asuma que el transistor tiene un factor $\beta = 100$.

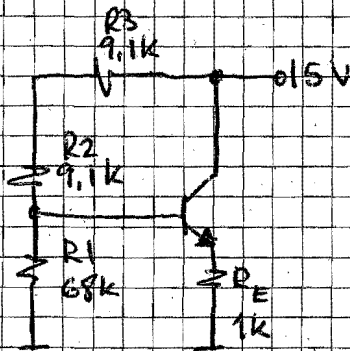
NOTA 2: Para todas las expresiones, obtenga la versión más simplificada que pueda.



12
12

① PUNTO DE TRABAJO

1.1 Asumiendo que $I_B \ll I_{R1}$, tenemos



$$I_{R1} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2 + R_3} = 0.17 \text{ mA}$$

$$V_B = I_{R1} \cdot R_1 = 11.83 \text{ V}$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E \Rightarrow I_E = 11.23 \text{ mA}$$

$$I_B \approx \frac{I_E}{\beta} = 0.112 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 3.87 \text{ V}$$

Como $I_B \approx I_{R1}$, tenemos que resolver el sistema de ecuaciones completo

$$15 = I_{23} (R_2 + R_3) + V_B$$

$$V_B = I_1 R_1$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_{23} = I_1 + I_B = I_1 + \frac{I_E}{\beta}$$

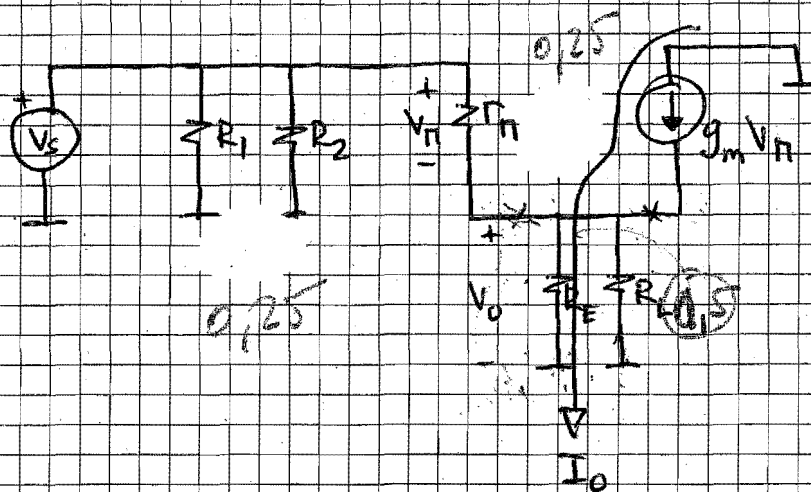
$$I_E = 9.67 \text{ mA}$$

$$I_B = 0.096 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 4.24 \text{ V}$$



2) Dibujamos el circuito en pequeña señal para identificar la topología, ~~sin sustituir~~
~~todavía~~



La topología es

① Realimentación serie: $V_E = V_{\pi} = V_S - V_o$

① Muestreo de corriente: $V_o = I_o \cdot (R_E \parallel R_L)$

Luego

$$[A] = \frac{\text{Amp}}{\text{Volt}}$$

$$[G] = \frac{I_o}{V_i} = \frac{\text{Amp}}{\text{Volt}}$$

$$[\beta] = \text{inverso} = \frac{\text{Volt}}{\text{Amp}}$$

$$0,33$$

$$0,33$$

$$0,33$$

①

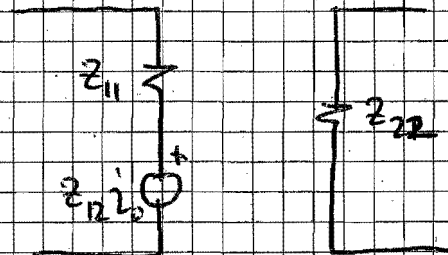


3

La red de realimentación es



El cuadripolo equivalente adecuado es



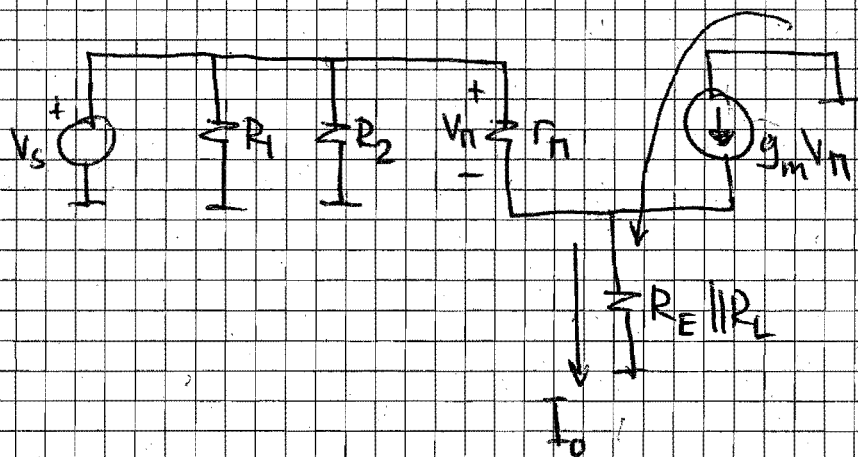
$$Z_{11} = \left. \frac{V_i}{i_i} \right|_{i_o=0} = R_E \parallel R_L \quad (0,25)$$
$$Z_{22} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{i_i=0} = R_E \parallel R_L \quad (0,25)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_i}{i_o} \right|_{i_i=0} = R_E \parallel R_L \beta_F \quad (0,25)$$

(Factor de Realimentación)



④ Hemos obtenido que el circuito realimentado es



$G = \frac{I_o}{V_s}$, lo podemos abordar por cálculo directo

$$I_o = g_m V_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi} = \frac{V_\pi}{r_\pi} (1 + \beta)$$

$$V_s = V_\pi + I_o (R_E \parallel R_L)$$

⑤

$$G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{1}{\frac{r_\pi}{1 + \beta} + (R_E \parallel R_L)} = \frac{\frac{1 + \beta}{r_\pi}}{1 + \frac{1 + \beta}{r_\pi} (R_E \parallel R_L)}$$

A 1 A β



0,25 $A = \frac{1 + \beta}{r_n}$

0,25 $\beta = R_E \parallel R_L \approx 500$

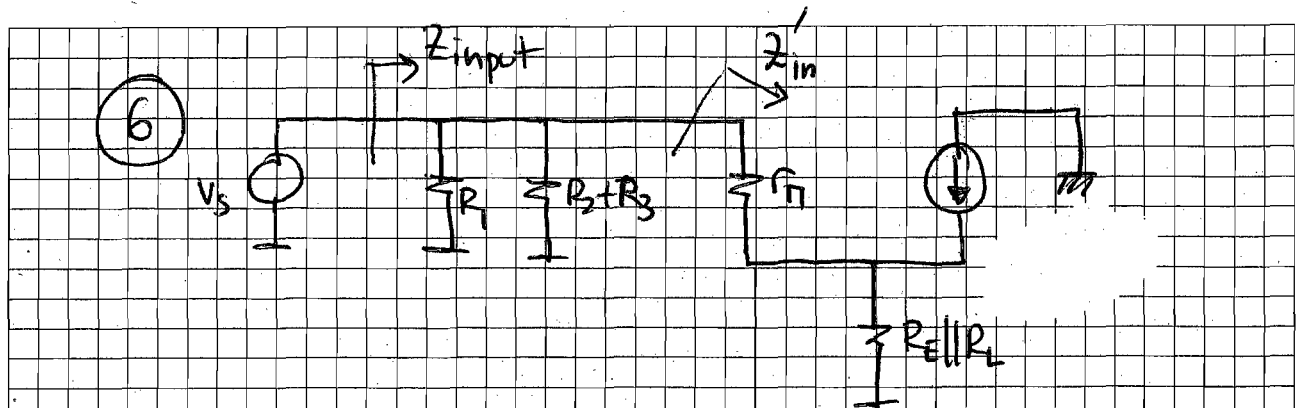
0,25 $r_n = \frac{\beta}{g_m}$

0,25 $g_m = \frac{I_C}{V_T} = 0.371 \text{ V}$

$r_n = 268,87 \Omega$

$A = 0.37$

$G =$



$$Z'_{in}?$$

$$Z'_{in} = r_{\pi} + (R_E \parallel R_L)(1 + g_m r_{\pi}) \quad \text{Ⓢ}$$

$$Z'_{in} = r_{\pi} \left(1 + \underbrace{(R_E \parallel R_L)}_{\beta} \cdot \underbrace{\frac{1 + g_m r_{\pi}}{r_{\pi}}}_{A} \right)$$

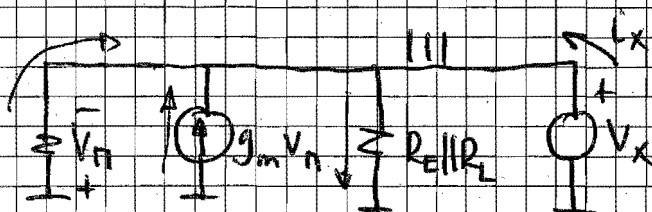
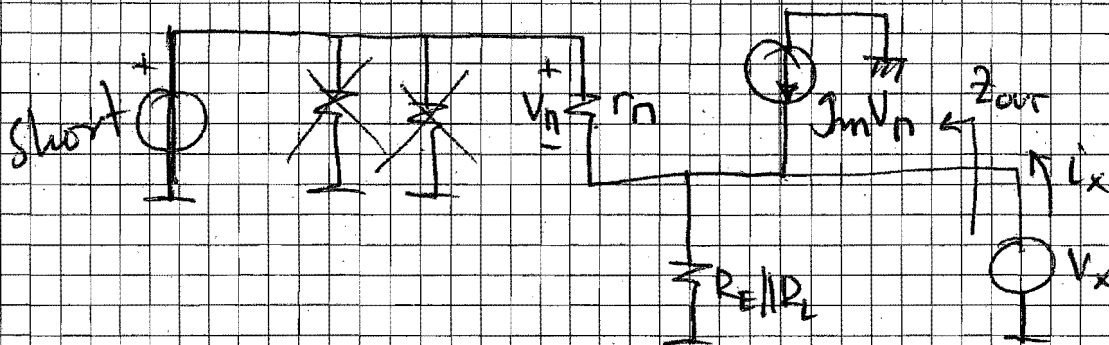
Mejora de la impedancia del
circuito realimentado

$$Z_{in} = R_1 \parallel R_2 + R_3 \parallel Z'_{in}$$



~~Resistor~~

7) La impedancia de salida es



$$V_x = -V_n$$

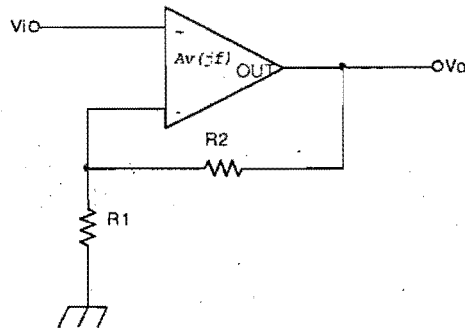
$$i_x + g_m V_n + \frac{V_n}{r_n} - \frac{V_x}{R_E \parallel R_L} = 0$$

$$Z_{out} = \frac{R_E \parallel R_L}{1 + \underbrace{(R_E \parallel R_L)}_B \underbrace{\frac{(1 + g_m r_n)}{r_n}}_A}$$

Mejora la
impedancia
de salida.

PROBLEMA 3 (2 puntos)

En la figura se muestra un amplificador operacional realimentado negativamente en configuración no inversora:



Donde la ganancia de tensión tiene la siguiente expresión:

$$G_v(jf) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v(jf)}{1 + A_v(jf) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

Responda a las siguientes preguntas:

1) Calcule la expresión de la ganancia de tensión G_v cuando se considera el amplificador operacional completamente ideal con $A_v \rightarrow \infty$

2) El amplificador operacional está compensado con un polo dominante. Dibuje el diagrama de Bode asintótico de dicho amplificador operacional si su respuesta en frecuencia puede aproximarse por:

$$A_v(jf) = \frac{1000}{(jf \cdot 10 + 1) \cdot \left(\frac{jf}{200} + 1\right) \cdot \left(\frac{jf}{1000} + 1\right)} \quad [f \text{ en MHz}]$$

3) Indique cuál es la frecuencia del polo dominante y calcule el Margen de Fase si $R_1 = 1\text{k}\Omega$ y $R_2 = 9\text{k}\Omega$. Calcule el ancho de banda de G_v en este caso.

4) Dado $R_1 = 1\text{k}\Omega$, calcule el valor de R_2 con el que se obtiene el valor mínimo de Margen de Fase en este circuito. ¿Cuál es el valor de Margen de Fase que se obtiene?

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88												



SOLUCIÓN P3 - E2 - Sept. 09

PROBLEMA 3

$$\textcircled{1} A_v \rightarrow \infty \Rightarrow \left[G_v = \frac{A_v}{1 + A_v \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \approx \frac{A_v}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right]$$

$$\textcircled{2} G_{DC} = 20 \log 1000 = 60 \text{ dB}$$

No hay ceros

Polos:

$$p_1 = 0.1 \text{ MHz}$$

$$p_2 = 200 \text{ MHz}$$

$$p_3 = 1000 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$$

Tabla de pendientes (dB/dec)

p_1	0	-20	-20	-20
p_2	0	0	-20	-20
p_3	0	0	0	-20
TOTAL	0	-20	-40	-60

$$\begin{matrix} p_1 & p_2 & p_3 \\ \text{"} & \text{"} & \text{"} \\ [0.1 & 200 & 1000] \text{ MHz} \end{matrix}$$

Tabla de Bode ($1^\circ/\text{dec}$)

Frecuencias relevantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_1 = 0.1 \text{ MHz} \begin{cases} \nearrow 0.1 \text{ MHz} \text{ --- (1)} \\ \searrow 1 \text{ MHz} \text{ --- (2)} \end{cases} \\ p_2 = 200 \text{ MHz} \begin{cases} \nearrow 20 \text{ MHz} \text{ --- (3)} \\ \searrow 2000 \text{ MHz} \text{ --- (5)} \end{cases} \\ p_3 = 10000 \text{ MHz} \begin{cases} \nearrow 100 \text{ MHz} \text{ --- (4)} \\ \searrow 10000 \text{ MHz} \text{ --- (6)} \end{cases} \end{array} \right.$$

p_1	0	-45	0	0	0	0
p_2	0	0	0	-45	-45	0
p_3	0	0	0	0	-45	-45
TOTAL	0	-45	0	-45	90	-45

(1) (2) (3) (4) (5) (6)
 $\downarrow \downarrow \downarrow \downarrow \downarrow \downarrow$
 $p_1 \quad 10p_1 \quad p_2 \quad p_3 \quad 10p_2 \quad 10p_3$
 $10 \quad 10 \quad 10$

Fase inicial = 0

Fase final $\Rightarrow \frac{1}{j^3} \Rightarrow -270^\circ$

(Ver hoja adjunta)

(3) $f_{p3} = 100 \text{ kHz}$

El sistema ya está compensado. El polo dominante corresponde con p_1 . Observamos que este polo está distanciado del segundo más de una década. También observamos que el sistema equivale a uno de primer orden ya que el segundo polo lo cancelamos después del paso por 0 dB del módulo.

$\omega \gg p_2, p_3$



$$G_v \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} G_v = 10 \\ \beta = 0.1 \end{array} \right\}$$

Calculemos el margen de fase Hay que ver la fase cuando

$$|A\beta| = 1$$

$$\Rightarrow 20 \log |A| = -20 \log |\beta| = -20 \log 0.1 = +20 \text{ dB}$$

Observamos que cuando $20 \log |A| = +20 \text{ dB}$ la fase es -90° , que está 90° por encima de -180°

$$\Rightarrow \boxed{MF = 90^\circ}$$

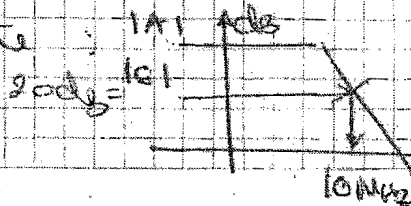
Es decir el sistema está compensado de fase por para $\beta = 0.1$ el $MF = 90^\circ$. A medida que aumentamos β el MF podrá disminuir.

En cuanto al ancho de banda del sistema se calcula como

$$A \cdot f_{cs} = G \cdot B_w$$

$$1000 \times 100 \text{ kHz} = 10 \times B_w \Rightarrow \boxed{B_w = 10 \text{ MHz}}$$

Esta frecuencia también se puede obtener gráficamente:



(Ver hoja adjunta)

④ El margen de fase mínimo correspondiente a β máxima en nuestro sistema:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \leq 1$$

$$\boxed{\beta_{\max} = 1} \text{ y ocurre por } \boxed{R_2 = 0}$$

En estas condiciones, la condición

$$|AB| = 1 \text{ equivale a } |A| = 1$$

o sea $20 \log |A| = 0 \text{ dB}$, donde se observa

que

$$\boxed{MF \approx 60^\circ}$$

Otra forma de resolver el problema es buscar la posición, o decir β que hace el sistema inestable. Para ello se busca β que hace que el sistema tenga $\phi_x = -180^\circ$. Esto resulta que ocurre por

$$\underbrace{20 \log |A|}_{-20 \text{ dB}} + 20 \log |\beta| = 0 \Rightarrow$$

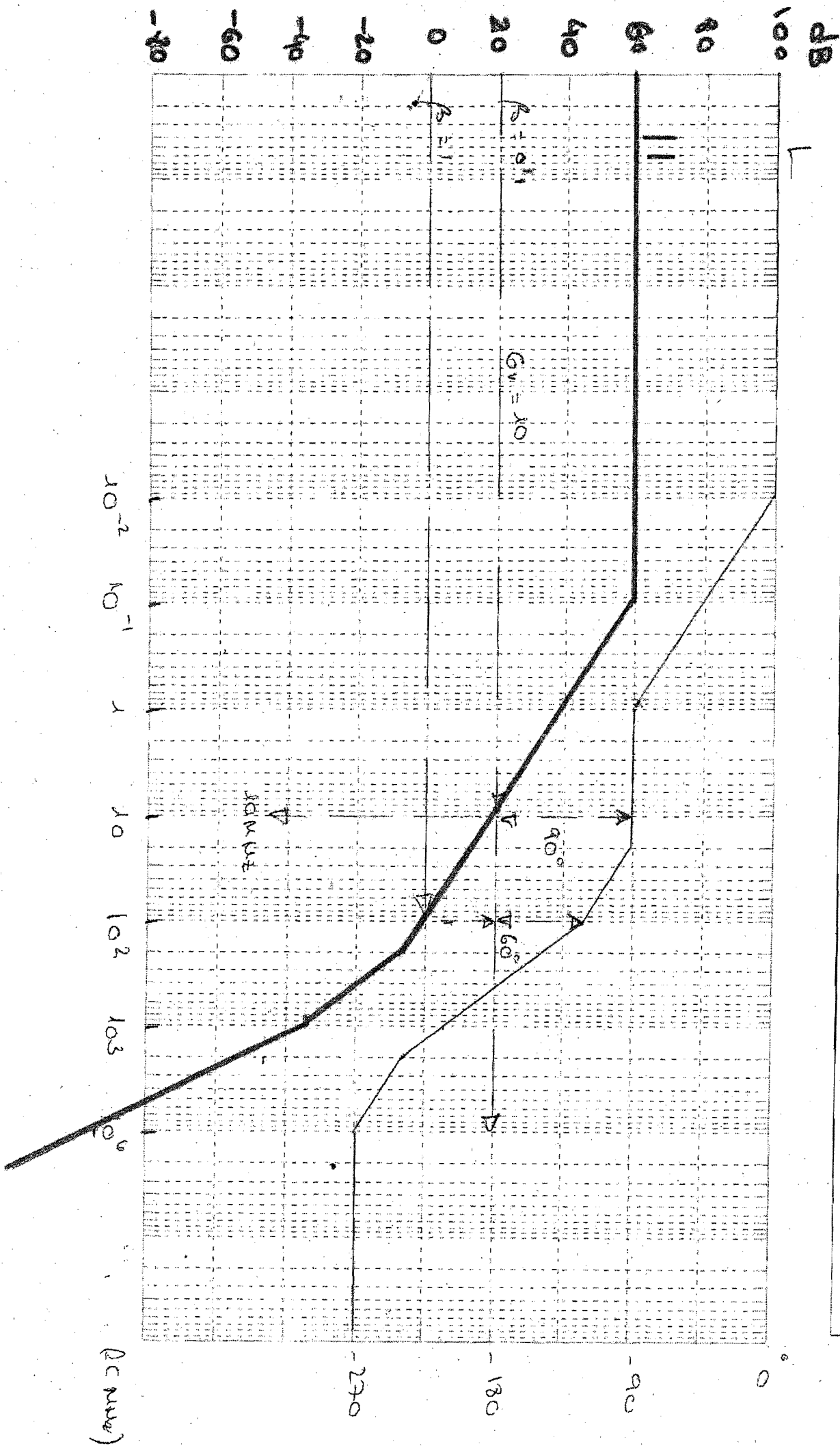
$$\Rightarrow 20 \log |\beta| = 20 \text{ dB} \Rightarrow \beta = 10 \text{ que no}$$

es posible ya que no hay R_2 que cumpla con:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10$$

PROBLEMA 3.- Nombre y Apellidos:

Salvici





PROBLEMA 3 Criterio de convergencia

Apartado 1 . 0'25 p

Apartado 2 : 0'25 p. curra módulo
0'25 p. curra fase

Apartado 3 : 0'25 p. frec. polo dominante
0'25 p. margen de fase
0'25 p. BW

Apartado 4 : 0'25 p. Cálculo de R_2 en función de β .
0'25 p. Cálculo de margen de fase

PROBLEMA 4 (2 puntos)

Mediante el circuito de la Figura 1 se pretende regular una tensión V_i de manera que se proporcione a la carga una tensión continua ante variaciones de la corriente de carga y de la tensión de entrada.

Datos:

- Valores nominales: $V_O = 12V$ e $I_O = 1 A$.
- Los diodos D_1 y D_2 presentan una curva característica idéntica, que se representa en la figura 2. Máxima disipación de potencia: 250 mW.
- Transistores Q_1 y Q_2 : $\beta = 250$, $V_{BE} = 0,7 V$.
- Amplificador operacional ideal.
- La tensión de entrada V_i puede variar entre 20 y 30V.

Se pide:

1. Tipo de realimentación del circuito.
2. Calcular la ganancia en bucle cerrado, $\frac{V_o}{V_{REF}}$
3. Diseñar las resistencias R_3 , R_4 para que el circuito proporcione a la salida la tensión deseada.
4. Identifique cual es el peor caso de los valores de tensión de entrada para la disipación de potencia en los diodos D_1 y D_2 . Diseñar las resistencias R_1 y R_2 para que el circuito proporcione a la salida la tensión deseada y D_1 y D_2 operen de forma segura.

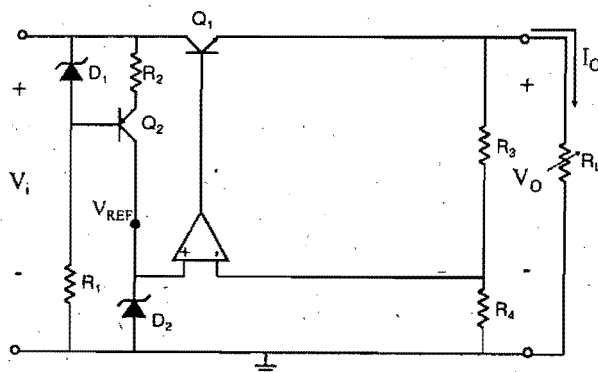


Figura 1

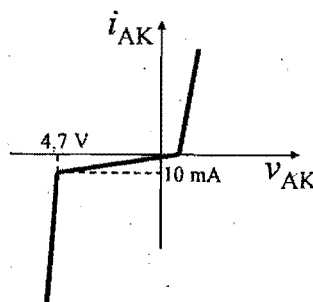


Figura 2



ELECTRÓNICA II

EXAMEN SEPTIEMBRE 2009

PROBLEMA REGULADORES DE Tensión. PROBLEMA (4)

SOLUCIÓN

1) Tipo de realimentación:

- Realimentación ^{tensión} V_o muestreo ^{tensión} en paralelo a la salida
- Comparo ^{tensión} (en serie) a la entrada

Por tanto serie - paralelo o tensión - tensión

2) Considerando infinita la ganancia del operacional y dado que la etapa en colector común es aproximadamente la unidad, la función de transferencia en bucle cerrado puede obtenerse:

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{A_v}{1 + A_v \beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad (\text{ya que } A_v \rightarrow \infty)$$

$$\frac{V_o}{V_{ref}} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_4 + R_3}{R_4}$$

$$3) V_{ref} = V_{ZENER}$$

Por tanto:

$$R_3 = R_4 \left(\frac{V_0}{V_{ZENER}} - 1 \right); R_3 = 1'55 K\Omega$$

$$\text{Suponiendo } R_4 = 10 K\Omega \Rightarrow R_3 = 1'55 \cdot 10^4 \Omega$$

$$4) \underline{D1} \quad I_{Z1} = \frac{V_i - V_Z}{R_1}; P_{Z1} = I_{Z1} \cdot V_Z$$

Por tanto una vez fijada R_1 , I_{Z1} será máxima cuando V_i sea máxima.

Es decir si V_i es max $\Rightarrow P_Z$ max. Por tanto el peor caso es $V_i = 30V$ para $D1$.

$$\underline{D2} \quad I_{Z2} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_2} \quad \text{que resulta independiente de } V_i$$

Por tanto la disipación de potencia en el Zener $D2$ es independiente de V_i .

* R_1 para asegurar la polarización de $D1 \rightarrow R_{1max}$

$$I_{D1min} = \frac{V_{imin} - V_Z}{R_{1max}} \rightarrow R_{1max} = \frac{20V - 4'7V}{10mA} = \underline{1'53 K\Omega}$$

* R_1 para asegurar que $P_{D1} < P_{max} = 250 mW \rightarrow R_{1min}$

$$P_{max} > P_{D1} \Rightarrow P_{max} = V_Z \cdot I_{Zmax} = V_Z \cdot \frac{V_{imax} - V_Z}{R_{1min}}$$

$$R_{1min} = \frac{V_Z (V_{imax} - V_Z)}{P_{max}} = \underline{0'47 K\Omega}$$

* R_2 para asegurar la polarización de $D_2 \rightarrow R_{2\max}$

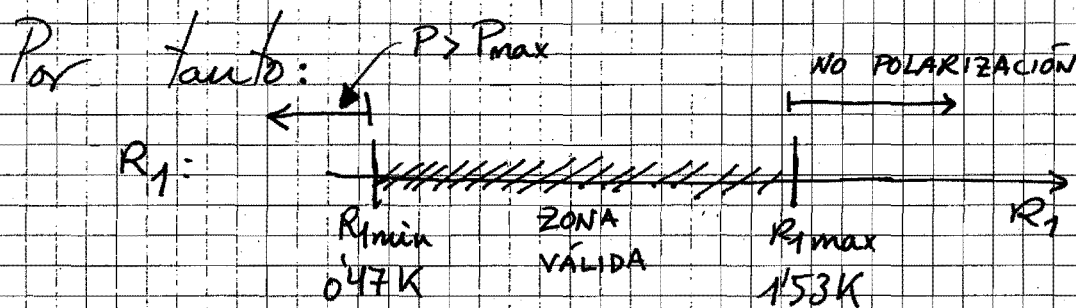
$$I_{D2} = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_2}; \quad I_{2\min} = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_{2\max}}$$

$$R_{2\min} = \frac{V_2 - V_{BE}}{I_{2\min}} = \frac{4.7 - 0.7}{10} \text{ K}\Omega = 0.4 \text{ K}\Omega$$

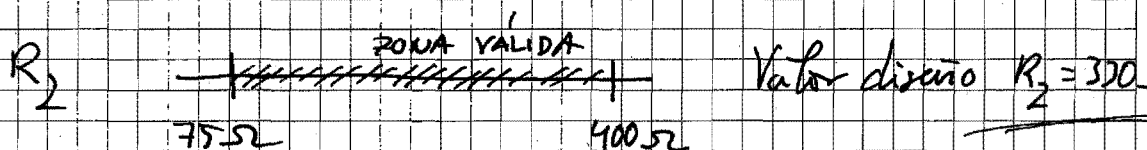
* R_2 para asegurar que $P_{D2} < P_{\max} \rightarrow R_{2\min}$

$$P_{\max} = V_2 \cdot I_{D2\max} = V_2 \cdot \frac{V_2 - V_{BE}}{R_{2\min}}$$

$$R_{2\min} = V_2 \cdot \frac{V_2 - V_{BE}}{P_{\max}} = 4.7\text{V} \cdot \frac{4.7\text{V} - 0.7\text{V}}{250 \text{ mW}} = 75.5\Omega$$



Valor de diseño $R_1 = 1.5 \text{ K}$

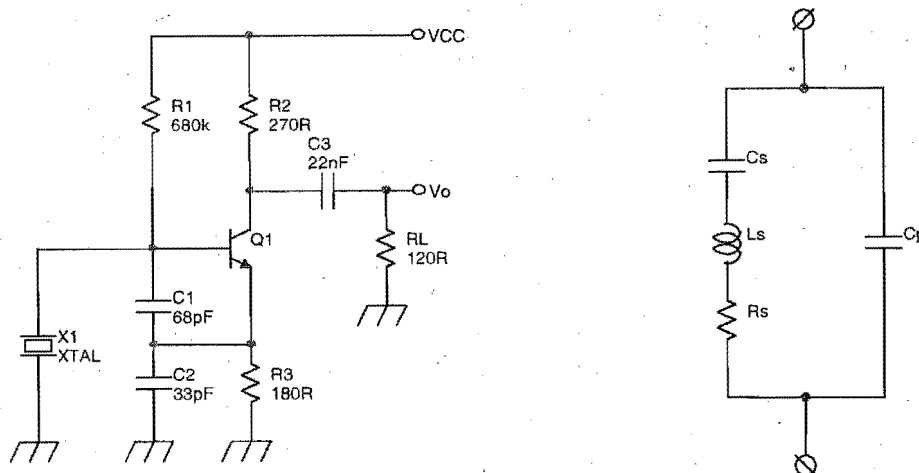


BAREMO

Apartado 1	2p	/10p	} Peor caso 2p /10p
Apartado 2	2p	/10p	
Apartado 3	2p	/10p	
Apartado 4	4p	/10	
			Polarización 2. 1p /10p
			Pmax 2. 1p /10p

PROBLEMA 5 (2 puntos)

En la figura se muestran el esquema de un oscilador a cristal y el circuito equivalente del cristal utilizado.



DATOS: $V_{CC}=5V$; Q1: $I_{CQ}=0,75mA$, $V_{BE}=0,7V$, $h_{FE}=125$, $V_T=25mV$;
XTAL: $C_s=0,007pF$, $L_s=100,55mH$, $R_s=40\Omega$, $C_p=5pF$,
 $f_s=5,999MHz$, $f_p=6,003MHz$;

- 5/21 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.
- 6/21 2) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del circuito.
- 5/21 3) A partir de la ganancia de lazo obtenida, calcule razonadamente el valor de la frecuencia de oscilación.
- 5/21 4) Asumiendo que C1 y C2 tienen tolerancias del 5%, determine sus valores nominales que garantizan el arranque del oscilador.

Barreno de puntuación:



ASIGNATURA ELECTRÓNICA II

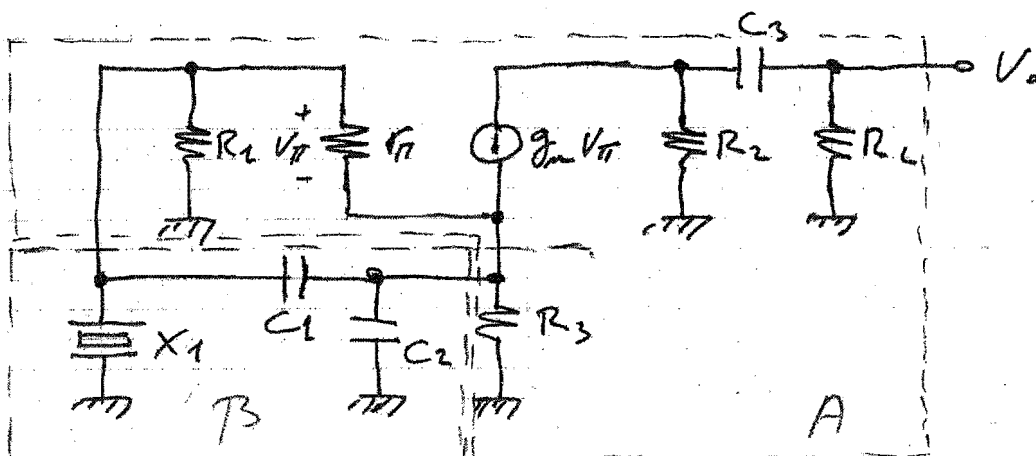
FECHA 01/09/2009

APELLIDOS DEL ALUMNO SOL. EXAMEN

NOMBRE DEL ALUMNO PROBLEMA 5

CURSO 4º GRUPO TITULACIÓN ING. INDUSTRIAL

1) Veamos en primer lugar el cto. eq. de pequeña señal completo



APROXIMACIONES:

- $\omega \approx 6 \text{ MHz}$ (R_c del XTAL) $|Z_{C3}| \ll R_c$, $R_2 \Rightarrow$ $\approx 1,2 \Omega$
puedo despreciar C_3 y considerar R_2 y R_c directamente en $\parallel$.
- $R_1 \gg (V_{\pi} + h_{FE} R_3) \approx 27 \text{ k}\Omega \Rightarrow$ puedo despreciar R_1 .
 $\begin{matrix} 12 & 12 & 12 \\ 680 \text{ k}\Omega & 4,2 \text{ k}\Omega & 27,5 \text{ k}\Omega \end{matrix}$

Con estas simplificaciones, queda:

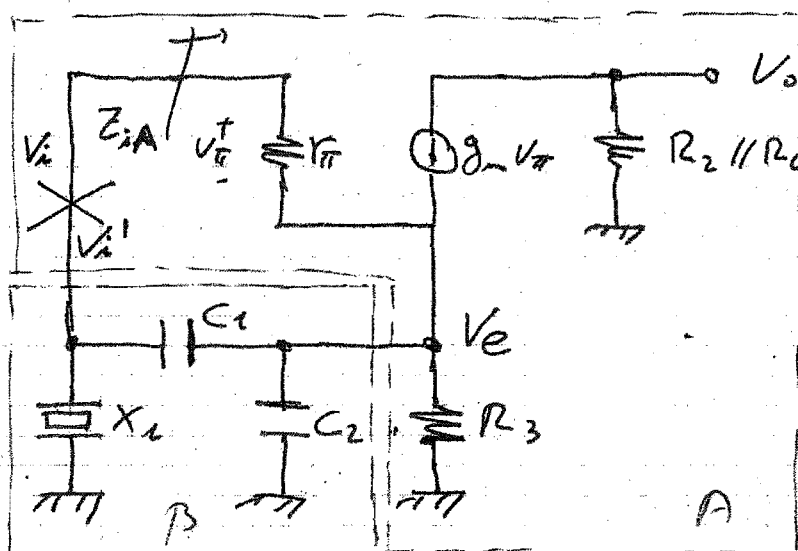


ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____



$$Z_{iA} \approx r_{\pi} + h_{FE} R_3 \approx 27 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{X1} @ 6 \text{ MHz} = \left[R_S + j \left(\omega_0 L_S - \frac{1}{\omega_0 C_S} \right) \right] \parallel \frac{-j}{\omega_0 C_P} \approx j 1500$$

$40 \Omega \quad j 1240 \Omega \quad -j 5300 \Omega$

Por tanto

Entonces, @ $f_0 \approx 6 \text{ MHz}$ $|Z_{X1}| \ll Z_{iA}$ y puede considerarse que $Z_{iA} \rightarrow \infty$;

2) Dado que $Z_{iA} \rightarrow \infty$, obtenemos por la entrada de A (ver V_{π} , V_{π}').

$$V_{\pi}' = \frac{Z_{X1}}{Z_{C1} + Z_{X1}} V_e \quad (1)$$



ASIGNATURA _____

FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

$$V_e = V_{\pi} \left(\frac{1}{R_{\pi}} + g_m \right) (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1})) \approx$$

$$\approx g_m V_{\pi} (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1})) \quad (2)$$

$$V_i = V_{\pi} + V_e \Rightarrow V_{\pi} = V_i - V_e; \quad (3)$$

Substituyendo (3) en (2):

$$V_e (1 + g_m (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1}))) = V_i g_m (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1}))$$

$$V_e = V_i \frac{g_m (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1}))}{1 + g_m (R_3 \parallel Z_{C2} \parallel (Z_{C1} + Z_{X1}))};$$

Substituyendo esta última expresión en (1):

$$\frac{V_i'}{V_i} = \frac{Z_{X1}}{Z_{C1} + Z_{X1}} \frac{g_m \frac{1}{R_3 + \frac{1}{Z_{C2}} + \frac{1}{Z_{C1} + Z_{X1}}}}{1 + g_m \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{Z_{C2}} + \frac{1}{Z_{C1} + Z_{X1}}}}$$

$$\frac{V_i'}{V_i} = \frac{Z_{X1}}{Z_{C1} + Z_{X1}} \cdot \frac{g_m}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{Z_{C2}} + \frac{1}{Z_{C1} + Z_{X1}}} + g_m$$

$$= g_m R_3 \frac{Z_{X1} Z_{C2}}{Z_{C2} (Z_{C1} + Z_{X1}) + R_3 (Z_{C1} + Z_{X1}) + R_3 Z_{C2} + g_m R_3 Z_{C2} (Z_{C1} + Z_{X1})}$$

$$\frac{V_i'}{V_i} = g_m R_3 \frac{Z_{X1} Z_{C2}}{(1 + g_m R_3) Z_{C2} (Z_{C1} + Z_{X1}) + R_3 (Z_{C1} + Z_{C2} + Z_{X1})}$$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

En la expresión obtenida para la ganancia de largo las impedancias complejas Z_{c1} , Z_{c2} y Z_{x1} serán de la forma:

$$\cancel{Z_{c1} = -j \frac{1}{\omega C_1}} \quad Z_{c1} = -j \frac{1}{\omega C_1} \quad ; \quad Z_{c2} = -j \frac{1}{\omega C_2}$$

$Z_{x1} = j X_{x1}$, siendo el signo de X_{x1} positivo si X_1 trabaja en modo inductivo y negativo si X_1 trabaja en modo capacitivo.

De todo esto, podemos concluir que el numerador de la expresión obtenida para la ganancia de largo es real y del denominador, el primer término es real y el segundo imaginario puro.

3) Condición de fase:

$$\left(\frac{V_{ii}}{V_i} = 0^\circ \Rightarrow \right) \operatorname{Im} \left[\frac{V_{ii}'}{V_i'} \right] = 0 \Rightarrow R_3 (Z_{c1} + Z_{c2} + Z_{x1})$$

$$\Rightarrow j X_{x1} - j \left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} \right) = 0 \Rightarrow X_{x1} > 0 \Rightarrow$$

X_1 en modo inductivo.

Sabemos que un XTL sólo ~~se puede~~ trabaja en modo inductivo entre f_s y f_p :



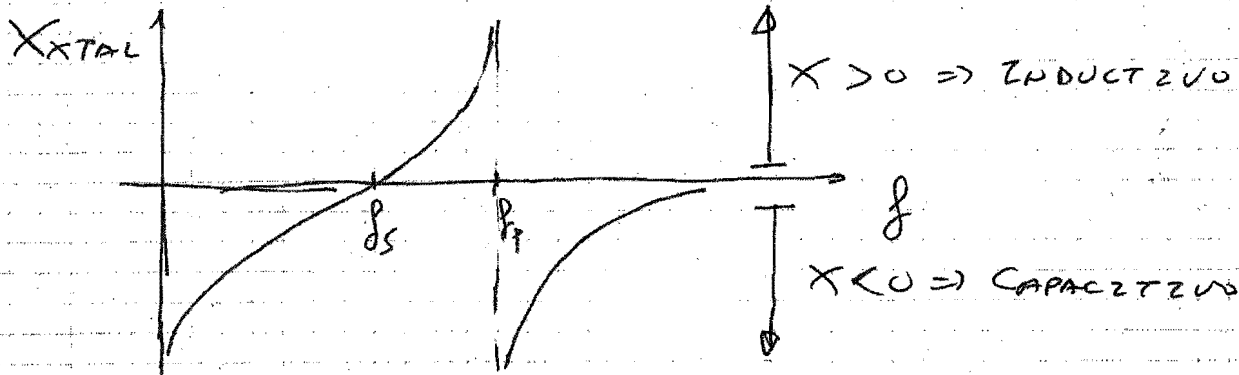
ASIGNATURA

FECHA

APELLIDOS DEL ALUMNO

NOMBRE DEL ALUMNO

CURSO GRUPO TITULACIÓN



Entonces: $f_s < f_0 < f_p$

Como $f_s \approx f_p = 6,0 \text{ MHz} \Rightarrow f_0 = 6,0 \text{ MHz}$

4) Condición de ganancia:

$$\left| \frac{V_o'}{V_i} \right| \geq 1 \Rightarrow \frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3} \frac{Z_{X1} Z_{C2}}{Z_{C2} (Z_{C1} + Z_{X1})} \geq 1$$

$\omega = \omega_0$

Como ya hemos visto: $Z_{X1} = -(Z_{C1} + Z_{C2})$
y $Z_{X1} + Z_{C1} = -Z_{C2}$

$$\frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3} \frac{+ (Z_{C1} + Z_{C2}) Z_{C2}}{Z_{C2} (+ Z_{C2})} \geq 1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3} \left(1 + \frac{Z_{C1}}{Z_{C2}} \right) \geq 1 \Rightarrow \frac{Z_{C1}}{Z_{C2}} \geq \frac{1}{g_m R_3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow g_m R_3 \geq \frac{Z_{C2}}{Z_{C1}} \Rightarrow g_m R_3 \geq \frac{C_1}{C_2}$$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

$$g_{mR_3} = \frac{0,75 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} \cdot 180 \Omega = 5,4 \quad ;$$

$$5,4 > \frac{C_1}{C_2}$$

El peor caso sera cuando C_1/C_2 sea máximo, esto es, cuando C_1 tome su valor máximo y C_2 su valor mínimo:

$$5,4 > \frac{C_{1N} (1 + 0,05)}{C_{2N} (1 - 0,05)} \quad \Rightarrow \quad \frac{C_{1N}}{C_{2N}} \leq \underbrace{5,4 \frac{(1 - 0,05)}{(1 + 0,05)}}_{4,88}$$

$$C_{2N} \geq \frac{C_{1N}}{4,88}$$

Como vemos los valores de C_1 y C_2 del enunciado, verifican esta condición.