



CONVOCATORIA ORDINARIA

Tiempo máximo: 3 horas y 45 minutos

PROBLEMA 1 PARTE A (45 minutos, 2 puntos)

En la figura 1, se muestra el esquema de un amplificador realimentado, que utiliza un amplificador operacional con compensación externa.

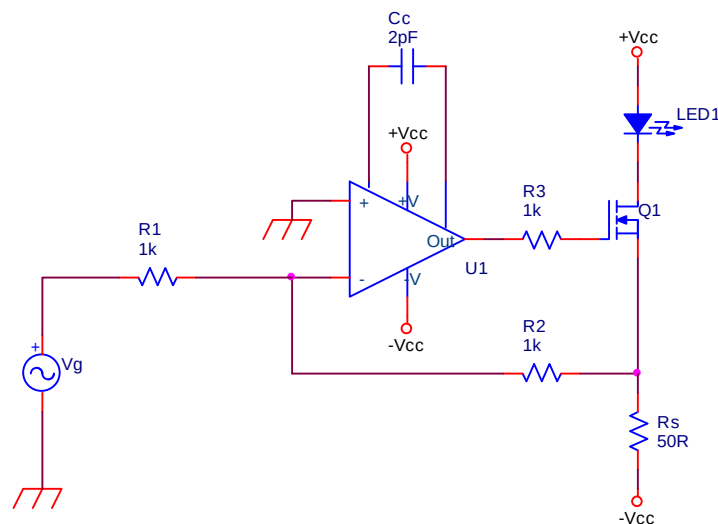


Figura 1

DATOS U1: $R_i=10^{12}\Omega$; $R_o=200\Omega$; $A_o=126\text{dB}$; Q1: $g_m=0,06\text{ A/V}$; LED1: $r_d=0,5\Omega$; $\pm V_{cc}=\pm 5\text{V}$;

Se pide que responda razonadamente a las siguientes cuestiones:

- 1) Calcule la corriente por el LED en reposo.
- 2) Dibuje el equivalente de pequeña señal para el circuito, teniendo en cuenta que, en pequeña señal, el LED se puede representar simplemente por su resistencia dinámica, r_d .
- 3) Demuestre que hay realimentación negativa, identifique la topología de realimentación, la función de transferencia que estabiliza la realimentación y los parámetros privilegiados.
- 4) Calcule los parámetros de la red β . Dibuje el circuito equivalente de la red A' y calcule el valor de A' .
- 5) Calcule la ganancia del amplificador realimentado, G y el valor de la relación entre la corriente por el LED y V_g .



Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II

18-01-2011

- 6) Calcule el ancho de banda del amplificador, asumiendo que es válida la aproximación de polo dominante y que, para el valor de C_c utilizado, la respuesta en frecuencia del amplificador operacional es la dada en la figura 2.

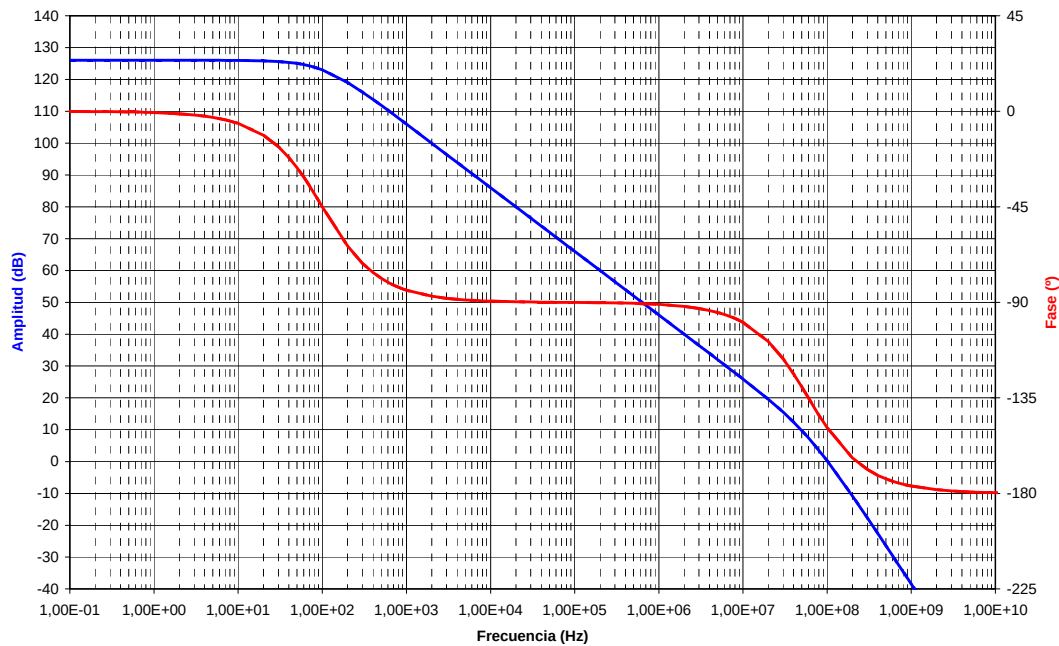


Figura 2

PROBLEMA 1 PARTE B (45 minutos, 2 puntos)

A continuación procederemos a analizar la estabilidad del circuito amplificador, teniendo en cuenta que el transistor Q1 presenta una capacidad parásita $C_{gs}=200\text{pF}$.

- 7) Dibuje el nuevo circuito equivalente para la red A' , considerando la capacidad C_{gs} . Calcule el polo introducido en A' por esta capacidad.
- 8) A partir de este cálculo y teniendo en cuenta la respuesta en frecuencia en lazo abierto del A.O. dada en la figura 2, obtenga la expresión completa de $A'(jf)$ y represéntela en el diagrama de Bode adjunto. Si no resolvió el apartado anterior, considere que el polo introducido en A' por C_{gs} está a una frecuencia de 2MHz.
- 9) Calcule el valor de β necesario para que el amplificador tenga un margen de fase de 60° .
- 10) Analice la estabilidad del amplificador para el valor de β calculado en la parte A del problema.
- 11) Calcule la frecuencia a la que habría que desplazar el polo dominante del A.O. para conseguir que, para el valor de β calculado en la parte A del problema, el amplificador sea estable con un margen de fase de 45° . Estime el nuevo valor de C_c .
- 12) ¿Cuál es ahora el ancho de banda del amplificador?



Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II

18-01-2011

PROBLEMA 2 (45 minutos, 2 puntos)

El circuito de la Figura P2-1 representa un filtro cuyas prestaciones dependen de la posición “a” o “b” del conmutador S. Se trata de analizar cuáles son estas prestaciones.

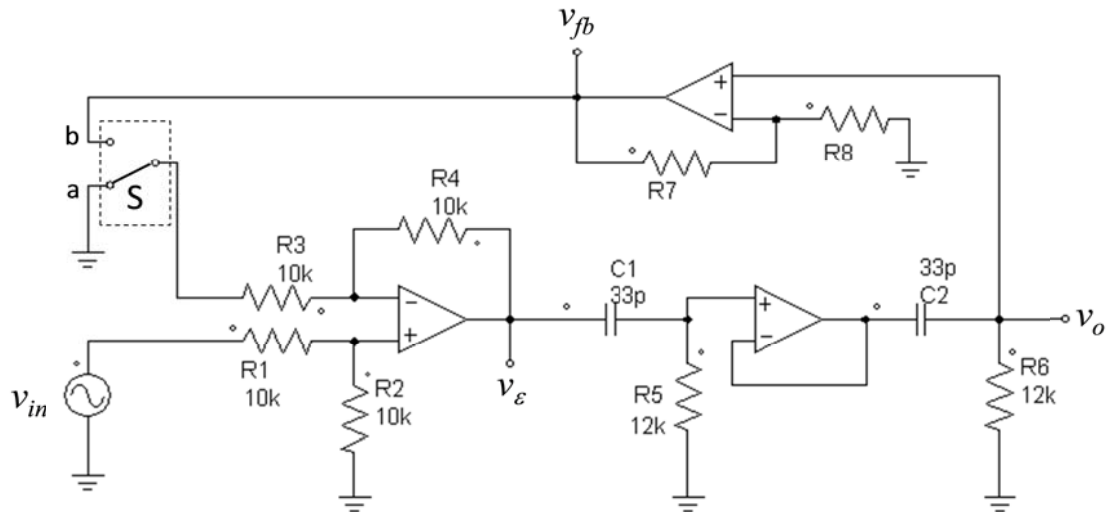


Figura P2-1

DATOS:

- Considere ideales todos los amplificadores operacionales.
- Las expresiones canónicas de las funciones de transferencia de los filtros paso alto, bajo y paso banda (el orden no indica el tipo) son:

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

Para el conmutador S en su posición “a”, responda a las siguientes preguntas:

- 1) Deduzca la función de transferencia v_o/v_{in} .
- 2) ¿Qué rango de frecuencias deja pasar la función de transferencia v_o/v_{in} ? En consecuencia, de qué tipo de filtro se trata?
- 3) ¿Qué factor de calidad alcanza el filtro v_o/v_{in} ?

Para el conmutador S en su posición “b”, responda a las siguientes preguntas:

- 4) Deduzca la función de transferencia v_o/v_{in} .
- 5) ¿Qué rango de frecuencias deja pasar la función de transferencia v_o/v_{in} ? En consecuencia, de qué tipo de filtro se trata?
- 6) Determine el valor de R7 y R8 para qué factor de calidad sea Q=1.
- 7) ¿Por qué se ha podido superar en este caso el valor Q=0,5?

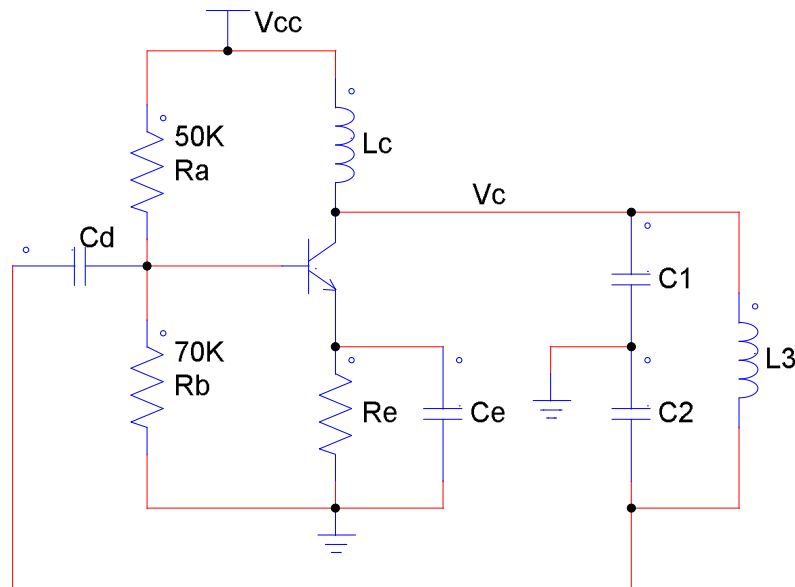


Universidad Carlos III de Madrid
INGENIERÍA INDUSTRIAL. 4^{or} CURSO
EXAMEN DE ELECTRÓNICA II

18-01-2011

PROBLEMA 3 (45 minutos, 2 puntos)

El circuito de la figura es un oscilador de Colpitts que se pretende diseñar para que oscile con una frecuencia $f_0=3\text{MHz}$.



DATOS

Transistor: $g_m=0,1\text{mA/V}$ $r_0=30\text{K}\Omega$ $r_\pi=3\text{K}\Omega$
Realimentación: $C_2=200\text{pF}$
Oscilador: $f_0=3\text{MHz}$
 $L_c, C_e, C_d \rightarrow \infty$

Responda a las siguientes preguntas:

- 1) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal del oscilador.
- 2) Compruebe que la impedancia de entrada del amplificador es despreciable en comparación con Z_{C_2} a la frecuencia de oscilación.
- 3) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del circuito.
- 4) Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación.
- 5) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo particularizada para la frecuencia de oscilación y calcule C_1 para que se cumpla la condición de arranque.
- 6) Calcule L_3 para que la frecuencia de oscilación sea 3 MHz.
- 7) Describir de manera cualitativa lo que ocurriría al conectar una carga $R_L=1\text{K}$ a la salida del oscilador (V_c)



Cuestiones teóricas (45 minutos, 2 puntos)

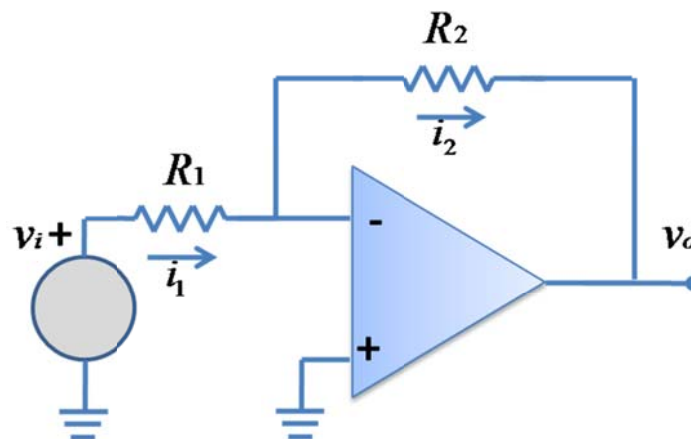
Cuestión 1

Se quiere diseñar un amplificador no inversor de audio con ganancia $A_v = 5000$ y ancho de banda $BW = 20$ kHz. Es posible diseñar un amplificador de una sola etapa que cumpla con estas características usando el TL081? Puede encontrar un extracto de la hoja de características del TL081 en la página siguiente.

Cuestión 2

El amplificador operacional del amplificador inversor mostrado en la figura tiene una impedancia de entrada finita R_d y ganancia finita A_d .

- Calcule la ganancia del amplificador inversor teniendo en cuenta el efecto de R_d y A_d .
- Demuestre que esta ganancia se aproxima a la ideal cuando R_d y A_d tienden a infinito.



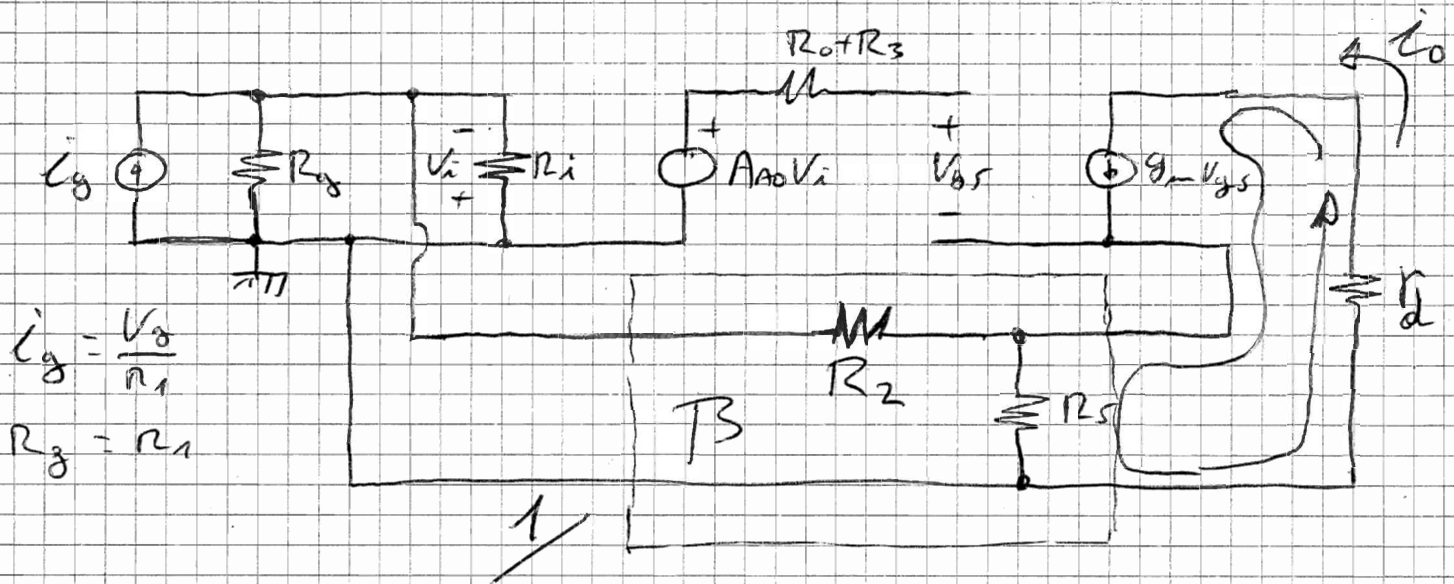


ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

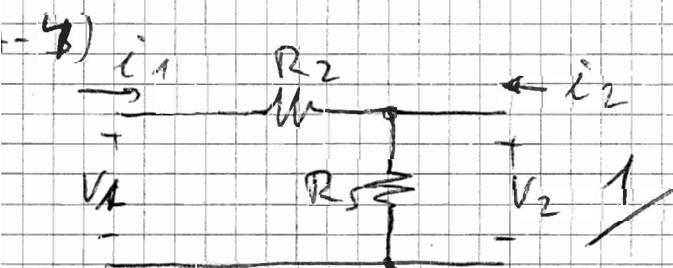
CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____



TOPOLOGÍA: SERIE A LA SALIDA (muestr. i_0)
1/ PARALELO A LA ENTRADA (real. i_1)

F. TRANSFERENCIA: TRANSCORRIENTE: $G = i_0 / i_1$ 1/

P. PRZYZLEGZADOS: 1/ a la entrada y serie
a la salida $\Rightarrow$ PAR. g 1/



$$E.C.E: g_{11}^B = \left. \frac{i_1}{V_1} \right|_{i_2=0} = \frac{1}{R_2 + R_5}$$

$$E.C.S: g_{22}^B = \left. \frac{V_2}{i_2} \right|_{V_1=0} = R_5 // R_2$$

$$B = g_{12}^B = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{V_1=0} = - \frac{R_5 // R_2}{R_2} = - \frac{R_5}{R_2 + R_5}$$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

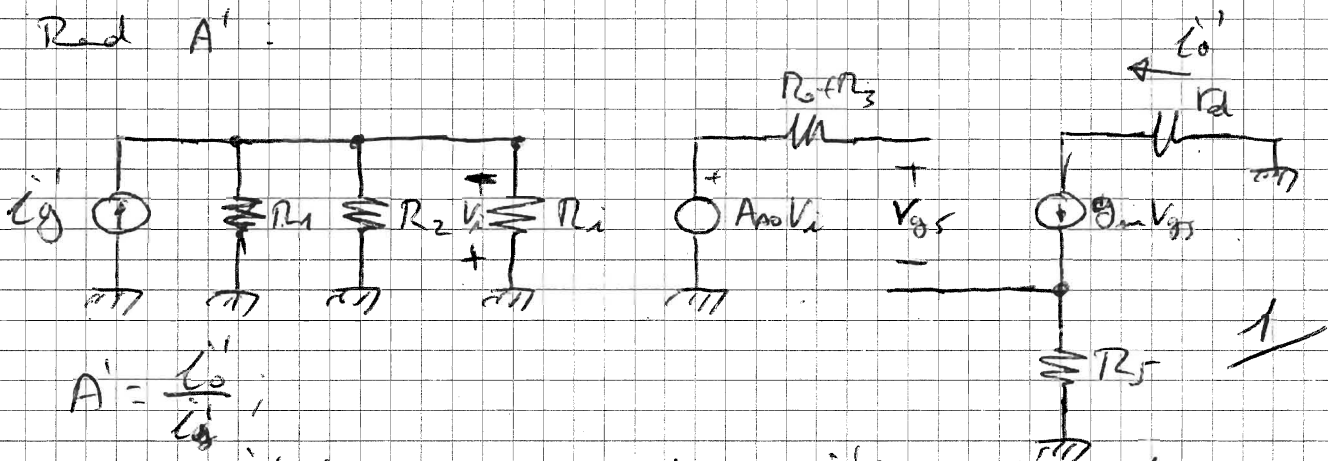
NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

Teniendo en cuenta $R_5 \ll R_2$:

$$g_{11}^B \approx \frac{1}{R_2} ; \quad g_{22}^B \approx R_5 ; \quad g_{12}^B = -\frac{R_5}{R_2} ;$$

Red A' :



$$A' = \frac{i_o'}{i_g'}$$

$$V_i = -i_g' (R_1 // R_2 // R_i) \approx -i_g' (R_1 // R_2) ;$$

$$A_{00} V_i = i_o' R_5 + V_{gs} ; \quad V_{gs} = A_{00} V_i - i_o' R_5 ;$$

$$i_o' = g_m V_{gs}$$

$$i_o' (1 + g_m R_5) = g_m A_{00} V_i \Rightarrow i_o' = \frac{g_m A_{00}}{1 + g_m R_5} V_i ;$$

$$A' = - \frac{g_m A_{00} (R_1 // R_2)}{1 + g_m R_5} = - \frac{0,06 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 0,5 \cdot 10^3}{1 + 3} = - 15 \cdot 10^6 ;$$



ASIGNATURA _____ FECHA _____

APELLIDOS DEL ALUMNO _____

NOMBRE DEL ALUMNO _____

CURSO _____ GRUPO _____ TITULACIÓN _____

A-5)

$$\beta \approx -\frac{R_5}{R_2} = -5 \cdot 10^{-2} ;$$

$$A'\beta = 7,5 \cdot 10^5 \gg 1 \Rightarrow G \approx \frac{1}{\beta} = -20 = \frac{i_o}{i_g} ;$$

$$i_o = i_{LED} ; \quad i_g = \frac{V_{DD}}{R_1} ;$$

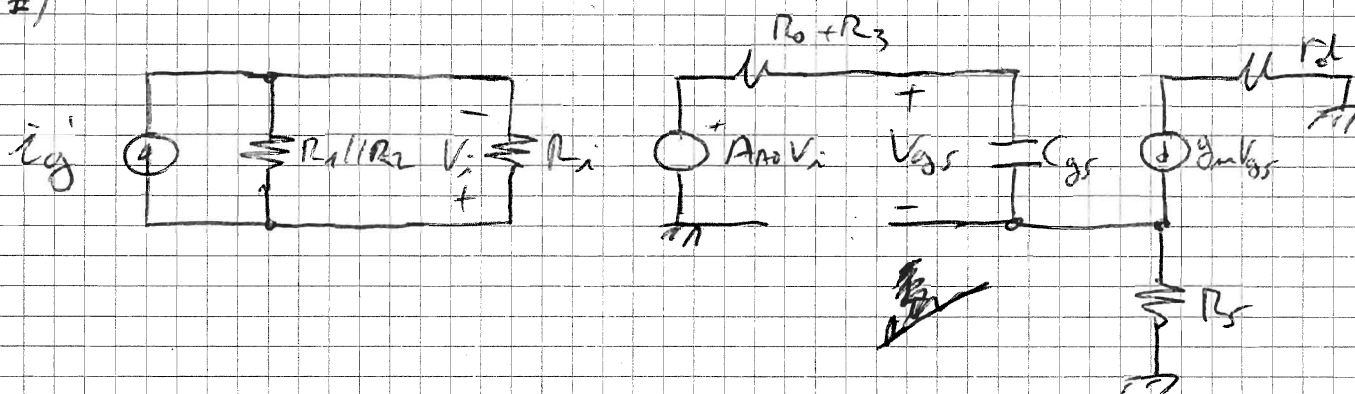
$$\frac{i_{LED}}{V_{DD}/R_1} = G \Rightarrow \frac{i_{LED}}{V_{DD}} = \frac{G}{R_1} = \frac{-20}{1k\Omega} = -20 \text{ mA/V}$$

A-6)

$$f_{cscr} = f_{csao} = 100 \text{ Hz} ;$$

$$f_{csen} = (1 + A'\beta) f_{cscr} = 75 \text{ MHz}$$

B-1)



ctes de tiempo en cto abierto: $i_g = 0 \Rightarrow$

$$V_i = 0 \Rightarrow A_{AO} V_i = 0 ;$$

5)

3

$$G = \frac{\Delta I}{1 + A_E \beta_E} \approx \frac{1}{\beta_E} = \frac{R_2 + R_5}{R_5} = \frac{1000 + 50}{50} = 21$$

$$G = \frac{I_{LED}}{I_1} \approx$$

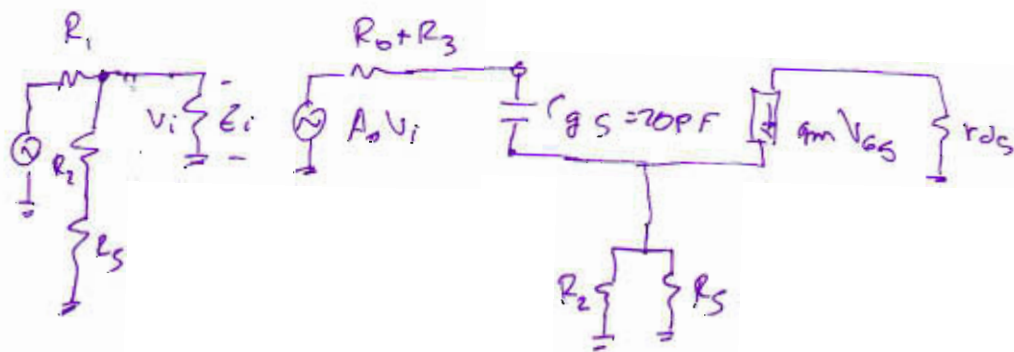
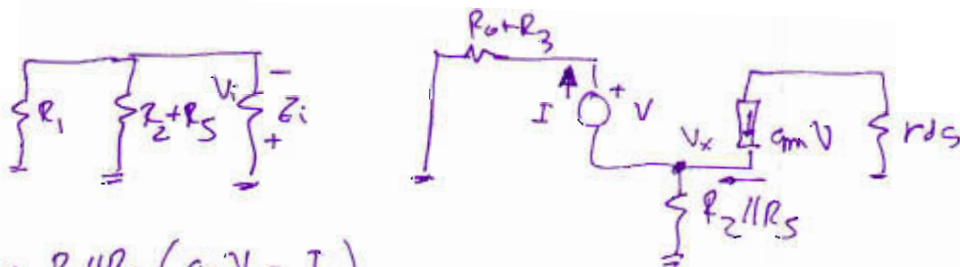
$$R = \frac{I_{LED}}{V_S} = \frac{I_{LED}}{I_1 \cdot R_1} = \frac{G}{R_1} = \frac{21}{1000} = 0,021 \frac{A}{V}$$

6)

~~6)~~

$$125 dB \times 100 Hz = 21 \times BW \Rightarrow$$

7)

 Z_{GS} 

$$V_x = R_2 || R_5 (g_m V - I)$$

$$\frac{V_x + V}{R_0 + R_3} = I \Rightarrow \frac{R_2 || R_5 g_m V - R_2 || R_5 I + V}{R_0 + R_3} = I$$

$$V(1 + g_m R_2 \parallel R_5) = (R_0 + R_3 + R_2 \parallel R_5) I$$

$$\boxed{Z_{GS} = \frac{V}{I} = \frac{R_o + R_3 + R_2 \parallel R_5}{1 + g_m R_2 \parallel R_5}}$$

$$R_2 // R_5 = \frac{R_2 \times R_5}{R_2 + R_5} = \frac{1000 \times 50}{1050} \approx 47.6$$

$$Z_{GS} = \frac{200 + 1000 + 50}{1 + 0,06 \times 50} = \frac{1250}{4} = 312,5 \text{ €}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \epsilon_0 \cdot C_s} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 8,85 \times 10^{-12} \cdot 200 \times 10^{-12}} = \frac{1}{392500 \times 10^{-12}} = 2,5 \cdot 10^6 \cdot 10^{12} =$$

$$f_p = 2,5 \text{ MHz}$$

8)

$$A' \approx \frac{I_{LED}}{I_1} = \frac{-g_m A_0 (R_2 + R_S)}{1 + g_m R_2 \parallel R_S \left(1 + \frac{j}{2\pi \times 100}\right) \left(1 + \frac{j}{2\pi \times 25 \times 10^6}\right) \left(1 + \frac{j}{2\pi \times 60 \times 10^6}\right)}$$

9) CALCULAR β PARA QUA TONDA $MF=60^\circ$

$$\beta = -65 \text{ dB}$$
$$\beta = 0,000561 \Rightarrow 5,6 \cdot 10^{-4}$$

10) Analice la estabilidad de β en la parte 1

$$\beta = \frac{R_5}{R_2 + R_4} = \frac{50}{1050} = 0,0476 \rightarrow -26,5 \text{ dB}$$

PS INSTABLE

CON UN MAROON PAST DE UNOS

Forces and Moments (M)

$$MF = -22,5^\circ$$

PARA 180

PARA 180° $[M_6 = 35 \text{ dB} - 26,5 \text{ dB} = 8,5 \text{ dB}]$ UNESTABLE

1) Frecuencia POLO DOMINANTE PARA UN
MARGEN FASE = 45°

DE L BODE SO SACA
F_{PD} = 5 Hz

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = 100$$

$$\Rightarrow 2\pi RC + 100 = 2\pi RC + 2$$

$$C' = \frac{C \times 100}{2} = \frac{2 \text{ pF} \times 100}{2} =$$

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

$$C' = 67 \text{ pF}$$

12) ANCHO DE BANDA $\approx$ ~~100 kHz~~

$$2.4 \times 10^3 \times 2 \text{ Hz} = BW$$

$$[BW = 4.8 \text{ kHz}]$$

$$A_0 \times BW = BW'$$

$$10 \frac{130 - 26.5}{20} \times 3 \text{ Hz} = [BW' = 7.5 \text{ MHz}]$$

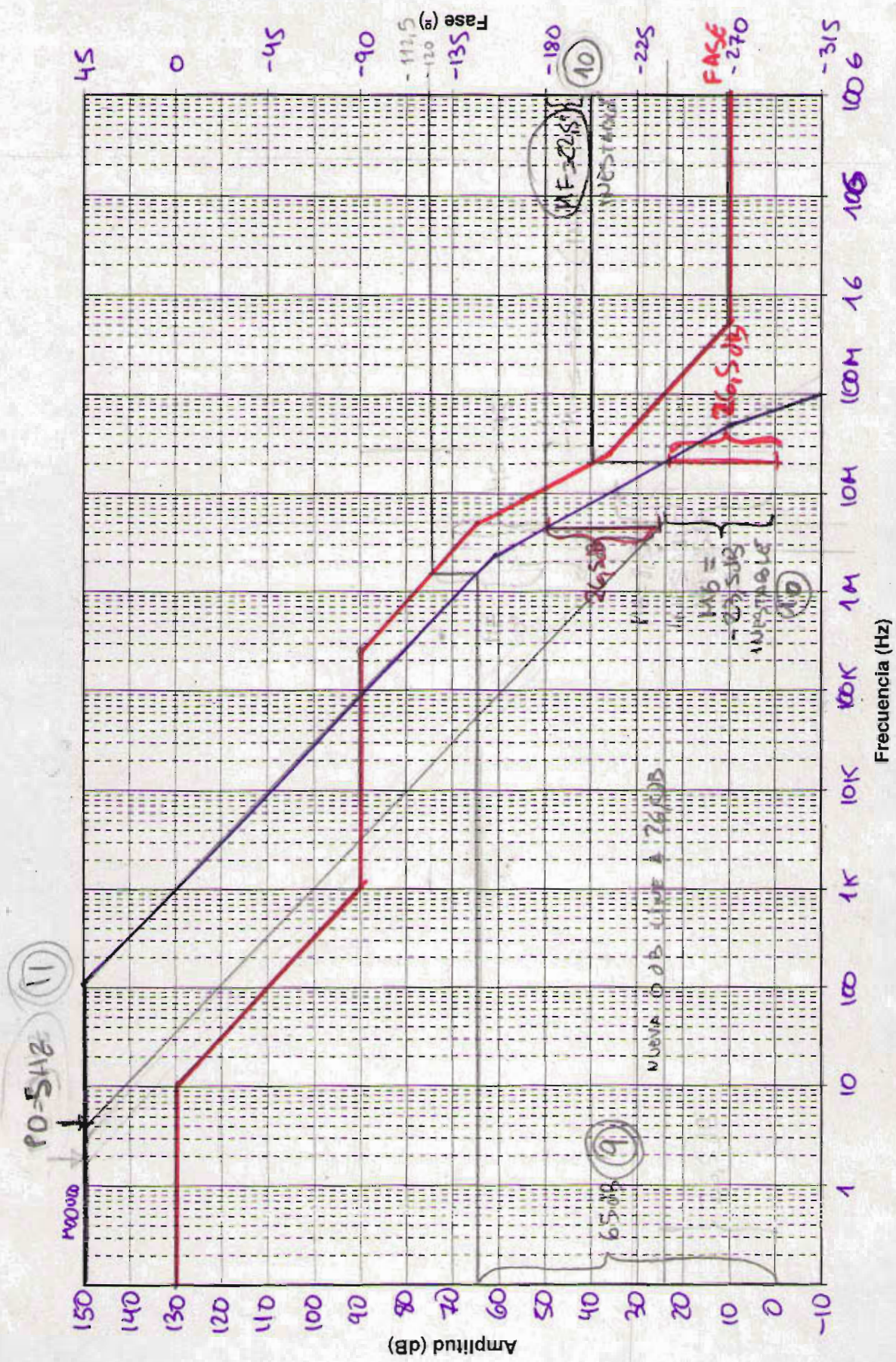
$$F_{PD} A_0 = F_{BW} \cdot 1$$

$$F_{PD} (1 + A_0 \beta) = F_{BW}$$

$$F_{PD} A_0 \beta$$

$$F_{PD} \frac{A_0}{(1 + A_0 \beta)} = F_{BW}$$

$$F_{PD} \frac{1}{\beta} = F_{BW}$$



45
-20
20

Escuela Politécnica Superior

Asignatura ELECTRÓNICA II

Nombre del Alumno _____

Fecha 18-01-2011

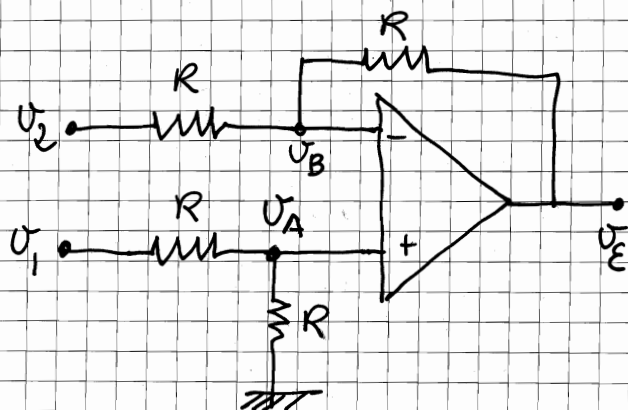
Curso 4º

Grupo _____

SOLUCIÓN PROBLEMA 2

1) S en posición "a". Cálculo de v_o/v_{in}

La primera etapa es un amplificador diferencial:



Dado que el A. operacional es ideal, $v_B = v_A$. al ser su ganancia $\rightarrow \infty$

$$v_A = \frac{R}{R+R} \cdot v_1 = \frac{1}{2} v_1$$

$$\frac{v_2 - v_A}{R} = \frac{v_A - v_E}{R} \rightarrow v_E = 2v_A - v_2$$

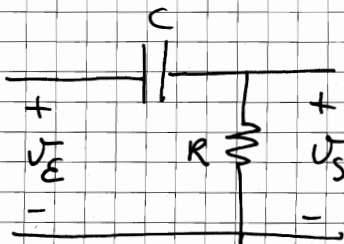
$$v_E = 2 \cdot \frac{1}{2} v_1 - v_2 \rightarrow \boxed{v_E = v_1 - v_2}$$

Para S en la posición "a", $v_E = v_1$ ya que $v_2 = 0V$.

Entre v_E y v_o encontramos dos celdas idénticas que no están cargadas, ya que en su salida

se conecta la entrada no-inversora de un amplificador operacional.

La función de transferencia de una de estas celdas es:



$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{R}{\frac{1}{Cs} + R} = \frac{RCs}{1 + RCs}$$

y de aquí:

$$\frac{U_0}{U_{in}} = \frac{U_0}{U_E} \cdot \frac{U_E}{U_{in}} = \left(\frac{RCs}{1 + RCs} \right)^2 \cdot 1 = \frac{(RC)^2 \cdot s^2}{1 + 2RCs + (RC)^2 \cdot s^2}$$

$$\frac{U_0}{U_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}} \quad \rightarrow \quad \frac{K \cdot s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

identificando términos con la expresión canónica

$$K = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

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

2) Tipo de filtro

$$\frac{V_o}{V_E}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}}$$

para baja frecuencia $s \rightarrow 0$ $\frac{V_o}{V_E}(s) \rightarrow 0$

sin embargo, para alta frecuencia $s \rightarrow \infty$

$$\frac{V_o}{V_E}(s \rightarrow \infty) \rightarrow 1 \quad \text{ya que} \quad \left\{ \begin{array}{l} s^2 \gg \frac{2}{RC}s \\ s^2 \gg \frac{1}{(RC)^2} \end{array} \right.$$

Por tanto $\frac{V_o}{V_E}$ tiene una característica PASO-ALTO

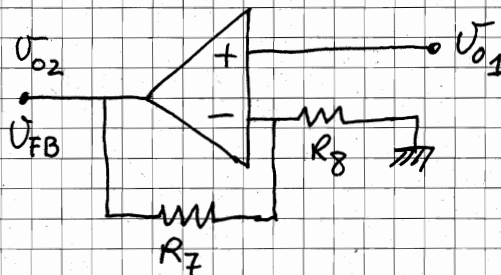
3) Factor de calidad de $\frac{V_o}{V_E}$

Identificando términos con la expresión canónica PASO-ALTO, tal como se ha mostrado en el apartado 1, se obtiene:

$Q = \frac{1}{2}$ que es el máximo factor de calidad que se puede obtener cuando las dos raíces del denominador son ambas reales e iguales.

4) S en la posición "b"

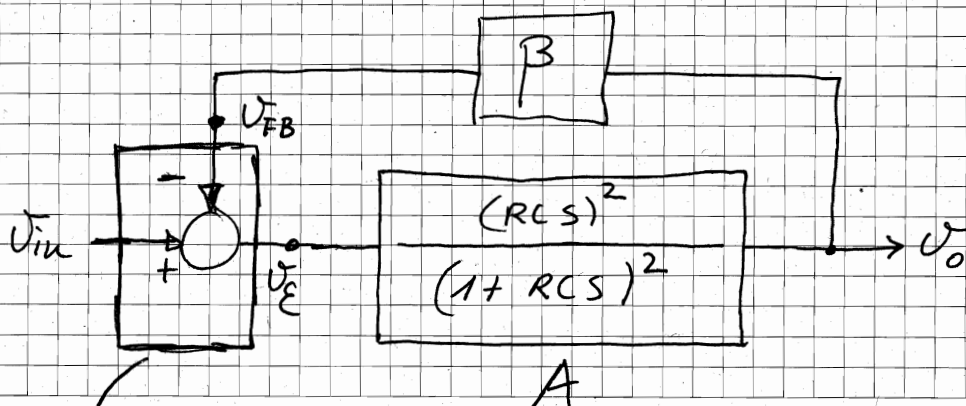
El bloque



es un amplificador no-inversor, que presentará una ganancia:

$$\beta = 1 + \frac{R_7}{R_8}$$

Dado que en el circuito completo, no existen interacciones entre las impedancias de salida de un bloque y las impedancias de entrada del siguiente, el circuito con S en la posición "b" se puede representar por el siguiente diagrama de bloques:



EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL IMPONE UNA REALIMENTACIÓN NEGATIVA



Por tanto la ganancia en bucle cerrado será:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{\frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}}}{1 + \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}} \cdot \beta} =$$

$$= \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2} + s^2 \cdot \beta} = \frac{s^2}{s^2(1+\beta) + \frac{2}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}}$$

$$= \frac{s^2}{(1+\beta) \left[s^2 + \frac{2}{RC(1+\beta)}s + \frac{1}{(RC)^2(1+\beta)} \right]}$$

$$G = \frac{1}{1+\beta} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC(1+\beta)}s + \frac{1}{(RC)^2(1+\beta)}}$$

5) De igual manera que en el apartado 2, se deduce que al operar en bucle cerrado, la función de transferencia sigue siendo de tipo PASO - ALTO

6) El factor de calidad de la función de transferencia en bucle cerrado $G(s) = \frac{U_0}{U_{in}}$ se puede calcular identificando términos con la expresión canónica paso-alto:

$$G(s) = \frac{1}{1+\beta} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{RC(1+\beta)} \cdot s + \frac{1}{(RC)^2(1+\beta)}} = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{(RC)^2(1+\beta)} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC \cdot \sqrt{1+\beta}}$$

$$K = \frac{1}{1+\beta}$$

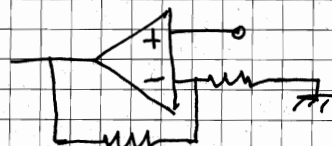
$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{RC(1+\beta)} ; Q = \frac{\frac{1}{RC \sqrt{1+\beta}}}{\frac{2}{RC(1+\beta)}} = \frac{1+\beta}{2\sqrt{1+\beta}}$$

Para que $Q=1 \Rightarrow \frac{1+\beta}{2\sqrt{1+\beta}} = 1$

$$\beta^2 - 2\beta - 3 = 0$$

$$\beta = \frac{2 \pm \sqrt{2^2 - 4 \cdot 1 \cdot (-3)}}{2} = \frac{2 \pm 4}{2} = \begin{cases} 3 \\ -1 \end{cases}$$

β NO PUEDE SER NEGATIVA PARA:



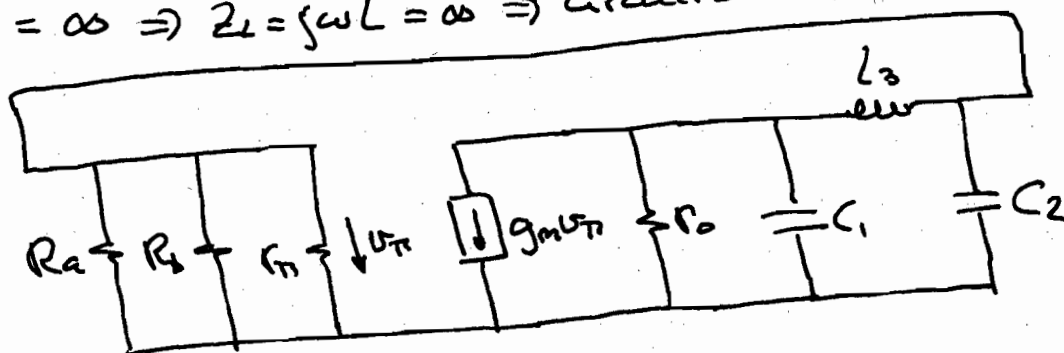
Por tanto $\beta = 1 + \frac{R_7}{R_8} = 3 \Rightarrow \frac{R_7}{R_8} = 2$

Por ejemplo: $\begin{cases} R_7 = 20 \text{ K}\Omega \\ R_8 = 10 \text{ K}\Omega \end{cases}$

7) Q puede ser mayor que 0.5 ya que al realimentar negativamente, las raíces del denominador se han desplazado al variar β y han pasado a ser complejas conjugadas.

Problema 3

- 1) $C_d = C_c = \infty \Rightarrow Z_c = \frac{1}{j\omega C} = 0 \Rightarrow$ cortocircuitos
 $L_c = \infty \Rightarrow Z_L = j\omega L = \infty \Rightarrow$ circuito abierto

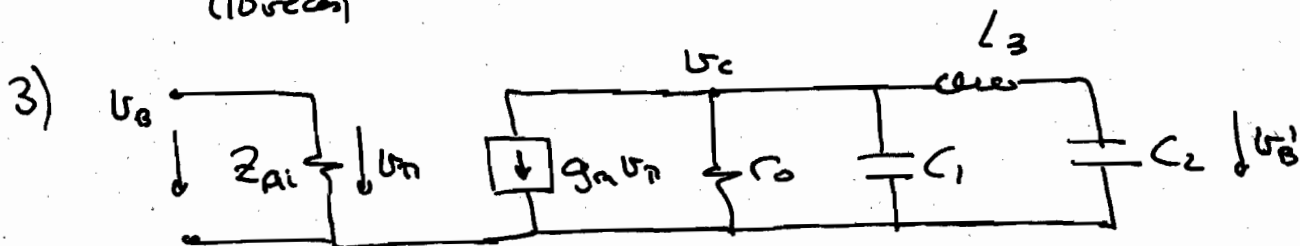


$$2) Z_{ai} = R_a // R_b // r_n = \frac{1}{\frac{1}{50k} + \frac{1}{70k} + \frac{1}{3k}} = 2.72k\Omega$$

$$A f_0 = 3MHz \quad |Z_{c2}| = \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi f_0 C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 265\Omega$$

$$Z_{ai} \gg |Z_{c2}| \Rightarrow Z_{ai} // Z_{c2} \approx Z_{c2}$$

(10 veces)



$$\begin{cases} v_c = -g_m v_{in} (r_o // Z_{c1} // (Z_{c2} + Z_{L3})) \\ v_o' = \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{L3}} v_c \end{cases}$$

$$\frac{v_o'}{v_g} = -g_m \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{L3}} \frac{1}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{Z_{c1}} + \frac{1}{Z_{c2} + Z_{L3}}} =$$

$$= -g_m \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{L3}} \frac{r_o \cdot Z_{c1} \cdot (Z_{c2} + Z_{L3})}{r_o (Z_{c1} + Z_{c2} + Z_{L3}) + Z_{c1} (Z_{c2} + Z_{L3})}$$

$$A_{\beta} = \frac{v_o'}{v_g} = \frac{-g_m Z_{c1} Z_{c2} \cdot r_o}{Z_{c1} (Z_{c2} + Z_{L3}) + r_o (Z_{c1} + Z_{c2} + Z_{L3})}$$

$$4) A_{\beta}(j\omega_0) = \frac{-g_m r_o \cdot \frac{1}{j\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{j\omega_0 C_2}}{\frac{1}{j\omega_0 C_1} \left(\frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0 L_3 \right) + r_o \left(\frac{1}{j\omega_0 C_1} + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0 L_3 \right)}$$

$$\varphi(A_{\beta}) = 0^\circ \Rightarrow \text{Im}(A_{\beta}) = 0$$

$$r_o \left(\frac{-1}{\omega_0 C_1} + \frac{-1}{\omega_0 C_2} + \omega_0 L_3 \right) = 0$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}$$

$$5) |A_{\beta}|_{\omega_0} = \frac{g_m r_o \frac{1}{\omega_0^2 C_1 C_2}}{\frac{1}{\omega_0 C_1} \left(\frac{-1}{\omega_0 C_2} + \omega_0 L_3 \right)} = g_m r_o \frac{C_1}{C_2} > 1$$

$$= \frac{1}{\omega_0 C_1}$$

$$C_1 > \frac{C_2}{g_m r_o} = \frac{200p}{0.1m \cdot 30k} = \frac{200p}{3} = 66.7pF$$

$$\boxed{C_1 > 66.7pF}$$

$$6) L_3 = \frac{1}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) =$$

$$= \frac{1}{(2\pi \cdot 3H)^2} \left(\frac{1}{66.7p} + \frac{1}{200p} \right) = \underline{56.3\mu H = L_3}$$

7) Una carga R_L en la salida (V_c) estaría en paralelo con r_o

$$R_L \parallel r_o = 1k \parallel 30k \approx 1k = R_L$$

La ganancia de lazo $|A_{\beta}| = g_m r_o \frac{C_1}{C_2}$ sería 30 veces menor y el oscilador no podría oscilar ($|A_{\beta}| < 1$).



Question 1

El producto ganancia-ancho de banda del amplificador a diseñar es:

$$G \times BW = 5000 \times 20 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 100 \text{ MHz}$$

Según su hoja de características, el 72081 tiene un $G \times BW = 3 \text{ MHz}$ (ver unity gain frequency). Por tanto, NO es posible construir un amplificador de audio con las características descritas en el enunciado con un amplificador de una sola etapa basado en el 72081.

Question 1

The gain-bandwidth product of the amplifier we wish to design is:

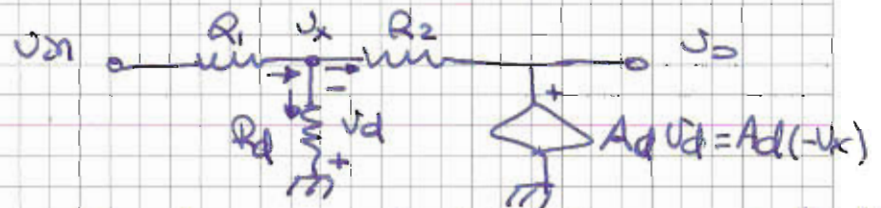
$$G \times BW = 5000 \times 20 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 100 \text{ MHz}$$

Since the 72081's unity gain frequency is 3 MHz its $G \times BW = 1 \cdot 3 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 3 \text{ MHz}$, which is smaller than the required one. Hence, we CANNOT build an audio amplifier that fulfills the stated requirements using a single-stage amplifier based on the 72081.

1 punto / 1 point



Question 2 / Question 2



Circuito equivalente teniendo en cuenta \$R_d\$ y \$A_d\$
Equivalent circuit including \$R_d\$ and \$A_d\$

KCL @ \$V_x\$:

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_i - V_x}{R_1} &= \frac{V_x}{R_d} + \frac{V_x - A_d(-V_x)}{R_2} \\ V_o = -A_d V_x &\Rightarrow V_x = -\frac{V_o}{A_d} \end{aligned} \right\}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = -\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_2} + \frac{A_d}{R_2}\right) \frac{V_o}{A_d}$$

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{A_d}{R_1} \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_d} + \frac{1+A_d}{R_2}}$$

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{A_d}{1 + \frac{R_1}{R_d} + \frac{R_1}{R_2}(1+A_d)}$$

b)

$$\lim_{\substack{R_d \rightarrow \infty \\ A_d \rightarrow \infty}} A_o = \lim_{A_d \rightarrow \infty} -\frac{A_d}{1 + \frac{R_1}{R_2}(1+A_d)} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Ha quedado demostrado que, partiendo de la expresión obtenida en a), nos aproximamos a la ganancia ideal cuando \$R_d\$ o \$A_d \rightarrow \infty\$.

This shows that we approach the ideal gain of the inverting amplifier as \$R_d\$ and \$A_d \rightarrow \infty\$ in the expression obtained in a).