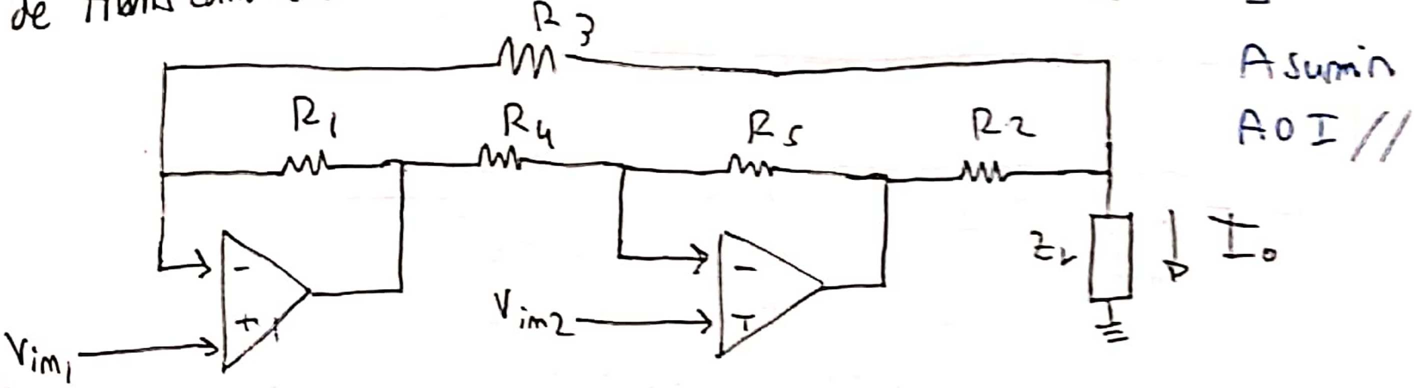
EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 13/I/20

1 El circuito de la figura representa un amplificador de instrumentación con salida en corriente. Obtener la expresión de la corriente en la carga y establecer la condición de impedancia de salida infinita. Bajo esa situación de impedancia de salida infinita obtener la expresión de la función de transferencia del amplificador a transconductancia resultante. Diseñar el circuito para obtener un valor de transconductancia de 1 mA/V. [2'5]



2 Un amplificador operacional alimentado a ±15 V se configura como un amplificador no inversor ganancia 20 V/V. Asumir que el amplificador operacional usado posee un ancho de banda de ganancia unidad f_T = 1'5 MHz y una velocidad de respuesta SR = 0'8 V/µs y su saturación aparece para tensiones de salida de ±14 V.

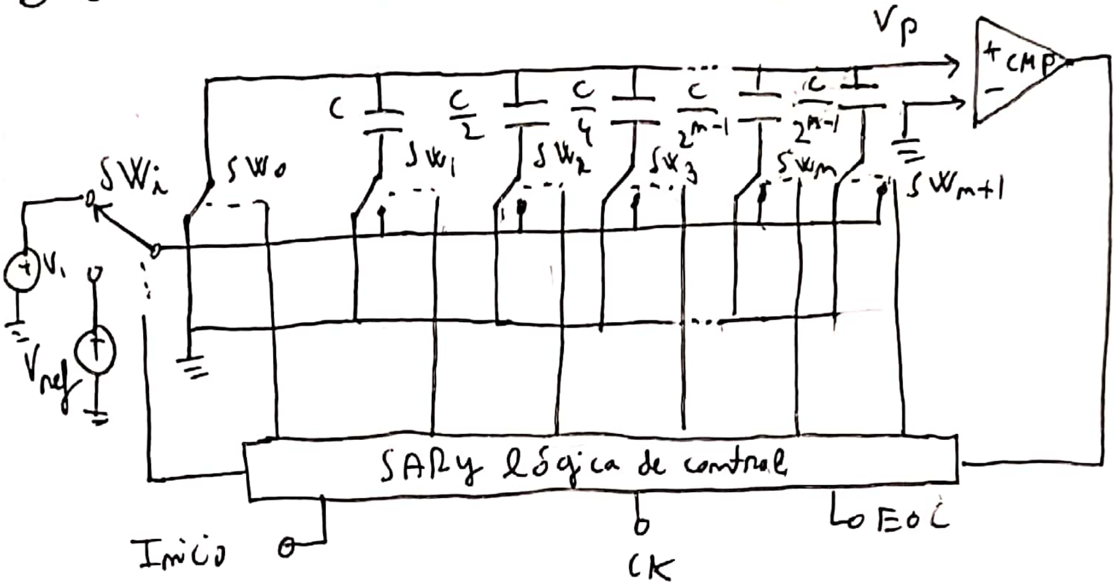
a) Si la señal de entrada es una señal sinusoidal de amplitud V_{in} = 0'5 V. ¿Cuál es la frecuencia máxima antes de que la salida se distorsione? [2]

b) Si la frecuencia de la señal sinusoidal es f = 10 KHz, ¿cuál es el valor máximo de V_{in} antes de que la salida se distorsione? ¿cuál es el rango útil de frecuencia de operación?

c) Si V_{in} = 40 mV, ¿cuál es el rango útil de frecuencia de operación?

d) Si f = 2 KHz, ¿cuál es el rango útil de amplitud de operación para la señal de entrada?

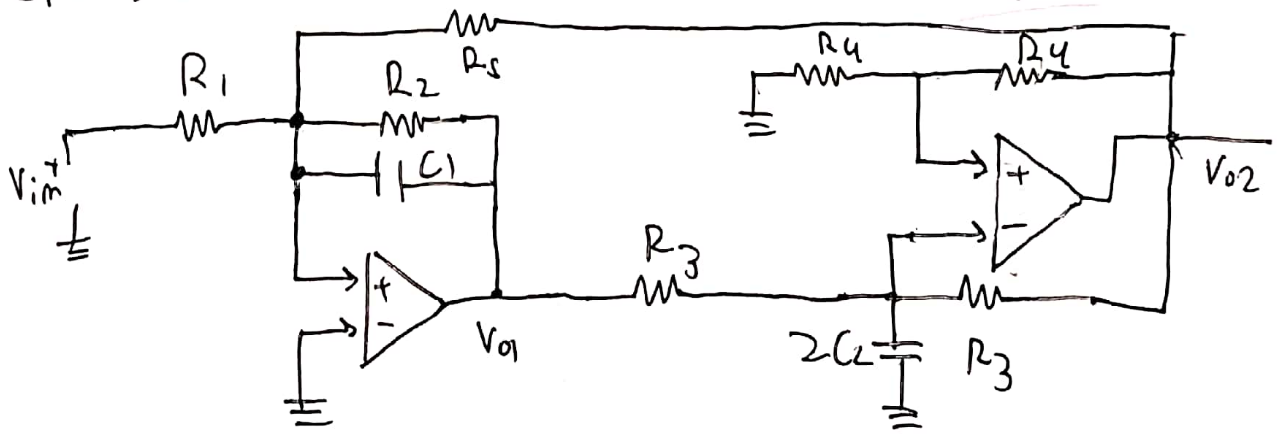
3 Considerar un ADC por redistribución de carga del tipo mostrado en la figura con $n=4$, $V_{ref} = 3V$ y $C = 8pF$. Suponiendo que el nudo "p" tiene una capacidad parásita de $4pF$ hacia la tierra, encontrar los valores intermedios en V_p durante todo el proceso de conversión de $V_I = 1'8$ V. ¿Qué código de salida se genera? ¿Cuál es el error de cuantificación cometido? [2'5]



4 Asumiendo AOIs en el circuito de la figura:

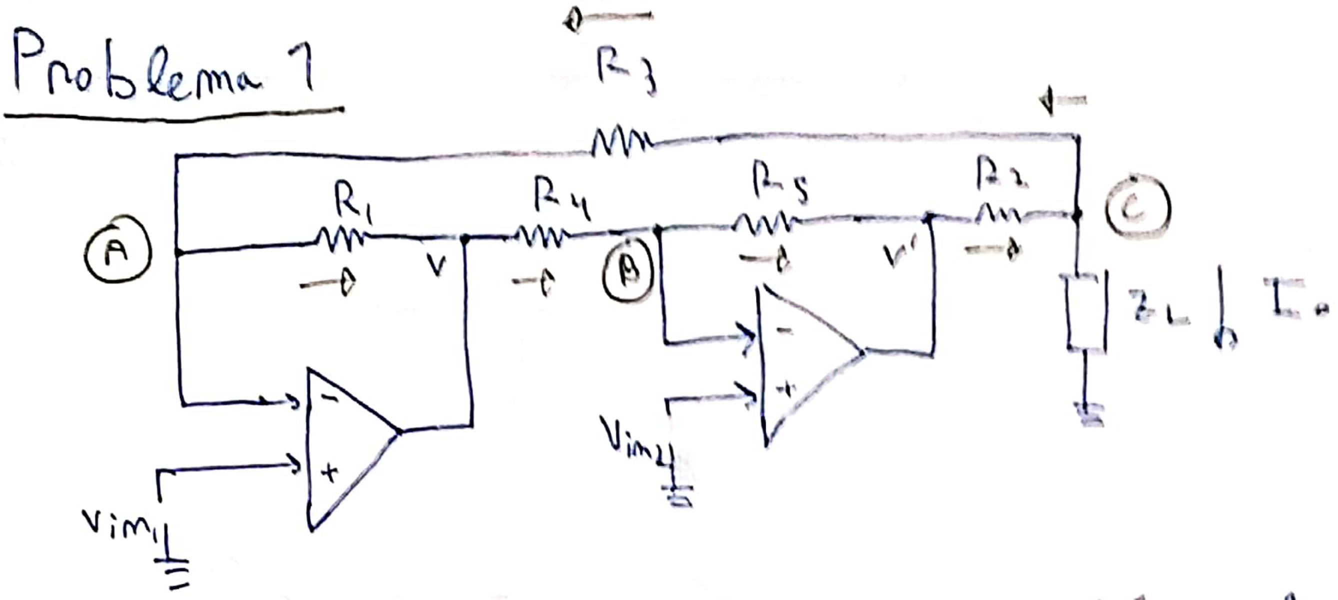
(a) Obtener sus funciones de transferencia. ¿Qué términos implementan? Obtener la expresión de todos los parámetros significativos.

(b) Esbozar sus diagramas de Bode de amplitudes, cuando el circuito se realiza con los siguientes valores de componentes: $C_1 = C_2 = 1nF$. $R_1 = R_3 = R_4 = R_5 = 15'8\,k\Omega$ y $R_2 = 80'6\,k\Omega$.



[3]

Problema 7



Tenemos dos entradas, buscamos una expresión en la salida de la forma: $I_o = A_2 V_2 + A_1 V_1 - \frac{V_{out}}{R_o}$. Planteamos corrientes en los nodos señalados:

A $\quad \frac{V_{out} - V_{in1}}{R_3} = \frac{V_{in1} - V}{R_1} \Rightarrow \frac{V}{R_1} = V_{in1}\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1}\right) - V_{out}\frac{1}{R_3} \Rightarrow$

$$\Rightarrow V = V_{in1}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) - V_{out}\frac{R_1}{R_3}$$

B $\quad \frac{V - V_{in2}}{R_4} = \frac{V_{in2} - V'}{R_5} \Rightarrow \frac{V'}{R_5} = V_{in2}\left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}\right) - \frac{V}{R_4}$ $\quad \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{V'}{R_5} = V_{in2}\left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}\right) - \frac{V_{in1}}{R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) + \frac{V_{out}}{R_4}\frac{R_1}{R_3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V' = V_{in2}\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) - V_{in1}\frac{R_5}{R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) + V_{out}\frac{R_1 R_5}{R_4 R_3}$$

C $\quad \frac{V' - V_{out}}{R_2} = \frac{V_{out} - V_{in1}}{R_3} + I_o \Rightarrow$

$$\Rightarrow I_o = \frac{V'}{R_2} - V_{out}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) + \frac{V_{in1}}{R_3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_o = V_{in2}\frac{1}{R_2}\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) - V_{in1}\frac{R_5}{R_4 R_2}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) + V_{out}\frac{R_1 R_5}{R_4 R_3 R_2} - V_{out}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) + \frac{V_{in1}}{R_3}$$

$$\Rightarrow I_o = V_{in2}\frac{1}{R_2}\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) + V_{in1}\left[\frac{1}{R_3} - \frac{R_5}{R_4 R_2}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)\right] + V_{out}\left[\frac{R_1 R_5}{R_4 R_3 R_2} - \frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3}\right]$$

$$\boxed{I_o = V_{in2}\left(\frac{R_4+R_5}{R_2R_4}\right) + V_{in1}\left(\frac{R_4R_2-R_5R_3-R_5R_1}{R_4R_2R_3}\right) + V_{out}\left(\frac{R_1R_5-R_4R_2-R_4R_3}{R_2R_3R_4}\right)}$$

→ Y ahora para obtener impedancia de salida infinita:

$$R_o = \frac{R_2R_3R_4}{R_4R_2+R_4R_3-R_1R_5} \quad , \quad \boxed{R_1R_5 = R_4R_3 + R_4R_2}$$

Si llevamos esto arriba

$$I_o = V_{in2}\left(\frac{R_4+R_5}{R_2R_4}\right) + V_{in1}\left(\frac{\cancel{R_4R_2}-R_5\cancel{R_3}-R_4\cancel{R_3}-\cancel{R_4R_2}}{R_4R_2\cancel{R_3}}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{I_o = V_{in2}\left(\frac{R_4+R_5}{R_2R_4}\right) - V_{in1}\left(\frac{R_4+R_5}{R_4R_2}\right) = \left(\frac{R_4+R_5}{R_2R_4}\right)(V_{in2}-V_{in1})}$$

Ahora vamos a escoger los valores de las resistencias. Por ejemplo $\boxed{R_5 = 500\ \Omega \text{ y } R_2 = 2000\ \Omega}$: (Ganancia $\frac{R_4+R_5}{R_2R_4} = \frac{1}{1000}\ A/V = 1mA/V$)

$$\frac{R_4+500}{2000R_4} = \frac{1}{1000} \Rightarrow R_4 + 500 = 2R_4 \Rightarrow \boxed{R_4 = 500\ \Omega}$$

Luego $R_1R_5 = R_4(R_3+R_2) \Rightarrow \cancel{5}00R_1 = \cancel{5}00(R_3+2000)$

tomando $\boxed{R_3 = 500\,\Omega}$ luego $\boxed{R_1 = 2500\ \Omega}$

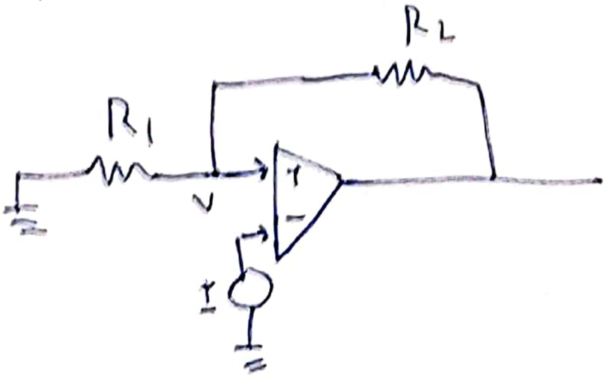
Problema 2

→ El SR se define como la máxima pendiente de cambio posible para el voltaje de salida:

$$SR = \left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{max} \Rightarrow (\text{En el máximo } \cos(\omega t) = \text{Sen}(\omega t) = 1) \Rightarrow SR = V_{max}\cdot\omega$$

Siendo ω el ancho de banda en potencia (Rango de frecuencias o frecuencia máxima en la que se puede reproducir una señal de amplitud máxima y sin distorsión).

→ Pero no debemos confundir éste con el ancho de Banda de la respuesta en frecuencias, Que nos da el rango de funcionamiento del operacional. En este caso tenemos un amplificador no inversor:



$I_{R_1} = I_{R_2} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{0-V}{R_1} = \frac{V-V_{out}}{R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{out} = \left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) V$$

Tenemos que $\beta = 1/_{\text{ganancia ideal}} = \frac{1}{20}$ //

y el ancho de banda de la respuesta en frecuencia es:

$BW = f_T \cdot \beta = 1'5\cdot10^6/20 = 75\ KHz$ // → No se puede superar esta frecuencia.

(a) Si la amplitud de la señal de entrada es $V_{in} = 0'5\ V$. La (14V) amplitud de la señal de salida: $V_{out} = 20\ V/V \cdot 0'5\ V = 10\ V < V_{out\,max}$ ✓
Luego no está limitada por la saturación de la tensión de salida.
La frecuencia máxima viene dada por el S.R:

$$SR = V_{max}\,\omega = V_{max}\,2\pi f \Rightarrow f = \frac{SR}{2\pi V_{max}} \Rightarrow$$

$\frac{1}{\mu s} = 10^6 \frac{1}{s}$ ⇒ $f = \frac{0'8\cdot10^6}{2\pi\cdot10} = 12732\ Hz = \boxed{12'73\ K\ Hz} < BW$ ✓

(b) Ahora $f = 10\ KHz$, Vamos a obtener V_{out} permitido:

$$f = \frac{SR}{2\pi V_{max}} \Rightarrow V_{max} = \frac{SR}{2\pi f} = \frac{0'8\cdot10^6}{2\pi\ 10^5} = 1'273V < V_{out\,max}$$ ✓

Nos piden el voltaje de entrada: $\boxed{V_{in} = \frac{V_{out}}{G} = \frac{1'273}{20} \simeq 64\ mV}$

(c) $V_{out} = 20\cdot0'020 = 0'4V < V_{out\,max}$ luego la frecuencia máxima:

$$f = \frac{SR}{2\pi V_{max}} = \frac{0'8\cdot10^6}{2\pi\cdot0'4} = 318\ KHz > BW\ !!$$

Luego el rango útil es hasta el BW: $\boxed{0 \to 75\,KHz}$

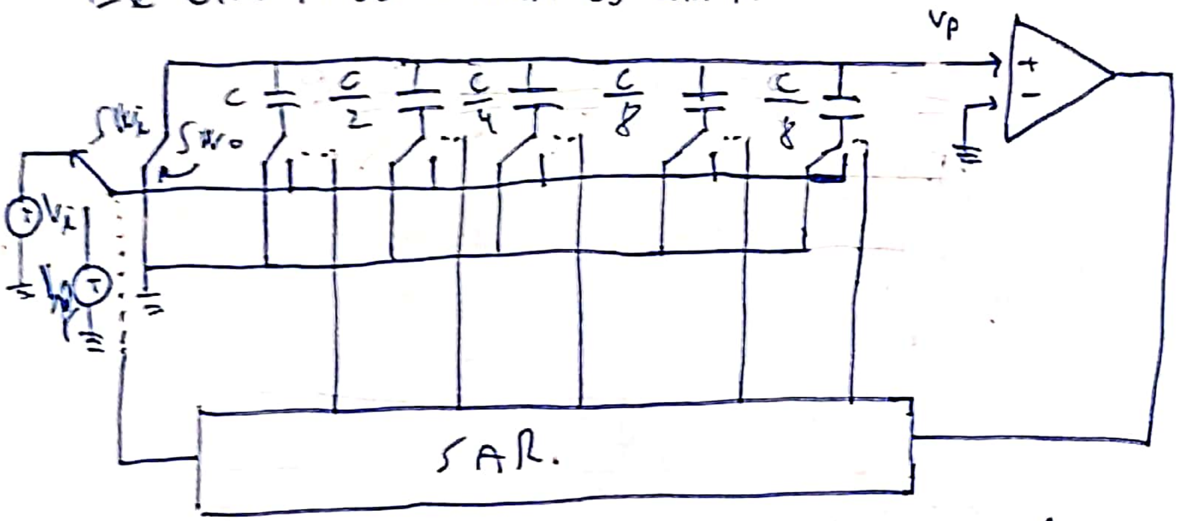
(d) $f = 2\,KHz$ → Vemos el V_{max} para esta frecuencia:

$$V_{max} = \frac{SR}{2\pi f} = \frac{0'8 \cdot 10^6}{2\pi\, 2 \cdot 10^3} = 63\,V > V_{outmax}!!$$

Luego $V_{outmax} = 15V$ // y el voltaje de entrada para este es $V_{inmax} = \frac{15V}{20\,V/V} = 0'75\,V$ por tanto el rango de voltajes es de $\boxed{0 - 0'75\,V}$

Problema 3

El circuito del examen es con $n=4$:



→ El proceso de conversión consta de 3 ciclos.

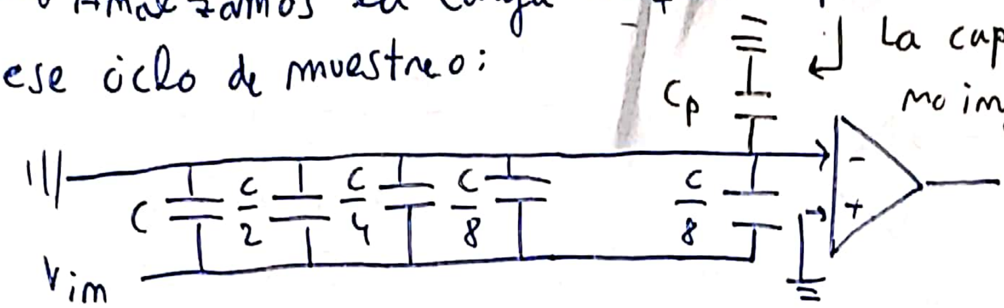
- Ciclo de Muestreo.
- Ciclo de retención
- ciclo de redistribución de carga

Ciclo de Muestreo

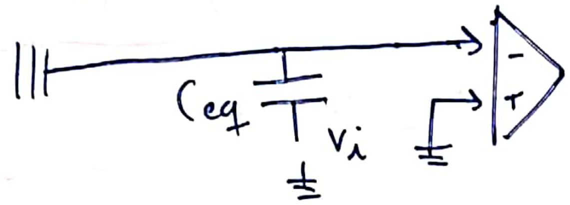
En él, el SW_0 está a Tierra por lo que todos los condensadores están por su parte superior puestas a tierra. Todos los demas SW se disponen de forma que las partes inferiores de éstos están conectados a Vi; por tanto se establece una diferencia de potencial

→ Analizamos la carga adquirida por los condensadores en ese ciclo de muestreo:

↲ La capacidad parásita no influye en este ciclo.



⇕



$C_{eq} = C + C/2 + C/4 + 2C/8$

$C_{eq} = 2C$ //

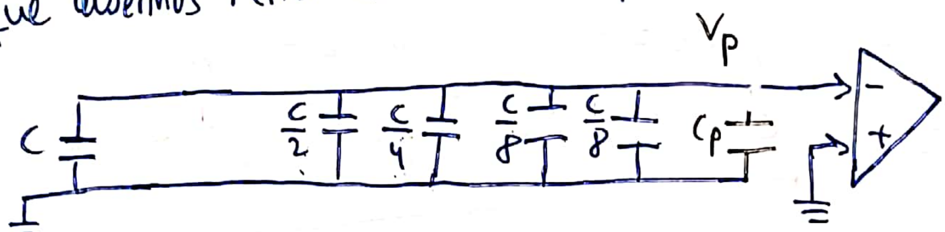
Y como sabemos $C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{Q}{V_i}$

$\Rightarrow \boxed{Q_s = 2CV_i}$

Ciclo de retención.

→ Aquí ahora abrimos SW_0 y todos los SW de los condensadores se ponen a tierra. Por algún motivo (constancia de lo carga - invariancia de las capacidades, te lo crees y ya) la diferencia de potencial debe mantenerse, por lo que $V_p = -V_i$. Ahora sí que debemos tener en cuenta C_p:

↳ Para el caso ideal.



Ahora $C_{eq} = 2C + C_p$

→ Se debe conservar la carga en las tapas superiores de los condensadores:

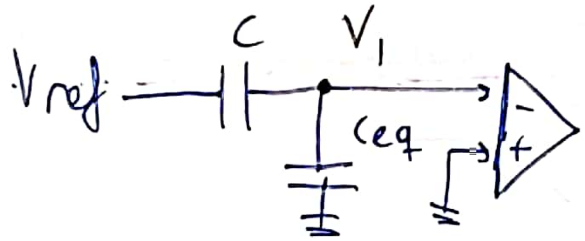
$Q_s = Q_p \Rightarrow 2CV_i = -V_p(2C+C_p) \Rightarrow V_p = \frac{-2CV_i}{2C+C_p} \Rightarrow$

$\Rightarrow \boxed{V_p = -\frac{2 \cdot 8 \cdot 1'8}{2 \cdot 8 + 4} = -1'44\,V}$

Ciclo de redistribución de carga.

Dejamos SW_0 abierto mientras que los SW_i irán cambiando sucesivamente de tierra a V_{ref} para realizar la conversión por aproximaciones sucesivas.

① Comenzamos poniendo a Vref el MSB:



$C_{eq} = \frac{C}{2} + \frac{C}{4} + \frac{C}{8} + C_p = C + C_p$

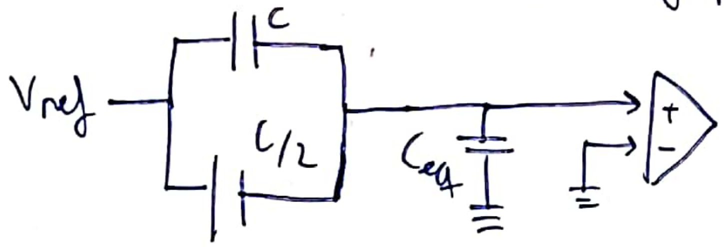
→ Continuidad de corrientes:

$(V_{ref} - V_1)\, C = (V_1 - 0)\, C_{eq} \Rightarrow$

$\Rightarrow V_1 = \frac{C}{2C + C_p} V_{ref}$ y ahora lo comparamos con V_p:

$$V_p - V_1 = -1'44 + \frac{8}{2 \cdot 8 + 4} 3 = -0'24 < 0 \Rightarrow \boxed{b_3 = 1}$$

② Ahora mantenemos $b_3 = 1$ y ponemos el siguiente bit a 1:



$C_{eq_1} = C + C/2 = 3/2\, C$

$C_{eq_2} = C/4 + C/8 + C/8 + C_p = \frac{C}{2} + C_p$

$(V_{ref} - V_2)\, C_{eq_1} = V_2 C_{eq_2} \Rightarrow V_2 = \frac{3/2\, C}{2C + C_p} V_{ref}$ luego

$$V_p - V_2 = -1'44 + \frac{3/2\, 8}{2 \cdot 8 + 4} 3 = 0'6 > 0 \Rightarrow \boxed{b_2 = 0}$$

③ mantenemos $b_3 = 1$ y $b_2 = 0$ // ponemos $b_1 = 1$:

$C_{eq_1} = C + C/4 = 5/4\, C$, $C_{eq_2} = \frac{C}{2} + \frac{C}{8} + \frac{C}{8} + C_p = \frac{3}{4} C + C_p$

$(V_{ref} - V_3)\, C_{eq_1} = V_3 C_{eq_2} \Rightarrow V_3 = \frac{5}{8 + 4\frac{C_p}{C}} V_{ref} \Rightarrow$

$$\Rightarrow V_p - V_3 = -1'44 + \frac{5}{8 + 4\frac{4}{8}} 3 = 0'06\ V > 0 \quad \boxed{b_3 = 0}$$

④ mantenemos $b_3 = 1$ y $b_2 = b_1 = 0$, ponemos $b_0 = 1$

$C_{eq_1} = C + C/8 = 9/8\, C$, $C_{eq_2} = \frac{C}{2} + \frac{C}{4} + \frac{C}{8} + C_p = \frac{7}{8} C + C_p$

$(V_{ref} - V_4)\, C_{eq_1} = V_4 C_{eq_2} \Rightarrow V_4 = \frac{V_{ref} C_{eq_1}}{C_{eq_1} + C_{eq_2}} = \frac{9/8\, C}{2C + C_p}$

$$V_p - V_4 = -1'44 + \frac{9/8 \cdot 8}{2\cdot 8 + 4} 3 = -0'09 < 0 \Rightarrow \boxed{b_0 = 1}$$

El código de salida es $\boxed{b_3 b_2 b_1 b_0 = 1001}$

→ Error de cuantificación? Pasamos la palabra a analógico mediante:

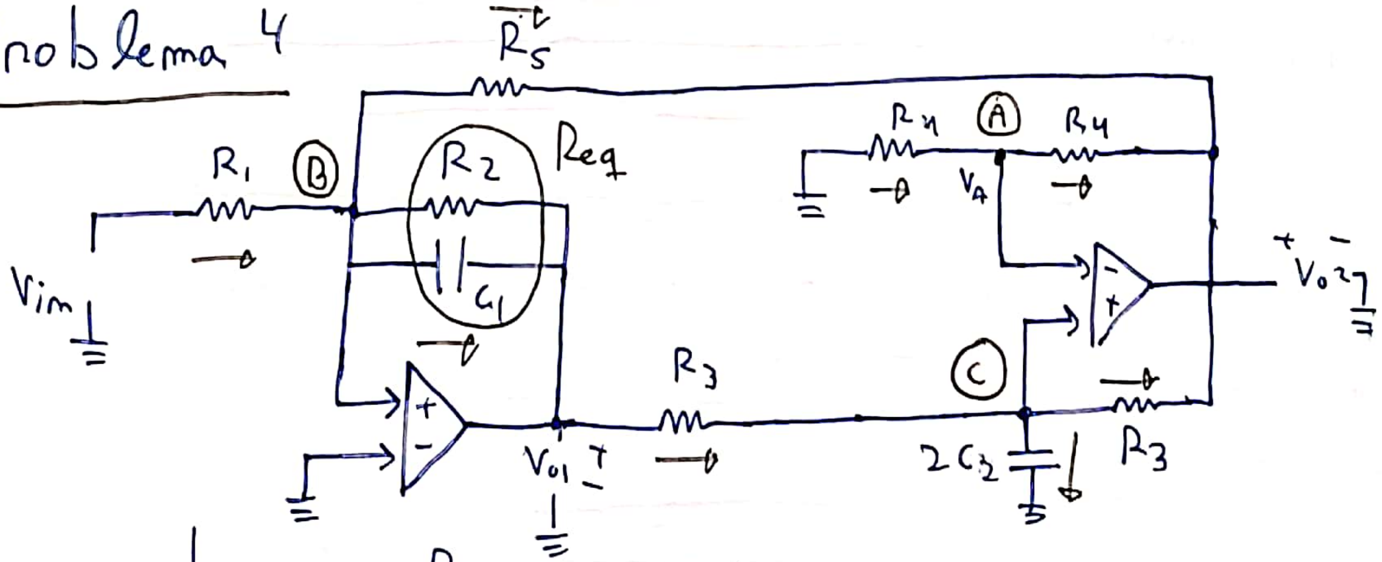
$$V_{out} = \frac{\overset{V_{ref}}{3}}{2^4}\left(1\cdot 2^0 + 0\cdot 2^1 + 0\cdot 2^2 + 1\cdot 2^3\right) = 1'6875$$

$$\boxed{E = 1'6875 - 1'8 = -0'1125\ V}$$ → Error debido a la conversión.

Podemos expresarlo en LSB: $V_{LSB} = \frac{3}{2^n} = \frac{3}{16} = 0'1875$

$$\boxed{E = \frac{-0'1125}{0'1875} = -0'6\ LSB}$$

Problema 4



$$Req = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + C_1 s} = \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s}$$

Continuidad de corrientes en los nodos:

A $\quad \frac{0 - V_A}{\cancel{R_4}} = \frac{V_A - V_{o2}}{\cancel{R_4}} \Rightarrow 2V_A = V_{o2} \Rightarrow V_A = V_{o2}/2$

C $\quad \frac{V_{o1} - V_A}{R_3} = \frac{V_A - V_{o2}}{R_3} + (V_A - 0)2C_2 s \Rightarrow \frac{V_{o1}}{R_3} - \frac{V_{out2}}{\cancel{2}R_3} = -\frac{V_{o2}}{\cancel{2}R_3} + V_{out2} C_2 s$

$\Rightarrow V_{out_1} = V_{out_2} R_3 C_2 s$

(B) $\dfrac{V_{in} - 0}{R_1} = \dfrac{0 - V_{01}}{R_2}(1 + R_2 C_1 s) + \dfrac{0 - V_{02}}{R_5}$ Sustituímos aquí V_{01}

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -V_{02}\frac{R_3}{R_2}C_2 s\,(1 + R_2 C_1 s) - V_{02}\frac{1}{R_5} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{in} = -V_{02}\left[\frac{1}{R_5} + \frac{R_3}{R_2}C_2 s + R_3 C_2 C_1 s^2\right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{in} = -V_{02}\left[\frac{R_1 R_2 + R_1 R_5 R_3 C_2 s + R_1 R_5 R_2 R_3 C_2 C_1 s^2}{R_5 R_2}\right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out_2}}{V_{in}} = G_2(s) = \frac{-R_2 R_5}{R_1 R_5 R_2 R_3 C_2 C_1 s^2 + R_5 R_3 C_2 s R_1 + R_2 R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{G_2(s) = \frac{-\dfrac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}}{s^2 + \dfrac{1}{R_2 C_1}s + \dfrac{1}{R_5 R_3 C_2 C_1}}}$$ filtro pasa bajas

y por tanto $\boxed{G_1(s) = \dfrac{-\dfrac{1}{R_1 C_1}s}{s^2 + \dfrac{1}{R_2 C_1}s + \dfrac{1}{R_5 R_3 C_2 C_1}}}$ filtro pasa banda

→ obtenemos los parámetros y sus diagramas de Bode:

• Para G_2: $G(s) = \dfrac{H_0 w_0^2}{s^2 + \dfrac{w_0}{Q}s + w_0^2}$ Luego:

$$\boxed{w_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 R_3 C_2 C_1}} = \sqrt{\frac{1}{(15'8 \cdot 10^3)^2 \cdot (10^{-9})^2}} = 63291 \text{ Hz}} \Rightarrow$$

$\Rightarrow \boxed{f_0 = 10073 \text{ Hz}}$ $\dfrac{w_0}{Q} = \dfrac{1}{R_2 C_1} \Rightarrow \boxed{Q = R_2 C_1 \sqrt{\dfrac{1}{R_5 R_3 C_2 C_1}}} \Rightarrow$

$\Rightarrow \boxed{Q = 80'6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \cdot 63291 = 5'1}$, $H_0 w_0^2 = \dfrac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}$

$$\boxed{H_0 = \frac{R_5 \cancel{R_3 C_1 C_2}}{R_1 \cancel{R_3 C_1 C_2}} = \frac{R_5}{R_1} = 1}$$

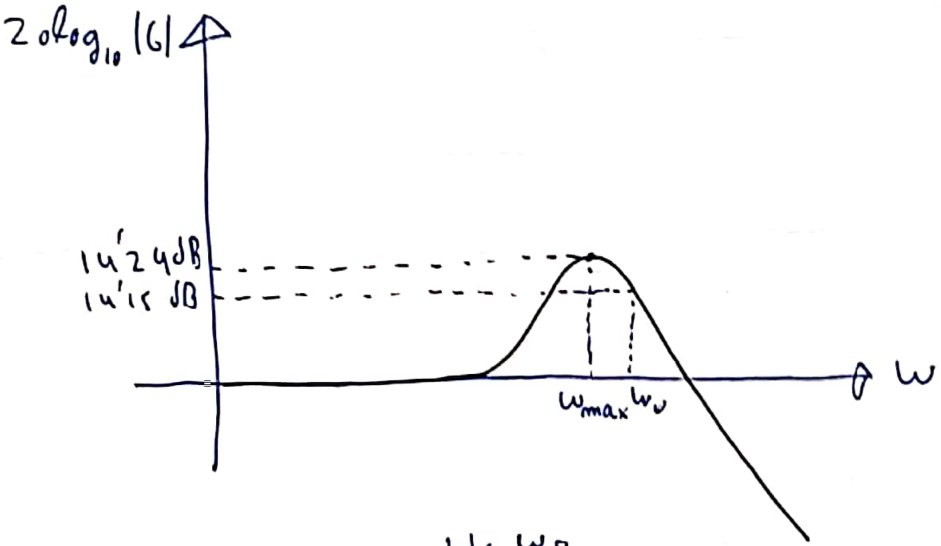
Obtenemos los parámetros del pico de resonancia:

$$\omega_{max} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} = 63291 \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot 5'1)^2}} = 62986 \text{ Hz}$$

$$20 \log_{10} |G(j\omega_{max})| = 20 \log_{10} \left| \frac{H_0 Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{5'1}{\sqrt{1 - \frac{1}{5'1^2 2}}} \right| = 14'24 \text{ dB}$$

$$20 \log_{10} |G(j\omega_0)| = 20 \log_{10} | H_0 Q | = 20 \log_{10} |5'1| = 14'15 \text{ dB}$$

Representamos



- Para G_1: $$G(s) = \frac{\frac{H_0 \omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

$$\boxed{\omega_0 = 63291 \text{ Hz} \quad f_0 = 10073 \text{ Hz}, \quad Q = 5'1}$$

$$\frac{H_0 \omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_1} \Rightarrow H_0 = \frac{1}{R_1 \cancel{C_1}} R_2 \cancel{C_1} \sqrt{\cancel{\frac{1}{R_5 R_3 C_1 C_2}}} \sqrt{\cancel{R_5 R_3 C_1 C_2}} = \frac{80'6}{15'8} = 5'1$$

obtenemos ω_1 y ω_2:

$$\left. \begin{array}{l} BW = \frac{\omega_0}{Q} = \omega_2 - \omega_1 \\ \omega_0^2 = \omega_1 \omega_2 \Rightarrow \omega_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_2} \end{array} \right\}$$

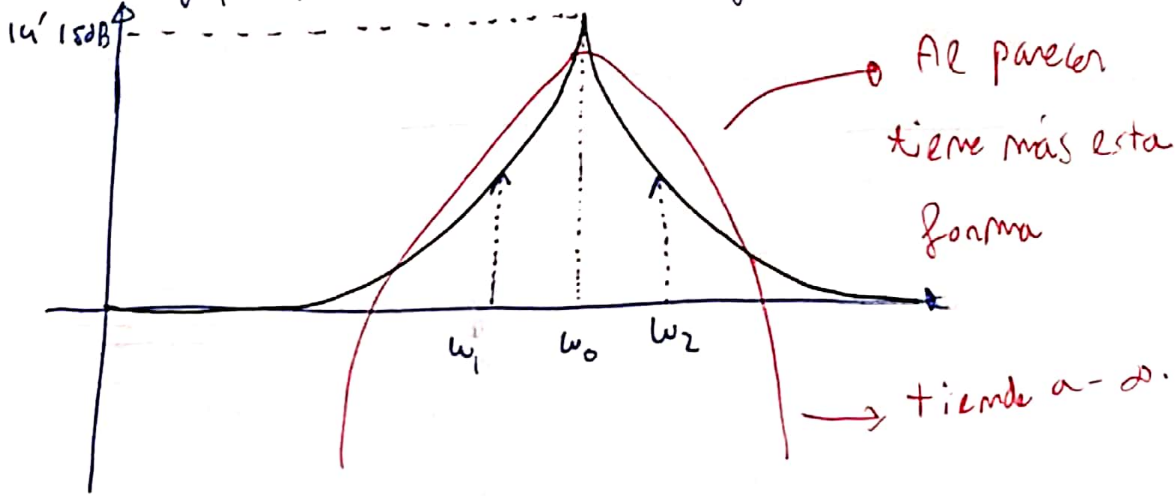
$$\Rightarrow \frac{\omega_0}{Q} = \omega_2 - \frac{\omega_0^2}{\omega_2} \Rightarrow \frac{\omega_0}{Q} \omega_2 = \omega_2^2 - \omega_0^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \omega_2^2 - \frac{\omega_0}{Q} \omega_2 - \omega_0^2 = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \omega_2^2 - 12406 \omega_2 - 4005750681 = 0$$

$$\Rightarrow \omega_2 = 69797 \text{ Hz}, \quad \omega_1 = \frac{(63291)^2}{69797} = 57391 \text{ Hz}$$

Además $20\log|H_0| = 14'15\ dB$ luego:

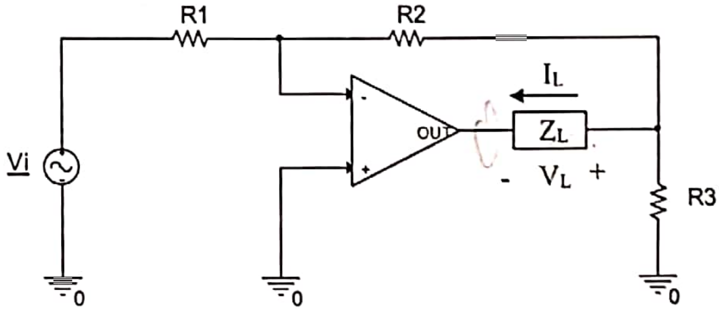


FUNDAMENTOS DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA
11 de enero de 2019

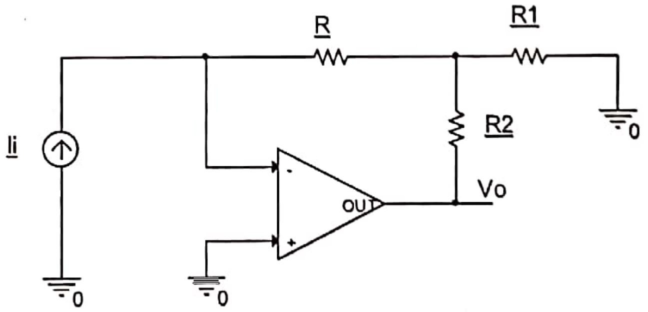
Alumno/a: ________________________________ Preguntas: | | | | |

Valoraciones de los problemas: P1: 2,5 puntos, P2: 2,5 puntos, P3: 2,5 puntos, P4: 2,5 puntos

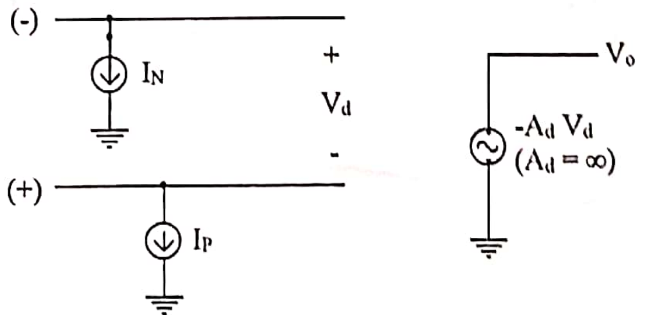
1. En el **convertidor V/I con carga flotante** de la figura suponer que $R_1 = 100\ K\Omega$, $R_2 = 99\ K\Omega$ y $R_3 = 1\ K\Omega$. Si el amplificador operacional posee $r_d = \infty$, $A = 10^3$ V/V y $r_o = 0$, calcular la resistencia R_o vista por la carga.



2. El circuito de la figura constituye un convertidor I/V de alta sensibilidad sin necesidad de usar resistencias excesivamente grandes o irreales.

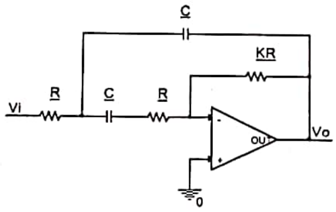


   a. Considerando AOI, obtener la expresión de la tensión de salida y el valor de transimpedancia conseguido.
   b. ¿Cómo afecta al convertidor la existencia de corrientes de polarización en el AO, considerándolo ideal en todos los demás aspectos? Se adjunta modelo del AO.



   c. ¿Cómo podríamos modificar el circuito para minimizar su efecto? Obtener el nuevo término de error.

3. El circuito de la figura se conoce como *"filtro –KRC"*, dado que el amplificador operacional opera como amplificador inversor con ganancia $-K$.



a. Obtener su función de transferencia e indicar el término que implementa. Obtener las expresiones de los términos H_o, ω_o (f_o) y Q.

b. Esbozar el diagrama de Bode de amplitudes para los siguientes valores de componentes: R = 1,89 KΩ, C = 5,6 nF y K = 224.

ANEXO:

Expresiones generales de los términos cuadráticos

$$\frac{H_0\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0 s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0\left(s^2+\omega_n^2\right)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{s^2-\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$$

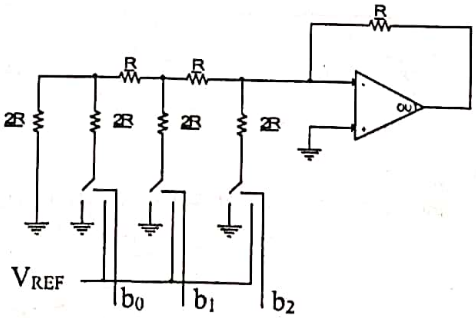
Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-baja

$$\omega_{máx} = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0Q$$

Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-alta

$$\omega_{máx} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0Q$$

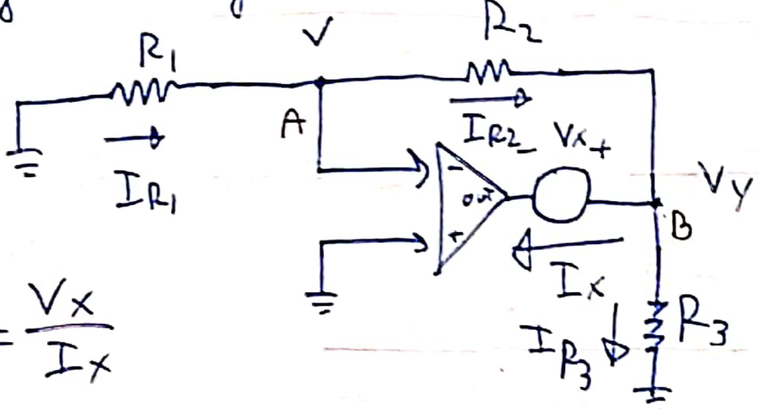
4. El circuito de la figura muestra el esquemático de un convertidor D/A de 3 bits que implementa una red R-2R con conmutación en tensión. Si el circuito se implementa con una V_{REF} = -1 V y con un amplificador operacional que posee una tensión de offset de 7 mV y una ganancia en lazo abierto de 100 V/V, calcular los errores de offset y de ganancia del DAC.



EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 11/I/2019

Problema 1

→ Básicamente este problema lo hacemos calculando una impedancia de salida, como toda la vida, sustituimos por cortocircuitos las fuentes, y colocamos una fuente prueba V_x:



$$Z = \frac{V_x}{I_x}$$

→ Tenemos ganancia finita, por tanto:

Tierra.

$$V_{out} = A_d\left(\cancel{V_{(+)}} - V_{(-)}\right)$$

$$V_{out} = -A_d V_{(-)} = -A_d V$$

Y ahora vamos a relacionar esto con V_y y V_x, cuidado!! $V_y \neq V_x$, V_x No está referido a tierra, tan solo es la diferencia de potencial entre sus extremos, de forma que

$$V_x = V_y - (-A_d V) \Rightarrow V_y = -A_d V + V_x \quad (I)$$

→ Ahora planteamos las ecuaciones en los nodos A y B:

(A) $I_{R_1} = I_{R_2}$ (Aunque la ganancia sea finita la impedancia de entrada sí lo es, de forma que no entra corriente al operacional):

$$\frac{0-V}{R_1} = \frac{V-V_y}{R_2} \Rightarrow V_y = V\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) \quad (II)$$

(B) $I_{R_2} = I_x + I_{R_3} \Rightarrow \dfrac{V-V_y}{R_2} = I_x + \dfrac{V_y - 0}{R_3} \Rightarrow$

$$\Rightarrow I_x = \frac{V}{R_2} - V_y\left(\frac{R_2+R_3}{R_2R_3}\right) \quad (III)$$

Ahora vamos a expresar V_y y V en función de V_x. Sustituyendo (II) en (I):

$$V\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) = -A_d V + V_x \Rightarrow V\left(\frac{R_1+R_2}{R_1} + A_d\right) = V_x \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V}{R_1}\left(R_1(1+A_d)+R_2\right) = V_x \Rightarrow V = \frac{R_1 V_x}{R_1(1+A_d)+R_2}$$

Luego $V_y = \dfrac{\cancel{R_1}\, V_x}{R_1(1+A_d)+R_2}\left(\dfrac{R_1+R_2}{\cancel{R_1}}\right) = V_x \dfrac{R_1+R_2}{R_1(1+A_d)+R_2}$

y ahora llevamos esto a (III)

$$I_x = \frac{V_x}{R_1(1+A_d)+R_2}\left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{(R_1+R_2)(R_2+R_3)}{R_2 R_3}\right) \Rightarrow$$

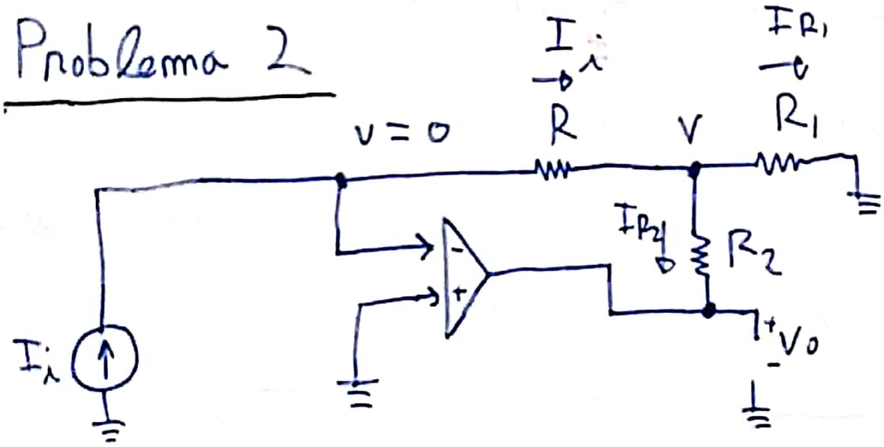
$$\Rightarrow I_x = \frac{V_x}{R_2R_3\left[R_1(1+A_d)+R_2\right]}\left(R_3R_1 - (R_1+R_2)(R_2+R_3)\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{Z = \frac{V_x}{I_x}} = \frac{R_3R_2\left[R_1(1+A_d)+R_2\right]}{R_3R_1-(R_1+R_2)(R_2+R_3)} =$$

$$= \frac{1.99\left[100(1+1000)+99\right]}{1\cdot 100-(100+99)(99+1)} \boxed{\simeq -500\ k\Omega}$$

No hay ningún problema porque salga negativa porque no es una resistencia "real".

Problema 2



→ Calculamos V_{out}. Tenemos un amplificador a Transresistencia. $V_{out}(I_i)$

$I_i = \dfrac{V-0}{R_1} + \dfrac{V-V_{out}}{R_2}$, pero además $I_i = \dfrac{0-V}{R} \Rightarrow$

$\Rightarrow V = -I_i R$

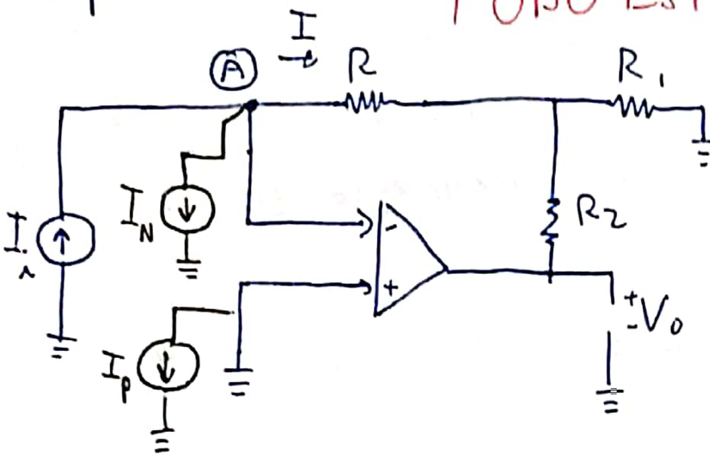
Sustituyendo:

$$I_i = -\frac{I_i R}{R_1} - \frac{I_i R}{R_2} - \frac{V_{out}}{R_2} \Rightarrow I_i\left(1+\frac{R}{R_1}+\frac{R}{R_2}\right) = -\frac{V_{out}}{R_2}$$

$$\frac{I_i}{R_1\cancel{R_2}}\left(R_1R_2+R(R_1+R_2)\right) = -\frac{V_{out}}{\cancel{R_2}} \Rightarrow \boxed{V_{out} = -I_i\left(R_1R_2+R(R_1+R_2)\right)/R_1}$$

$$\boxed{G_T = -\left(R_1R_2+R(R_1+R_2)\right)/R_1}$$

(b) Consideramos entonces el siguiente circuito con las corrientes de polarización: TODO ESTE APARTADO SOBRA.



→ Como el operacional es ideal en todos sus aspectos salvo en las corrientes, el efecto de I_p es nulo pues al haber impedancia de entrada infinita No puede entrar corriente al operacional //.

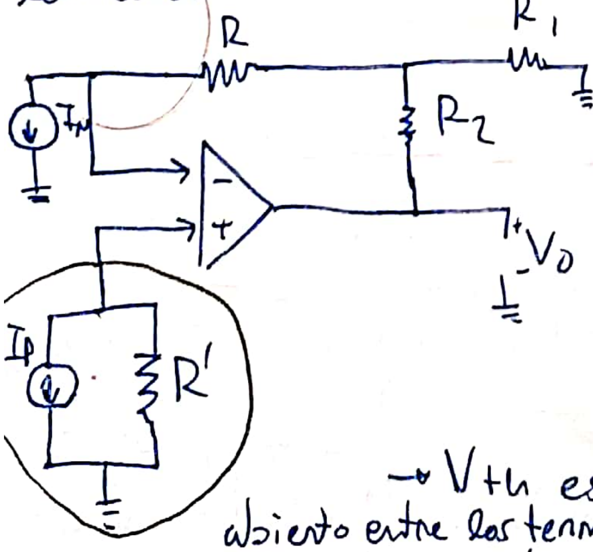
→ El efecto de I_N se puede obtener o aplicando superposición, o directamente haciendo en el nodo (A) continuidad de corrientes:

$I = I_i - I_N$ // De forma que: BASTA CON LO HECHO EN (C)

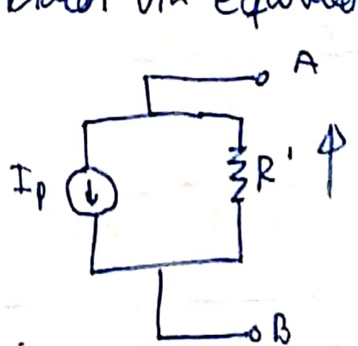
$$\boxed{V_{out} = -I_i\left(R_1R_2 + R(R_1+R_2)\right)/R + I_N\left(R_1R_2 + R(R_1+R_2)\right)/R}$$

→ Quizás era mas correcto antes analizar por separado solo las corrientes sustituyendo la fuente de corriente por un circuito abierto, en cualquier caso se iba a obtener el segundo término de la de arriba.

(c) Como no veo a ojo cual es la resistencia que hay que poner voy a colocar una resistencia prueba R' y cuando llegue al término de salida la eligiré tal que elimine las corrientes de polarización:



→ Siempre que veamos una conf. así mejor hacer un equivalente Thevenin:

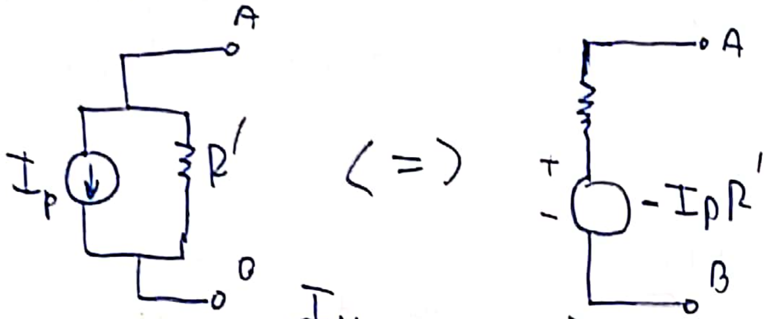


→ Vth es el Voltaje entre A y B, con circuito abierto entre los terminales, como todo lo demás está abierto I_p circula solo por R':

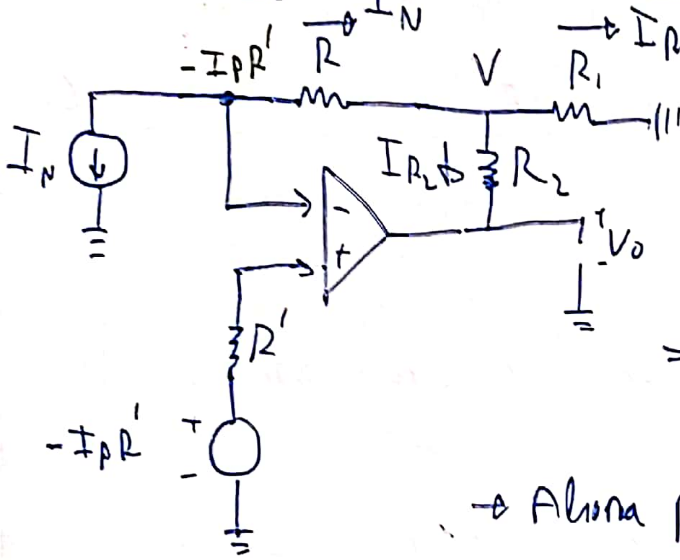
$$I_p = \frac{V_B - V_A}{R'} \Rightarrow V_A - V_B = V_{Th} = -I_p R'$$

La impedancia Thevenin es la resistencia entre A y B con todas las fuentes de voltaje reemplazadas por cortocircuitos y todas las fuentes de corriente por circuitos abiertos. En este caso $Z_{Th} = R$

Por tanto podemos hacer la sustitución:



Y el circuito quedará:



→ No va a circular corriente por la rama + del operacional por ser ideal, luego $V_R = IR = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{(+)} = -I_pR' = V_{(-)}$ por cortocircuito virtual.

→ Ahora procedemos exactamente igual que en el (a)

$$I_N = \frac{-I_pR' - V}{R} \Rightarrow V = R\left(I_pR' - I_NR\right)$$

$$\text{Y } I_N = \frac{V - 0}{R_1} + \frac{V - V_o}{R_2} \quad \Bigg\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_N = \frac{I_pR' - I_NR}{R_1} + \frac{I_pR' - I_NR}{R_2} - \frac{V_o}{R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_N\left(1 + \frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2}\right) - I_pR'\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_o}{R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_N\left(R_2 + \frac{RR_2}{R_1} + R\right) - I_p\left(\frac{R'R_2}{R_1} + 1\right) = V_o$$

→ Para anular las corrientes de polarización Vout debe ser de la forma Vout = $R(I_N - I_P)$

Luego basta igualar resistencias y sacar R':

$$R_2 + \frac{RR_2}{R_1} + R = \frac{R'R_2}{R_1} + R' \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_2R_1 + RR_2 + RR_1 = R'R_2 + R_1R' \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{R' = \frac{R_2R_1 + RR_2 + RR_1}{R_2 + R_1}}$$

→ En realidad lo que deberíamos hacer es sustituir en la expresión de Vout las corrientes de desviación y polarización, definidas por

Polarización $\qquad\qquad$ Desviación

$$I_B = \frac{I_N + I_P}{2} \qquad y \qquad I_D = |I_N - I_P|$$

De aquí: $I_P = I_B + \frac{I_D}{2}$, $I_N = -I_B - \frac{I_D}{2}$ y sustituyendo:

$$V_{out} = \left(I_B + \frac{I_D}{2}\right)\overbrace{\left(R_2 + \frac{RR_2}{R_1} + R\right)}^{R_{TH_1}} - \left(I_B - \frac{I_D}{2}\right)\overbrace{\left(\frac{R'R_2}{R_1} + 1\right)}^{R_{TH_2}}$$

$$V_{out} = I_B(R_{TH_1} - R_{TH_2}) + I_{D/2}(R_{TH_1} + R_{TH_2})$$

↳ Queremos anular I_B → Corrientes de polarización, por eso hacemos $R_{TH_1} = R_{TH_2}$ //

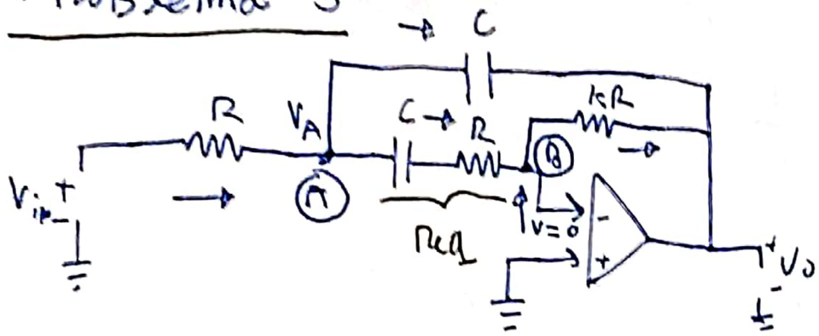
* Después nos dimos cuenta de que esa resistencia es justamente:

$$R_{eq} = R + R_1 \| R_2 = R + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = R + \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{eq} = \frac{RR_1 + RR_2 + R_1R_2}{R_1 + R_2} \quad //$$

→ Pero ahora habría que hacer el cálculo para este valor //

Problema 3



$$R_{eq} = \frac{1}{CS} + R = \frac{1+RCS}{CS}$$

→ Obtenemos la expresión del voltaje de salida:

$$\text{(A)} \quad \frac{V_{in}-V_A}{R} = \frac{V_A - 0}{1+RCS}CS + (V_A - V_{out})CS$$

$$\text{(B)} \quad \frac{V_A - 0}{1+RCS}CS = \frac{0-V_{out}}{KR} \Rightarrow V_A = -\frac{1+RCS}{KRCS}V_{out}$$

Ahora escribimos bien la de arriba

$$\frac{V_{in}}{R} = V_A\left(\frac{1}{R} + \frac{CS}{1+RCS} + CS\right) - V_{out}CS$$

→ Importante escribir así antes de sustituir, se puede volver un infierno

$$\frac{V_{in}}{R} = -V_{out}\left(\frac{1+RCS}{KRCS}\left(\frac{1}{R} + \frac{CS}{1+RCS} + CS\right) + CS\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -V_{out}\left(\frac{\cancel{1+RCS}}{KRCS}\left(\frac{1+RCS+RCS+RCS(1+RCS)}{R\cancel{(1+RCS)}}\right) + CS\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{in}}{\cancel{R}} = -V_{out}\left(\frac{1+3RCS+R^2C^2S^2+KR^2C^2S^2}{KR^2CS}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-KRCS}{(K+1)R^2C^2S^2+3RCS+1} = \frac{\frac{K}{(K+1)RC}S}{S^2+\frac{3}{(K+1)RC}S+\frac{1}{(K+1)R^2C^2}}}$$

→ Tenemos un filtro pasa banda. Obtenemos sus parámetros comparando con la expresión general:

$$G(s) = \frac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{K+1}}\,\frac{1}{RC} = \sqrt{\frac{1}{2'25}}\cdot\frac{1}{1'89\cdot10^3\cdot5'6\cdot10^{-8}}}$$

$$\boxed{\omega_0 = 6298'81\ rad/s\ ,\ f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1002\ Hz}$$

→ Por otro lado:

$$\frac{w_0}{Q} = \frac{3}{(K+1)RC} \Rightarrow \boxed{Q = \frac{(K+1)\cancel{RC}}{3}\sqrt{\frac{1}{K+1}}\,\frac{1}{\cancel{RC}} = \frac{\sqrt{K+1}}{3} \approx 5}$$

$$\frac{H_0 w_0}{Q} = \frac{K}{RC(K+1)} \Rightarrow H_0 w_0 = \frac{\sqrt{K+1}}{3}\,\frac{K}{RC(K+1)} = \frac{K}{3RC\sqrt{K+1}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{H_0 = \frac{K}{3RC\sqrt{K+1}}\,\cancel{\sqrt{K+1}}\,RC = -\frac{K}{3} = -75}$$

(b) Obtenemos el ancho de Banda:

$$BW = \frac{f_0}{Q} = \frac{1002}{5} = 200'4\ Hz = f_2 - f_1$$

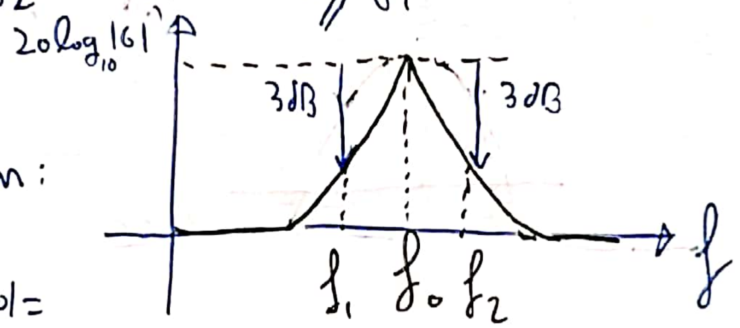
además $f_1 \cdot f_2 = f_0^2 \Rightarrow f_1 = 1'004 \cdot 10^6 / f_2$ $\Bigg\} \Rightarrow$

$$\Rightarrow f_2 - 1'004 \cdot 10^6 / f_2 = 200'4 \Rightarrow f_2^2 - 200'4\, f_2 - 1'004 \cdot 10^6 = 0$$

La única solución positiva $f_2 = 1107\ Hz$ // $f_1 = 1107 - 200'4 \Rightarrow$

$\Rightarrow f_1 = 906'6\ Hz$ //

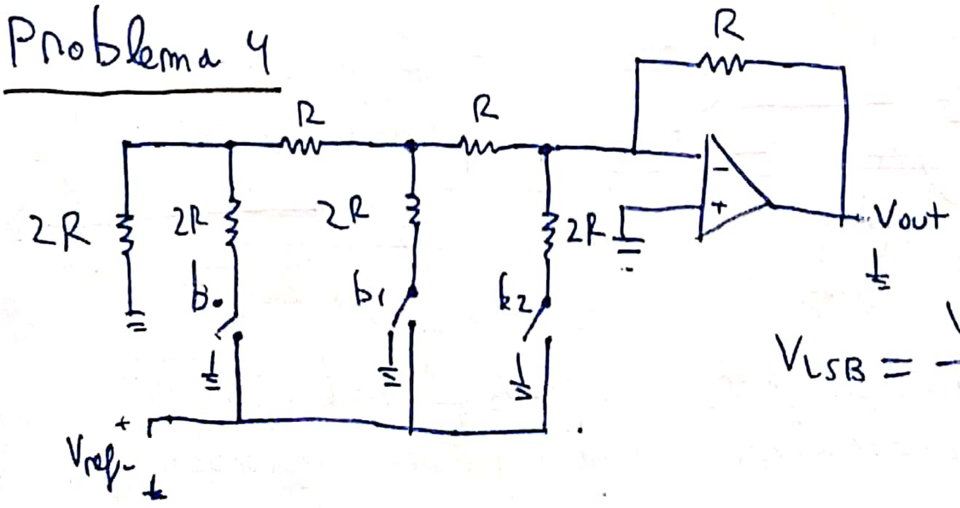
→ Podemos entonces representar:



La altura del pico es $20\log_{10}|H_0| =$

$= 20\log_{10}|75| = 3'75\ dB$ //

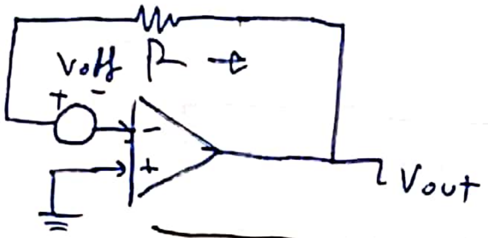
Problema 4



→ Primero obtenemos V_{LSB}, el voltaje entre dos bits consecutivos:

$$V_{LSB} = \frac{V_{FSR}}{2^M} = \left|\frac{-1}{8}\right| = 1/8$$

El error de offset es: $E_{off} = \left.\dfrac{V_{out}}{V_{LSB}}\right|_{000}$, si todos los bits están "desactivados" simplemente tenemos:



→ No circula corriente porque la impedancia de entrada en el operacional es infinita, por tanto $I_R = 0 \Rightarrow V_{out}|_{000} = V_{off} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \boxed{E_{off} = \frac{7\cdot10^{-3}\,V}{-0'125\,V} = 0'056\ LSB}$$

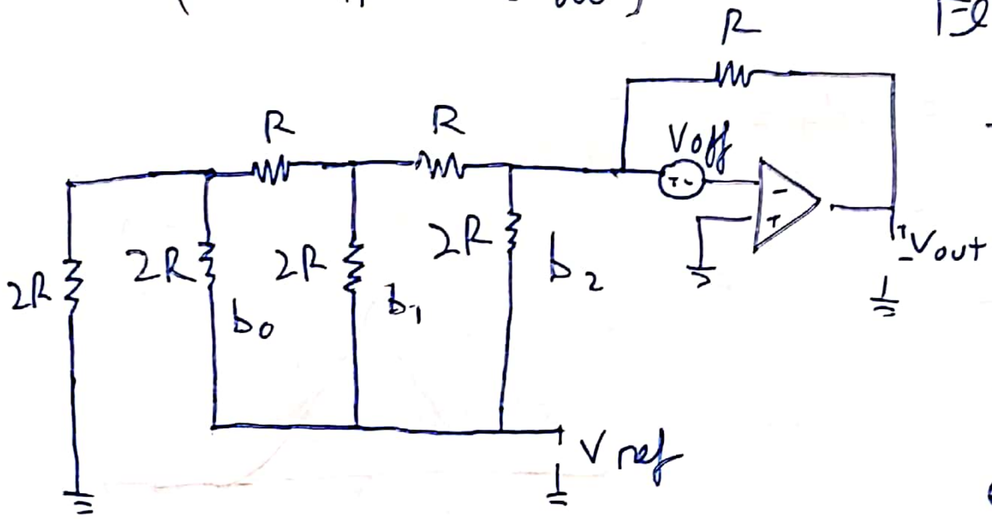
PUES NO. MAL. DESPUÉS SE OBTIENE CORRECTAMENTE.

→ El error de ganancia se define como:

$$E_g = \left(\left.\frac{V_{out}}{V_{LSB}}\right|_{111} - \left.\frac{V_{out}}{V_{LSB}}\right|_{000}\right) - (2^n-1)$$

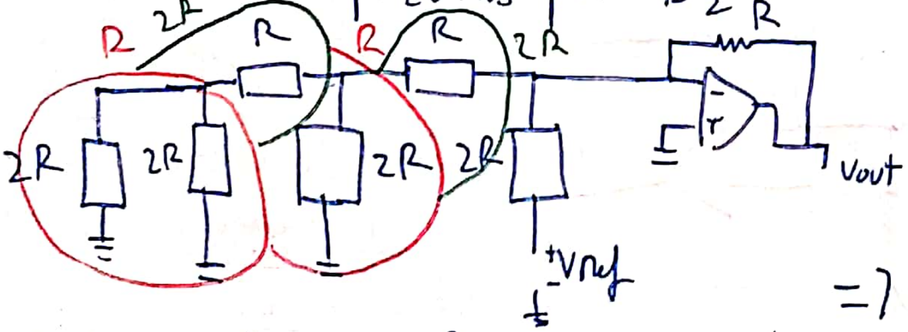
→ Debemos encontrar $V_{out}|_{111}$

El circuito es el siguiente:



→ Lo mejor es aplicar superposición en cada bit y el offset, y obtener el resultado.

→ $V_{out}|_{111} = V_{out}|_{100} + V_{out}|_{010} + V_{out}|_{001} + V_{out}|_{off}$. Calculamos cada uno. Empezamos por b_2:

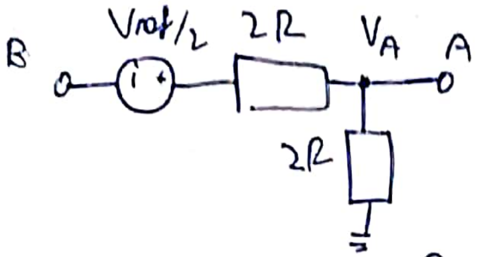


→ Si hacemos el paralelo entre $2R \| 2R$:

$$R_{eq_1} = \frac{1}{\frac{1}{2R}+\frac{1}{2R}} = \frac{4R^2}{4R} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{eq_1} = R$$

Si hacemos el eq con la siguiente resistencia $R_{eq_2} = R + R = 2R$ y haciendo esto constantemente llegamos a la situación siguiente:

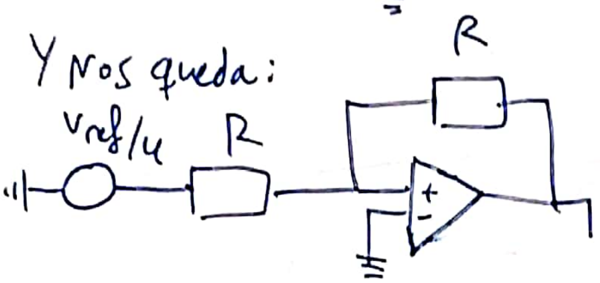


→ Es literalmente igual

$$\frac{V_{ref}/2 - V_A}{\cancel{2R}} = \frac{V_A - 0}{\cancel{2R}} \Rightarrow V_A = V_{ref}/4$$

$$\rightarrow Z_{TH} = 2R \| 2R = R \;//$$

Y nos queda:



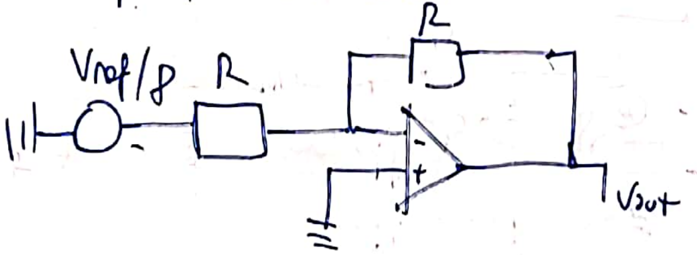
$$\rightarrow V_{out} = -A_d V_{(-)}$$

$$\rightarrow \frac{V_{ref}/4 - V_{(-)}}{\cancel{R}} = \frac{V_{(-)} - V_{out}}{\cancel{R}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{ref}}{4} = -2\frac{V_{out}}{A_d} - V_{out} = -V_{out}\left(\frac{2+A_d}{A_d}\right)$$

$$\Rightarrow V_{out}\big|_{010} = -V_{ref}\frac{A_d}{4(2+A_d)}$$

→ El procedimiento para el bit menos significativo es idéntico salvo porque es necesario hacer Thevenin una vez más llegando a:

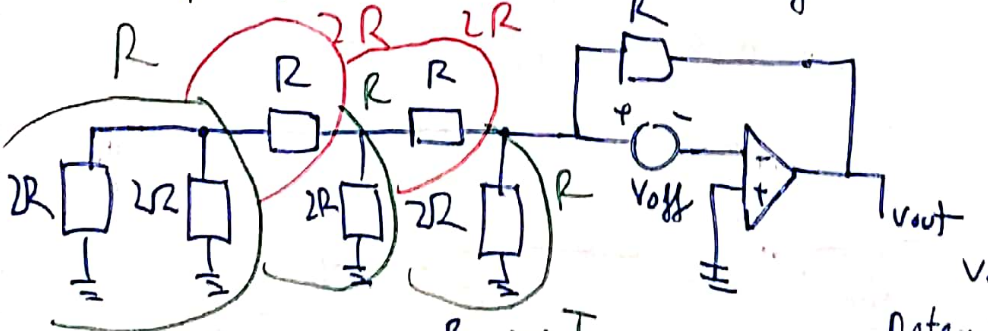


$$\rightarrow V_{out} = -A_d V_{(-)}$$

$$\rightarrow \frac{V_{ref}/8 - V_{(-)}}{\cancel{R}} = \frac{V_{(-)} - V_{out}}{\cancel{R}} \Rightarrow$$

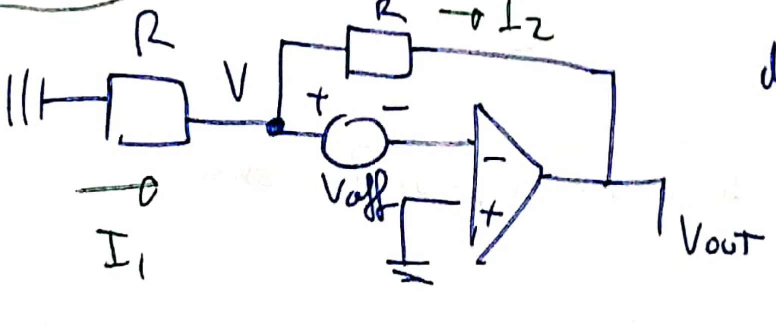
$$\Rightarrow V_{out}\big|_{001} = -V_{in}\left(\frac{A_d}{8(2+A_d)}\right)$$

→ Y ahora vamos a calcular el error de offset y la contribución del offset a $V_{out}|_{111}$. Para ambos hay que calcular $V_{out}|_{000}$. Pero es que para $V|_{000}$ tenemos lo siguiente:



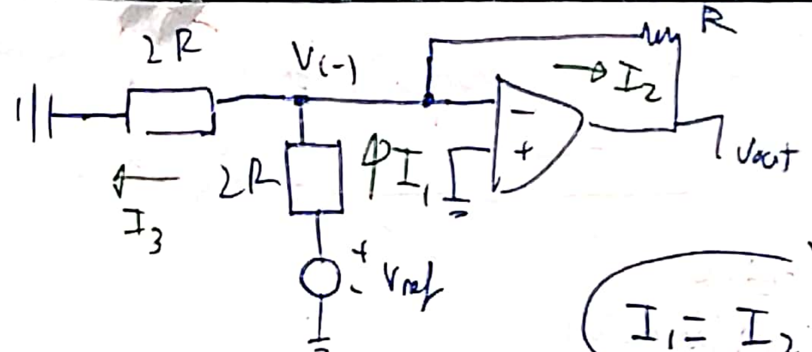
$$\rightarrow V_{out} = -A_d V_{(-)}$$

→ Recordamos que Voff mide la diferencia de potencial entre sus extremos, de forma que:



$$V - V_{(-)} = V_{off} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V = V_{off} + V_{(-)}$$



→ Al ser un operacional real (estamos ignorando la contribución del offset pero no Ad finita):

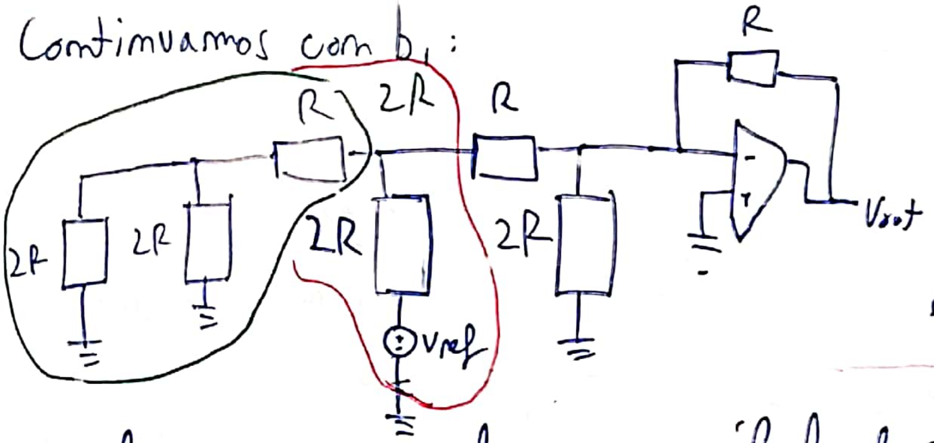
$$V_{out} = (V_{(+)} - V_{(-)})A_d = -V_{(-)}A_d$$

$$I_1 = I_2 + I_3 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_{ref} - V_{(-)}}{2\cancel{R}} = \frac{V_{(-)} - 0}{2\cancel{R}} + \frac{V_{(-)} - V_{out}}{\cancel{R}} \Rightarrow \frac{V_{ref}}{2} = -\frac{2V_{out}}{A_d} - V_{out} \Rightarrow$$

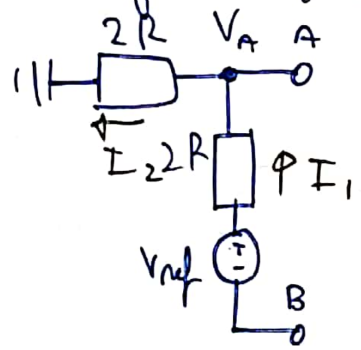
$$\Rightarrow V_{ref} = -2V_{out}\left(\frac{2 + A_d}{A_d}\right) \Rightarrow V_{out}\Big|_{100} = -\frac{A_d}{2(2+A_d)} V_{ref}$$

Continuamos con b_1:



→ Por el mismo razonamiento que usamos antes lo rodeado es justamente 2R.

y ahora vamos a hacer un cálculo de equivalente Thévenin, de la siguiente forma, tomamos lo que está en rojo:



→ Voltaje en circuito abierto:

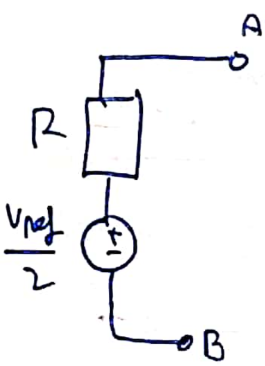
$$I_1 = I_2 \Rightarrow \frac{V_{ref} - V_A}{\cancel{2R}} = \frac{V_A - 0}{\cancel{2R}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_A = V_{ref}/2$$

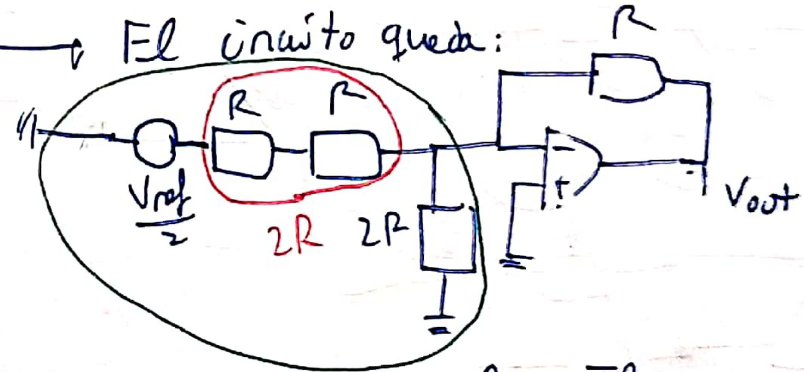
→ Impedancia suprimiendo fuentes

$$2R \| 2R \Rightarrow Z_{eq} = Z_{Th} = R$$

$\Updownarrow$



→ El circuito queda:



Se repite el equivalente Thévenin:

$$I_1 = I_2 \Rightarrow \frac{0 - V_{off} - V_{(-)}}{R} = \frac{V_{off} + V_{(-)} - V_{out}}{R} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 2V_{off} = 2\frac{V_{out}}{Ad} + V_{out} \Rightarrow 2V_{off} = V_{out}\left(\frac{2+Ad}{Ad}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{out}\Big|_{000} = \frac{2Ad}{2+Ad} V_{off}$$

Luego:

$$\boxed{E_{off} = \frac{V_{out}}{V_{LSB}}\Big|_{000} = \frac{\frac{2 \cdot 100}{2+100} 7 \cdot 10^{-3}}{-1/8} \simeq +0'11 \text{ LSB}}$$

$$V_{out}\Big|_{111} = -\left(\frac{Ad}{2+Ad}\right) V_{ref} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) + \frac{2Ad}{2+Ad} V_{off}$$

$$= -\left(\frac{100}{2+100}\right)(-1)\frac{7}{8} + \frac{2 \cdot 100}{2+100} 7 \cdot 10^{-3} = 0'87 \text{ V}$$

De forma que

$$\boxed{E_g = \left(\frac{V_{out}}{V_{LSB}}\Big|_{111} - \frac{V_{out}}{V_{LSB}}\Big|_{000}\right) - (2^n - 1) =}$$

$$= \left(\frac{0'87}{1/8} - 0'11\right) - (2^3 - 1) = \boxed{-0'15 \text{ LSB}}$$

FUNDAMENTOS DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

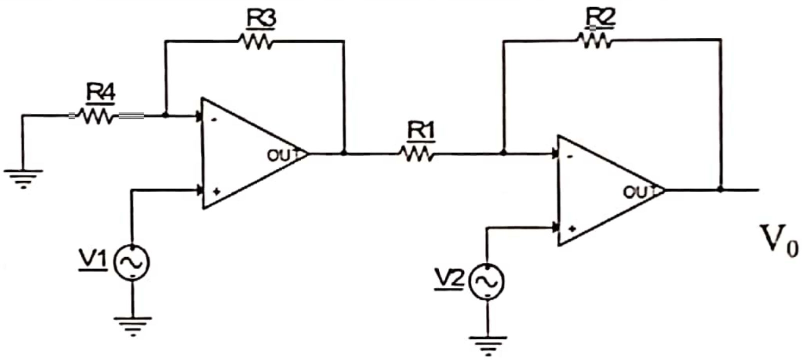
25 de junio de 2018

Alumno/a: ______________________________ Preguntas: | | | | |

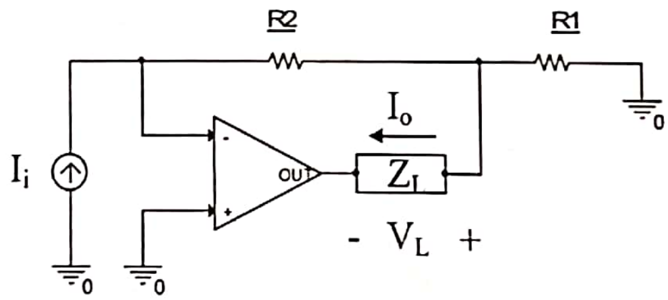
Valoraciones de los problemas: P1: 2 puntos, P2: 3 puntos, P3: 2,5 puntos, P4: 2,5 puntos

1. El circuito de la figura constituye un Amplificador de Instrumentación (AI) implementado con dos AOs.
   a. Obtener la condición para que el circuito implemente una verdadera operación de amplificación de diferencias de tensión. Bajo esa condición, obtener la expresión de la tensión de salida y de la ganancia en tensión del amplificador de instrumentación. Considerar AOIs.
   b. Si los AOs son reales en el sentido de que ambos poseen $f_{T1} = f_{T2} = 1$ MHz e ideales en todos los demás términos, determinar:
      i. El ancho de banda con el que el amplificador de instrumentación procesa la señal V_2.
      ii. El ancho de banda con el que el amplificador de instrumentación procesa la señal V_1.

   Asumir los siguientes valores de componentes: $R_3 = R_1 = 1$ KΩ, $R_4 = R_2 = 9$ KΩ.

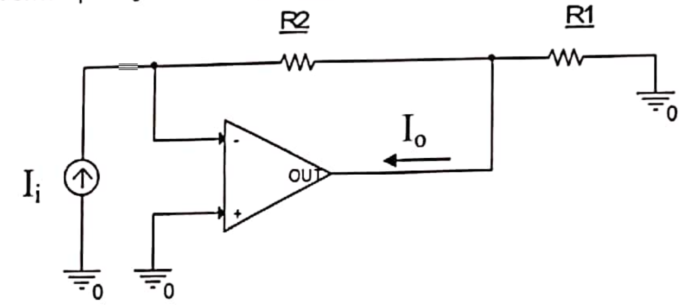


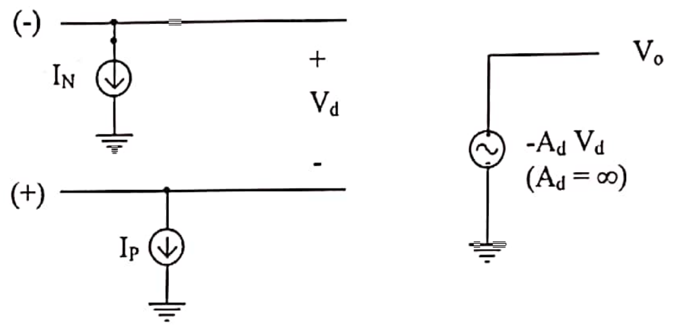
2. El circuito de la figura constituye un amplificador de corriente con carga flotante.



   a. Considerando AOI, obtener la expresión de la corriente en la carga y, a partir de ella, identificar la ganancia en corriente del amplificador y su resistencia de salida.
   b. Considerando AOR con ganancia en lazo abierto finita, de valor A_d, e ideal en todos los demás términos, obtener la nueva expresión de la corriente en la carga y, a partir de ella, identificar la ganancia en corriente y la resistencia de salida del amplificador de corriente.
   c. ¿Cómo afectará al amplificador de corriente las corrientes de polarización y de offset del amplificador operacional? Por simplicidad de cálculo, considerar situación de cortocircuito en la

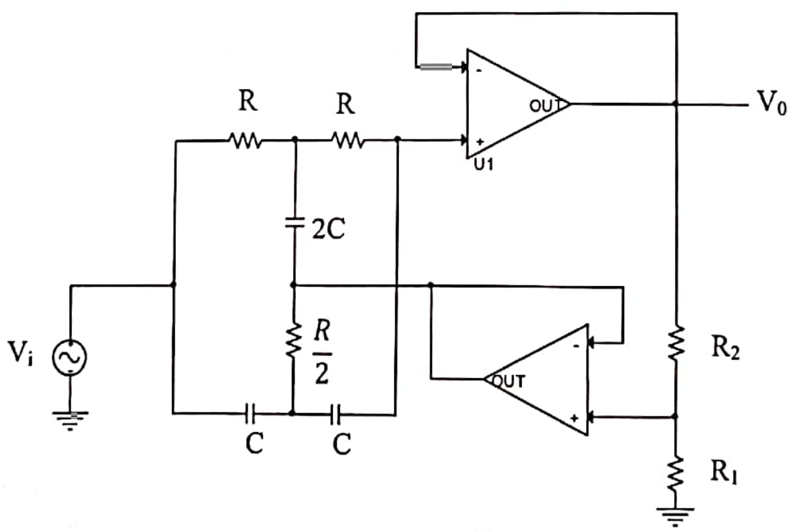
carga, tal como ilustra en la siguiente figura. Se adjunta también el circuito equivalente del AO que tiene en cuenta las corrientes de polarización y que se considera ideal en todos los demás términos (tener en cuenta que $A_d = \infty$ en el modelo considerado).





d. ¿Cómo podríamos modificar el circuito para mejorar el rendimiento del amplificador de corriente?

3. El circuito de la figura implementa un término cuadrático. Suponiendo AOIs, obtener la función de transferencia del circuito e indicar el término que implementa. Obtener los parámetros H_0, f_0 y Q correspondientes. Esbozar el diagrama de Bode de amplitudes para los siguientes valores de componentes: C = 0,1 μF, R = 26,5 KΩ, R_1 = 99 KΩ, R_2 = 1 KΩ.



ANEXO:

Expresiones generales de los términos cuadráticos

$$\frac{H_0\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0 s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0\left(s^2+\omega_n^2\right)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{s^2-\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$$

Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-baja

$$\omega_{máx} = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0 Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0 Q$$

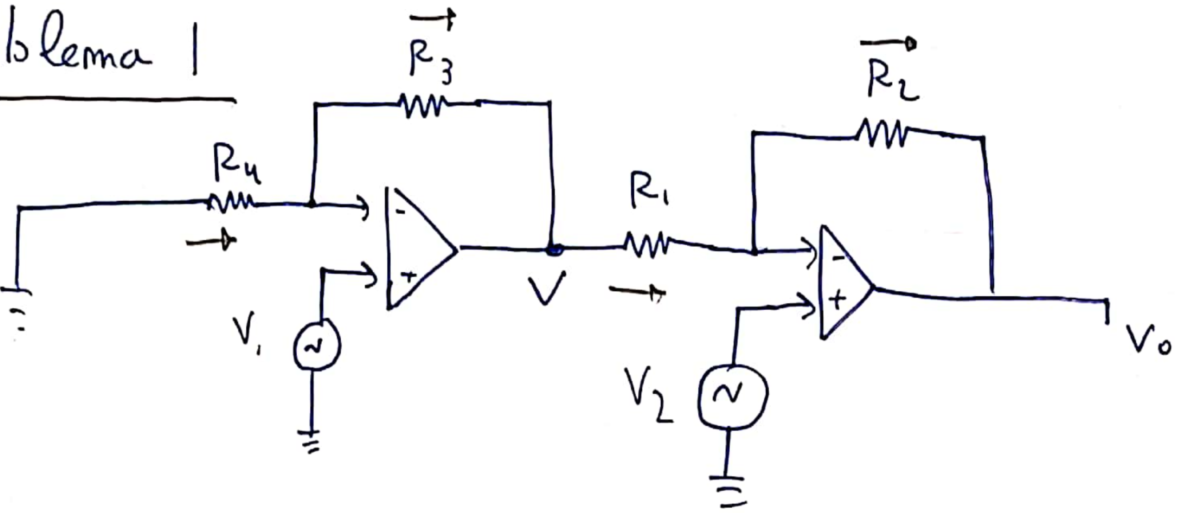
Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-alta

$$\omega_{máx} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0 Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0 Q$$

4. Se ha diseñado un convertidor analógico/digital (ADC) de 3 bits tipo "flash" de forma que implemente un cuantificador uniforme con V_{REF} = 5 V. Al caracterizarlo experimentalmente se encuentra que las tensiones, expresadas en voltios, que originan transición de código son las siguientes: {0.25, 0.90, 1.46, 2.25, 2.92, 3.57, 4.43}. Determinar los errores de cero, de ganancia y de no linealidad diferencial (DNLE) e integral (INLE) del convertidor.

EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 25/VI/18

Problema 1



→ Primero resolvemos el circuito: $I_{R_4} = I_{R_3}$:

$$\frac{0 - V_1}{R_4} = \frac{V_1 - V}{R_3} \Rightarrow V = V_1\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

$$\rightarrow I_{R_1} = I_{R_2} \Rightarrow \frac{V - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_{out}}{R_2} \Rightarrow V_{out}/R_2 = V_2\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V}{R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Rightarrow V_{out} = V_2\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1} V_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

Para obtener una ganancia puramente diferencial:

$$1 + \frac{\cancel{R_2}}{\cancel{R_1}} = \frac{\cancel{R_2}}{\cancel{R_1}} + \frac{R_3}{R_4}\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \boxed{\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}}$$

Bajo esta condición podemos hacer $R_3/R_4 = R_1/R_2$ y:

$$\boxed{V_{out} = (V_2 - V_1)\left(1 + R_2/R_1\right)}$$

con ganancia $\boxed{A_d = \left(1 + R_2/R_1\right)}$

(b) Recordamos f_T es la frecuencia del coro en el diagrama de Bode. Para la primera señal es sencilla pues el ancho de banda es

$$\boxed{BW_f = \beta f_T = \frac{R_1}{R_1 + R_2} f_T = \frac{1}{1+9} \cdot 10^6 = 10^5\ Hz = 100\ KHz}$$

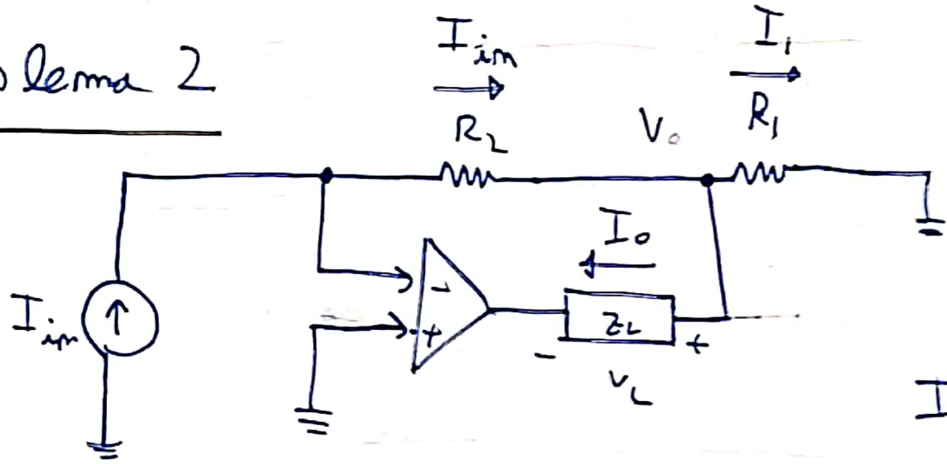
Lo factor de realimentación (vale esto porque se trata de una conf. no inversora)

Scanned by CamScanner

Para V_i podemos repetir esto en la primera etapa: $BW = \frac{R_4}{R_4+R_3} f_T = 400\,kHz$
pero en la segunda etapa

↳ Hecho después.

Problema 2



Amplificador de corriente, buscamos

$$I_o = G_m I_{in} - \frac{V_L}{R_o}.$$

(a) $I_{in} = \frac{0 - V}{R_2} \Rightarrow V = -R_2 I_{in}$

$$I_{in} = I_1 + I_o = \frac{V - 0}{R_1} + I_o = \frac{-R_2 I_{in}}{R_1} + I_o \Rightarrow$$

$\Rightarrow \boxed{I_o = I_{in}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}$ → De aquí se deduce $\boxed{\begin{cases} G_m = \frac{R_2}{R_1} + 1 \\ R_o = \infty \end{cases}}$

(b) Ahora tenemos ganancia finita Ad., $V_{out} = (V_{(+)} - V_{(-)})\,Ad = -V_{(-)} Ad$

$$I_{in} = \frac{V_{(-)} - V}{R_2} \quad (I), \qquad I_{in} = I_o + \frac{V - 0}{R_1} \quad (II)$$

Pero además tenemos que V_L es la diferencia de potencial entre los extremos de Z_L y : $V_L = V - V_{out} = V + A_d V_{(-)}$
(III)

→ Recordamos que buscamos $I_o = G_m I_{in} - \frac{V_L}{R_o}$, luego hay que eliminar V y $V_{(-)}$

$$\left.\begin{array}{l} (I)\quad V_{(-)} = I_{in} R_2 + V \\ (III)\quad V_{(-)} = \dfrac{V_L - V}{A_d} \end{array}\right\} \Rightarrow V_L - V = I_{in} R_2 A_d + V A_d \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V(1+A_d) = V_L - I_{in} R_2 A_d \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V = \frac{V_L - I_{in} R_2 A_d}{1+A_d} = \frac{V_L}{1+A_d} - I_{in}\frac{R_2 A_d}{1+A_d}$$

$$V_{(-)} = \frac{V_L}{1+A_d} + I_{in} R_2\left(1 - \frac{A_d}{1+A_d}\right) = \frac{V_L}{1+A_d} + I_{in}\frac{R_2}{1+A_d}$$

Sustituyendo en (II):

$$I_o = I_{in} - \frac{V_L}{R_1(1+A_d)} + I_{in}\frac{R_2 A_d}{R_1(1+A_d)} \Rightarrow$$

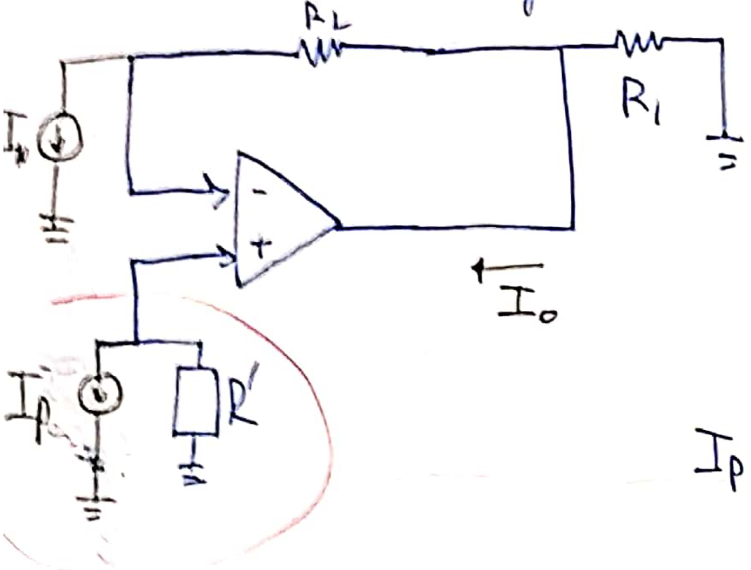
$$\Rightarrow \boxed{I_o = I_{in}\left(1 + \frac{R_2 A_d}{R_1(1+A_d)}\right) - \frac{V_L}{R_1(1+A_d)}}$$

$$y\ \boxed{G_m = \frac{R_1(1+A_d) + R_2 A_d}{R_1(1+A_d)}} \qquad \boxed{R_o = R_1(1+A_d)}$$

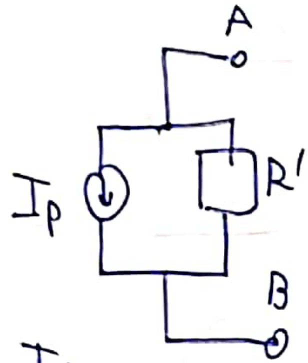
↳ observamos que si $A_d \to \infty$ se recuperan los resultados ideales //

(c) Vamos entonces a considerar las corrientes de polarización (¡ojo! no confundir esto con la tensión de offset, nada tiene que ver con lo que aquí se pide). Vamos a introducir ya desde el principio una resistencia R' prueba con la cual trataremos de minimizar el efecto de las mismas como se nos dice en el apartado (c)

También nos olvidamos de las fuentes y ojo de nuevo, al eliminar un generador de corriente no ponemos una tierra sino un circuito abierto. Luego tenemos lo siguiente: → Si hay Dudas ver 2-2019/I



Primero haremos el equivalente Thevenin:



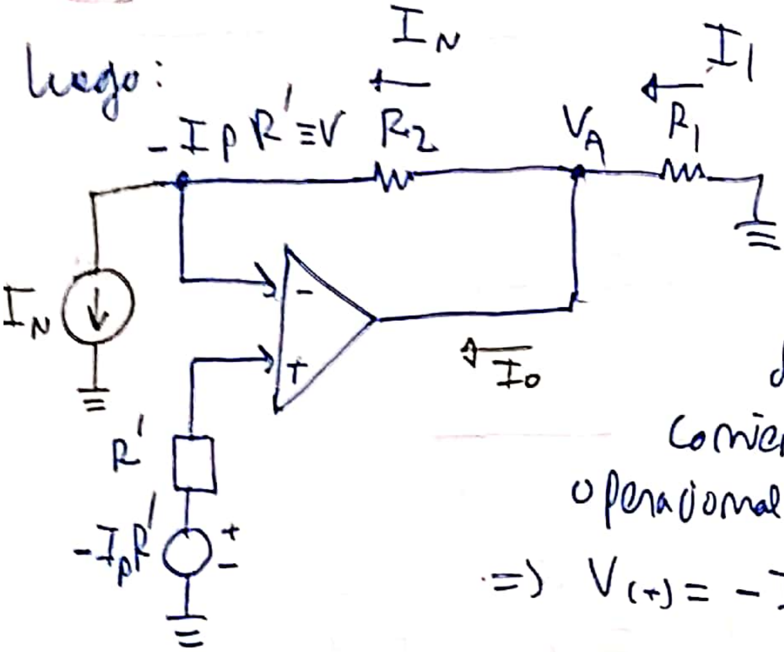
$$I_p = \frac{V_B - V_A}{R'} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{Th} = V_{AB} = V_A - V_B \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{Th} = -I_p R'$$

$$Z_{Th} = R'$$

Luego:



→ Como el operacional sigue teniendo impedancia de entrada infinita no circula corriente en la rama positiva del operacional, por tanto $-I_pR' - V_{(+)} = I \cdot R' = 0$

$\Rightarrow V_{(+)} = -I_p R'$ luego:

$$I_1 = I_o + I_N \Rightarrow I_o = I_1 - I_N = \frac{0 - V_A}{R_1} - I_N \Bigg\} \Rightarrow$$

$$I_N = \frac{V_A + I_pR'}{R_2} \Rightarrow V_A = I_N R_2 - I_p R'$$

$$\Rightarrow \boxed{I_o = I_p \frac{R'}{R_1} - I_N \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Esto no hace falta, Basta con igualar aquí resistencias.

Y como sabemos las corrientes de polarización y desviación son:

$$I_A = \frac{I_p + I_N}{2} \qquad I_B = |I_p - I_N|$$

$$I_p = I_B + I_N \Rightarrow I_A = \frac{I_N + I_B + I_N}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_N = I_A - \frac{I_B}{2} \quad I_B = I_p - I_A + \frac{I_B}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_N = I_A - I_B/2$$

Sustituyendo:

$$I_o = \left(I_A + \frac{I_B}{2}\right)\left(\frac{R'}{R_1}\right) - \left(I_A - \frac{I_B}{2}\right)\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_o = I_A\left(\frac{R'}{R_1} - 1 - \frac{R_2}{R_1}\right) + I_B\left(\frac{R'}{R_1} + 1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Queremos que I_A se anule → Corrientes de polarización, luego:

$$\frac{R'}{R_1} - 1 - \frac{R_2}{R_1} = 0 \Rightarrow \boxed{R' = R_1 + R_2}$$

Como cabría esperar, pues R' debe ser la misma resistencia que la que se ve desde la pata −.

Problema 1

(b) Vamos a hacer aquí el apartado correctamente. Debemos saber que todos los operacionales tienen un rango de funcionamiento (cierto rango de frecuencias) → funciona como un pasa baja.

A_{CL} → Ganancia en lazo cerrado

A_{CL0} → Ganancia ideal en lazo cerrado (la que obtenemos)

f_c, ω_c → frecuencias de corte, a la que "bajan" 3 dB. $\equiv BW$

f_T → frecuencia con Ganancia unidad.

$$\Rightarrow \boxed{A_{CL} = \frac{A_{CL0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}}$$

Depende de ω.

→ Se cumple también que:

$$\boxed{f_c = \beta f_T \equiv BW}$$

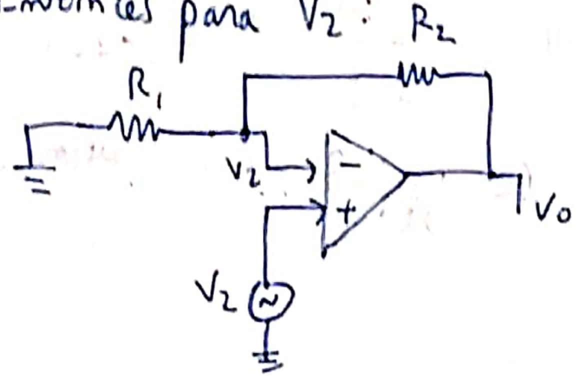
BW → Ancho de Banda

β → factor de realimentación.

Es importante saber que a la frecuencia de corte:

$$|A_{CL}(w_0)| = \frac{A_{CL0}}{\sqrt{1+\left(\frac{w_c}{w_c}\right)^2}} = \frac{A_{CL0}}{\sqrt{2}}$$

→ Entonces para V_2:



• Tomemos una configuración no inversora. Aquí conocemos el valor de β que viene de la relación de V_o y $V_{(-)}$:

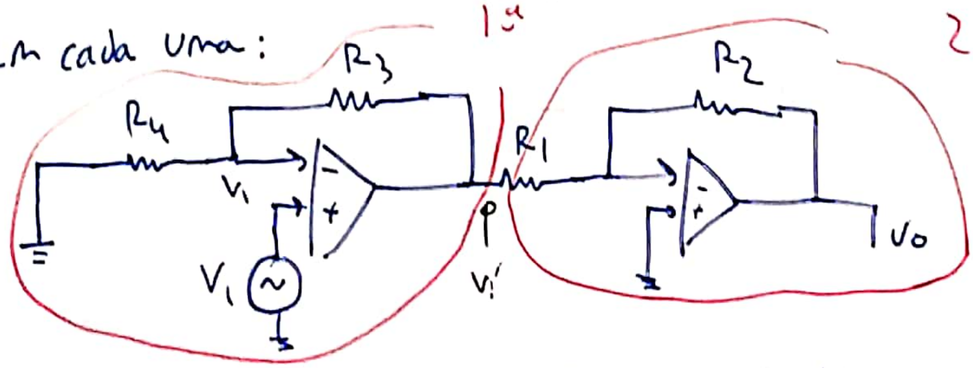
$$\frac{0-V_{(-)}}{R_1} = \frac{V_{(-)}-V_o}{R_2} \Rightarrow V_{(-)} = V_o\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{1}{1+9} = 0'1$$

ya podemos obtener el ancho de banda usando $\boxed{BW_2 = 0'1 \cdot f_T = 0'1 \cdot 10^6 = 100\,kHz}$

→ Ahora para V_1:

→ Vamos a dividirlo en dos etapas, si obtenemos la ganancia y la β en cada una:



1ª $\begin{cases} \dfrac{0-V_1}{R_4} = \dfrac{V_1-V_{o1}}{R_3} \Rightarrow V_{o1} = V_1\left(1+\dfrac{R_3}{R_4}\right) \Rightarrow G_1 = 10/9 \\ \beta_1 = \dfrac{R_4}{R_3+R_4} = \dfrac{9}{1+9} = 0'9 \end{cases}$

2ª $\begin{cases} \dfrac{V_1'-0}{R_1} = \dfrac{0-V_o}{R_2} \Rightarrow V_o = -\dfrac{R_2}{R_1}V_1' \Rightarrow G_2 = -9 \\ \beta_2 = \dfrac{R_1}{R_1+R_2} = 0'1 \end{cases}$

→ La Ganancia total del circuito será el producto de Ganancias:

$|A_{CL0}| = |G_2| \cdot |G_1| = 10$ // Y ahora vamos a utilizar que en la frecuencia de corte: $|A_{CL}(\omega_0)| = \frac{|A_{CL0}|}{\sqrt{2}}$:

$$\frac{\cancel{10}/9}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\beta_1\omega_{T_1}}\right)^2}} \cdot \frac{0'\cancel{1}}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\beta_2\omega_{T_2}}\right)^2}} = \frac{1\cancel{0}}{\sqrt{2}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left(1+\frac{f_0^2}{\beta_1^2 f_T^2}\right)\left(1+\frac{f_0^2}{\beta_2^2 f_T^2}\right) = 2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow (\beta_1^2 f_T^2 + f_0^2)(\beta_2^2 f_T^2 + f_0^2) = 2\beta_1^2\beta_2^2 f_T^4$$

$$f_0^4 + (\beta_1^2+\beta_2^2) f_T^2 f_0^2 + \beta_1^2\beta_2^2 f_T^4 = 2\beta_1^2\beta_2^2 f_T^4$$

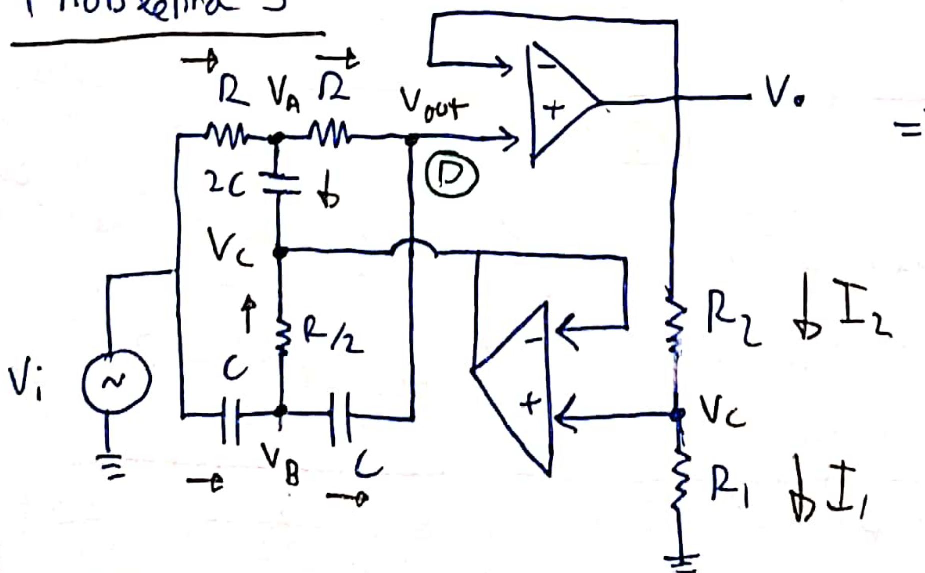
$$f_0^4 + (\beta_1^2+\beta_2^2) f_T^2 f_0^2 - \beta_1^2\beta_2^2 f_T^4 = 0$$

$$f_0^4 + 8'2\cdot 10^{11} f_0^2 - 8'1\cdot 10^{21} = 0$$

Con una sola solución real positiva.

$$\boxed{f_0 = 98\ \text{KHz}}$$

Problema 3



• $I_2 = I_1 \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{V_0 - V_C}{R_2} = \frac{V_C - 0}{R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_0 = V_C\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\Rightarrow V_C = V_0\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$V_C = V_0\,\alpha$$

Ⓐ
$$\frac{V_i - V_A}{R} = \frac{V_A - V_{out}}{R} + (V_A - V_C)\,2CS \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_i}{R} + V_{out}\left(\frac{1}{R} + 2CS\alpha\right) = 2V_A\left(CS + \frac{1}{R}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_i + V_{out}\left(1 + 2CS\alpha R\right) = 2V_A\left(RCS + 1\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_A = \frac{V_i}{2(RCS+1)} + V_{out}\frac{1+2CS\alpha R}{2(RCS+1)}$$

Ⓑ
$$(V_i - V_B)CS = (V_B - V_{out})CS + 2\frac{(V_B - V_C)}{R} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_i CS + V_{out}\left(CS + \frac{2\alpha}{R}\right) = V_B\left(\frac{2}{R} + 2CS\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_i RCS + V_{out}(RCS + 2\alpha) = 2V_B(1 + RCS) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_B = V_i\frac{RCS}{2(1+RCS)} + V_{out}\frac{RCS+2\alpha}{2(1+RCS)}$$

Ⓓ
$$\frac{V_A - V_{out}}{R} + (V_B - V_{out})CS = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_A}{R} + V_B CS = \frac{V_{out}}{R}(1 + RCS)$$

Sustituimos los pepinos:

$$\frac{V_i}{2R(RCS+1)} + V_{out}\frac{1+2CS\alpha R}{2R(RCS+1)} + V_i\frac{RC^2S^2}{2(1+RCS)} + V_{out}\frac{RC^2S^2+2CS\alpha}{2(1+RCS)} = \frac{V_{out}}{R}(1+RCS)$$

$$V_i + V_{out}(1+2CS\alpha R) + V_i R^2C^2S^2 + V_{out}(R^2C^2S^2 + 2RCS\alpha) = 2V_{out}(1+RCS)^2$$

$$V_{out}\left(\cancel{1} + 2CS\alpha R + R^2C^2S^2 + 2RCS\alpha - \cancel{2} - 2R^2C^2S^2 - 4RCS\right) + V_i\left(R^2C^2S^2 + 1\right) = 0$$

$$\Rightarrow \boxed{G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R^2C^2S^2 + 1}{R^2C^2S^2 + 4RCS(1-\alpha) + 1} = \frac{S^2 + \frac{1}{R^2C^2}}{S^2 + \frac{4(1-\alpha)}{RC}S + \frac{1}{R^2C^2}}}$$

→ Se trata de un filtro tipo Notch. $G(s) = \dfrac{H_0(s^2+\omega_n^2)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$

$\omega_0 = \dfrac{1}{RC} = \dfrac{1}{26'5\cdot10^3\cdot 0'1\cdot10^{-6}} = 377'36$, $\boxed{f_0 = \dfrac{\omega_0}{2\pi} = 60\ Hz}$

$\boxed{H_0 = 1}$ $\dfrac{\omega_0}{Q} = \dfrac{4(1-\alpha)}{RC} \Rightarrow Q = \dfrac{1}{4(1-\alpha)} = \dfrac{1}{4(1-\frac{99}{100})} = 25$

→ Para la representación obtenemos f_1 y f_2:

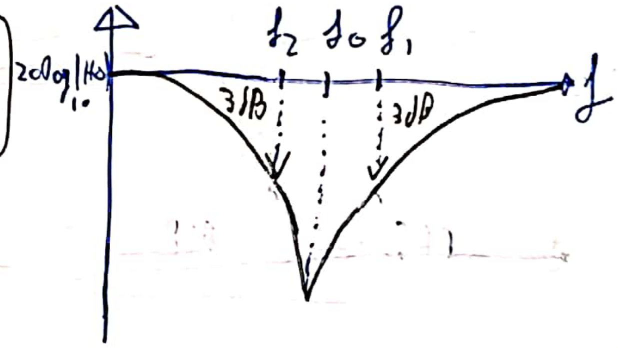
$$\left.\begin{aligned} f_1\cdot f_2 &= f_0^2 \\ BW = \frac{f_0}{Q} &= f_1 - f_2 \end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{f_0}{Q} = f_1 - \frac{f_0^2}{f_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f_1^2 - \frac{f_0}{Q} f_1 - f_0^2 = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f_1^2 - 2'4\, f_1 - 3600 = 0 \rightarrow \boxed{f_1 = 61'21\ Hz}$$

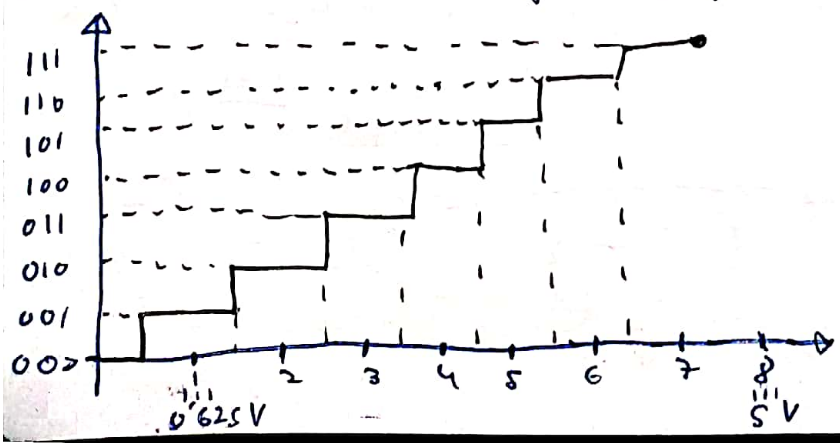
$$\boxed{f_2 = \frac{f_0^2}{f_1} = \frac{60^2}{61'21} = 58'81\ Hz}$$

Y la representación →



Problema 4

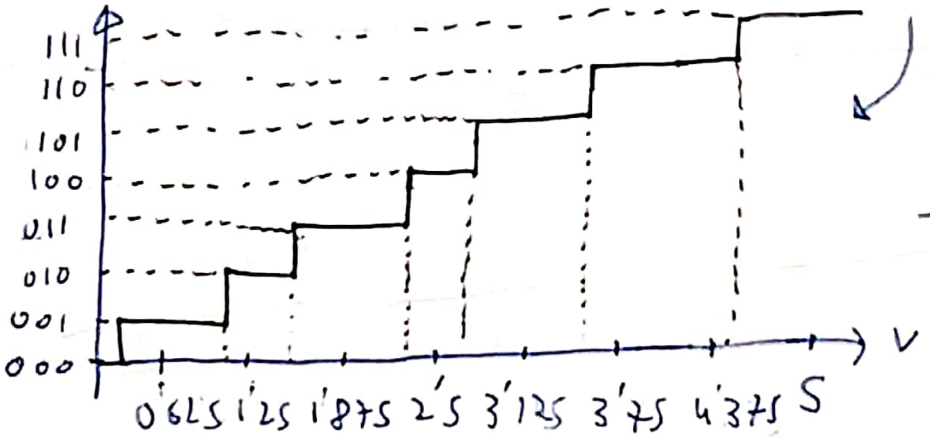
→ Conversor Analógico-Digital: 3 bits, $V_{LSB} = \dfrac{V_{Ref}}{2^n} = \dfrac{5}{2^3} = 0'625$ ← 1 LSB



→ Este sería el funcionamiento ideal, 1 V_{LSB} es la diferencia de voltaje entre cada cambio.

→ Vemos que los puntos de cambio ideales son: V_{LSB} $(0'3125, \underbrace{0'9375}_{1LSB}, \underbrace{1'5625}_{1LSB} \ldots)$

Nuestro convertidor presenta valores distintos de cambio a los ideales:



Vemos que ya no "cae" en los puntos medios.

→ Vamos a obtener los errores asociados a este DAC.

→ Error de offset:

$$\boxed{E_{off} = \frac{V_i|_{001}}{V_{LSB}} - \frac{1}{2}LSB = \frac{0'25}{0'625} - \frac{1}{2} = -0'1\ LSB}$$

→ Error de Ganancia:

$$\boxed{E_g} = \left(\frac{V_i}{V_{LSB}}\Big|_{111} - \frac{V_i|_{001}}{V_{LSB}}\right) - (2^n - 2) =$$

$$= \left(\frac{4'43}{0'625} - \frac{0'25}{0'625}\right) - (2^3 - 2) = \boxed{0'688\ LSB}$$

→ Error DNLE:

↳ No se puede calcular directamente aplicando la fórmula, antes hay que compensar los errores de offset y de Ganancia!! Para ello empleamos:

$$\frac{0'688}{2^3-2} = 0'114$$

$$V_{out_i}|_{compensado} = V_{out} - E_{off} - \frac{i}{2^n - 2} E_g$$

↳ Todo en LSB.

$$V_{out}\big|_0 = \frac{0'25}{0'625} + 0'1 - \cancel{0 \cdot 0'114} = 0'5 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_1 = \frac{0'9}{0'625} + 0'1 - 1 \cdot 0'114 = 1'426 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_2 = \frac{1'46}{0'625} + 0'1 - 2 \cdot 0'114 = 2'208 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_3 = \frac{2'25}{0'625} + 0'1 - 3 \cdot 0'114 = 3'358 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_4 = \frac{2'92}{0'625} + 0'1 - 4 \cdot 0'114 = 4'316 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_5 = \frac{3'57}{0'625} + 0'1 - 5 \cdot 0'114 = 5'242 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_6 = \frac{4'43}{0'625} + 0'1 - 6 \cdot 0'114 = 6'504 \text{ LSB}$$

$$V_{out}\big|_{comp} = \{0'5,\ 1'426,\ 2'208,\ 3'358,\ 4'316,\ 5'242,\ 6'504\} \text{ LSB}$$

→ Sobre esto aplicamos la expresión:

Como ya tenemos el Voltaje en LSB.

$$DNLE_j = \frac{V_{j+1} - V_j - V_{LSB}}{V_{LSB}} = V_{j+1} - V_j - 1$$

$DNLE_1 = 1'426 - 0'5 - 1 = -0'074$ LSB, $DNLE_2 = 2'208 - 1'426 - 1 = -0'218$ LSB

$DNLE_3 = 3'358 - 2'208 - 1 = 0'15$ LSB, $DNLE_4 = 4'316 - 3'358 - 1 = -0'042$ LSB

$DNLE_5 = 5'242 - 4'316 - 1 = -0'074$ LSB, $DNLE_6 = 0'262$

Por tanto:

$$\boxed{DNLE: \{-0'074,\ -0'218,\ 0'15,\ -0'042,\ -0'074,\ 0'262\} \text{ LSB}}$$

→ Error $INLE_j = \sum_{k=0}^{j} (V_{k+1} - V_k - 1) = \sum_{k=0}^{j} DNLE_k$

$$\boxed{INLE_j = \{-0'074, -0'292, -0'142, -0'184, -0'258, 0'0004\}\ LSB}$$

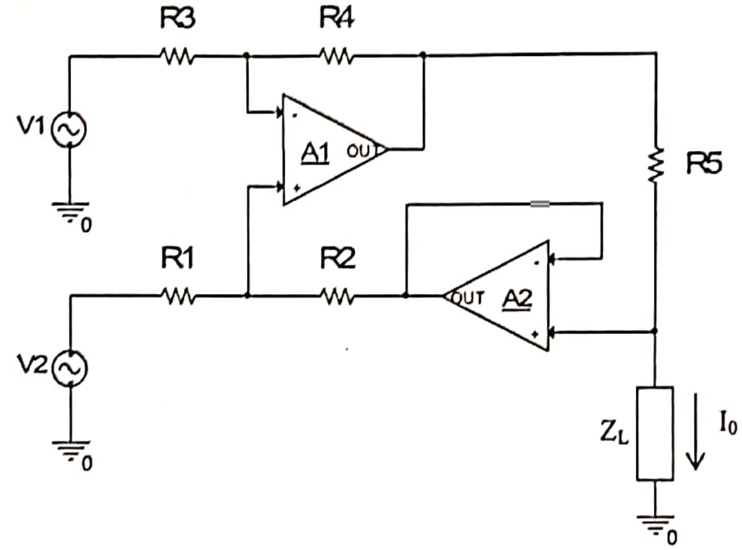
↳ Nota: Para tener el V compensado correctamente $V|_{00...0} = 0$ y $V|_{11...1} = 2^n - 1$. Además el último INLE debe dar 0.

FUNDAMENTOS DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA
11 de enero de 2018

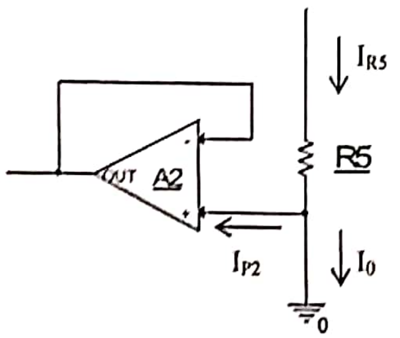
Alumno/a: ______________________________ Preguntas: | | | | |

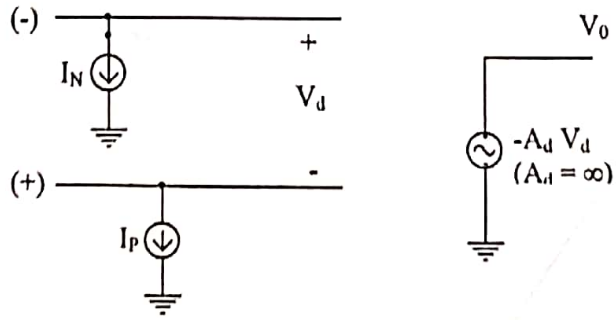
Valoraciones de los problemas: P1: 3,5 puntos, P2: 1,5 puntos, P3: 2,5 puntos, P4: 2,5 puntos

1. El circuito de la figura es un amplificador a transconductancia y realiza la función de conversión V/I. Obtener la expresión de la corriente en la carga y establecer la condición de resistencia de salida infinita. Bajo esa situación de resistencia de salida infinita obtener la expresión de la función de transferencia del amplificador a transconductancia resultante. En este análisis asumir amplificadores operacionales ideales.

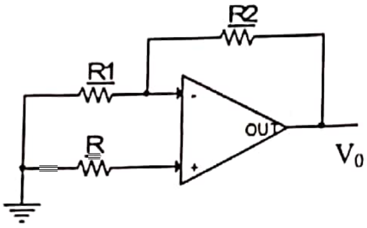


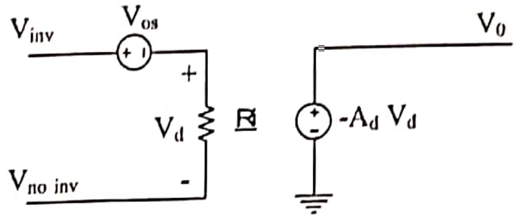
Considerando el circuito anterior implementado bajo condición de resistencia de salida infinita, ¿cómo le afectará a su comportamiento las corrientes de polarización y de offset de los amplificadores operacionales? Modelar su efecto como una fuente de tensión de error equivalente en la entrada y determinar su valor. Por simplicidad de cálculos, considerar una situación de cortocircuito en la salida, tal como se muestra en la siguiente figura. ¿Cómo podríamos modificar el circuito para mejorar su comportamiento en continua? Se adjunta circuito equivalente del amplificador operacional que tiene en cuenta las corrientes de polarización y que se considera ideal en todos los demás términos.



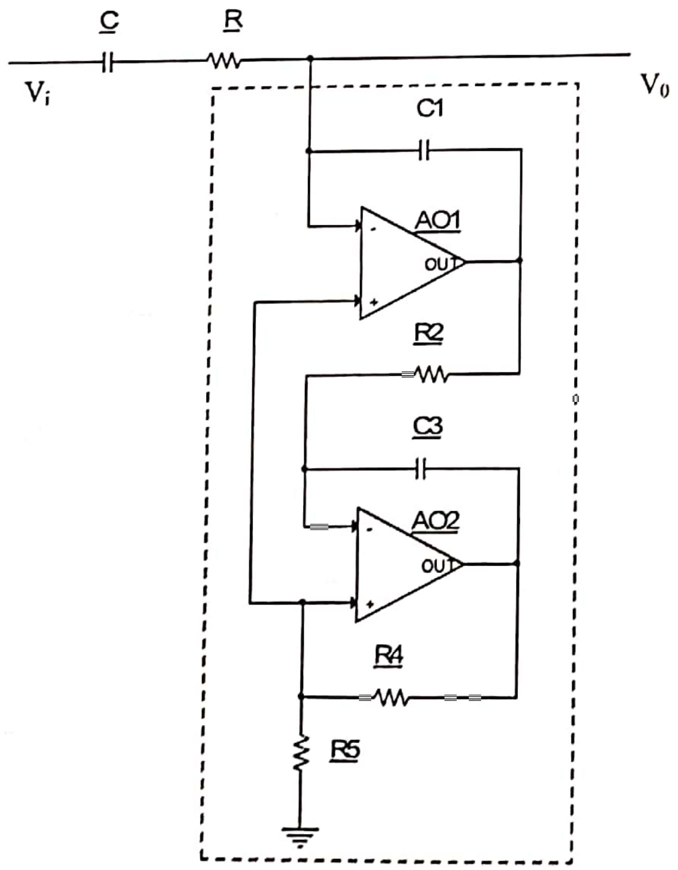


2. Obtener la expresión de la tensión de salida originada por la tensión de offset del amplificador operacional en el circuito de la figura. Considerar el modelo de amplificador operacional que se adjunta. ¿Cuál sería la tensión de salida si Ad fuese infinito?





3. El circuito de la figura implementa un término cuadrático activo basado en el uso de convertidores de impedancia generalizados.
   a. Suponiendo AOI, obtener la función de transferencia del circuito e indicar el término que implementa. Obtener los parámetros H_0, f_0 y Q correspondientes.
      Sugerencia: obtener la impedancia de entrada del circuito enmarcado por el rectángulo y substituirlo por dicha expresión para analizar después el circuito global. En el amplificador A02 asumir que domina la realimentación negativa.
   b. Esbozar el correspondiente diagrama de Bode para los siguientes valores de componentes: C = 0,1 µF, R = 7,87 KΩ, $C_1 = C_3$ = 10 nF, $R_2 = R_4 = R_5$ = 49,9 KΩ.



ANEXO:
Expresiones generales de los términos cuadráticos

$$\frac{H_0\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0 s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0\left(s^2+\omega_n^2\right)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{s^2-\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$$

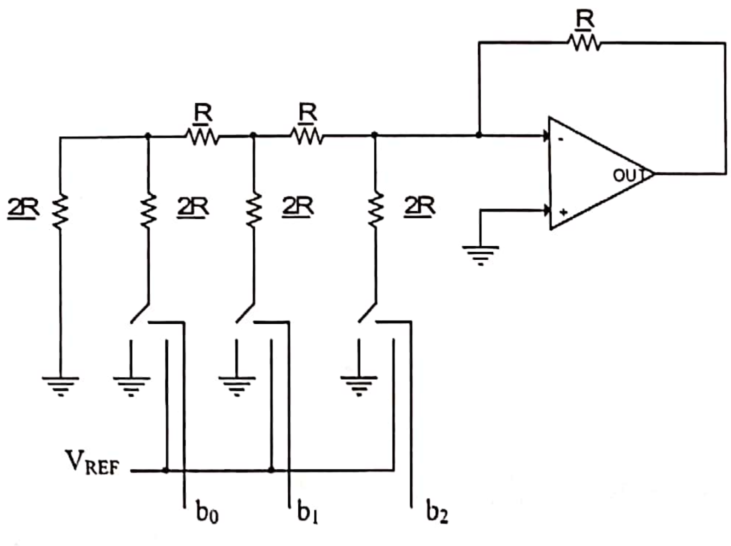
Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-baja

$$\omega_{máx} = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0Q$$

Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-alta

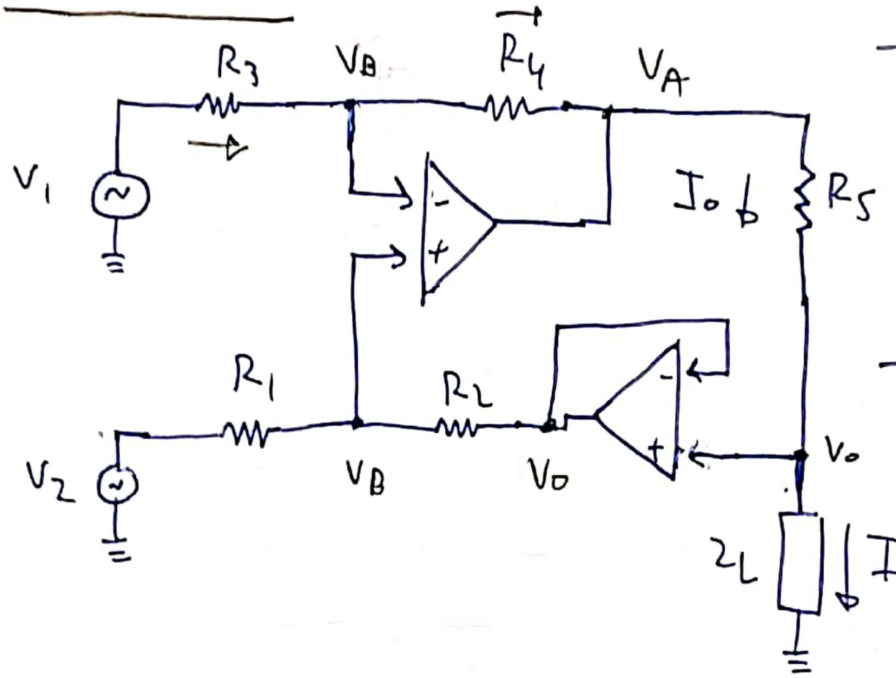
$$\omega_{máx} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0Q$$

4. El circuito de la figura muestra el esquemático de un convertidor D/A de 3 bits que implementa una red R-2R con conmutación en tensión. Si el circuito se implementa con una V_{REF} = -1 V y con un amplificador operacional que posee una tensión de offset de 7 mV y una ganancia en lazo abierto de 100 V/V, calcular los errores de offset y de ganancia del DAC.



EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 11/II/2018

Problema 1



→ Tratamos de conseguir algo de la forma $I_o = G_m V_i - \frac{V_o}{R_o}$

→ Podemos resolverlo por superposición o simplemente a pelo. Haremos esto último.

- $I_{R3} = I_{R4} \Rightarrow \frac{V_1 - V_B}{R_3} = \frac{V_B - V_A}{R_4}$ (I) → Vamos a despejar de las 2 primeras V_A como función de V_1, V_2 y V_o y sustituirlo en la tercera.
- $I_{R_1} = I_{R_2} \Rightarrow \frac{V_2 - V_B}{R_1} = \frac{V_B - V_o}{R_2}$ (II)
- $I_o = \frac{V_A - V_o}{R_5}$ (III)

(I) : $V_B\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) = \frac{V_1}{R_3} + \frac{V_A}{R_4} \Rightarrow V_B = \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}\right)\left(\frac{V_1}{R_3} + \frac{V_A}{R_4}\right)$

$$V_B = V_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_A$$

(II): $V_B\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_2}{R_1} \Rightarrow V_B = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Igualando:

$$V_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_A = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_A = V_o \frac{R_1(R_3 + R_4)}{R_3(R_1 + R_2)} + V_2 \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_1 + R_2)} - \frac{R_4}{R_3} V_1$$

Por tanto:

$$\boxed{I_{out} = \frac{V_{out}}{R_5}\left(\frac{R_1(R_3+R_4)}{R_3(R_1+R_2)} - 1\right) + V_2 \frac{R_2(R_3+R_4)}{R_5R_3(R_1+R_2)} - V_1 \frac{R_4}{R_5R_3}}$$

→ Démonos cuenta de que haciendo $V_1=0$ o $V_2=0$ tenemos exactamente algo de la forma $I_o = G_m V_i - V_o/R_o$. En particular sumando ambas contribuciones tenemos: $I_o = A_2V_2 - A_1V_1 - \frac{V_{out}}{R_o}$. Siendo A_1 y A_2 las transconductancias correspondientes a cada entrada. Por tanto la forma de tener $R_o=\infty$ es:

$$\frac{1}{R_5}\left(1 - \frac{R_1(R_3+R_4)}{R_3(R_1+R_2)}\right) = 0 \Rightarrow R_3(R_1+R_2) = R_1(R_3+R_4)$$

$$\Rightarrow \cancel{R_3R_1} + R_3R_2 = \cancel{R_1R_3} + R_1R_4 \Rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}}$$

Condición de $R_o \to \infty$.

Sustituyendo arriba:

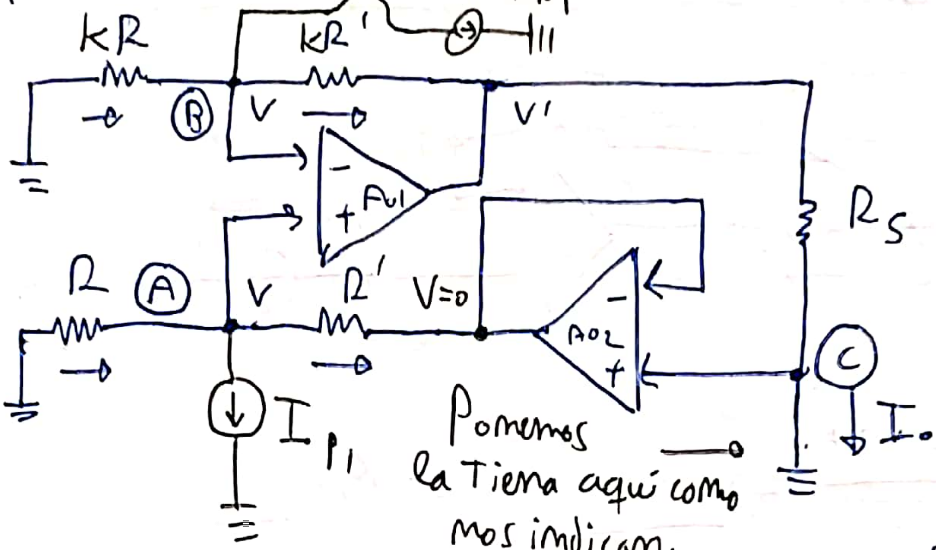
$$I_{out} = V_2 \frac{R_2\cancel{R_3}(1+R_4/R_3)}{R_5\cancel{R_3}(R_1+R_2)} - V_1\frac{R_4}{R_5R_3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{out} = V_2\frac{R_2(1+R_2/R_1)}{R_5(R_1+R_2)} - V_1\frac{R_2}{R_5R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{out} = V_2\frac{R_2\cancel{(R_1+R_2)}}{R_1R_5\cancel{(R_1+R_2)}} - V_1\frac{R_2}{R_5R_1} = \frac{R_2}{R_5R_1}(V_2-V_1)}$$

b) Vamos a introducir entonces las corrientes de polarización. Tomamos $R_4=kR_2$ y $R_3=kR_1$ y sustituimos las fuentes de tensión por cortocircuitos. Aplicaremos superposición y resolveremos para cada operacional por separado.

→ Tratamos primero las corrientes de polarización en el AO_1 : $(R \equiv R_1, R' \equiv R_2)$



Ponemos la Tierra aquí como nos indican.

→ Planteamos las ecuaciones en los nodos.

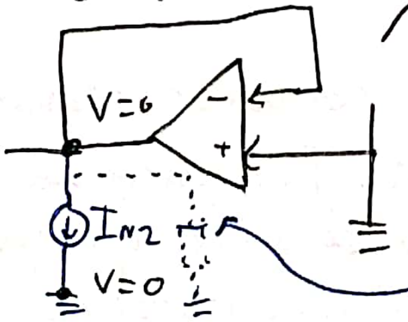
A $\quad \dfrac{0-V}{R} = I_{P_1} + \dfrac{V-0}{R'} \Rightarrow V = -\dfrac{RR'}{R+R'} I_{P_1}$

B $\quad \dfrac{0-V}{KR} = I_{N_1} + \dfrac{V-V'}{KR'} \Rightarrow \dfrac{V'}{KR'} = I_{N_1} + \dfrac{V}{K}\left(\dfrac{R+R'}{RR'}\right) \Rightarrow$

$\Rightarrow V' = KR' I_{N_1} - R' I_{P_1}$

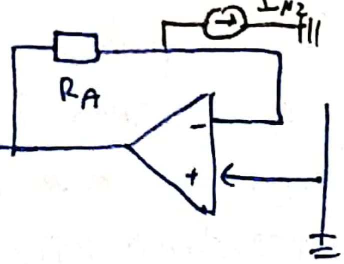
De forma que $\boxed{I_{out_1} = \dfrac{V'-0}{R_S} = \dfrac{R'}{R_S}\left(K I_{N_1} - I_{P_1}\right)}$

→ Vamos a analizar las corrientes de polarización del AO_2, pero ahora vamos a añadir una resistencia prueba en la pata (−). ¿Por qué? porque si no se añade la I_{N2} no contribuye para nada y después vamos a querer compensar los efectos de las corrientes. → No contribuye porque I_{N2} va a estar entre 2 tierras:



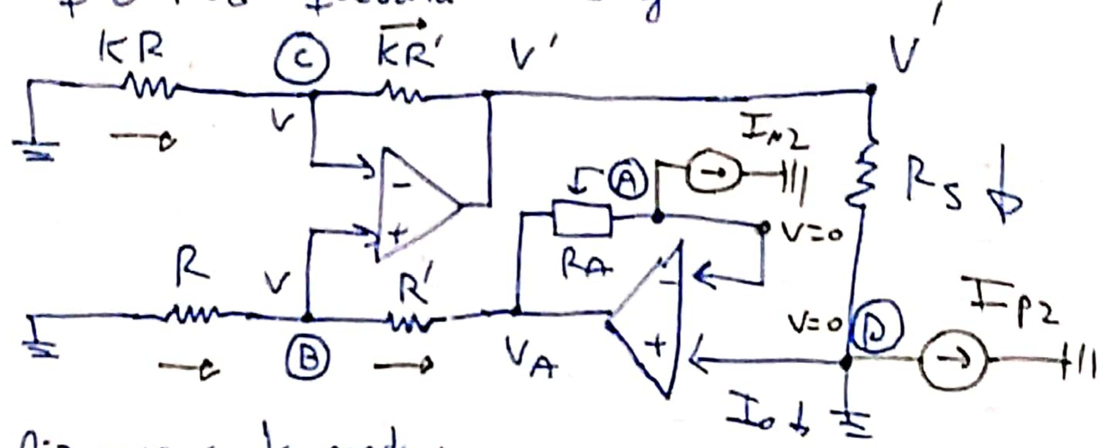
→ No va a tener ningún efecto.

→ Vamos a añadir la resistencia de la siguiente forma:



(Añadirla en paralelo en el dibujo anterior no va a arreglar nada)

Por lo que nos quedará lo siguiente:



→ Analizamos cada modo:

A: $I_{N2} = \frac{V_A - 0}{R_A} \Rightarrow V_A = I_{N2} \cdot R_A$

B: $\frac{0 - V}{R} = \frac{V - V_A}{R'} \Rightarrow \frac{I_{N2} \cdot R_A}{\cancel{R'}} = V\left(\frac{R + R'}{R \cancel{R'}}\right) \Rightarrow$

$\Rightarrow V = I_{N2} \frac{R R_A}{R + R'}$

C: $\frac{0 - V}{\cancel{K}R} = \frac{V - V'}{\cancel{K}R'} \Rightarrow V'/\cancel{R'} = V\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R'}\right) = V\left(\frac{R + R'}{R\cancel{R'}}\right) \Rightarrow$

$\Rightarrow V' = I_{N2} R_A$

D: $\frac{V' - 0}{R_S} = I_o + I_{P2} \Rightarrow \boxed{I_{OUT_2} = \frac{I_{N2} R_A}{R_S} - I_{P2}}$

* Nota: La introducción de R_A NO afecta para nada a I_{out_1} porque en el cable en el que está no circularía corriente por la impedancia infinita de entrada del operacional. Esto provoca que no hay caída de potencial y seguimos teniendo una tierra en la salida del AO_2.

→ Se nos pide modelar el efecto de estas corrientes como fuentes de tensión de error en la entrada. Recordando la nota, no va a variar Vout ideal calculado en el primer apartado al introducir R_A. Podemos juntar los términos positivos en V_2

Y los términos negativos en V_2. De forma que:

$$\left(I_{out} = \frac{R'}{R_S R}\left(V_{2off} - V_{1off}\right) = \frac{R'}{R_S}\left(K I_{N_1} - I_{P_1}\right) + \frac{I_{N2} R_A}{R_S} - I_{P_2} \right)$$

$$\boxed{V_{2off} = R_S K I_{N_1} + \frac{R_A R}{R'} I_{N2}}$$

→ Si hacemos $R_A = 0$ este término se va.

$$\boxed{V_{1off} = R_S I_{P_1} + \frac{R_S R}{R'} I_{P_2}}$$

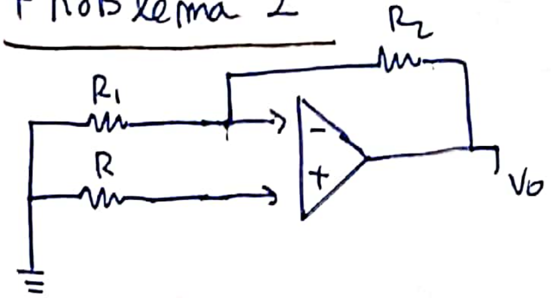
→ Para compensar las corrientes de polarización recordemos que debemos tener una expresión de la forma $I_{out} = R^*(I_N - I_P)$ por lo que igualando resistencias:

- AO_1: $\boxed{K = 1}$ → Hacer iguales las resistencias a ambos lados poniendo otras en serie con las que ya tenemos ($KR = R$ y $KR' = R'$).

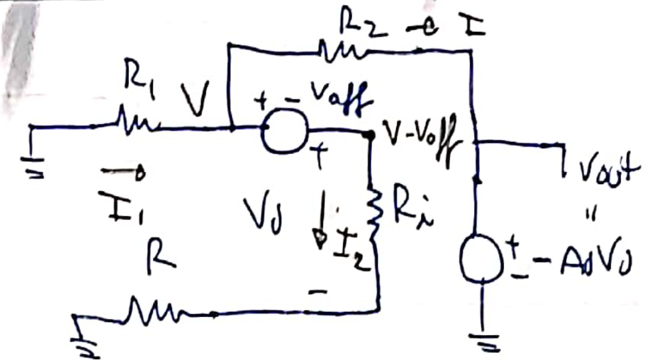
$$\left(\frac{R'}{R_S} K = \frac{R'}{R_S} \right)$$

- AO_2: $\frac{R_A}{R_S} = 1 \Rightarrow \boxed{R_A = R_S}$ → Valor de la resistencia prueba para anular las corrientes de polarización.

Problema 2



$\Leftrightarrow$



• $I_1 \stackrel{!}{=} I_2 + I$ → ojo, V_{off} mide la diferencia de potencial entre sus extremos

I_2 lo podemos "expresar" de dos formas:

• $I_2 = \dfrac{V_d}{R_i} = \dfrac{(V - V_{off}) - 0}{R_i + R}$ ← Viene de tomar $R_i + R$ como resistencia conjunta

• $\dfrac{0 - V}{R_1} = \dfrac{V - V_{off}}{R_i + R} + \dfrac{V - V_{out}}{R_2} \Rightarrow V\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_i + R} + \dfrac{1}{R_2}\right) = \dfrac{V_{off}}{R_i + R} + \dfrac{V_{out}}{R_2}$

Vamos a despejar V de la expresión de arriba:

$$\frac{V}{R_i + R} = \frac{V_{off}}{R_i + R} + \frac{V_d}{R_i} \Rightarrow V = V_{off} + V_d \frac{R_i + R}{R_i} = V_{off} - V_{out} \frac{R_i + R}{A_d R_i}$$

$$\Rightarrow \left(V_{off} - V_{out}\frac{R_i + R}{A_d R_i}\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_i + R} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_{off}}{R_i + R} + \frac{V_{out}}{R_2} \Rightarrow$$

$$V_{out}\left[\frac{1}{R_2} + \left(\frac{R_i + R}{A_d R_i}\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i + R}\right)\right] = V_{off}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{out}\left[\left(\frac{\cancel{R_i + R}}{A_d R_i}\right)\left(\frac{R_2(R_i + R) + R_1(R_i + R) + R_1 R_2}{R_1 R_2 (\cancel{R_i + R})}\right) + \frac{1}{R_2}\right] = V_{off}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \Rightarrow$$

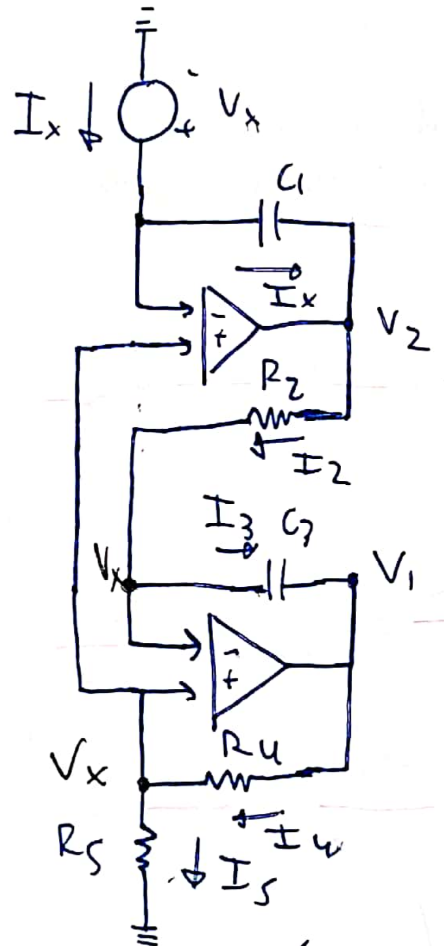
$$\Rightarrow V_{out}\left[\frac{R_2(R_i + R) + R_1(R_i + R) + R_1 R_2 + R_1 R_i A_d}{A_d R_i \cancel{R_1} R_2}\right] = V_{off}\left(\frac{R_1 + R_2}{\cancel{R_1} R_2}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{out} = \frac{A_d R_i (R_1 + R_2)}{R_1 R_i A_d + (R_i + R)(R_2 + R_1) + R_1 R_2} V_{off}}$$

Si Ad fuese ∞ : $\boxed{V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R} V_{off}}$

Problema 3

→ obtenemos pues como indica el enunciado la impedancia de entrada:



• $I_4 = I_5$

$$\frac{V_1 - V_x}{R_4} = \frac{V_x - 0}{R_5} \Rightarrow V_1 = V_x\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)$$

• $I_2 = I_3$

$$\frac{V_2 - V_x}{R_2} = (V_x - V_1) C_3 s \Rightarrow \frac{V_x}{R_2}(1 + R_2 C_3 s) = \frac{V_2}{R_2} + V_1 C_3 s$$

$$\frac{V_x}{R_2}(1 + \cancel{R_2 C_3 s}) = \frac{V_2}{R_2} + V_x\left(\cancel{1} + \frac{R_4}{R_5}\right) C_3 s \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_x\left(\frac{1}{R_2} - \frac{R_4}{R_5} C_3 s\right) = \frac{V_2}{R_2} \Rightarrow$$

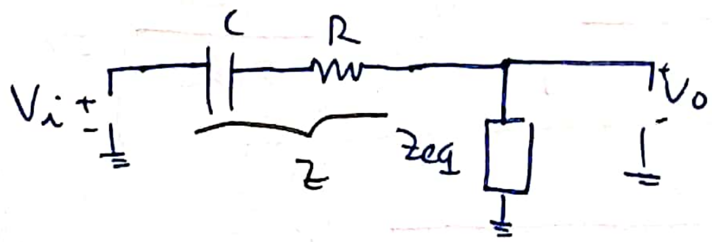
$$\Rightarrow V_2 = \left(1 - \frac{R_2 R_4}{R_5} C_3 s\right) V_x$$

• $I_x = (V_x - V_2) C_1 s \Rightarrow$

$$\Rightarrow I_x = \left(-\cancel{V_x} + V_x \frac{R_2 R_4}{R_5} C_3 s + \cancel{V_x}\right) C_1 s \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Z_{eq} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{R_5}{R_2 R_4 C_3 C_1 s^2}$$

→ Ahora hacemos la sustitución en el circuito:



$$Z = R + \frac{1}{Cs} = \frac{RCs + 1}{Cs}$$

Luego:

• $I_Z = I_{Zeq} \Rightarrow$

$$\Rightarrow (V_{in} - V_{out}) \frac{CS}{RCS+1} = (V_{out} - 0) \frac{R_2 R_4 C_3 C_1 S^2}{R_5} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{in} = V_{out}\left(1 + \frac{(RCS+1) R_2 R_4 C_3 C_1 S^2}{R_5 C S}\right) =$$

$$= V_{out}\left(\frac{R_5 C\cancel{S} + R R_2 R_4 C C_3 C_1 S^{\cancel{3}\,2} + R_2 R_4 C_3 C_1 S^{\cancel{2}}}{R_5 C \cancel{S}}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{R_5}{R R_2 R_4 C_1 C_3}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{R_5}{R R_2 R_4 C_1 C_3}}}$$

→ Tenemos un filtro pasa bajas. $G(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$

está claro que $\omega_0 = \sqrt{\frac{\cancel{R_5}}{R R_2 \cancel{R_4} C_1 C_3}} = \sqrt{\frac{(\cancel{49'9} \cdot 10^3)}{(49'9 \cdot 10^3)^2 \cdot 7'87 \cdot 10^3 (10 \cdot 10^{-9})^2}} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \boxed{\omega_0 = 5039 \ Hz, \ f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 802 \ Hz}, \boxed{H_0 = 1}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC} \Rightarrow Q = RC\omega_0 = C\sqrt{\frac{R \cancel{R_5}}{R_2 \cancel{R_4} C_1 C_3}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{Q = 0'1 \cdot 10^{-6} \sqrt{\frac{7'87 \cdot 10^3}{49'9 \cdot 10^3 \cdot (10 \cdot 10^{-9})^2}} = 3'97 \simeq 4}$$

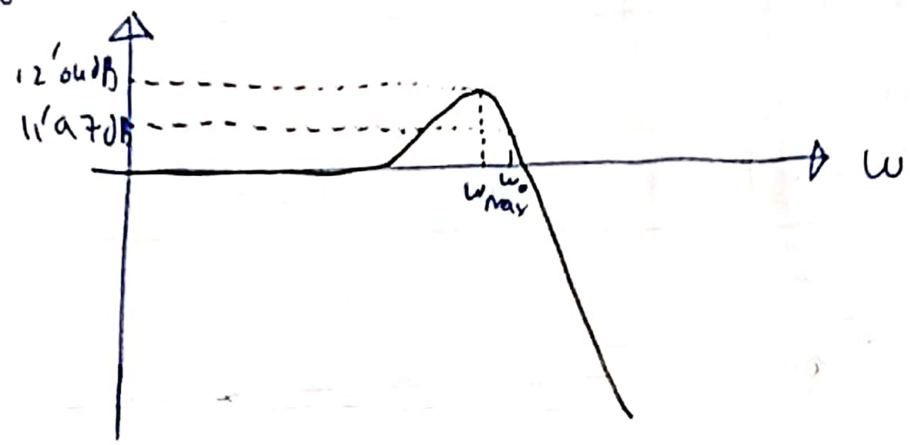
(b) Tenemos que $Q > 0'3 \Rightarrow$ hay pico de resonancia, calculamos lo necesario:

$$\omega_{máx} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} = 5039 \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot (3'97)^2}} = 4958'43 \ Hz$$

$$20\log_{10} |G(j\omega_{max})| = 20\log_{10} \left| \frac{1 \cdot (3'97)}{\sqrt{1 - \frac{1}{4(3'97)^2}}} \right| = 12'04 \ dB$$

$$20\log_{10}|G(j\omega_0)| = 20\log_{10}|H_0 Q| = 11'97$$

Luego $20\log_{10}(G)$



Problema 4 → enero 2019

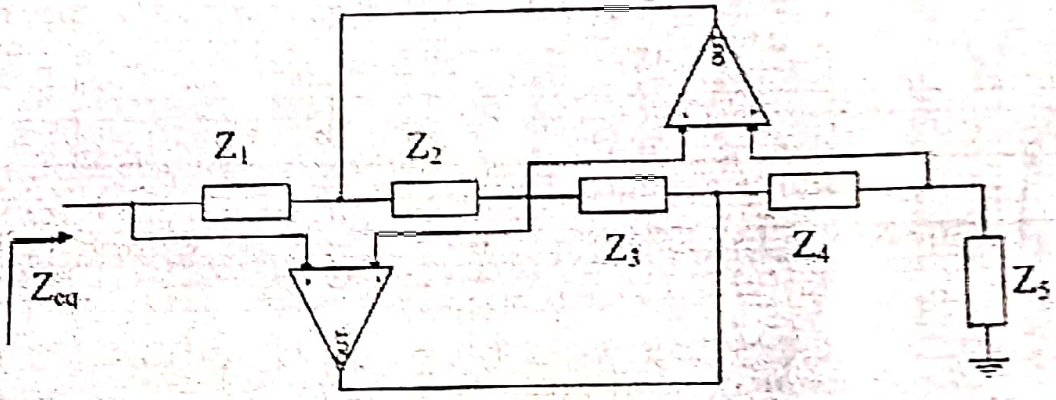
FUNDAMENTOS DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

22 de diciembre de 2016

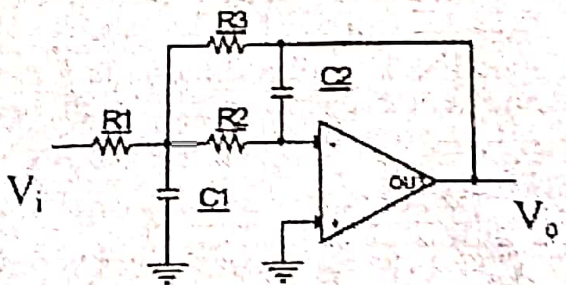
Alumno/a: ______________________ Preguntas: | | | | |

Valoraciones de los problemas: P1: 2,5 puntos, P2: 2 puntos, P3: 3 puntos, P4: 2,5 puntos

1. El circuito de la figura responde a un convertidor de impedancia generalizado (GIC). Demostrar que si Z_1, Z_3, Z_4 y Z_5 son resistivas y Z_2 capacitiva, el circuito realiza una autoinducción L (Circuito de Antoniou). Para el análisis asumir AOIs.

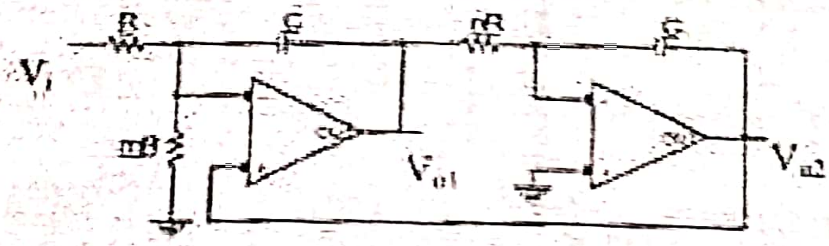


2. El circuito de la figura constituye una implementación MFB de un término cuadrático pasa baja. Suponiendo que el circuito está en su estado estable en continua (todos los transitorios terminaron):
   a. Determinar como le afecta a su respuesta las corrientes de polarización del Amplificador Operacional. Considerar Amplificador Operacional Ideal en todos los demás términos.
   b. ¿Cómo podríamos modificar el circuito para reducir ese efecto? Calcular su nuevo valor.



Sugerencia: Considerar que en continua los condensadores presentan impedancia infinita.

3. El circuito de la figura constituye un filtro de variable de estado simplificado que usa solo dos amplificadores operacionales.
   a. Obtener la función de transferencia en cada una de sus salidas e indicar la función que se implementa. Obtener también la expresión de todos los parámetros significativos.
   b. Si se diseña con valores de m =∞, n = 100, C = 1 nF y R = 7,957 KΩ, esbozar los correspondientes diagramas de Bode de amplitudes.



ANEXO:

Expresiones generales de los términos cuadráticos

$$\frac{H_0\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0 s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{H_0\left(s^2+\omega_z^2\right)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \qquad \frac{s^2-\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$$

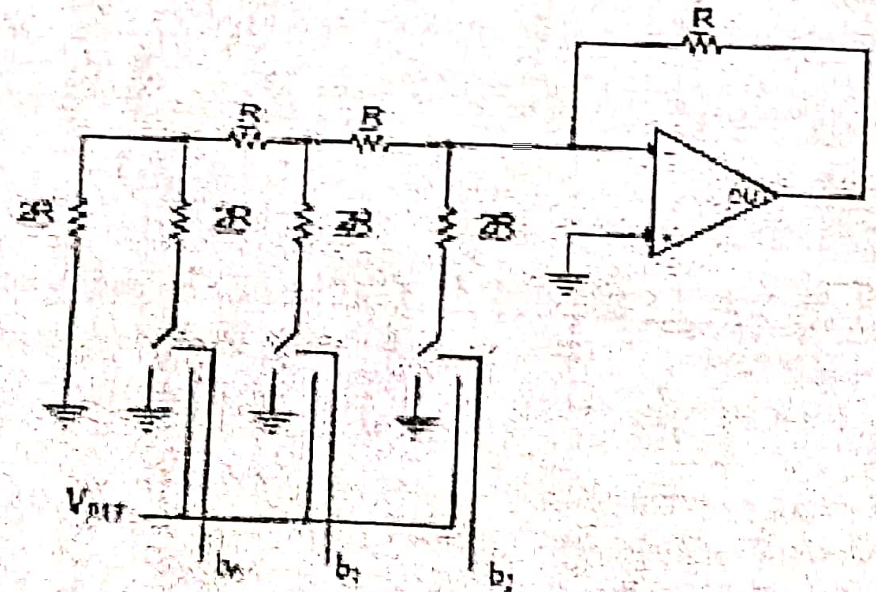
Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-baja

$$\omega_{máx} = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0 Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0 Q$$

Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-alta

$$\omega_{máx} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}} \qquad |G(j\omega_{máx})| = \frac{H_0 Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)| = H_0 Q$$

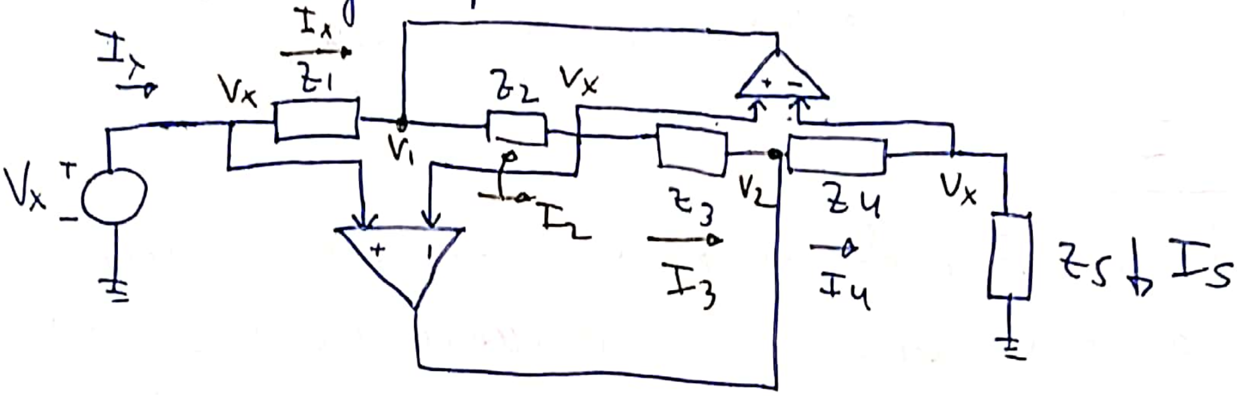
4 El circuito de la figura muestra el esquemático de un convertidor D/A de 3 bits que implementa una red R-2R con conmutación en tensión. Si el circuito se implementa con una V_{REF} = -1 V y con un amplificador operacional que posee una tensión de offset de 7 mV y una ganancia en lazo abierto de 100 V/V, calcular los errores de offset y de ganancia del DAC.



EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 22/12/2016

Problema 1

→ Nos están pidiendo la impedancia de entrada de este circuito, colocamos una fuente prueba:



$$\bullet\ I_4 = I_5 \Rightarrow \frac{V_2 - V_x}{Z_4} = \frac{V_x - 0}{Z_5} \Rightarrow V_2 = V_x\left(1 + \frac{Z_4}{Z_5}\right)$$

$$\bullet\ I_2 = I_3 \Rightarrow \frac{V_1 - V_x}{Z_2} = \frac{V_x - V_2}{Z_3} \Rightarrow \frac{V_1}{Z_2} = V_x\left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}\right) - \frac{V_2}{Z_3}$$

$$\Rightarrow \frac{V_1}{Z_2} = V_x\left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} - \frac{1}{Z_3}\left(1 + \frac{Z_4}{Z_5}\right)\right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_1 = \cancel{Z_2} V_x\left[\frac{Z_3 \cdot Z_5 + \cancel{Z_2 Z_5} - \cancel{Z_2 Z_5} - Z_2 Z_4}{\cancel{Z_2} Z_3 Z_5}\right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_1 = V_x \frac{Z_3 Z_5 - Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5}$$

$$\bullet\ I_x = \frac{V_x - V_1}{Z_1}$$

$$\Rightarrow I_x = V_x\left(\frac{1}{Z_1} - \frac{Z_3 Z_5 - Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5}\right)$$

$$\Rightarrow I_x = V_x\left(\frac{\cancel{Z_3 Z_5} - \cancel{Z_3 Z_5} + Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5}\right) = V_x \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{eq} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}}$$

Ahora se nos dice que Z_1, Z_3, Z_4 y Z_5 son resistivas y Z_2 capacitiva

Por lo que:

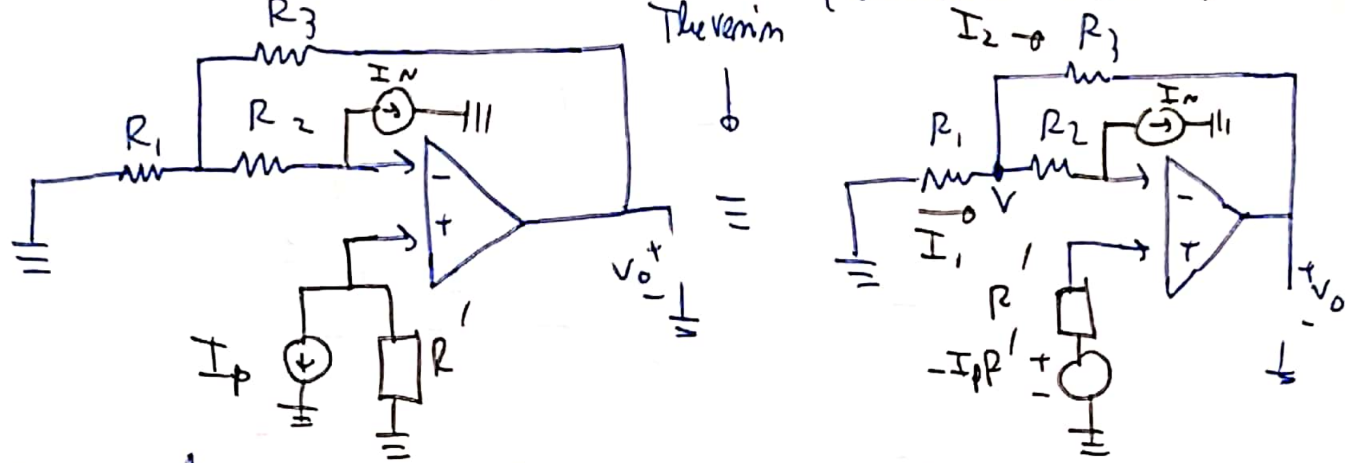
$Z_1 \equiv R_1$, $Z_3 \equiv R_3$, $Z_4 \equiv R_4$, $Z_5 \equiv R_5$ y $Z_2 = \frac{1}{CS}$, luego:

$$Z_{eq} = \frac{R_1 R_3 R_5 C}{R_4} S \equiv L \cdot S \Rightarrow \boxed{L = \frac{R_1 R_3 R_5 C}{R_4}}$$

el circuito funciona como una autoinducción de ese valor.

Problema 2

→ Se nos dice que el circuito está en continua y que por tanto los condensadores tienen impedancia infinita ⇒ estos deben ser sustituidos por circuitos abiertos. Por otro lado, vamos a considerar una Resistencia junto a las corrientes para que I_p no se anule y poder ver su efecto. Después eligiremos R' tal que anule las corrientes de polarización: (Ver examen 2019 enero).



→ Como no hay corriente entrando por la pata + del operacional:

$$I_{R'} = 0 = \frac{-I_p R' - V_{(-)}}{R'} \Rightarrow V_{(-)} = -I_p R'$$ → y se aplica cortocircuito virtual.

- $I_1 = I_2 + I_N \Rightarrow \frac{0 - V}{R_1} = \frac{V - V_{out}}{R_3} + I_N \Rightarrow V\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}\right) + I_N = \frac{V_{out}}{R_3}$
- $I_N = \frac{V - (-I_p R')}{R_2} \Rightarrow V = I_N R_2 - I_p R'$ Juntándolas:

$$I_N\left(1 + R_2\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}\right)\right) - I_p R'\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}\right) = \frac{V_{out}}{R_3} \Rightarrow$$

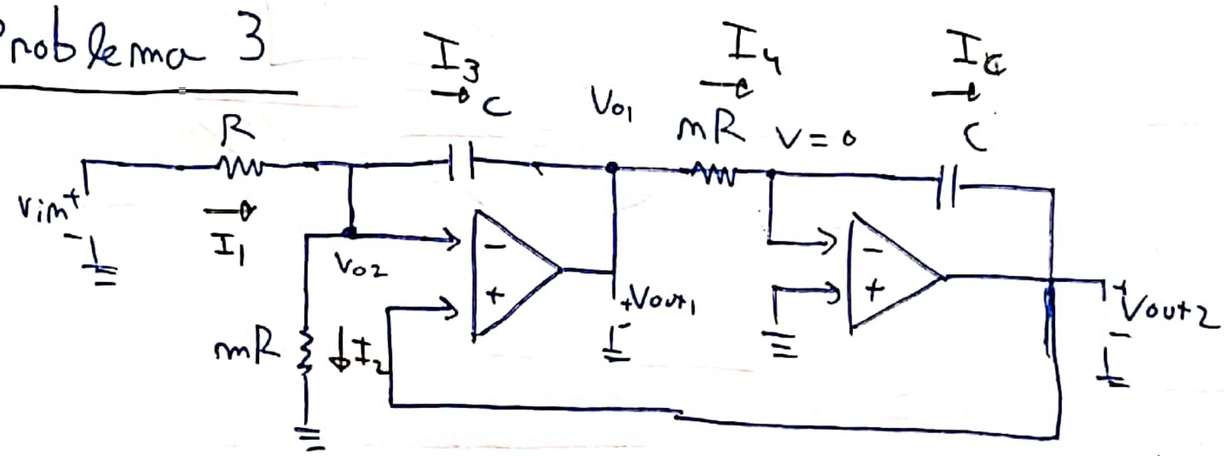
$$\boxed{V_{out} = I_N\left(R_3 + R_2\left(\frac{R_3}{R_1}+1\right)\right) - I_P R'\left(\frac{R_3}{R_1}+1\right)}$$

Para que las corrientes de polarización se anulen sabemos que debe ser:

$$R_3 + R_2\left(\frac{R_3}{R_1}+1\right) = R'\left(\frac{R_3}{R_1}+1\right) \Rightarrow \boxed{R' = R_2 + \frac{R_3 R_1}{R_3+R_1}}$$

Debemos colocar una resistencia de ese valor en la pata (+) para anular su efecto. Nótese que $R' = R_2 + R_1 // R_3 \rightarrow$ Estamos haciendo iguales las resistencias vistas a cada pata.

Problema 3



$$\bullet\ I_1 = I_3 + I_2 \Rightarrow \frac{V_{in}-V_{o2}}{R} = (V_{o2}-V_{o1})\,CS + \frac{V_{o2}-0}{mR}$$

$$\bullet\ I_4 = I_5 \Rightarrow \frac{V_{o1}-0}{mR} = (0-V_{o2})\,CS \Rightarrow V_{o1} = -V_{o2}\,mRCS$$

$$\Rightarrow \frac{V_{in}-V_{o2}}{R} = (1+mRCS)V_{o2}CS + \frac{V_{o2}}{mR} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow mV_{in} - mV_{o2} = (1+mRCS)\,mRCS\,V_{o2} + V_{o2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow mV_{in} = V_{o2}\left(1+m+(1+mRCS)\,mRCS\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow mV_{in} = V_{o2}\left(1+m+mRCS+mmR^2C^2S^2\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{o2}/V_{in} = G_2(S) = \frac{+\ m}{mmR^2C^2S^2 + mRCS + (1+m)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{G_2(S) = \frac{\frac{1}{mR^2C^2}}{S^2 + \frac{1}{mRC}S + \frac{1+m}{mmR^2C^2}}} \rightarrow \text{Filtro para bajas.}$$

y por tanto $\boxed{G_1(s) = \dfrac{-\frac{1}{RC}s}{s^2 + \frac{1}{mRC}s + \frac{m+1}{mmR^2C^2}}}$ → Filtro paso banda

Analizamos primero $G_1(s) = \dfrac{\frac{H_0 w_0}{Q}s}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}$

$$\boxed{w_0 = \sqrt{\frac{m+1}{mmR^2C^2}} \underset{m\to\infty}{=} \sqrt{\frac{1}{mR^2C^2}} = \sqrt{\frac{1}{100\cdot(10^{-9})^2\cdot(7'957\cdot10^3)^2}} = 12567 \text{ Hz}}$$

$\Rightarrow \boxed{f_0 \simeq 2000 \text{ Hz}}$

$$\frac{w_0}{Q} = \frac{1}{mRC} \Rightarrow Q = m\cancel{RC}\frac{1}{\cancel{RC}}\cdot\frac{1}{\sqrt{m}}$$

$$\boxed{Q = 1'0}$$

$$\frac{H_0 w_0}{Q} = \frac{1}{RC} \Rightarrow H_0 w_0 = \frac{\sqrt{m}}{RC} \Rightarrow \boxed{H_0 = \frac{\sqrt{m}}{\cancel{RC}}\sqrt{m\cancel{R^2}\cancel{C^2}} = 100}$$

→ obtenemos f_1 y f_2:

$$BW = \frac{f_0}{Q} = f_2 - f_1 = 200$$

$$f_1 f_2 = f_0^2 \Rightarrow f_2 = f_0^2/f_1$$

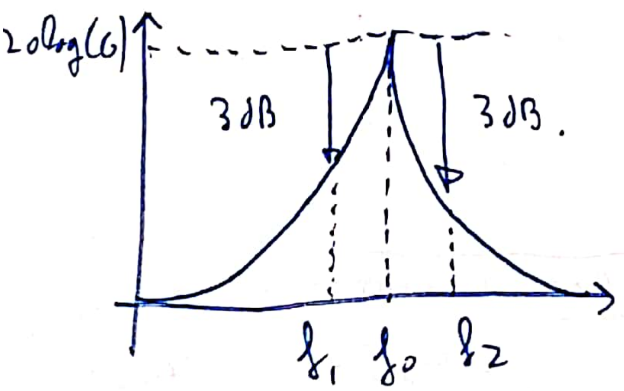
$$\Rightarrow \frac{f_0^2}{f_1} - f_1 = 200 \Rightarrow f_0^2 - f_1^2 = 200 f_1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f_1^2 + 200 f_1 - 4000000 = 0, \quad \boxed{f_1 = 1902 \text{ Hz}}$$

$$\boxed{f_2 = \frac{4000000}{1902} = 2103 \text{ Hz}}$$

Representamos:

→ Altura: $20\log_{10}(H_0) = 40$ dB



Analizamos la 2ª salida:

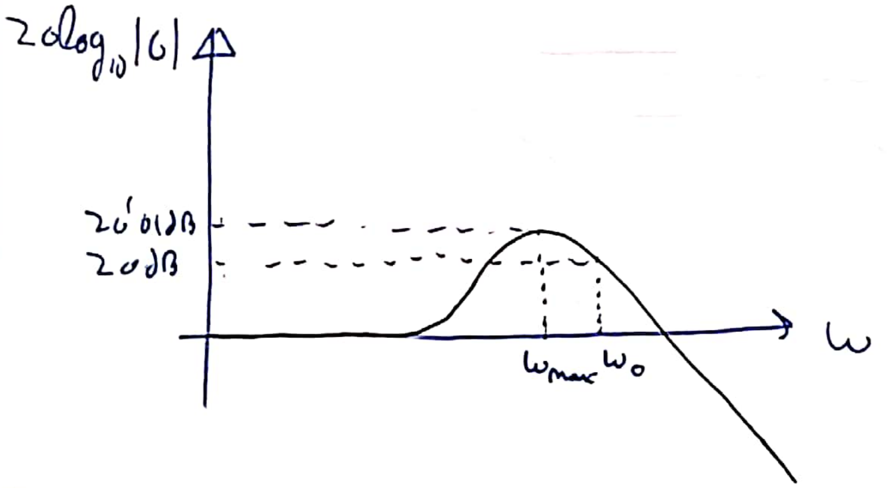
ω_0 y Q son iguales, vemos H_0:

$$H_0 \omega_0^2 = \frac{1}{mR^2C^2} \Rightarrow \boxed{H_0 = \frac{mR^2C^2}{mR^2C^2} = 1}$$

$$\boxed{\omega_{máx} = \omega_0 \sqrt{1-\frac{2}{2Q^2}} = 12567 \cdot \sqrt{1-\frac{1}{2 \cdot 10^2}} = 12535 \text{ Hz}}$$

$$\boxed{20\log_{10}|G(\omega_{máx})| = 20\log_{10}\left(\frac{H_0 Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4 \cdot Q^2}}}\right) = 20'01 \text{ dB}}$$

$$\boxed{20\log_{10}|G(\omega_0)| = 20\log_{10}(H_0 Q) = 20 \text{ dB}}$$



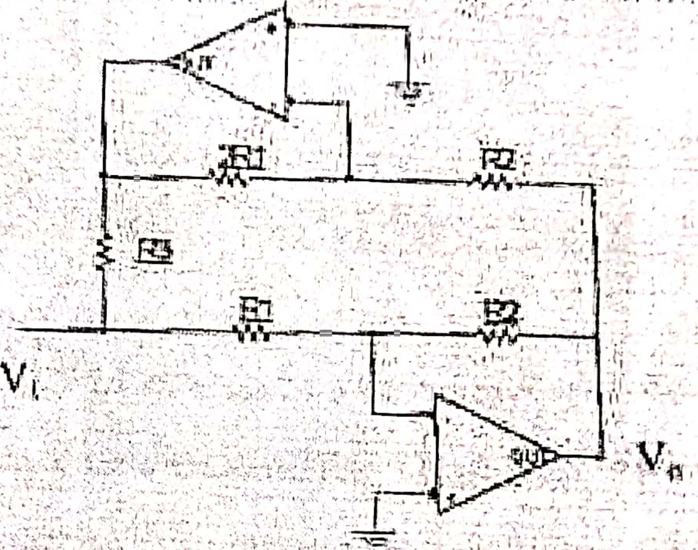
FUNDAMENTOS DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

18 de enero de 2016

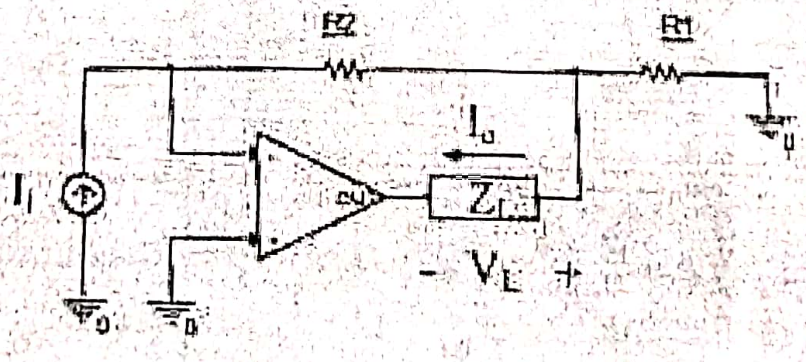
Alumno/a: ______________________ Preguntas: | | | | |

Valoraciones de los problemas: P1: 1,5 puntos, P2: 3 puntos, P3: 2,5 puntos, P4: 3 puntos

1. El circuito de la figura permite diseñar configuraciones amplificadoras inversoras con impedancias de entrada muy elevadas. Obtener la expresión de su impedancia de entrada. ¿Bajo qué condición esa impedancia se hace infinita? Diseñar el circuito para que $A_v = -10$ V/V con $R_i = \infty$. Asumir AOIs.



2. El circuito de la figura constituye un amplificador de corriente con carga flotante.



a. Considerando AOI, obtener la expresión de la corriente en la carga y, a partir de ella, identificar la ganancia en corriente del amplificador y su resistencia de salida.

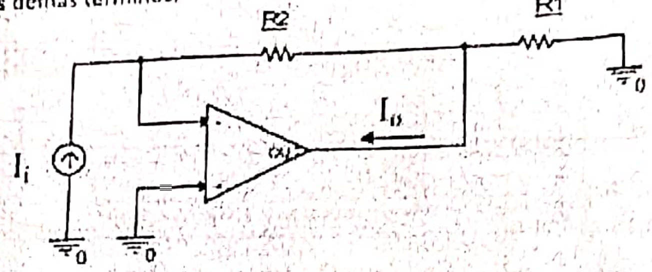
b. Considerando AOR con ganancia en lazo abierto finita, de valor A_d, e ideal en todos los demás términos, obtener la nueva expresión de la corriente en la carga y, a partir de ella, identificar la ganancia en corriente y la resistencia de salida del amplificador de corriente.

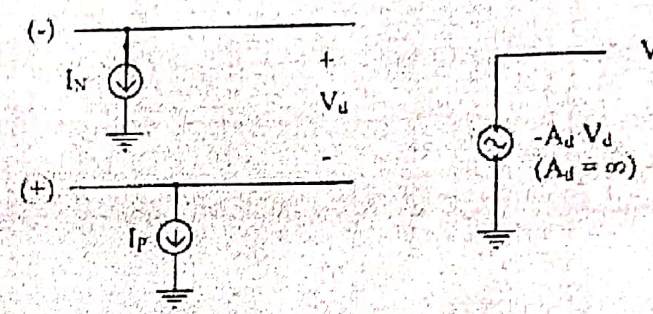
c. ¿Cómo afectará al amplificador de corriente las corrientes de polarización y de offset del amplificador operacional? Por simplicidad de cálculo, considerar situación de cortocircuito en la carga, tal como ilustra la siguiente figura. Se adjunta también el circuito equivalente del en 30

$p(x)$

$\varphi'(x)$

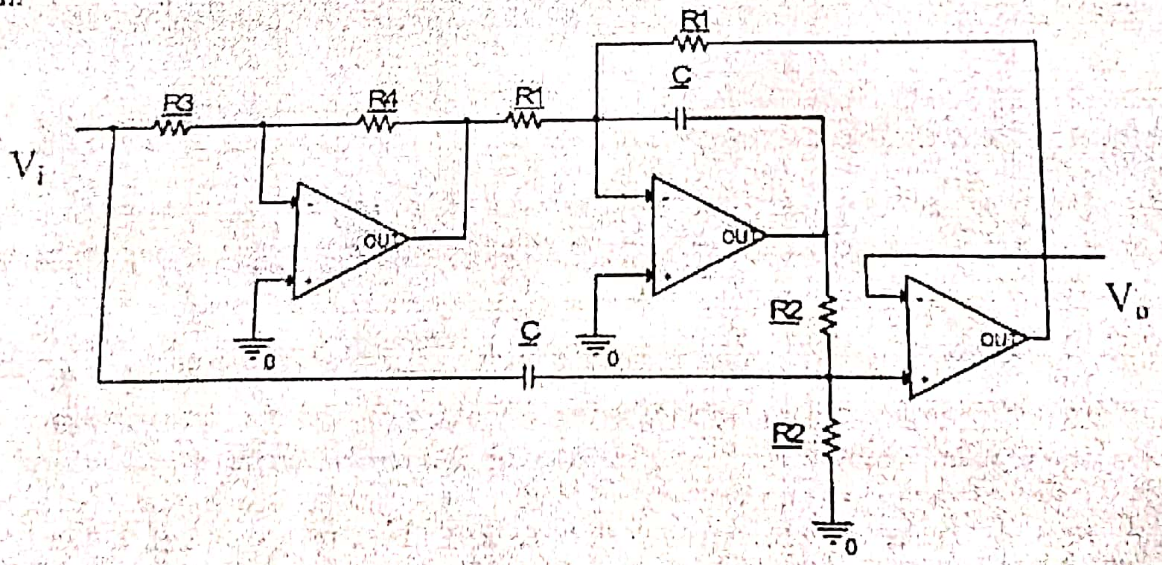
amplificador operacional que tiene en cuenta las corrientes de polarización y que se considera ideal en todos los demás términos.





d. ¿Cómo podríamos modificar el circuito para mejorar el rendimiento del amplificador de corriente?

3. ¿Qué función implementa el circuito de la figura? Identificar sus parámetros. Esbozar su diagrama de Bode de amplitudes para los siguientes valores de componentes: C = 318 nF, R_1 = 1 KΩ, R_2 = 100 KΩ, R_3 = R_4 = 10 KΩ.



ANEXO:

Expresiones generales de los términos cuadráticos

pasa baja: $\dfrac{H_0\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$ pasa alta: $\dfrac{H_0 s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$ pasa banda: $\dfrac{\frac{H_0\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$ banda eliminada: $\dfrac{H_0(s^2+\omega_0^2)}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$ all-pass: $\dfrac{s^2-\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$

Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-baja

$$\omega_{máx}=\omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}} \qquad |G(j\omega_{máx})|=\frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)|=H_0Q$$

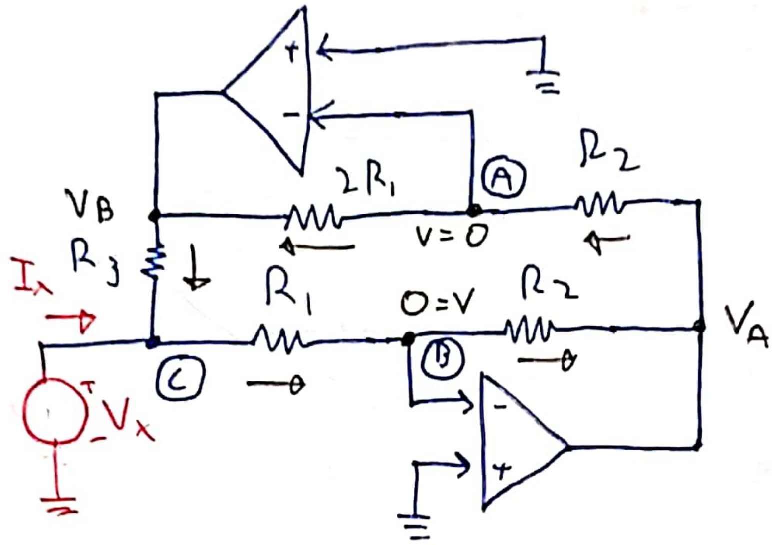
Expresiones de la frecuencia del pico de resonancia, del valor del pico y de la respuesta en ω_0 en una respuesta pasa-alta

$$\omega_{máx}=\frac{\omega_0}{\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}} \qquad |G(j\omega_{máx})|=\frac{H_0Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad |G(j\omega_0)|=H_0Q$$

4. Un DAC de 3 bits diseñado para V_{FSR} = 8 V se secuencia para todos los códigos de entrada desde 000 hasta 111 y se encuentra que los valores de salida reales son v_0 = {-0.01, 1.03, 2.02, 2.96, 3.95, 5.02, 6.00, 7.08}, todas las cantidades en V. Encontrar el error de cero, el error de ganancia, el INL y el DNL en fracciones de 1 LSB.

EXAMEN FINAL INSTRUMENTACIÓN 18/I/2016

Problema 1



→ Para obtener la impedancia de entrada colocamos una fuente prueba en la entrada y obtenemos:

$$Z = \frac{V_x}{I_x}$$

Nodo (A): $\frac{V_A - 0}{R_2} = \frac{0 - V_B}{2R_1} \Rightarrow V_A = -\frac{R_2}{2R_1} V_B$

Nodo (B): $\frac{V_x - 0}{R_1} = \frac{0 - V_A}{R_2} \Rightarrow V_A = -\frac{R_2}{R_1} V_x$

$\Rightarrow V_x = \frac{1}{2} V_B \Rightarrow$

$\Rightarrow V_B = 2V_x$

Nodo (C): $I_x + \frac{(V_B - V_x)}{R_3} = \frac{V_x - 0}{R_1} \Rightarrow I_x = V_x\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3}\right)$

$\Rightarrow I_x = V_x\left(\frac{R_3 - R_1}{R_1 R_3}\right) \Rightarrow \boxed{z_{in} = \frac{R_1 R_3}{R_3 - R_1}}$

Para tener $z_{in} = \infty$ $\boxed{R_3 = R_1}$

→ V_A es justamente V_{out} si $V_x = V_{in}$, luego:

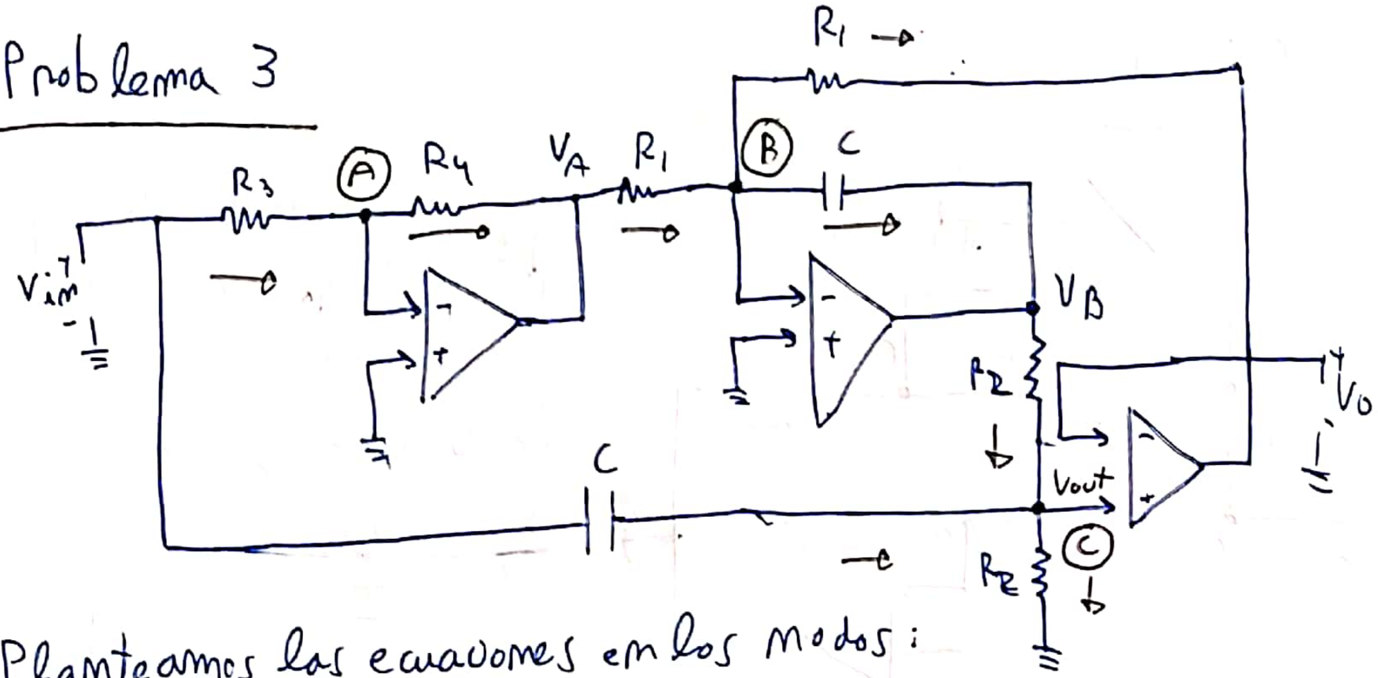
$V_{out} = -\frac{R_2}{2R_1} V_B = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$ $(V_B = 2V_x)$

Para obtener una ganancia $A_v = -10$ V/V $\boxed{R_2 = 10R_1}$, podemos elegir:

$\boxed{R_2 = 10k\Omega \text{ y } R_1 = 1k\Omega}$

Problema 2 → Junio de 2018

Problema 3



Planteamos las ecuaciones en los nodos:

(A): $\frac{V_{in} - 0}{R_3} = \frac{0 - V_A}{R_4} \Rightarrow V_A = -\frac{R_4}{R_3} V_{in}$

(C): $(V_{in} - V_{out})\, CS + \frac{V_B - V_{out}}{R_2} = \frac{V_{out} - 0}{R_2} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{V_B}{R_2} = V_{out}\left(\frac{2}{R_2} + CS\right) - V_{in} CS \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_B = V_{out}(2 + R_2 CS) - V_{in} R_2 CS$$

(B) $\frac{V_A - 0}{R_1} = \frac{0 - V_{out}}{R_1} + (0 - V_B)\, CS \Rightarrow$

$$-\frac{R_4}{R_1 R_3} V_{in} = -\frac{V_{out}}{R_1} - V_{out}(2CS + R_2 C^2 S^2) + V_{in} R_2 C^2 S^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{in}\left(\frac{R_4}{R_1 R_3} + R_2 C^2 S^2\right) = V_{out}\left(\frac{1}{R_1} + 2CS + R_2 C^2 S^2\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{in}\left(R_4 + R_1 R_3 R_2 C^2 S^2\right) = V_{out}\left(R_3 + 2R_1 R_3 CS + R_1 R_3 R_2 C^2 S^2\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4 + R_1 R_3 R_2 C^2 S^2}{R_1 R_3 R_2 C^2 S^2 + 2R_1 R_3 CS + R_3} = \frac{S^2 + \frac{R_4}{R_1 R_3 R_2 C^2}}{S^2 + \frac{2}{C R_2} S + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}}$$

Filtro Banda eliminada →

La expresión general: $G(s) = \dfrac{H_0 (s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$

está claro que $\boxed{H_0 = 1}$ y por otro lado:

$$\boxed{\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}}} = \sqrt{\frac{1}{10^3 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot (31'8 \cdot 10^{-9})^2}} \boxed{= 314'46 \text{ Hz}}$$

$$\boxed{f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \simeq 50 \text{ Hz}} \qquad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{R_2 C} \Rightarrow \frac{Q}{\omega_0} = \frac{R_2 C}{2} \Rightarrow$$

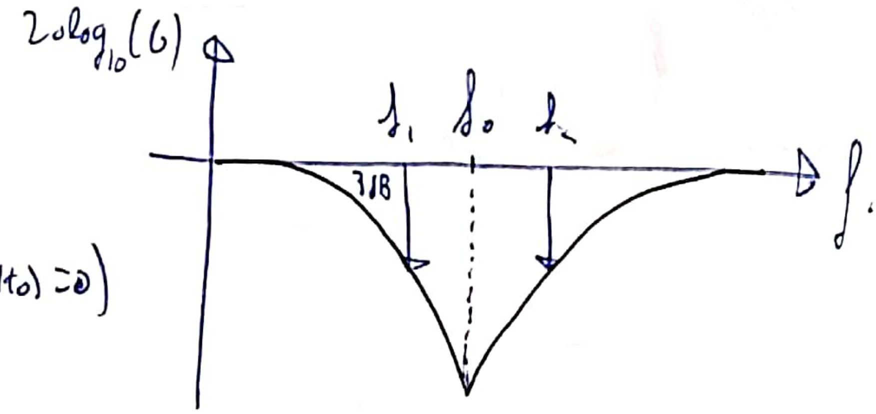
$$\Rightarrow \boxed{Q = \frac{R_2 \cancel{C}}{2} \cdot \frac{1}{\cancel{C}} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{100k}{1k}} = 5}$$

→ obtenemos f_1 y f_2:

$$\left.\begin{array}{l} BW = \dfrac{f_0}{Q} = 10 = f_2 - f_1 \\ f_0^2 = 2500 = f_1 \cdot f_2 \Rightarrow f_2 = \dfrac{2500}{f_1} \end{array}\right\} \Rightarrow f_1^2 + 10 f_1 - 2500 = 0$$

$$\boxed{f_1 = 45'25 \text{ Hz}}$$

$$\boxed{f_2 = 55'25 \text{ Hz}}$$



Representamos $(20 \log_{10}(H_0) = 0)$

Problema 4

$$V_0 = \{-0'01, 1'03, 2'02, 2'96, 3'95, 5'02, 6, 7'08\}$$

$$V_{LSB} = \frac{8}{2^n} = \frac{8}{2^3} = 1 \text{ V}$$

→ Error de offset:

$$\boxed{E_{off} = \frac{V_0|_{000}}{V_{LSB}} = -0'01 \text{ LSB}}$$

→ Error de ganancia:

$$\boxed{E_g = \left(\frac{V_o}{V_{LSB}}\Big|_{111} - \frac{V_o}{V_{LSB}}\Big|_{000} \right) - (2^n - 1) =}$$

$$\boxed{= (7'08 + 0'01) - (7) = 0'09}$$

→ Vamos a compensar ambos errores mediante:

$$V_{out}|_{comp} = \frac{V_{out}}{V_{LSB}} - \underset{-0'01}{E_{off}} - \overset{0'01285}{\frac{E_g}{2^n - 1}} \, i \rightarrow \text{en LSB}$$

LSB

$$V_{out}|_{comp} = \{ 0,\ 1'027,\ 2'004,\ 2'931,\ 3'908,\ 4'966,\ 5'933,\ 7 \}$$

Por tanto (al estar en LSB ya):

$$DNL_j = V_{j+1} - V_j - 1$$

$$\boxed{DNL_j = \{ 0'027,\ -0'023,\ -0'073,\ -0'023,\ 0'058,\ -0'033,\ 0'067 \} \text{ LSB}}$$

$$\rightarrow INL_j = \sum_{K=0}^{j} DNL_j$$

$$\boxed{INL_j = \{ 0'027,\ 0'004,\ -0'069,\ -0'092,\ -0'034,\ -0'067,\ 0 \} \text{ LSB}}$$