



Electrónica Analógica

Ejercicios

Versión: 2016-11-03

Capítulo 6: **Amplificadores Operacionales Reales**

Referencias:

Texto base: *Circuitos Electrónicos. Análisis simulación y diseño*, de Norbert R. Malik. Capítulo 2: Amplificadores Operacionales.

Otros: Elaborados por los profesores de la materia.

Control de versiones

- 2016-11-03: versión inicial. Esta versión incorpora un código orientativo para la preparación y estudio de los ejercicios. Se tienen las siguientes categorías y recomendaciones (calificadas entre uno y tres asteriscos):
 - **(*) Ejercicios básicos:** estos ejercicios son aconsejables para la primera aproximación a cada una de las secciones de este tema. Sirven como estudio de los conceptos básicos y técnicas de análisis (o diseño) correspondientes.
 - **(**) Ejercicios fáciles:** su resolución necesita de un conocimiento y una capacidad operativa algo más exigente que los ejercicios básicos. Se aconseja abordarlos después de haber alcanzado un cierto grado de soltura con los ejercicios básicos.
 - **(***) Ejercicios complejos:** bien por su longitud, su operativa o por necesitar de conocimientos y destrezas más completos, son los ejercicios más exigentes para los alumnos. No se aconseja abordarlos sin haber conseguido antes un cierto grado de soltura con los ejercicios básicos y fáciles.

Sección 1: ejercicios sobre propiedades del AO real.

Nota: Muchos de los problemas están extraídos de uno de los textos base (Malik). En consecuencia, algunas figuras se referencian con la numeración (P2.XX) que se corresponde con la usada en dicho texto. En estos casos, algunos enunciados han sido cambiados ligeramente.

AR-1.-(*) Demuestre que, cuando el operacional tiene ganancia finita A_d , el amplificador no-inversor tiene por ganancia la siguiente expresión:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{A_d}{1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)}$$

AR-2.-()** Analizaremos el **circuito integrador** con AO desde el punto de vista de la frecuencia (ω).

- Obtenga la expresión de la función de transferencia (v_o/v_i)= $f(\omega)$ si el AO fuese ideal.
- Demuestre que la función de transferencia del amplificador integrador, en función de ω , y para el caso de que el operacional tenga ganancia finita A_d vale:

$$\frac{v_o}{v_i}(\omega) = \frac{-A_d}{1 + j\omega RC(1 + A_d)}$$

- Determine para qué márgenes de ω la expresión correspondiente a las condiciones reales en (b) puede aproximarse a la situación ideal de (a).

AR-3.-()** Analizaremos el **circuito derivador** con AO desde el punto de vista de la frecuencia (ω).

- Obtenga la expresión de la función de transferencia (v_o/v_i)= $f(\omega)$ si el AO fuese ideal.
- Demuestre que la función de transferencia del amplificador derivador, en función de ω , y para el caso de que el operacional tenga ganancia finita A_d vale:

$$\frac{v_o}{v_i}(\omega) = \frac{-j\omega RC \cdot A_d}{(1 + A_d) + j\omega RC}$$

- Determine para qué márgenes de ω la expresión correspondiente a las condiciones reales en (b) puede aproximarse a la situación ideal de (a).

AR-4.-(*) Un amplificador inversor con operacionales se diseña para tener una ganancia nominal de -500 (supuestos operacionales de ganancia infinita). Halle la ganancia real del circuito y el % de error cometido si el operacional tuviese en realidad las siguientes ganancias en lazo abierto:

- $A_d = 10^3$ (V/V).
- $A_d = 10^5$ (V/V).

AR-5.-()** Se usa un AO real de datos A_d y r_o para construir un amplificador no inversor. Demuestre que, en estas condiciones, la impedancia de salida del circuito es:

$$R_o = \frac{r_o}{1 + r_o / (R_1 + R_2) + A_d R_1 / (R_1 + R_2)}$$

AR-6.-(*) Un amplificador inversor de ganancia -80 emplea un operacional alimentado a $\pm 10\text{V}$.

- Halle la máxima tensión de entrada para el funcionamiento en zona lineal.
- Halle los valores mínimos para R_1 y R_2 si el operacional tiene una corriente en cortocircuito de 5mA .
- Para los valores de R_1 y R_2 del apartado (b), calcule la disipación de potencia en cada resistor cuando la tensión de salida sea máxima.
- Multiplique ahora los valores de R_1 y R_2 por 100. En estas condiciones calcule la corriente de salida del operacional y disipación de potencia en cada resistor. Compare estos resultados con la situación anterior y comente el resultado.

AR-7.-()** El operacional de ganancia infinita de la figura P2.60-a tiene una tensión de *offset* de valor V_{OS} . Supuesto que en $t = 0$, la tensión $v_o(t)=0$, determine:

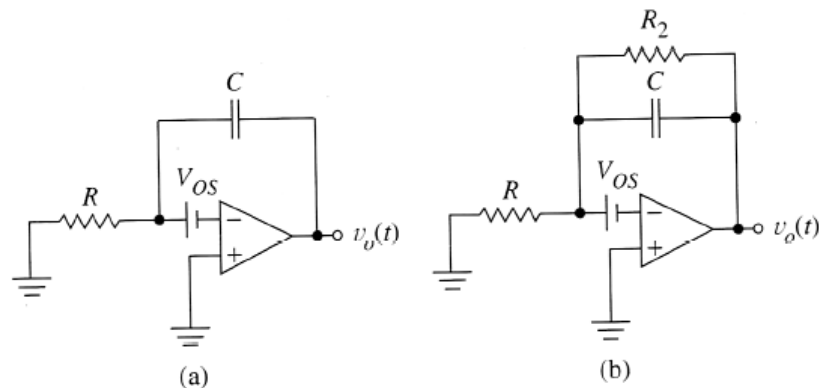


FIGURA P2.60

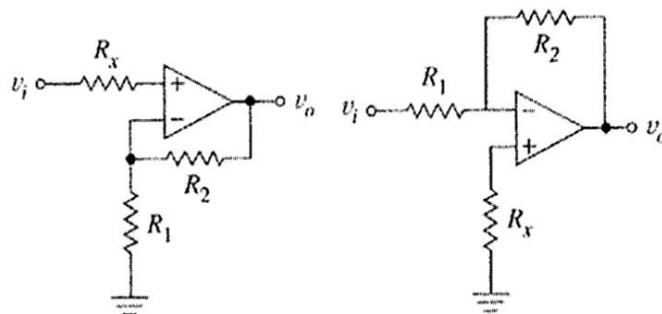
- La expresión de $v_o(t)$ para $t > 0$.
- Si el operacional estuviese alimentado a $\pm 12\text{V}$, $RC=10\text{ms}$ y $V_{OS}=+5\text{mV}$, ¿cuánto se tardaría en llegar a la saturación?
- ¿Qué tensión tiene el condensador C en el mismo momento de llegar a la saturación del OP?

Nota: para prevenir la saturación del OP debida al *offset*, en ocasiones se coloca un resistor de gran valor (R_2) en paralelo con C , tal y como se muestra en la figura P2.60-b. El condensador entonces sólo se carga hasta un cierto límite (dependiente de los valores relativos de R y R_2).

- En el circuito modificado que se muestra en la figura P2.60-b, verifique que para la misma V_{OS} que en (c) y con $R_2=100 \cdot R$ el valor de v_o es menor que el límite de saturación del OP. ¿Qué valor de R_2 sería el límite para impedir la saturación del OP?

AR-8.-(*) Las figuras adjuntas muestran una resistencia R_x que se añade para eliminar el efecto de las corrientes de polarización en amplificadores con OPs. Advierta que, anulando cada generador de entrada ($v_i = 0$), ambos circuitos resultan ser idénticos.

En estas condiciones y supuesta ganancia infinita, halle la expresión de v_o en función de I_B , R_2 , R_1 y R_x . Encuentre el valor de R_x que hace nula la componente en la salida debida a la corriente de polarización, I_B .



AR-9.-()** Los operacionales de ganancia infinita del circuito de la figura P2.64 se saturan a $\pm 10V$. Si cada uno de ellos tiene una tensión de *offset* $V_{OS,1} = V_{OS,2} = +8mV$.

- Halle la componente de v_o debida a cada tensión de *offset*.
- Dibuje la f. de t. (v_o/v_s), mostrando claramente el valor de la ganancia, los límites de saturación y el efecto causado por las tensiones de *offset*.
- Debido sólo a la componente de señal, la salida varía senoidalmente entre $\pm 8V$. Dibuje la señal de salida resultante si se tiene en cuenta además el efecto del *offset* de los AOs.

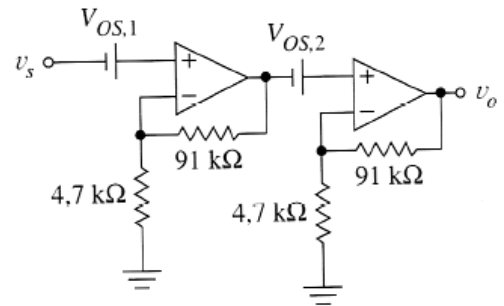
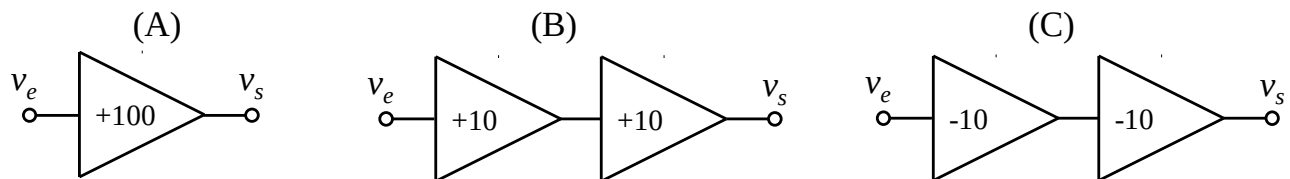


FIGURA P2.64

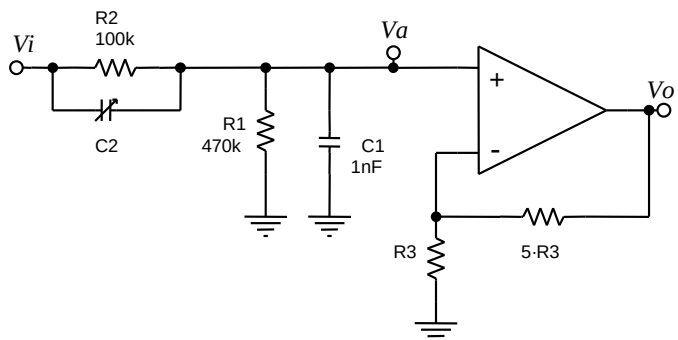
AR-10.-(*) Se desea construir, usando AO's, un amplificador de ganancia de tensión total $G_V = +100(V/V)$. Los operacionales disponibles disponen de un ancho de banda para ganancia unidad (GBW) de 1MHz. En la figura siguiente se muestran tres formas distintas de conseguir la ganancia pedida (cada etapa sólo tiene un AO):



Apoyándose en sendos diagramas de Bode, estime la respuesta en frecuencia global de las TRES configuraciones mostradas. A la vista de estos diagramas ¿cuál de las tres configuraciones tiene mayor ancho de banda y por qué? Finalmente calcule el valor de la frecuencia de corte de la configuración elegida.

AR-11.-()** El circuito de la figura adjunta representa la etapa de entrada de un instrumento de medida:

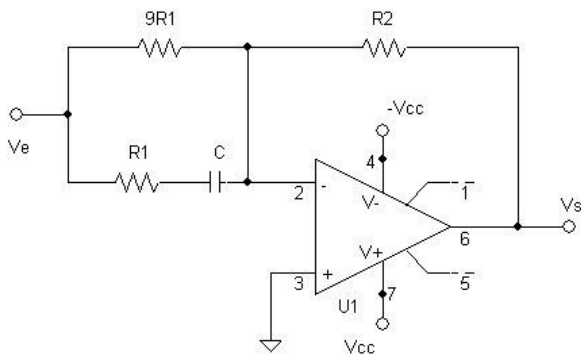
- Obtenga la función de transferencia del atenuador de entrada, $G_I(s) = (V_a/V_i)$, supuesto que ambos condensadores son iguales de valor $C_2 = C_1 = 1nF$.
- Represente en un diagrama de Bode el módulo de dicha función. Calcule el valor que debiera tener C_2 para que la función $G_I(s)$ no tuviera ni polos ni ceros.



NOTA: en los siguientes apartados considere que los condensadores C_1 y C_2 se han retirado del circuito.

- El operacional de la figura tiene un $GBW = 1MHz$, con una $A_m = 120dB$. ¿Cuál es el ancho de banda de toda la etapa?
- Sabiendo que el SR del operacional es de $0.5V/\mu s$, determine la amplitud A máxima admisible para una señal senoidal en la entrada de valor $v_i(t) = A \sin(\omega t)$ [V], para una frecuencia de 10kHz. (**Nota:** considere que el circuito se encuentra en su banda de paso, muy por debajo de la frecuencia de corte).

AR-12.-()** Sobre el circuito de la figura siguiente, obtener:

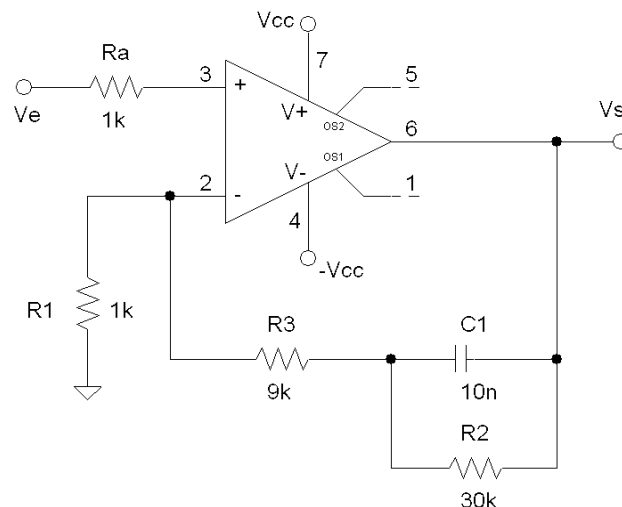


DATOS:

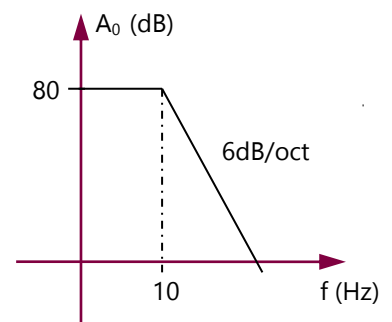
$R1 = 1k\Omega$; $C = 1\mu F$; AO, ideal

- Expresión de $G_V(\omega) = (V_s/V_e)(\omega)$, ordenada de forma que se identifiquen claramente los términos de interés para caracterizar su respuesta en frecuencia.
- Representación en un diagrama de Bode, del módulo de $G_V(\omega)$, indicando todos los valores significativos.
- Si el Amplificador Operacional tuviese ahora un $GBW=1MHz$, indicar las expresiones a utilizar para obtener el ancho de banda del diseño.

AR-13.-()** Sobre el diseño de la figura siguiente, se desea saber:



- Valores en dB de $G_V(\omega) = (V_s/V_e)(\omega)$ para los límites de frecuencia: $\omega \rightarrow 0$ y $\omega \rightarrow \infty$
- Expresión de la ganancia $G_V(\omega) = (V_s/V_e)(\omega)$ y representación en diagrama de Bode del módulo de la misma, incluyendo todos sus valores significativos y pendientes.
- Ahora, se elimina el condensador C1 del diseño anterior (circuito abierto), tomándose como respuesta real del AO la expuesta en la figura adjunta. Indicar el valor de la frecuencia de corte superior (f_H) del diseño así realizado.
- La frecuencia de corte del apartado anterior, ¿se podría mantener al volver a colocar el condensador C1? ¿Qué pasaría si considerásemos también el parámetro SR del AO?



Sección 2: ejercicios combinados (ideales, reales, etc.).

C1.-()** Diseñe los siguientes amplificadores, usando operacionales ideales y los elementos pasivos que considere necesarios:

- Integrador, con $Z_e = 10\text{k}\Omega$ y constante de tiempo igual a 1ms.
- Amplificador inversor, de ganancia -10 e impedancia de entrada infinita.
- Amplificador diferencial, de ganancia 10 y con impedancias de entrada infinitas.
- Amplificador de transconductancia, de ganancia +10 (mA/V) y cuya carga vaya referida a masa.

C2.-()** Partiendo de amplificadores operacionales ideales, resistencias y condensadores, en el número que considere necesarios, proponga circuitos (indicando exactamente todos los valores de los componentes utilizados) para realizar las funciones recuadradas en cada una de las siguientes figuras (1 y 2):

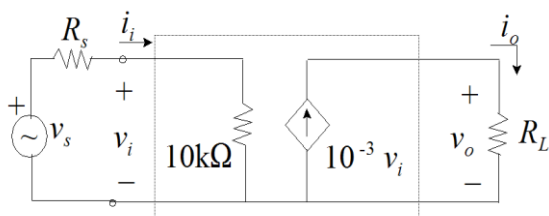


Figura 1

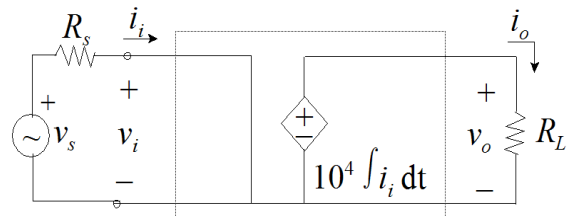
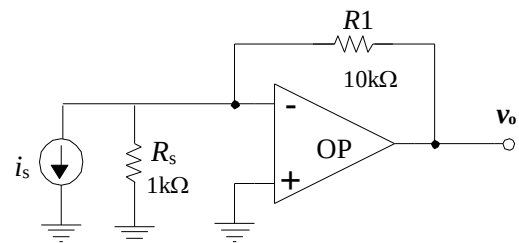


Figura 2

C3.-()** En el circuito de la figura adjunta, siendo el AO ideal, se ha medido una tensión de salida dada por:

$$v_o(t) = 10\sin(10^3 t) \text{ [V]}$$

Si se sustituye la resistencia R_1 por un condensador de valor $C=10\text{nF}$, ¿cuánto valdrá ahora $v_o(t)$?



C4.-()** El amplificador OP de la figura adjunta es ideal, salvo los valores que se indiquen en cada uno de los apartados siguientes.

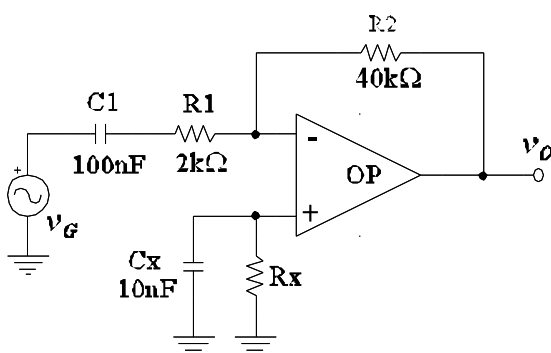


Figura 2.2

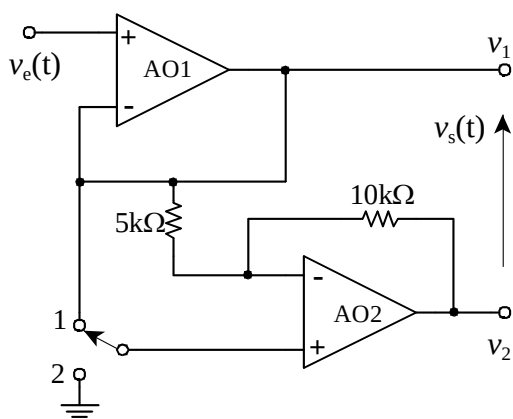
- Determine el valor de R_x , para que la tensión de error debida a una corriente de polarización $I_B=100\mu\text{A}$ sea nula.
- Ignorando ahora la corriente I_B , obtenga la tensión de *offset* de entrada del OP sabiendo que se mide una tensión de error de 10mV y que el valor de R_x es de $10\text{k}\Omega$.
- Ignorando cualquier otra fuente de error, obtenga la expresión de $v_o(t)$ si la tensión del generador de entrada es $v_G(t) = 0,5 \sin(5000t) \text{ V}$, y $R_x = 10\text{k}\Omega$. (Hállese en régimen permanente).

C5.-(*)** Un sensor dado proporciona una tensión de salida de entre -1 y +1 V. Se pretende adaptar esta señal a un convertor de datos cuyo margen de entrada es entre 0 y +5V. Para esto se dispone de AOs alimentados a $\pm 10\text{V}$. Con estos datos:

- Determine la función de transferencia $v_s = f(v_e)$ necesaria
- Suponiendo que la función deseada sea $v_s = 3v_e + 2$, construya el circuito que realizaría tal función usando los AOs disponibles y componentes pasivos. Utilice el menor número de AOs posible.

C6.-()** En el circuito de la figura adjunta se sabe que la tensión de entrada es:

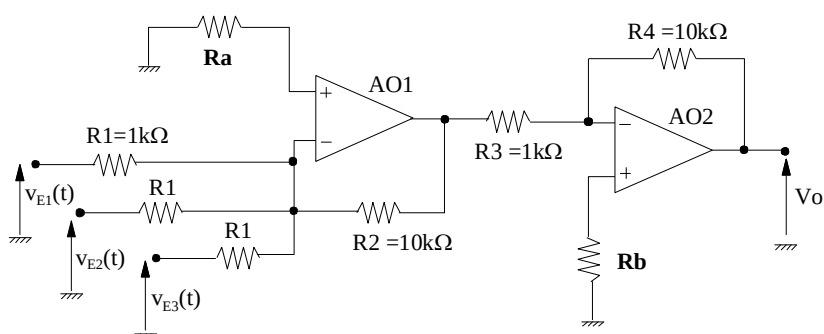
$$v_e(t) = 0.5 \sin(1000 t) - 0.2 \sin(2000 t).$$



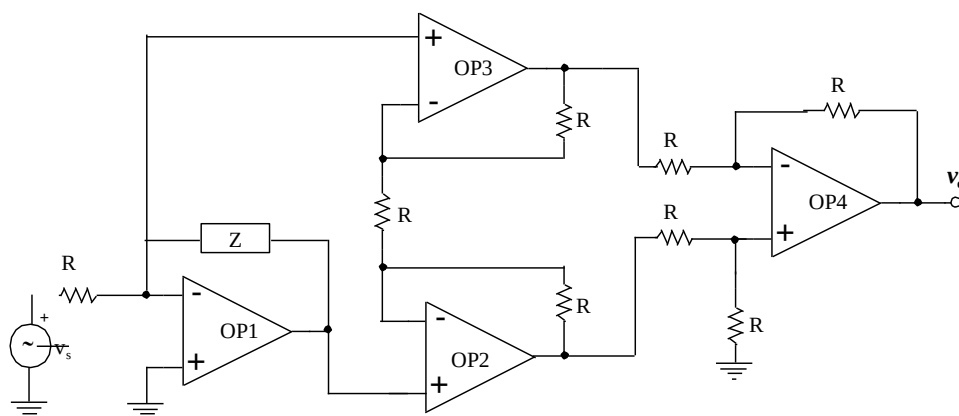
- Halle el valor de la tensión diferencial de salida, $v_s = (v_1 - v_2)$, para los casos: (1) conmutador en la posición 1 y (2) conmutador en la posición 2.
- Halle el valor de la tensión de error existente en la salida, v_s , con el conmutador en la posición 2, sabiendo que se ha medido para ambos operacionales una tensión de *offset* de +10 mV.
- Suponiendo de nuevo que los amplificadores operacionales son ideales, obténganse el valor de la tensión de salida, v_s , si el conmutador está en la posición 2 y se conecta una capacidad de 1μF en paralelo con la resistencia de 10 kΩ.

C7.-()** Sea el circuito de la figura adjunta, donde se sabe que $R_1=R_3=1\text{k}\Omega$ y $R_2=R_4=10\text{k}\Omega$.

- Según el fabricante, ambos AOs poseen una tensión de desviación (*offset*) de valor 1mV. ¿Entre qué valores puede variar la tensión de salida, V_o , si se introduce en las entradas $v_{E1}=v_{E2}=v_{E3}=10\text{mV}$?
- Determinéense los valores de R_a y R_b para garantizar que en la salida se compensa el efecto de las corrientes de polarización (I_B) de los AOs.

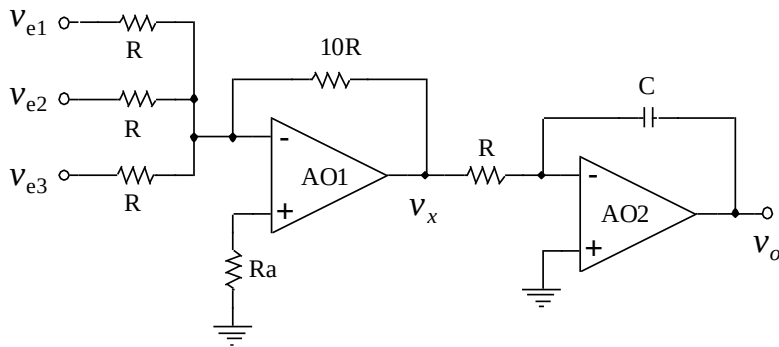


C8.-()** El circuito de la figura se usa para medir el módulo de la impedancia Z . Para ello se excita con una tensión sinusoidal: $v_s = 0,1\sin(315t)$ [V]



- Se coloca una impedancia, Z , con módulo $1\text{k}\Omega$ a la frecuencia de la señal de entrada. Obténgase el valor de R para que el valor eficaz de la tensión de salida sea 0,3V.
- Suponiendo que $R=1\text{k}\Omega$, realícese una representación entre el valor eficaz de la tensión de salida en función del valor del módulo de la impedancia Z .
- Si todos los AOs están alimentados entre $\pm 12\text{V}$, y pueden proporcionar este margen de variación a su salida, ¿cuál es el valor máximo de módulo de impedancia que podría medirse?

C9.-()** En la figura adjunta los OPs son de características ideales, salvo en lo que se indique en cada apartado, en su caso. Otros datos: $R=10k\Omega$, $C = 100nF$.

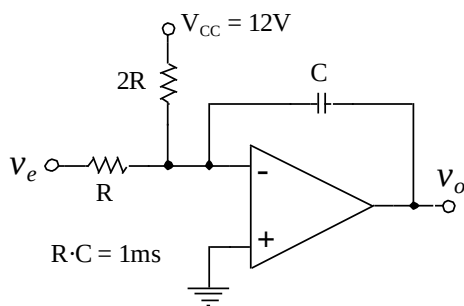


- Obtenga la relación:

$$v_o(t) = f(v_{e1}, v_{e2}, v_{e3})(t)$$
- Según sus datos de catálogo, AO1 tiene un *offset* de valor $V_{IO} = 5mV$; determine el margen de valores de la tensión de error que puede aparecer en su salida, v_x .
- ¿Qué valor debe tener R_a para cancelar el efecto de la corriente de polarización de AO1 (I_B) en su salida, v_x ?

- Suponga ahora $v_x = 0$. Si AO2 tuviera una $I_B=10\mu A$ y una corriente de *offset* $I_{OS} = 2\mu A$ ¿cuál sería el tiempo mínimo que tardaría en saturarse su salida, supuesta una alimentación simétrica con $V_{CC} = 12V$?

C10.-(*)** En el circuito de la figura, el operacional puede considerarse de características ideales y está alimentado simétricamente entre $\pm V_{CC}$.



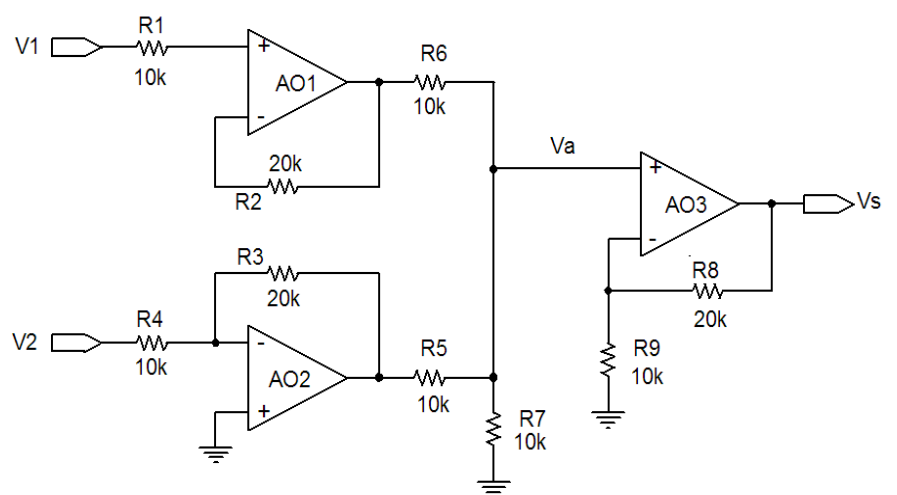
- Determine el valor que debiera tener la tensión de entrada en continua (V_E) para que la tensión de salida, $v_o(t)$, no varíe con el tiempo.
- Se conecta en $v_e(t)$ un generador de onda cuadrada cuya amplitud va de $+V_{CC}$ a $-V_{CC}$. Suponga que en $t=0$ el condensador C está descargado; en estas condiciones determine el periodo T y el ciclo de trabajo D de $v_e(t)$ para que la salida sea periódica y varíe entre cero y $+V_{CC}$. Represente gráficamente el resultado para $v_e(t)$ y $v_o(t)$.
(Nota: el operacional no debe saturarse)

C11.-()** El amplificador de la figura adjunta está formado por AO's de características ideales, salvo en su tensión *offset* de entrada que es de: $V_{OS} = 15mV$.

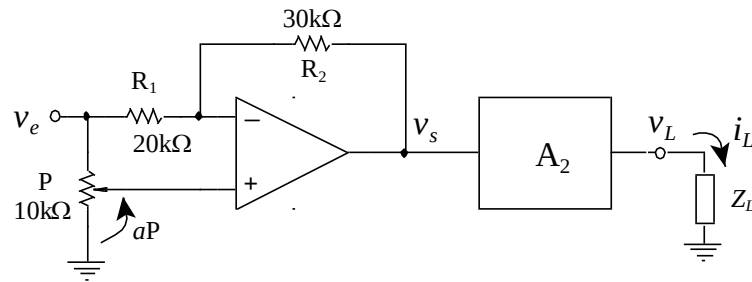
- Obtenga las siguientes funciones de transferencia para señal:

$$\begin{aligned} v_a &= f(v_1) \\ v_a &= f(v_2) \\ v_s &= f(v_1, v_2) \end{aligned}$$

- Determine el máximo valor que puede tomar la tensión de error debida al *offset* de todos los operacionales en la salida, V_{so} .

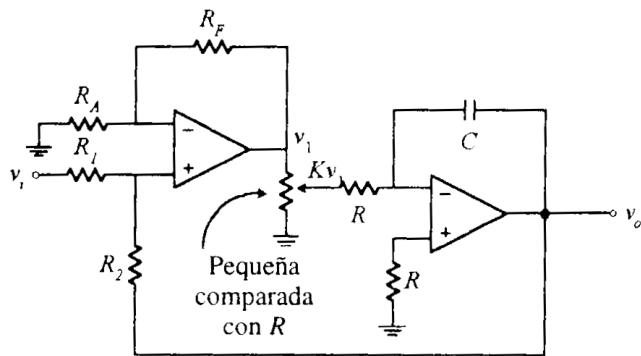
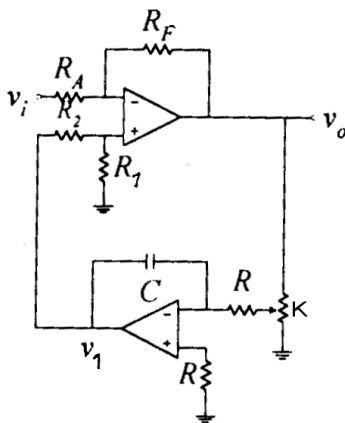


C12.-(*)** El circuito de la figura se ha construido usando amplificadores operacionales de ganancia infinita.



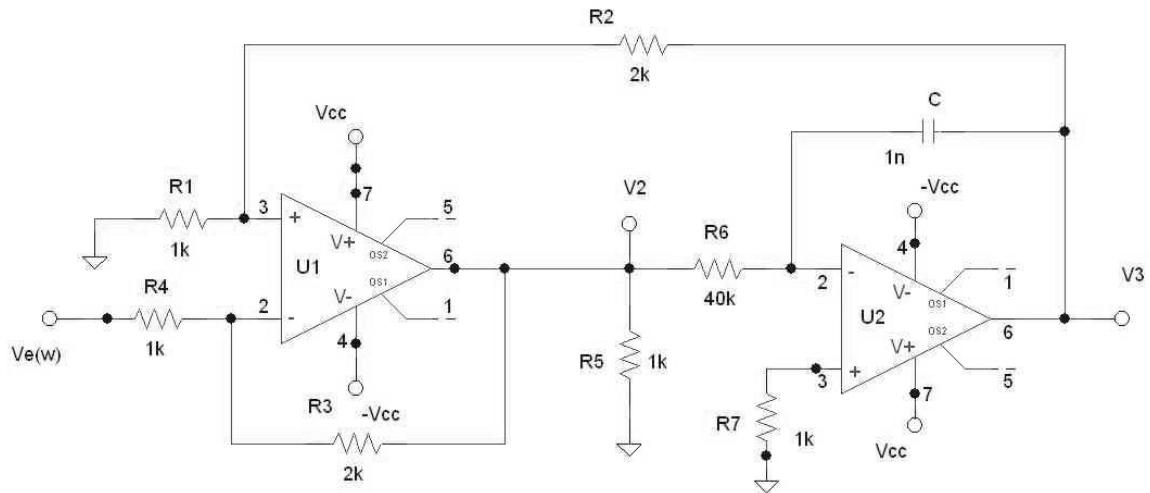
- Diseñe el circuito necesario para que el bloque **A2**, entregue una corriente $i_L = -10 v_s$ (mA). Utilice un único amplificador operacional y las resistencias que sean necesarias.
- En la entrada, el cursor del potenciómetro **P** se encuentra en una posición ' a ', siendo $0 \leq a \leq 1$. Determine la ganancia del bloque **A1**, (v_s / v_e), en función del factor ' a ' y represéntela gráficamente.
- Suponga ahora que $a = 0.5$. Supuesto que el primer operacional tiene una corriente de polarización $I_B = 100 \mu A$, ¿qué corriente circulará por la carga debida a esta corriente de error?

C13.-(*)** Los diseños mostrados a continuación corresponden a sendos filtros: paso alto y paso bajo, de orden 1, con frecuencia de corte ajustable mediante el potenciómetro. Asumiendo que el valor nominal de éste es muy pequeño frente al valor de R , se desea obtener, para cada uno de los circuitos mostrados:



- Expresión analítica de la ganancia de tensión en el dominio de la frecuencia.
- Representación gráfica de la misma en diagramas de Bode.
- Expresión de la frecuencia de corte inferior del circuito.

C14.-(*)** El siguiente diseño, donde ambos amplificadores operacionales son ideales y con realimentación negativa, conforma en una de sus salidas (V2 o V3) un filtrado tipo paso bajo, mientras en la otra es paso alto, de la señal de entrada $V_e(\omega)$. De acuerdo a este funcionamiento, se desea conocer



- Obtener la expresión de las ganancias: $G_1(\omega) = (V_3/V_2)(\omega)$; siendo $V_2 = f(V_e, V_3)$ Utilícense los valores de los componentes dados en la figura.
- A partir de los resultados anteriores, obtener las funciones: $G_2(\omega) = (V_3/V_e)(\omega)$ y $G_3(\omega) = (V_2/V_e)(\omega)$. En base a los resultados obtenidos, identifique la salida (V2 o V3) correspondiente al filtrado paso bajo y al filtrado paso alto de la entrada. Utilícense los valores de los componentes dados.
- Representación gráfica de las funciones: $G_2(\omega)$ y $G_3(\omega)$ obtenidas en el apartado anterior, en diagramas de Bode (módulo), indicando los valores significativos del mismo.

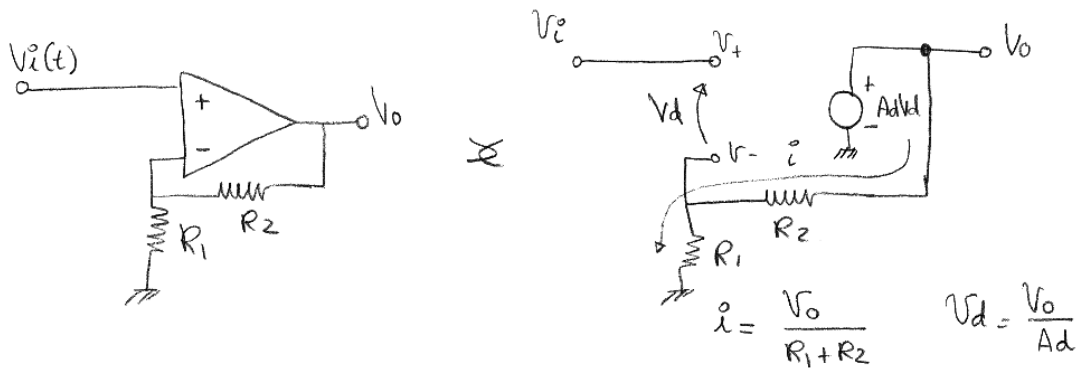
Capítulo 5:
Amplificadores Operacionales Reales

Soluciones a los ejercicios propuestos

Sección 1: ejercicios sobre propiedades del AO real.

AR-1.-

Se sustituye el AO por su modelo VCVS y ya no se cumple $V_+ = V_-$



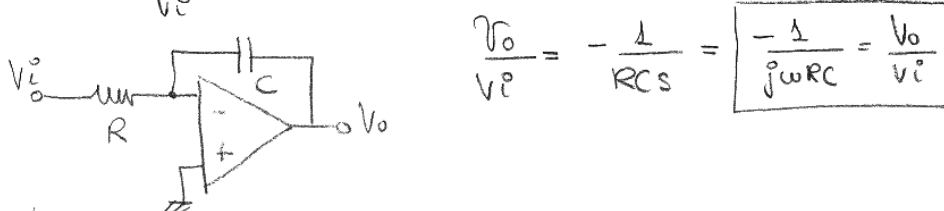
$$V_i = V_d + R_1 \cdot i = \frac{V_o}{Ad} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o = \left[\frac{1}{Ad} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] V_o$$

$$\text{Luego } \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{Ad} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \boxed{\frac{Ad}{1 + Ad \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}} = \frac{V_o}{V_i}$$

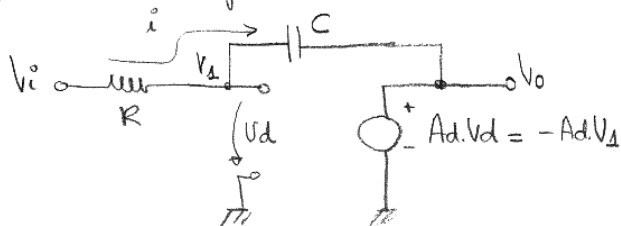
Para que el diseño sea correcto, $Ad \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gg 1 \Rightarrow \frac{R_1 + R_2}{R_1} \ll Ad$
 y entonces sale $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

AR-2.-

a) Obtener $\frac{V_o}{V_i} = f(\omega)$ si el AO es ideal.



b) Lo mismo pero con ganancia finita Ad .



$$i = \frac{V_i - V_1}{R} = \frac{V_1 + Ad \cdot V_d}{1/Cs}$$

$$V_i = V_1 (1 + RCs + RAdCs) = -\frac{V_o}{Ad} (1 + RC(Ad+1)s)$$

$$\text{Luego } \frac{V_o}{V_i} = \frac{-Ad}{1 + RC(Ad+1)s} \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Ad}{1 + RC(Ad+1)j\omega}}$$

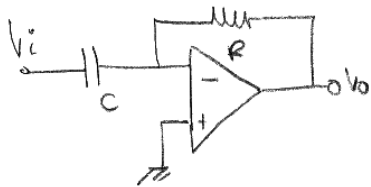
c) Para qué márgenes de ω la expresión se aproxima a a)

$$RC(Ad+1)\omega \gg 1 \rightarrow \omega \gg \frac{1}{RC(Ad+1)}$$

$$\boxed{\omega > \frac{10}{RC(Ad+1)}}$$

AR-3.-

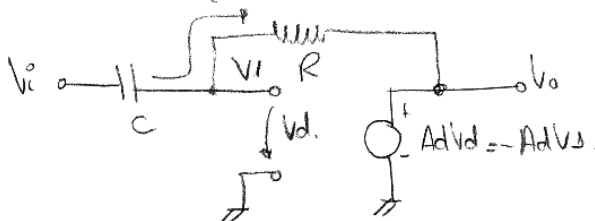
a) Obtener $\frac{V_o}{V_i} = f(\omega)$ para el derivador con AO ideal.



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R}{1/Cs} = -RCs$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = -RC\omega j}$$

b) lo mismo pero con ganancia finita Ad .



$$i = \frac{V_i - V_{\Delta}}{1/Cs} = \frac{V_{\Delta} + AdV_{\Delta}}{R}$$

$$V_i - V_{\Delta} = \frac{V_{\Delta} + AdV_{\Delta}}{RCs}$$

$$V_i = V_{\Delta} + \frac{V_{\Delta} + AdV_{\Delta}}{RCs} = V_{\Delta} \left(\frac{RCs + 1 + Ad}{RCs} \right) = -\frac{V_o}{Ad} \left(\frac{RCs + 1 + Ad}{RCs} \right)$$

$$\text{ luego } \frac{V_o}{V_i} = \frac{-Ad RCs}{(1+Ad) + RCs}$$

$$\text{ En función de } \omega \rightarrow \frac{V_o}{V_i}(\omega) = \frac{-j\omega RC Ad}{(1+Ad) + j\omega RC}$$

c) Márgenes de ω para que b) se aproxime a a)

$$(1+Ad) \gg RC\omega \rightarrow \omega < \frac{1+Ad}{RC}$$

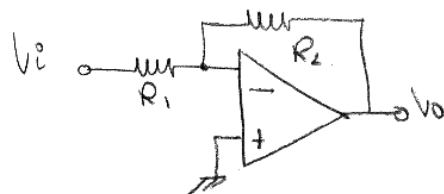
$$\boxed{\omega < \frac{(1+Ad)}{10RC}}$$

AR-4.-

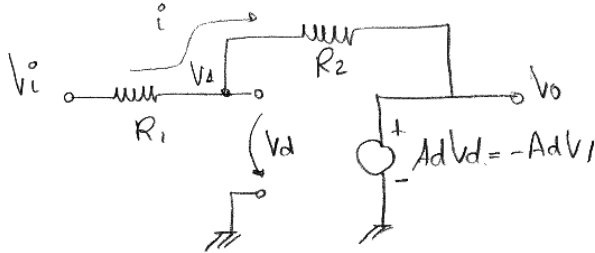
Se diseña para $A_g = -500$

$$A_g = -\frac{R_2}{R_1} = -500$$

$$\boxed{\frac{R_2}{R_1} = 500}$$



a) Ganancia real si el 40 tiene $Ad = 10^3 (V/V)$



$$i = \frac{V_i - V_d}{R_1} = \frac{V_d + AdV_d}{R_2}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = V_d \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1+Ad}{R_2} \right)$$

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

$$\text{Luego } \frac{V_o}{V_i} = \frac{-Ad}{1 + \frac{R_1}{R_2} (1+Ad)} = \frac{-10^3}{1 + \frac{(10^3+1)}{500}} = \boxed{-333'11 = \frac{V_o}{V_i}}$$

error = $\frac{500-333'11}{500} = 33$

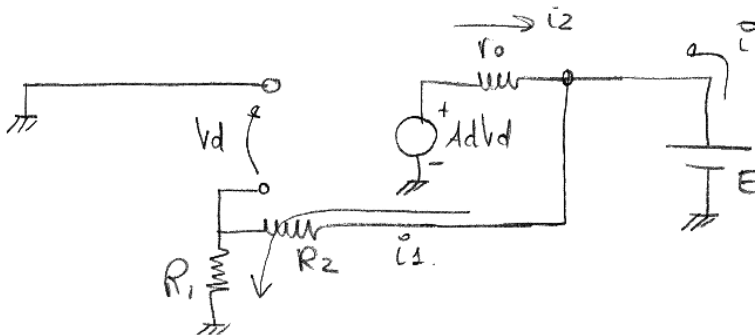
b) Ganancia real si el 40 tiene $Ad = 10^5 (V/V)$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-10^5}{1 + \frac{(10^5+1)}{500}} = \boxed{-497'5 = \frac{V_o}{V_i}} \quad \text{error} = \frac{500-497'5}{500} = 0'5\%$$

AR-5.-

Este es el amplificador no inversor. V_i

Ponemos res 40 con Ad y no:
y además conectamos V_i a masa y ponemos
un generador a la salida para calcular Z_o



$$Z_o = \frac{E}{i}$$

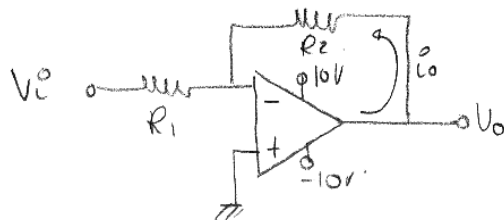
entonces $i = i_1 - i_2$

$$\text{con } i_1 = \frac{E}{R_1 + R_2}, \quad i_2 = \frac{AdV_d - E}{r_o} \quad \text{y} \quad V_d = -R_1 i_1 = -\frac{R_1 E}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned}
 \text{desp } i &= \frac{E}{R_1 + R_2} + \frac{A_d}{r_o} \frac{R_1 E}{R_1 + R_2} + \frac{E}{r_o} = \\
 &= \frac{E r_o + A_d R_1 E + E (R_1 + R_2)}{r_o (R_1 + R_2)} = E \frac{[r_o + A_d R_1 + R_1 + R_2]}{r_o (R_1 + R_2)}
 \end{aligned}$$

$$\text{desp } Z_o = \frac{E}{i} = \frac{r_o (R_1 + R_2)}{r_o + A_d R_1 + R_1 + R_2} = \frac{r_o}{1 + \frac{r_o}{R_1 + R_2} + \frac{A_d r_o}{R_1 + R_2}}$$

AR-6.-



$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -80$$

a) Tensión de entrada máxima para funcionamiento lineal.

$$|V_i| < 10V \rightarrow |V_i| \cdot 80 < 10 \rightarrow |V_i| < 0.125V$$

b) Valores mínimos de R_1 y R_2 si la corriente de cortocircuito es 5mA
Sin carga, i_o circula por R_2 y R_1 . El peor caso para la corriente es $V_{omax} = 10V$.

$$\left. \begin{aligned} i_{o,max} &= \frac{10}{R_2} < 5 \cdot 10^{-3} \\ R_2 &> 2k\Omega \rightarrow R_2 = 2k\Omega \\ R_1 &= R_2 / 80 \rightarrow R_1 = 25\Omega \end{aligned} \right\}$$

c) Para R_1 y R_2 de b), disipación de potencia en cada resistor

$$P_{R_2} = R_2 i_o^2 = 2000 (5 \cdot 10^{-3})^2 = 0.05W$$

$$P_{R_1} = R_1 i_o^2 = 25 (5 \cdot 10^{-3})^2 = 0.625mW$$

d) lo mismo con R_1 y R_2 100 veces mayores

$$R_2 = 200k\Omega$$

$$R_1 = 2.5k\Omega$$

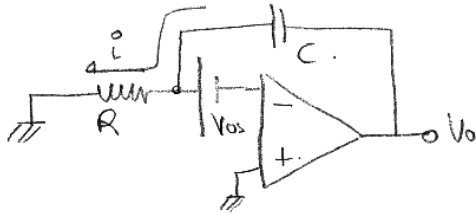
$$i_o|_{10V} = \frac{10}{200 \cdot 10^3} = 50\mu A$$

$$P_{R_2} = R_2 i_o^2 = 0.5mW$$

$$P_{R_1} = R_1 i_o^2 = 6.25\mu W$$

Potencias menores; nunca intera
taron los valores mínimos de
resistencia

AR-7.-



→ Es un integrador en el que vamos a analizar el efecto de la tensión de offset.

a) $V_o(t)$ para $t > 0$

$$i = \frac{V_{os}}{R} \rightarrow V_o = \frac{1}{Cs} \cdot i + V_{os} = \frac{V_{os}}{RCS} + V_{os}$$

$$\rightarrow V_o(t) = V_{os} + \frac{V_{os}}{RC} t$$

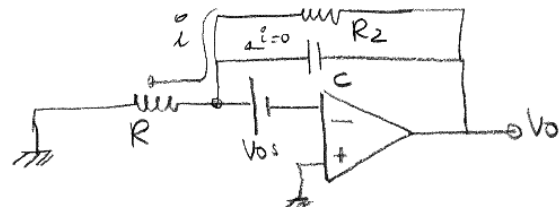
b) Si está alimentado a $\pm 12V$, $RC = 10ms$ y $V_{os} = +5mV$, ¿cuánto tarda en saturarse?

$$5 \cdot 10^{-3} + \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} t = 12V \rightarrow t = \underline{23'99 \text{ seg.}}$$

c) Tensión en C en el momento de saturar el OP

$$V_C = V_o - V_{os} = 12 - 5 \cdot 10^{-3} = \underline{11'995V}$$

d) Circuito modificado



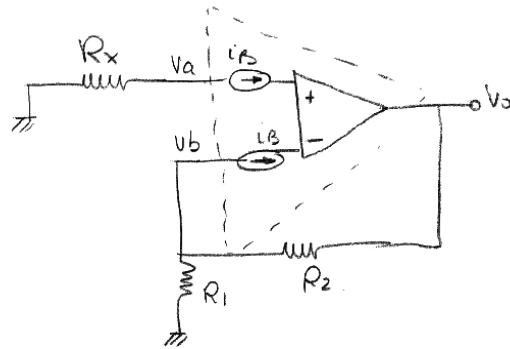
Al principio hay corriente por C, pero cuando se llega al valor de equilibrio que hace que $i_R = i_{R2}$, deja de haber corriente por C y el condensador ya no se carga más.

En equilibrio: $i = \frac{V_{os}}{R}$

$$i_{R2} = \frac{V_o - V_{os}}{R_2} = \frac{V_o - V_{os}}{100R} = \frac{V_{os}}{R} \rightarrow V_o = 100V_{os} + V_{os} = \underline{0'505V = V_o}$$

NO SE SATURA EL OPERACIONAL
POR EFECTO DEL OFFSET

AR-8.-



QD: la suposición de ganancia infinita implica

$$V_a = V_b$$

$$V_a = -R_x \cdot i_B$$

$$V_b = V_a = -R_x \cdot i_B$$

$$V_o = V_b + R_2 \left(i_B + \frac{V_b}{R_1} \right) = -R_x i_B + R_2 i_B - \frac{R_x i_B R_2}{R_1} =$$

$$= i_B \left(R_2 - R_x - \frac{R_x R_2}{R_1} \right)$$

Para anular el efecto, $V_o = 0 = R_2 - R_x - \frac{R_x R_2}{R_1}$

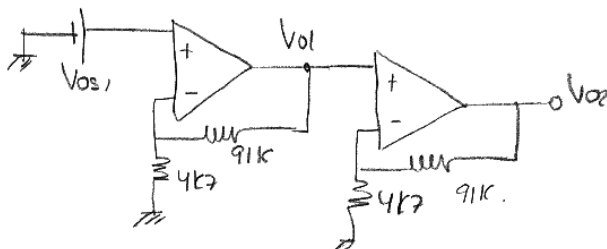
$$R_x \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] = R_2 \rightarrow R_x = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \underline{\underline{R_1 // R_2}}$$

Es decir, la IMPEDANCIA VISTA desde ambos terminales de entrada a masa debe ser la misma.

AR-9.-

a) Componente de V_o debida a cada offset.

Debida a V_{os1}



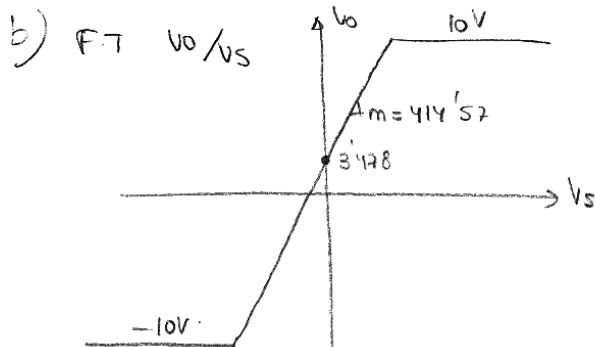
$$V_{o1} = V_{os1} \left(1 + \frac{91}{47} \right) = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 20361 = 0'1628V$$

$$V_{o2} = V_{o1} \cdot 20361 = 3'336V$$

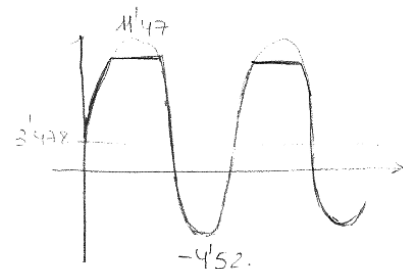
Debida a V_{os2} (sin dibujo) $V_{o1} = 0$

$$V_{o2} = V_{os2} \cdot 20361 = 0'162V$$

EN TOTAL $V_{oz|offset} = 3'336 + 0'162 = \underline{\underline{3'498V}}$



c)

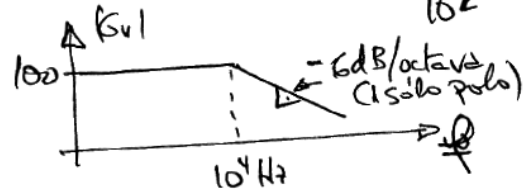


AR-10.-

Para el operacional $f_z = 10^6 \text{ Hz} = G_v \cdot \Delta B$
(producto ganancia $\times \Delta B$)

Ⓐ $\Rightarrow$ Amplificador no inversor
de $G_v = 100$

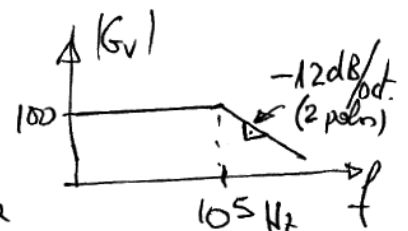
$$G_v \cdot \Delta B = 10^6 \text{ Hz} \Rightarrow \Delta B = \frac{10^6}{100} = 10^4 \text{ Hz}.$$



Ⓑ $\Rightarrow$ Un sólo amplif. no
inversor de $G_v = 10$

$$\text{tendrá: } G_v \cdot \Delta B = 10^6 \Rightarrow \Delta B = \frac{10^6}{10} = 10^5 \text{ Hz}.$$

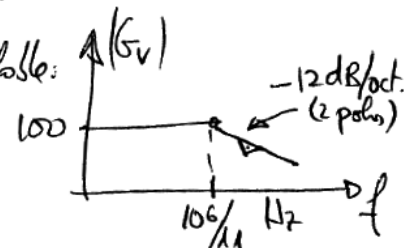
Al poner dos en cascada la
función de transferencia tendrá un polo doble



Ⓒ $\Rightarrow$ Un sólo amplif. inversor de ganancia $-\frac{R_2}{R_1} = -10$, tendrá un
ancho de banda:

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta B = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot f_z \Rightarrow 10 \Delta B = \frac{1}{1 + 1/10} \cdot 10^6 \Rightarrow \Delta B = \frac{10^6}{11} \text{ Hz}.$$

Al colocar dos en cascada habrá un polo doble:

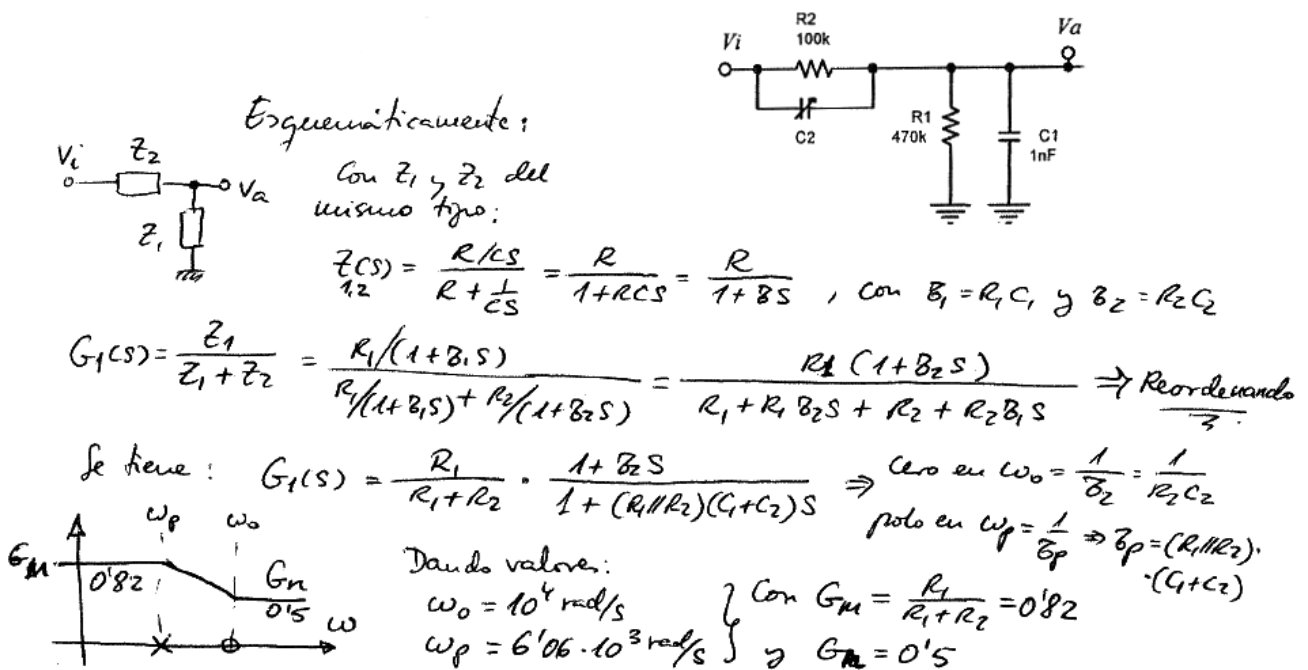


$\Rightarrow$ la configuración de mayor ancho de banda es
la Ⓑ

$$\boxed{\Delta B|_{\text{2 etapas}} = \Delta B|_{\text{una etapa}} \cdot \sqrt{2^{1/2} - 1} = 0.6 \cdot 10^5 \text{ Hz}}$$

AR-11.-

(a).- Estudio del atenuador de entrada al amplificador:

(b).- Objetivo: que se compensen el polo y el cero para que la respuesta en frecuencia del atenuador de entrada sea la ideal, esto es, constante para toda frecuencia. Necesitamos que se cumpla que $\tau_2 = \tau_p$, por tanto:

$$\left. \begin{aligned} R_2 C_2 &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) \\ (R_1 + R_2) R_2 C_2 &= R_1 R_2 (C_1 + C_2) \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} R_2^2 C_2 + R_1 R_2 C_2 &= R_1 R_2 C_1 + R_1 R_2 C_2 \\ R_2 C_2 &= R_1 C_1 \Rightarrow B_2 = B_1 \end{aligned} \right\} \boxed{C_2 = \frac{R_1 C_1}{R_2} = 4'7 \mu F}$$

(c).-

Como se trata de un amplificador no inversor, $G_{V2} = \frac{V_o}{V_a}(s)$ cumple la propiedad de tener el mismo GBW que el OP. Por su parte, el atenuador no introduciría ningún cambio, al ser sólo resistivo. Por tanto, el ancho de banda de toda la etapa es:

$$\boxed{f_H = \frac{GBW}{G_{mOP}} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{6} = 167 \text{ KHz}}$$

(d).-

$$SR \rightarrow \frac{dV_o(t)}{dt} \Big|_{\text{max}} = \frac{d}{dt} (B \sin \omega_i t) \Big|_{\text{max}}, \text{ siendo } B \text{ la amplitud de la SALIDA.}$$

$$\frac{d}{dt} \Big|_{\text{max}} V_o(t) = B \cdot \omega_i \leq SR$$

$$B = G_{VT} \cdot A = G_1 \cdot G_{op} \cdot A = 0'82 \cdot 6 \cdot A$$

$$\Rightarrow A \cdot 4'92 \cdot 27 \cdot 10^4 \leq 0'5 \frac{V}{\mu s} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{A \leq \frac{0'5}{3'09 \cdot 10^5} \cdot 10^6 V = 1'62 V} = A_{\text{max}}$$

AR-12.-

(a).-

$$\frac{V_s}{V_e}(w) = - \frac{R_2}{Z \parallel 9R_1} \text{ donde } Z = R_1 + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega C R_1 + 1}{j\omega C}$$

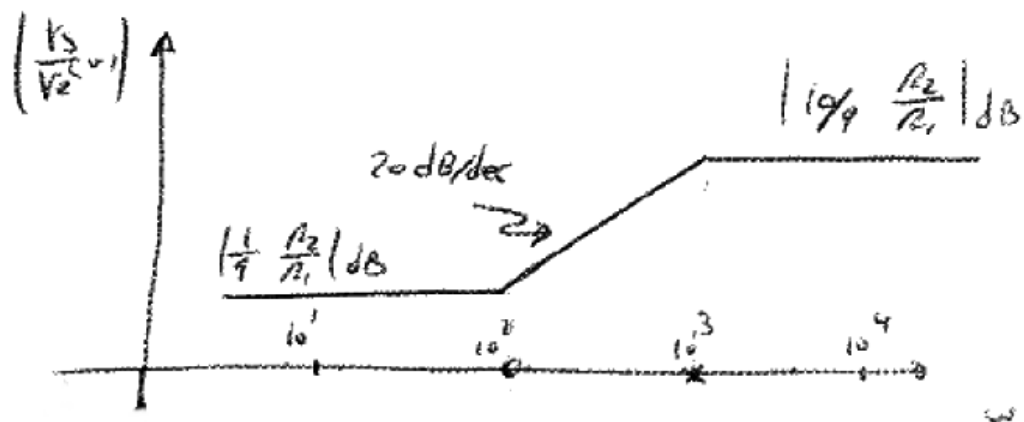
$$Z \parallel 9R_1 = \frac{9R_1 (1 + j\omega C R_1)}{j\omega C (9R_1 + \frac{1 + j\omega C R_1}{j\omega C})} = \frac{9R_1 (1 + j\omega C R_1)}{j\omega C 9R_1 + 1 + j\omega C R_1} =$$

$$= \frac{9R_1 (1 + j\omega C R_1)}{1 + j\omega 10 C R_1} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e}(w) = - \frac{R_2 (1 + j\omega 10 C R_1)}{9R_1 (1 + j\omega C R_1)}$$

$$\frac{V_s}{V_e}(w) = - \frac{R_2}{9R_1} \frac{(1 + j\omega/w_0)}{(1 + j\omega/w_p)} \left\{ \begin{array}{l} w_0 = \frac{1}{10 C R_1} = 10^2 \text{ r/s} \\ w_p = \frac{1}{C R_1} = 10^3 \text{ r/s} \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} w \rightarrow 0 \quad \left| \frac{V_s}{V_e}(w) \right| \rightarrow \frac{R_2}{9R_1} \\ w \rightarrow \infty \quad \left| \frac{V_s}{V_e}(w) \right| \rightarrow \frac{R_2}{R_1 \parallel 9R_1} = \frac{10}{9} \frac{R_2}{R_1} \leftarrow \text{max} \end{array}$$

(b).-



(c).-

$$\left| \frac{R_2}{1 R_1} \frac{(1+j\omega/\omega_0)}{(1+j\omega/\omega_p)} \right| = \frac{10 \frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_L =$$

Es decir, superamos efectos:

Alta frecuencia $\rightarrow \omega_H \rightarrow$ Efecto real del A.O GBW en configuración inversaBaja frecuencia $\rightarrow \omega_L \rightarrow$ Efecto de las capacidades del diseño.

AR-13.-

(a).-Para los límites de frecuencia: $\omega \rightarrow 0$ y $\omega \rightarrow \infty$

$$\omega \rightarrow 0 \quad C_1 \rightarrow \infty \quad y \quad \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} = 40 = 32 \text{ dB}$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad C_1 \rightarrow 0 \quad y \quad \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_3}{R_1} = 10 = 20 \text{ dB}$$

$$G(\text{dB}) = 20 \log |G|$$

(b).-

$$\frac{V_s}{V_e}(\omega) = 1 + \frac{R_3 + Z}{R_1} \quad \text{donde} \quad Z = \frac{R_2}{1 + j\omega C_1 R_2}$$

$$A_{vi}: \frac{V_s}{V_e}(\omega) = \frac{R_1 + R_3 + Z}{R_1} = \frac{(R_1 + R_3)(1 + j\omega C_1 R_2) + R_2}{R_1 (1 + j\omega C_1 R_2)} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2 + R_3 + j\omega C_1 R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 (1 + j\omega C_1 R_2)} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \frac{1 + j\omega C_1 R_2 (R_1 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3)}{1 + j\omega C_1 R_2} =$$

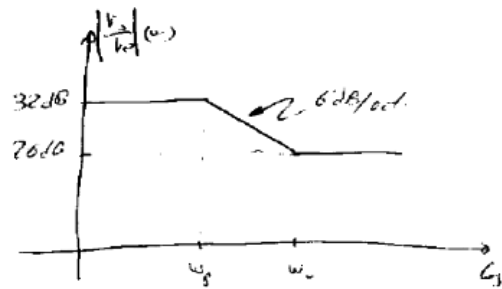
$$= \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) \frac{1 + j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_p} \quad \begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{C_1 [R_2 \parallel (R_1 + R_3)]} \\ \omega_p = \frac{1}{C_1 R_2} \end{cases}$$

Puntos de corte: $\omega_z = \frac{3}{4} 10^4 \text{ rad/s}$
 $\omega_p = \frac{10^4}{3} \text{ rad/s}$

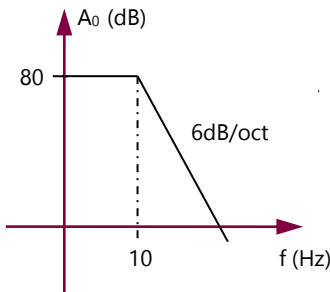
$f_0 = 1,19 \text{ kHz}$

$f_p = 530,51 \text{ Hz}$

$f_H \text{ entre } f_0 \text{ y } f_p \approx f_p$



(c).-



$GBW = 10 \text{ Hz} \cdot 10^4 = 10^5$

$20 \text{ dB} = 20 \log |G| \Rightarrow |G| = 10^4$

El diseño corresponde a un no inversor $\Rightarrow$

$\Rightarrow GBW = 6_{NSV} \Delta B_{NSV} \Rightarrow \Delta B_{NSV} = f_H = \frac{GBW}{6_{NSV}} =$
 $= \frac{10^5}{1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}} = \frac{10^5}{40} = 2,5 \text{ kHz}$

(d).-

Si se vuelve a colocar el condensador C1, tendría a introducir la misma pareja polo-cero que dedujimos en el apartado (b), en las frecuencias: $f_0 = 530 \text{ Hz}$ y $f_0 = 1,19 \text{ kHz}$.

Sin condensador C1, la frecuencia de corte del AO real sería de $f_H = 2,5 \text{ kHz}$, pues se trata de un polo dominante. Este valor está a frecuencias más altas (unas 2 octavas arriba) del polo que tiende a introducir C1. Por tanto, es evidente que el amplificador no podría tener un ancho de banda igual al del apartado (c).

Consideremos ahora la limitación debida al Slew-Rate (SR). Por definición, el SR nos indica el límite de la velocidad de variación de la tensión de salida en el AO real:

$$SR = \left. \frac{dv_s(t)}{dt} \right|_{\max}$$

Dependiendo de la forma de onda de la señal, el límite del SR afecta de manera diferente a la señal que se obtiene en la salida. Cuando trabajamos en el dominio de la frecuencia (ω), suponemos que el sistema está en *régimen permanente senoidal*, esto es: las señales en el sistema tienen la forma genérica:

$$v_X(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad \leftarrow \text{tiempo, frecuencia} \rightarrow \quad V_X = A \angle \varphi$$

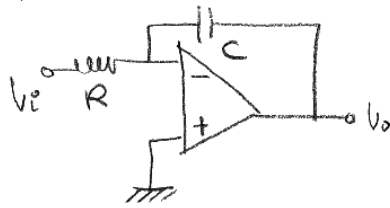
Suponiendo una señal senoidal en la salida, el límite de SR nos obliga a un compromiso entre la amplitud de la señal de salida y su frecuencia, pues ambas están relacionadas entre sí y con la velocidad de variación (derivada) máxima posible de la tensión de salida, esto es el SR:

$$\frac{dv_{out}(t)}{dt} = \frac{d}{dt} A_{out} \sin(\omega t) = \omega A_{out} \cos(\omega t) \rightarrow \left. \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right|_{\max} = \omega A_{out} < SR$$

Sección 2: ejercicios combinados (ideales, reales, etc.).

C1.-

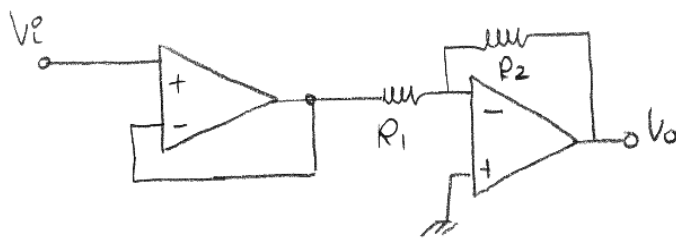
a) Integrador, con $Z_e = 10\text{ k}\Omega$ y constante de tiempo 1 ms .



$$Z_e = R = 10\text{ k}\Omega$$

$$\tau = RC = 10000 \cdot C = 10^{-3} \rightarrow C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$$

b) Amp. inversor, con $G = -10$ y impedancia de entrada ∞ .
Como la Z_e de un amp. inversor no es infinita, hay que poner un seguidor en la entrada.

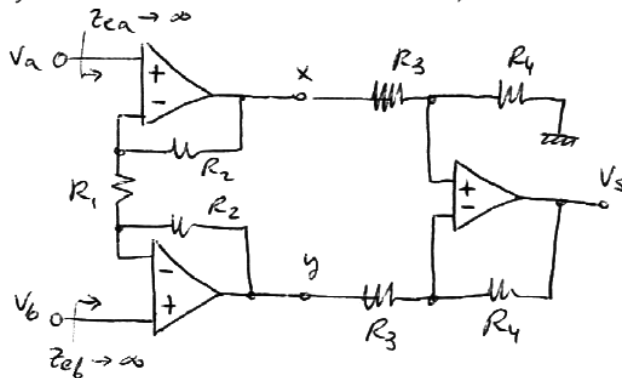


$$\frac{R_2}{R_1} = 10$$

Por ejemplo:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1\text{ k}\Omega \\ R_2 &= 10\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

c) Estas características se logran usando un amplificador diferencial de instrumentación, a saber:



Los resistores R_2 , R_3 y R_4 deben estar duplicados. En ese caso:

$$(V_x - V_y) = \frac{2R_2 + R_1}{R_1} (V_a - V_b)$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_3} (V_x - V_y)$$

$$\text{Por tanto: } V_s = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{2R_2 + R_1}{R_1} (V_a - V_b) = 10 (V_a - V_b)$$

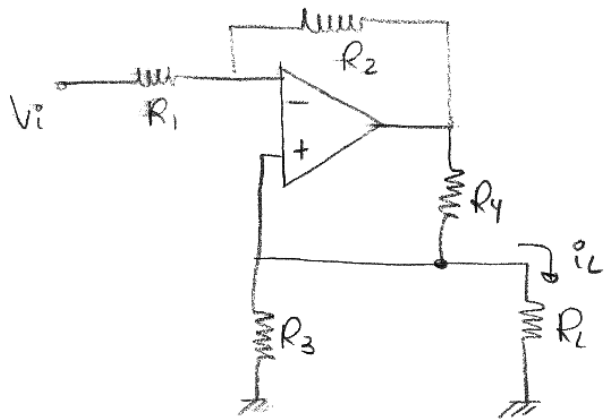
Tenemos muchos grados de libertad: 4 valores de resistencias para diseñar y solo una condición, que la ganancia sea $+10$.

Una posible solución sería:

$$R_1 = 5\text{ k}\Omega; R_2 = 2 \cdot R_1 = 10\text{ k}\Omega; R_4 = 2 \cdot R_3 = 10\text{ k}\Omega \quad (R_3 = 5\text{ k}\Omega)$$

$$G_d = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{2R_2 + R_1}{R_1} = \frac{2 \cdot R_3}{R_3} \cdot \frac{2 \cdot 2R_1 + R_1}{R_1} = 2 \cdot 5 = +10$$

- d) Amp. de transconductancia, de ganancia $+10 \text{ (mA/V)}$ y cuya carga vaya referida a masa.
 Conversor tensión-corriente con carga a masa (= fuente de corriente).

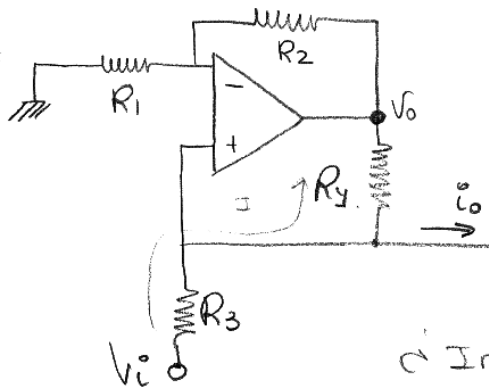


$$i_L = \frac{-V_i}{R_3} \Rightarrow \boxed{R_3 = 100 \Omega}$$

$$\text{Si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \rightarrow \text{podemos poner todas iguales}$$

C2.-

Figura 1. Es una fuente de corriente, la hacemos NO INVERSORA



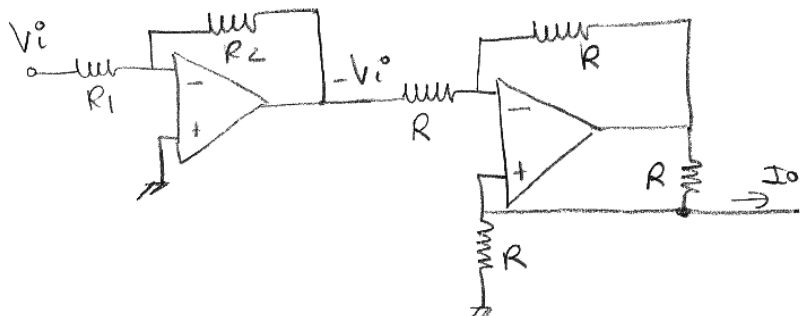
Tiene que tener $Z_e = 10 \text{ k}\Omega$,
 y $G = 10^3 \frac{\text{A}}{\text{V}}$.

$$\text{Si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}, \text{ entonces}$$

$$G = \frac{1}{R_3} = 10^3 \Rightarrow \boxed{R_3 = 1 \text{ k}\Omega}$$

¿Impedancia de entrada?

$$I = \frac{V_i - V_o}{R_3 + R_4} \quad \text{Si } R_3 = 1 \text{ k}\Omega \text{ y } R_4 = R_3, \text{ no voy a poder conseguir } Z_e = 10 \text{ k}\Omega. \text{ Para conseguirlo pongo antes otro Ao.}$$

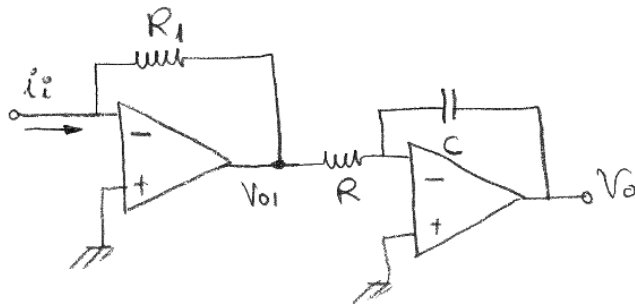


$$\boxed{R = 1 \text{ k}\Omega}$$

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

Figura 2

Amplifica la integral de la corriente. Impedancias de entrada y salida nulas. IDEA $\rightarrow$ Conversor I-V, e integrador de tensión



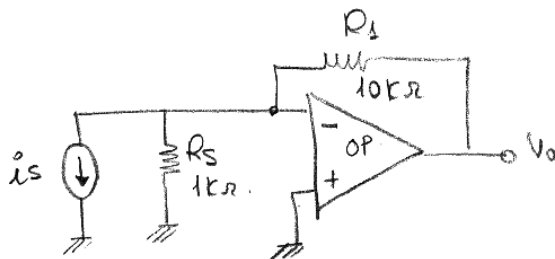
$$V_{o1} = -R_1 \cdot i_i$$

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_{o1}(t) dt =$$

$$= +\frac{R_1}{RC} \int i_i dt$$

$$\boxed{\frac{R_1}{RC} = 10^4}$$

C3.-



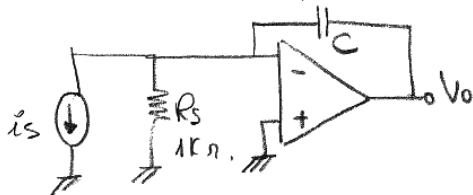
$$V_o = 10 \cdot \sin 10^3 t$$

Por R_s no circula corriente.

Por lo tanto, $V_o = R_f i_s = 10.000 i_s = 10$

$$i_s = 1 \cdot \sin 10^3 t \text{ (mA)}$$

Sustituimos R_f por $C = 10 \text{ nF}$



$$V_o = i_s \cdot \frac{1}{Cs}$$

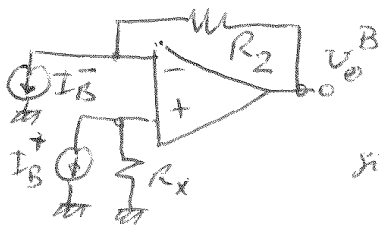
En régimen permanente.

$$V_o = \frac{i_s}{j\omega C} = \frac{10^{-3}}{j \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = \frac{100}{j} = -100^\circ$$

$$\boxed{V_o(t) = 100 \sin(10^3 t - \pi/2)} = -100 \cdot \cos 10^3 t$$

C4.- a)

En continua (D.C.) C_1 y C_x son circuitos abiertos, por tanto, el cto. equivalente es:



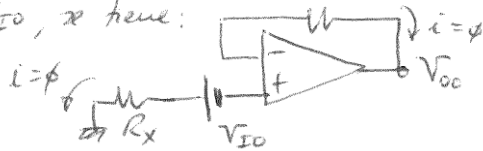
$$V_o^B = I_B^- \cdot R_2 - I_B^+ \cdot R_x = 0$$

Suponiendo $I_B^- = I_B^+ = I_B$, que significa que $I_{IO} = 0$, se tiene:

$$I_B \cdot (R_2 - R_x) = 0 \Rightarrow \boxed{R_x = R_2}$$

b)

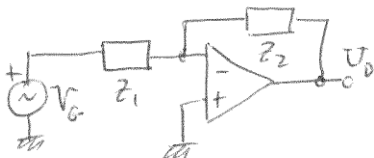
Seguimos en D.C. (C_1 y C_x , abiertos). Buscando el signo convencional de V_{IO} , se tiene:



$$\text{Como } V_{IO} = -V_{IO} \Rightarrow \boxed{V_{IO} = -10 \mu V}$$

c)

En régimen permanente senoidal, para $\omega = 5000 \text{ rad/s}$, se tiene:



$$V_G = 0.5 \text{ V (valor)}; z_2 = R_2; z_1 = R_1 + \frac{1}{C_1 s}$$

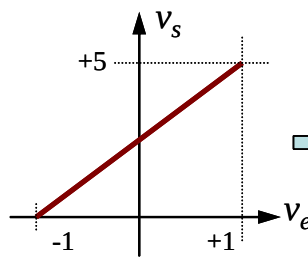
$$\text{Se tiene: } G_v = \frac{V_o}{V_G} = -\frac{z_2}{z_1} = \frac{-R_2 C_1 s}{1 + R_1 C_1 s} \text{ siendo } s = j\omega$$

(C_x y R_x , sin función)

$$G_v(\omega) = -j \frac{R_2 C_1 \omega}{1 + R_1 C_1 \omega} \Big|_{\omega=5000} = -j \frac{20}{1+j} = \frac{20}{\sqrt{2}} \angle -135^\circ \approx 2 \angle \left(-\frac{\pi}{4}\right)$$

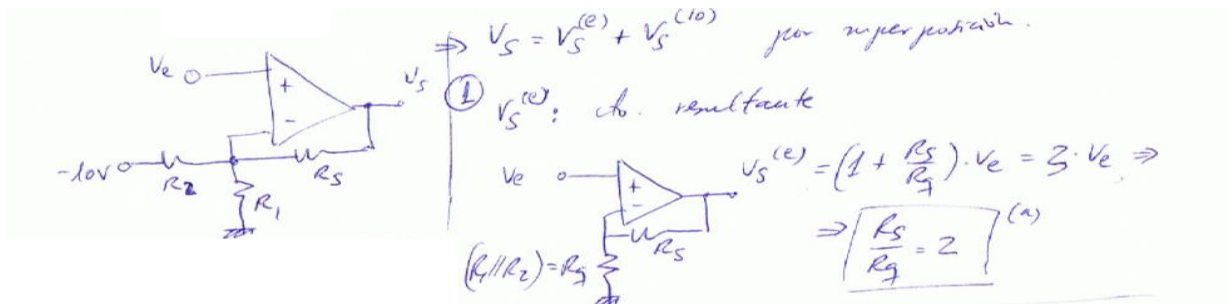
$$V_o = G_v \cdot V_G = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle \frac{\pi}{4} \Rightarrow \boxed{V_o(t) = 7.07 \sin(5000t + \frac{\pi}{4}) \text{ V}} \quad \left(\phi = -\frac{3\pi}{4} \right)$$

C5.- a)



$$\Rightarrow v_s = 2.5(1 + v_e)$$

b)



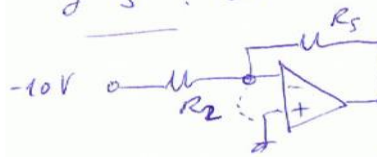
$$\Rightarrow V_s = V_s^{(e)} + V_s^{(io)} \text{ por superposición.}$$

$$\textcircled{1} V_s^{(e)}: \text{ de resultante}$$

$$V_s^{(e)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_e = 3 \cdot V_e \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R_1} = 2} \quad (*)$$

② y $V_S^{(10)}$: cto.



$$V_S^{(10)} = -\frac{R_S}{R_2} \cdot (-10) = +2 \Rightarrow \boxed{\frac{R_S}{R_2} = \frac{1}{5}} \quad (b)$$

(R_1 estaría en corto!!) Ahora buscamos R_2 en la ec. (a) $\Rightarrow$

$$\Rightarrow R_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{R_S}{R_g} = \frac{R_S (5R_S + R_1)}{5R_S + R_1} = \frac{5R_S + R_2}{5R_2} = 2 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} 5R_S + R_2 = 10R_2 \\ 5R_S = 9R_2 \end{array} \right. \Rightarrow \\ R_2 = 5R_S \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 = \frac{5}{9} R_S} \quad (c) \text{ siendo (b) y (c) la solución (*)}$$

C6.-

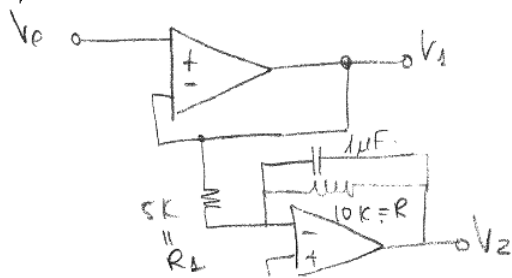
 a) Valor de $V_S = V_1 - V_2$ en las dos posiciones del conmutador.

Posición 1

Posición 2

b)

c) V_s en la posición 2 si se conecta un condensador de $1\mu F$ en paralelo con la resist de $10K\Omega$.



Impedancia en la realimentación:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

$$V_1 = V_e \quad V_2 = -\frac{Z}{R_1} \cdot V_e = -\frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC} V_e = \frac{-Z}{1 + j\omega RC} V_e$$

$$\text{Luego } V_s = V_1 - V_2 = V_e + \frac{Z}{1 + j\omega RC} V_e = \left[1 + \frac{Z}{1 + j\omega RC} \right] \cdot V_e$$

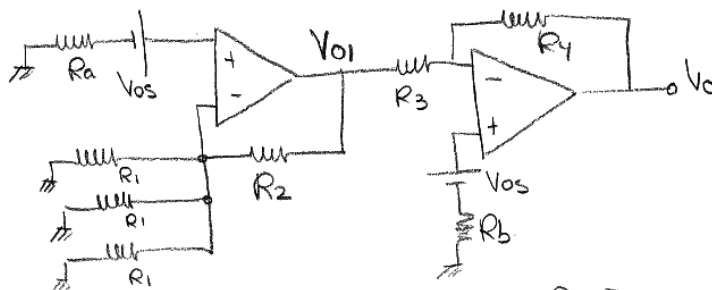
La ganancia introducida por el cb es $G = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z}{1 + j\omega RC}$, y depende de ω .

$$\left. \begin{array}{l} \bullet \text{ para } \omega = 1000 \rightarrow G = \frac{3 + j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{3 + j10}{1 + j10} = \frac{10'44 \angle 73'33^\circ}{10'049 \angle 84'20^\circ} = 1'038 \angle -10' \\ \bullet \text{ para } \omega = 2000 \rightarrow G = \frac{3 + j20}{1 + j20} = \frac{20'22 \angle 81'46^\circ}{20'02 \angle 87'13^\circ} = 1'0099 \angle -5'67^\circ \end{array} \right\}$$

$$\text{Luego } V_s = 0'519 \sin(1000t - 0'19) - 0'2019 \sin(2000t - 0'098)$$

C7.-

a) Efecto del offset de cada operacional en V_o



$$\text{Offset del A01: } V_o = \pm \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{os} \left[1 + \frac{R_2}{R_{1/3}} \right] = \pm 0'33 V$$

$$\text{Offset del A02: } V_o = \pm V_{os} \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \right] = \pm 0'032 V$$

$$V_o = \underbrace{\frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (V_{E1} + V_{E2} + V_{E3})}_{\text{Señal.}} - \underbrace{V_{os1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_4 \parallel R_3}\right) + V_{os2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}_{\text{Errores de offset.}}$$

$$= 100 \cdot 3 \cdot 10 \text{ mV} - 10 \cdot 31 \cdot V_{os1} + 11 \cdot V_{os2} =$$

$$= 3 \text{ V} - 310 V_{os1} + 11 V_{os2} \quad ; \text{ los casos límite serían:}$$

$$\boxed{V_o|_{\max} = 3 \text{ V} + 310 \text{ mV} + 11 \text{ mV} = 3.321 \text{ V}} \quad (\text{con } V_{os1} = -V_{os2} = -1 \text{ mV})$$

$$\boxed{V_o|_{\min} = 3 \text{ V} - 310 \text{ mV} - 11 \text{ mV} = 2.679 \text{ V}} \quad (\text{con } V_{os1} = -V_{os2} = 1 \text{ mV})$$

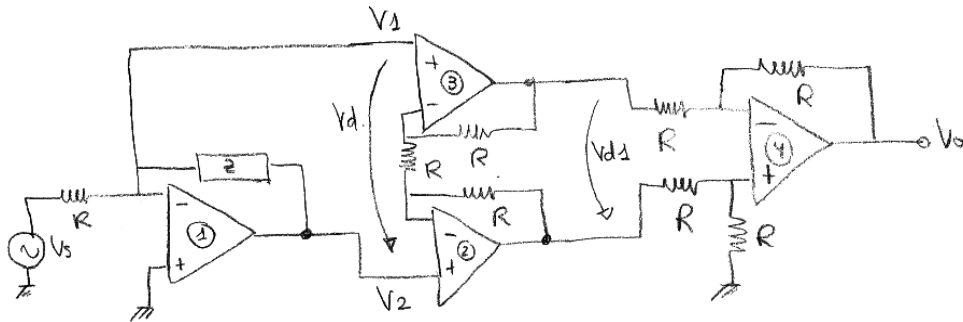
b)

Sabemos que I_B se compensa igualando las R en cada una de las entradas en ambas entradas (no inversión (+) e inversión (-)). Por tanto:

$$\boxed{R_a = R_2 \parallel \left(\frac{R_1}{3}\right) = 10 \text{ k} \parallel \frac{1}{3} \text{ k} = \frac{10}{31} \text{ k}\Omega = 323 \Omega} ; \text{ NOTA: } \frac{R_1}{3} = (R_1 \parallel R_1 \parallel R_1)$$

$$\boxed{R_b = R_4 \parallel R_3 = 10 \text{ k} \parallel 1 \text{ k} = \frac{10}{11} \text{ k}\Omega = 909 \Omega}$$

C8.-



a) Trabajamos con valores eficaces: $V_{s, \text{rms}} = \frac{0.1}{\sqrt{2}} = 0.0707 V_{\text{rms}}$

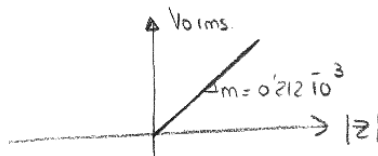
Sabemos que $V_o = V_{d1} = 3V_d$ (con todas las resist. iguales)

y $V_d = V_2 - V_1$ con $\begin{cases} V_1 = 0 \\ V_2 = -\frac{2}{R} \cdot V_s = -\frac{1000}{R} \cdot 0.0707 \end{cases}$

luego $V_o = 3 \left[0 - \frac{1000}{R} \cdot 0.0707 \right] = -\frac{212.1}{R}$

en módulos $\Rightarrow 0.3 = \frac{212.1}{R} \Rightarrow \boxed{R = 707 \Omega}$

b) $V_{o, \text{rms}} = 3 \cdot \frac{|2|}{R} \cdot 0.0707 = 0.212 \cdot 10^{-3} |2|$



c)

Como $I_O = 3(I_A - I_B) = 30\mu A \Rightarrow$ OP4 se satura antes que los operacionales previos.

Si OP4 alcanza a su salida una tensión máxima de $\pm 12V$, entonces $V_{O,rms} = 12/\sqrt{2} = 8.48V$.

En este caso $|Z| = \frac{V_{O,rms}}{3} \cdot \frac{R}{V_{S,rms}} = \frac{8.48}{3} \cdot \frac{1k\Omega}{0.1/\sqrt{2}} = 40k\Omega$.

luego, se pueden medir $|Z| \leq 40k\Omega$

C9.- a)

A01 es un sumador:

$$V_x = -10(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

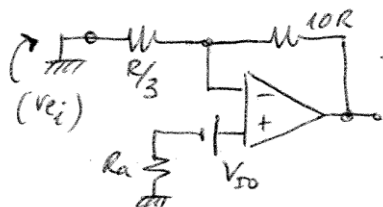
A02 es un integrador:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_x(t) dt$$

Por tanto: $V_o(t) = +\frac{10}{RC} \int (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})(t) dt = 10^4 \sum_{i=1}^3 \int V_{e_i}(t) dt (V)$

b)

A efectos de offset (error en D.C.), se debe hacer $V_{e1} = V_{e2} = V_{e3} = \phi$. El cto. es:



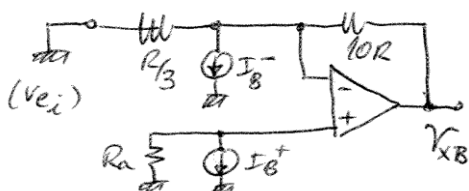
$$V_x^e = V_{IO} \cdot \frac{10R + R/3}{R/3} = V_{IO} \cdot \frac{31R}{R} = 31 \cdot V_{IO}$$

del dato de catálogo, se sabe que $|V_{IO}| \leq 5mV$

por tanto $|V_x^e| \leq 155\mu V$

c)

De nuevo, con relación a errores en D.C. $\rightarrow V_{e1} = V_{e2} = V_{e3} = \phi$



$$V_{XB} = V_x^{(+)} + V_x^{(-)} = -I_B^+ \cdot Ra \cdot 31 + I_B^- \cdot 10R = \phi$$

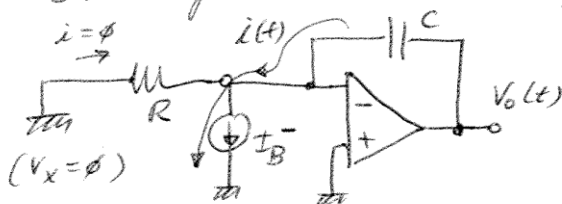
con $I_B^+ = I_B^- = I_B \Rightarrow 10R - 31Ra = \phi \Rightarrow$

$$\Rightarrow Ra = \frac{10R}{31} = 0.32R = 3.22k\Omega \quad (\text{ó } R_{3C}^{(+)} = R_{DC}^{(-)})$$

d)

Suponiendo la existencia de una corriente de offset, $I_B^+ \neq I_B^-$.

Desde el punto de vista de carga/descarga de C en A02, el cto. sería:



con $I_B^- = I_B \pm \frac{I_{IO}}{2} = (10 \pm 1)\mu A$

Como R está en c.c. $\Rightarrow i = \phi$ y

se tiene que: $i_c(t) = i(t) = I_B^-$

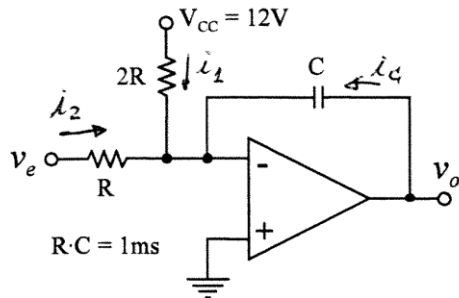
max $11\mu A$
min $9\mu A$

Por tanto:

$$\begin{cases} V_o(t) = \frac{1}{C} \int I_B^- \cdot dt \\ V_o(t) = \frac{I_B^-}{C} \cdot t \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \text{Con } V_{CC} = 12V: \rightarrow V_o(T) = 12V \\ T = \frac{12V}{I_B^-/C} = \frac{12 \cdot 10^{-7}}{I_B^-/_{\max}} S = 0.109s \end{cases}$$

Supuesto $V_o(0) = 0$.

C10.- a)



$$\begin{cases} i_2 = \frac{v_e}{R} \\ i_1 = \frac{V_{CC}}{2R} \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{CC}}{2R} = -\frac{v_e}{R} \Rightarrow \boxed{v_e = -\frac{V_{CC}}{2} = -6V}$$

de $i_1 = -i_2$

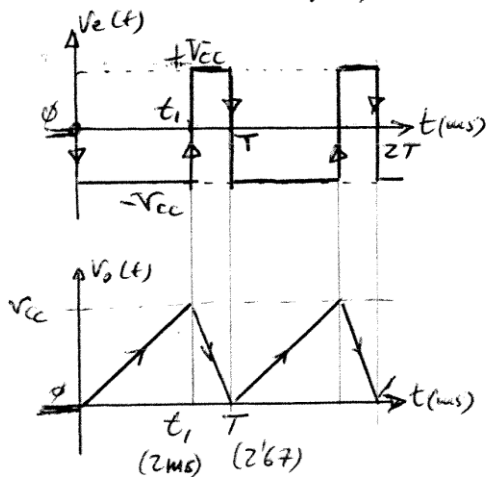
$$V_o(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt + V_\phi \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \text{se desea } V_o(t) = \text{cte.} \Rightarrow i_C(t) = 0$$

$$i_C = -(i_1 + i_2) \Rightarrow i_1 = -i_2$$

b)

Observación: las gráficas fueron hechas en borrador y luego pasadas a limpio, una vez resuelto el ejercicio y los datos resultantes.



En $t=0 \rightarrow V_o(t) = 0V$. A partir de ahí:

$$0 \leq t \leq t_1: V_o(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt + V_\phi \Rightarrow V_\phi = 0$$

$$i_C = -(i_1 + i_2) \text{ cuando } i_1 = \frac{v_e}{R} \Big|_{v_e = \pm V_{CC}}; i_2 = \frac{V_{CC}}{2R}$$

Como $V_o(t) > 0V \Rightarrow i_C$ debe ser positiva.
y en $t=0 \Rightarrow V_o = 0$

$$\Rightarrow i_C = \left(\frac{\pm V_{CC}}{R} + \frac{V_{CC}}{2R} \right) > 0$$

$$\text{debe ser con } v_e = -V_{CC}! \Rightarrow i_C = +\frac{V_{CC}}{2R}$$

$$\text{por tanto: } V_o(t) = \frac{V_{CC}}{2RC} \int_0^t dt = \frac{V_{CC}}{2RC} \cdot t \Rightarrow t_1 \cdot \frac{V_{CC}}{2RC} = +V_{CC} \Rightarrow \boxed{t_1 = 2RC = 2\mu s}$$

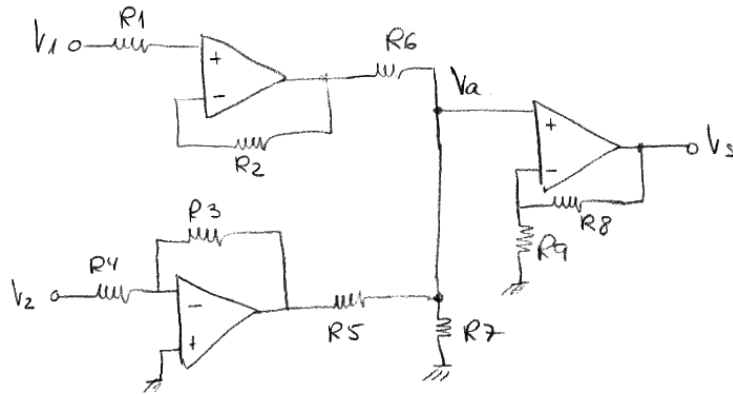
$$t_1 \leq t < T: V_o(t) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^t i_C(t) dt + V_{CC}, \text{ como debe ir de } V_{CC} \text{ a } 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i_C < 0 \Rightarrow v_e = +V_{CC} \Rightarrow i_C = -\left(\frac{V_{CC}}{R} + \frac{V_{CC}}{2R} \right) = -\frac{3V_{CC}}{2R} \text{ Tomando pendiente:}$$

$$V_o(t) \Big|_{t_1}^T = \frac{-3V_{CC}}{2RC} \cdot (t - t_1) + V_{CC} \Rightarrow m = -\frac{3V_{CC}}{2RC} = \frac{\Delta V}{\Delta T} \rightarrow \Delta T = \Delta V \cdot \left(\frac{2RC}{3V_{CC}} \right) = 0.67\mu s$$

$$\boxed{T = t_1 + \Delta T = 2.67\mu s}$$

C11: a)



* $V_a = f(V_1)$ (suponemos $V_2 = 0$)

$$V_a = \frac{V_1}{R_6 + (R_5 \parallel R_7)} \cdot (R_5 \parallel R_7) = \frac{V_1}{10 + 5} \cdot 5 = \frac{5V_1}{15} = \boxed{\frac{V_1}{3} = V_a}$$

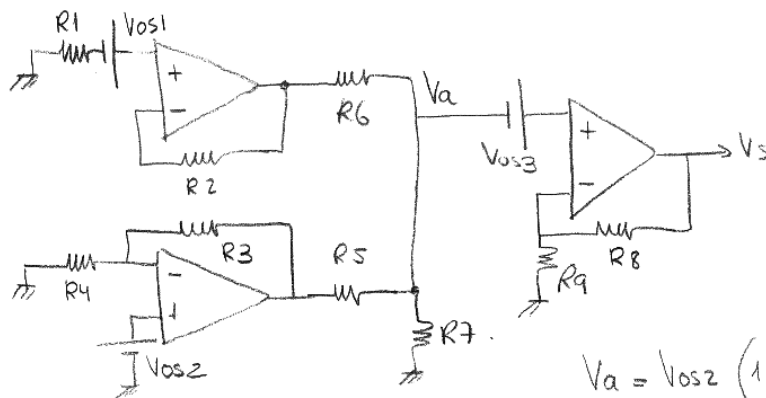
* $V_a = f(V_2)$ (suponemos $V_1 = 0$)

$$V_a = \left(-\frac{R_3}{R_4} \cdot V_2 \right) \cdot \frac{(R_6 \parallel R_7)}{(R_6 \parallel R_7) + R_5} = \left(-\frac{2V_2}{10 + 5} \right) \cdot 5 = \frac{-10V_2}{15} = \boxed{\frac{-2V_2}{3}}$$

Por superposición, $V_a = \frac{V_1}{3} - \frac{2V_2}{3} = \frac{(V_1 - 2V_2)}{3}$

$$V_s = V_a \left(1 + \frac{R_8}{R_9} \right) = V_a (1 + 2) = 3V_a \rightarrow \boxed{V_s = V_1 - 2V_2}$$

b)



Efecto de V_{os1} en V_a

$$\rightarrow V_a = \frac{+V_{os1}}{3}$$

Efecto de V_{os2} en V_a

$$V_a = V_{os2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \cdot \frac{5}{15} = V_{os2} \cdot \frac{15}{15} = +V_{os2}$$

Por superposición $V_{a\max} = \frac{V_{os1}}{3} + V_{os2} = 5\text{mV} + 15\text{mV} = 20\text{mV}$

Efecto de V_{os1} y V_{os2} en $V_s \rightarrow V_s = 20\text{mV} \cdot (1 + 2) = \underline{\underline{60\text{mV}}}$

Hay que sumar el efecto de V_{os3} en V_s

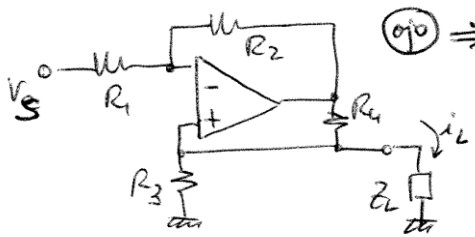
que es: $V_s = V_{os3} \cdot \left(1 + \frac{R_8}{R_9} \right) = 3V_{os3} = 3 \cdot 15\text{mV} = \underline{\underline{45\text{mV}}}$

SUMANDO TODOS LOS EFECTOS $\boxed{V_{s\max} = 105\text{mV}}$

C12:

a)

El convertidor I/V con carga a masa estándar es: (para $i_L = -k V_S$)



○ ⇒ se debe cumplir que $\left[\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ ó } R_1 R_4 = R_2 R_3 \right] (*)$

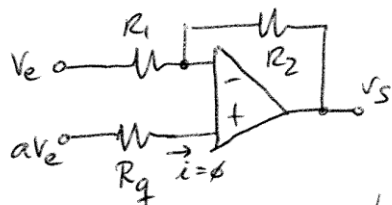
Entonces: $i_L = -\frac{1}{R_3} \cdot V_S \rightarrow R_3 = \frac{-V_S}{-10 V_S (\mu A)} = 0.1 k\Omega$

El resto de valores pueden ser:

Con $R_3 = 100 \Omega \Rightarrow$ según $(*)$ $\left. \begin{array}{l} R_1 = 1 k\Omega ; R_2 = 10 k\Omega \\ R_4 = 1 k\Omega \text{ (por ejemplo)} \end{array} \right\}$

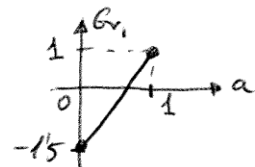
b)

Más fácil por superposición: $[V_{e1} = V_e, V_{e2} = a V_e]$ como se ve en la figura:



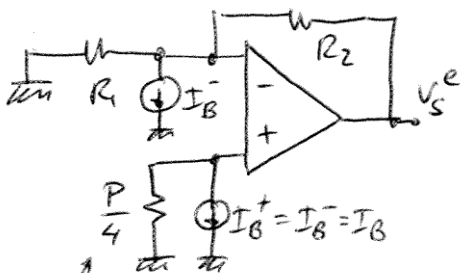
$$\left\{ \begin{array}{l} V_S|_{V_{e1}} = -\frac{R_2}{R_1} V_e = -\frac{3}{2} V_e \\ V_S|_{V_{e2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} a V_e = \frac{5}{2} a V_e \end{array} \right\} \Rightarrow V_S = \left(\frac{5}{2} a - \frac{3}{2} \right) V_e$$

$(aP/(1-a)P)$ por tanto $\Rightarrow G_{r1} = \frac{1}{2} (5a - 3)$ gráfica



c)

Con $a = 0.5$ y $V_e = 0$ (pues sólo interesa el error) el cb. equiv. es:



De nuevo, por superposición:

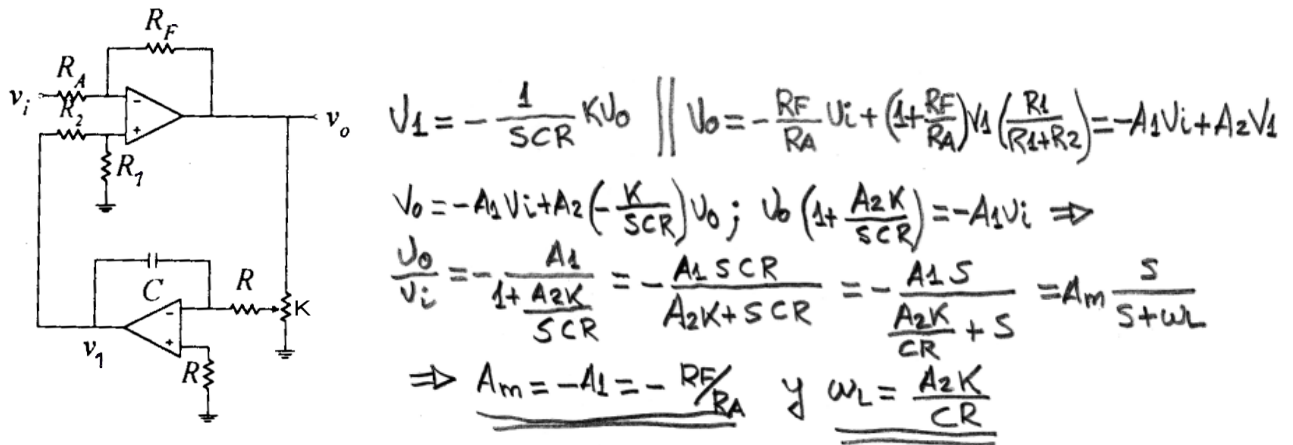
$$\begin{aligned} V_S^e &= V_S^{e-} + V_S^{e+} = [I_{B-} \cdot R_2] + \left[-I_{B+} \cdot \frac{P}{4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right] = \\ &= I_B \left(R_2 - \frac{P}{4} \cdot \frac{5}{2} \right) = 100 \mu A \cdot \left(30 k - \frac{50 k}{8} \right) = \\ &= 100 \mu A \cdot 23.75 k\Omega = 2.375 V \end{aligned}$$

(P_2/P_2)

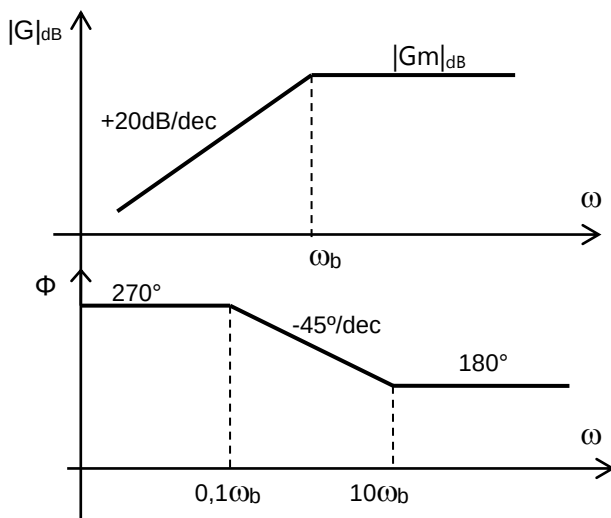
por tanto: $\boxed{i_L^e = -10 \cdot V_S^e (\mu A) = -23.75 \mu A}$

C13.-

(1).-Configuración 1: es un filtro **paso-alto**, de orden 1 y f_L ajustable con el potenciómetro. Demostración:



Al tener su función de ganancia un cero en el origen y un polo, se demuestra que se trata de un filtro paso alto de orden 1. La representación en Bode de su respuesta en frecuencia es la siguiente:



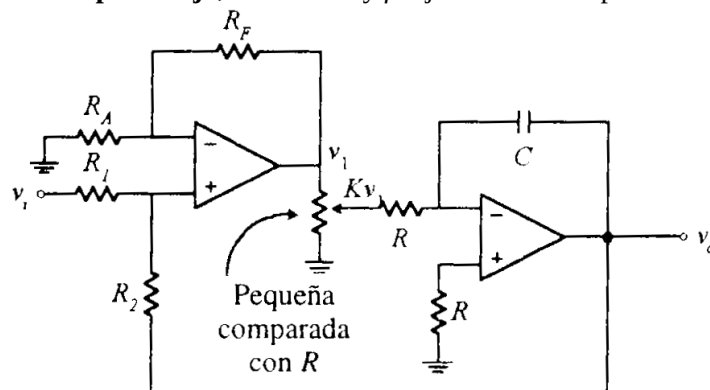
La frecuencia de corte inferior del filtro paso-alto coincide con la del polo dominante:

$$\omega_L = \omega_b = \frac{kA_2}{CR}$$

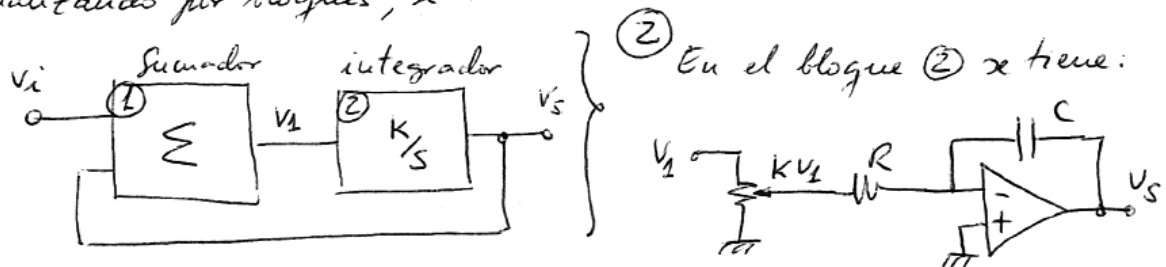
Se observa que la frecuencia de corte podría controlarse a voluntad sin más que modificar la posición del cursor del potenciómetro (k), permaneciendo inalterable el valor de la ganancia máxima, para frecuencias medias.

Esta característica es la que resulta de mayor interés en este circuito, pues como filtro es poco selectivo al ser una función de filtrado de orden 1 solamente.

(2).-Configuración 2: es un filtro **paso-bajo**, de orden 1 y f_H ajustable con el potenciómetro. Demostración:



En esencia, se trata de un filtro casi idéntico al anterior. Si comparamos ambos circuitos, la única diferencia está en la entrada: V_i . Analizando por bloques, se tiene:



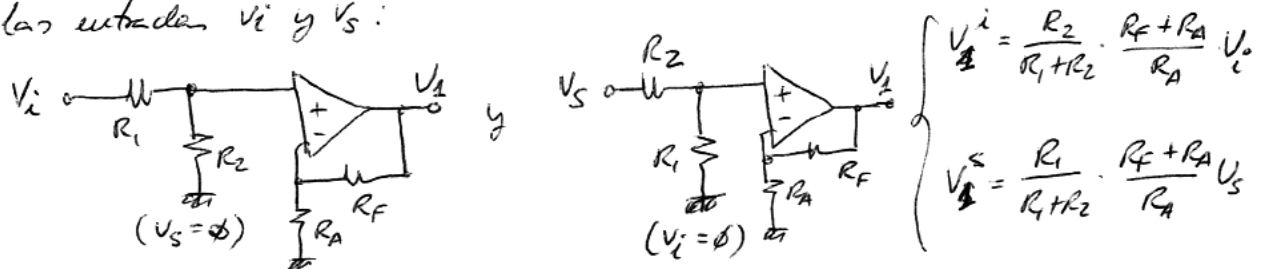
Como el potenciómetro tiene un valor resistivo (dato) muuy pequeño frente a R , la tensión KV_1 solo depende del punto en el que se coloque el cursor $\Rightarrow 0 \leq K \leq 1$. Con esto, se tiene:

Circuito equivalente del bloque (2) etiquetado como A_3 :

$$A_3(s) = \frac{V_s}{V_1} = \left[V_s = (KV_1) \left(-\frac{Z_c}{R} \right) = -\frac{KV_1}{RCs} \right]$$

$$\Rightarrow A_3(s) = -\frac{K}{RCs} \quad (*)$$

① Observamos ahora el bloque sumador. Aplicamos superposición a las entradas V_i y V_s :



Por tanto, se tiene en total:

$$V_1 = A_1 V_i + A_2 V_s \quad (**)$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_1 &= \frac{R_2 (R_F + R_A)}{R_A (R_1 + R_2)} \\ A_2 &= \frac{R_1 (R_F + R_A)}{R_A (R_1 + R_2)} \end{aligned} \right.$$

Dados los valores de A_1 y A_2 , se tiene que

$$G_m = -\frac{A_1}{A_2} = -\frac{R_2}{R_1}$$

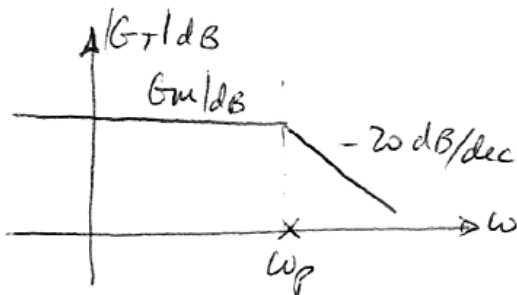
y se tiene un polo en: $\omega_p = \frac{KA_2}{RC}$

Instantando (*) con (**) se obtiene:

$$V_S = -\frac{K V_i}{RCS} = -\frac{K}{RCS} (A_1 V_i + A_2 V_S) \rightarrow \text{despejamos } V_S = f(V_i)$$

$$\rightarrow \begin{cases} V_S \cdot RCS = -K(A_1 V_i + A_2 V_S) \\ V_S(RCS + KA_2) = -KA_1 V_i \end{cases} \Rightarrow G_T(s) = \frac{V_S}{V_i} = \frac{-KA_1}{KA_2 + RCS} =$$

$$G_T(s) = \left(-\frac{A_1}{A_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{RC}{KA_2} \cdot s}$$



En suma, se tiene un filtro PASO-ALTO, de orden 1, con ganancias en medias fijada en: $G_m = -R_2/R_1$ y frecuencia de corte ajustable con el potenciómetro en: $f_H = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{KA_2}{2\pi RC}$

C14.-

(a).-De nuevo (ver C13) se tiene una configuración recursiva (la salida vuelve a la entrada y se suma con ella). Si identificamos y analizamos cada bloque por separado, podemos llegar rápidamente a una solución.

$$\frac{V_3}{V_2} = -\frac{Z_C}{R_6} = -\frac{1}{j\omega C R_6} = -\frac{25 \cdot 10^3}{j\omega} \quad (*)$$

Analizando U4 como superposición de inversor y no inversor:

$$V_2[V_{e(\omega)}] = -\frac{R_3}{R_4} V_2(\omega) = -2 V_2(\omega)$$

$$\begin{aligned} V_2[V_3] &= \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot V_{n1}^+ = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) V_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \\ &= 3 V_3 \frac{1}{3} = V_3 \end{aligned}$$

$$V_2 \text{ total} = -2 V_2(\omega) + V_3 \quad (**)$$

- (b).-Respecto a cada una de las salidas (esto es, referidas a: V_2 y V_3), a partir de las expresiones (*) y (**) eliminando la variable sobrante obtenemos los dos casos pedidos: $V_2=f(V_e)$ y $V_3=f(V_e)$

$$\begin{aligned}
 V_3 &= -\frac{25 \cdot 10^3}{j\omega} V_2 = -\frac{25 \cdot 10^3}{j\omega} (-2V_e + V_3) \Rightarrow \\
 \Rightarrow V_3 \left(1 + \frac{25 \cdot 10^3}{j\omega}\right) &= +V_e \cdot 2 \left(\frac{25 \cdot 10^3}{j\omega}\right) \\
 \frac{V_3}{V_e} &= \frac{+2}{1 + \frac{j\omega}{25 \cdot 10^3}} \equiv \frac{K}{1 + j\omega/\omega_p} \equiv \text{F.P. Bajas con.} \\
 f_H = f_p &= \frac{25 \cdot 10^3}{2\pi} \text{ Hz.} \\
 \frac{V_3}{V_e} \cdot \frac{V_2}{V_3} &= \left[\frac{V_2}{V_e} \right] = \frac{+2}{1 + \frac{j\omega}{25 \cdot 10^3}} \cdot -\frac{j\omega}{25 \cdot 10^3} = -2 \frac{j\omega/\omega_p}{1 + j\omega/\omega_p} \equiv \\
 &\equiv \text{F.P. Alto con } f_L = f_p = \frac{25 \cdot 10^3 \text{ Hz}}{2\pi}
 \end{aligned}$$

- (c).-La salida V_2 es un filtro paso-alto de orden 1. La salida V_3 es un filtro paso-bajo de orden 1. En Bode, la representación de la función de ganancia de ambas salidas es la siguiente:

