Pontificia Universidad Católica de Chile
Escuela de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica
IEE2413 – Electrónica

Interrogación 1 - Total 60 Puntos
Why do I hear boss music?

Plazo de Entrega: Miércoles 29 de Septiembre de 2021 hasta las 21:00 horas (sin descuento). Luego de este plazo, podrá entregar su trabajo pero se le aplicará descuento a su nota. Cargue su desarrollo en formato PDF en el buzón de CANVAS respectivo. Escriba sus respuestas en expresiones de baja entropía. Si para responder alguna de las preguntas necesita el resultado de una pregunta anterior que no ha podido responder, asuma una respuesta genérica (e.g., V en el caso de un voltaje, R en el caso de una resistencia, etc.). **Sólo se aceptarán preguntas de enunciado vía ZOOM y rige el documento *Regla de Entregas del Curso* en CANVAS.**

- **WARNING 1: Respalde sus respuestas con los cálculos o conceptos que correspondan; de no hacerlo o haber respuestas mágicas, no tendrá todo el puntaje tras la corrección de los ayudantes.**
- **WARNING 2: Preocúpese de que la letra de la interrogación sea legible para la postcorrección. Un ayudante que corrige contento, corrige mejor, y en otro caso habrá descuento de nota.**
- **WARNING 3: Preocúpese de la presentación de su trabajo y use una aplicación para registrar su desarrollo; las fotos de celular muchas veces quedan mal y el ayudante no puede corregir. Un ayudante que corrige contento, corrige mejor, y en otro caso habrá descuento de nota.**
- **WARNING 4: Sólo puede usar formulario de elaboración propia y calculadora científica. Está estrictamente prohibido usar Solvers y Simuladores para resolver problemas.**



P1: Ordenando la Casa... (10 puntos)

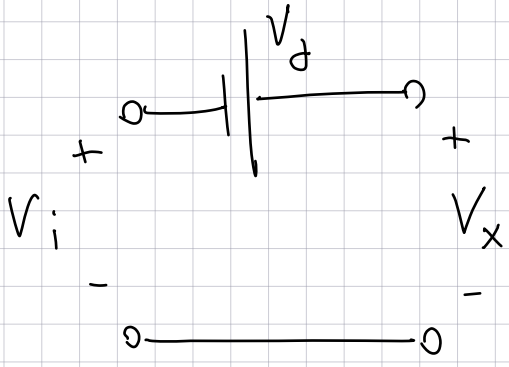
Considere tres amplificadores de voltaje (A_x, A_y y A_z) con entradas y salidas referidas a tierra (no diferenciales), impedancias de entrada infinitas, impedancias de salida nulas y ganancias de voltaje 3 V/V.

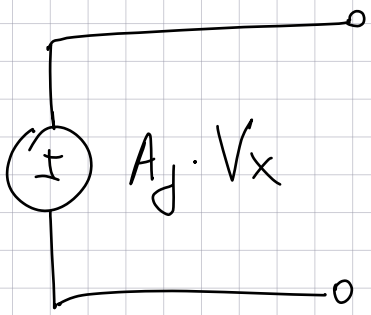
La única diferencia entre ellos es el desnivel referido a la entrada: 3 mV para A_x, 2 mV para A_y y 1 mV para A_z. Se desea implementar un amplificador de voltaje con ganancia 27 V/V, para lo cual decidimos conectar A_x, A_y y A_z en cascada.

A continuación, determine el orden en que debemos conectarlos de forma de minimizar el desnivel total del amplificador resultante. Justifique su respuesta.

En ninguna parte del enunciado dice OpAmps por lo que no los use en su respuesta.

P1| Acorde al enunciado, cada amplificador puede modelarse como:





$R_{in} = \infty$

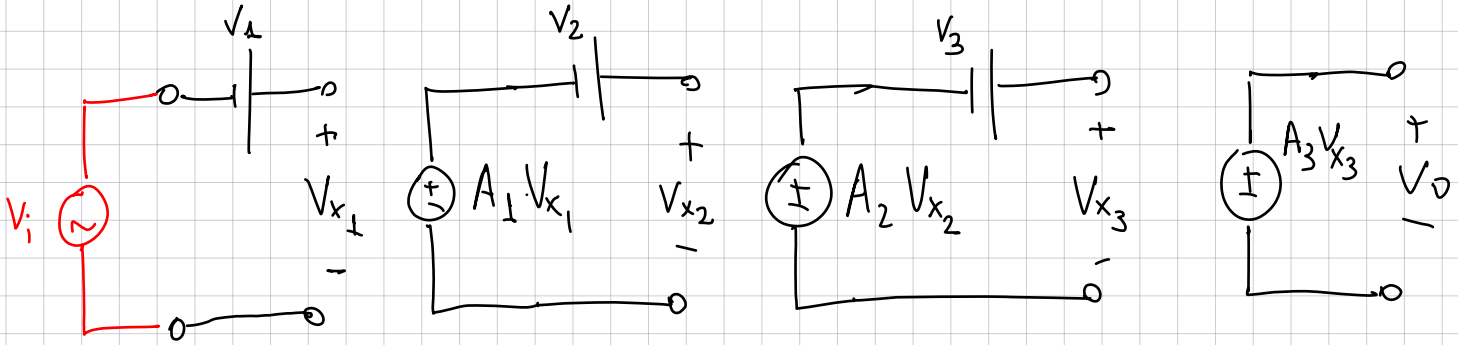
$R_{out} = 0$

A_d : ganancia Amp. d.

V_d : desnivel Amp. d.

V_i : voltaje de entrada.

La conexión de los amplificadores es en cascada, lo que nos deja:



Con $A_1 = A_2 = A_3 = A$.

Y podemos calcular el voltaje de salida en función de V_i y V_1, V_2, V_3

$$\left.\begin{aligned} V_o &= A \cdot V_{x_3} \\ V_{x_3} &= V_3 + A\, V_{x_2} \\ V_{x_2} &= V_2 + A \cdot V_{x_1} \\ V_{x_1} &= V_i + V_1 \end{aligned}\right\} \quad V_o = A\left(V_3 + A\left(V_2 + A\left(V_i + V_1\right)\right)\right)$$

$$V_o = A \cdot V_3 + A^2 V_2 + A^3 V_1 + A^3 V_i$$

De lo anterior vemos que

$$\left.\begin{aligned} V_0^{\text{DESNIVEL}} &= A^3 \cdot V_1 + A^2 V_2 + A \cdot V_3 \\ V_0^{V_i} &= A^3 \cdot V_i \end{aligned}\right\} \quad V_0 = V_0^{\text{DESNIVEL}} + V_0^{V_i}$$

Dado que $A = 3\ V/V$

$$V_0^{\text{DESNIVEL}} = 27 \cdot V_1 + 9 \cdot V_2 + 3 \cdot V_3$$

$$V_0^{V_i} = 27 \cdot V_i$$

Enfocándonos en la minimización del voltaje de desnivel:

(1) El mínimo desnivel deberá ser ponderado por el factor mayor

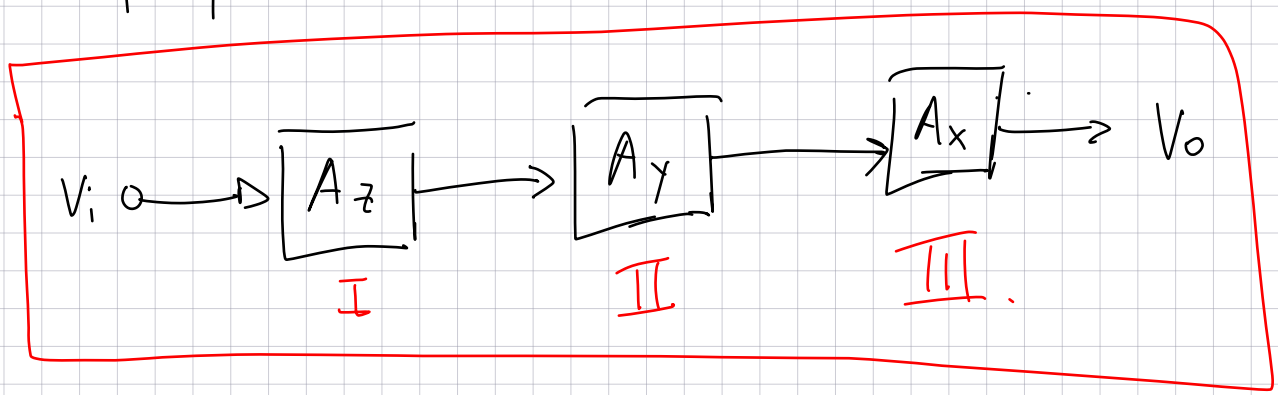
↳ $V_1 = 1\,mV \Rightarrow$ **I = A_z**

(2) El máximo desnivel deberá ser ponderado por el factor menor

↳ $V_3 = 3\,mV \Rightarrow$ **III = A_x**

Y por descarte **II = A_y**

Lo que finalmente nos da:



P2: Flashforward de Vietnam... (10 puntos)

Considere el siguiente circuito:

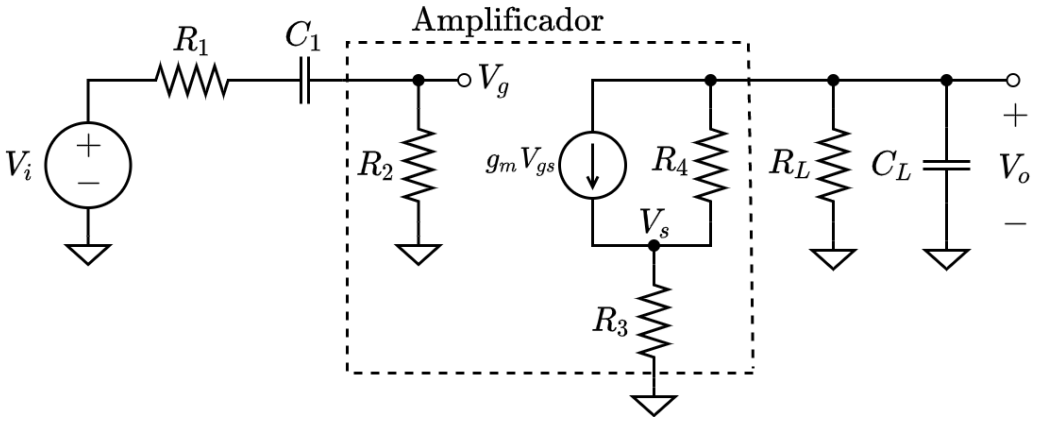


Figura 1: Circuito del problema 2

A continuación:

A) Analice intuitivamente el circuito, sin realizar cálculos, y determine cuál es su función en términos de la frecuencia de operación. Explique su análisis y los argumentos que sustentan su respuesta.

B) Determine la resistencia de entrada vista desde V_i hacia el amplificador y la resistencia de salida vista desde R_L hacia el amplificador, ambas definidas en la banda de frecuencias de interés.

C) Determine la función de transferencia definida como $\frac{V_o(s)}{V_i(s)}$

D) Dibuje el diagrama de Bode -magnitud y fase- del circuito, incluyendo todos los puntos y pendientes relevantes. Si las expresiones para polos y ceros son *grandes*, defínalas claramente como p_i y z_i y use dicha notación en los gráficos.

P2

A) Intuitivamente, lo mejor es analizar el comportamiento en frecuencia.

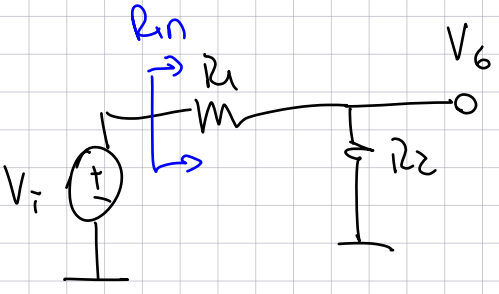
→ $\omega \rightsquigarrow 0$, los caps pasan a comportarse como impedancias infinitas, $V_G = 0$, no circula corriente en $g_m V_{gs}$ por lo que $V_o = 0$.

→ $\omega \rightsquigarrow \infty$, los caps tienden a comportarse como corto-ckts $V_g \neq 0$ por divisor R_1, R_2, pero C_L lleva V_o a tierra.

→ $0 < \omega < \infty$, para que el circuito funcione $C_1 \approx$ Corto Ckt y $C_L \approx$ Circuito Abierto. El amplificador da ganancia y $V_o \neq 0$.

⇒ El circuito se comporta como **filtro pasa banda c/ ganancia.**

B) Calculamos R_{in} visto desde V_{in}, en banda de interés
⇒ $C_1 = CC$ y $C_L = CA$.



$$V_T = I_T \cdot (R_1 + R_2)$$

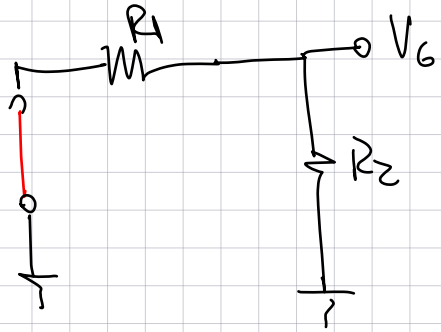
$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_T}{I_T} = R_1 + R_2}$$

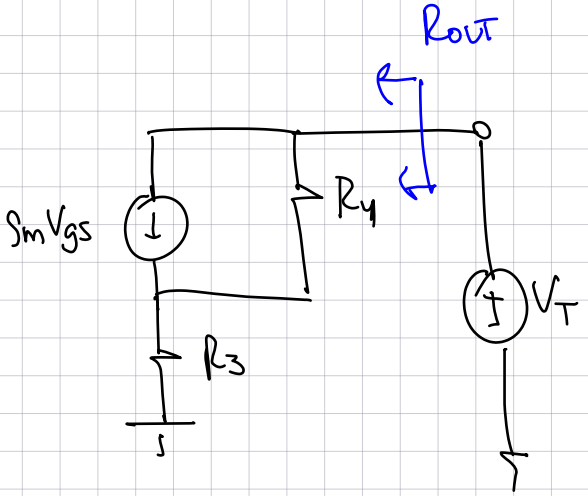
(el lado $g_m V_{gs}$ ... no afecta la corriente que aporta la fuente de prueba V_T).

Calculamos ahora R_{OUT}, también en la banda de interés:

C_Δ = CC , C_L = CA

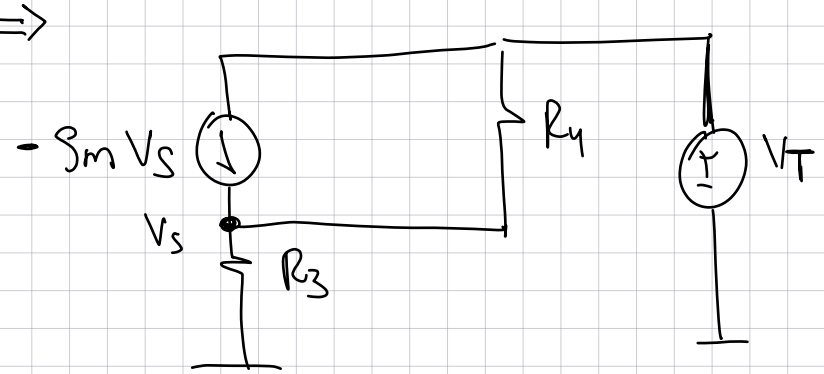
¿Circuito a Analizar?





$V_6 = 0$, pues no fluye corriente por R_1 y R_2.

$\Rightarrow$



① $I_T = \dfrac{V_T - V_S}{R_4} + (-g_m V_S)$

② $I_T = \dfrac{V_S}{R_3}$

Con ① y ②

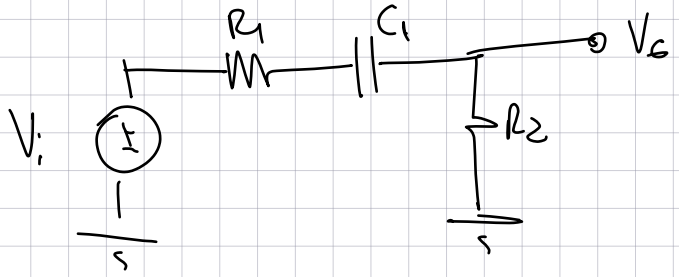
$\Rightarrow \quad V_S = R_3 \cdot I_T$

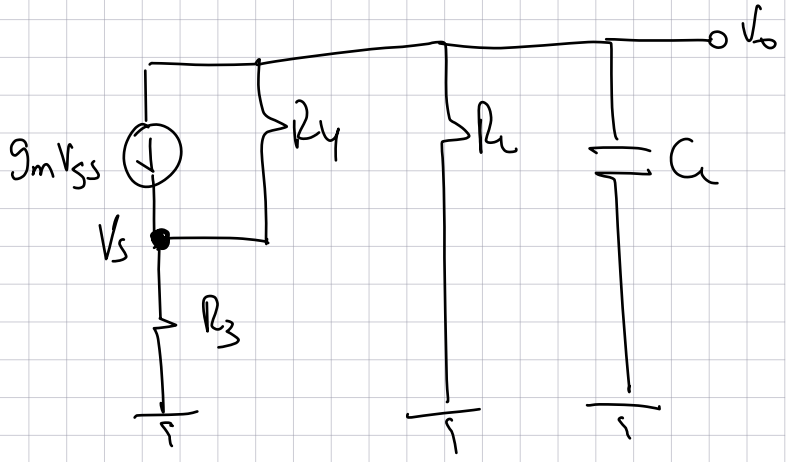
$\Rightarrow \quad R_4 \cdot I_T = V_T - V_S - g_m V_S \cdot R_4$

$R_4 I_T + R_3 I_T + g_m R_4 \cdot R_3 \cdot I_T = V_T$

$$\Rightarrow \boxed{R_{OUT} = \frac{V_T}{I_T} = R_4 + R_3 + g_m R_4 R_3}$$

c) Se pide la función de transferencia:





① $V_6 = \dfrac{V_i}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1}} \cdot R_2 = \dfrac{s C_1 R_2}{1 + sC_1(R_1+R_2)} V_i$

② $\dfrac{0 - V_o}{R_L \parallel \frac{1}{sC_L}} = \dfrac{V_o - V_s}{R_4} + g_m V_{gs}$

③ $\dfrac{0 - V_o}{R_L \parallel \frac{1}{sC_L}} = \dfrac{V_s}{R_3} \Rightarrow -\dfrac{V_o}{Z} = \dfrac{V_s}{R_3}$, con $Z = \dfrac{R_L}{1 + sC_L R_L}$

De ②

$\rightarrow -\dfrac{V_o}{Z} = \dfrac{V_o}{R_4} - \dfrac{V_s}{R_4} + g_m V_g - g_m V_s \quad / \cdot Z \cdot R_4$

$-V_o \cdot R_4 = Z V_o - Z V_s + g_m \cdot R_4 \cdot Z V_g - g_m Z \cdot R_4 V_s$

$-V_o R_4 = Z V_o + R_3 V_o + g_m R_4 \cdot Z \cdot V_g + g_m \cdot R_3 R_4 \cdot V_o$

$-V_o (R_4 + R_3 + Z + g_m R_3 R_4) = g_m \cdot R_4 \cdot Z V_g$

$-V_o \left(\left[R_4 + R_3 + g_m R_3 R_4 \right] (1 + sC_L R_L) + R_L \right) = g_m R_4 R_L V_g$

De lo anterior:

$$-V_o\left(\left[R_4+R_3+g_m R_3 R_4\right](1+sC_L R_L)+R_L\right) = g_m R_4 R_L \cdot \left(\frac{s C_1 R_2}{1+sC_1(R_1+R_2)} V_i\right)$$

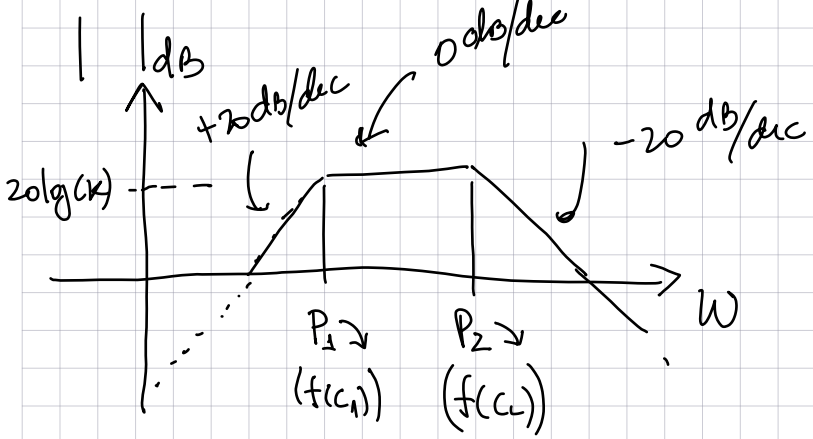
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m R_4 \cdot R_L \cdot C_1 \cdot R_2}{(R_4+R_3+g_m R_3 R_4+R_L)} \cdot \frac{s}{\left(1+sC_L R_L \frac{(R_4+R_3+g_m R_3 R_4)}{R_4+R_3+g_m R_3 R_4+R_L}\right)\cdot(1+sC_1(R_1+R_2))}$$

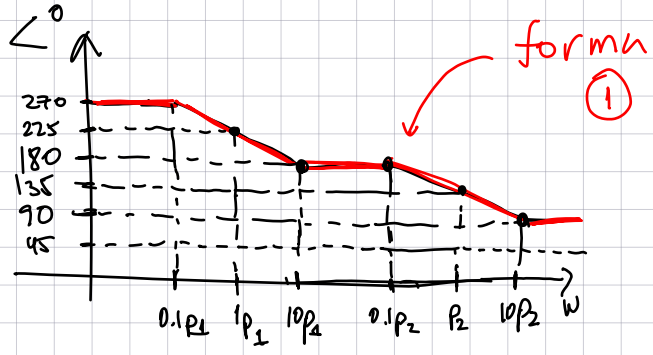
La función de transferencia efectivamente es un pasabanda

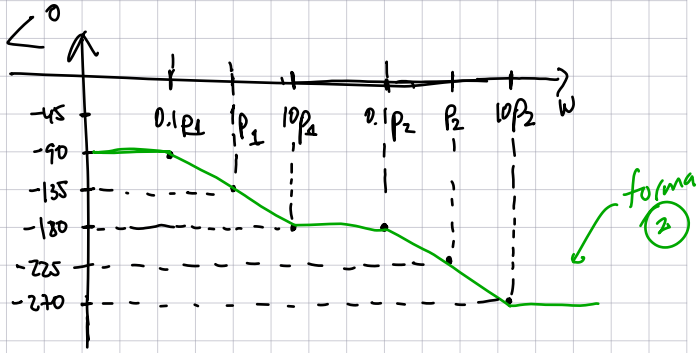
↳ 1 cero, 2 polos.

↓ origen ↳ frecuencias distintas

* El polo dependiente de C_L es el que delimita el corte en baja frecuencia del pasabanda.
* El polo dependiente de C_2 es el que delimita el corte en alta frecuencia del pasabanda.







$$K = \left|\frac{V_o}{V_i}\right| \approx \frac{g_m R_4 R_L C_1 R_2 \cdot \omega}{(R_4+R_3+g_m R_3 R_4+R_L)(\omega \cdot C_1(R_1+R_2))} = \frac{g_m R_4 R_L R_2}{(R_1+R_2)(R_4+R_3+g_m R_3 R_4+R_L)}$$

$P_1 < \omega < P_2$

P3: Bendita Superposición (15 puntos)

Considere el siguiente circuito:

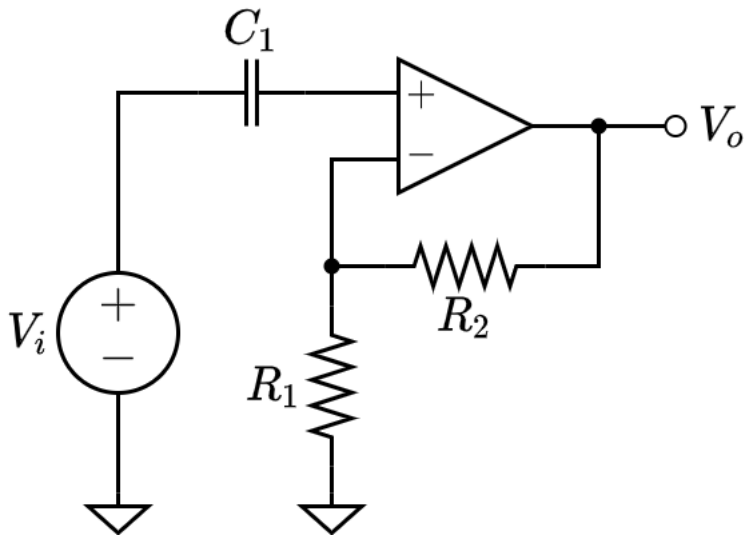


Figura 2: Circuito del problema 3

De este circuito se sabe que:

- V_i es una fuente sinusoidal pura.
- C_1, R_1 y R_2 son elementos pasivos de valores no nulos.
- El OpAmp **sólo tiene la no idealidad de corrientes de polarización** que se pueden modelar como fuentes de corriente DC a tierra de igual valor I_B, conectadas a los nodos V_+ y V_-.

A continuación:

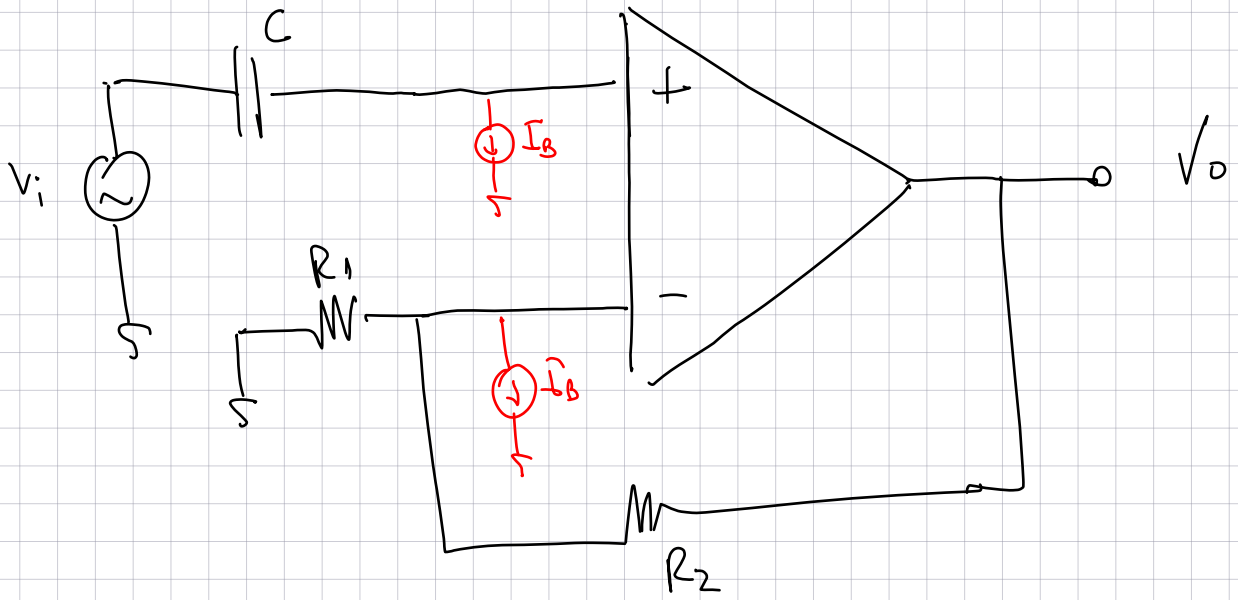
A) Se sabe que el circuito de la figura es un amplificador acoplado en AC, sin embargo su implementación es inadecuada considerando la no idealidad del OpAmp y con seguridad éste no cumplirá adecuadamente su función. Explique la razón de esto y qué debería verse a la salida del OpAmp si se dejara funcionando tal cual está conectado.

B) Una forma de eliminar el problema anterior, es conectar una resistencia entre tierra y el terminal no-inversor del amplificador denominada R_G. Demuestre que el valor de esa resistencia es $R_G = R_1||R_2$

Hint: Quizás es útil modelar I_B como una fuente genérica e imponer la condición DC sólo al final...

P3

A) Si el opamp tiene desnivel/offset el circuito se reduce a:



↳ La causa del problema es el offset. La corriente de offset del opamp, por el terminal V+, fluye por el capacitor haciendo que su voltaje crezca indefinidamente según la ecuación:

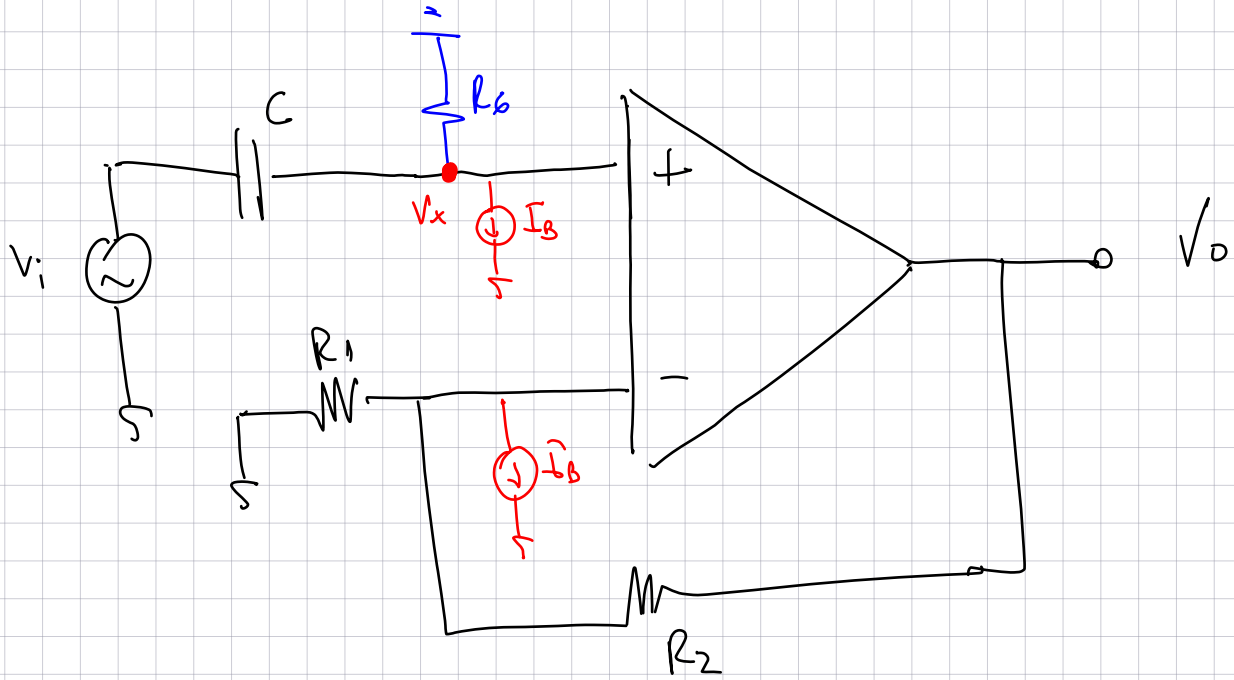
$$I_C = C \cdot \frac{dV}{dt} \Rightarrow \boxed{\frac{dV}{dt} = K}$$

Así, el nodo no inversor (V_+) se incrementa sostenidamente provocando que la salida V_o crezca indefinidamente.

↳ En opamp ideal crece al infinito.

↳ En opamp real, satura al rail (+).

B) Si agregamos la resistencia R_6 según el enunciado tenemos el siguiente circuito:

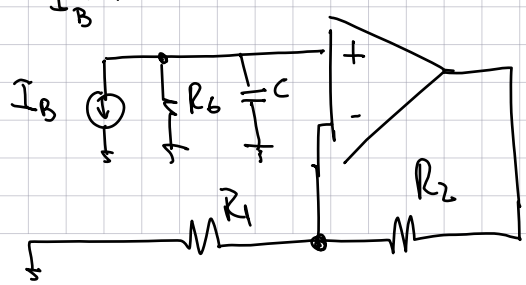


Y haciendo superposición para V_i e I_B, tenemos que el voltaje a la salida se puede escribir como sigue:

$$V_o\Big|_{V_i} \Rightarrow \quad V_x = \frac{V_i}{\frac{1}{sC} + R_6} \cdot R_6 = V_i \cdot \frac{sR_6C}{1 + sR_6C}$$

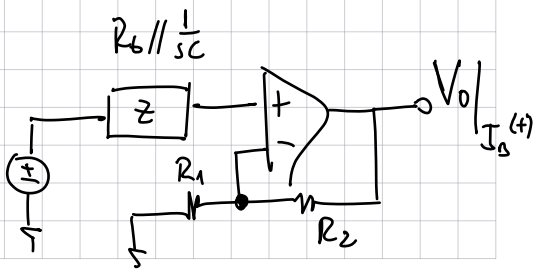
$$\boxed{V_o\Big|_{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i \cdot \frac{sR_6C}{1 + sR_6C}}$$

$V_o\Big|_{I_B^{(+)}} \Rightarrow$ Redibujemos el circuito



N→T

$$= -I_B \cdot \left(R_6 \,/\!/\, \frac{1}{sC}\right)$$

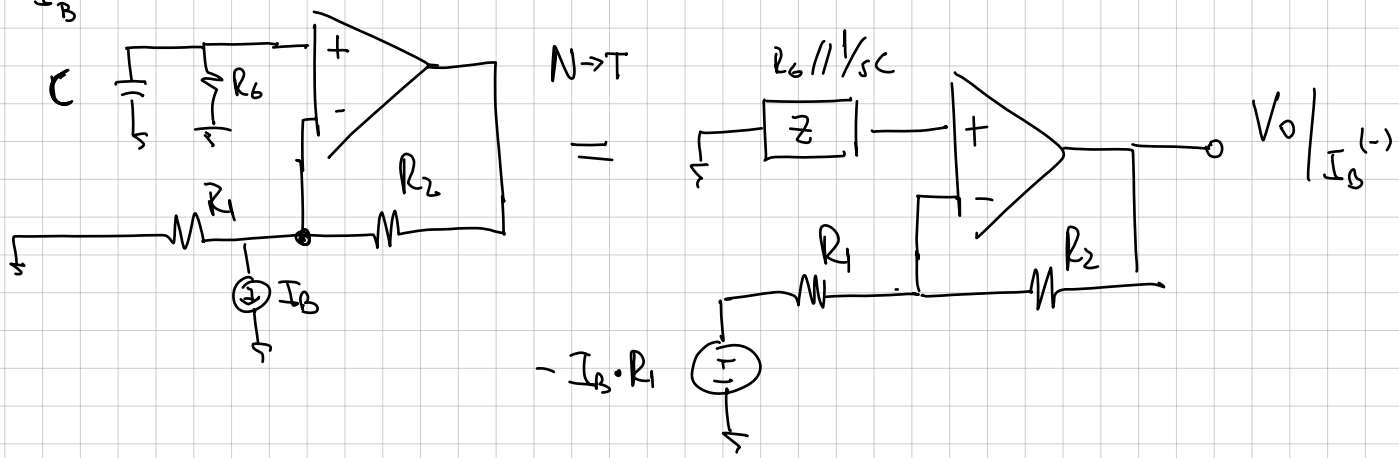


Y vemos que es la topología de amplificador no inversor!

$$\hookrightarrow V_o\Big|_{I_B^+} = -I_B \cdot \left(R_6 \,/\!/\, \frac{1}{sC}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Finalmente:

$V_o\Big|_{I_B^{(-)}}$ => Redibujemos el circuito



Y reconocemos topología inversor!

$$\Rightarrow V_o\Big|_{I_B^-} = \left(-I_B \cdot R_1\right)\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = I_B \cdot R_2 \,/\!/.$$

Así:

$$V_o = V_o\Big|_{V_i} + V_o\Big|_{I_B^{(+)}} + V_o\Big|_{I_B^{(-)}} \qquad \left(I_B^+ = I_B^- = I_B\right)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i \cdot \frac{sR_6C}{1+sR_6C} + -I_B \cdot \left(R_6 \,/\!/\, \frac{1}{sC}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_B \cdot R_2$$

Buscamos eliminar la dependencia de V_o en I_B:

$$R_2 = \left(R_6 \,/\!/\, \frac{1}{sC}\right)\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_6}{1+sR_6C}$$

Como I_B es DC, $s = 0$

$$\Rightarrow \boxed{R_6 = R_1 \,/\!/\, R_2}$$

Nota sobre la demostración:

Asumir que $V_o = V_- = 0V$ a priori es incorrecto, pues ello asume lo que quieren demostrar!

En efecto las ecuaciones para el circuito en DC (solo con las fuentes I_B funcionando) quedan:

(1) $V_+ = -I_B \cdot R_6$ y (2) $\frac{0 - V_-}{R_1} = I_B + \frac{V_- - V_o|_{I_B}}{R_2}$

Haciendo (1) en (2) nos queda:

$$-\frac{V_-}{R_1} = -\frac{V_-}{R_6} + \frac{V_-}{R_2} - \frac{V_o|_{I_B}}{R_2} \Rightarrow \frac{V_o|_{I_B}}{R_2} = \frac{V_-}{R_1} + \frac{V_-}{R_2} - \frac{V_-}{R_6}$$

Y así:

$$V_o|_{I_B} = V_-\left(\frac{R_2}{R_1} + 1 - \frac{R_2}{R_6}\right) \Rightarrow$$

Esto implica que la sola existencia de R_6 no asegura la anulación del offset de salida debido a I_B.

Imponiendo la condición $V_o|_{I_B} = 0$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} + 1 - \frac{R_2}{R_6} = 0 \Rightarrow \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_6}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_6 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 /\!/ R_2}$$

Esta es la demostración completa sin asumir lo que se quería demostrar!

P4: El cuadradito clásico... (10 puntos)

Considere el siguiente circuito:

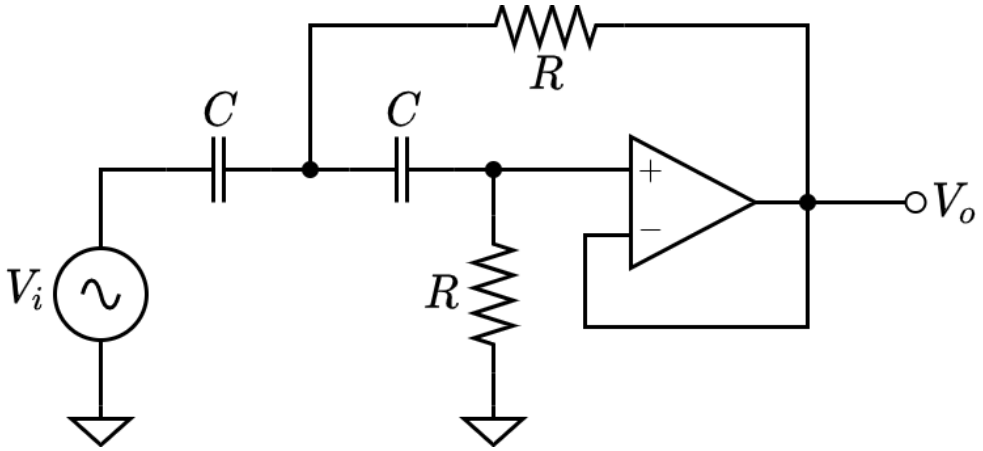


Figura 3: Circuito del problema 4

Del circuito se sabe que:

- V_i es una señal sinusoidal pura.
- R y C son valores finitos no nulos.
- El OpAmp es ideal.

A continuación:

A) Analice intuitivamente el circuito, sin realizar cálculos, y determine cuál es su función en términos de la frecuencia de operación. Explique su análisis y los argumentos que sustentan su respuesta.

B) Determine la función de transferencia del circuito definida como $\frac{V_o(s)}{V_i(s)}$

C) Dibuje el diagrama de Bode -magnitud y fase- del circuito, incluyendo todos los puntos y pendientes relevantes.

P4

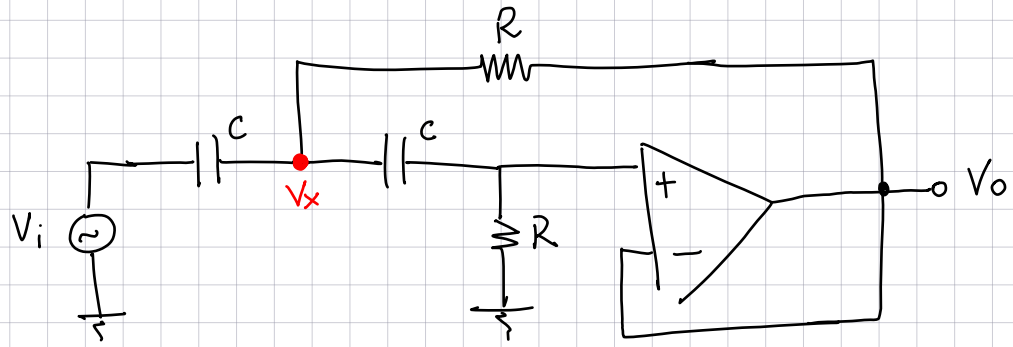
a) Intuitivamente, lo mejor es analizar el comportamiento en frecuencia.

→ $\omega \rightsquigarrow 0$, los caps pasan a comportarse como impedancias infinitas, y $V_+ = 0$ con $V_o = V_- = V_+ = 0$!

→ $\omega \rightsquigarrow \infty$, los caps tienden a comportarse como corto-ckts y $V_+ = V_i = V_- = V_o$, haciendo que $V_o = V_i$ directamente.

⇒ El circuito se comporta como **filtro pasa alto s/ganancia.**

b)



* OpAmp está como buffer ⇒ $V_+ = V_- = V_o$

Se plantean las ecuaciones:

(1) $$V_o = \frac{V_x}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{V_x}{\frac{1+sRC}{sC}} \Rightarrow \boxed{V_o = \frac{sC}{1+sRC} \cdot V_x}$$

(2) $$\frac{V_i - V_x}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_x - V_o}{R} = \frac{V_x}{R}$$

$$\Rightarrow sCR(V_i - V_x) = V_x \Rightarrow \boxed{sCR\,V_i = (1+sRC)\,V_x}$$

$$sCR\,V_i = \frac{(1+sRC)^2}{sRC} V_o$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{(sRC)^2}{(1+sRC)^2}}$$

c) Bode

$$\frac{V_o}{V_i} = (RC)^2 \cdot \frac{s^2}{(1+sRC)^2} \xrightarrow{s=j\omega} \frac{V_o}{V_i} = (RC)^2 \cdot \frac{(j\omega)^2}{(1+j\omega RC)^2}$$

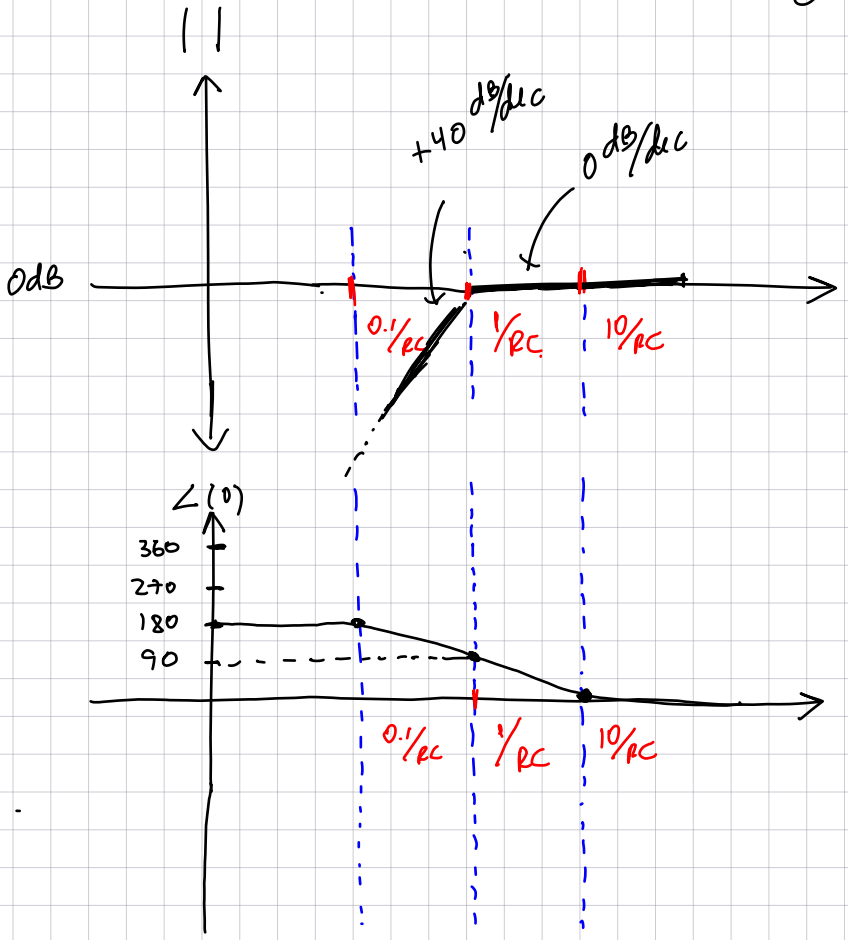
↳ 2 ceros en origen → $(j\omega)^2 = \omega^2 \cdot e^{j\cdot 180}$

↳ 2 polos en $1/RC$ → $(1+j\omega RC)^2 = \left(\sqrt{1+(\omega RC)^2}\right)^2 e^{j\,2\cdot \text{Artg}(\omega RC)}$

↳ Constante $(RC)^2$ → $(RC)^2 = (RC)^2 e^{j0}$

$$\Rightarrow |\,| = \frac{(\omega RC)^2}{1+(\omega RC)^2} \quad , \quad \angle = 0 + 180 - 2\text{Artg}(\omega RC)$$

Con esto los diagramas de fase y magnitud quedan:



Filtro Pasa Altos confirmable desde la función de transferencia.

P5: El filtro de los filtros... (15 puntos)



Alan Brito Delgado, leyenda de la electrónica, para cierto proyecto necesita armar un circuito que cumpla con la siguiente característica:

- Sólo dejar pasar las señales de baja frecuencia hasta 500 [Hz] y de alta frecuencia desde 20 [kHz] y les aplique una ganancia 20 $\frac{V}{V}$.

En su necesidad, y ante el desconocimiento de una topología de circuito que pueda cumplir con dicha característica, ha optado por consultarle a su mentor y éste crípticamente le dice que el circuito es muy fácil, de hecho bastan 3 bloques construibles con un OpAmp cada uno y componentes pasivos... pero que plantee su diseño con componentes ideales para no meterse en más complicaciones y sufrimiento.

Para Alan, la respuesta no es satisfactoria y frustrado acude a usted para que le ayude porque lleva días intentando encontrar el circuito perfecto pero no lo logra. Alan listó a continuación sus preguntas:

A) ¿Cómo sería el **esboce** del diagrama de bode de magnitud del circuito que necesito?

B) ¿Se pueden identificar topologías conocidas a partir del diagrama de bode? De haberlas, ¿cuáles serían esas topologías? ¿cómo serían sus circuitos equivalentes de primer orden, usando un sólo OpAmp y elementos pasivos, para cada una?

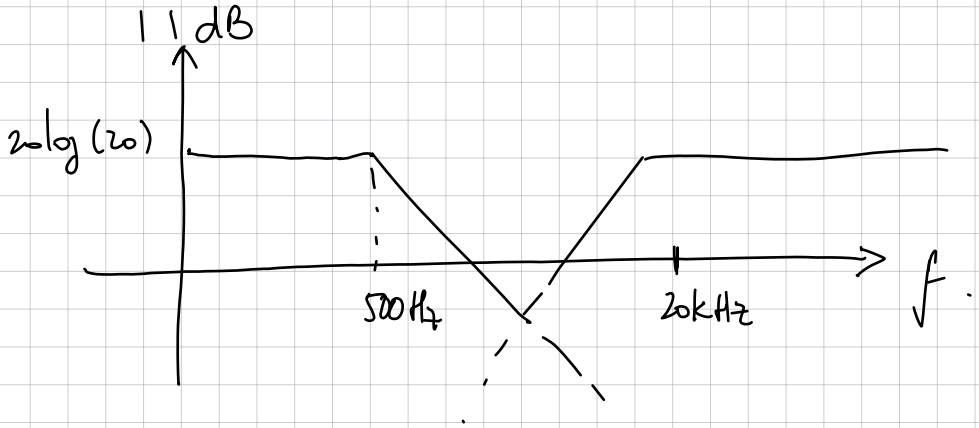
C) ¿Cómo reconstruyo el bode usando esas topologías y en total sólo 3 bloques que usen elementos pasivos y sólo un OpAmp cada uno?

Responda las preguntas a Alan fundadamente, y acompañe el diagrama en bloques de su circuito y el esquemático (con valores genéricos de componentes pasivos - R_i, C_i, etc.. -, y OpAmps ideales) que serviría para cumplir el requisito.

Nota Importante: Como indicó el mentor de Alan, bastan 3 bloques circuitales con OpAmp y elementos pasivos... y los 3 fueron vistos en clases/videos... no se complique.

P5

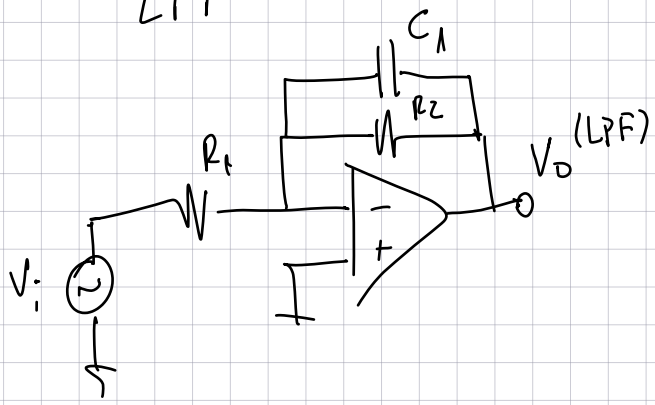
A) Dibujamos el bode asociado:



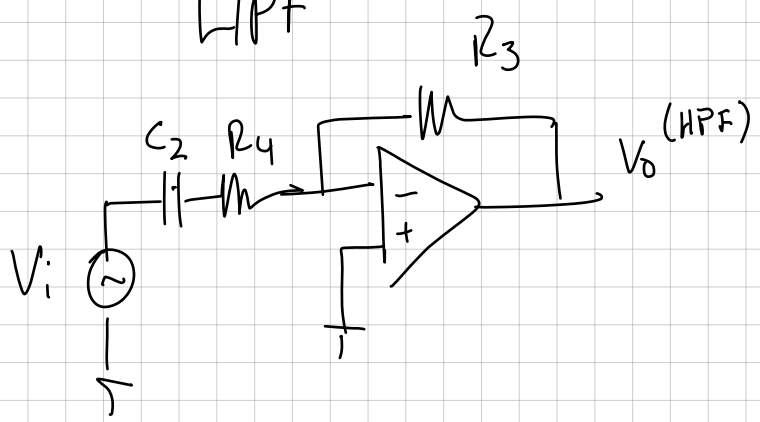
← más de → 1 década de separación.	⇒	Con primer orden se logra ± 20 dB/dec factor de 0.1 de la señal original!

B) Se reconoce un LPF (pasa bajo) y un HPF (pasa alto) ambos se pueden hacer con topologías de 1er Orden

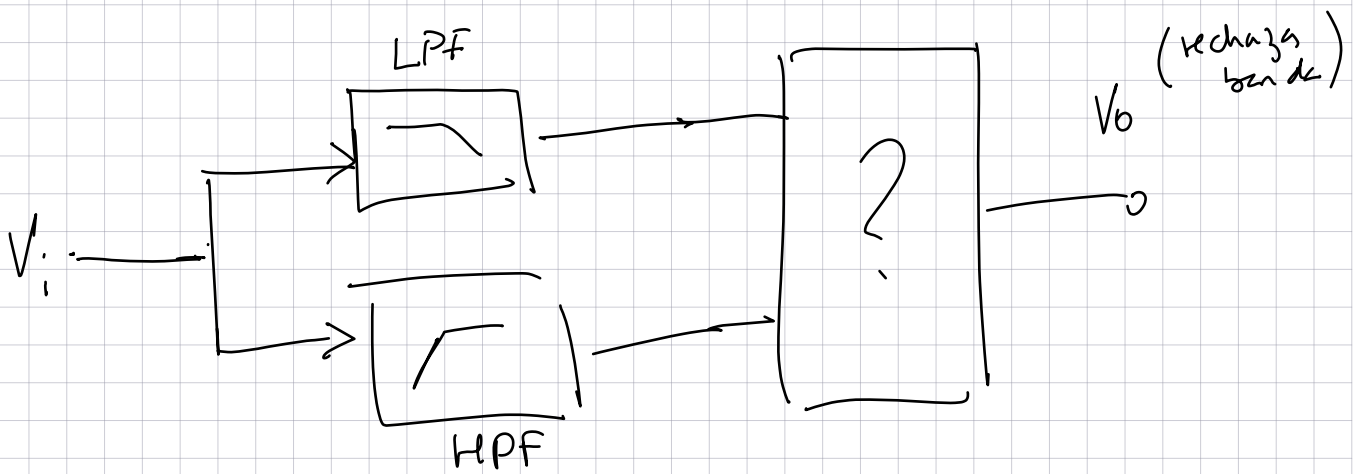
LPF



HPF



Tenemos 2 bloques, no puedo la implementación del tercero, para esto analizamos el comportamiento del filtro final usando (rechaza banda)



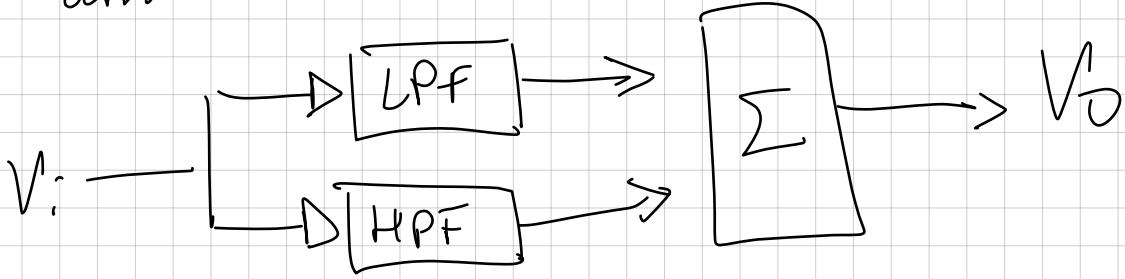
Lo que si sabemos es que:

$0 < f < 500 \longrightarrow$ HPF ≈ 0
LPF $\approx$ Señal amplificada.

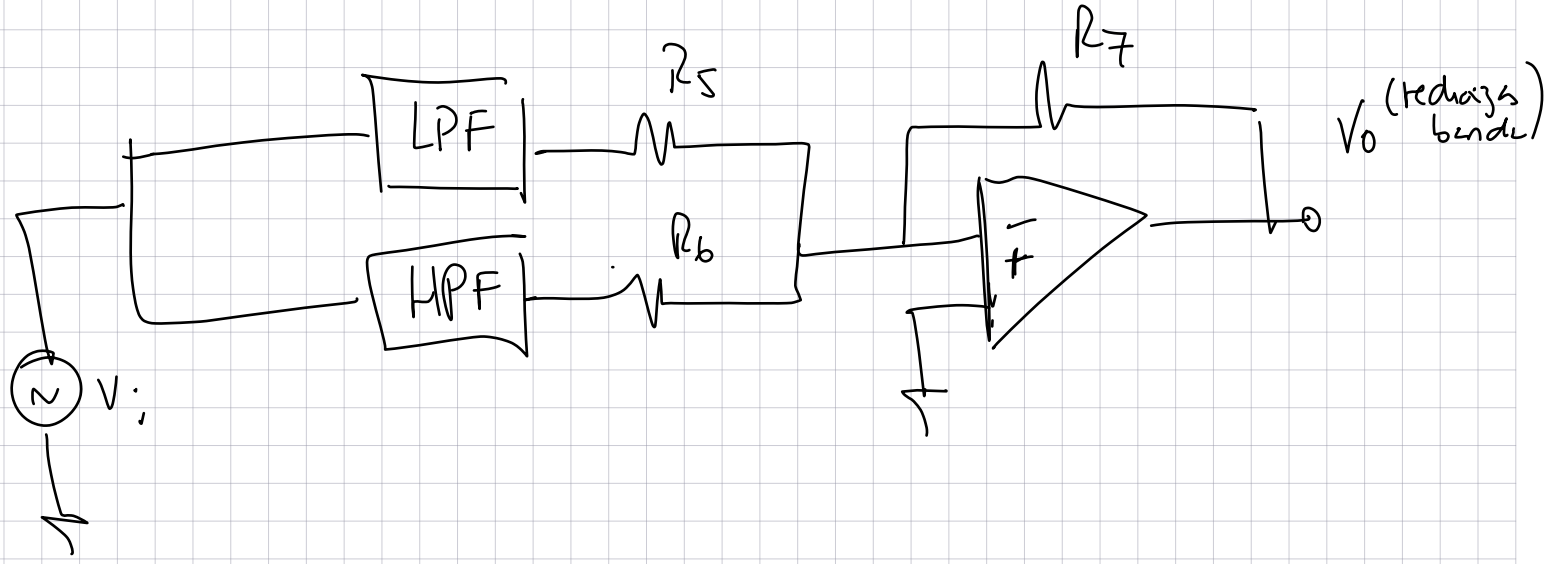
$20k < f < \infty$ HPF $\approx$ señal amplificada
LPF ≈ 0

$500 < f < 20k$ Ambos filtros están en su zona de rechazo por lo que HPF $\approx$ LPF ≈ 0.

Por lo tanto basta sumar ambos filtros para armar el rechaza banda



Y el sumador empleo un solo opamp y componentes pasivos (resistencias):



Con lo anterior el esquemático sería:

