

Taller Fourier - EDM

INFORME PRÁCTICA 3

CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO

GRUPO: 7

Nombre	CI	email
Joel Carabajal	5.405.795-0	joelcarabajal98@gmail.com
Carlos Gruss	4.911.609-4	carlosgruss99@gmail.com
Felipe López	5.004.583-4	felipelopezfolle@gmail.com

Instituto de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería
Universidad de la República

Módulo 1 - Voltajes de alimentación - Sensado de voltajes

Parte 1 - Voltajes de alimentación de los circuitos de acondicionamiento

El objetivo de esta primera parte es diseñar el circuito de la **Figura 1** que acondiciona las señales que salen de la caja EDM para poder medirlas con el AD2.

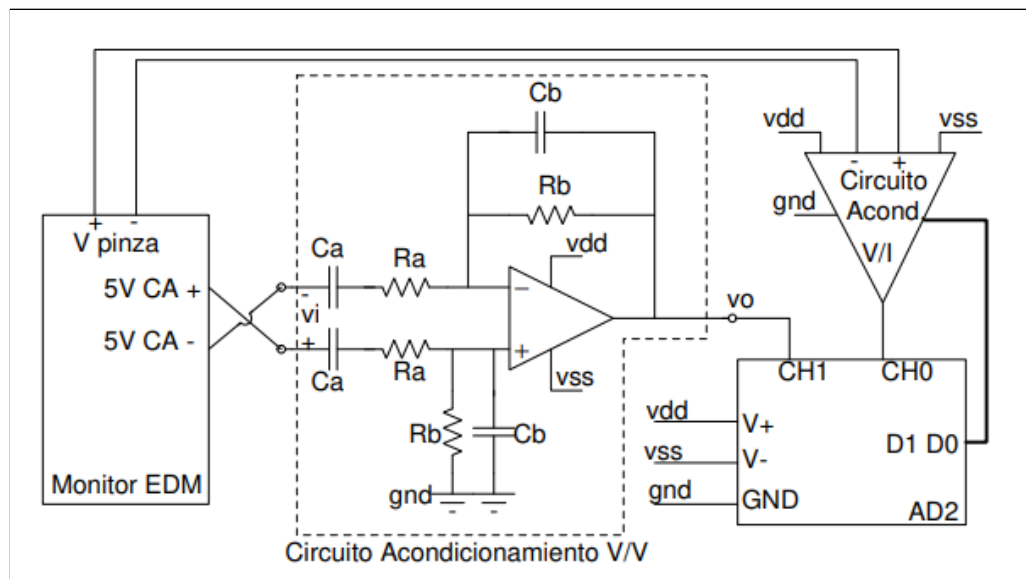


Figura 1: Circuito acondicionamiento V/V.

Parte 2 - Circuito de acondicionamiento de voltaje

Parte a)

Lo primero que se ve al analizar el circuito a diseñar es que este está compuesto esencialmente de un amplificador diferencial con cuatro capacitores agregados. Uno (C_a) en serie con cada resistencia R_a y uno (C_b) en paralelo a cada resistencia R_b .

Lo que hay que observar es que los capacitores C_a son los responsables de la frecuencia de corte inferior y los C_b son los responsables de agregar un polo y por lo tanto de la frecuencia de corte superior. Gracias a esto es que tenemos una respuesta pasa banda que se bosqueja en la siguiente figura:

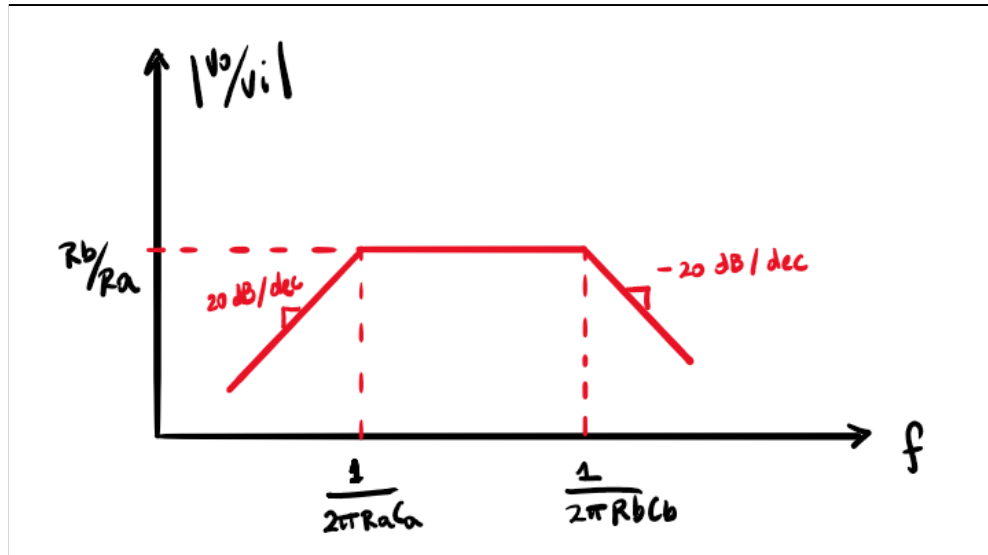


Figura 2: Bosquejo de la respuesta en frecuencia.

Parte b)

Dadas las indicaciones que se pedían en la letra se decidió utilizar los siguientes valores para los componentes:

$$C_a = 22 \text{ nF}$$

$$C_b = 100 \text{ pF}$$

$$R_a = 1,8 \text{ M}\Omega$$

$$R_b = 820 \text{ k}\Omega$$

Los cálculos para la obtención de estos valores se encuentran en la primera parte del Anexo.

Parte c)

Para la simulación del circuito en LTSpice se lo armó tal como aparece en la **Figura 3**:

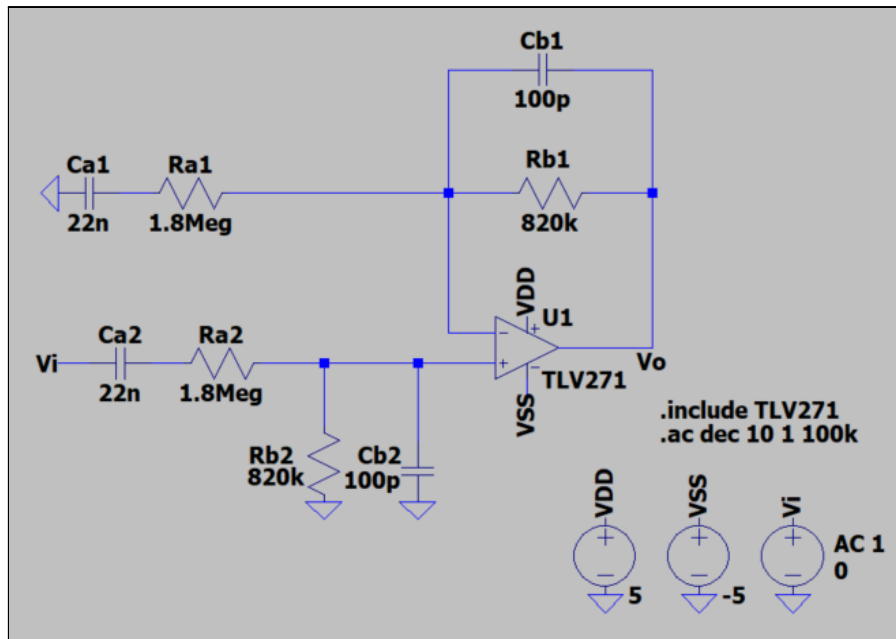


Figura 3: Circuito de acondicionamiento en LTspice.

Al simular este circuito y hacer un análisis AC podemos ver en la **Figura 4** que aproximadamente se cumplen los requerimientos exigidos, es decir, frecuencia de corte inferior en 4 Hz , frecuencia de corte superior en 2 kHz y ganancia en banda pasante de $0,45\text{ V/V}$. La falta de exactitud en el polo inferior (se pedía que fuera en 5 Hz) se debe a las limitaciones impuestas en el diseño por el hecho de que los capacitores fueran cerámicos y de la serie E3, lo cuál limita la elección de estos componentes.

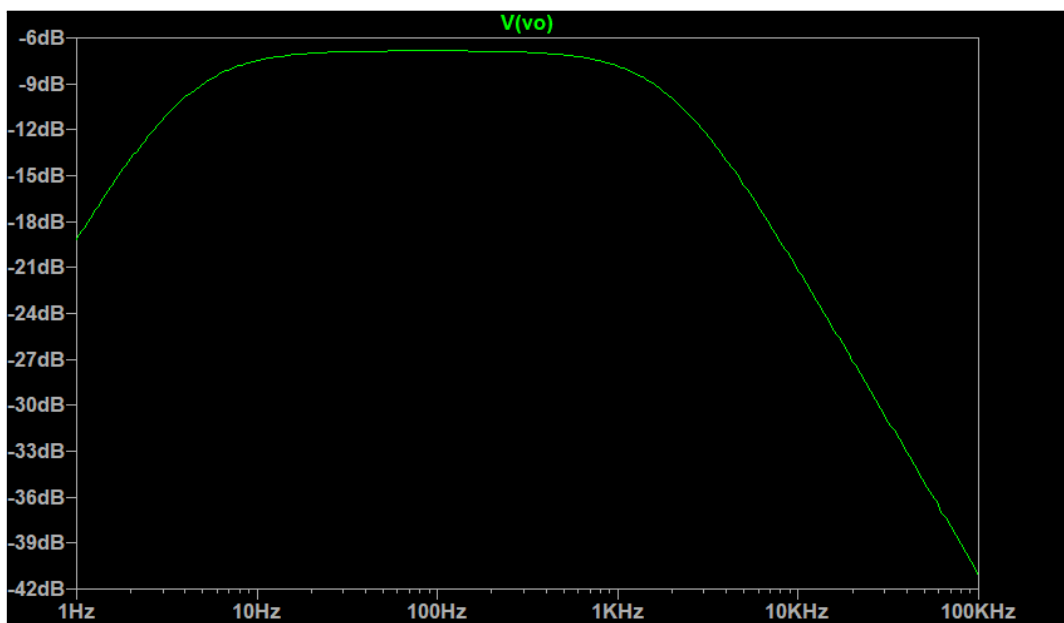


Figura 4: Transferencia del circuito simulado.

Parte d)

Al armar el circuito de acondicionamiento en una protoboard para relevar su respuesta se decidió conectar la entrada inversora del operacional a tierra y ponerle el generador de ondas del AD2 en la entrada no inversora. Luego se alimentó al chip con 5 V y -5 V .

Para relevar la respuesta en frecuencia del circuito utilizamos la herramienta *Network* del software *Waveforms*, y partiendo desde 2 Hz graficar el Bode de magnitud que se vé en la **Figura 5**. En este se muestra como el circuito tiene su frecuencia de corte inferior en 4 Hz y corte superior en 2 kHz , tal como fue calculado y simulado.

Aparece una pequeña diferencia en la ganancia en banda pasante con respecto a lo estimado en los cálculos: En la medición se puede apreciar que esta es de $-6,6\text{ dB}$ aunque esperábamos una de $-6,85\text{ dB}$. Sin embargo, esta diferencia es pequeña y podría deberse a factores constructivos cómo la incertidumbre en los valores de los componentes.

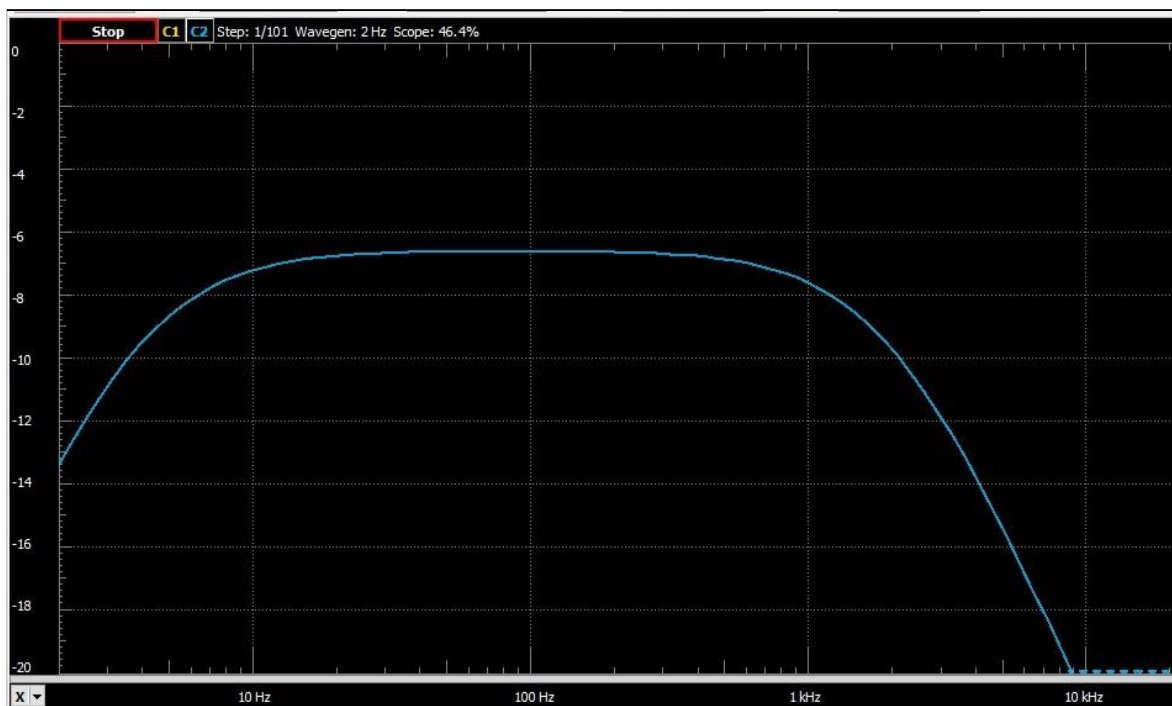


Figura 5: Respuesta en frecuencia graficada en *Waveforms*.

Módulo 2 - Sensado de corriente

Parte 1 - Modelado de sensor de corriente

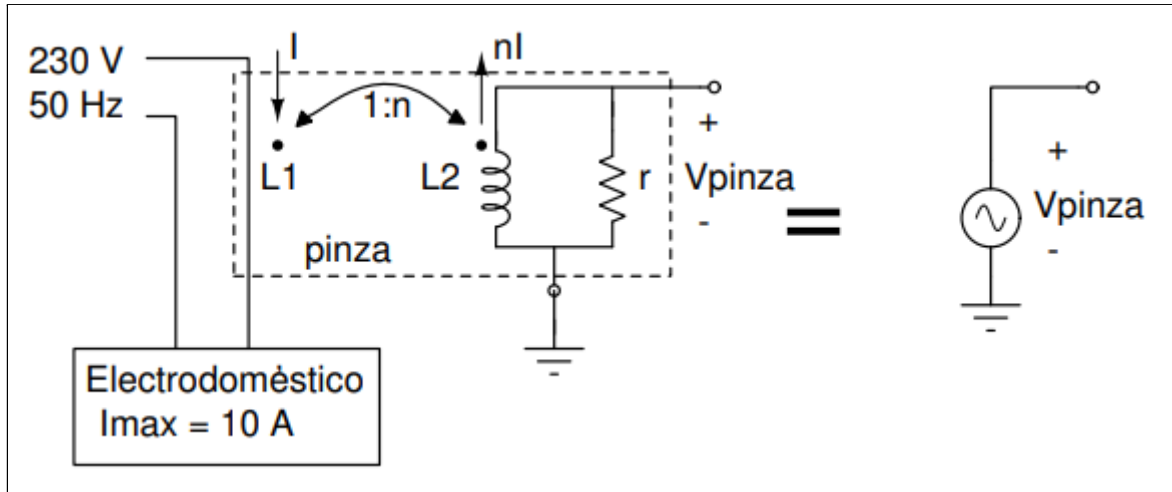


Figura 6: Modelo del sensor de corriente.

Parte a)

Para medir la corriente consumida por los electrodomésticos, se utilizará un sensor de corriente tipo pinza amperimétrica que permite sensar la corriente indirectamente y de manera no invasiva (sin tener que abrir ningún circuito) mediante campo magnético generado por dicha corriente. El sensor consiste en un núcleo de ferrita y un bobinado interno alrededor de este. De esta manera, al cerrar la pinza alrededor de un cable, este actúa como un bobinado primario con $n_1 = 1$ vueltas, mientras que el bobinado interno actúa como un secundario y se realiza un escalado aproximadamente lineal de la corriente a medir.

Para el sensor en cuestión (YHDC SCT 013-030), la hoja de datos da que $n_2 = 1800$, por lo cual si consideramos un transformador ideal, tendremos que I_2 la corriente por el circuito interno de la pinza es:

$$I_2 = I_1 \frac{n_1}{n_2} = \frac{I_1}{1800}$$

Luego de esta primera etapa, hay una segunda etapa de conversión de corriente a un voltaje V_{pinza} , que es lo que utilizaremos como fuente de tensión para las siguientes partes.

Se tiene en definitiva una transformación en dos etapas de una corriente en el rango $0 - 30 \text{ A}$ a un voltaje en el rango $0 - 1 \text{ V}$. Observamos que en este rango, la conversión del sensor es aproximadamente lineal, y por ende la constante de transducción k_I está dada por la pendiente de dicha recta:

$$k_I = \frac{1}{30} \Omega$$

Vemos que esto coincide con que la resistencia interna r con la que se realiza la conversión de corriente a voltaje tenga resistividad $r = 62 \Omega$.

Parte b)

Dado que los electrodomésticos que se estarán midiendo consumen en un rango de $40 \text{ mA} - 10 \text{ A}$ sale directo que el voltaje V_{pinza} estará en el rango:

$$V_{pinza} \in [1,3 \text{ mV} ; 0,3 \text{ V}]$$

Parte c)

Para modelar este sensor en LTspice, utilizamos la directiva "K" de SPICE para modelar transformadores a partir de dos o más inductancias. Se siguió la sugerencia de la letra y se estimó que la inductancia del secundario es $L_2 = 1,5 \text{ Hy}$. Por tanto, se tiene que la inductancia del primario es:

$$L_1 = L_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \approx 463 \text{ nHy}$$

Esta inductancia la modelamos como un núcleo de ferrita, que actúa como un filtro que suprime el ruido a altas frecuencias. Luego, especificando que el coeficiente de acoplamiento entre las inductancias es $M = 1$, tenemos efectivamente modelado el transformador ideal antes descrito.

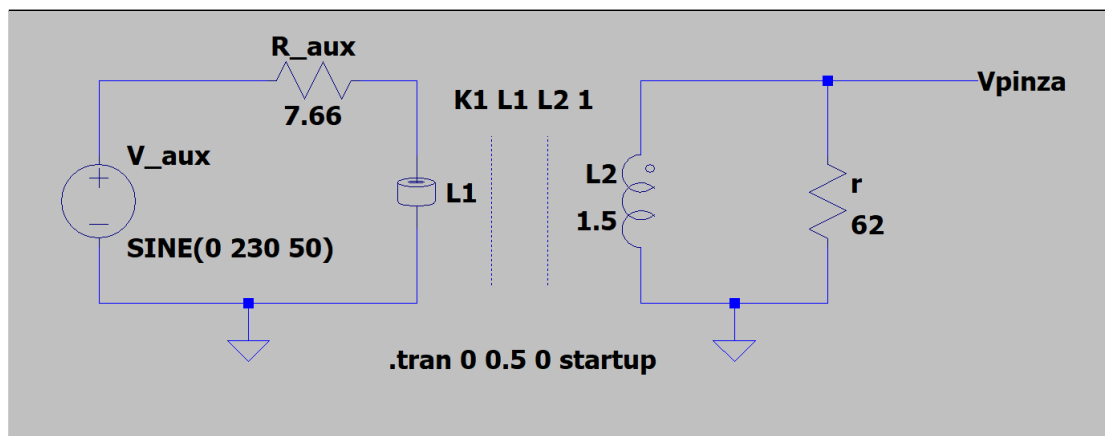


Figura 7: Modelo de la pinza simulado en LTspice.

A modo de ejemplo, simulamos una corriente de entrada de 30 A que se genera con V_{aux} y la carga resistiva R_{aux} , y vemos que efectivamente esto se traduce a $V_{pinza} = 1 \text{ V}$ como indica la hoja de datos del sensor.

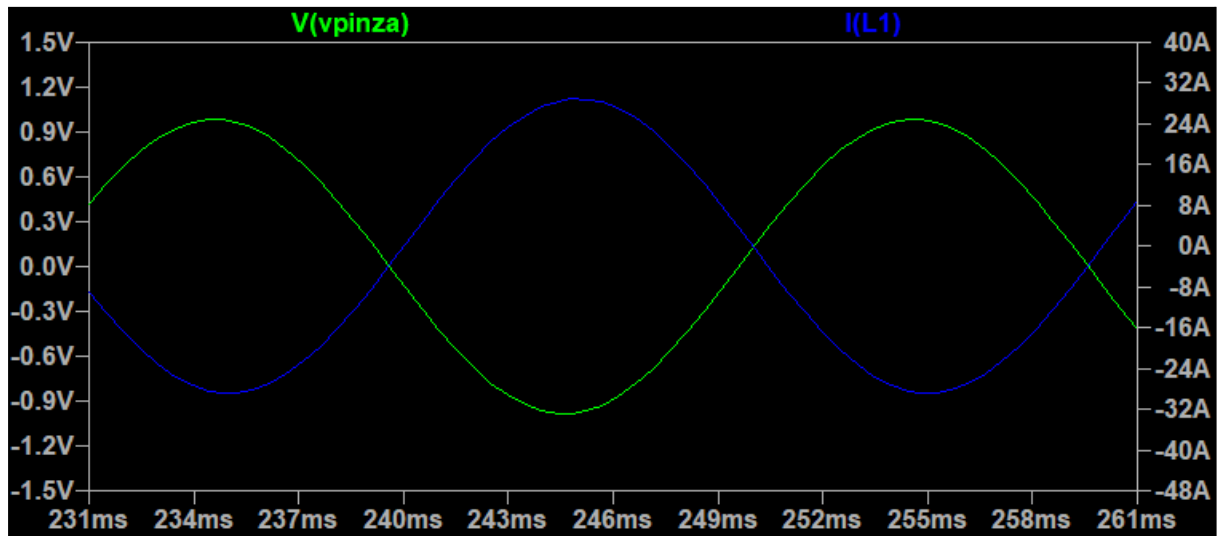


Figura 8: Conversión de corriente a voltaje en la pinza.

Parte 2 - Amplificador de Ganancia Programable (PGA)

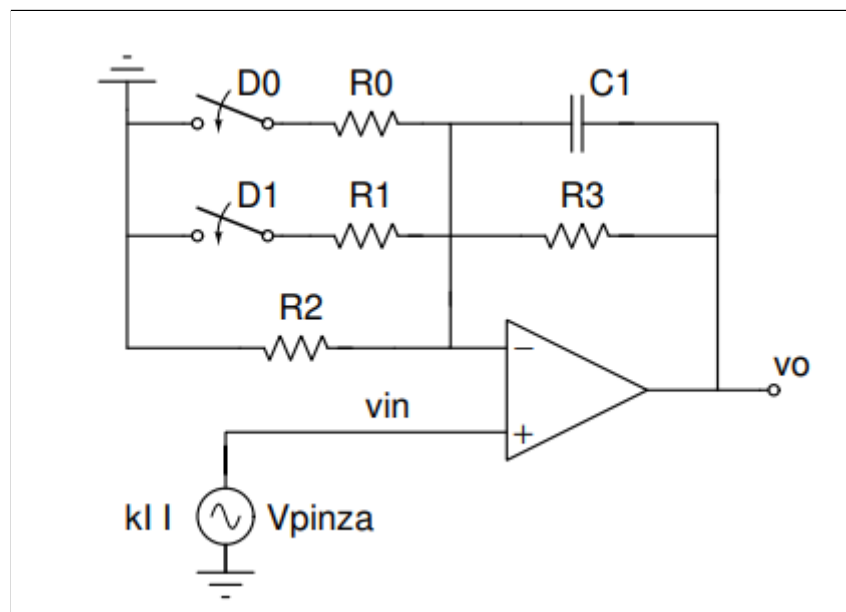


Figura 9: Amplificador de ganancia programable a diseñar.

Parte a)

A partir del cálculo de la transferencia del circuito considerando el capacitor C_1 y calculando también la transferencia a frecuencias bajas (en este caso considerando el capacitor como un circuito abierto) pudimos observar que la ganancia a frecuencias bajas es constante, mientras que al aumentar la frecuencia la ganancia empieza a decaer a $-20 \frac{dB}{dec}$ a causa del polo en el circuito introducido por C_1 , hasta encontrar un cero que se puede ver en la

transferencia a frecuencias altas, donde la ganancia vuelve a ser constante. Todos estos cálculos se pueden encontrar en el Anexo.

También se encuentra en el Anexo una gráfica con la respuesta en frecuencia del circuito para los diferentes casos posibles (dependiendo de las llaves D_1 , D_0). Se adjuntan allí las ganancias y frecuencias notables en función de los parámetros del circuito.

La frecuencia de corte hallada fue la siguiente:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

El cero hallado se encuentra a la siguiente frecuencia:

$$f_{3dB} = \frac{R+R_3}{2\pi R R_3 C_1}$$

Parte b)

Para el diseño del circuito fueron dadas especificaciones para determinar los diferentes elementos que lo componen. De esta manera los resultados son:

$$\begin{aligned} R_0 &= 9 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 0,8 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 80 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= 800 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Considerando la serie E12 decidimos utilizar las siguientes resistencias:

$$\begin{aligned} R_0 &= 8,2 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 0,82 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 82 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= 820 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Sin embargo, para estos valores los niveles más altos de ganancia no alcanzaban la especificación pedida para el circuito. Entonces, se eligieron se escalaron las resistencias del divisor a un nivel más bajo de la serie E12 con tal de incrementar las ganancias y alcanzar lo pedido:

$$\begin{aligned} R_0 &= 6,8 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 0,68 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 68 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= 820 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Siendo $V_{pinza}^{min} = 1,3 \text{ mV}$ podemos lograr que $V_o > 1 \text{ V}$ mediante la selección de $D_1 D_0 = [ON, OFF]$. De esta manera podemos verificar lo que se pide como requerimiento, habiendo probado que con la mínima entrada que se le puede inyectar al sistema, la salida mediante la correcta selección de $D_1 D_0$ es mayor que 1 V .

Parte c)

Para la simulación en LTspice, se construye el siguiente circuito:

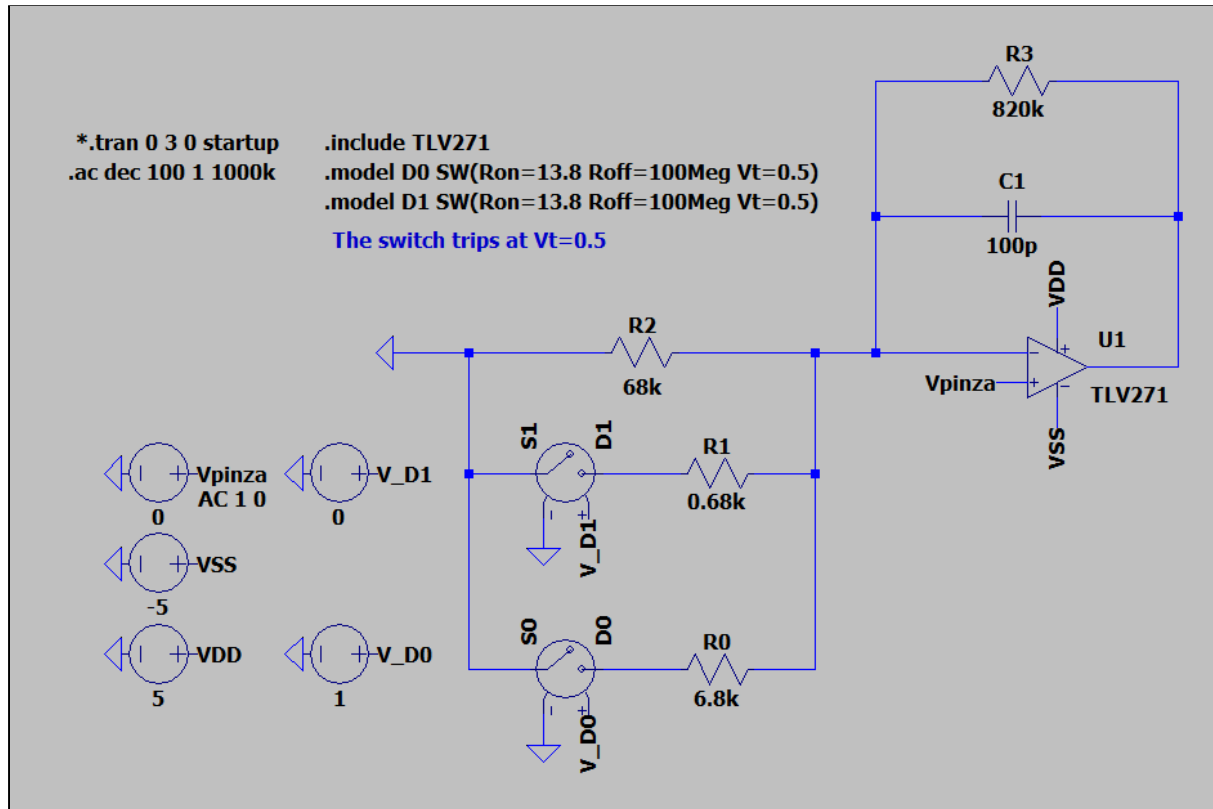


Figura 10: Circuito PGA simulado en LTspice.

De esta manera, se consiguen los cuatro modos de ganancia (de los cuales vamos a usar solo tres) variando las fuentes de voltaje independientes V_{D1} y V_{D0} , haciendo que las llaves $D1$ y $D0$ estén abiertas con $R_{off} = 100 \text{ M}\Omega$ cuando estos voltajes sean menores a $0,5 \text{ V}$ y cerradas con resistencia $R_{on} = 13,8 \Omega$ cuando sean mayores. El valor de R_{on} se midió en el Intersil DG412 como se explica en la Parte e).

Lo primero que se hace es medir el punto de operación en cada modo de ganancia, haciendo un análisis transitorio para una entrada de 0 VDC :

$[D_1, D_0]$	V_o^{DC}
--------------	------------

$[OFF, OFF]$	$- 14 \text{ mV}$
$[OFF, ON]$	$- 147 \text{ mV}$
$[ON, OFF]$	$- 1,277 \text{ V}$

Observamos que pese a la entrada nula, la salida del operacional no es nula. Esto se debe al voltaje de offset del mismo, que se modela como una pequeña fuente DC a la entrada del operacional.

Luego, se realiza un análisis en frecuencia para una entrada sinusoidal de frecuencia variable y amplitud 1 V , con el fin de obtener la ganancia del amplificador en decibel. Los resultados se resumen en la siguiente tabla:

$[D_1, D_0]$	$G \text{ (dB)}$	$G \text{ (V/V)}$
$[OFF, OFF]$	22,3	13
$[OFF, ON]$	42,5	133
$[ON, OFF]$	61,3	1161

Verificamos que se cumplen las especificaciones de ganancia del circuito de manera aproximada. Dado que la elección de componentes se vió limitada por las restricciones de diseño, se decidió superar levemente la ganancia requerida en lugar de quedarse por debajo de esta. Resta verificar que se cumple el ancho de banda pedido en $[D_1, D_0] = [OFF, OFF]$:

$$f_{-3dB} = 1,9 \text{ kHz}$$

Lo cual es muy cercano a lo solicitado. Notamos que en los otros niveles de ganancia, se tiene menos ancho de banda, llegando a 1 kHz en el peor caso ($[ON, OFF]$). Esto no coincide con nuestro modelo teórico, que indicaba que se tendría el mismo polo para todos los niveles de ganancia. La razón detrás de esto es que el amplificador operacional real tiene ancho de banda finito y en los cálculos teóricos no consideramos el polo introducido por este.

Dadas las ganancias medidas, podemos estimar el offset que tiene el modelo del operacional utilizado en LTspice:

$$V_{offset} \approx \frac{-1,227}{1161} \approx \frac{-147 \times 10^{-3}}{133} \approx \frac{-14 \times 10^{-3}}{13} \approx - 1,1 \text{ mV}$$

Observando la hoja de datos del TLV271, vemos que el voltaje de offset del operacional es en el peor caso 7 mV por lo cual no se tiene un buen modelo del mismo.

Parte d)

El peor caso de offset a la salida del operacional se dará cuando la ganancia de este sea máxima, es decir para el caso $[ON, OFF]$, ya que se genera la máxima amplificación del offset a la entrada del operacional. Por lo tanto, el peor caso para el offset de V_o será:

$$V_o^{WC} = V_{offset}^{WC} \times G_{[ON, OFF]} = 8,13 V$$

Vemos que esto causaría saturación del operacional, cuyo output swing al ser *rail-to-rail* es aproximadamente el rango entre los voltajes de alimentación.

Para simular el offset en este peor caso, se agrega un nivel DC de $7 mV$ a la entrada del operacional V_{pinza} en el LTspice. Luego, volvemos a medir el punto de operación para el circuito:

$[D_1, D_0]$	V_o^{DC}
$[OFF, OFF]$	$77 mV$
$[OFF, ON]$	$783 mV$
$[ON, OFF]$	$4,838 V$

Notamos que cómo era predecible, parece haber saturación para el nivel de ganancia más alto, y inyectar una señal en V_{pinza} , no podríamos amplificarla en este caso. Agregamos una tabla comparativa donde se muestran las especificaciones solicitadas y los distintos resultados obtenidos en cada caso:

	Especificaciones	Resultados teóricos	Simulaciones	Medidas
Ganancia $[OFF, OFF]$	11	13,1	13	13,4
Ganancia $[OFF, ON]$	101	134	133	119
Ganancia $[ON, OFF]$	1001	1219	1161	956
Polo inferior $[OFF, OFF]$	$2 kHz$	$1,9 kHz$	$1,9 kHz$	$2,1 kHz$
Frecuencia del cero $[OFF, OFF]$	—	$25,3 kHz$	$24,7 kHz$	$24,7 kHz$

Parte e)

Como recomienda la letra, se empieza por armar el circuito sin el chip DG412 para verificar que el circuito cumpla con las especificaciones requeridas. Comenzamos solamente con la resistencia R_2 conectada, lo que es equivalente a tener ambos switches apagados y la transferencia correspondiente es la de la **Figura 11**. En esta se puede ver que se cumple tanto con la ganancia como con el polo.

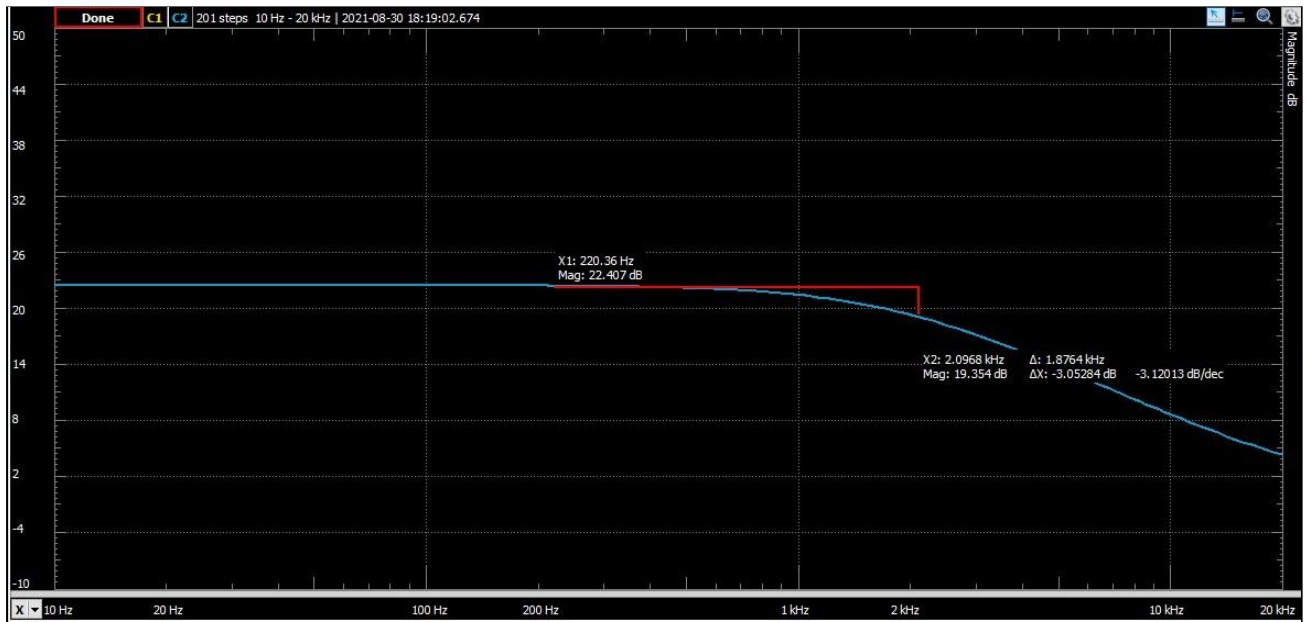


Figura 11: Transferencia del PGA sin los switches.

Se hizo lo mismo pero ahora con R_0 en paralelo con R_2 y la herramienta graficó el Bode que se puede apreciar en la **Figura 12**. En este caso también se cumple con lo esperado según los cálculos.

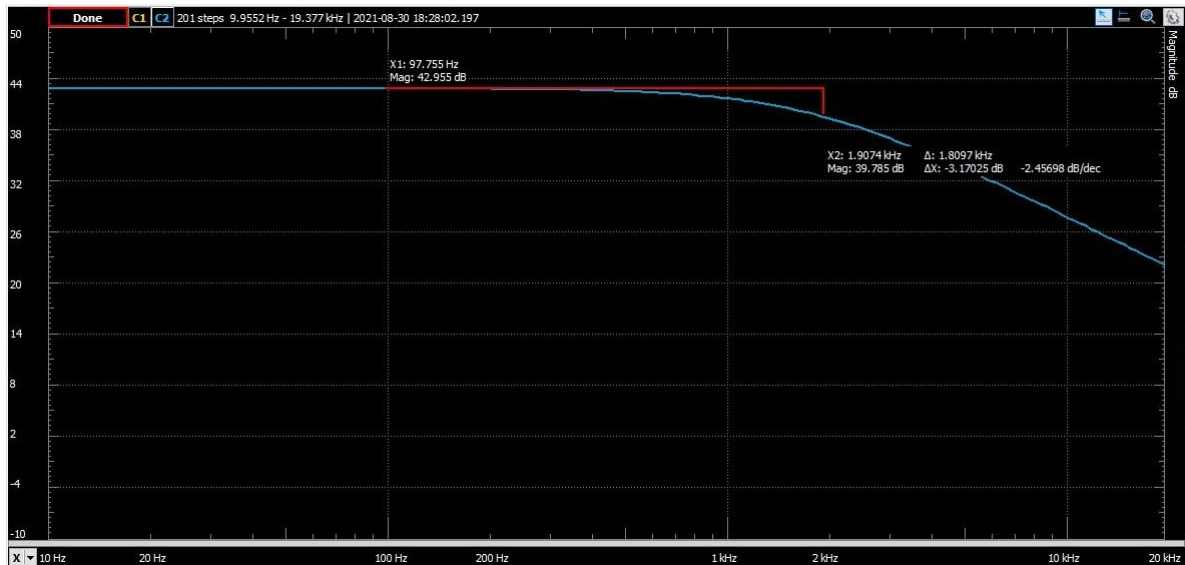


Figura 12: Transferencia del PGA con los switches OFF/ON.

Para el paralelo de R_1 y R_2 , es decir, el circuito con los switches en $[ON, OFF]$, no pudimos hacer una relevación de la respuesta en frecuencia con el *Network* porque la amplitud más chica con la que trabaja la herramienta es de 10 mV, siendo esta demasiado grande para la ganancia con la que buscamos trabajar. Por lo tanto le entramos al circuito con una onda de 3 mV y nos fijamos que para distintas frecuencias la ganancia fuera la que buscábamos.

Como se puede ver en la **Figura 13**, la señal amplificada sale con bastante ruido. Concluimos que trabajar con señales tan chicas en un protoboard puede ser complicado ya que las capacitancias parásitas pueden empezar a deformar las señales.

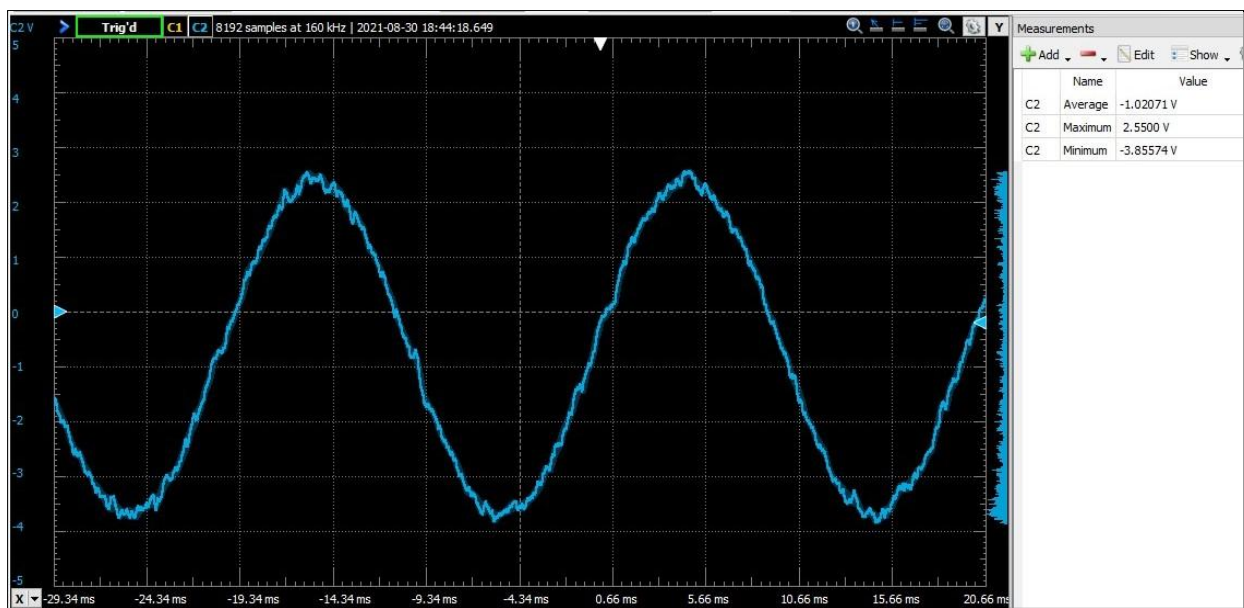


Figura 13: Salida a una entrada de 3 mV con los switches en ON/OFF.

Luego se preparó el circuito con el *DG412*. Lo primero que se hizo fue medir las resistencias de las llaves. Para poder utilizar las llaves a estas hay que darles un voltaje de referencia para luego abrir o cerrar las llaves con ese voltaje mediante su pata "IN".

Para fijar este voltaje en $3,3\text{ V}$ como pedía la práctica se necesitó hacer uso del regulador de voltaje positivo que nos dieron como los materiales (modelo *L78L33ACZ*). Este componente fija la tensión de salida en $3,3\text{ V}$ como deseamos para darle de referencia a la llave.

Luego para la medición se hizo un simple divisor resistivo entre la resistencia de la llave y una conocida de $150\ \Omega$. Para medir esta resistencia en un punto de operación lo más cercano posible al que luego se va a utilizar, el divisor resistivo fue alimentado con una onda sinusoidal de una amplitud parecida a la máxima que puede entregar V_{pinza} y también se respetó el mismo orden llave-resistencia al armar el circuito. Tomando todos estos cuidados resultó que el valor medido de la resistencia de la llave fue de $13,8\ \Omega$. Como todos los valores de resistencias elegidos para nuestro circuito son mayores a $680\ \Omega$, vamos a despreciar estas resistencias en las llaves.

El *TLV274* fue alimentado con 5 V y -5 V al igual que el *DG214*. A este último se le dio además una referencia a tierra y a $3,3\text{ V}$ en su pata "VL" para saber cuando abrir y cerrar las llaves que luego controlaremos mediante software con la herramienta *Static/O* del *Waveforms*.

Al relevar la ganancia se procedió de igual forma que al principio y tanto los resultados como los problemas fueron prácticamente iguales. Las respuestas en frecuencia de los casos $[OFF, OFF]$ y $[OFF, ON]$ fueron tomados con el *Network* del *Waveforms* y los Bodes dibujados fueron prácticamente los mismos que los de las **Figuras 11 y 12** respectivamente.

Al relevar la respuesta para los switches en modos $[ON, OFF]$ nos topamos con el mismo problema. Al trabajar con una ganancia tan grande es muy fácil que la salida sature. Tanto es así que no podemos utilizar el *Network* para dibujar la respuesta en frecuencia. Al entrar al circuito con una entrada pequeña para relevar la respuesta a mano, se pudo notar fácilmente que el offset empieza a tomar un rol más importante, ya que este puede mover lo suficiente la señal de entrada como para que a la salida esta se vea lo suficientemente corrida como para que el operacional sature en sus picos. Por lo tanto fue necesario corregir esto a la hora de elegir la señal de entrada.

Parte f)

La imperfección del offset afecta la medición dado que causa que el operacional sature y por lo tanto deforme la señal de entrada. Dado que para esta aplicación no interesa el nivel DC de las señales, este problema podría corregirse bajando la ganancia en DC del amplificador.

Introduciendo un polo a muy bajas frecuencias, tendríamos un pasabanda en lugar de un pasabajos, que permitiría que pasen las señales a amplificar (que tienen sus componentes

de frecuencia alrededor de los 50Hz) pero no el nivel DC introducido por el offset del operacional.

Módulo 3 - Mejoras e integración

Parte 1 - Circuito atenuador de continua

Parte a)

Para calcular la transferencia asintótica $\frac{V_o}{V_{pinza}}$, se separa a la misma en las cinco zonas indicadas en la **Figura 12**, dónde se asumen los siguientes comportamientos de las capacitancias:

- I: Tanto C_1 como C_2 se comportan como circuitos abiertos (c.a.).
- II: C_1 se comporta como c.a. y C_2 tiene impedancia $\frac{1}{C_2 s}$.
- III: C_1 se comporta como c.a. y C_2 como un cortocircuito (c.c.).
- IV: C_1 tiene impedancia $\frac{1}{C_1 s}$ y C_2 se comporta como c.c.
- V: Tanto C_1 como C_2 se comportan como c.c.

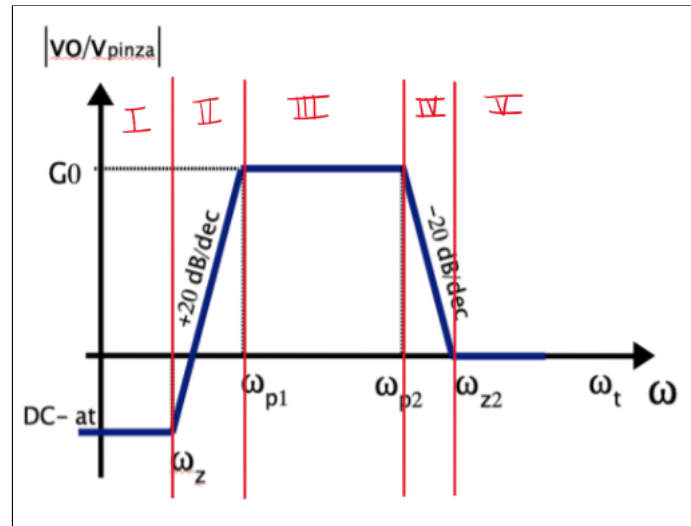


Figura 14: Transferencia del PGA con atenuación de offset.

Siguiendo los cálculos del Anexo, se llega a los siguientes resultados:

$$\left| \frac{V_o}{V_{pinza}} \right|_{\omega \in I} = (DC - at) = \frac{(R_2 + R_3)R_4}{(R_2 + R_3)R_5 + R_2 R_4}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{pinza}} \right|_{\omega \in II} = \frac{R_4(R_2+R_3)(1+R_5C_2s)}{R_2R_4(1+R_5C_2s)+R_5(R_2+R_3)}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{pinza}} \right|_{\omega \in III} = \frac{R_2}{R_2+R_3} = G_o$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{pinza}} \right|_{\omega \in IV} = \frac{(R_2+1)+R_2R_3C_1s}{R_2(1+R_3C_1s)}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{pinza}} \right|_{\omega \in V} = 1$$

De estas ganancias se desprenden también los siguientes resultados:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_5C_2}$$

$$\omega_{p1} = \frac{R_5(R_2+R_3)+R_2R_4}{R_2R_4R_5C_2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{R_2+1}{R_2R_3C_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_3C_1}$$

Parte b)

Se observa en las expresiones anteriores que la ganancia en banda pasante no depende de los nuevos componentes introducidos, y que es igual a la ya calculada en partes anteriores para el circuito PGA. Por ende, los valores de las nuevas resistencias se verán determinados por el hecho de que $\omega_{p1} < 5Hz$ para todos los niveles de ganancia. Teniendo en cuenta que $R_2 \in \{673 \Omega, 6182 \Omega, 68 k\Omega\}$ considerando los tres niveles de ganancia, y teniendo por especificación que $C_2 = 47 \mu F$, tenemos que la condición más restrictiva sobre la elección de R_4, R_5 se da para el nivel $[OFF, OFF]$.

Por otro lado, se tiene en cuenta que el objetivo de este diseño es atenuar el nivel de las señales de entrada, lo cual impone una restricción sobre el valor de $(DC - at)$. Teniendo en cuenta que las resistencias tienen que estar en la serie E12, se eligen:

$$R_4 = 1 M\Omega$$

$$R_5 = 3,3 M\Omega$$

Parte c)

Sobre el circuito de la **Figura 10**, se agrega el módulo de atenuación de offset diseñado:

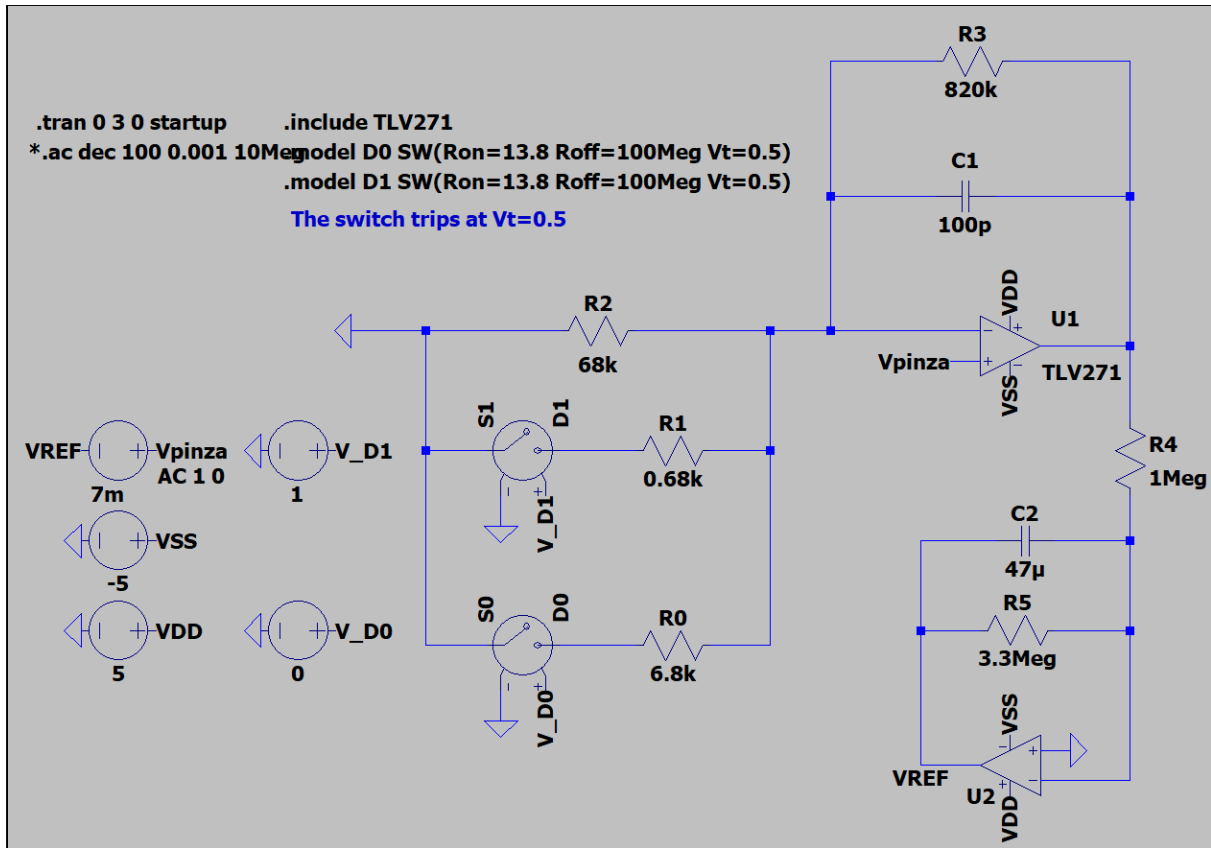


Figura 15: PGA con atenuación de offset.

Ahora, volvemos a hacer un análisis transitorio, midiendo el nivel DC a la salida para cada nivel de ganancia. En la siguiente tabla, se registran los resultados, comparando con los niveles DC antes medidos, en el caso de offset bajo y offset en el peor caso:

$[D_1, D_0]$	V_o^{DC} offset pequeño, sin atenuación.	V_o^{DC} peor caso, sin atenuación.	V_o^{DC} peor caso, con atenuación.
[OFF, OFF]	- 14 mV	77 mV	341 mV
[OFF, ON]	- 147 mV	783 mV	348 μV
[ON, OFF]	- 1,277 V	4,838 V	349 μV

En esta tabla queda evidenciada la utilidad del módulo de atenuación, dado que vemos cómo se deja de tener una respuesta lineal al offset DC en la entrada del operacional, e incluso en el peor caso posible, con el mayor offset y ganancia del circuito PGA, tenemos un

offset prácticamente nulo a la salida del sistema, que no causará interferencia con las señales a medir y soluciona el problema de saturación que teníamos antes.

Parte 2 - Integración

Parte a)

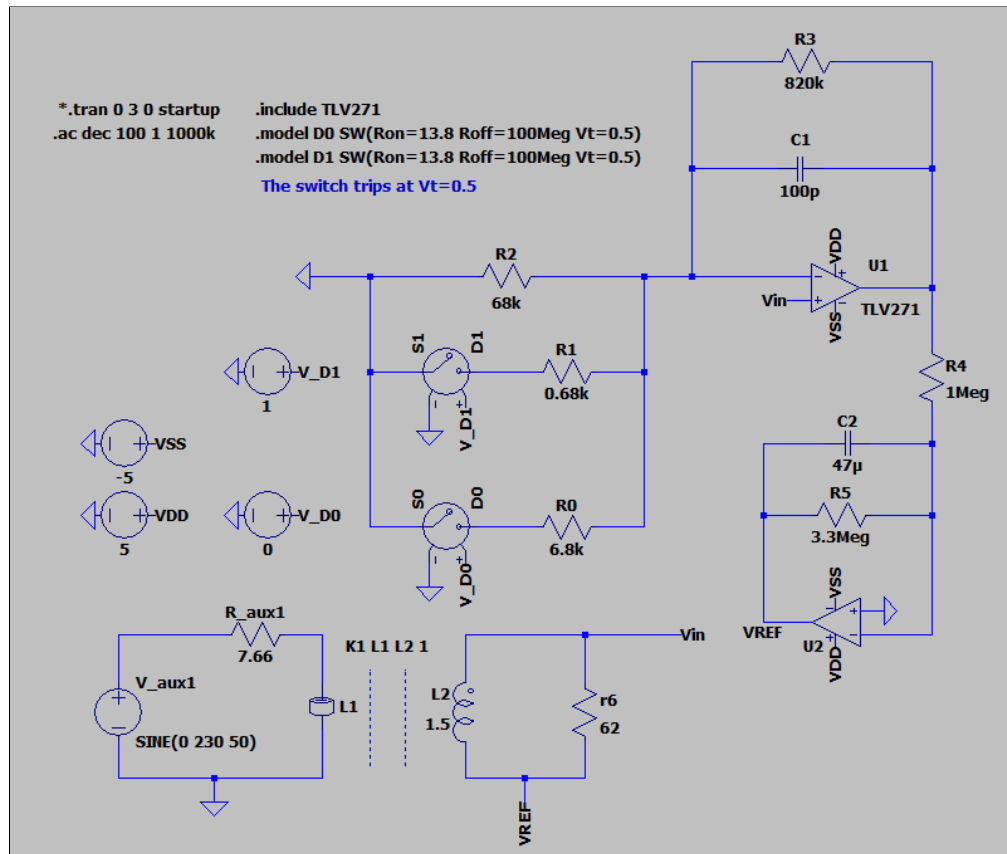


Figura 16: Simulación de PGA con llave.

Luego se integraron ambas simulaciones. La de la llave para el sensor de corriente con el circuito PGA con el atenuador. En la **Figura 16** se puede apreciar como quedó armado el circuito con el que luego se hicieron las medidas para verificar los puntos pedidos en la parte b).

Parte b)

Para comenzar, vemos que se cumple lo pedido respecto a los componentes del diseño. Para verificar las condiciones pedidas, se realizan transitorios ajustando el V_{in} entregado por la pinza. Para cambiar la frecuencia, se cambia la frecuencia de la fuente V_{aux1} y para

cambiar la amplitud se ajusta la carga resistiva R_{aux1} , simulando a un electrodoméstico consumiendo corriente.

Por un lado podemos ver que el sistema es un pasa-altos con frecuencia de corte inferior $f_{-3dB} < 5 \text{ Hz}$ y al mismo tiempo un pasa-bajos con frecuencia de corte superior.

Para esta prueba, fijamos $R_{aux1} = 30 \Omega$ lo cual corresponde a una entrada de $7,6 \text{ A}$, para la cual se utiliza el nivel de amplificación $[OFF, OFF]$. Luego se mide la salida variando la frecuencia de la fuente:

Realizaremos las siguientes pruebas: Fijado un R_{aux1} , se varía la frecuencia y se registran los voltajes de entrada y salida. Para observar los tres niveles de ganancia, se utilizan los siguientes valores de R_{aux1} :

Nivel de ganancia	Valor de carga resistiva R_{aux1}	Corriente de entrada
$[OFF, OFF]$	30Ω	$7,6 \text{ A}$
$[OFF, ON]$	500Ω	460 mA
$[ON, OFF]$	$5.5 \text{ k}\Omega$	42 mA

Se registran los siguientes puntos de operación:

Nivel de ganancia	Frecuencia V_{aux1}	V_{in}	V_{out}	Ganancia (dB)
[OFF, OFF]	2 Hz	80 mV	970 mV	22
[OFF, OFF]	5 Hz	160 mV	2 V	22
[OFF, OFF]	50 Hz	260 mV	3 V	21
[OFF, OFF]	2 kHz	260 mV	2,2 V	18.6
[OFF, ON]	2 Hz	5 mV	0.6 V	41.6
[OFF, ON]	5 Hz	10 mV	1.3 V	42.3
[OFF, ON]	50 Hz	20 mV	2,1 V	42.3
[OFF, ON]	2 kHz	20 mV	1.4 V	39
[ON, OFF]	2 Hz	200 μ V	200 mV	60
[ON, OFF]	5 Hz	0.8 mV	0.8 V	60
[ON, OFF]	50 Hz	1.4 mV	1.6 V	61
[ON, OFF]	2 kHz	1.4 mV	0.8 V	55

Podemos apreciar que se cumplen los requerimientos sobre los polos y los niveles de ganancia.

Por último, medimos el offset para los distintos niveles de ganancia nuevamente, esta vez con la pinza simulada:

$[D_1, D_0]$	V_o^{DC}
[OFF, OFF]	1.7 mV
[OFF, ON]	1.8 mV
[ON, OFF]	1.8 mV

En conclusión, verificamos que el circuito pide lo especificado de forma satisfactoria.

Parte c)

La mayor dificultad con la que nos encontramos al querer realizar medidas con el AD2 es que con esta herramienta solo podemos inyectar entradas referidas a tierra mientras que en este caso deberíamos entrar con una señal sumada a V_{pinza} .

Este problema lo soluciona el circuito de test por completo porque utilizando un operacional más en configuración inversora y asegurándose de que este tenga ganancia unitaria, y simplemente conectando V_{pinza} a la pata más del operacional podemos conseguir a la salida la entrada del AD2 sumada a la de referencia.

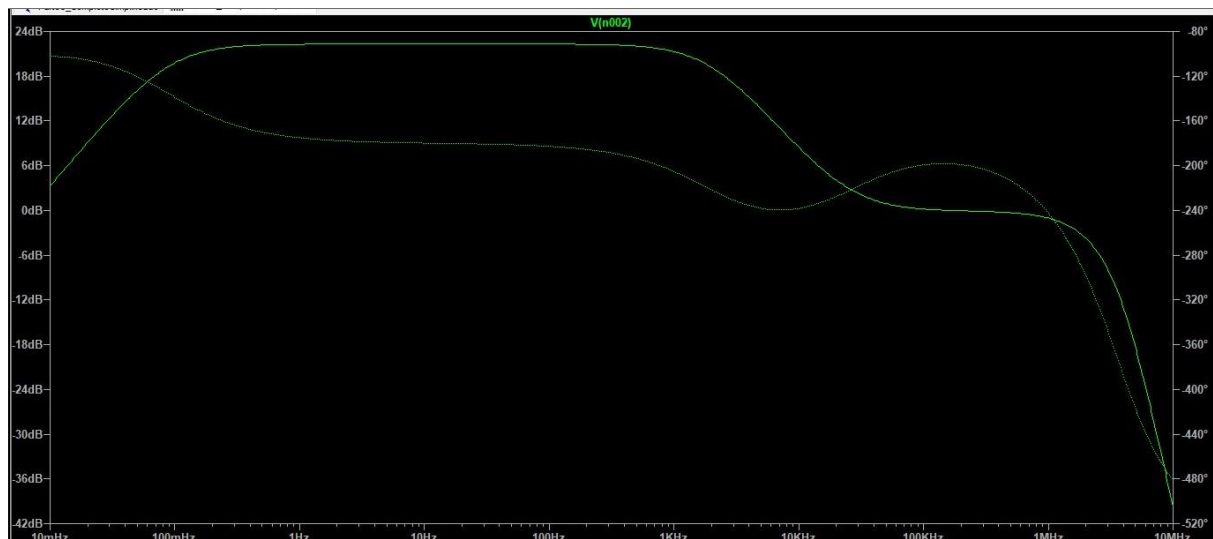


Figura 17: Respuesta en frecuencia simulada con simulador de pinza.

En la figura se puede ver como la respuesta en frecuencia del circuito de con simulador de pinza relativamente bien a la del circuito de acondicionamiento, por lo tanto se lo va a utilizar para hacer las medidas.

Se comienza midiendo el offset del circuito para los tres niveles de ganancia. A diferencia del circuito simulado, en el circuito construido en la protoboard se tiene ruido eléctrico a la entrada que se ve amplificado a la salida, por lo cual incluso sin entrada, la salida del circuito no era constante. Sin embargo, se promedió este ruido con varias mediciones y se observan las siguientes cotas superiores para el offset DC a la salida del circuito PGA armado:

$[D_1, D_0]$	V_o^{DC}
$[OFF, OFF]$	$\leq 10 \text{ mV}$
$[OFF, ON]$	$\leq 20 \text{ mV}$

$[ON, OFF]$	$\leq 50\text{ mV}$
-------------	---------------------

Estos valores son peores que los simulados, pero siguen siendo muchos órdenes mejores que los que se tenían en el PGA sin el módulo atenuador.

Luego se procede a realizar las respuestas en frecuencia del circuito. Dado que la herramienta *Network* del *AD2* funciona con una señal de entrada con amplitud como mínimo de 10 mV , no se pudo realizar un diagrama de Bode para el nivel de ganancia más alto dado que esta señal causa saturación en este nivel. Sin embargo, se realizaron ensayos transitorios para relevar las características necesarias.

Otra limitante en esta parte fue el hecho de que el polo inferior de nuestro diseño quedó a muy baja frecuencia, la cual no fue posible alcanzar en el *Waveforms* como lo habíamos hecho en la simulación. Sin embargo, observamos la subida a 20 dB/dec y la ganancia en 5 Hz ya es de banda pasante, por lo cual sabemos que el polo inferior cumple con lo pedido por el diseño. En la siguiente tabla se detalla lo observado:

Nivel de ganancia	Polo inferior	Ganancia banda pasante	Polo superior
$[OFF, OFF]$	$< 5\text{ Hz}$	22 dB	$\approx 2\text{ kHz}$
$[OFF, ON]$	$< 5\text{ Hz}$	42 dB	$\approx 2\text{ kHz}$
$[ON, OFF]$	$< 5\text{ Hz}$	60 dB	$\approx 2\text{ kHz}$

Lo cual cumple con lo esperado. Por último, usando un Python Notebook, para el nivel de ganancia $[OFF, ON]$ se grafican en los mismos ejes lo medido con el *Network*, lo simulado en LTspice y se compara con la especificación pedida para la ganancia en banda pasante y los polos del circuito:

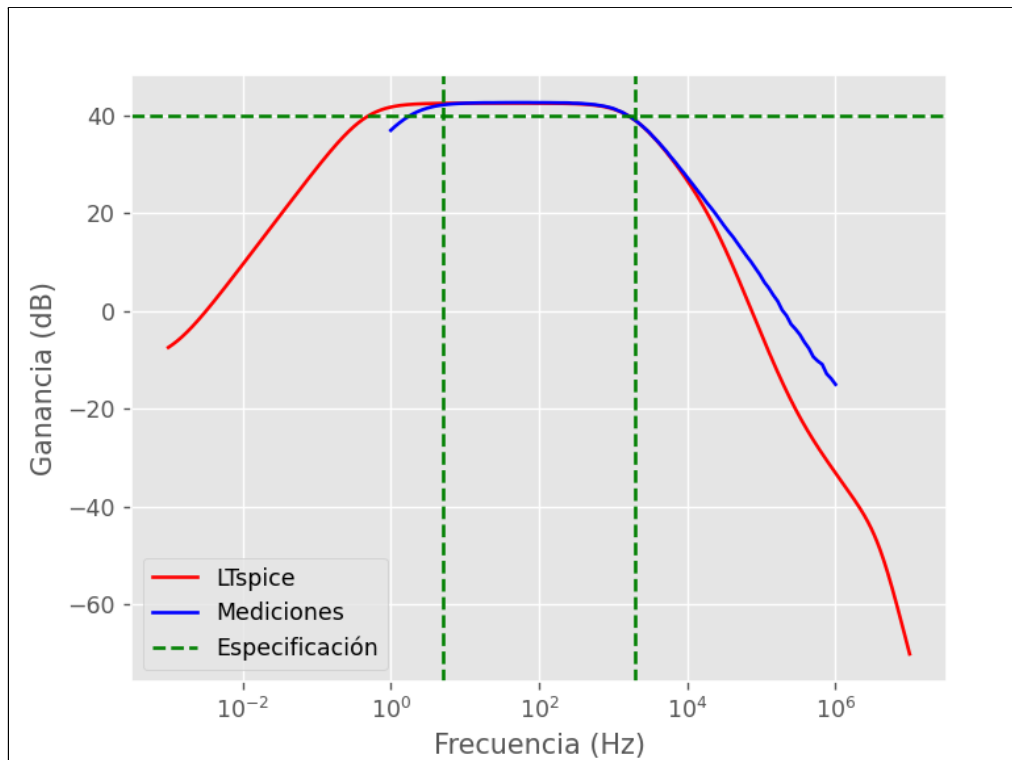


Figura 18: Comparación de resultados para la ganancia [OFF, ON]

Parte d)

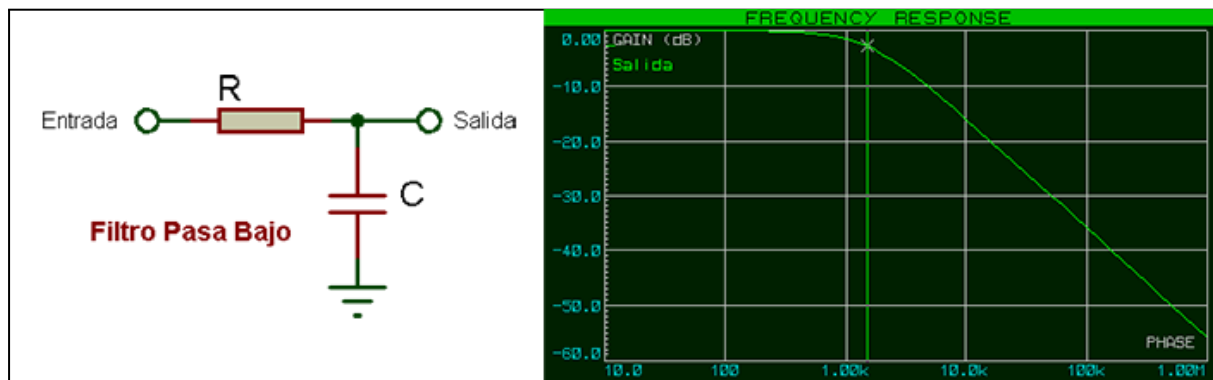


Figura 19: Diagrama filtro RC y su respuesta teórica.

Se armó el circuito en un protoboard con un filtro RC a la salida como el que se puede ver en la **Figura 19**. Este fue diseñado con el objetivo de ser un filtro pasa bajos de frecuencia de corte en 20 kHz como pedía la especificación. Los valores de los componentes utilizados fueron los siguientes:

Resistencia	$1\text{ k}\Omega$
-------------	--------------------

Capacitor	6.8 nF
Frecuencia de corte resultante	23 kHz

La función de este capacitor es añadir un polo para que el circuito a altas frecuencias no quede con una zona de ganancia 0 dB (seguidor). De esta forma se atenúan los componentes de alta frecuencia que puedan interferir en los valores buscados. Esto es especialmente útil en la protoboard dado que ayuda a atenuar el efecto del ruido introducido por la interferencia entre los componentes y los factores constructivos como malos contactos eléctricos.

Para la parte siguiente resulta importante calcular las constantes de proporcionalidad que existen entre las señales medidas por el AD2 y las señales que se están midiendo. En particular, en ambos circuitos de acondicionamiento se realiza un escalado en dos etapas, una por parte de la caja EDM y una por los circuitos diseñados en esta práctica. Estas constantes de proporcionalidad se resumen en la siguiente tabla:

Circuito de acondicionamiento	Constante de proporcionalidad
Circuito V/V	$\frac{1}{22} \times 0,45 \approx \frac{1}{49}$
Circuito I/V [OFF, OFF]	$\frac{1}{30} \times 13 \approx 0.43 \Omega$
Circuito I/V [OFF, ON]	$\frac{1}{30} \times 133 \approx 4.43 \Omega$
Circuito I/V [ON, OFF]	$\frac{1}{30} \times 1161 \approx 38.7 \Omega$

Si recordamos que se espera que los electrodomésticos consuman entre 40 mA y 10 A de corriente, es destacable que eligiendo bien el nivel de ganancia del circuito, siempre se va a poder encontrar una salida que no supere los 5 V y por lo tanto no sature los operacionales.

Parte e)

Para esta parte, se conecta al monitor EDM una lámpara LED, dado que no se contaba al momento de la prueba con una lámpara incandescente como sugería la letra. Utilizando el Scope del software del AD2, se adquieren las señales de voltaje y corriente y se exporta un CSV. Para este electrodoméstico, se observó que la señal se podía apreciar bien y sin saturación al nivel de ganancia [OFF, ON]. Por último, se realizan las siguientes gráficas de las señales utilizando un Python Notebook:

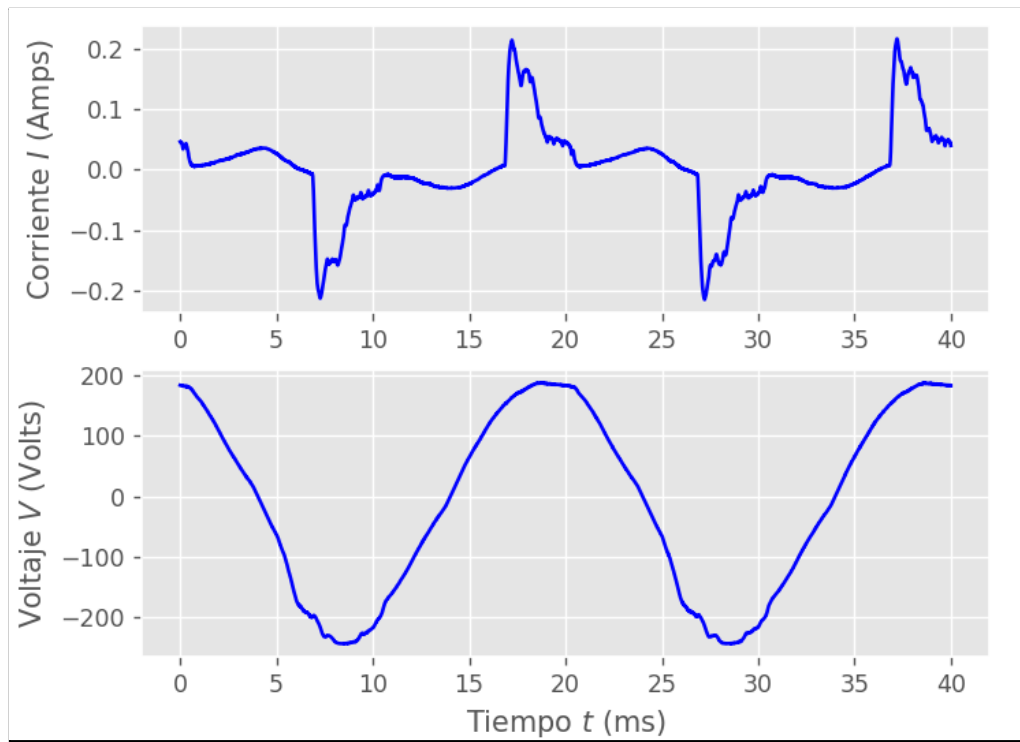


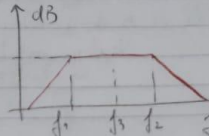
Figura 20: Corriente y voltaje medidos para una lámpara LED.

Anexo

Módulo 1 - Parte 2

Diseño del Circuito de la figura 3.

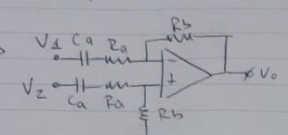
Respuesta en frecuencia:



Para facilitar las cuentas vamos a hacer 3 análisis. Uno asumiendo que estamos a una frecuencia cercana a f_1 , donde los C_b se van a considerar ^{circuito abierto} ~~tablas~~ y por lo tanto se va a despreciar su efecto. Una a frecuencia cercana a f_2 , donde los C_a se van a considerar como cables y por último uno alrededor de f_3 donde se despreciarían los efectos de ambos capacitores.

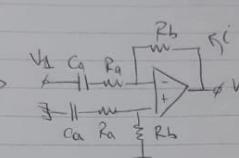
1) $f = f_1 \Rightarrow C_b$ son circuitos abiertos

\Rightarrow



Para este análisis vamos a hacer superposición

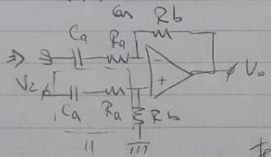
a) $V_2 = 0$



Se ve que $e^+ = 0 \Rightarrow e^- = 0$

$$i = \frac{V_0}{R_b} = \frac{-V_1}{R_a + \frac{1}{C_a}} \Rightarrow V_0 = -V_1 \frac{R_b}{\frac{1}{C_a} + R_a}$$

b) $V_1 = 0$



tomando $Z = R_a + \frac{1}{C_a}$

tomando $Z_a = R_a$

$$\Rightarrow \frac{V_2 - e^+}{Z} = \frac{e^+}{R_b} \Rightarrow \frac{V_2}{Z} = e^+ \left(\frac{1}{R_b} + \frac{1}{Z} \right) \Rightarrow e^+ = \frac{V_2 R_b}{Z(R_b + Z)}$$

$$\Rightarrow \frac{V_0 - e^-}{R_b} = \frac{e^-}{Z} \Rightarrow \frac{V_0}{R_b} = e^- \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_b} \right) \Rightarrow \frac{V_0}{R_b} = \frac{V_2 R_b}{(R_b + Z)} \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_b} \right)$$

$$\frac{V_0}{R_b} = \frac{V_2 R_b}{(R_b + Z)} \cdot \frac{(R_b + Z)}{R_b Z} = \frac{V_2}{Z} \Rightarrow \frac{V_0}{V_2} = \frac{R_b}{Z}$$

Entonces sumando a) y b)

$$V_o = V_2 \frac{R_b}{2} - V_1 \frac{R_b}{2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_b}{2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_b}{R_a C_b \omega + 1}$$

de donde se ve que la frecuencia de corte inferior depende de $\frac{1}{R_b C_b 2\pi}$

2) $f = f_2 \Rightarrow C_a$ son cables

En este otro análisis también vamos a hacer superposición.

a) $V_2 = 0$

tomamos $Z_b = \frac{R_b}{1 + C_b R_b \omega}$

Luego $\frac{V_o - e^-}{Z_b} = \frac{e^- - V_1}{R_a}$

Observamos $e^+ = e^- = 0 \Rightarrow V_o = -V_1 \frac{Z_b}{R_a}$

b) $V_1 = 0$

$$\frac{V_o - e^-}{Z} = \frac{e^-}{R_a}$$

$$\frac{V_o - e^-}{Z} = \frac{e^- - V_2}{R_a + Z_b}$$

$$\Rightarrow e^+ = e^-$$

$$\frac{V_o R_a}{R_a + Z_b} = \frac{V_2 Z_b}{Z_b + R_a}$$

$$\Rightarrow V_o = V_2 \frac{Z_b}{R_a}$$

Entonces sumando a) y b)

$$V_o = -V_1 \frac{Z_b}{R_a} + V_2 \frac{Z_b}{R_a} \Rightarrow \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{Z_b}{R_a}$$

de donde se ve que la frecuencia de corte superior depende de $\frac{1}{R_b C_b 2\pi}$

3) $f = f_3$ $C_a \rightarrow$ cable, $C_b \rightarrow$ circuito cortado

Este es el circuito conocido como amplificador diferencial de trans.

$\frac{R_b}{R_a}$

\Rightarrow Concluimos que la transferencia en banda pasante queda $\frac{R_b}{R_a}$

Si elijo $C_b = 100 \text{ pF}$ $\rightarrow R_b = \frac{1}{2 \text{ kHz} \cdot 100 \text{ pF} \cdot 2 \cdot \pi} = 795,774 \Omega$

$\rightarrow R_b / 0,45 = R_a = 1768 \text{ k}\Omega$

$\rightarrow C_a = \frac{1}{5 \text{ Hz} \cdot R_a \cdot 2 \cdot \pi} = 1,8 \times 10^{-8}$
 $18 \times 10^{-9} = 18 \text{ nF}$

Valores partiendo de $C_b = 100 \text{ pF}$

$C_b = 100 \text{ pF}$

$R_b = 820 \text{ k}\Omega$

$R_a = 1,8 \text{ M}\Omega$

$C_a = 22 \text{ nF}$

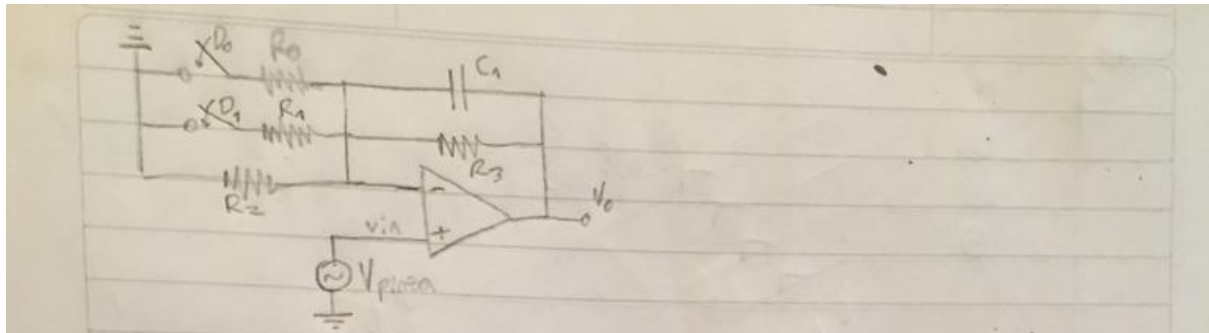
$dB = -6,85$

$f_{\text{alta}} = 1977 \text{ Hz}$

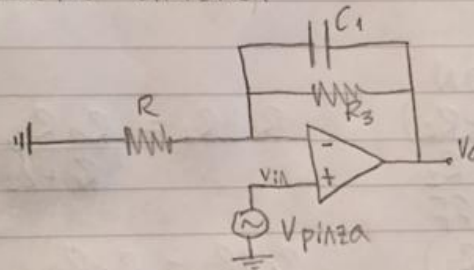
$f_{\text{baja}} = 4 \text{ Hz}$

✓ parte 1

Módulo 2 - Parte 2



Considerando R como el paralelo de las resistencias R_0, R_1, R_2 según corresponda con la variación de las llaves D_0, D_1 , obtenemos el siguiente diagrama del circuito anterior



Pudiendo identificar una configuración no inversora de ganancia $G = 1 + \frac{Z}{R}$

siendo Z el paralelo de C_1 y R_3 ($Z = C_1 \parallel R_3$)

$$\frac{1}{Z} = C_1 s + \frac{1}{R_3} = \frac{R_3 C_1 s + 1}{R_3} \Rightarrow Z = \frac{R_3}{R_3 C_1 s + 1}$$

$$\Rightarrow G = 1 + \frac{(R_3/R)}{R_3 C_1 s + 1}$$

Se puede ver en esta transferencia que al aumentar la frecuencia empezará a disminuir la ganancia por la existencia de un polo generado por C_1 en $f = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$

También a partir de esta anterior expresión

$$G = 1 + \frac{R_3}{RR_3C_1s + R} = \frac{RR_3C_1s + R + R_3}{RR_3C_1s + R}$$

Observamos que hay un cero en la transferencia

$$RR_3C_1s + R + R_3 = 0$$

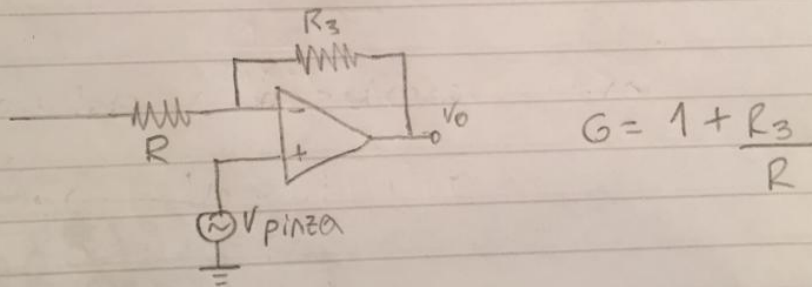
$$\Rightarrow s = \frac{-R - R_3}{RR_3C_1} \Rightarrow f = \frac{+R + R_3}{2\pi RR_3C_1}$$

Para $[D_1 D_0] = [OFF OFF]$, la frecuencia donde se encuentra el cero es la siguiente

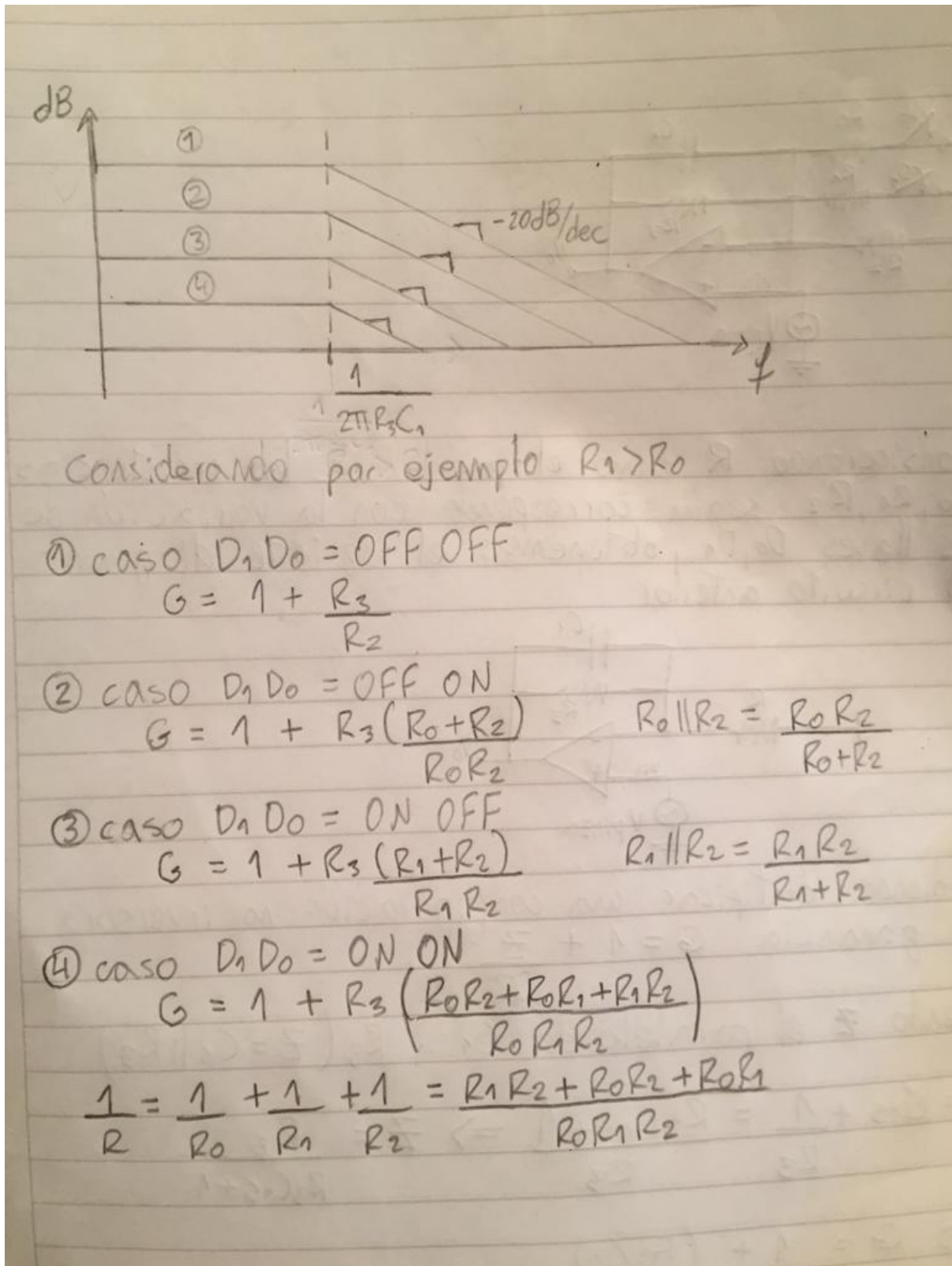
$$f = \frac{888K}{2\pi 68K 820K 100p} = 25,3KHz$$

A frecuencias bajas podemos observar que la ganancia del circuito es constante

Considerando que a frecuencias bajas C_1 se comporta como un circuito abierto, tenemos el siguiente circuito equivalente:



$$G = 1 + \frac{R_3}{R}$$



Diseño de R_0, R_1, R_2, R_3 $D_1 D_0 = \text{OFF OFF}$

$$G = 11 \text{ V/V} = 1 + \frac{R_3}{R_2} \Rightarrow \boxed{R_3 = 10 R_2}$$

 $D_1 D_0 = \text{OFF ON}$

$$G = 101 \text{ V/V} = 1 + R_3 \frac{(R_0 + R_2)}{R_0 R_2} \Rightarrow \boxed{R_3 \frac{(R_0 + R_2)}{R_0 R_2} = 100}$$

 $D_1 D_0 = \text{ON OFF}$

$$G = 1001 \text{ V/V} = 1 + R_3 \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \Rightarrow \boxed{R_3 \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} = 1000}$$

 $D_1 D_0 = \text{OFF OFF}'$

$$f_{-3dB} \approx 2 \text{ KHz} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad \text{con } C_1 = 100 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{1}{2\pi(100 \text{ pF})(2 \text{ KHz})} \Rightarrow \boxed{R_3 = 800 \text{ K } \Omega}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 = 80 \text{ K } \Omega}$$

$$(-100R_2 + R_3)R_0 = -R_2 R_3 \Rightarrow R_0 = \frac{-R_2 R_3}{(-100R_2 + R_3)}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_0 = 9 \text{ K } \Omega}$$

$$(-1000R_2 + R_3)R_1 = -R_2 R_3 \Rightarrow R_1 = \frac{-R_2 R_3}{(-1000R_2 + R_3)}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_1 = 0,8 \text{ K } \Omega}$$

$$R_0 = 9 \text{ K } \Omega; R_1 = 0,8 \text{ K } \Omega; R_2 = 80 \text{ K } \Omega; R_3 = 800 \text{ K } \Omega$$

Módulo 3 - Parte 1

I)

Handwritten notes: No inverting, inverting

$$\frac{V_0}{V_p + V_{ref}} = 1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_2 + R_3}{R_2}$$

$$\Rightarrow \frac{V_p}{V_0} + \frac{V_{ref}}{V_0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$\frac{V_{ref}}{V_0} = -\frac{R_5}{R_4}$$

$$\Rightarrow \frac{V_p}{V_0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} + \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_2 R_4 + R_5 (R_2 + R_3)}{(R_2 + R_3) R_4}$$

$$\left| \frac{V_0}{V_p} \right|_{\omega \in I} = \frac{(R_2 + R_3) R_4}{R_2 R_4 + R_5 (R_2 + R_3)} = (DC - at)$$

II)

Handwritten notes: No inverting, inverting

$$\frac{V_{ref}}{V_0} = -\frac{R_5 \parallel Z_{C2}}{R_4} = -\frac{1}{R_4} \cdot \frac{R_5 / C_2 s}{R_5 + 1/C_2 s} = -\frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{1 + R_5 C_2 s}$$

$$\frac{V_p}{V_0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{V_{ref}}{V_0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} + \frac{R_5}{R_4 (1 + R_5 C_2 s)}$$

$$= \frac{R_2 R_4 (1 + R_5 C_2 s) + R_5 (R_2 + R_3)}{R_4 (R_2 + R_3) (1 + R_5 C_2 s)}$$

$$\left| \frac{V_0}{V_p} \right|_{\omega \in II} = \frac{R_4 (R_2 + R_3) (1 + R_5 C_2 s)}{R_2 R_4 (1 + R_5 C_2 s) + R_5 (R_2 + R_3)}$$

- $\omega_{z1} : R_4 (R_2 + R_3) (1 + R_5 C_2 j\omega_{z1}) = 0 \Leftrightarrow j\omega_{z1} = \frac{-1}{R_5 C_2}$

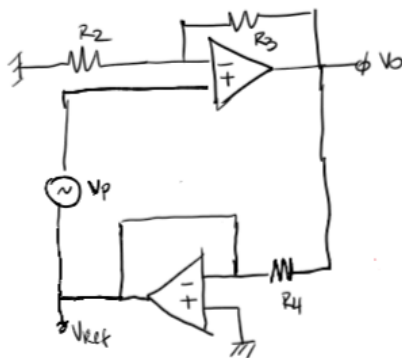
$$\boxed{\omega_{z1} = \frac{1}{R_5 C_2}}$$

- $\omega_{p1} : R_2 R_4 (1 + R_5 C_2 j\omega_{p1}) + R_5 (R_2 + R_3) = 0$

$$\Leftrightarrow j\omega_{p1} = - \frac{R_5 (R_2 + R_3)}{R_2 R_4} - 1 = - \frac{R_5 (R_2 + R_3) + R_2 R_4}{R_2 R_4 R_5 C_2}$$

$$\boxed{\omega_{p1} = \frac{R_5 (R_2 + R_3) + R_2 R_4}{R_2 R_4 R_5 C_2}}$$

III)

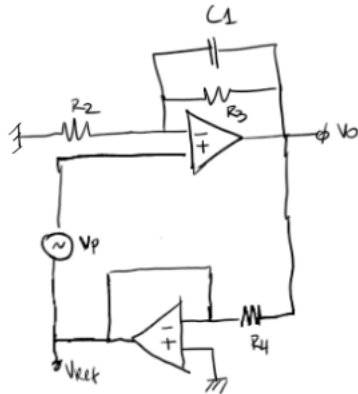


$$V_{ref} = 0$$

$$\frac{V_p}{V_o} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} + 0$$

$$\boxed{\left| \frac{V_p}{V_o} \right|_{\omega \in \text{II}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = G_0}$$

IV)



$$\frac{V_p}{V_o} = 1 + \frac{R_3 \parallel Z_{C1}}{R_2} = \frac{1}{R_2} \cdot \left(R_2 + \frac{1}{1 + R_3 C_1 s} \right)$$

$$= \frac{1}{R_2} \cdot \frac{(R_2 + 1) + R_3 R_2 C_1 s}{1 + R_3 C_1 s}$$

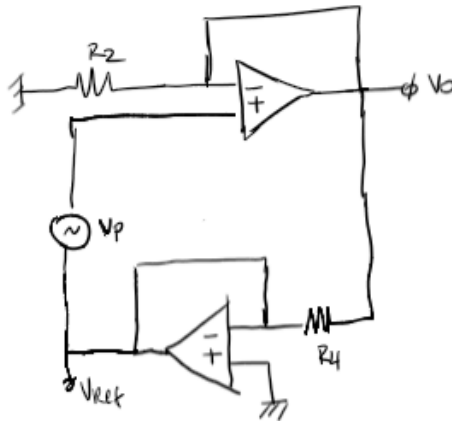
$$\left| \frac{V_p}{V_o} \right|_{\omega \in \text{IV}} = \frac{(R_2 + 1) + R_3 R_2 C_1 s}{R_2 (1 + R_3 C_1 s)}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{R_3 C_1}$$

$$j\omega_{z2} = -\frac{(R_2 + 1)}{R_3 R_2 C_1} \Rightarrow$$

$$\omega_{z2} = \frac{R_2 + 1}{R_2 R_3 C_1}$$

V)



$$V_{ref} = 0 \Rightarrow V_o = V_p$$

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right|_{\omega \in \text{V}} = 1$$

Bibliografía

- Hojas de datos YHDC SCT 013-030:
 - <http://en.yhdc.com/product/SCT013-401.html>
 - <https://www.sigmaelectronica.net/manuals/SCT013-030V.pdf>
- Hojas de datos Intersil DG412:
 - <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/178290/INTERSIL/DG412.html>
- Hoja de datos L78L33ACZ:
 - <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/100654/STMICROELECTRONICS/L78L33ACZ.html>
- Cómo modelar transformadores en LTspice:
 - <https://www.analog.com/en/technical-articles/ltspice-basic-steps-for-simulating-transformers.html>
- Hojas de datos TLV271:
 - https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv271.pdf?ts=1629632094249&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTLV271%253FkeyMatch%253DTLV271IDBVR%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DOPN
- Cómo modelar switches en LTspice:
 - <https://www.analog.com/en/technical-articles/ltspiceiv-voltage-controlled-switches.html>