

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.01 TEORÍA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N° 3

GIC, Ecualizadores y Amplificadores de Instrumentación

Grupo 5:

Matías LARROQUE
Leg. 56597

Lucero Guadalupe FERNANDEZ
Leg. 57485

Manuel MOLLÓN
Leg. 58023

Ezequiel VIJANDE
Leg. 58057

Profesor:

Daniel JACOBY
Carlos BELAUSTEGUI GOITIA
Rodrigo IRIBARREN

Entregado: 25 de Septiembre de 2018

Índice

1. Filtro con GIC	2
1.1. Introducción	2
1.2. Objetivos y resumen	2
1.3. Resolución del circuito	3
1.3.1. Función transferencia	3
1.3.2. Función de R_8	5
1.3.3. Diagrama de polos y ceros	6
1.3.4. Notch Depth	8
1.4. Elección de los componentes	9
1.4.1. Valores de elementos pasivos	9
1.4.2. Elección del modelo de amplificador operacional	10
1.5. Limitaciones del filtro	11
1.5.1. Slew rate	11
1.5.2. Saturación	11
1.5.3. Polo dominante	12
1.6. Resultados de las mediciones	12
1.6.1. Respuesta en frecuencia	13
1.6.2. Impedancia de entrada	14
1.6.3. Impedancia de salida	15
1.7. Análisis de las mediciones	16
1.8. Conclusiones	16
2. Amplificador de Instrumentación	17

1. Filtro con GIC

1.1. Introducción

En la siguiente sección se muestra la resolución de un circuito que utiliza un GIC(Generalized Impedance Converter).Se calculo de manera teórica la función transferencia, la ubicación de polos y ceros, asi como se simularon y midieron las impedancias de entrada y de salida del siguiente circuito:

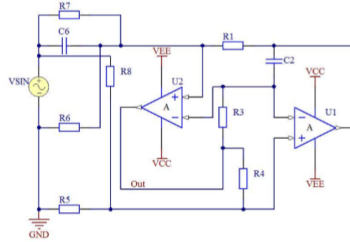


Figura 1: Circuito propuesto

1.2. Objetivos y resumen

Se tomo como objetivo de este informe la presentación de la resolución teórica de la función transferencia del circuito para el caso de OpAmps ideales con ganancias a lazo abierto finitas. También se busco analizar de manera teórica como las resistencias R_6 y R_8 afectan al circuito a la expresión de la función transferencia, en particular a las singularidades de la misma. Finalmente se decidió implementar dicho filtro como un filtro 'High Pass Notch' mediante la adecuada elección de componentes y medir las impedancias y la respuesta en frecuencia de la configuración.

Para la realización del circuito se utilizo un Generalized Impedance Converter(GIC), dicho elemento consiste en un conjunto de elementos pasivos y dos amplificadores operacionales dispuestos en la siguiente configuración:

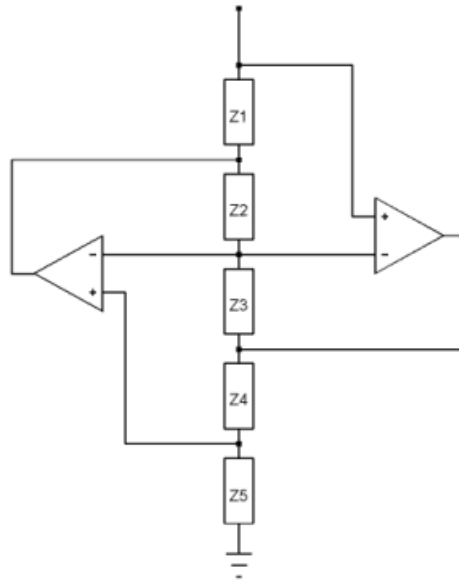


Figura 2: Ilustración de un GIC generico

Un GIC puede utilizarse para crear una impedancia de un valor definido por sus componentes pasivos, y se puede comportar en frecuencia de muchas formas posibles. Uno de sus usos mas comunes es para simular inductores en bajas frecuencias, ya que la fabricación de estos posee muchas complicaciones, debido a su tamaño, su composición y el hecho de que pueden crear efectos indeseados en el circuito.

1.3. Resolución del circuito

1.3.1. Función transferencia

En la resolución que se expone a continuación se asumió que la ganancia a lazo abierto de los dos operacionales es la misma. Para resolver el circuito se utilizó el método de nodos del cual se obtuvo el siguiente sistema de ecuaciones:

- $\frac{V_{in}-V_1^+}{Z_7} = \frac{V_1^+}{R_6} + \frac{V_1^+-V_{out2}}{R_1}$
- $V_{out} = A_{vol}(V_1^+ - V^-)$
- $V_{out2} = A_{vol}(V_2^+ - V^-)$
- $\frac{V_{out2}-V^-}{Z_2} = \frac{V^- - V_{out}}{R_3}$
- $\frac{V_{in}-V_2^+}{R_8} = \frac{V_2^+}{R_5} + \frac{V_2^+-V_{out}}{R_4}$

Definiendo las siguientes constantes por conveniencia se puede llegar al grafo que representa al circuito:

$$R_a = R_4 R_8 + R_5 R_8 + R_4 R_5$$

$$R_b = R_6 Z_7 + R_1 Z_7 + R_1 R_6$$

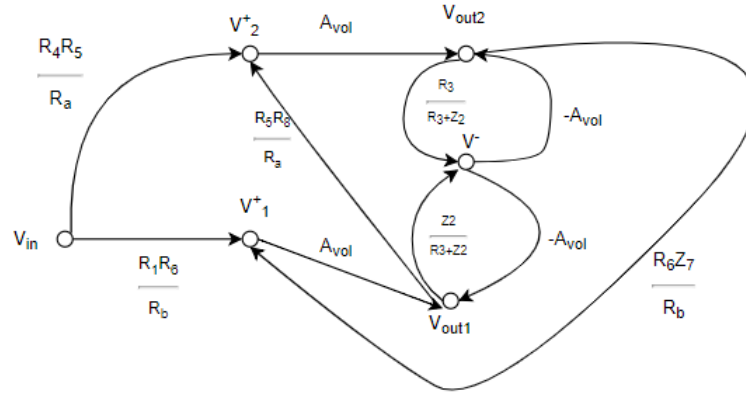


Figura 3: Grafo equivalente del circuito

La ganancia deseada se puede obtener si se aplica la formula de Masón:

$$H(s) = \frac{\sum_{i=1}^N G_i \Delta_i}{\Delta} \quad (1)$$

$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j - \sum L_i L_j L_k + \dots \quad (2)$$

Donde G_i es la ganancia del camino directo i-esimo, L_i es la ganancia del bucle i-esimo y Δ_i es el delta pero solo teniendo los bucles que no se tocan con el camino principal i-esimo. En el grafo se tienen tres caminos directos cuyas ganancias son:

- $G_1 = \frac{R_4 R_5}{R_a} \cdot A_{vol} \cdot \frac{R_3}{R_3 + Z_2} \cdot (-A_{vol})$
- $G_2 = \frac{R_1 R_6}{R_b} \cdot A_{vol}$
- $G_3 = \frac{R_4 R_5}{R_a} \cdot A_{vol} \cdot \frac{R_6 Z_7}{R_b} \cdot A_{vol}$

En cuanto a los bucles, el grafo tiene cinco bucles simples distintos y todos comparten por lo menos un nodo. Teniendo esto en cuenta los deltas son:

- $\Delta = 1 - (A_{vol} \cdot \frac{R_3}{R_3 + Z_2} \cdot (-A_{vol}) \cdot \frac{R_5 R_8}{R_a} + A_{vol} \cdot \frac{R_6 Z_7}{R_b} \cdot A_{vol} \cdot \frac{R_5 R_8}{R_a} + \frac{R_3}{R_3 + Z_2} \cdot (-A_{vol}) + \frac{R_6 Z_7}{R_b} \cdot A_{vol} \cdot \frac{Z_2}{R_3 + Z_2} \cdot (-A_{vol}) + \frac{Z_2}{R_3 + Z_2} \cdot (-A_{vol}))$
- $\Delta_1 = \Delta_3 = 1$
- $\Delta_2 = 1 + \frac{R_3 A_{vol}}{R_3 + Z_2}$

Se despejo convenientemente la función transferencia con la ayuda de Matlab y se llego a la siguiente función transferencia para cuando la ganancia en lazo abierto (A_{vol}) es finita:

$$H(s) = \frac{num1 \times s^2 + num2 \times s + num3}{den1 \times s^2 + den2 \times s + den3} \quad (3)$$

Donde:

- $R_u = R_1 R_6 + R_1 R_7 + R_6 R_7$
- $num1 = C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_7 (R_a (1 + \frac{1}{A_{vol}}) - R_4 R_5)$
- $num2 = (C_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 - C_2 R_3 R_4 R_5 R_u - C_2 C_6 R_1 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 + R_1 R_6 R_a (C_2 R_3 + \frac{C_6 R_7 + C_2 R_3}{A_{vol}}))$
- $num3 = R_6 (R_4 R_5 R_7 + \frac{R_1 R_a}{A_{vol}})$
- $den1 = C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_7 (R_5 R_8 + \frac{R_a}{A_{vol}} (1 + \frac{1}{A_{vol}}))$
- $den2 = (\frac{C_6 R_1 R_6 R_7 R_a + C_2 R_3 R_a R_u}{A_{vol}} - C_2 R_3 R_5 R_6 R_7 R_8 + C_2 R_3 R_5 R_8 R_u + \frac{R_a}{A_{vol}^2} (C_2 R_3 R_u + C_6 R_1 R_6 R_7))$
- $den3 = R_4 R_6 R_7 (R_5 + R_8) + \frac{R_a R_u}{A_{vol}} (1 + \frac{1}{A_{vol}})$

Si se considera que A_{vol} es infinitamente grande entonces se llega a la transferencia ideal:

$$H(s) = \frac{C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_7 R_8 (R_4 + R_5) s^2 + C_2 R_1 R_3 (R_6 R_a - C_6 R_4 R_5 R_6 R_7 - R_4 R_5 (R_6 + R_7)) s + R_4 R_5 R_6 R_7}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_6 R_7 R_8 s^2 + (R_7 + R_6) C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 s + R_4 R_6 R_7 (R_5 + R_8)} \quad (4)$$

La función transferencia puede ser reescrita en función de ciertas magnitudes de interés como se presenta a continuación:

$$H(s) = K \frac{\left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 + \frac{s}{Q_z \omega_z} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_p}\right)^2 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + 1} \quad (5)$$

Realizando el despeje y las simplificaciones adecuadas se llega a que:

- $K = \frac{R_5}{R_5 + R_8}$
- $\omega_z = \sqrt{\frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}}$
- $Q_z = -\frac{R_6 R_7 \sqrt{C_2 C_6 R_1 R_3 R_4 R_5 R_8 (R_4 + R_5)}}{C_2 R_1 R_3 R_4 R_5 (R_6 + R_7 + C_6 R_6 R_7)}$
- $\omega_p = \sqrt{\frac{R_4 (R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}$
- $Q_P = \frac{R_6 R_7 \sqrt{C_2 C_6 R_1 R_3 R_4 R_5 R_8 (R_5 + R_8)}}{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 (R_6 + R_7)}$

Utilizando las siguientes sustituciones, las magnitudes se vuelven mas simples:

$$\begin{aligned} R_1 = R_3 = R_8 = R, \quad C_2 = C_6 = C, \quad k = \frac{\omega_z}{\omega_p}, k \leq 1, \quad R_4 = \frac{2k^2}{1+k^2} R \\ R_5 = \frac{2k^2}{1-k^2} R, \quad R_6 = (1+k^2)QR, \quad R_7 = \left(1 + \frac{1}{k^2}\right)QR \end{aligned}$$

- $K = \frac{2k^2}{k^2+1}$
- $\omega_z = \frac{k}{RC}$
- $Q_z = -\frac{1}{kRC}$
- $\omega_p = \frac{1}{RC}$
- $Q_P = Q$

1.3.2. Función de R_8

El circuito ademas del GIC tiene unas resistencias y un capacitor adicional que lo componen. A continuación se analiza que sucede al tomar los limites de los dos casos extremos, cuando la resistencia R_8 es un corto y cuando es un circuito abierto.

1. Caso $R_8 \rightarrow 0$

Tomando dicho limite de la expresión (4) se llega a:

$$H(s) = \frac{-C_2 R_1 R_3 R_4 R_5 R_7 (C_6 R_6 + 1)s + R_4 R_5 R_6 R_7}{R_4 R_5 R_6 R_7}$$

$$H(s) = -\frac{C_2 R_1 R_3 (C_6 R_6 + 1)}{R_6} s + 1$$

Con lo cual la función transferencia es la de un filtro pasa altos con $\omega_{corte} = -\frac{R_6}{C_2 R_1 R_3 (C_6 R_6 + 1)}$

2. Caso $R_8 \rightarrow \infty$

Nuevamente haciendo el limite en la expresión (4) se tiene que:

$$H(s) = \frac{C_2 C_6 R_1 R_3 R_6 R_7 (R_4 + R_5) s^2 + C_2 R_1 R_3 R_6 (R_4 + R_5) s + R_4 R_5 R_6 R_7}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_6 R_7 s^2 + (R_6 + R_7) C_2 R_1 R_3 R_5 s + R_4 R_6 R_7}$$

Reescribiendo la transferencia en el formato (5), se tiene que:

- $K = R_5$
- $\omega_z = \sqrt{\frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 (R_4 + R_5)}}$
- $Q_z = \frac{R_7 \sqrt{C_2 C_6 R_1 R_3 R_4 R_5 (R_4 + R_5)}}{C_2 R_1 R_3 (R_4 + R_5)}$
- $\omega_p = \sqrt{\frac{R_4}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5}}$
- $Q_P = \frac{R_6 R_7 \sqrt{C_2 C_6 R_1 R_3 R_4 R_5}}{C_2 R_1 R_3 R_5 (R_6 + R_7)}$

1.3.3. Diagrama de polos y ceros

Analizando el denominador de (5) se llega a que los ceros del polinomio están dados por:

$$\omega_p \left(-\frac{1}{2Q_p} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2Q_p} \right)^2 - \omega_p^2} \right) \quad (6)$$

Remplazando en la ecuación (6) por los valores de las magnitudes calculados en relación a los componentes se llega a las dos siguientes expresiones para los polos:

$$polos = \left(-\frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) \sqrt{\frac{R_4 (R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}}{2 R_4 R_7 (R_5 + R_8)} \pm \sqrt{\frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right)^2}{4 C_6 R_4 R_7^2 (R_5 + R_8)} - \frac{R_4 (R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}} \right) \sqrt{\frac{R_4 (R_5 + R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}$$

Dichas expresiones genéricas para los polos se obtuvieron de manera simbólica mediante el uso de Matlab.

De manera similar se puede obtener una expresión genérica para los ceros de la transferencia utilizando la expresión (6) pero reemplazando en la misma por la selectividad y la frecuencia de corte adecuada. La expresión obtenida mediante el mismo análisis en Matlab pero para los ceros es:

$$\left(\frac{C_2 R_1 R_3 (R_4 R_5 R_7 - R_4 R_6 R_8 - R_5 R_6 R_8 + C_6 R_4 R_5 R_6 R_7) \sqrt{\frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}}}{2 R_4 R_5 R_6 R_7} \pm \sqrt{\frac{C_2 R_1 R_3 (R_4 R_5 R_7 - R_4 R_6 R_8 - R_5 R_6 R_8 + C_6 R_4 R_5 R_6 R_7)^2}{4 C_6 R_4 R_5 R_6^2 R_7^2 (R_4 + R_5)} - \frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}} \right) \sqrt{\frac{R_4 R_5}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_8 (R_4 + R_5)}}$$

A continuación se analizara el caso de que pasa con los polos y ceros del circuito para casos extremos en los valores de R_6 (cortocircuitando la o haciendo que sea un circuito abierto).

1. $R_6 \rightarrow 0$

Tomando el limite en la función transferencia (4), se llega a que:

$$\lim_{R_6 \rightarrow 0} H(s) = -\frac{R_4 s}{R_8 s}$$

Lo que significa que en el caso en el que se cortocircuita R_6 se tiene un polo simple así como un cero simple en el origen. Como el polo y el cero se 'anulan', el circuito se comportaría como un circuito inversor donde la relación entre R_4 y R_8 es la que define la ganancia.

2. $R_6 \rightarrow \infty$

Si se asume que los polos son complejos conjugados (El cual es el caso de interés ya que el circuito se utilizara como un filtro Notch con $Q_p > \frac{1}{2}$). La expresión de los polos cambia a la forma:

$$polos = \left(-\frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}}{2 R_4 R_7 (R_5+R_8)} \pm j \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8} - \frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)^2}{4 C_6 R_4 R_7^2 (R_5+R_8)}} \right) \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}$$

Si se toman como fijos los valores de todos los componentes menos el de R_6 , se tiene que al aumentar el valor de R_6 la parte imaginaria de los polos crece(en modulo). Como caso contrario, al aumentar el valor de R_6 la parte real de los polos disminuye(también en modulo). Al tomar el valor de R_6 como infinito se llega a:

$$polos_{R_6=\infty} = \left(-\frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8 \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}}{2 R_4 R_7 (R_5+R_8)} \pm j \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8} - \frac{C_2 R_1 R_3 R_5 R_8}{4 C_6 R_4 R_7^2 (R_5+R_8)}} \right) \sqrt{\frac{R_4(R_5+R_8)}{C_2 C_6 R_1 R_3 R_5 R_8}}$$

El hecho de que al tomar valores de R_6 mayores el modulo de la parte imaginaria del polo aumente, mientras que la real disminuya implica que mientras mayor sea el valor de R_6 mayor es la selectividad del circuito (Q_p). En la siguiente imagen se muestra la relación entre algunas magnitudes del denominador de una función transferencia de segundo orden que corresponde a un sistema con $\xi < 1$ (respuesta transitoria sub-amortiguada, polos complejos conjugados):

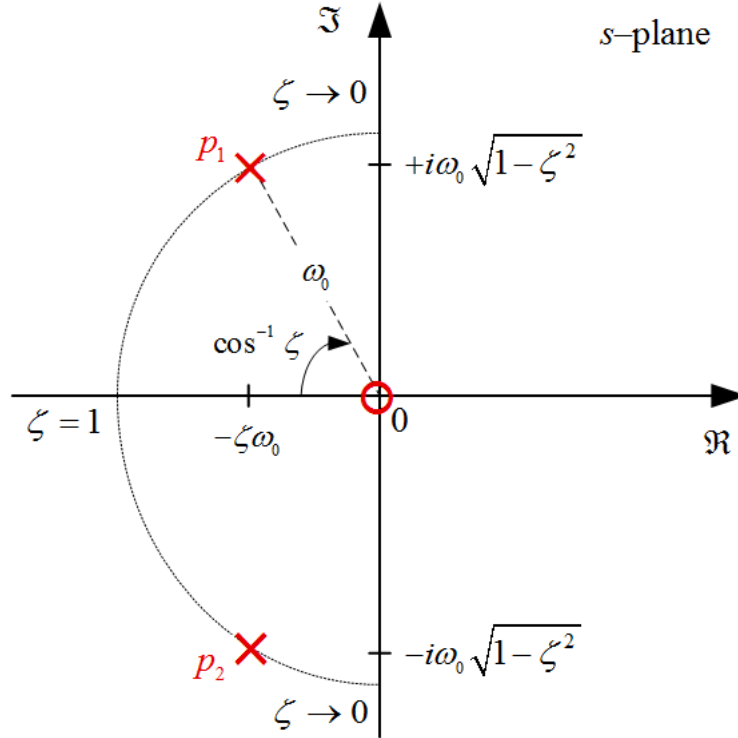


Figura 4: Polos de un sistema de segundo orden con $\xi < 1$ ($Q_P > \frac{1}{2}$)

La figura anterior muestra como al aumentar el ángulo entre el eje real y el vector posición del polo, el $\xi = \frac{1}{2Q}$ disminuye, lo que equivale a decir que el factor de calidad aumenta.

Para los valores de componentes elegidos de componentes el diagrama de polos y cero es el siguiente:

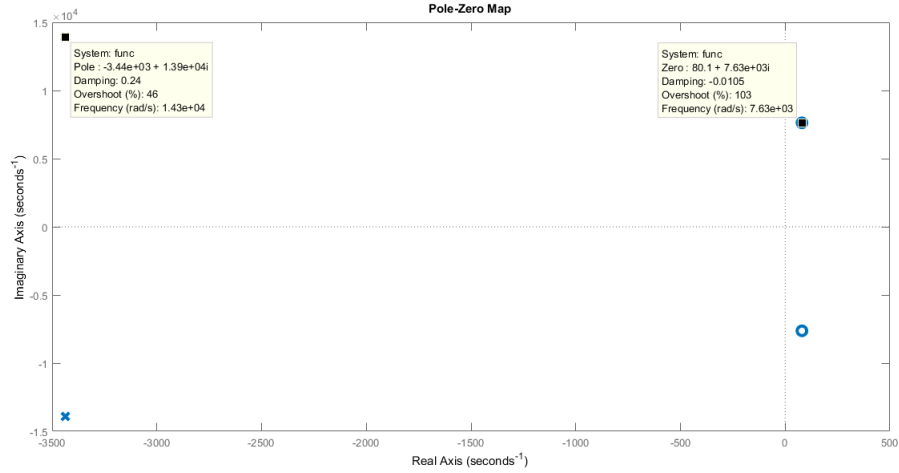


Figura 5: Diagrama de polos y ceros

Como se puede apreciar de la figura, el factor de calidad Q_z es muy alto ya que la parte real del cero es completamente despreciable frente a la parte imaginaria del mismo. Lo cual es lo que debería pasar en un filtro Notch ya que se desea que el cero de la función de transferencia sea lo más cercano posible a un cero imaginario puro.

1.3.4. Notch Depth

El término 'Notch Depth' hace referencia a la atenuación que produce un filtro Notch sobre la frecuencia de corte (ω_z). A continuación se analizará la función de transferencia de un filtro rechaza banda y se analizará el efecto de las magnitudes que la componen para llegar a conclusiones sobre la notch depth:

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + s\frac{\omega_p}{Q} + \omega_p^2} \quad (7)$$

- ω_z es la frecuencia de corte del filtro y define donde está centrada la banda de rechazo del mismo
- ω_p determina si el filtro es un 'High Pass Notch' ($\frac{\omega_z}{\omega_p} < 1$), un 'Low Pass Notch' ($\frac{\omega_z}{\omega_p} > 1$), o un Notch común ($\frac{\omega_z}{\omega_p} = 1$)
- Q se denomina el factor de calidad del filtro y controla el ancho de la banda de rechazo así como también el valor del Notch depth. Para mayores valores de Q la banda de rechazo es más estrecha pero de menor Notch Depth, mientras que para valores de Q bajos la banda de rechazo es más extensa pero de menor Notch Depth.

En un filtro Notch ideal, la frecuencia de corte es un cero de transmisión de la función de transferencia. Sin embargo, en la práctica la atenuación del filtro nunca es infinita y existe una relación entre la ubicación de la frecuencia del polo con respecto a la del cero y la profundidad del notch. A continuación se presentan unos gráficos de un filtro notch con un valor de $k(\frac{\omega_z}{\omega_p})$ fijo y variando el valor de Q :

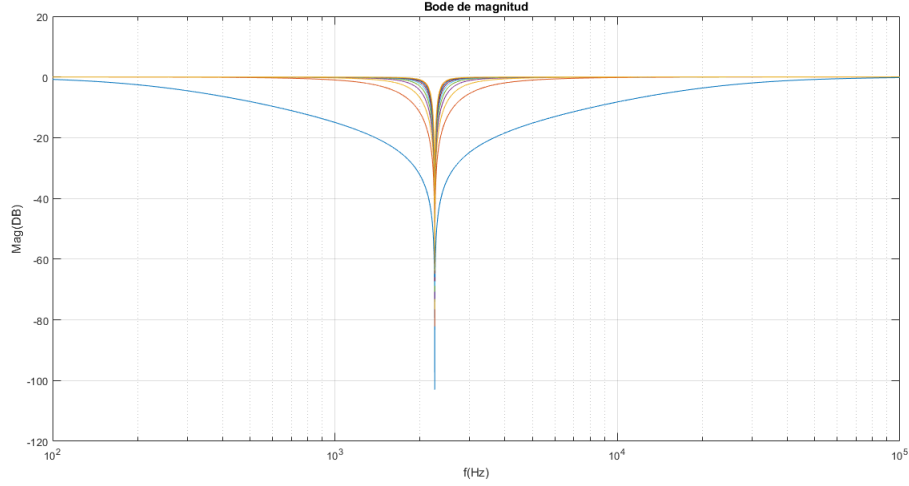


Figura 6: Filtro Notch con $k=0.99$ y Q (de 0.1 a 100)

No se puede apreciar del todo en la grafica, pero el notch depth disminuye con el Q . El mismo comienza en -80 db y disminuye a valores cercanos a -10db para los valores mas alto de Q .

1.4. Elección de los componentes

1.4.1. Valores de elementos pasivos

Se eligieron los componentes del circuito con el objetivo de que el mismo funcione como un filtro 'High Pass Notch'. Las exigencias a cumplir se presentan en la siguiente tabla:

$\omega_p(rad/seg)$	Q	$ H(\infty) (db)$
13000	2	4

Cuadro 1: Requisitos del filtro

Primero se analizara la exigencia de la ganancia en el infinito, para ello se reescribirá la ecuación (5) de la forma:

$$H(s) = K \frac{\frac{1}{\omega_z^2} + \frac{1}{\omega_z Q_z s} + \frac{1}{s^2}}{\frac{1}{\omega_p^2} + \frac{1}{\omega_p Q_p s} + \frac{1}{s^2}}$$

Si se toma el limite para una frecuencia infinita, los términos con s dividiendo se anulan y queda:

$$|H(\infty)| = \frac{2k^2}{k^2 + 1} \left(\frac{\omega_p}{\omega_z}\right)^2$$

$$|H(\infty)| = \frac{2}{k^2 + 1}, \quad k^{-1} = \frac{\omega_p}{\omega_z}$$

Por lo que reemplazando por la condición de 4dB(aproximadamente 1.58 en veces), se llega a que:

$$k = 0.5117760144$$

$$k \approx 0.512$$

Para cumplir la primera condición de la tabla se remplace en la expresión obtenida en el marco teórico para ω_p :

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

$$RC = \frac{1}{13000} \frac{seg}{rad}$$

Se probó con varios valores comerciales de capacitores y se llegó a la conclusión que una forma de llegar a valores convenientes de capacitores tanto como de resistencias es fijando $C=47nF$. Haciendo dicha selección el valor de R queda fijado a:

$$R \approx 1637\Omega$$

Utilizando los valores de C , R , k y Q obtenidos que cumplen los requisitos, los valores elegidos mas cercanos a los teóricos fueron:

$$\begin{aligned} R_1 = R_3 = R_8 = 1.5k\Omega, & \quad R_4 = 680\Omega, & \quad R_5 = 1.2k\Omega & \quad R_6 = 3.9k\Omega \\ R_7 = 15k\Omega, & \quad C_2 = C_6 = 47nF \end{aligned}$$

1.4.2. Elección del modelo de amplificador operacional

Para la implementación del circuito se decidió utilizar el modelo de amplificador operacional LM833, a lo largo de esta sección se justificara la elección del modelo. El circuito a implementar debe funcionar como un filtro High Pass Notch con la frecuencia de notch cerca de 1.06kHz, y se desea que luego la ganancia para altas frecuencias quede establecida en 4dB. Se llegó a la conclusión de que la mayor limitación de dicho filtro es el funcionamiento del circuito a altas frecuencias, por lo que los parámetros del amplificador que se consideraron de mayor importancia fueron el slew rate y el BWP del modelo.

El BWP del operacional influye en la decisión ya que el mismo indica la relación entre la ganancia a lazo abierto del operacional y la ubicación del polo dominante del mismo. Para el LM833 el BWP es de un valor típico de 15MHz y un valor mínimo de 10MHz, lo cual es el mayor BWP que se pudo encontrar dentro de los operacionales accesibles. Asimismo de la datasheet se obtuvieron los siguientes parámetros:

- $3.16 \times 10^4 < A_{vol}$
- $A_{vol_{tipico}} = 3.16 \times 10^5$
- $\omega_{otipico} = 298 \frac{rad}{seg}$ (Polo dominante)
- $SlewRate_{tipico} = 7 \frac{V}{\mu seg}$
- $I_{bias_{MAX}} = 1\mu A$
- $v_{offset_{MAX}} = 5mV$

- $Z_{in} = 175k\Omega$

Las mayores desventajas del amplificador son sus altos valores de corrientes de bias y su baja impedancia de entrada con respecto a otros operacionales. Sin embargo, se considero que dichas desventajas no son de gran interés ya que los valores de resistencias elegidos para el circuito son relativamente bajos (la resistencia mas grande es de $15k\Omega$). Esto significa que las resistencias utilizadas pueden considerarse mucho menores que la impedancia de entrada del operacional, así como también se puede despreciar las caídas en las resistencias debido a las corrientes de bias ya que las mismas no tienen valores lo suficientemente grandes para alterar significativamente el funcionamiento del circuito. En el peor caso se tendría que:

$$I_{bias_{MAX}} R_7 = (1\mu A) \times (15k\Omega) = 15mV$$

Esa seria la peor caída posible asumiendo que la corriente de bias toma su máximo valor posible y que la misma pasa completamente por R_7 que tiene el valor de resistencia mas grande del circuito.

En cuanto al slew rate, se trato de que sea lo mas alto posible para poder tener un mayor rango de tensiones posible a altas frecuencias.

1.5. Limitaciones del filtro

1.5.1. Slew rate

El slew rate del LM833 es en el peor de los casos de $5 \frac{V}{\mu s}$, se realizaron las cuentas para este caso con el objetivo de ver cual es la mayor amplitud posible a la entrada del circuito para frecuencias mayores a los 100kHz, ya que para frecuencias menores a esta el circuito satura antes de que el slew rate sea una limitación. La formula utilizada para encontrar las limitaciones fue la siguiente:

$$SR = A_{max} G_i 2\pi f \quad (8)$$

Donde G_i es la ganancia ideal que tiene el filtro luego de 10kHz, como se asume que esta se mantiene constante en 4dB entonces $G_i = 1.585$. Remplazando por los valores numéricos en (8) y despejando se llega a la ecuación:

$$A_{max} \approx \frac{502100}{f}$$

A continuación se presenta una breve tabla con algunos valores de tensiones máximas permitidas para frecuencias mayores a los 100kHz:

f(kHz)	$A_{max}(V)$
100	5.02
250	2.01
500	1
1000	0.502
5000	0.1

Cuadro 2: Valores máximos de amplitud de entrada

1.5.2. Saturación

También se debe tener cuidado de no saturar al operacional con tensiones de entrada muy grandes. El mayor riesgo de saturación es en el sobrepico que sigue a la frecuencia de notch, ya que es el rango de frecuencias de la transferencia en el que hay mayor ganancia. El punto máximo de este sobrepico según las simulaciones en LTSpice es a los 2.5kHz y puede llegar a tener una ganancia de hasta 8.7dB (2.72 veces). De la datasheet del LM833 se obtiene

que en el peor de los casos la salida del operacional puede ser del rango de $\pm 12V$, por lo que se tiene que la mayor amplitud posible a la entrada sin saturar la salida es en el peor caso posible de unos $4.4V$. Sin embargo, la mayor ganancia medida empíricamente en el sobrepico fue de $6.7dB$ (La gráfica se encuentra en la sección 1.6), con lo que empíricamente se obtiene que el mayor valor posible de entrada es de $5.55V$.

1.5.3. Polo dominante

A partir de la simulación en LTSpice, se obtiene que el filtro funciona adecuadamente hasta alrededor de los $5MHz$ en donde la ganancia sube alrededor de $1dB$ y luego en $11MHz$ la ganancia empieza a bajar debido al polo dominante del amplificador operacional.

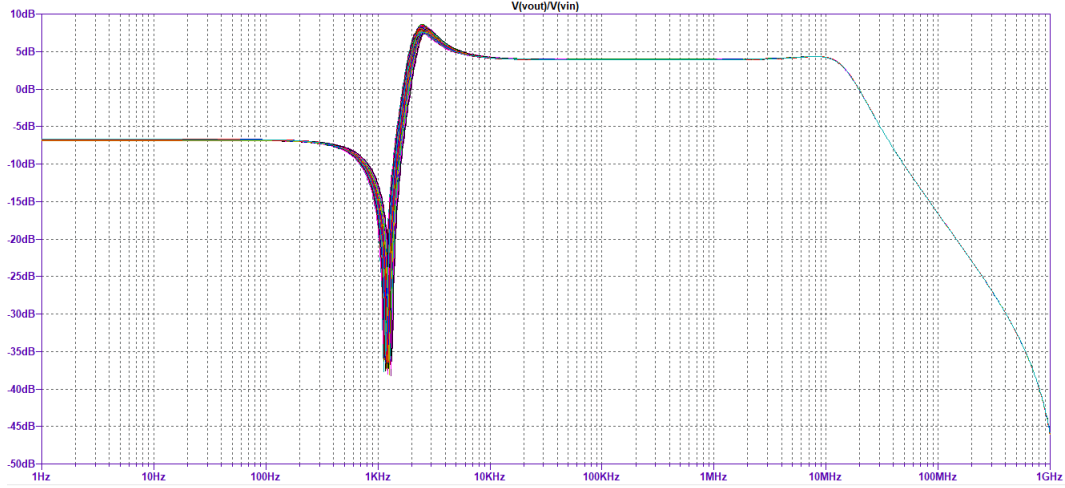


Figura 7: El efecto del polo dominante del LM833

1.6. Resultados de las mediciones

A continuación se presentan las gráficas de las mediciones de los distintos parámetros medidos del circuito superpuestos con los obtenidos de las simulaciones de los mismos. La gráfica de la transferencia teórica del filtro se realizó utilizando la expresión (3) con el valor de A_{vol} de a datasheet del operacional.

1.6.1. Respuesta en frecuencia

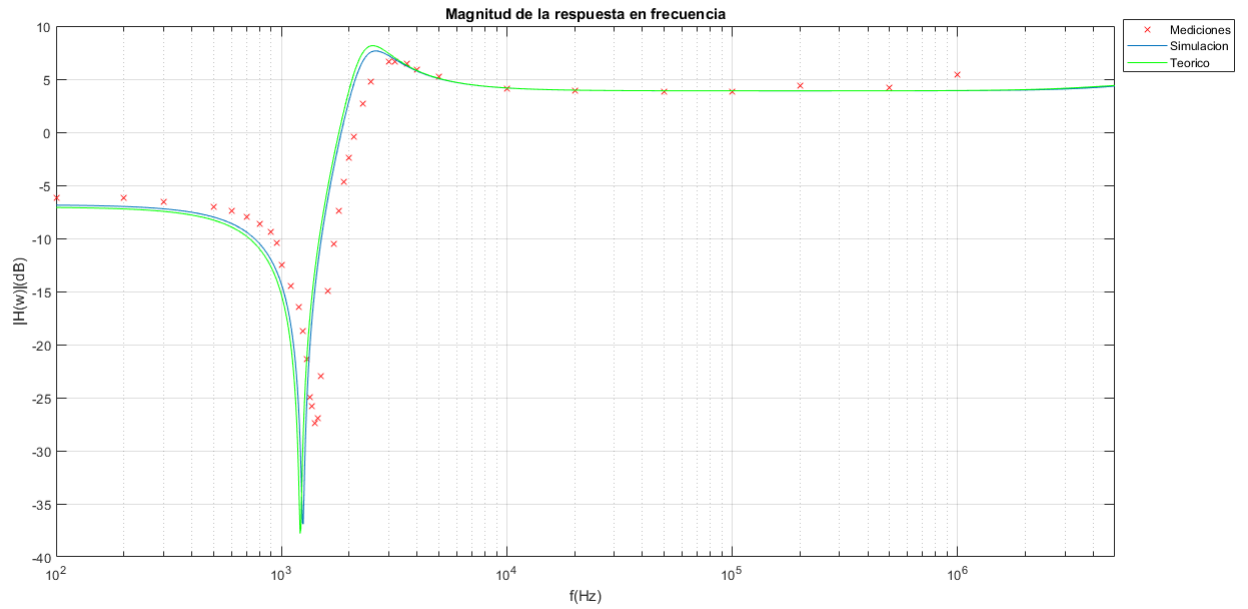


Figura 8: Magnitud de la respuesta en frecuencia del circuito

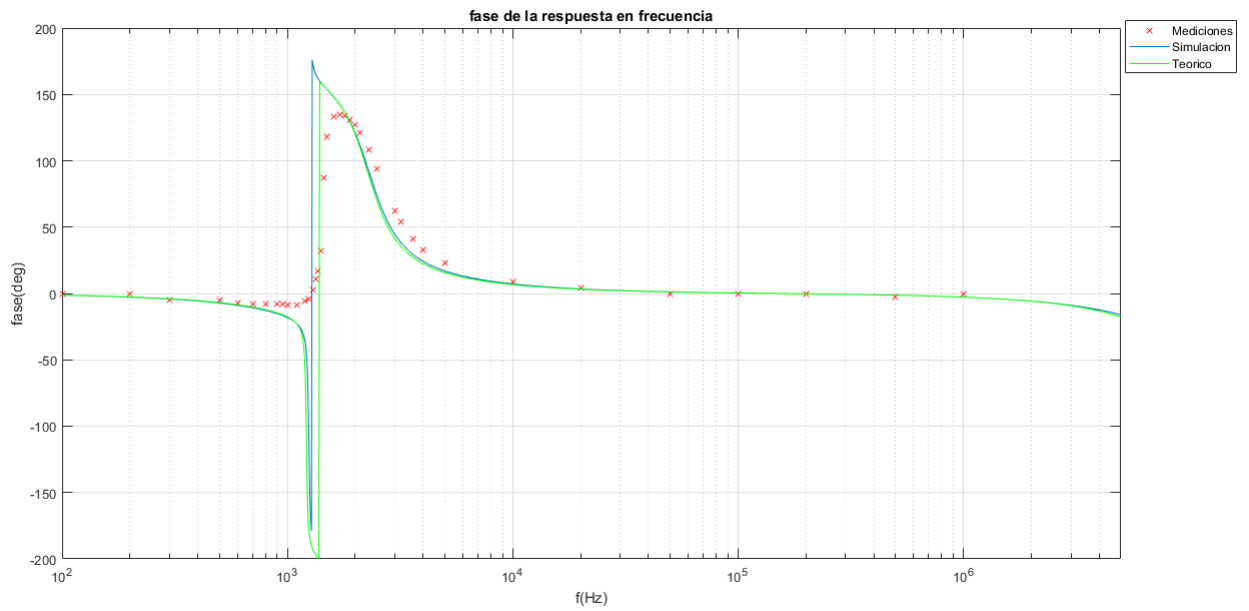


Figura 9: Fase de la respuesta en frecuencia del circuito

1.6.2. Impedancia de entrada

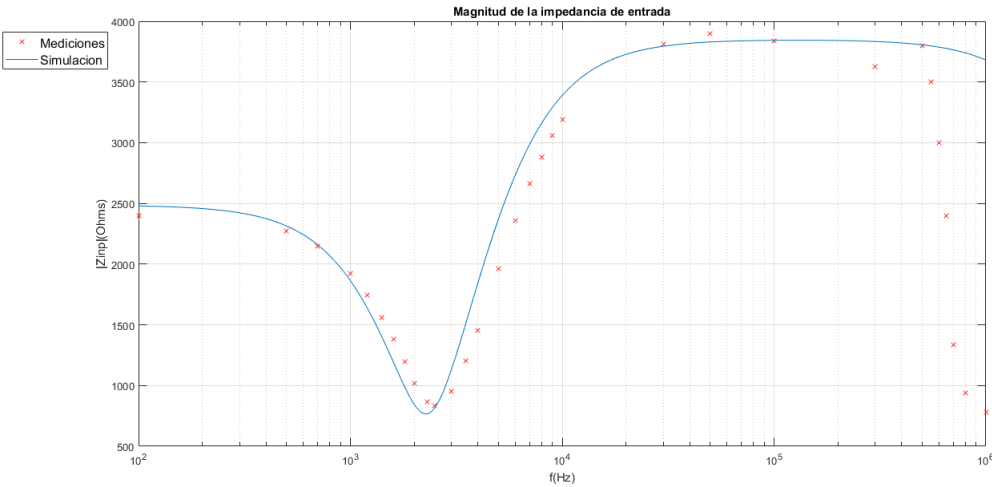


Figura 10: Magnitud de la impedancia de entrada

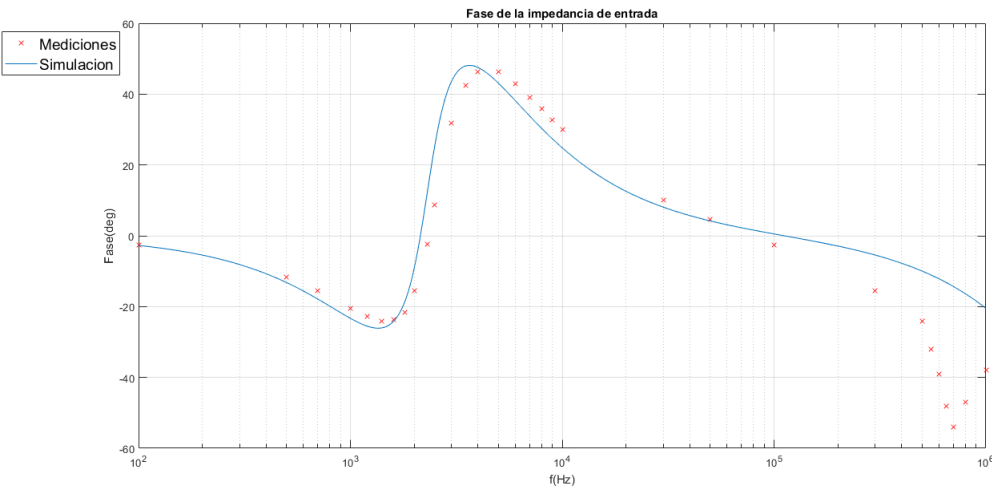


Figura 11: Fase de la impedancia de salida

1.6.3. Impedancia de salida

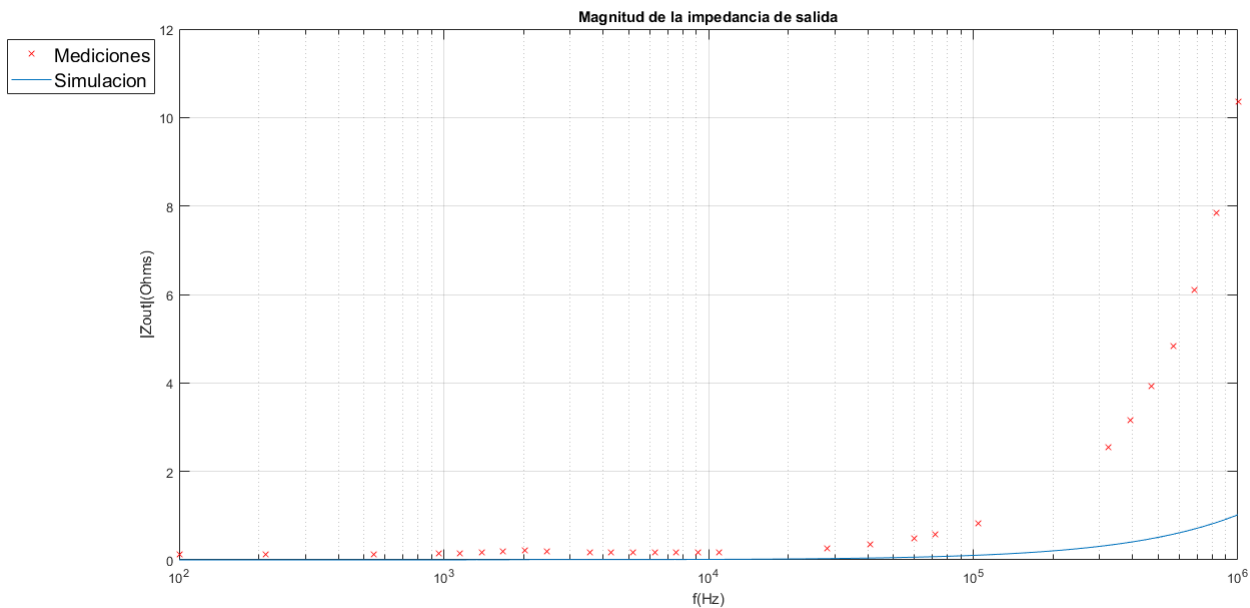


Figura 12: Magnitud de la impedancia de salida del circuito

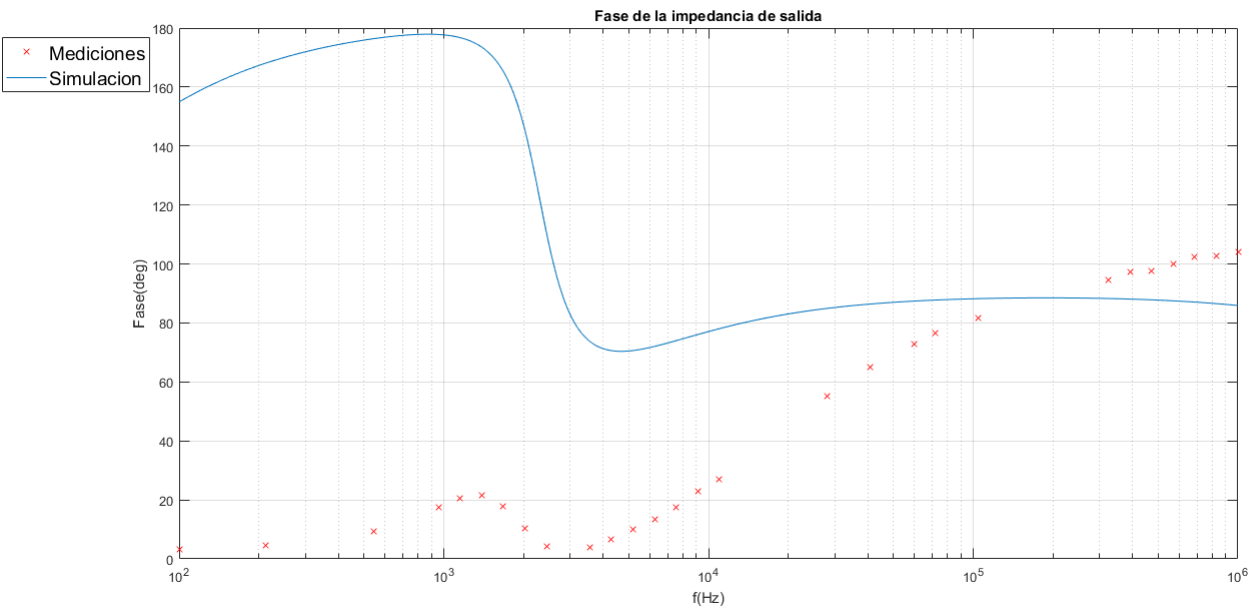


Figura 13: Fase de la impedancia de salida del circuito

1.7. Análisis de las mediciones

Se puede ver en las mediciones realizadas que para la frecuencia de 1Mhz las mediciones comienzan a diferir con los resultados simulados. Esta diferencia resulta mas evidente en el caso de las impedancias medidas, las cuales se midieron utilizando un analizador de impedancia, a diferencia de la respuesta en frecuencia que se midió utilizando un osciloscopio. Es posible que en el caso de la respuesta en frecuencia la discrepancia sea causa del efecto que tienen los instrumentos de medición en el circuito.

En la gráfica de respuesta se puede notar que la teoría y la simulación se corresponden casi perfectamente. Sin embargo, hay discrepancias con las mediciones respecto a la ubicación de la frecuencia de notch así como la frecuencia del sobrepico (ambas están corridas levemente hacia la derecha). Las diferencias pueden ser causa de las tolerancias de los componentes que ocasionan que la ubicación de los polos y los ceros sea levemente distinta por lo que la gráfica tiene la misma forma que la simulada pero esta corrida. La medición de la notch depth difiere considerablemente de la simulación, lo cual era de esperarse ya que la medición de la misma tiene complicaciones debido a que la frecuencia que se desea medir esta fuertemente atenuada (entre 60 y 70 veces) por lo que el ruido y la interferencia dificultan considerablemente la medición. En especial, se considera problemática la medición de la notch depth debido a que el filtro es un pasa-altos, por lo que además de que se atenua fuertemente la frecuencia que se quiere medir, la señal de entrada del generador no es una senoidal perfecta por lo que sus armónicos son amplificados e interfieren con la forma de onda a la salida, la cual deja de ser una senoidal.

En cuanto a la impedancia de salida, se puede ver que la misma es despreciable en todo el rango de funcionamiento, ya que el mayor valor que adquiere es cercano a los 10Ω . La mayor discrepancia es en la medición de la fase de la impedancia de salida, es posible que esto se deba al valor tan pequeño de la magnitud de la impedancia, ya que a medida que aumenta la frecuencia y la magnitud de la impedancia se aleja del 0 las mediciones de la fase comienzan a tomar valores mas cercanos a los de la simulación.

1.8. Conclusiones

Es importante en el diseño de filtros que utilizan uno o varios GICs tener en cuenta las limitaciones y parámetros característicos de los operacionales a utilizar. Asimismo, en el caso de medir un filtro notch se debe prestar atención a la forma de onda a la salida del circuito para frecuencias cercanas a la de corte.

2. Amplificador de Instrumentación