

### 0.1. Introducción.

El **Gyrator** es un componente electrónico inicialmente propuesto como el quinto componente lineal y pasivo luego del resistor, capacitor, inductor y transformador ideal. Fue propuesto en 1948 por Bernard D. H. Tellegen. El componente acopla la corriente en un puerto con la tensión en el otro y viceversa. Siendo caracterizado por un cuadripolo con parametros impedancia:

$$Z = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{pmatrix}$$

Donde R sería la resistencia interna del Gyrator. Es de utilidad recordar que la relación entrada-salida de los parametros impedancia es la siguiente:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

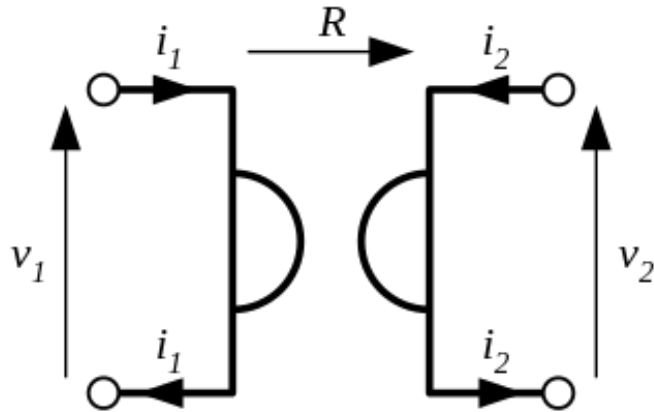


Figura 1: Símbolo eléctrico del Gyrator.

En la realidad el gyrator es implementado utilizando amplificadores operacionales. Uno de los usos mas populares es para la inversión de impedancias, permitiendo simular un inductor utilizando otros componentes (capacitores y resistencias). La configuración generalmente utilizada es la siguiente:

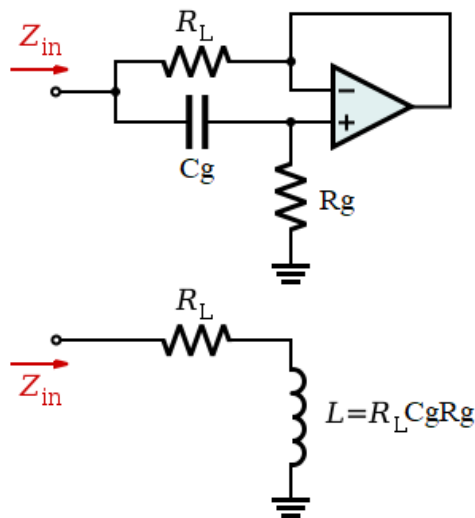


Figura 2: Equivalente del circuito Gyrator.

## 0.2. Cálculo analítico.

Utilizando el circuito de la figura (2) se plantearon las siguientes ecuaciones:

$$V_{Out} = V^- \quad (2)$$

$$V_{Out} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad (3)$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega'}} \quad (4)$$

$$I_{In} = \frac{V_{In} - V^-}{R_L} + \frac{V^+}{R_g} \quad (5)$$

$$V^+ = V_{In} \cdot \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \quad (6)$$

primero observaremos que utilizando (2) y (3) se llega a que:

$$V^- = V^+ \cdot \frac{A(s)}{A(s) + 1} = V^+ \cdot \frac{A_0}{A_0 + 1 + \frac{s}{\omega'}} \approx V^+ \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \quad (7)$$

Donde GBP es un parámetro propio del operacional y suele ser del orden de los MHz. Por lo tanto este termino sería despreciable siempre que el rango de frecuencias en los cuales se trabaje sea menor a 50kHz<sup>1</sup>, teniendo en cuenta esa aproximación se pueden llegar a las siguientes expresiones:

$$H(s) = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \quad (8)$$

$$Z_{In} = \frac{R_L R_g C_g s + R_L}{s C_g R_L + 1} \underset{C_g R_L s \ll 1}{\approx} R_g C_g R_L \cdot s + R_g \quad (9)$$

Bajo estos supuestos se puede considerar la impedancia de entrada como una bobina con

$$L = R_g C_g R_L \quad R_L = r_{coil} \quad (10)$$

## 0.3. Gyrator vs Inductor

Hablamos de la impedancia de entrada pero tambien es conveniente preguntarse, porque es necesario supplantar a los inductores con circuitos que se comporten de manera similar. Los inductores ocupan un gran tamaño respecto al resto de los componentes, que pueden ser integrados para reducir aun mas su tamaño. Tambien otro factor a tener en cuenta es la desviación estandar respecto al valor nominal de la inductancia, mientras que con el gyrator dado a que los componentes que lo integran son mas precisos el inductor emulado también lo será. Una desventaja del uso del gyrator, es que su rango operativo en el cual se comporta como inductancia no es muy extenso.

## 0.4. Impedancia de entrada.

Dado a que la característica mas atractiva del gyrator es su impedancia de entrada, bajo ciertas hipotesis, se comporta como un inductor, se procedió a medirla y se contrasto con una simulación de **LTSpice** de la impedancia de entrada de un gyrator y la impedancia de entrada de una bobina, también simulada.

---

<sup>1</sup>La elección de este valor de frecuencia será detallado en las siguientes páginas.

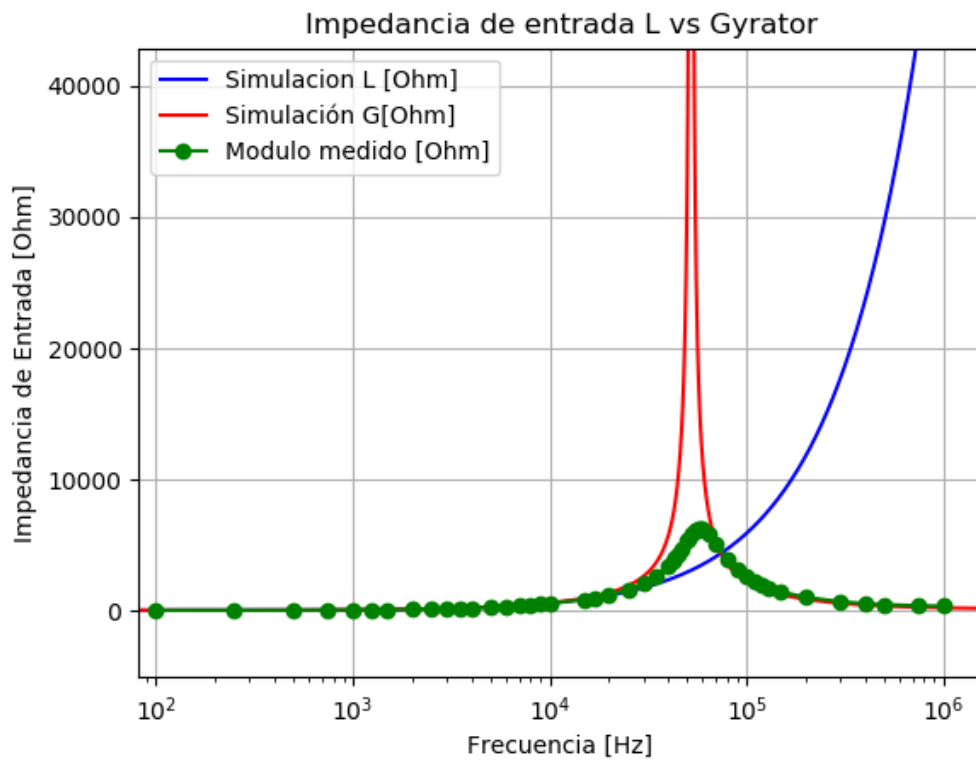


Figura 3: Impedancia de entrada del Gyrator.

Puede notarse que el pico el cual presenta el Gyrator simulado no se compara con el medido, esto se atribuye a una posible resonancia que se da en la simulación la cual no se da en el circuito real. Otra cosa a notar es que el gyrator tiene un comportamiento similar a el de una bobina en un rango de frecuencias de  $0 \sim 50$  kHz. También se midió la fase obteniendo el siguiente gráfico.

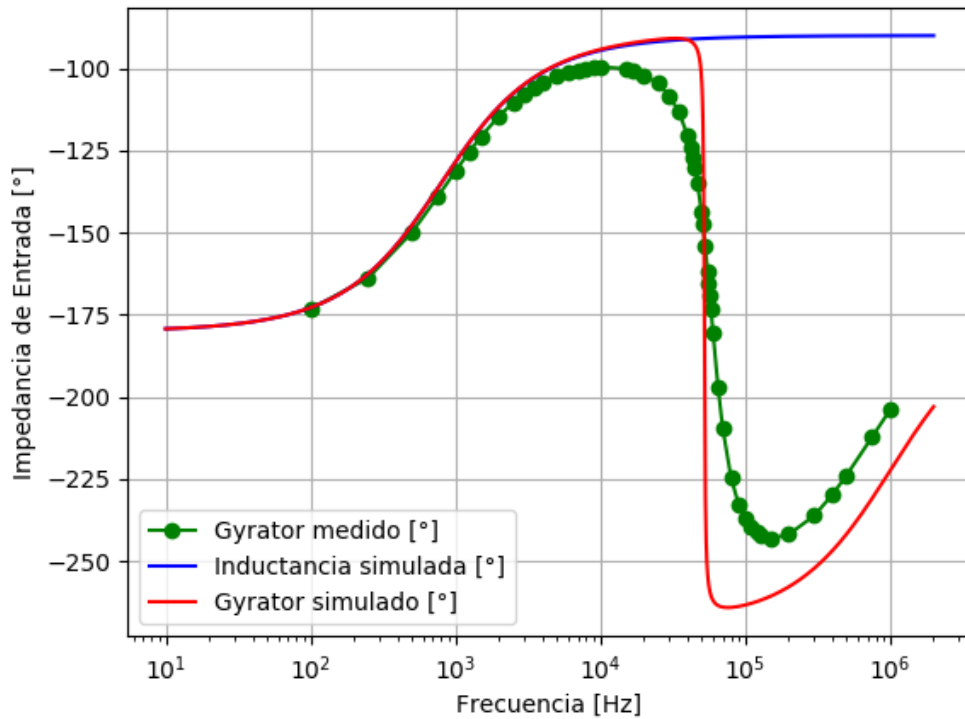


Figura 4: Impedancia de entrada del Gyrator fase.

Aquí también se puede notar la similitud entre las señales hasta aproximadamente 50 kHz, también que el cambio de fase en el gyrator medido no es tan brusco comparado con el simulado. Finalmente considerando las últimas mediciones, el rango operativo en el cual se va a trabajar con el Gyrator será desde 1 Hz 40/50 kHz.

### 0.5. Elección operacional.

El operacional que se eligió fue un **TL-084** dado a su  $GBP \approx 3\text{MHz}$ , sus pequeñas corrientes de Bias  $I_B \approx 30\text{pA}$ , su slew-rate  $SR \approx 13 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ , cuenta con una gran impedancia de entrada,  $r_i \approx 1\text{T}\Omega$  y que cuenta con 4 operacionales, la cual es una cualidad notable dado que solamente se podrá utilizar 1 integrado.

### 0.6. Filtros de segundo orden.

Los filtros a implementar en este trabajo serán filtros de segundo orden siendo estos Low-Pass, High-Pass, Band-Pass y Band-Reject. Y tendrán las siguientes especificaciones de diseño:

Tipo de Filtro	$f_p$ [Hz]	$f_a$ [Hz]	$f_c$ [Hz]
LP	1000	3500	-
HP	10500	3000	-
BP	-	-	2000
BR	-	-	3000

Tabla 1: Tabla de especificaciones.

Para el caso de LP que tenga ganancia unitaria para la continua que tenga una ganancia mayor a -3dB para frecuencias menores a  $f_p$  y menor a -10dB para frecuencias mayores a  $f_a$ . Para el HP se desea que tenga ganancia unitaria para valores de  $f$  muy grandes, que tenga una ganancia mayor a -3dB para frecuencias mayores a  $f_p$  y menor a -10dB para frecuencias menores a  $f_a$ . Algunos parámetros que vale la pena recordar de filtros de segundo orden son:

$\omega_0$ :	Frecuencia de corte del sistema en $[\frac{rad}{s}]$	$= \frac{1}{\sqrt{LC}}$
$\xi$ :	Factor de Amortiguamiento del sistema.	$= \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$
$Q$ :	Selectividad del sistema	$= \frac{1}{2\xi}$

Tabla 2: Parametros útiles.

## 0.7. High Pass.

### 0.7.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa altos clasicamente es el siguiente:

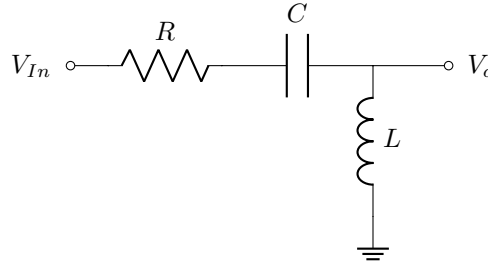


Figura 5: Filtro High-Pass básico.

Para este circuito es sumamente facil obtener la transferencia, basta con plantear un divisor resistivo, con lo cual se llega a:

$$H(s) = \frac{s^2 LC + s \cdot r_{coil} C}{s^2 LC + s \cdot (R + r_{coil}) C + 1} \quad (11)$$

### 0.7.2. Circuito utilizando Gyrator.

Para la implementación de este filtro utilizando un Gyrator, dado a que este usualmente está referenciado a tierra se optó por el siguiente diseño:

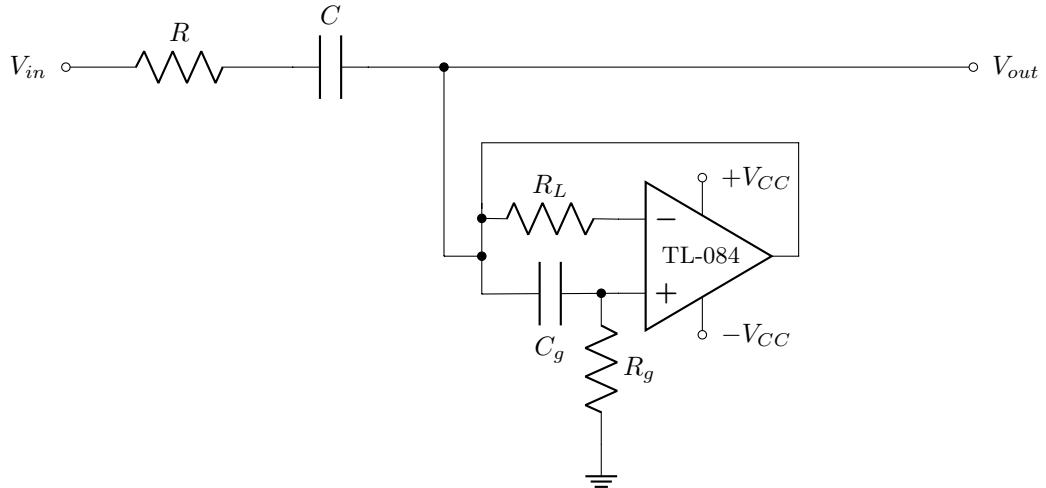


Figura 6: Filtro High-Pass implementado con Gyrator.

Utilizando las siguientes ecuaciones se puede llegar a la expresión de la transferencia:

$$V^- = V_{o'} \quad (12)$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad (13)$$

$$\frac{V_o - V_i}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{V^+ - V_o}{R_L} + (V^+ - V_o) \cdot sC_g \quad (14)$$

$$\frac{-V^+}{R_g} = (V^+ - V_o) \cdot sC_g \quad (15)$$

$$H(s) = \frac{CR_L s (C_g R_g s + 1)}{CC_g R R_L s^2 + CC_g R_g R_L s^2 + CRs + CR_L s + C_g R_L s + 1} \quad (16)$$

<sup>2</sup> Luego teniendo en cuenta (10) y tomando que

$$C_g R_L R C \ll LC \implies R \ll R_g \quad (17)$$

La transferencia se puede expresar como:

$$H(s) = \frac{LC \cdot s^2 + C r_{coil} \cdot s}{s^2 \cdot (LC) + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \quad (18)$$

Vale la pena destacar que (11) y (18) son iguales. Es de utilidad recordar las aproximaciones utilizadas hasta ahora:

$$\frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \approx 1 \quad R \ll R_g \quad C_g R_L s \ll 1 \quad (19)$$

### 0.7.3. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con gyrator y el implementado con un inductor, obteniendo como era esperado una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, y finalmente difiriendo en las altas como se ve a continuación:

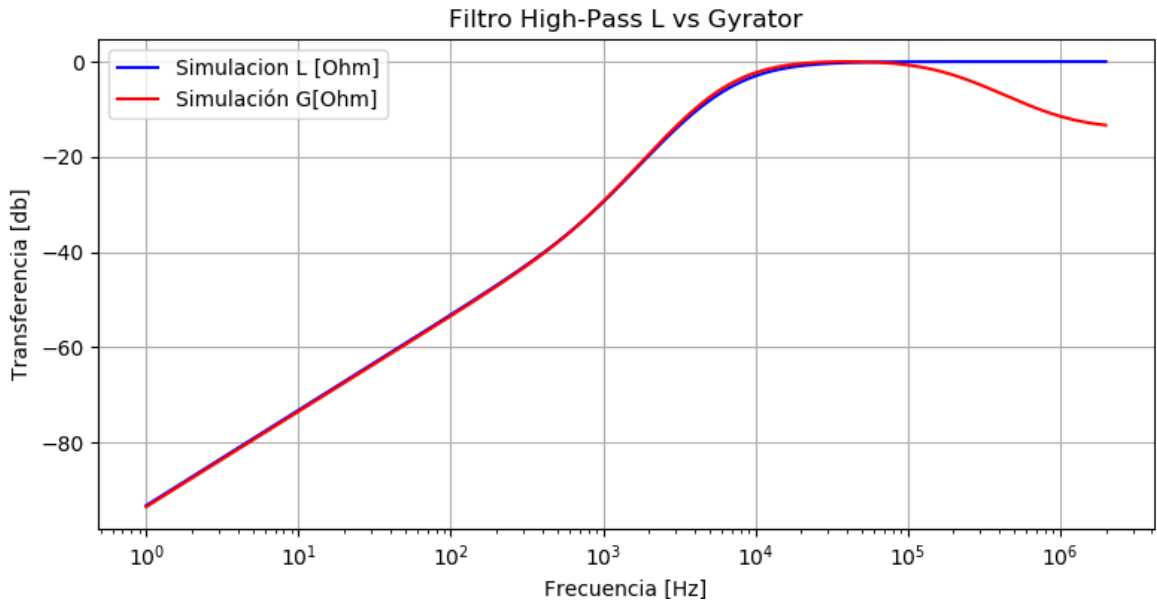


Figura 7: Comparación de modelos Gyrtor e Inductor.

<sup>2</sup>Teniendo en cuenta que se despreció el término (7) de (16)

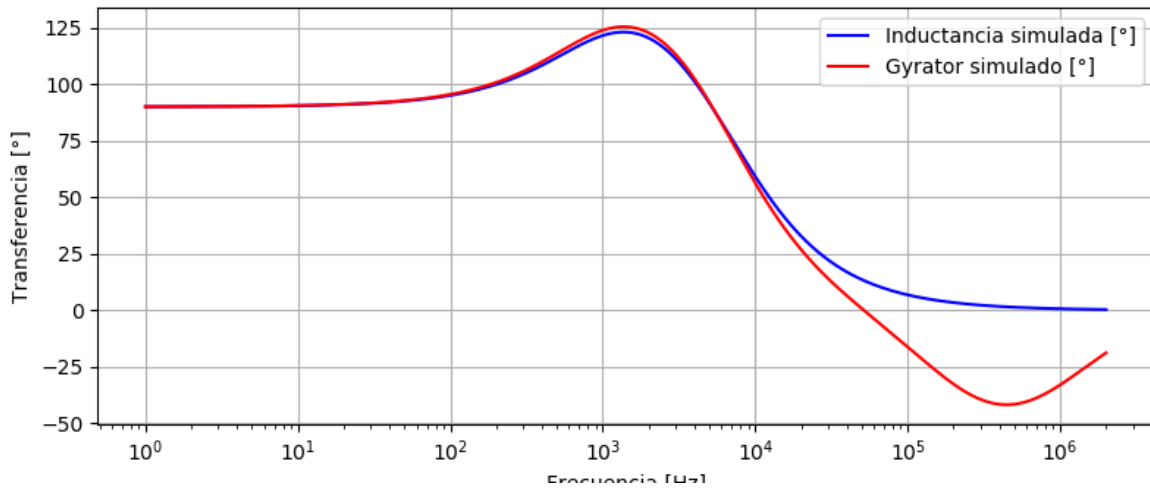


Figura 8: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

Es de interés mencionar que debido a la resistencia interna de la bobina y su análogo de  $R_L$  ofrecen un termino lineal en el numerador de la transferencia, este cero introducido es el culpable de que, a las bajas frecuencias la pendiente, sea correspondiente a la de un sistema de primer orden. También es observable que a partir de una frecuencia,  $f_d \approx 1kHz$ , la pendiente aumenta a la de un sistema de segundo orden, tal como es deseado.

#### 0.7.4. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la tabla (1), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator siendo esta de  $L \approx 10mH$  y  $r_{coil} \approx 51\Omega$ , para esto se tomaron los siguientes valores:  $R_L = 51\Omega$   $R_g = 200k\Omega$   $C_g = 1nF$ . A partir de esto se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones siendo esta  $f_c = 6,1kHz$ . Esto define un valor de capacitor  $C \approx 68nF$  y finalmente dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia se eligió un valor de  $R$  tal que no haya sobrepico<sup>3</sup> teniendo un valor de  $\xi \approx 0,98$  con  $R \approx 750$ . Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (19) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R \ll R_g \implies \frac{R_g}{R} = 267 \quad C_g R_L \ll 1 \implies C_g R_L = 5,1 \cdot 10^{-8} \quad (20)$$

#### 0.7.5. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa altos, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

<sup>3</sup>Cabe aclarar que el valor de  $\xi$  para el cual comienza a haber sobrepico es de 0.707

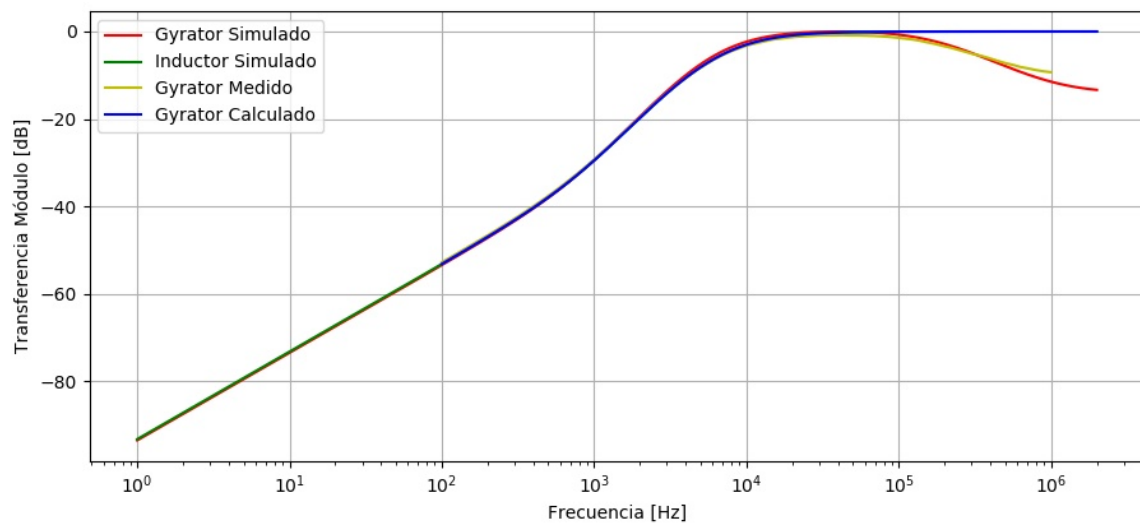


Figura 9: Diagrama BODE High-Pass Amplitud.

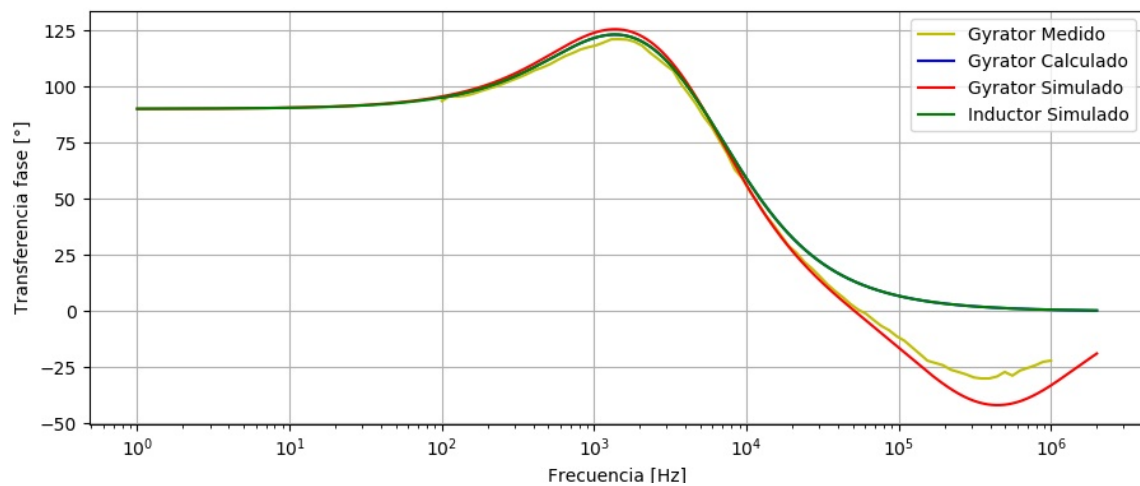


Figura 10: Diagrama BODE High-Pass Fase.

#### 0.7.6. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar. Teniendo un filtro High-Pass de segundo orden.

El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la tabla (1) Obteniendo las siguientes mediciones:

En la figura (11) se puede observar como para frecuencias a partir de 3kHz la atenuación es mayor a 14dB.



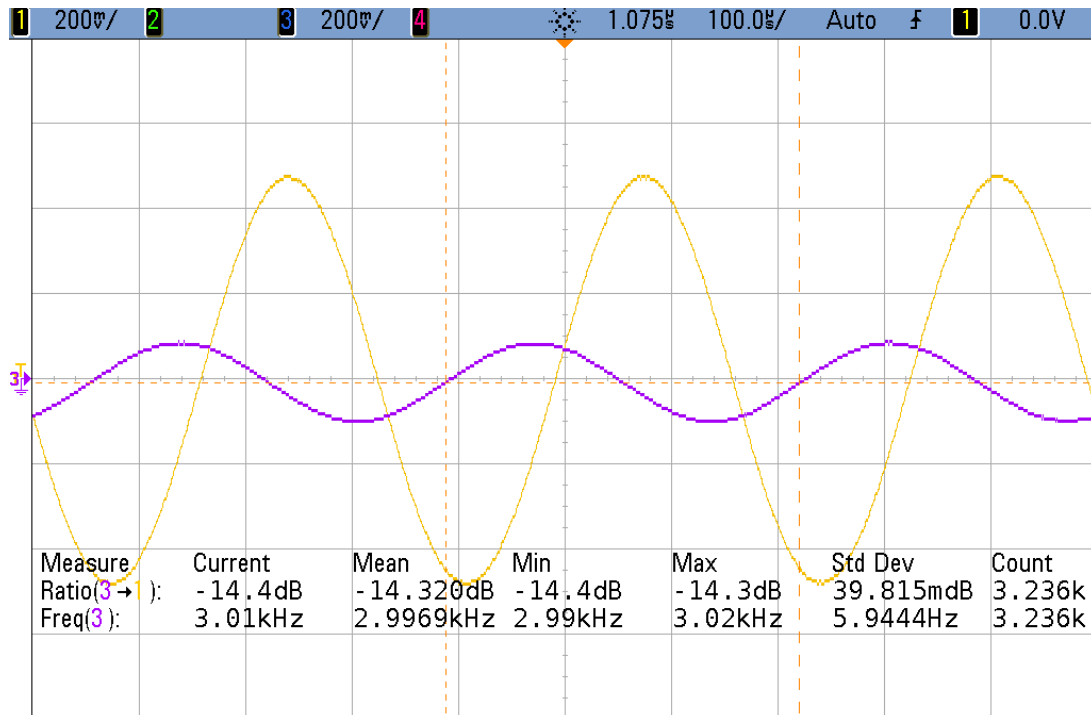


Figura 11: Frecuencia de atenuación.

En la figura (12) se puede observar como para frecuencias a partir de 10.5kHz, la atenuación es menor a 3dB si bien, es muy próxima.

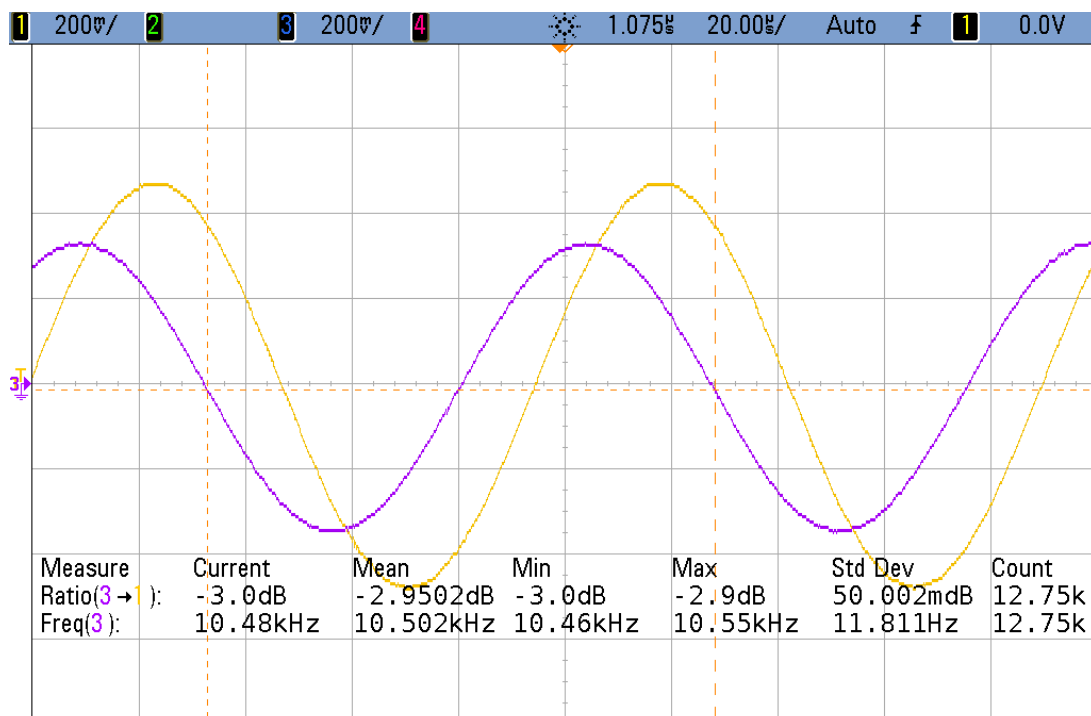


Figura 12: Frecuencia de paso.

## 0.8. Low Pass.

### 0.8.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa bajos clasicamente es el siguiente:

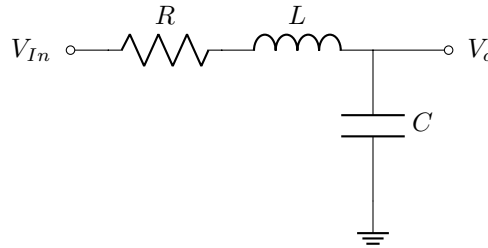


Figura 13: Filtro Low-Pass básico.

Obteniendo la transferencia del circuito se obtiene:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 \cdot LC + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \quad (21)$$

La cual verifica ser un pasabajos.

### 0.8.2. Circuito utilizando Gyrator.

El gyrator tiene la particularidad de que debe estar referenciado a tierra para funcionar como tal, en este caso lo utilizaremos "flotando" para realizar el filtro pasa bajos. La idea que impulsó este diseño fue que el comportamiento de bobina del circuito de la figura (2) es visto por el circuito gracias a la impedancia de entrada. En este caso se pensó la R y C como la carga, y se calculó la impedancia de salida del siguiente circuito:

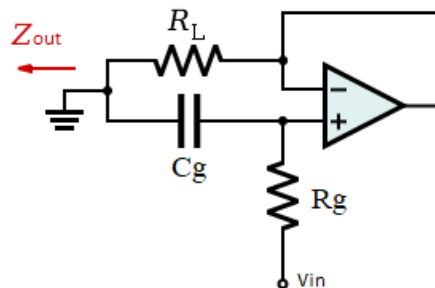


Figura 14: Gyrator referenciada a la fuente.

Para el cual el primer paso será pasivar la fuente y quedará referenciado a masa. De esta manera, el cálculo será análogo al de la sección (0.4). Por lo cual la impedancia de salida del circuito, conectándole una carga de R y C en serie, proporciona un circuito final, análogo al de la figura (13). El circuito propuesto fue el siguiente:

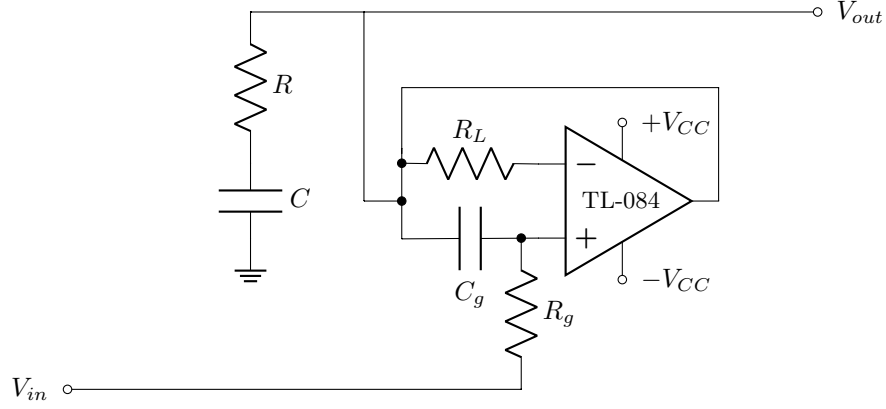


Figura 15: Filtro Low-Pass implementado con Gyrator.

Utilizando las siguientes ecuaciones se puede llegar a la expresión de la transferencia:

$$V^- = V_{o'} \quad (22)$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad (23)$$

$$\frac{V_{In} - V^+}{R_g} = (V^+ - V_n) \cdot sC_g \quad (24)$$

$$V_{out} \cdot sC = \frac{V_n - V_{out}}{R} \quad (25)$$

$$\frac{V_n - V_{out}}{R} = \frac{V^- - V_n}{R_L} + (V^+ - V_n) \cdot sC_g \quad (26)$$

Operando se obtiene:

$$H(s) = \frac{(C_g R_L s + 1)}{CC_g R R_L s^2 + CC_g R_g R_L s^2 + C R s + C R_L s + C_g R_L s + 1} \quad (27)$$

Utilizando (10) y (19) se llega a que:

$$H(s) = \frac{1}{CLs^2 + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \quad (28)$$

Vale la pena destacar que (21) y (28) son iguales y que es un filtro de segundo orden.

### 0.8.3. Diseños alternativos.

Previo a la decisión de utilizar el diseño de la figura (15) se idearon otras alternativas. Una fue utilizar una salida diferencial sobre el capacitor, una mejora sobre este último era utilizar un restador para que esta salida diferencial quede referenciada a tierra. Otra alternativa encontrada fue la utilización de 2 gyrators para formar una bobina flotante, para realizar el filtro; este diseño finalmente fue desechado dado a que para este último se necesitarían 2 operacionales, y dado la limitación en el integrado se optó por mantener simple el diseño e implementar el diseño final.

### 0.8.4. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con gyrator y el implementado con un inductor, obteniendo como era esperado una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, y finalmente difiriendo en las altas como se ve a continuación:

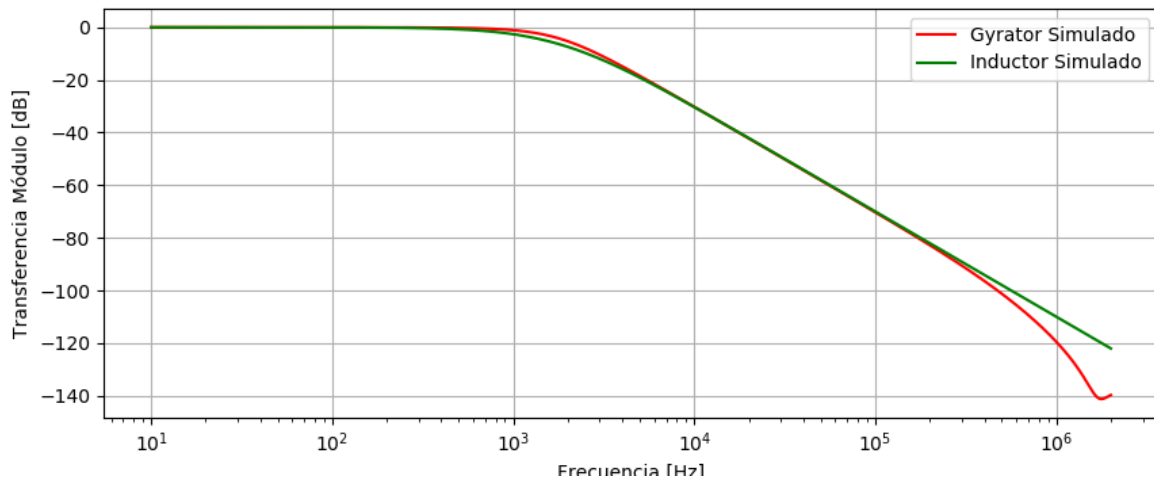


Figura 16: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

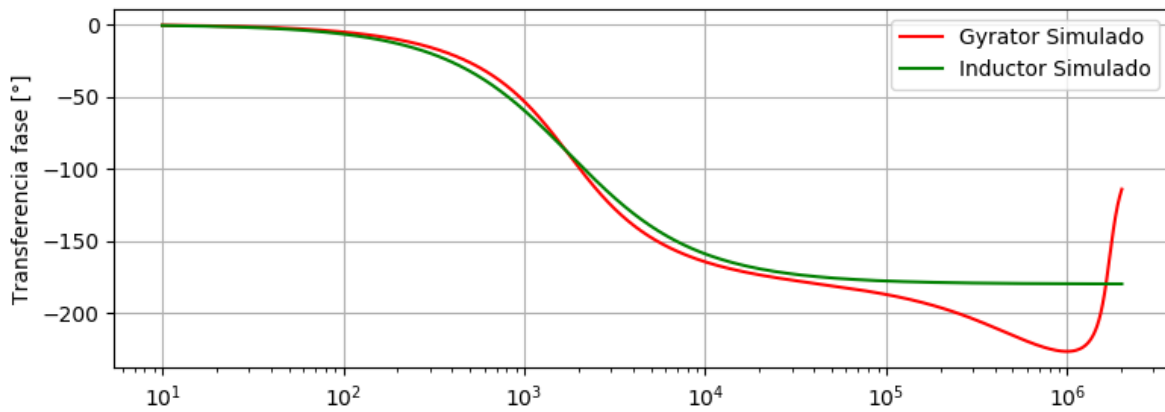


Figura 17: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

### 0.8.5. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la tabla (1), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator siendo esta de  $L \approx 10mH$  y  $r_{coil} \approx 51\Omega$ , para esto se tomaron los siguientes valores:  $R_L = 51\Omega$   $R_g = 200k\Omega$   $C_g = 1nF$ . A partir de esto se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones siendo esta  $f_c = 1,78kHz$ . Esto define un valor de capacitor  $C \approx 800nF$  y finalmente dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia se eligió un valor de  $R$  tal que no haya sobrepico<sup>4</sup> teniendo un valor de  $\xi \approx 0,8$  con  $R \approx 130$  y teniendo en cuenta la  $r_{coil} = 51\Omega$ . Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (19) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R \ll R_g \implies \frac{R_g}{R} = 1538 \quad C_g R_L \ll 1 \implies C_g R_L = 5,1 \cdot 10^{-8} \quad (29)$$

### 0.8.6. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

<sup>4</sup>Cabe aclarar que el valor de  $\xi$  para el cual comienza a haber sobrepico es de 0.707

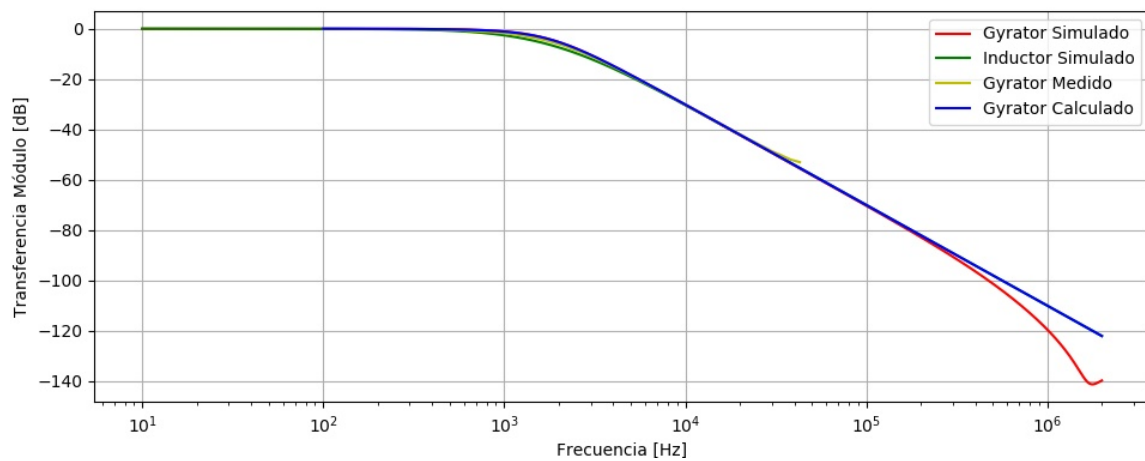


Figura 18: Diagrama BODE Low-Pass Amplitud.

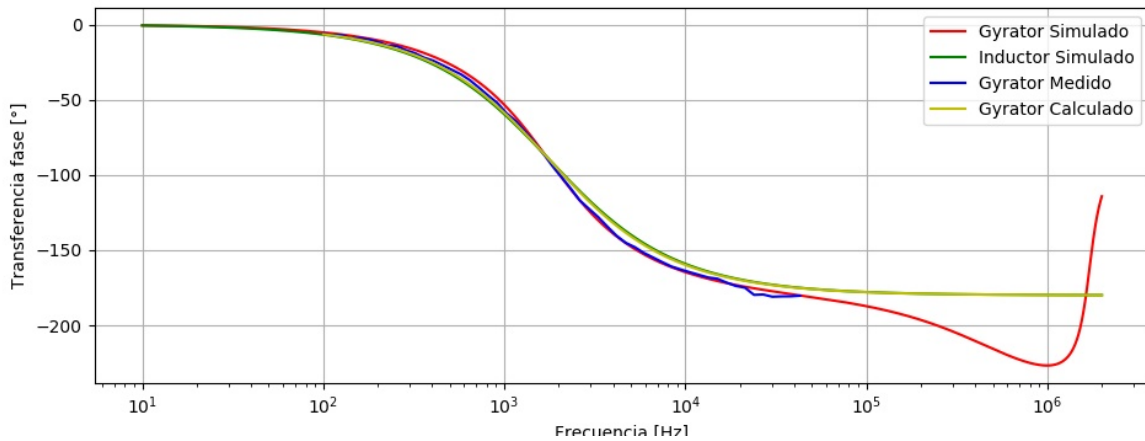


Figura 19: Diagrama BODE Low-Pass Fase.

### 0.8.7. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar. Teniendo un filtro Low-Pass de segundo orden.

El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la tabla (1) Obteniendo las siguientes mediciones:

En la figura (20) se puede observar como para frecuencias a partir de 3kHz la atenuación es mayor a 12dB.

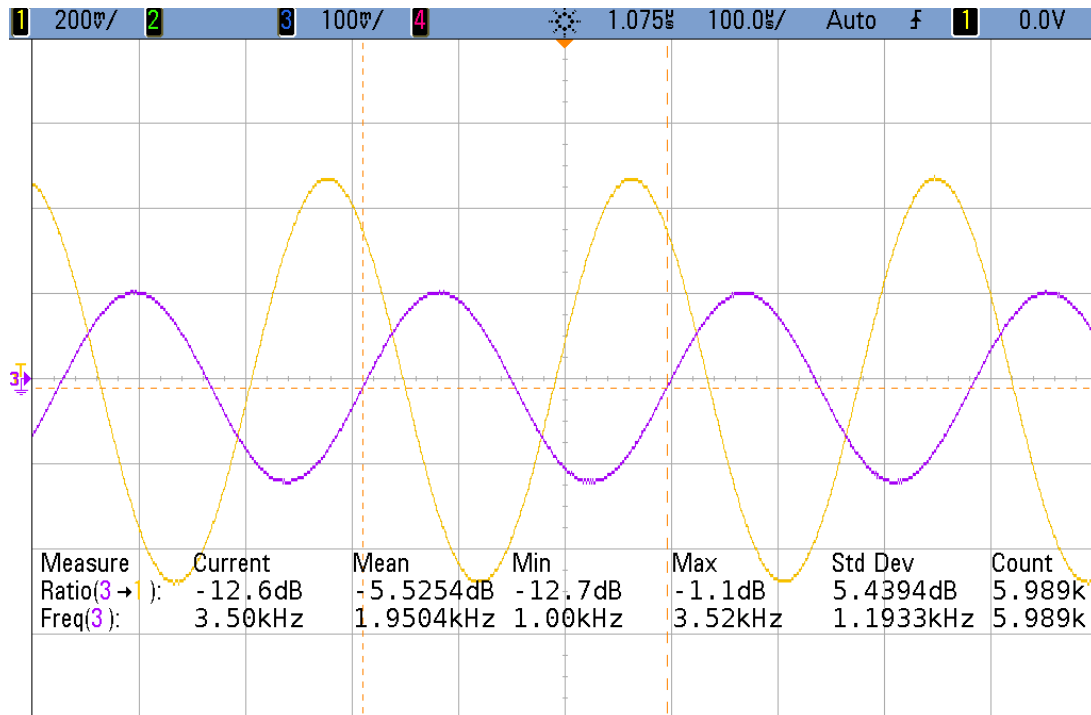


Figura 20: Frecuencia de atenuación.

En la figura (21) se puede observar como para frecuencias a partir de 10.5kHz, la atenuación es menor a 1.5dB.

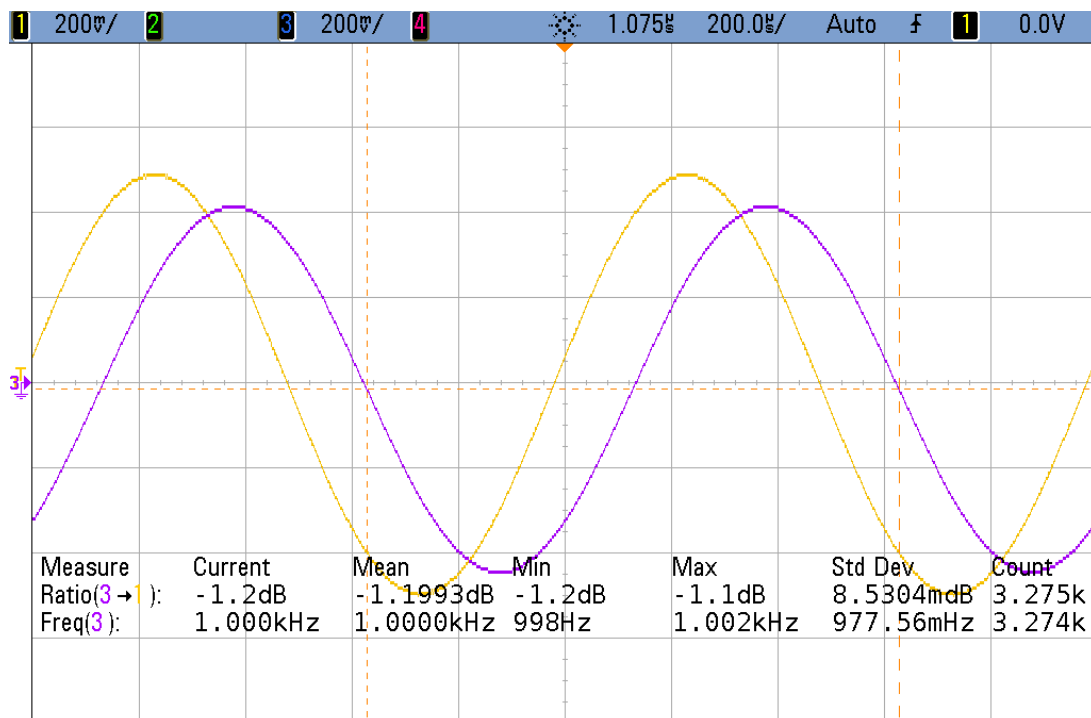


Figura 21: Frecuencia de paso.

## 0.9. Band Pass.

### 0.9.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa banda clasicamente es el siguiente:

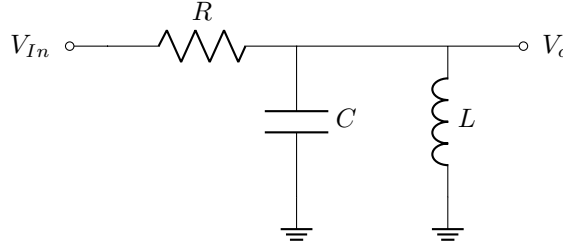


Figura 22: Filtro Band-Pass básico.

Operando en el circuito se obtiene:

$$H(s) = \frac{s \cdot \frac{L}{R} + \frac{r_{coil}}{R}}{s^2 LC + s \cdot (Cr_{coil} + \frac{L}{R}) + 1 + \frac{r_{coil}}{R}} \quad (30)$$

### 0.9.2. Circuito utilizando Gyrator.

El circuito propuesto para el filtro Band-Pass es idéntico a la figura (22) con la singularidad que intercambiaremos el inductor por un gyrator de la siguiente manera.

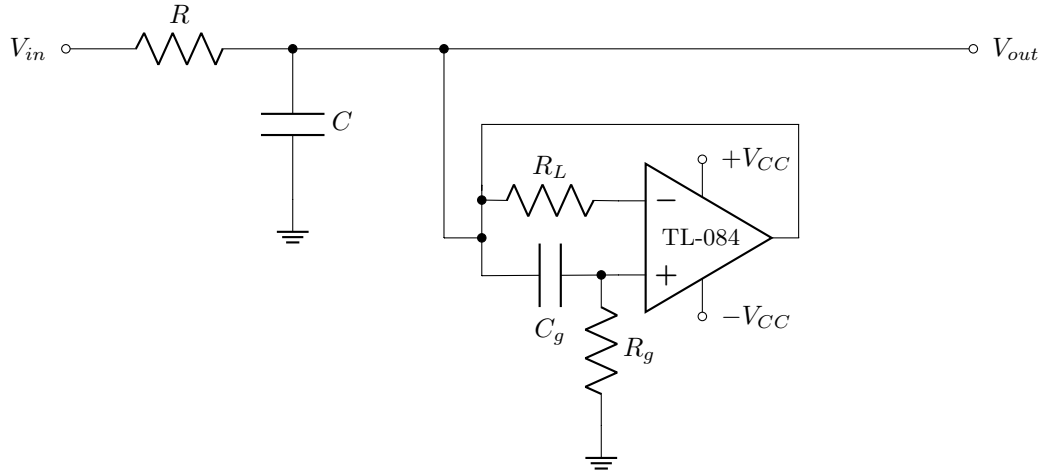


Figura 23: Filtro Band-Pass implementado con Gyrator.

Para resolver el circuito se plantearon la siguientes ecuaciones:

$$V^- = V_{o'} \quad (31)$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad (32)$$

$$-\frac{V^+}{R_g} = (V^+ - V_{out}) \cdot sC_g \quad (33)$$

$$V_{out} \cdot sC = \frac{V^- - V_{out}}{R_L} + \frac{V_{in} - V_{out}}{R} - \frac{V_{out}}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \quad (34)$$

Se llega a que:

$$H(s) = \frac{R_L (C_g R_g s + 1)}{CC_g R R_L R_g s^2 + C R R_L s + C_g R R_L s + C_g R_L R_g s + R + R_L} \quad (35)$$

Teniendo en cuenta (10) y (19) se obtiene:

$$H(s) = \frac{s \frac{L}{R} + \frac{r_{coil}}{R}}{s^2 \cdot LC + s \cdot (C r_{coil} + \frac{L}{R}) + 1 + \frac{r_{coil}}{R}} \quad (36)$$

Vale la pena destacar que (30) y (36) son iguales.

### 0.9.3. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con gyrator y el implementado con un inductor, obteniendo una coincidencia en todo el espectro a analizar, teniendo unas pequeñas diferencias para las tensiones que tienden a la continua esto se debe al efecto provocado por la  $r_{coil}$  la cual hace que cuando  $f \rightarrow 0$  la función se establece en  $\frac{r_{coil}}{R}$ .

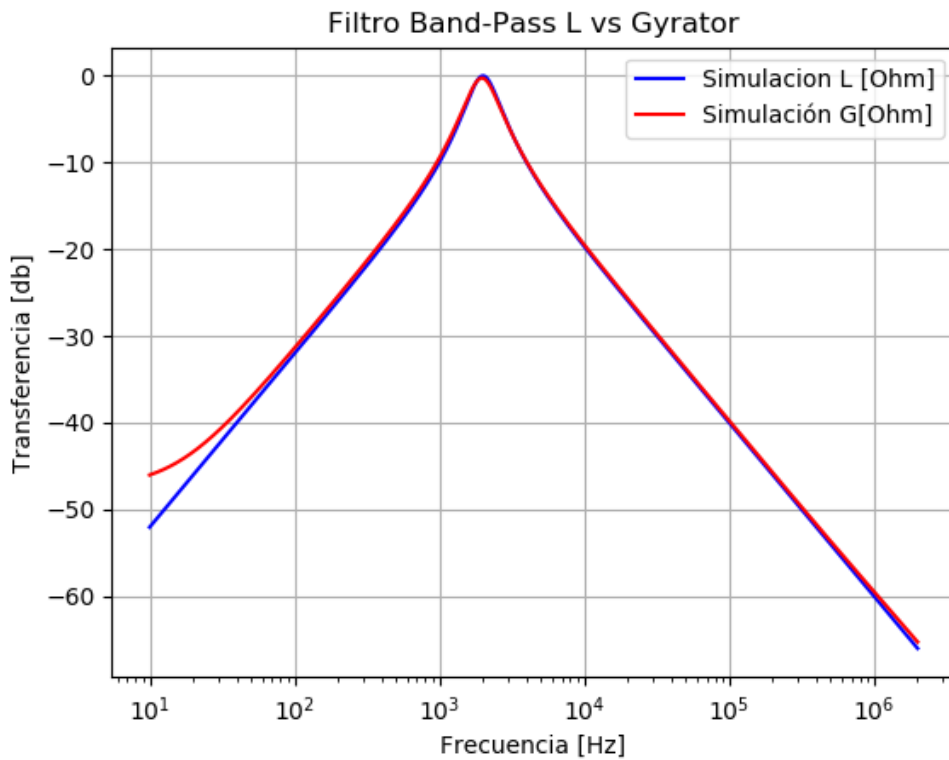


Figura 24: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.



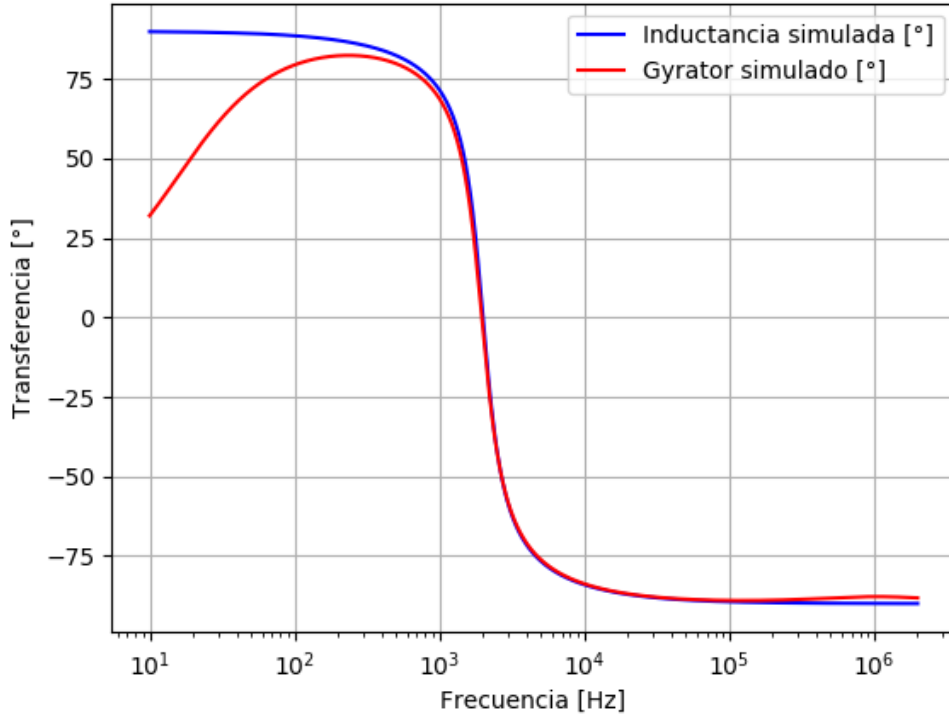


Figura 25: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

#### 0.9.4. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la tabla (1), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator siendo esta de  $L \approx 0,51H$  y  $r_{coil} \approx 51\Omega$ , para esto se tomaron los siguientes valores:  $R_L = 51\Omega$   $R_g = 1M\Omega$   $C_g = 10nF$ . A partir de esto se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones siendo esta  $f_c = 2kHz$ . Esto define un valor de capacitor  $C \approx 800nF$  y finalmente dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia se eligió un valor de  $R$  tal que no haya sobrepico<sup>5</sup> teniendo un valor de  $\xi \approx 7,5$  con  $R \approx 12k\Omega$  y teniendo en cuenta la  $r_{coil} = 51\Omega$ . Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (19) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R \ll R_g \implies \frac{R_g}{R} = 84 \quad C_g R_L \ll 1 \implies C_g R_L s = 5,1 \cdot 10^{-7} \quad (37)$$

#### 0.9.5. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa banda, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

<sup>5</sup>Cabe aclarar que el valor de  $\xi$  para el cual comienza a haber sobrepico es de 0.707

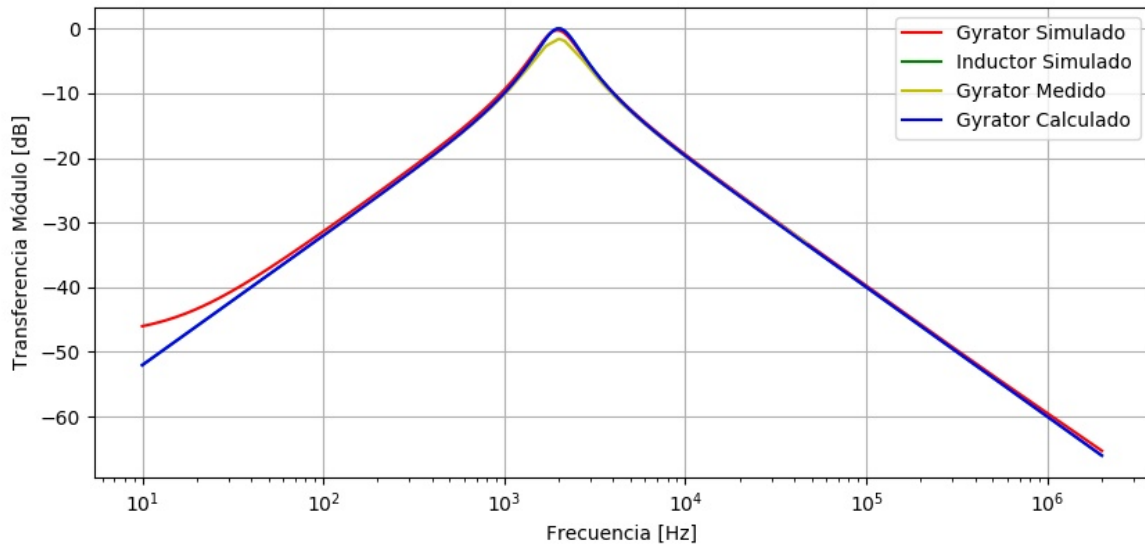


Figura 26: Diagrama BODE Band-Pass Amplitud.

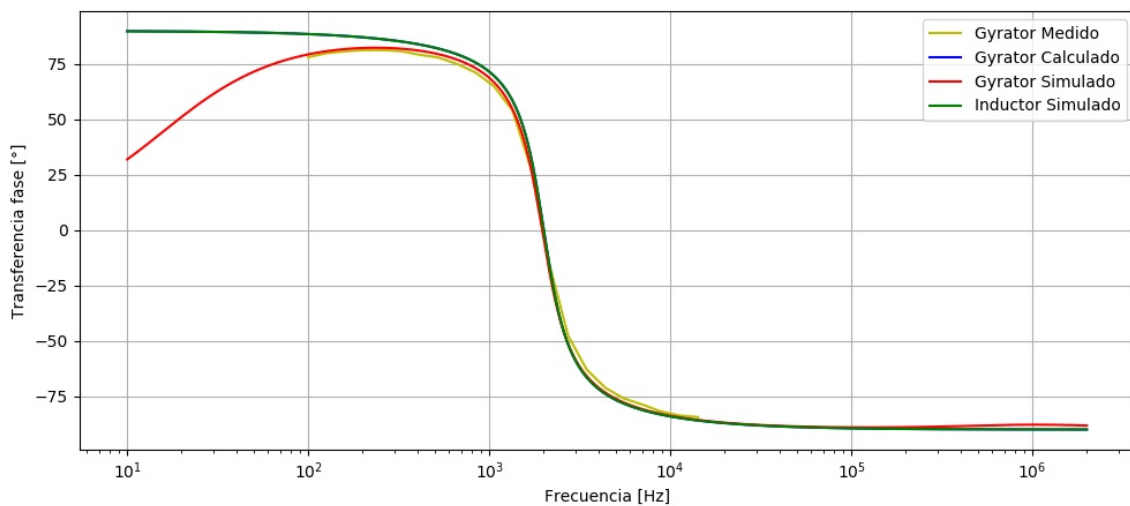


Figura 27: Diagrama BODE Band-Pass Fase.

#### 0.9.6. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar. Teniendo un filtro Band-Pass de segundo orden.

El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la tabla (1) Obteniendo las siguientes mediciones:

En la figura (28) se puede observar que para la frecuencias especificada en la tabla (1) tendrá la minima atenuación.

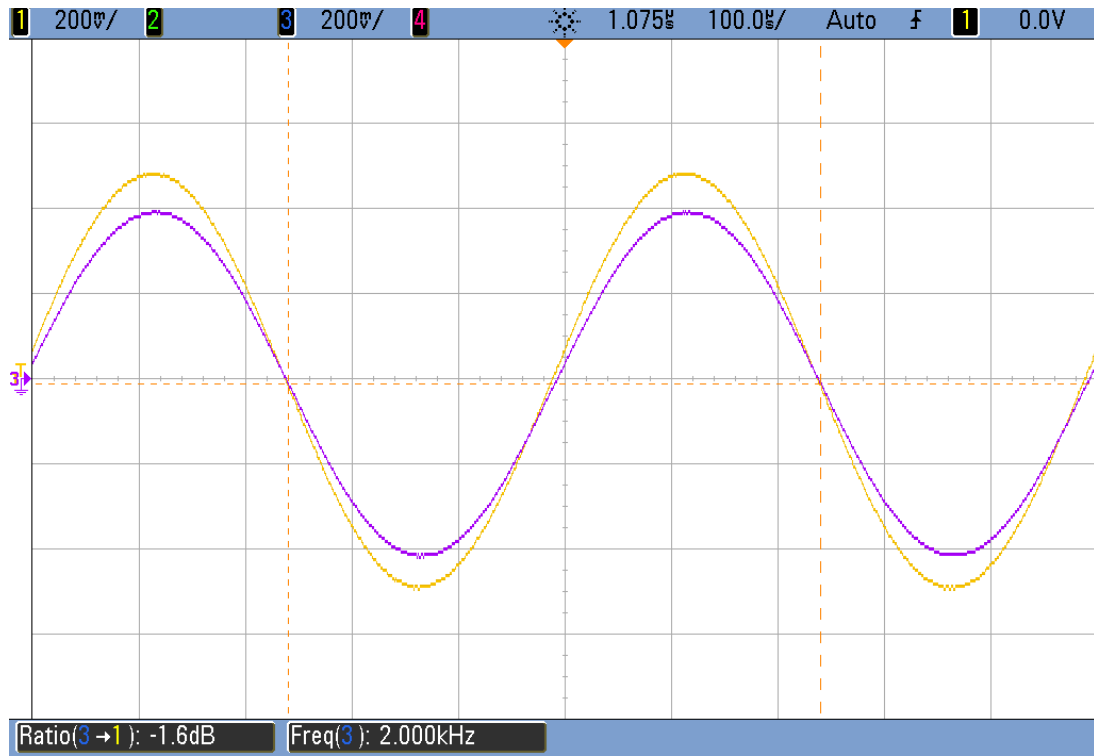


Figura 28: Frecuencia de corte.

## 0.10. Band Reject.

### 0.10.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro rechaza banda clasicamente es el siguiente:

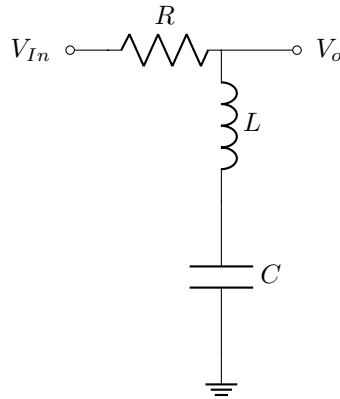
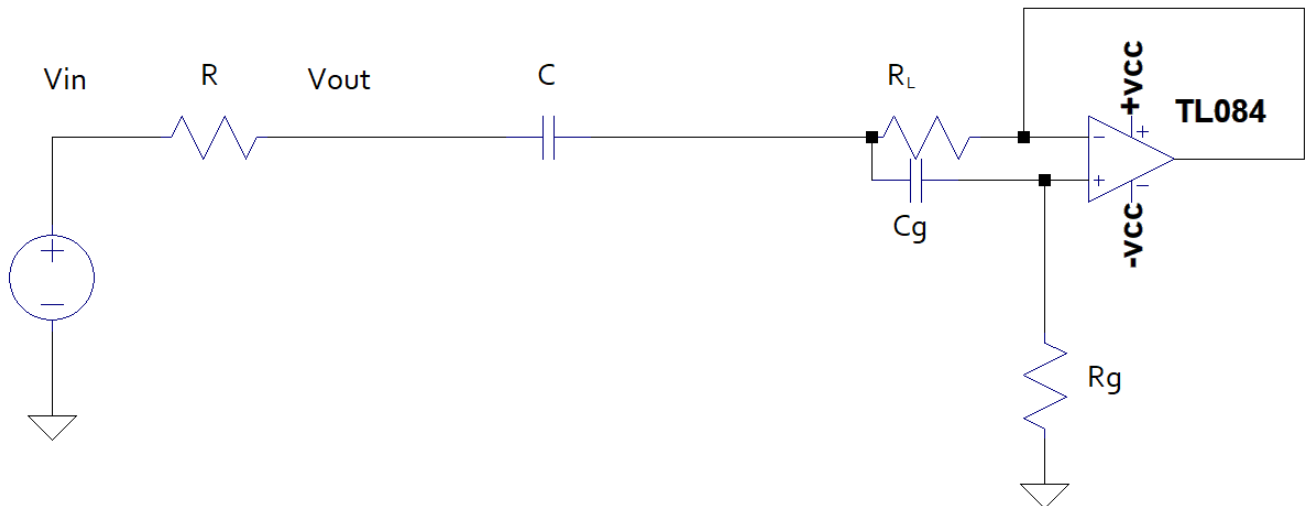


Figura 29: Filtro Band-Reject básico.

Al cual le corresponde una transferencia de la forma:

$$H(s) = \frac{s^2 \cdot LC + s \cdot r_{coil}C + 1}{s^2 \cdot LC + s \cdot (RC + r_{coil}C) + 1} \quad (38)$$

### 0.10.2. Circuito utilizando Gyrator.



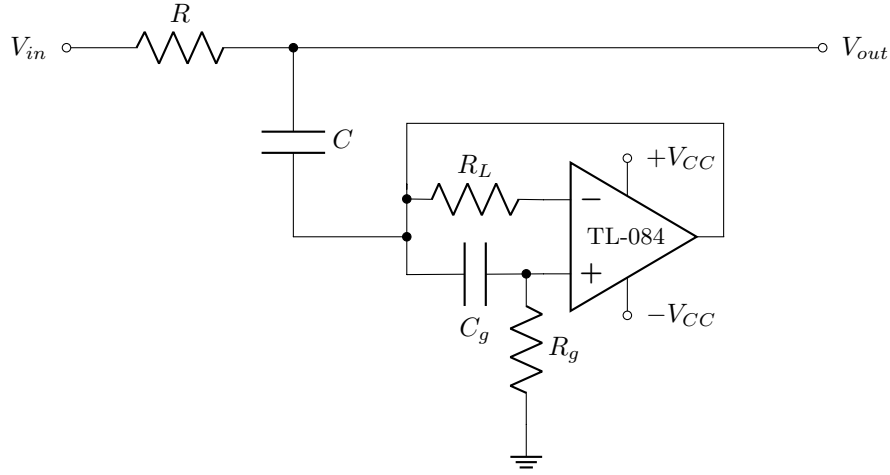


Figura 30: Filtro Band-Reject implementado con Gyrator.

Luego se procedió a analizar el circuito para sacar la función transferencia:

$$V^- = V_{o'} \quad (39)$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad (40)$$

$$\frac{V_{out} - V_{in}}{R} = (V_n - V_{out}) \cdot sC \quad (41)$$

$$(V_n - V_{out}) \cdot sC = \frac{-V_n}{R_g + \frac{1}{sC_g}} + \frac{V^- - V_n}{R_L} \quad (42)$$

$$\frac{-V^+}{R_g} = (V^+ - V_n) \cdot sC_g \quad (43)$$

Se llega a :

$$H(s) = \frac{CC_g R_L R_g s^2 + CR_L s + C_g R_L s + 1}{CC_g R R_L s^2 + CC_g R_L R_g s^2 + CRs + CR_L s + C_g R_L s + 1} \quad (44)$$

Teniendo en cuenta (10) y (19) se obtiene:

$$H(s) = \frac{s^2 \cdot LC + s \cdot Cr_{coil} + 1}{s^2 \cdot LC + s \cdot (CR + Cr_{coil}) + 1} \quad (45)$$

### 0.10.3. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con gyrator y el implementado con un inductor, obteniendo como era esperado una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, y finalmente difiriendo en las altas como se ve a continuación:

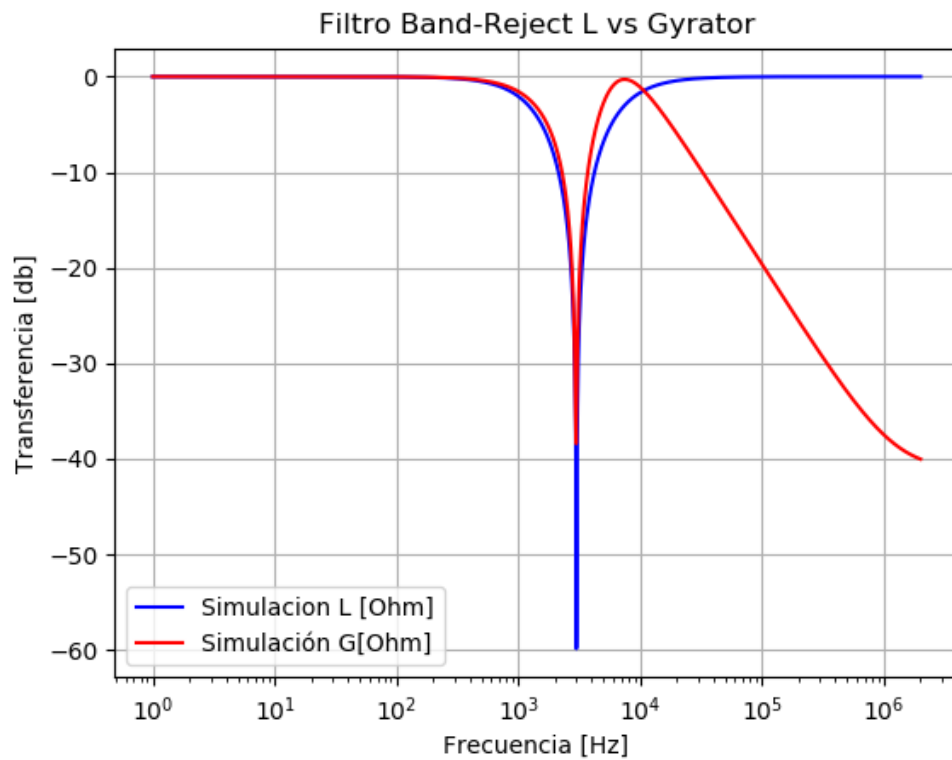


Figura 31: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

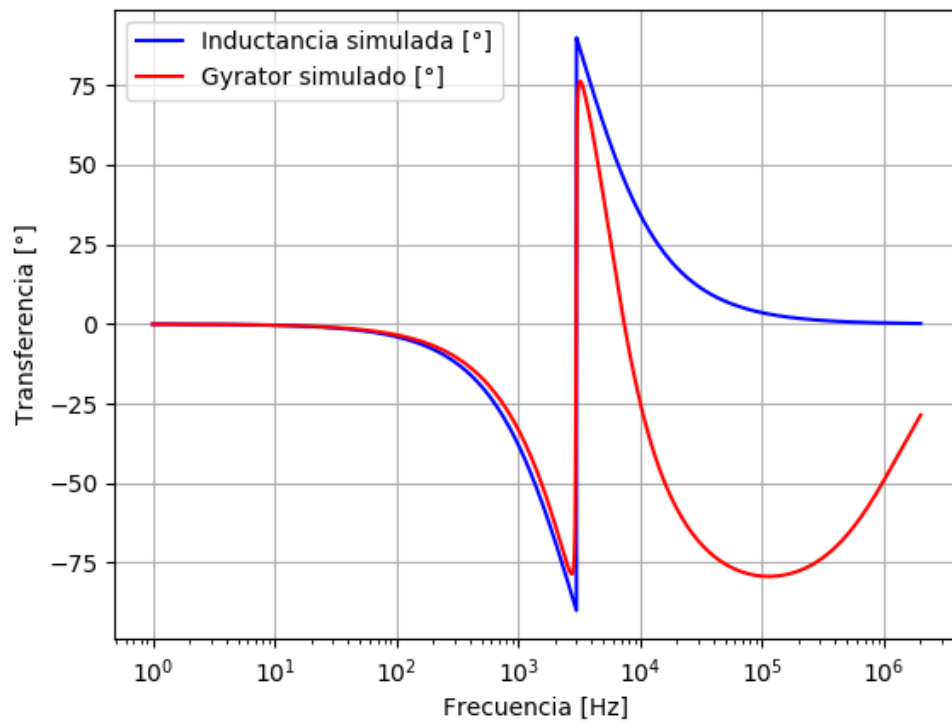


Figura 32: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

#### 0.10.4. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la tabla (1), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator siendo esta de  $L \approx 0,51H$  y  $r_{coil} \approx 51\Omega$ , para esto se tomaron los siguientes valores:  $R_L = 51\Omega$   $R_g = 1M\Omega$   $C_g = 10nF$ . Esto define un valor de capacitor  $C \approx 4,7nF$  y finalmente dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia se eligió un valor de  $R$  tal que no haya sobrepico<sup>6</sup> teniendo un valor de  $\xi \approx 0,96$  con  $R \approx 20k\Omega$  y teniendo en cuenta la  $r_{coil} = 51\Omega$ . Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (19) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R \ll R_g \implies \frac{R_g}{R} = 50 \quad C_g R_L \ll 1 \implies C_g R_L = 5,1 \cdot 10^{-7} \quad (46)$$

#### 0.10.5. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro rechaza banda, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

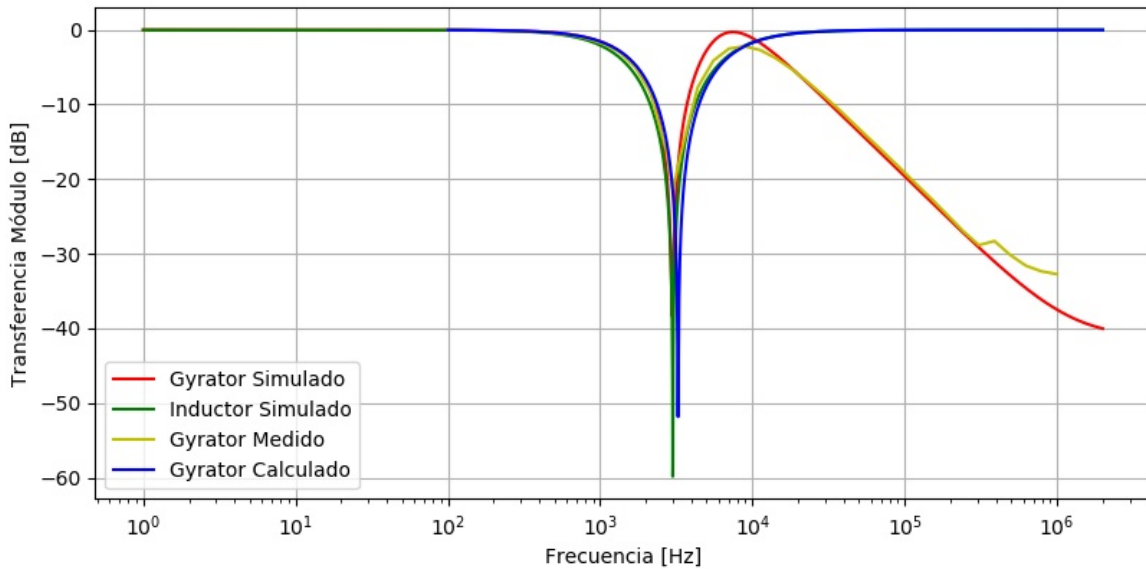


Figura 33: Diagrama BODE Band-Reject Amplitud.

<sup>6</sup>Cabe aclarar que el valor de  $\xi$  para el cual comienza a haber sobrepico es de 0.707

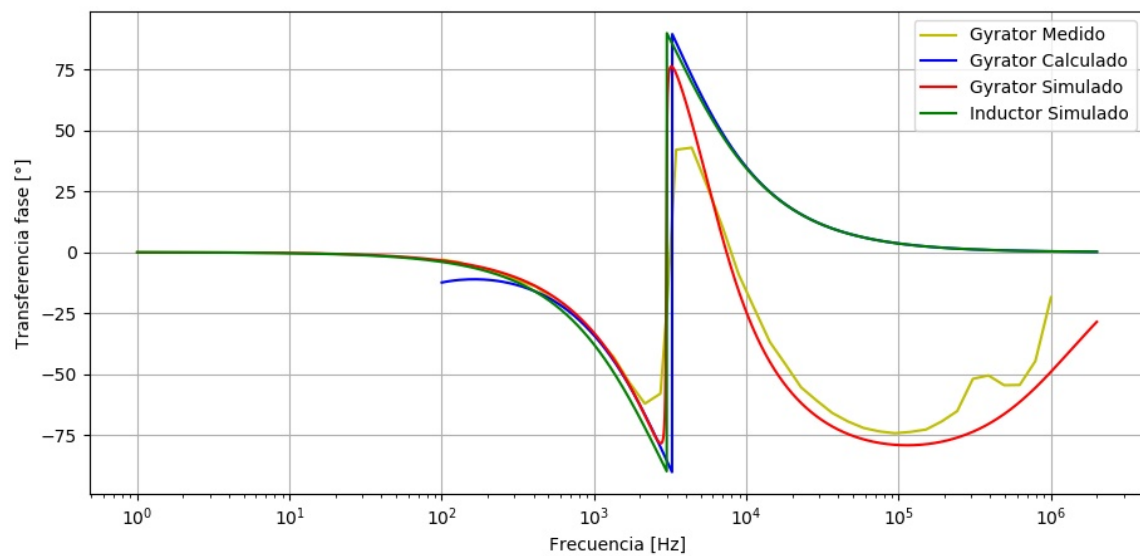


Figura 34: Diagrama BODE Band-Reject Fase.

#### 0.10.6. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar. Teniendo un filtro Band-Reject de segundo orden.

El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la tabla (1) Obteniendo las siguientes mediciones:

En la figura (35) se puede observar que para la frecuencias especificada en la tabla (1) tendrá la máxima atenuación.

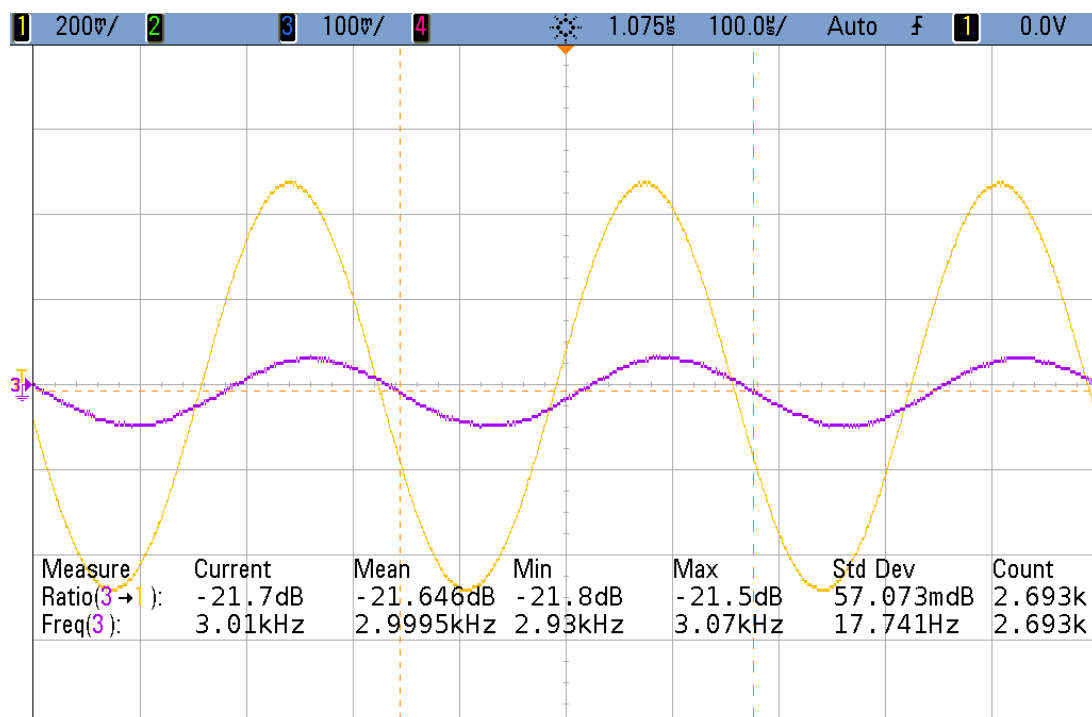


Figura 35: Frecuencia de corte.



### 0.11. Diseño en PCB.

El circuito se diseñó en el software **Altium Designer** dado a las condiciones de diseño requeridas, se optó por utilizar componentes **SMD** dado a que tienen un menor error y puede mantener más acotado el tamaño final de la placa. Se eligió utilizar un integrado TL084 utilizando cada opamp del mismo para cada filtro y se pusieron capacitores de desacople para el mismo. Se obtuvo el siguiente esquemático:

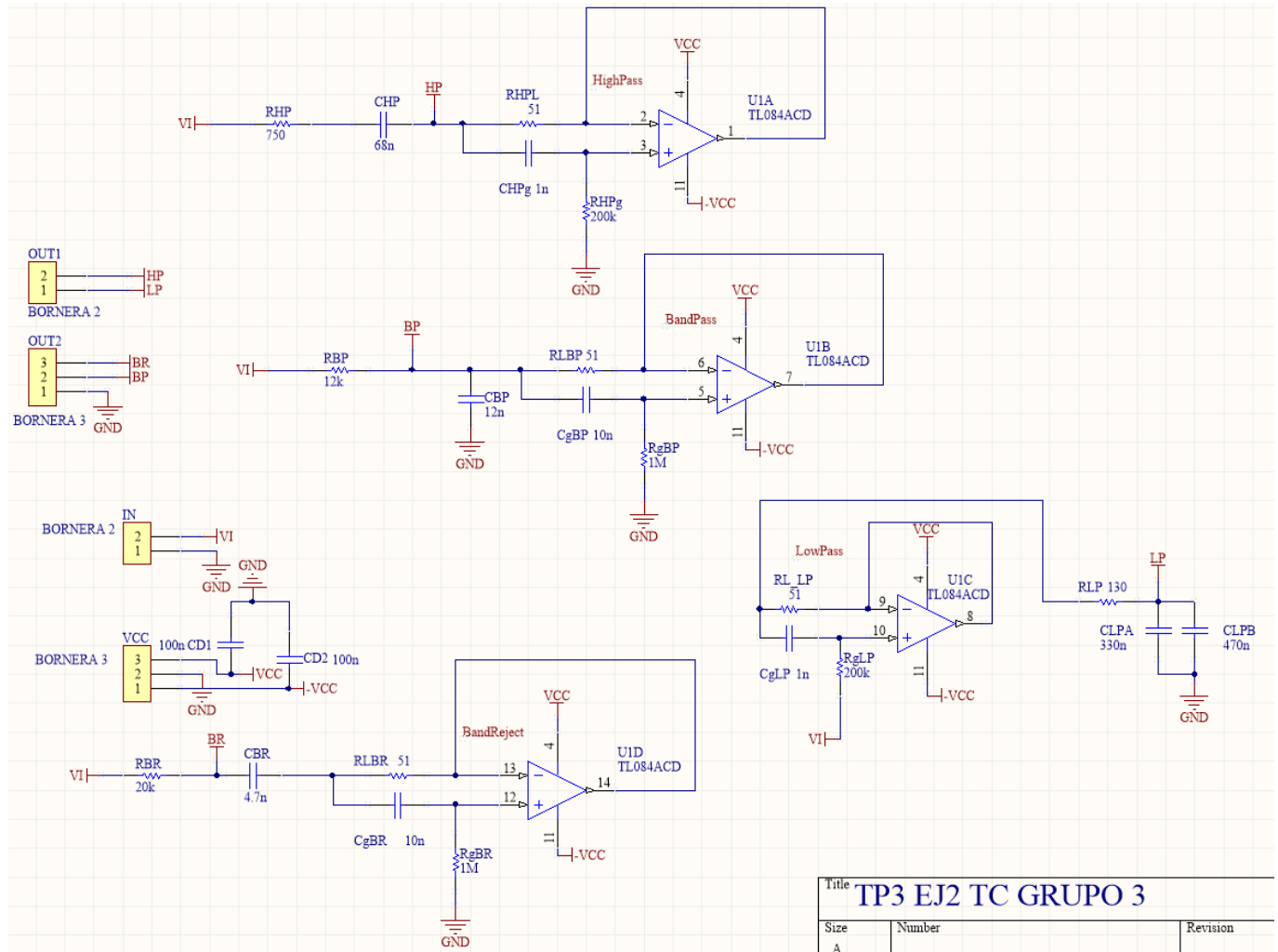


Figura 36: Esquemático del circuito.

Luego se diseñó el circuito en el PCB, se eligió utilizar una placa doble faz, dado a que al elegir utilizar componentes SMD y que también se deseaba que todos los componentes estén de un lado único no quedó otra opción.

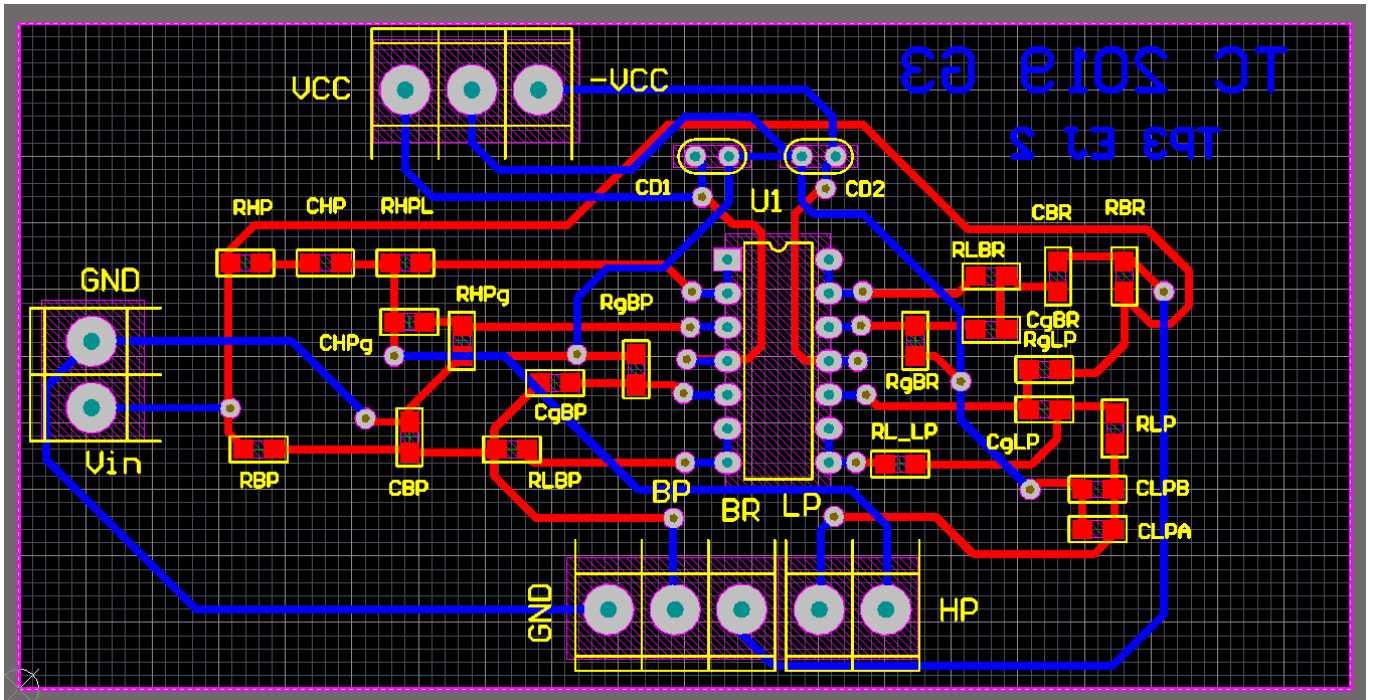


Figura 37: PCB del circuito.