

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

TEORIA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°3

GIC, Gyrator, Amplificador de Instrumentación y Ecualizador

Grupo 6:

Paulo NAVARRO 57.775

Benjamín Carlos LIN 57.242

Nicolas Lorenzo MESTANZA 57.521

Facundo Nicolas MOLINA 60.526

German Carlos BERTACHINI 58.750

Responsables de la cátedra:

Daniel Andres JACOBY

Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

Presentado:

Corrección:

Índice

1. Filtro con GIC	2
1.1. Filtro con GIC	2
2. Introducción a Diseño de Filtros	3
2.1. Filtro Pasa-Bajos (Low-Pass)	3
2.2. Filtro Pasa-Altos (High-Pass)	7
2.3. Filtro Pasa-Banda (Band-Pass)	10
2.4. Filtro Rechaza-Banda (Band-Rejection)	10
2.5. Utilización de un Gyrator en los filtros	13
2.5.1. Introducción a Gyrators	13
2.5.2. Implementación real de un Gyrator	13
2.5.3. Análisis de Z_{in}	14
3. Amplificador de Instrumentación	17
3.1. Amplificador de Instrumentación	17
4. Control de Tonos y Ecualizador de Fase	18
4.1. Ecualizador de Fase	18

1. Filtro con GIC

1.1. Filtro con GIC

2. Introducción a Diseño de Filtros

En la presente sección, se implementarán cuatro filtros de segundo orden según las siguientes especificaciones:

Tipo de Filtro	$f_p [Hz]$	$f_a [Hz]$	$f_c [Hz]$
Low-Pass	5000	17500	-
High-Pass	21000	6000	-
Band-Pass	-	-	10000
Band-Rejection	-	-	6000

En cada caso se espera:

- Ganancia mayor a -3 dB cuando $f < f_p$ o $f > f_p$
- Ganancia menor a -10 dB cuando $f > f_a$ o $f < f_a$
- Ganancia nunca superior a 0 dB
- Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

Cada circuito será empleado implementando una resistencia R , una inductancia L y un capacitor C . Pero para la inductancia L , ésta será reemplazada por componentes que unidos presenten un comportamiento similar a ella, en este caso un Gyrator.

2.1. Filtro Pasa-Bajos (Low-Pass)

En este caso, se procederá a realizar un circuito pasa-bajos de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos en la siguiente figura:

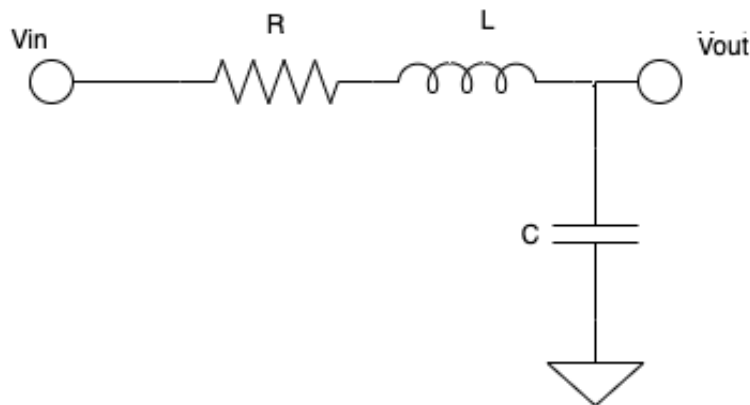


Figura 1: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Las especificaciones son las siguientes:

- E1: Ganancia mayor a -3 dB cuando $f < 5KHz$
- E2: Ganancia menor a -10 dB cuando $f > 17.5KHz$
- E3: Ganancia nunca superior a 0 dB
- E4: Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

En el dominio de Laplace podemos ver que la función de transferencia para este circuito está dada por:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{\frac{1}{SC}}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{1}{S^2LC + SCR + 1}$$

De allí podemos observar que $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{2\xi}$ y $\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$

Podemos observar que la ganancia nunca deberá superar a 0 dB por ello no se deben presentar sobrepicos en el circuito RLC. Sabiendo que los sobrepicos se presentarán en casos donde $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$, se tomarán valores que cumplan la relación:

$$\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Además de ello, para un circuito de segundo orden la pendiente de la recta que se presenta en $H(S)$ es de $40 \frac{dB}{dec}$, más precisamente $-40 \frac{dB}{dec}$ en este caso.

Para establecer una relación y hallar una frecuencia de corte f_0 apropiada, tal que se cumplan los requisitos de la plantilla, estableceremos una diferencia mínima de 10 dB entre $5KHz$ y $17.5KHz$, ya que la diferencia establecida por la plantilla es de por lo menos 7 dB (-3 dB a -10 dB).

Mediante dicha relación, entonces sabiendo que en $\frac{1}{4}$ de década representará una diferencia de 10 dB para dicha pendiente:

$$\frac{1}{4} = \log_{10}\left(\frac{17.5KHz}{f_0}\right)$$

De esta manera, podremos estimar una f_0 tal que se cumpla la plantilla:

$$f_0 = \frac{17.5KHz}{1.7782} = 9.84KHz$$

Se utilizará una frecuencia un poco menor, $f_0 = 9KHz$ ya que con la diferencia establecida de 10 dB, usar una frecuencia menor, no afectará el comportamiento esperado según la plantilla.

Entonces por las relaciones expresadas previamente:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Luego:

$$\frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Como tenemos varias incógnitas, elegiremos el C a utilizar basándonos en los elementos disponibles, siendo para este caso, $C = 0.1\mu F$.

Por ello:

$$2\pi 9K = \frac{1}{\sqrt{L0.1\mu F}} \rightarrow L = 3.1271mH$$

Además:

$$\frac{R\sqrt{100n}}{2\sqrt{3.1271m}} > \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R > 249.76\Omega$$

Es importante notar que a medida que R a nos encontraremos en una situación donde el circuito será cada vez más sobreamortiguado, por ello buscaremos utilizar un valor de R lo más cercano posible, ya que de otra forma por la reducción de la pendiente, debido al sobreamortiguamiento podríamos no encontrarnos en los parámetros establecidos en la plantilla. Se utilizó entonces $R = 330\Omega$ ya que es el valor más cercano con el que se contaba.

Una vez obtenidos los valores nominales de los elementos, se buscó implementar dicho circuito pero utilizando el gyrator descrito previamente para reemplazar a la inductancia. Para ello, basándonos en las siguientes relaciones:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L$$

$$1 \gg sC_g R_L$$

Partiendo de la última expresión, se escogió:

- $C_g = 0.1\mu F$
- $R_L = 10\Omega$
- $R_g = 3.3K\Omega$

Notar que el valor escogido es tal que $C = C_g$ y R_L es pequeña en comparación a la R del circuito para no generar un sobreamortiguamiento adicional.

Verificando las relaciones:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L \rightarrow Z = s3.3m + 10$$

$$1 \gg s100n.10 \rightarrow 1 \gg s1\mu$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente con el gyrator implementado para observar si su comportamiento es el esperado:

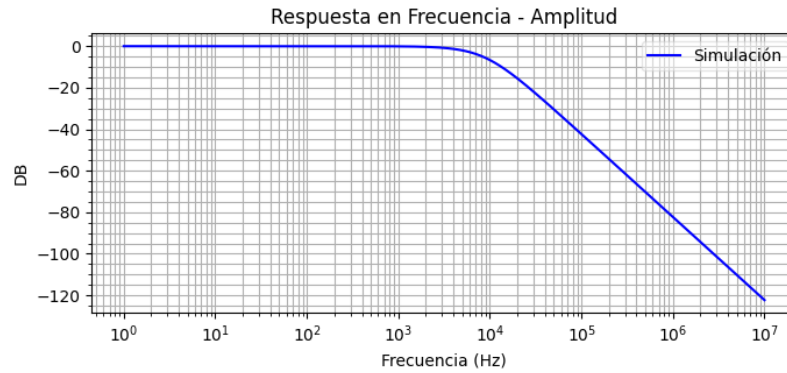


Figura 2: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

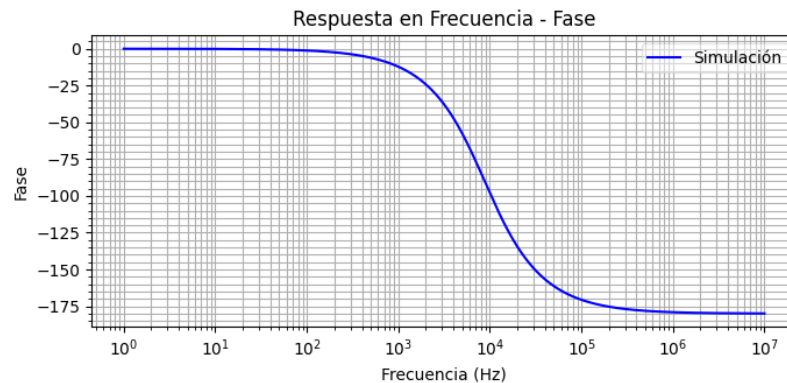


Figura 3: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se pudo comprobar entonces que para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f = 5.00007\text{KHz}$, la ganancia es de -1.904dB y en $f = 17.503\text{KHz}$, es de -13.25dB .

Comprobado ello, se realizó la simulación utilizando ahora el amplificador operacional y los elementos pasivos del gyrator obtenidos anteriormente.

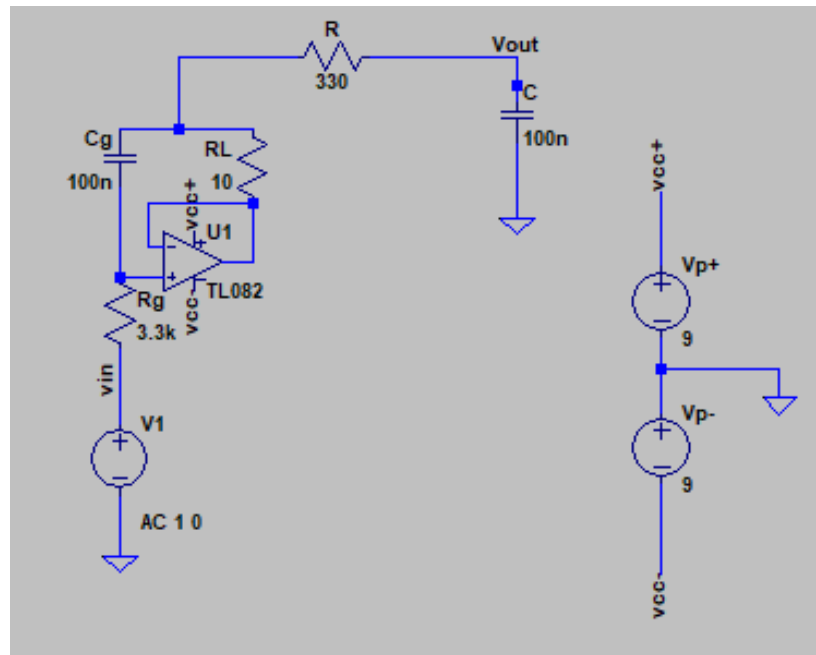


Figura 4: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Lo obtenido fue lo siguiente:

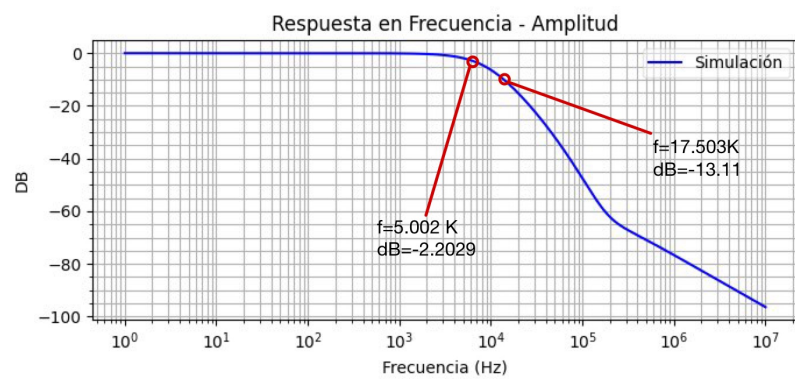


Figura 5: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

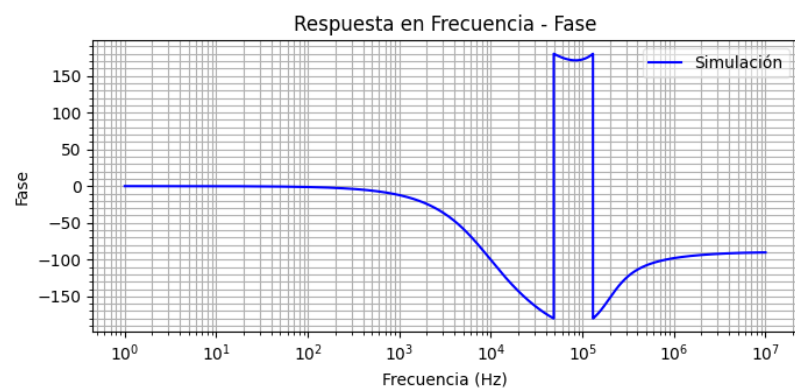


Figura 6: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-bajos solicitado.

2.2. Filtro Pasa-Altos (High-Pass)

En este caso, se procederá a realizar un circuito pasa-altos de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos en la siguiente figura:

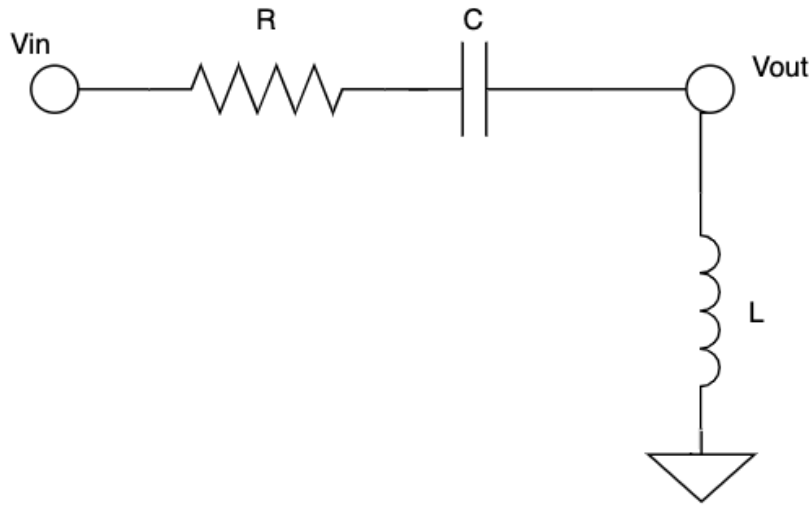


Figura 7: Circuito Pasa-Altos de segundo orden

Las especificaciones son las siguientes:

- E1: Ganancia mayor a -3 dB cuando $f > 21KHz$
- E2: Ganancia menor a -10 dB cuando $f < 6KHz$
- E3: Ganancia nunca superior a 0 dB
- E4: Ganancia unitaria en continua ($f \rightarrow \infty$)

En el dominio de Laplace podemos ver que la función de transferencia para este circuito está dada por:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{SL}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{S^2 LC}{S^2 LC + SRC + 1}$$

Aquí también podemos observar que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{2\xi}$ y $\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$

Podemos observar que la ganancia nunca deberá superar a 0 dB por ello no se deben presentar sobrepicos en el circuito RLC. Sabiendo que los sobrepicos se presentarán en casos donde $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$, se tomarán valores que cumplan la relación:

$$\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Se realizará el mismo análisis que para el circuito pasa-bajos, donde para establecer una relación y hallar una frecuencia de corte f_0 apropiada, tal que se cumplan los requisitos de esta plantilla, estableceremos una diferencia mínima de 10 dB entre 21KHz y 6KHz, ya que la diferencia establecida por la plantilla es de por lo menos 7 dB (-3 dB a -10 dB).

Mediante dicha relación, entonces sabiendo que en $\frac{1}{4}$ de década representará una diferencia de 10 dB para dicha pendiente:

$$\frac{1}{4} = \log_{10}\left(\frac{17.5KHz}{f_0}\right)$$

De esta manera, podremos estimar una f_0 tal que se cumpla la plantilla:

$$f_0 = \frac{21KHz}{1.7782} = 11.80KHz$$

Se utilizará una frecuencia un poco menor, $f_0 = 11KHz$ ya que con la diferencia establecida de 10 dB, usar una frecuencia menor, no afectará el comportamiento esperado según la plantilla.

Entonces por las relaciones expresadas previamente:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Luego:

$$\frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Como tenemos varias incógnitas, elegiremos el C a utilizar basándonos en los elementos disponibles, siendo para este caso, $C = 0.1\mu F$.

Por ello:

$$2\pi 11K = \frac{1}{\sqrt{L0.1\mu F}} \rightarrow L = 2.0934mH$$

Además:

$$\frac{R\sqrt{0.1\mu}}{2\sqrt{2.0934m}} > \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R > 204.58\Omega$$

Es importante notar que a medida que R a nos encontraremos en una situación donde el circuito será cada vez más sobreamortiguado, por ello buscaremos utilizar un valor de R lo más cercano posible, ya que de otra forma por la reducción de la pendiente, debido al sobreamortiguamiento podríamos no encontrarnos en los parámetros establecidos en la plantilla. Se utilizó entonces $R = 220\Omega$ ya que es el valor más cercano con el que se contaba.

Una vez obtenidos los valores nominales de los elementos, se buscó implementar dicho circuito pero utilizando el gyrator descrito previamente para reemplazar a la inductancia. Para ello, basándonos en las siguientes relaciones:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L$$

$$1 \gg sC_g R_L$$

Partiendo de la última expresión, se escogió:

- $C_g = 0.1\mu F$
- $R_L = 10\Omega$
- $R_g = 2.2K\Omega$

Notar que el valor escogido es tal que $C = C_g$ y R_L es pequeña en comparación a la R del circuito para no generar un sobreamortiguamiento adicional.

Verificando las relaciones:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L \rightarrow Z = s2.2m + 10$$

$$1 \gg s100n.10 \rightarrow 1 \gg s1\mu$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente con el gyrator implementado para observar si su comportamiento es el esperado:

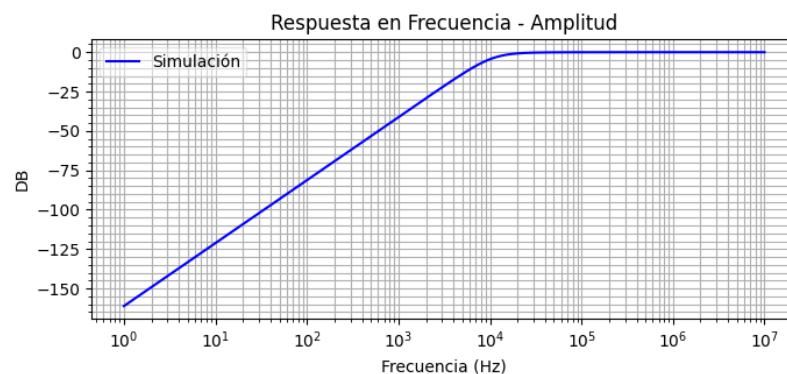


Figura 8: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

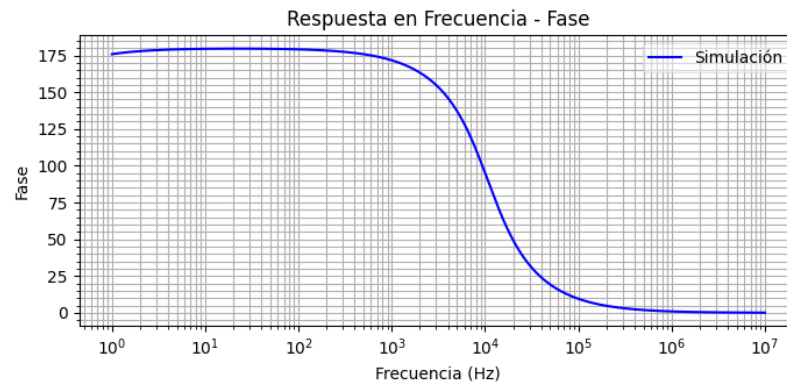


Figura 9: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se pudo comprobar entonces que para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f = 5.00007\text{ KHz}$, la ganancia es de -10.97 dB y en $f = 21.003\text{ KHz}$, es de -0.6955 dB .

Comprobado ello, se realizó la simulación utilizando ahora el amplificador operacional y los elementos pasivos del gyrator obtenidos anteriormente.

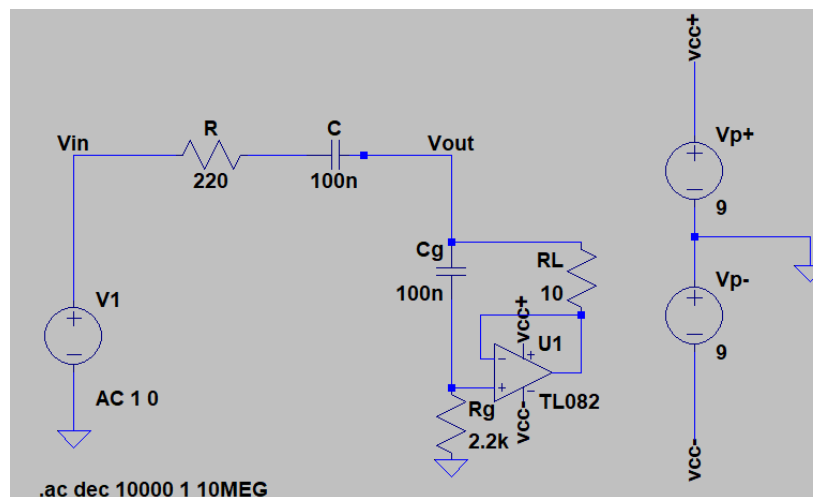


Figura 10: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Lo obtenido fue lo siguiente:

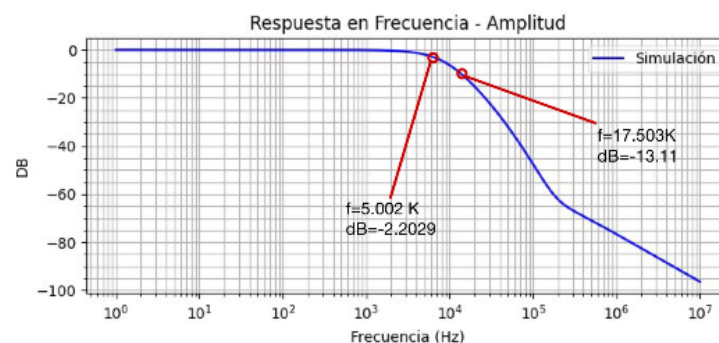


Figura 11: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

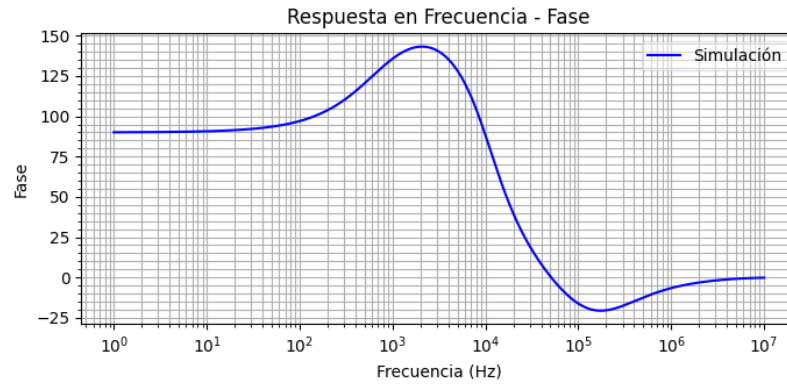


Figura 12: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-altos solicitado.

2.3. Filtro Pasa-Banda (Band-Pass)

1. Diseñar una función transferencia que cumpla con las especificaciones. 2. Diseñar un circuito que implemente la función transferencia utilizando un Gyrator. Justificar adecuadamente la elección de todos sus componentes y redactar una introducción teórica al tema. 3. Determinar rangos de operación en zona lineal. Se espera adecuada profundidad en este análisis. 4. Contrastar el diseño del circuito con las simulaciones correspondientes. 5. Implementar el circuito y comprobar su funcionamiento con las mediciones correspondientes. 6. Analizar el comportamiento del sistema en altas frecuencias. 7. Diseñar un PCB que contenga todos los circuitos pedidos (en el mismo PCB). A su vez, puede utilizarse un sólo IC en la implementación pedida.

2.4. Filtro Rechaza-Banda (Band-Rejection)

Se procederá a realizar un circuito rechaza-banda de segundo orden clásico, tal que podemos ver la disposición de elementos en la siguiente figura:

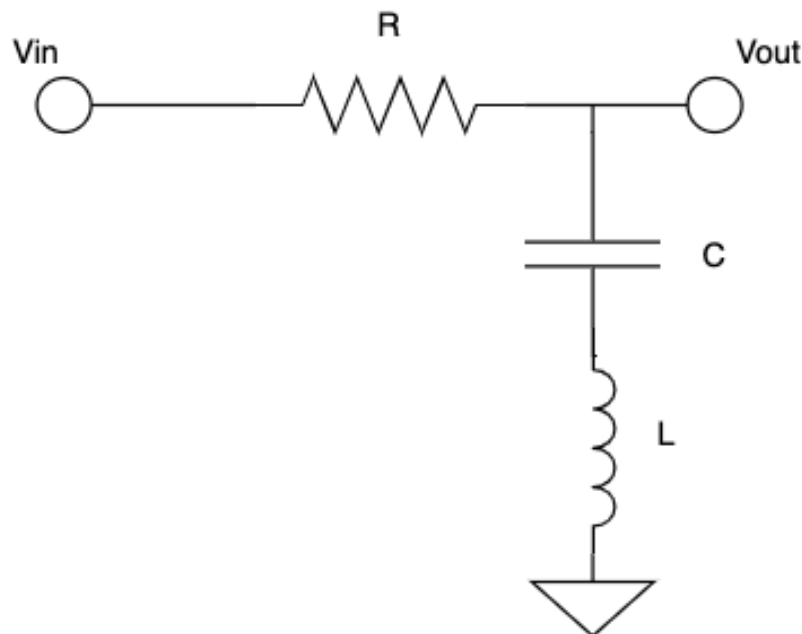


Figura 13: Circuito Pasa-Altos de segundo orden

La única especificación en este caso es:

- E1: $f_c = 6KHz$

En el dominio de Laplace podemos ver que la función de transferencia para este circuito está dada por:

$$H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{SL + \frac{1}{SC}}{SL + R + \frac{1}{SC}} \rightarrow H(S) = \frac{S^2LC + 1}{S^2LC + SRC + 1}$$

Podemos ver que aquí también $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, por ello:

$$2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi 6KHz = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Mantendremos una consistencia en el capacitor utilizado, eligiendo nuevamente $C = 0.1\mu F$, entonces

$$L = 7.036mH$$

Para este caso, optaremos por obtener un circuito críticamente amortiguado o cercano a él, por ello utilizando la relación:

$$\xi = \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow R = 375.06$$

El valor comercial más cercano con el que contamos es 560Ω por lo que contaremos con un comportamiento sobreamortiguado.

Como utilizaremos un gyrator, analizaremos también:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L$$

$$1 \gg sC_g R_L$$

Partiendo de la última expresión, se escogió:

- $C_g = 0.1\mu F$
- $R_L = 10\Omega$
- $R_g = 6.8K\Omega$

Notar que el valor escogido es tal que $C = C_g$ y R_L es pequeña en comparación a la R del circuito para no generar un sobreamortiguamiento adicional.

Verificando las relaciones:

$$Z = sC_g R_g R_L + R_L \rightarrow Z = s6.8m + 10$$

$$1 \gg s100n.10 \rightarrow 1 \gg s1\mu$$

Se procedió a simular el comportamiento del circuito RLC equivalente con el gyrator implementado para observar si su comportamiento es el esperado:

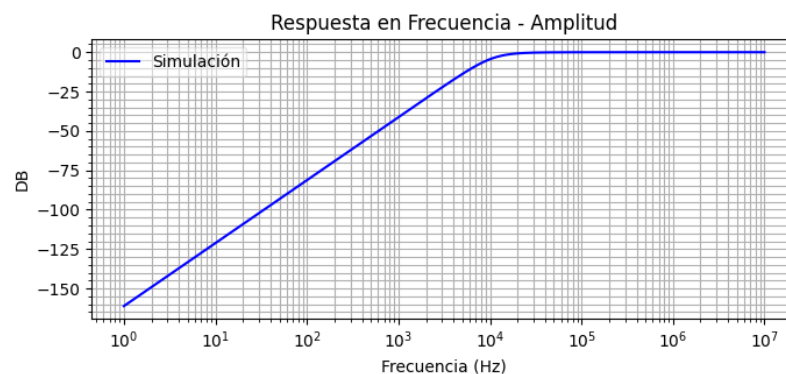


Figura 14: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

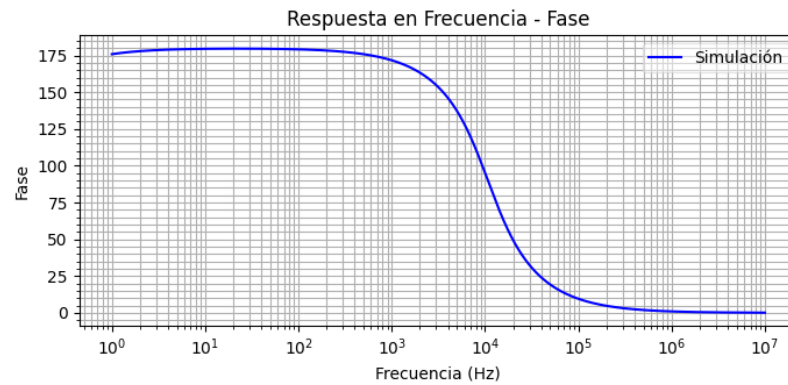


Figura 15: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se pudo comprobar entonces que para el circuito equivalente con gyrator se cumple lo establecido en la plantilla. De la simulación se observó que en $f = 5.00007\text{KHz}$, la ganancia es de -10.97dB y en $f = 21.003\text{KHz}$, es de -0.6955dB .

Comprobado ello, se realizó la simulación utilizando ahora el amplificador operacional y los elementos pasivos del gyrator obtenidos anteriormente.

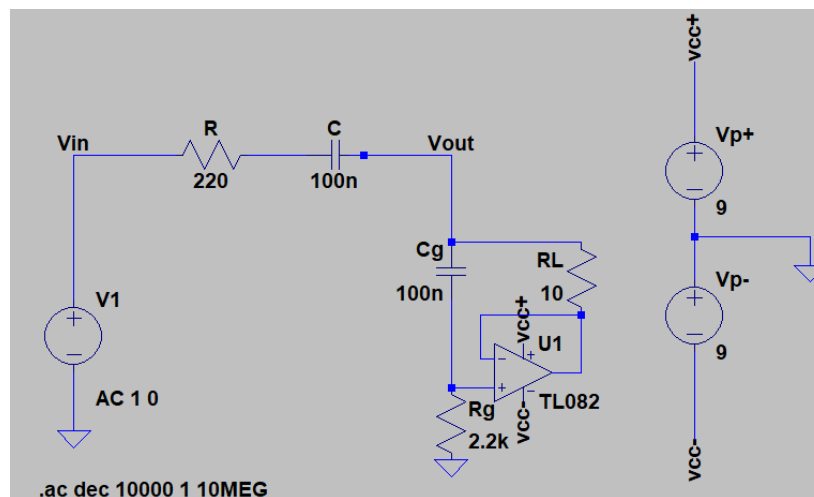


Figura 16: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Lo obtenido fue lo siguiente:

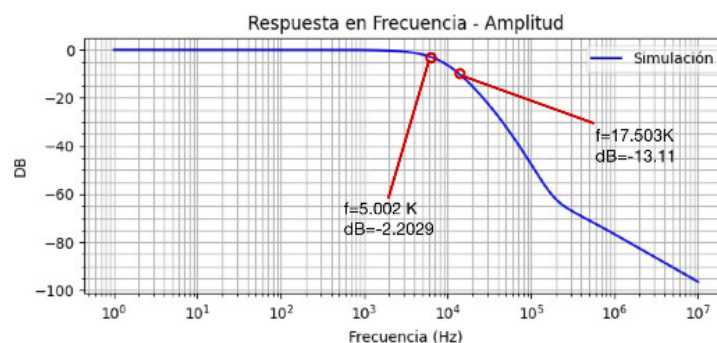


Figura 17: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

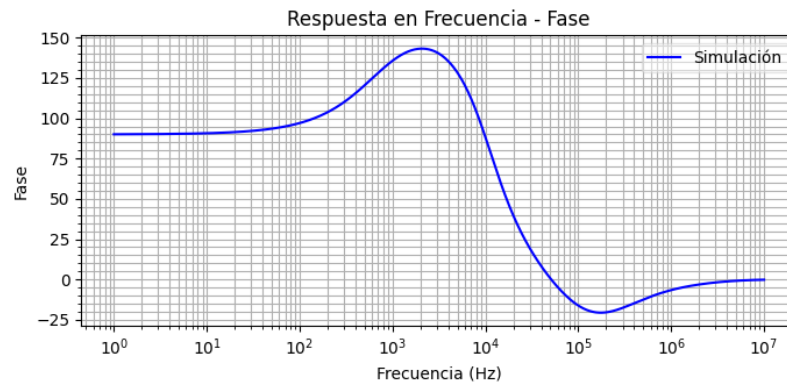


Figura 18: Circuito Pasa-Bajos de segundo orden

Se puede comprobar aquí también que la plantilla se sigue cumpliendo obteniendo el filtro pasa-altos solicitado.

2.5. Utilización de un Gyrator en los filtros

En los circuitos descritos previamente, se reemplazará la inductancia L , por un equivalente utilizando un gyrator.

2.5.1. Introducción a Gyrators

Un Gyrator o girador es considerado un elemento pasivo adicional a los ya conocidos y analizados. Una de sus funcionalidades es ser empleado como un inductor. El motivo de reemplazar a un inductor real se encuentra en fines prácticos, ya que al utilizar éste en lugar de una inductancia, se pueden reducir tanto el tamaño de un circuito como el costo del mismo.

Además, una inductancia tiene asociada una resistencia. El cable que se utiliza para elaborarlos, tiene dicha resistencia asociada. Por otro lado, se pueden obtener capacitores de alta calidad y con un girador, obtener inductores de alta calidad.

Entonces un gyrator puede reemplazar a una inductancia con una combinación de amplificador operacional, una resistencia y un capacitor. Para lograr ello, podemos definir también al gyrator como un inversor de las características corriente voltaje de un componente eléctrico.

El símbolo circuital utilizado para el gyrator es el siguiente:

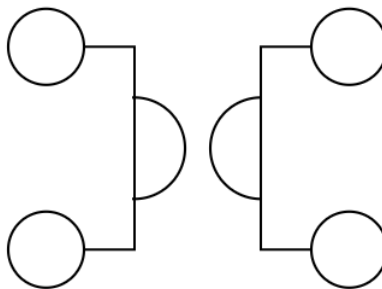


Figura 19: Símbolo circuital del Gyrator

2.5.2. Implementación real de un Gyrator

Físicamente hay distintas formas de implementar un Gyrator, pero en nuestro caso, lo implementaremos con un solo elemento activo representado por un amplificador operacional aunque se han visto en la cátedra formas de implementarlo con dos amplificadores, con el fin de simplificar las mediciones y armado de circuito se analizará el caso con un solo amplificador.

En el siguiente diagrama se puede ver dicha implementación observando el Gyrator a la izquierda y su equivalente a la derecha:

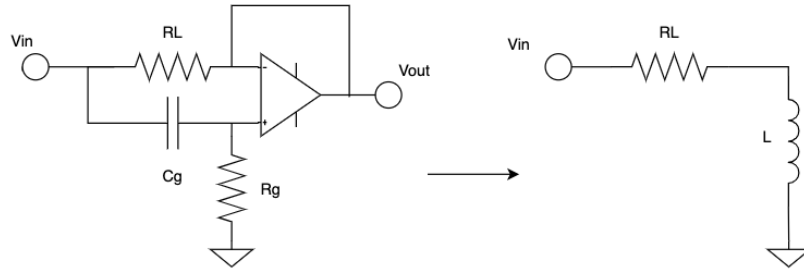


Figura 20: Equivalente circuital entre Gyrator e Inductor

En la próxima sección se verá que este equivalente no es válido para todo el rango de frecuencias.

2.5.3. Análisis de Z_{in}

Para describir el comportamiento del circuito como un inductor es importante analizar la impedancia de entrada de dicho circuito tal que $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$. Para ello, utilizaremos el siguiente diagrama circuital:

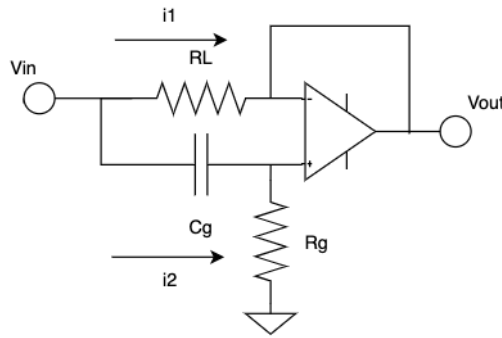


Figura 21: Equivalente circuital entre Gyrator e Inductor

Se puede observar del gráfico que:

$$V_{out} = V^-$$

Por ello:

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) \rightarrow V^- = A_{vol}(V^+ - V^-) \rightarrow V^- = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$$

Luego podemos ver utilizando un divisor de tensión que:

$$V^+ = V_{in} \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}}$$

Además obsevamos que:

$$I_{in} = i_1 + i_2$$

Como no ingresa corriente al amplificador operacional:

$$i_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_L}$$

$$i_2 = \frac{V^+}{R_g}$$

Entonces:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V^-}{R_L} + \frac{V^+}{R_g} \rightarrow I_{in} = V_{in} \left(\frac{R_g + \frac{1}{sC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}{R_L(R_g + \frac{1}{sC_g})} \right)$$

Finalmente:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_{in} \left(\frac{R_g + \frac{1}{sC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}{R_L(R_g + \frac{1}{sC_g})} \right)}$$

$$Z_{in} = \frac{R_L(R_g + \frac{1}{sC_g})}{R_g + \frac{1}{sC_g} + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}}$$

Si ahora multiplicamos por el factor sC_g en numerador y denominador:

$$Z_{in} = \frac{R_L(sC_g R_g + 1)}{sC_g(R_g + R_L - R_g \frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}) + 1}$$

Como $A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}$, el factor $\frac{A_{vol}}{1+A_{vol}}$ cambia su comportamiento según la frecuencia de trabajo:

$$\frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}} = \frac{A_0}{A_0 + 1 + \frac{s}{w_p}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{s}{A_0 w_p}}$$

Notemos que GBP o Gain Bandwidth Product es equivalente a $A_0 w_p$, y A_0 tiene un valor alto, por ello:

$$\frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}}$$

Entonces, siempre que $\frac{s}{GBP} \gg 1$, podremos aproximar dicha expresión:

$$\frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \approx 1$$

Siendo:

$$Z_{in} = \frac{R_L(sC_g R_g + 1)}{sC_g R_L + 1}$$

Tomaremos dicha relación cuando $\frac{s}{GBP} \geq 10$, o equivalente a decir una diferencia de un orden de magnitud.

Caso contrario, nuestro impedancia no podrá aproximarse a un inductor.

Como $Z_{in} = \frac{R_L(sC_g R_g + 1)}{sC_g R_L + 1}$, para obtener una expresión de la forma de un inductor, podremos establecer las siguientes relaciones tal que:

$$1 \gg sC_g R_L$$

Cumpliendo dicha situación, nuestro inductor usando gyrator estará representado por:

$$Z_{in} = R_L(sC_g R_g + 1) \rightarrow Z_{in} = sC_g R_g R_L + R_L$$

Donde:

$$L = C_g R_g R_L$$

Como nota final de este comportamiento es importante ver que la relación $1 \gg sC_g R_L$, se cumplirá a bajas frecuencias, mayores o menores dependiendo de los componentes elegidos. Además de ello, el Gyrator para ser empleado como inductor deberá estar siempre referenciado a tierra. Nuestro equivalente quedará representado por:

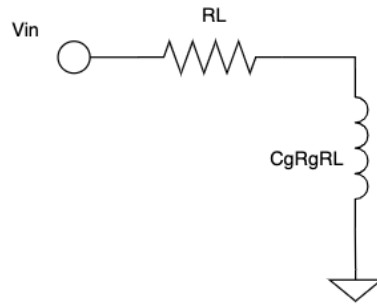


Figura 22: Equivalente de Inductor utilizando un Gyrator

3. Amplificador de Instrumentación

3.1. Amplificador de Instrumentación

4. Control de Tonos y Ecualizador de Fase

4.1. Ecualizador de Fase