



Instituto Tecnológico de Buenos Aires
28 de Septiembre de 2018

Osciloscopios - Analizador de Impedancias - Circuitos RLC
Trabajo de Laboratorio nº 2

Laboratorio de Electronica

Grupo 7

<i>Nombre</i>	<i>Legajo</i>
Ariel Nowik	58309
Joaquín Mestanza	58288
Marcelo Regueira	58300
Martina Máspero	57120
Malena Muller	57057

Índice

1. Medición de L y C con el Medidor vector de impedancias	2
1.1. Medición del inductor	2
1.2. Medición del capacitor	6
1.3. Conclusión	9
2. Circuito RLC - Pasa Bajos	10
2.1. Cálculo de R:	10
2.2. Cálculo de la Función Transferencia	11
2.3. Cálculo de la respuesta al escalón	11
2.4. Resultados obtenidos	12
2.4.1. Respuesta al escalón	12
2.4.2. Diagrama de Bode	13
2.5. Barrido	14
2.6. Caso 1: R tal que MP sea 0.2	14
2.6.1. Cálculo de R	14
2.6.2. Resultados obtenidos	14
2.6.3. Resultados obtenidos sin buffer	15
2.7. Caso 2: R sea 100 veces la anterior	15
2.7.1. Resultados obtenidos	16
2.8. Caso 3: R nula	16
2.8.1. Resultados obtenidos	17
2.8.2. Resultados obtenidos sin buffer	17
2.9. Caso 4: R para amortiguamiento crítico	18
2.9.1. Cálculo de R	18
2.9.2. Resultados obtenidos	18
3. Circuitos de segundo orden - Otras configuraciones	19
3.1. LCR - Pasa Banda	19
3.1.1. Función transferencia	19
3.1.2. Respuesta al escalón	19
3.1.3. Resultados Obtenidos	20
3.2. RLC - Notch	21
3.2.1. Función transferencia	21
3.2.2. Respuesta al escalón	21
3.2.3. Resultados Obtenidos	22
3.3. RCL - Pasa Altos	23
3.3.1. Función transferencia	23
3.3.2. Respuesta al escalón	23
3.3.3. Resultados Obtenidos	24
3.4. Conclusiones	25
4. Medición de Q en forma empírica	26
4.1. Pasa Bajos	26
4.2. Pasa Altos	26
4.3. Pasa Banda	26
4.4. Rechaza Banda	27
4.5. Conclusiones	27

1. Medición de L y C con el Medidor vector de impedancias

En esta sección, se pidió medir de 10Hz a 10MHz dos componentes pasivos: una inductancia de valor nominal $1000\mu\text{H}$ y un capacitor multicapa de valor nominal 10nF .

1.1. Medición del inductor

Para el inductor se obtuvieron los siguientes gráficos, según las correspondientes mediciones con el modo de resistencia en serie del analizador:

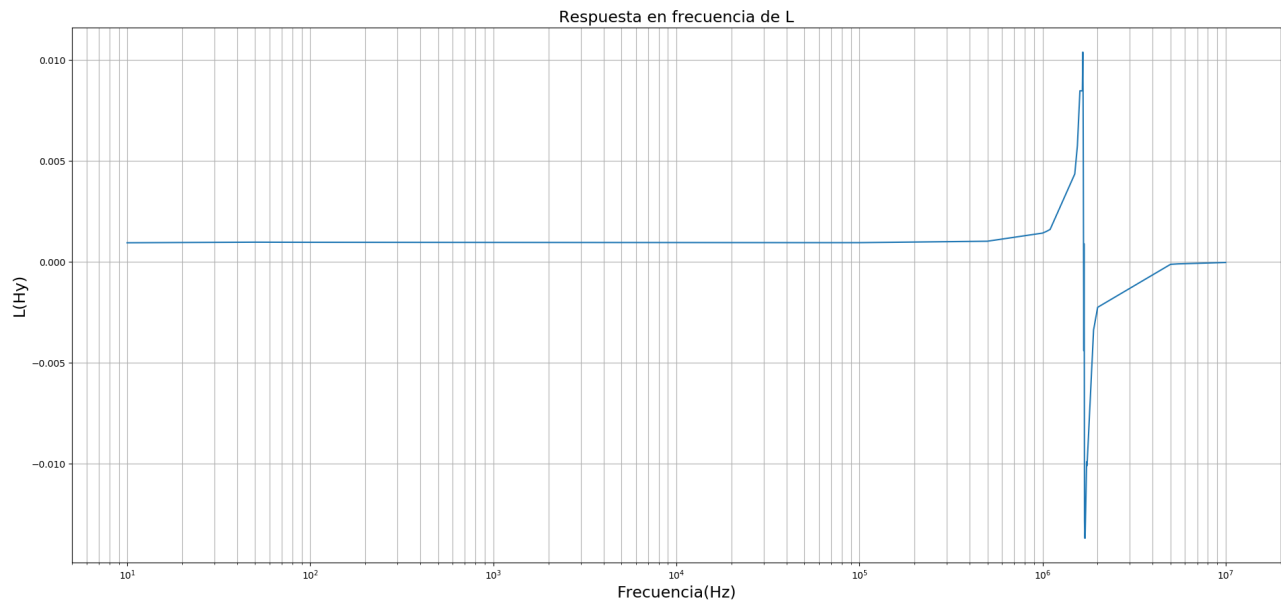


Figura 1: Respuesta en frecuencia de L

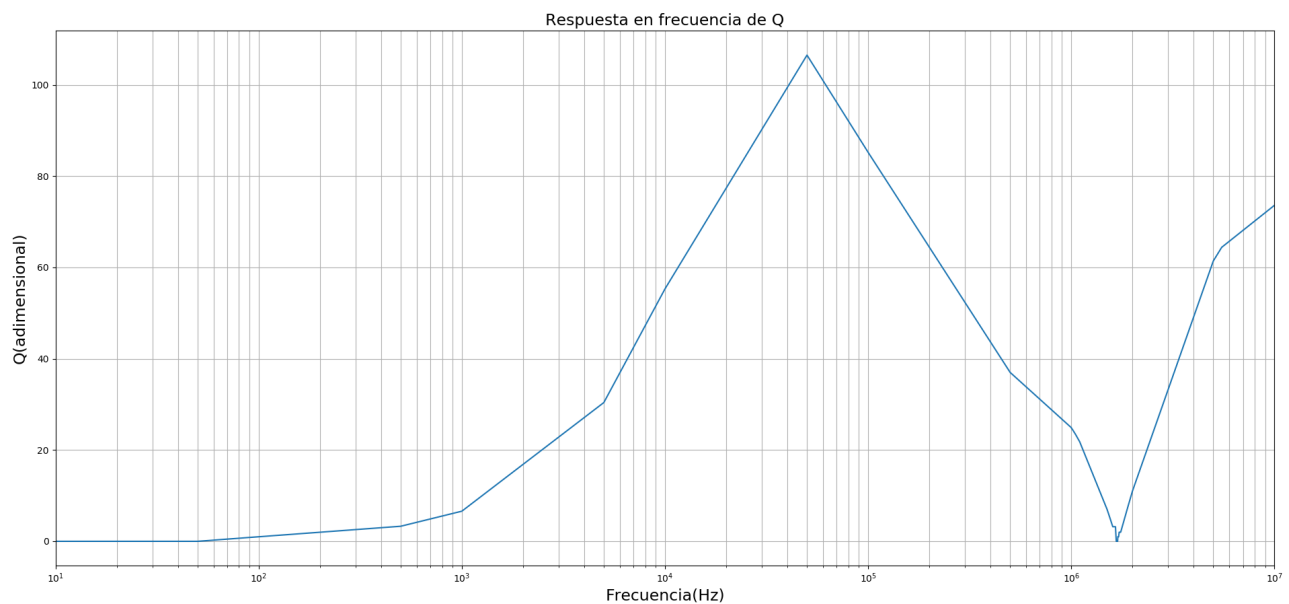


Figura 2: Respuesta en frecuencia de Q

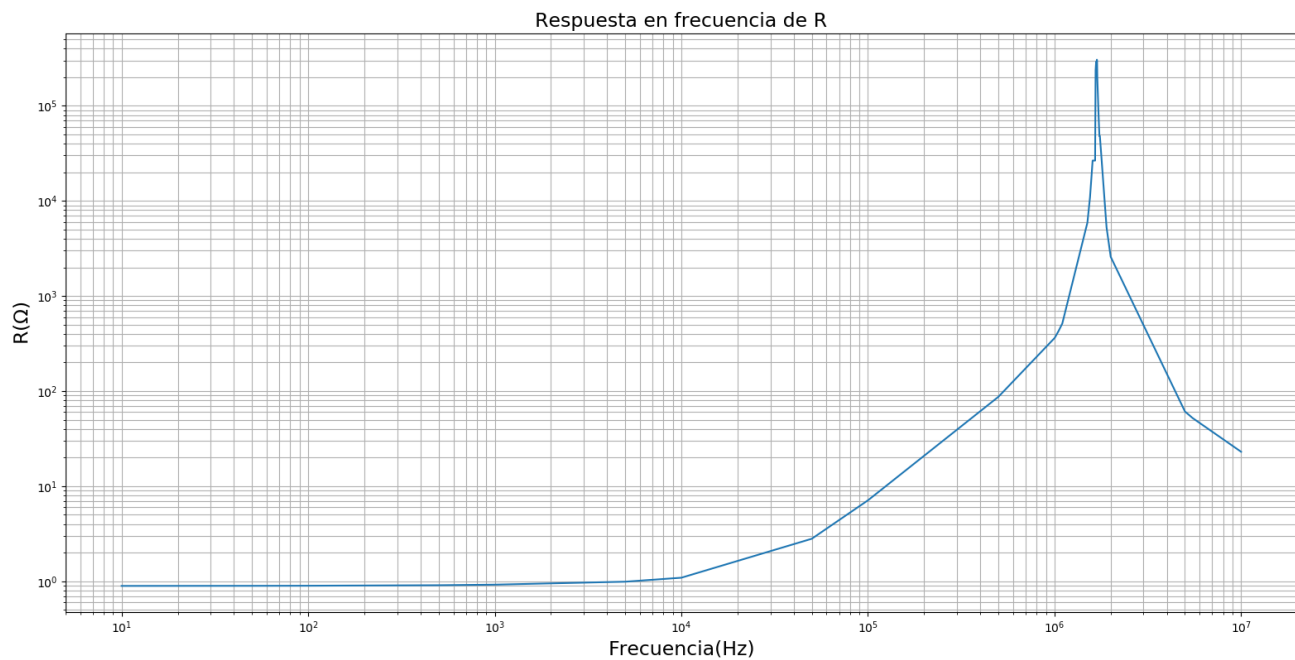


Figura 3: Respuesta en frecuencia de R (parte real de la impedancia total)

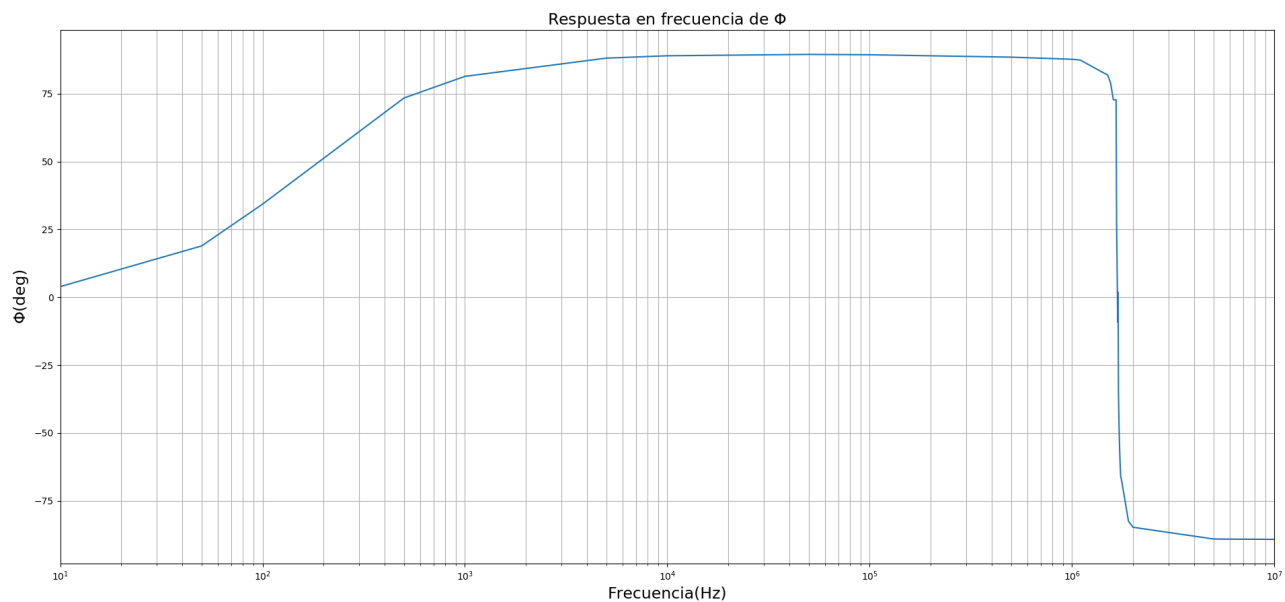


Figura 4: Respuesta en frecuencia de la fase del inductor

Se introduce el siguiente modelo de alta frecuencia del inductor:

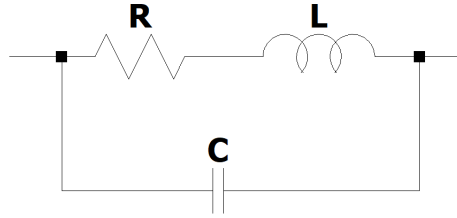


Figura 5: Modelo de alta frecuencia del inductor

Se sabe que a baja frecuencia (entre $10Hz$ y $1KHz$ por ejemplo) según el modelo la parte capacitiva no debería tener influencia alguna, así que lo que se midió con el medidor de impedancia es lo más cercano al valor de L , que se lo tomó dadas las mediciones como $L = 0,96mH$.

Se observa en el gráfico de la Figura 3 que hay un valor en el que el circuito entra en resonancia, por ende, se procede a buscar en qué punto se produce la misma.

Llamando $Z_1 = R + j\omega L$ y $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$:

$$Z_{eq} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Para poder saber en qué frecuencia entra en resonancia igualamos la parte imaginaria de Z_{eq} a 0:

$$Im(Z_{eq}) = 0 \iff \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2}$$

En el laboratorio se informó que C estaba en el orden de los pF . Por lo cual si se realiza un cálculo cuantitativo de $\frac{1}{LC}$ con un $C = 10pF$ se llega a que este termino se encuentra en el orden de $1 \times 10^{14} \left(\frac{rad}{s}\right)^2$ con lo cual, para llegar a ser comparable, $\frac{R}{L}$ debe encontrarse por arriba de $0,3 \times 10^7 \left(\frac{rad}{s}\right)$ haciendo que $R = 2868\Omega$ aproximadamente.

El inductor dado no puede tener tanta resistencia interna ya que a baja frecuencia deberíamos haber medido algún valor cercano, pero la evidencia experimental demuestra que en realidad la R se encuentra en el orden de los Ω por lo cual despreciamos el término $\frac{R}{L}$ y nos queda que la frecuencia de resonancia $\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$, por lo cual $f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}$

En las mediciones la frecuencia de resonancia se daba a $f_0 = 1686KHz$. Teniendo L y f_0 , obtenemos un $C = 9,28pF$.

Teniendo esto en consideración y que a bajas frecuencias el R que se midió es $0,894\Omega$ y por ende es el que debe ser introducido en el modelo (debido a que C no influye), se procedió a contrastar las mediciones obtenidas con el modelo propuesto.

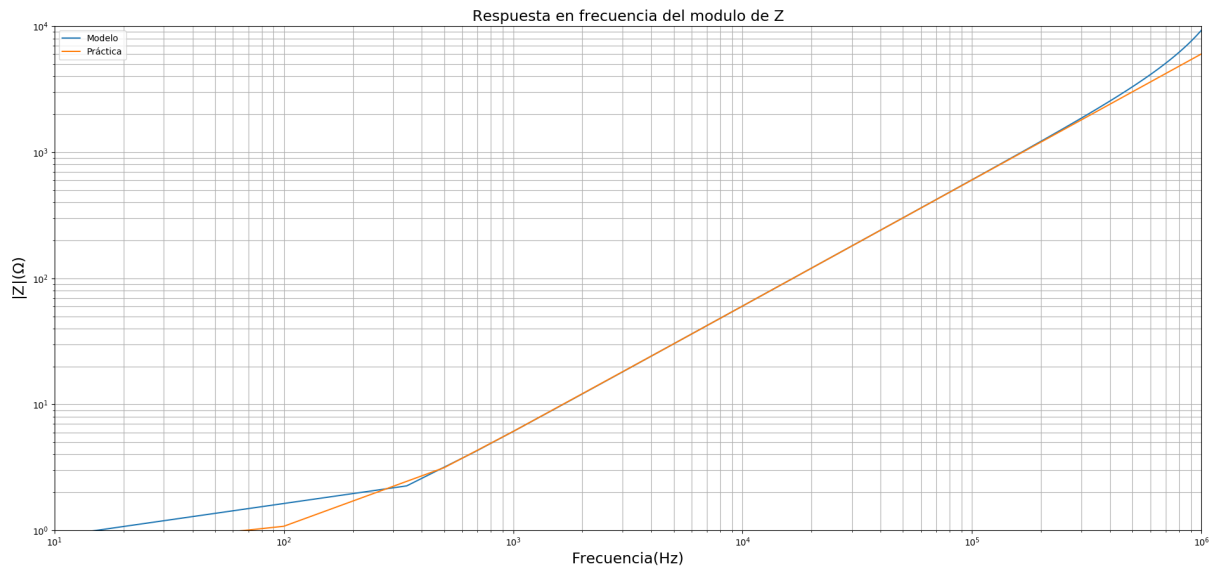


Figura 6: Magnitud de Z

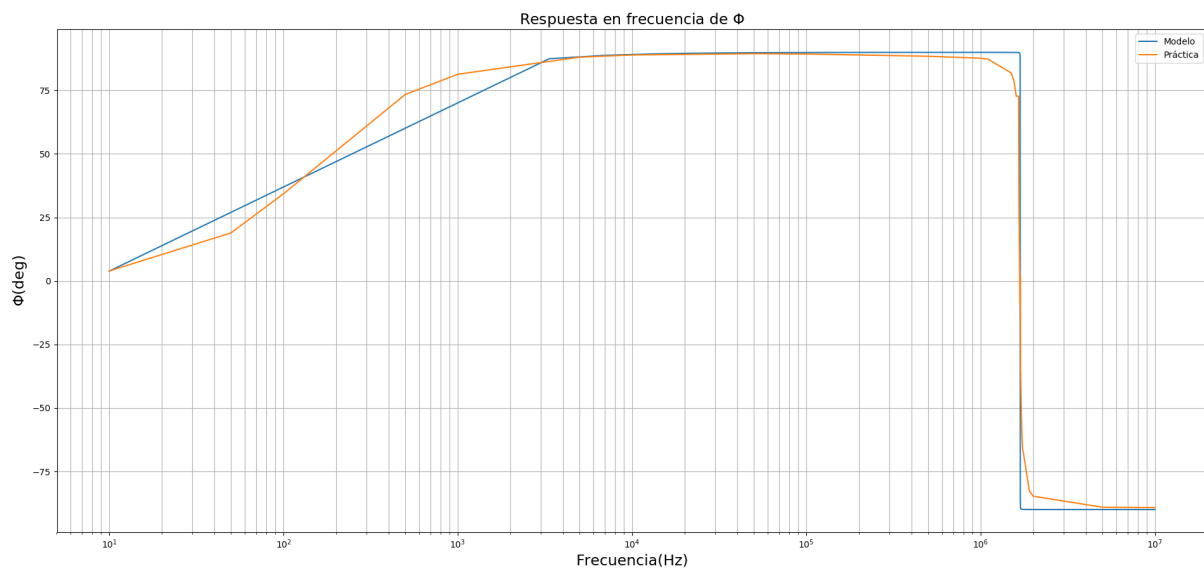


Figura 7: Fase de Z

En la figura 6 se tuvo la precaución de no graficar más allá de $1MHz$ ya que a partir de esa frecuencia los valores del modelo teórico y los de las mediciones se apartan demasiado como para obtener un gráfico representativo de lo que se está comparando, esto es debido a que en la frecuencia de resonancia el módulo de la impedancia empieza a incrementar de forma abrupta según nuestro modelo, lo cuál no coincide con la realidad; sería necesario un modelo más completo que considere los conectores del analizador de impedancias para poder medir en dicho rango de frecuencias.

Sin embargo, en general los resultados cayeron dentro de lo esperado tanto para la magnitud como la fase de la impedancia equivalente, dentro de los valores de frecuencia trabajados.

1.2. Medición del capacitor

Para el capacitor se obtuvieron los siguientes gráficos según las correspondientes mediciones con el modo de resistencia en paralelo del analizador:

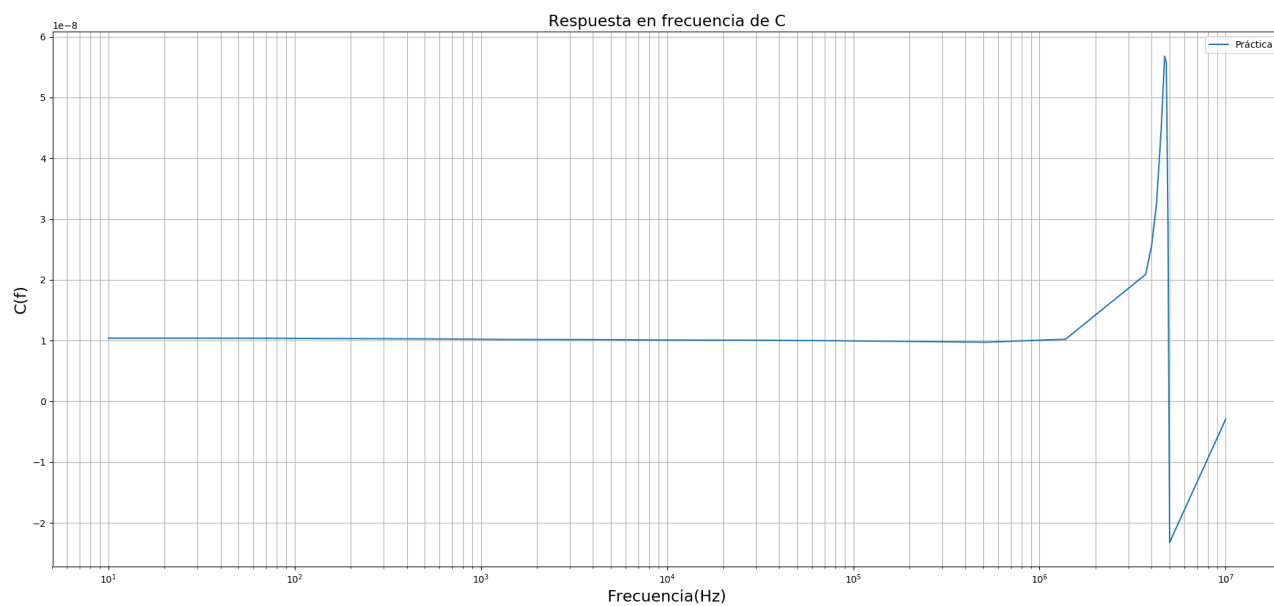


Figura 8: Respuesta en frecuencia de C (medido)

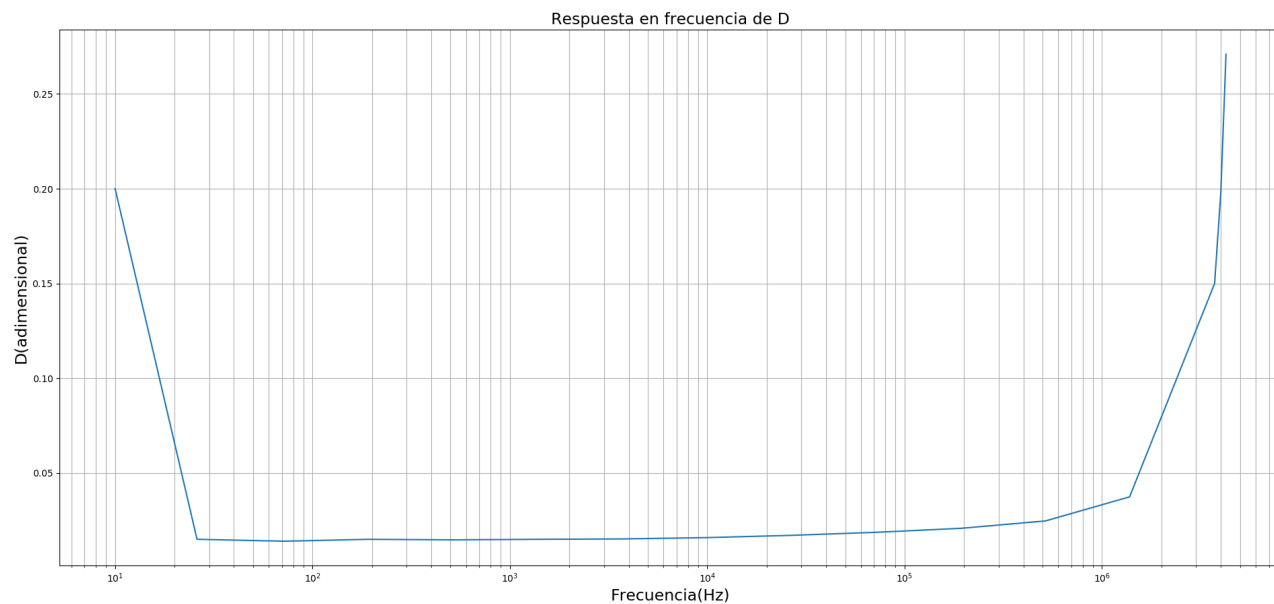


Figura 9: Respuesta en frecuencia de D del capacitor medido

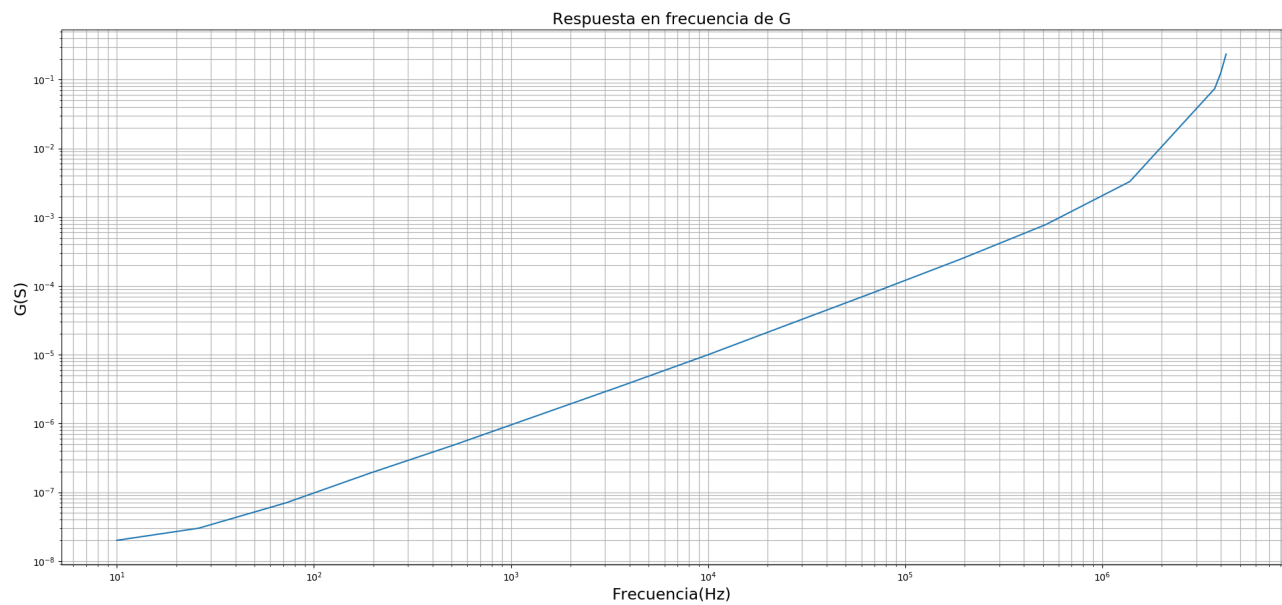


Figura 10: Respuesta en frecuencia de G del capacitor medido

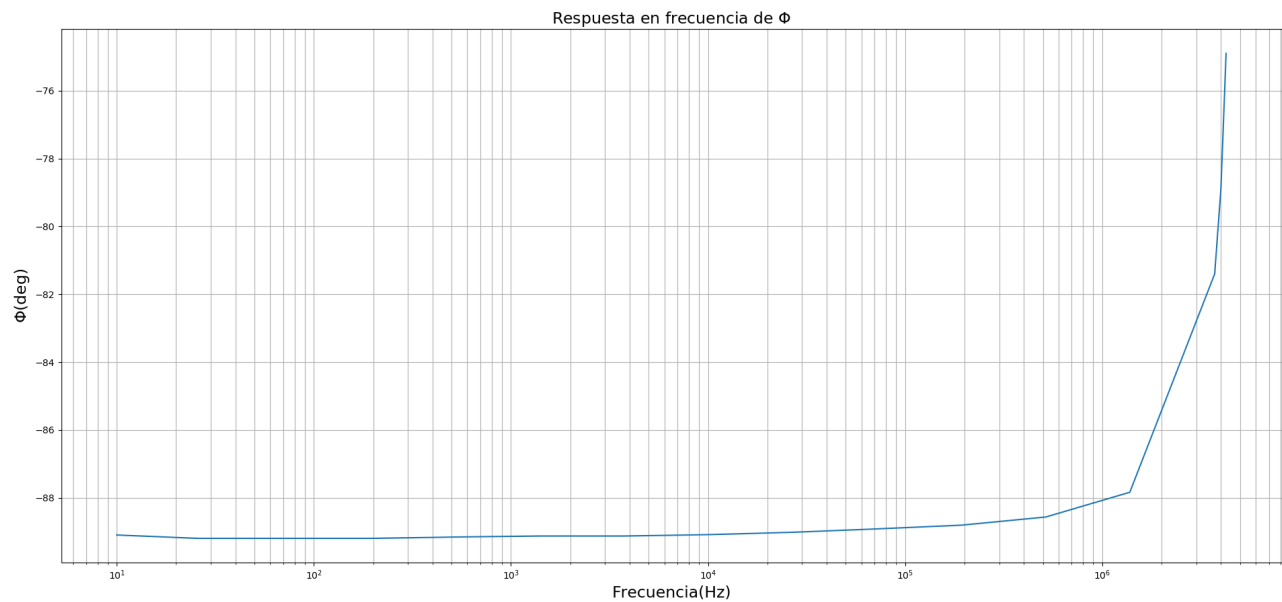


Figura 11: Respuesta en frecuencia de la fase del capacitor medido

Se introduce el siguiente modelo de alta frecuencia del capacitor multicapa:

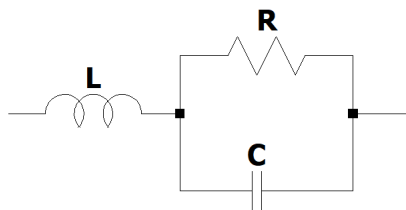


Figura 12: Modelo de alta frecuencia del capacitor multicapa

Para poder obtener los correspondientes valores de C y de R , se tiene que tener en cuenta que G en este caso esta dado por $\frac{1}{R}$, ya que R es la unica impedancia real. A medida que aumenta la frecuencia el capacitor reduce su reactancia capacitiva así que el mejor valor de R lo tenemos a la menor frecuencia que medimos. Dicho esto el valor más chico de G es $0,02\mu S$, lo cual nos da un $R = 50M\Omega$. Para obtener C , basta con ver en las mediciones el valor de C que se mantuvo casi constante a lo largo de ellas y el mismo resulta de $10,4nF$.

En las mediciones (salvo para el capacitor), se pudo tomar valores hasta $4,250KHz$, ya que es lo máximo que el analizador de impedancias podía mostrar.

Con la curva de C se pudo estimar la frecuencia de resonancia del circuito. Con dicha frecuencia se pudo estimar el valor de L .

Como R es muy grande, se puede estimar que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ y de esta forma, con $f_0 = 4,950MHz$ (obtenida en el punto en el que C cambia de positivo a negativo dado que el analizador no distingue que el capacitor ya no se comporta como uno) se obtuvo el valor de $L = 99,4nH$.

Cabe destacar que el capacitor medido es un multicapa de $10nF$ de valor nominal y éstos tienen la característica de ser los que mejor respuesta en frecuencia tienen.

Una vez obtenidos L , R y C se procede a contrastar el modelo teórico con las mediciones:

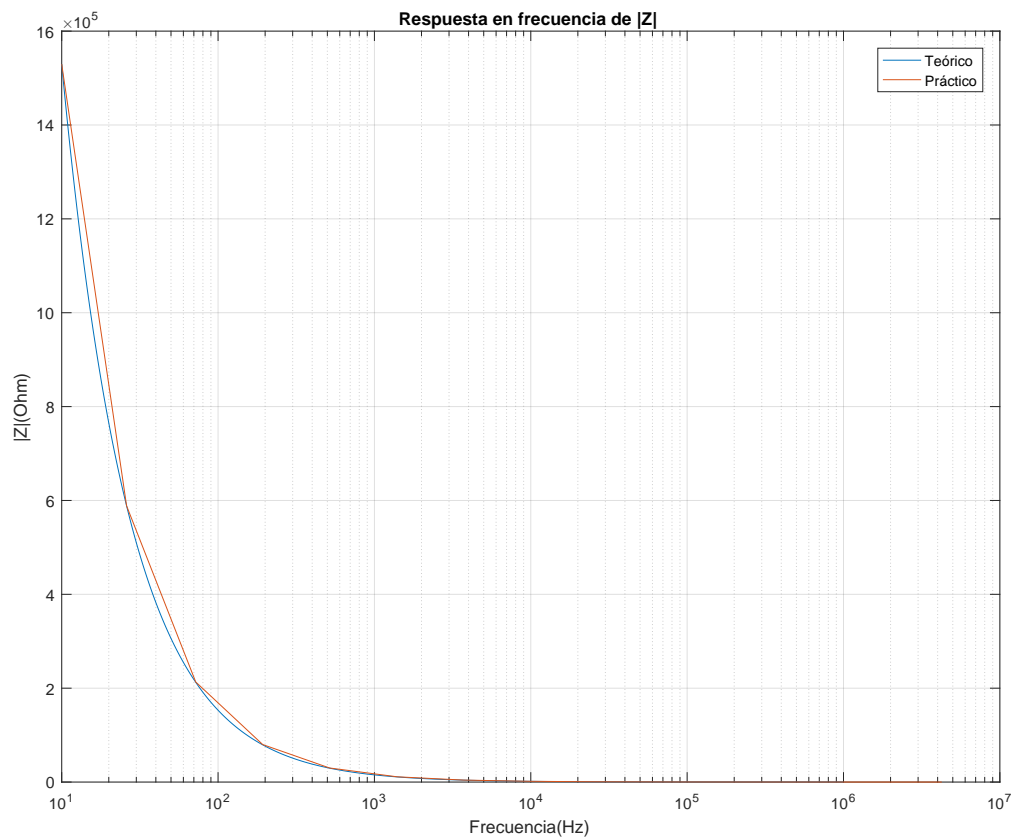


Figura 13: Comparación del módulo de Z obtenida en la práctica con el módulo de Z teórico

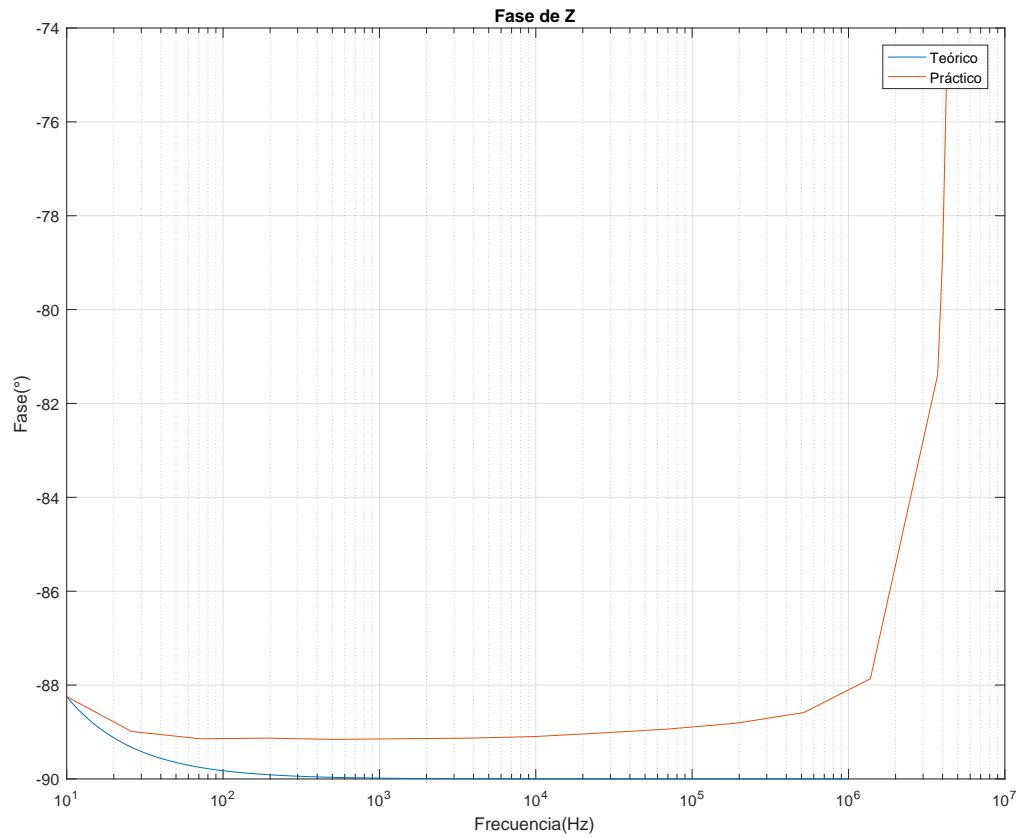


Figura 14: Comparación de la fase de Z obtenida en la práctica con la fase de Z teórico

1.3. Conclusión

Se pudo observar el comportamiento de los componentes pasivos a alta frecuencia. A pesar de que el capacitor multicapa es destacado como uno de los mejores capacitores en cuanto a respuesta en frecuencia, a alta frecuencia el mismo se comporta como un inductor y esa transición de comportamiento es abrupta. A su vez, en el inductor ocurre el proceso inverso, es decir que a alta frecuencia cambia su comportamiento al de un capacitor.

En definitiva el porqué de los dos es el mismo y se trata de la frecuencia de resonancia del circuito, por todo esto este factor es algo con lo que se debe tener alta precaución a la hora del diseño de los circuitos analógicos, ya que el circuito diseñado puede dejar de comportarse como uno esperaría dado que posiblemente se haya contemplado un modelo incompleto para altas frecuencias.

2. Circuito RLC - Pasa Bajos

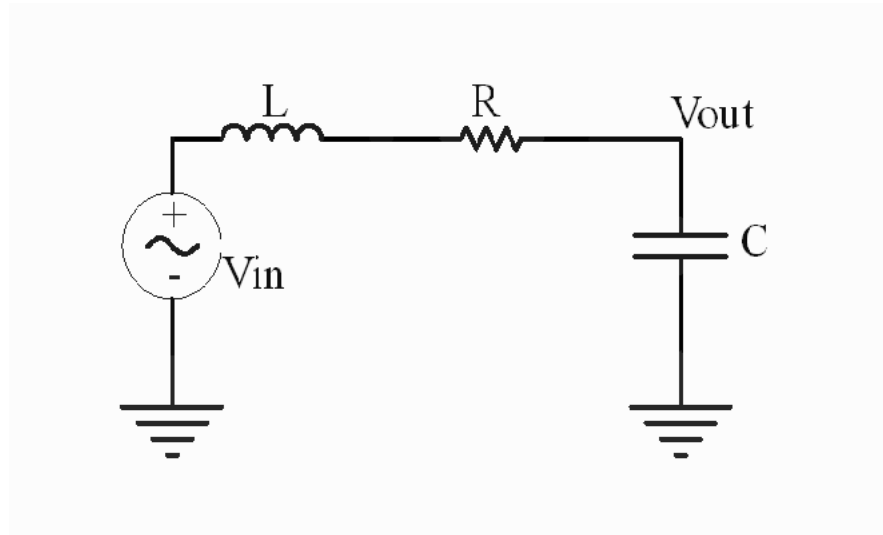


Figure 15: RLC serie

Para realizar las mediciones se conectó un buffer entre el circuito y el generador. Un buffer es un amplificador de ganancia unitaria que tiene una impedancia de entrada extremadamente alta y una impedancia de salida muy pequeña. Su función es aislar la entrada de la salida, evitando el efecto de cargar a la fuente.

2.1. Cálculo de R:

De la tabla provista en la consigna se obtienen los valores de el capacitor y de la bobina:

Componente	Valor
C	$10nF$
L	$1000\mu H$

Table 1: Valores de L y C

Además del coeficiente de amortiguamiento, que es dato:

$$\xi = 0.19$$

Sabiendo que para un circuito RLC serie se cumple:

Frecuencia de resonancia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Factor de Amortiguamiento:

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (2)$$

Coeficiente de Amortiguamiento:

$$\xi = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3)$$

Despejando para R y reemplazando los valores conocidos, se llega a:

$$R = 2\xi \sqrt{\frac{L}{C}} \simeq 120\Omega \quad (4)$$

2.2. Cálculo de la Función Transferencia

De la Figura 15 se puede plantear:

$$V_{in}(s) = I \left(sL + R + \frac{1}{sC} \right) \quad (5)$$

$$V_{out} = I \frac{1}{sC} \quad (6)$$

Realizando el cociente entre ambas ecuaciones se llega a la función transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 LC + sRC + 1} = \frac{1}{10^{-11}s^2 + 1.2 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (7)$$

Por lo que los polos corresponden a:

$$p = -\alpha + j\omega_d = -60\,000 + j\,310\,480 \quad (8)$$

$$p^* = -\alpha - j\omega_d = -60\,000 - j\,310\,480 \quad (9)$$

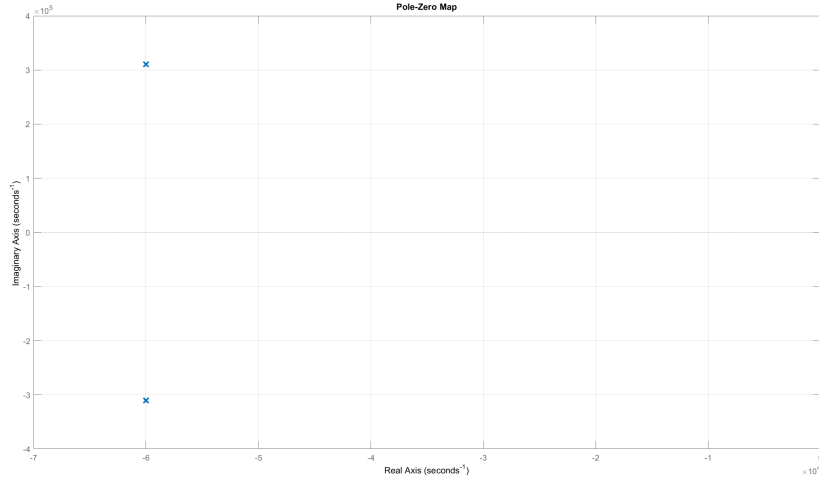


Figure 16: Polos del sistema

Donde la frecuencia del transitorio es:

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 310\,480 \frac{rad}{s} \Rightarrow f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} \simeq 49\,400 \text{ Hz} \quad (10)$$

Como los polos son complejos y conjugados, se puede decir que el sistema es subamortiguado, lo cual tiene sentido ya que $\xi < 1$.

2.3. Cálculo de la respuesta al escalón

Como se está analizando un sistema LTI, se puede obtener la respuesta al escalón realizando la convolución entre la respuesta impulsiva y la función escalón $u(t)$, o lo que es equivalente, utilizando la transformada de Laplace:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \Rightarrow Y(s) = H(s) X(s) \quad (11)$$

Donde $X(s)$ es la transformada de Laplace de la entrada al sistema, que en este caso es la función escalón, y entonces $Y(s)$ es la transformada de Laplace de la respuesta al escalón. Por lo tanto:

$$X(s) = \mathcal{L}\{u(t)\}(s) = \frac{1}{s} \quad (12)$$

$$Y(s) = \frac{1}{s} \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (13)$$

$$\Rightarrow y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\}(t) = \left[1 - e^{-\alpha t} \left(\frac{\alpha}{\omega_d} \sin \omega_d t + \cos \omega_d t\right)\right] u(t) \quad (14)$$

Características:

1. Sobrepico: valor ponderado entre el valor del pico máximo y el valor de la salida en régimen permanente (aparece sobrepico porque $0 < \xi < 0.707$).

$$M_p = \frac{y_{max} - y_{rp}}{y_{rp}} = e^{-\frac{\pi\alpha}{\omega_d}} = 0.545 \quad (15)$$

2. Tiempo de establecimiento: valor de tiempo que el sistema necesita para alcanzar una amplitud del 5% del valor del sobrepico inicial.

$$t_s = \frac{\ln\left(\frac{1}{0.05\sqrt{1-\xi^2}}\right)}{\alpha} \simeq 50\mu s \quad (16)$$

2.4. Resultados obtenidos

2.4.1. Respuesta al escalón

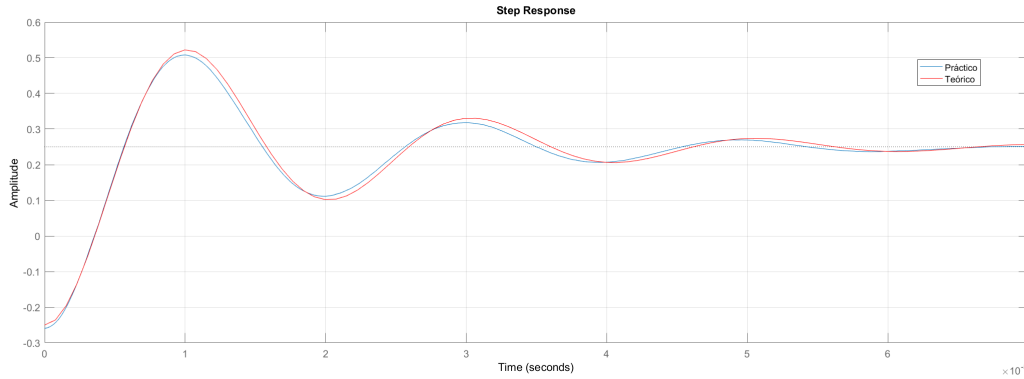


Figure 17: Respuesta al escalón medida y calculada

Los valores característicos medidos fueron:

- Frecuencia de oscilación del transitorio: $50KHz$
- Tiempo de establecimiento: $61\mu s$
- Sobrepico: 0.53

Tanto las curvas como los valores medidos coinciden bastante con los teóricos. El valor que más difiere es el del tiempo de establecimiento, que puede ser debido a la falta de precisión para encontrar el valor del 5% y a partir de eso hallar dicho tiempo. Para el caso de la frecuencia de oscilación y el sobrepico, los errores relativos fueron de tan solo el 1% y el 3% aproximadamente.

2.4.2. Diagrama de Bode

A continuación se muestra el contraste del diagrama de bode medido con respecto al teórico.

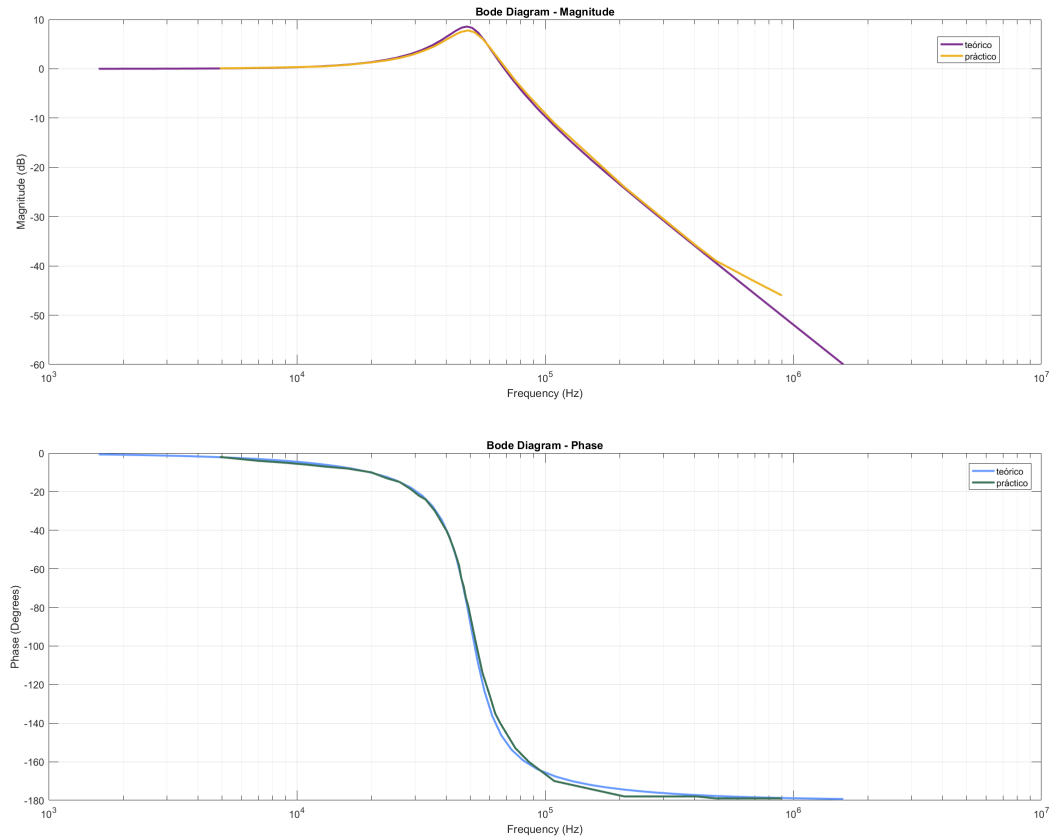


Figure 18: Diagrama de bode: magnitud y fase

Puede verse que el diagrama de bode medido coincide con el teórico. Además, a partir de dicho diagrama se puede comprobar que el circuito es un filtro pasa bajos. Para altas frecuencias, la fase que introduce cada polo se aproxima a 90° , por lo que en total la fase de los dos polos del sistema suma 180° .

2.5. Barrido

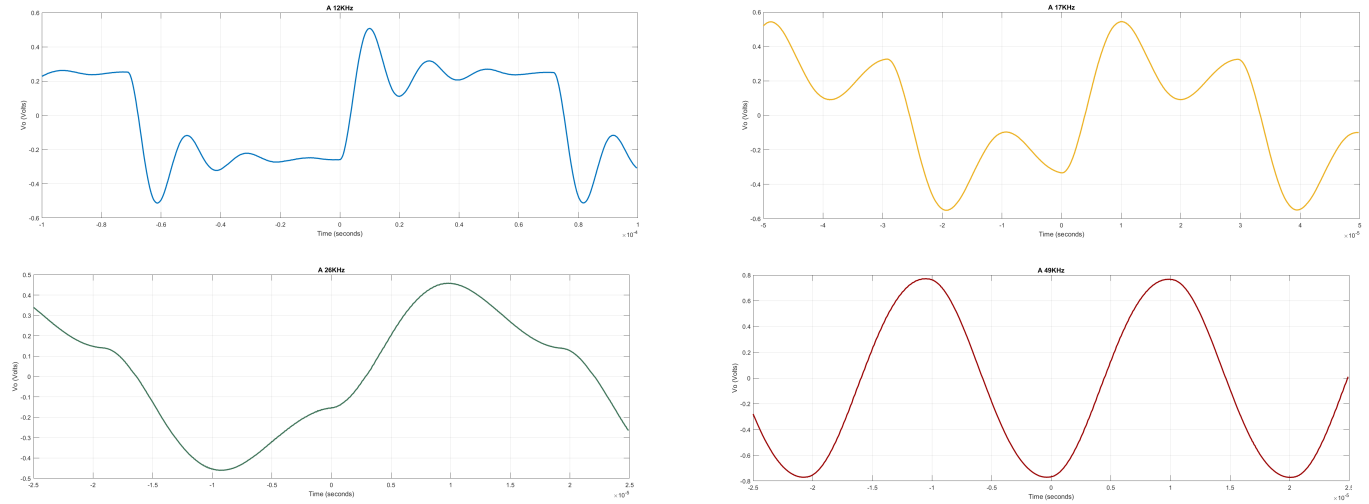


Figure 19: Medición de V_o a distintas frecuencias

En la figura 19 se puede ver que a bajas frecuencias el circuito tiene un comportamiento parecido a la señal cuadrada con la que se lo alimenta. A medida que aumenta la frecuencia, se va perdiendo la similitud con la señal cuadrada y la mayor diferencia se observa en la respuesta a los flancos de la misma. Este comportamiento se debe a que, al aumentar la frecuencia, se le da menos tiempo al circuito para que se establezca luego del transitorio, por lo que a mayor frecuencia cada vez se observa menos.

2.6. Caso 1: R tal que MP sea 0.2

2.6.1. Cálculo de R

$$M_p = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = 0.2 \implies \xi = 0.456 \quad (17)$$

Y como

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \implies R = 288\Omega \quad (18)$$

Además, utilizando las mismas formulas que en la sección anterior:

$$t_s \simeq 22\mu s \quad (19)$$

$$f_d \simeq 44.8KHz \quad (20)$$

2.6.2. Resultados obtenidos

En el siguiente gráfico se muestra la respuesta al escalón medida y la teórica:

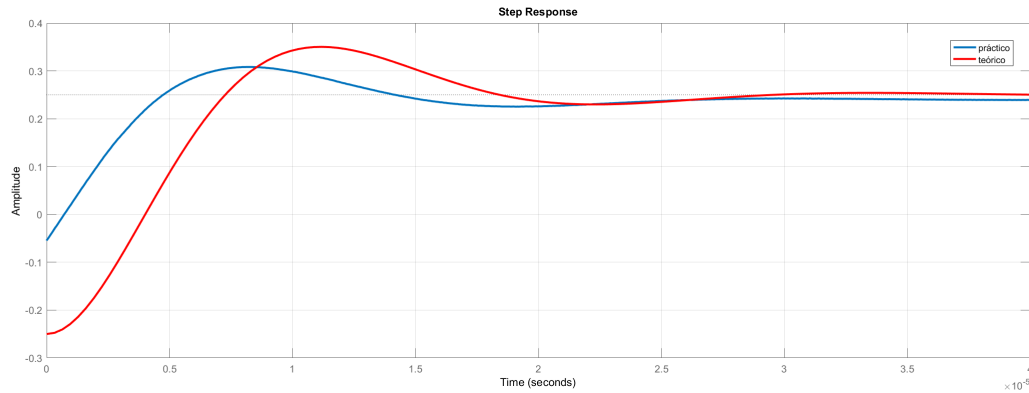


Figure 20: Respuesta al escalón medida y teórica

Los valores característicos medidos fueron:

- Frecuencia de oscilación del transitorio: 43KHz
- Tiempo de establecimiento: $33\mu\text{s}$
- Sobrepico: 0.16

2.6.3. Resultados obtenidos sin buffer

En el siguiente gráfico se muestra la respuesta al escalón medida y la teórica:

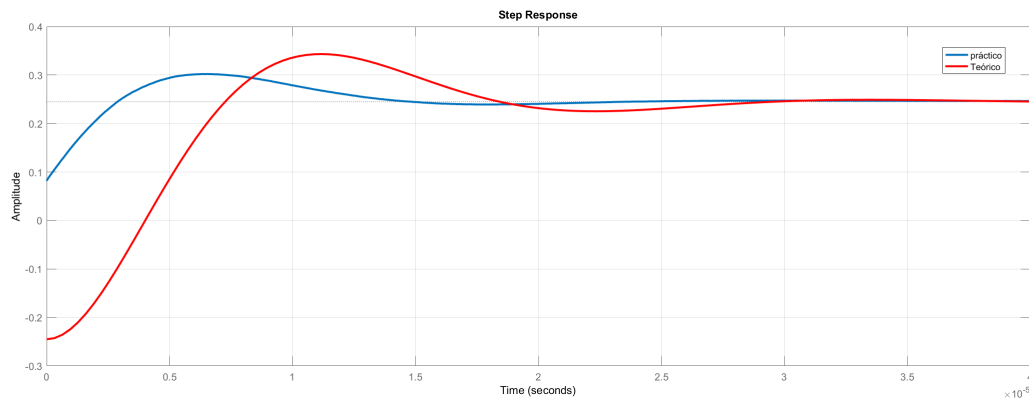


Figure 21: Respuesta al escalón medida y teórica

Los valores característicos medidos fueron:

- Frecuencia de oscilación del transitorio: 42KHz
- Tiempo de establecimiento: $32\mu\text{s}$
- Sobrepico: 0.12

2.7. Caso 2: R sea 100 veces la anterior

En este caso:

$$R = 100 \cdot 288\Omega = 28.8\text{K}\Omega \quad (21)$$

Para este valor de resistencia, los polos de la función transferencia son:

$$p_1 = -28\,797\,000 \quad (22)$$

$$p_2 = -30\,000 \quad (23)$$

En este caso los polos son reales y distintos entonces el sistema es sobreamortiguado y no oscila, es por ello que en este caso no hay frecuencia de oscilación en el transitorio, tiempo de establecimiento ni hay sobrepico.

2.7.1. Resultados obtenidos

En el siguiente gráfico se muestra la respuesta al escalón medida y la teórica, para la teórica se utilizó el valor de la resistencia utilizado para la medición:

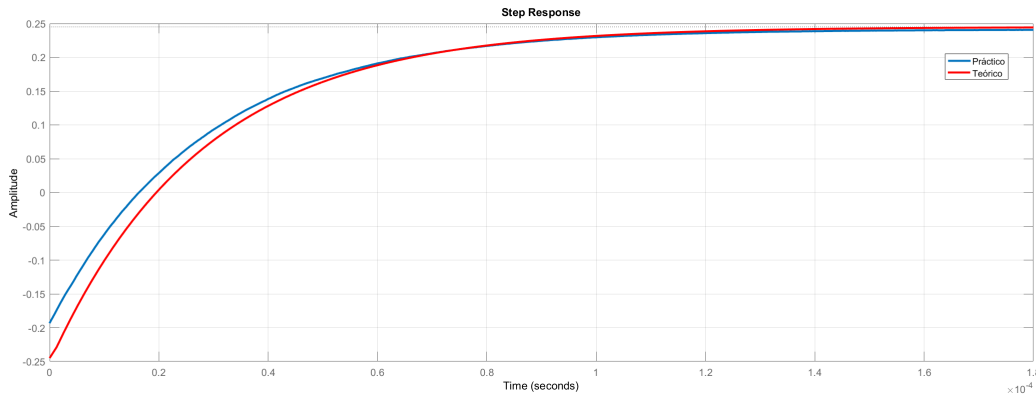


Figure 22: Respuesta al escalón medida y teórica

A partir de las curvas obtenidas, puede comprobarse que el circuito pasó a trabajar en régimen sobreamortiguado, dado que al cambiar el valor de la resistencia, los polos fueron desplazados hacia el eje real, convirtiendolos en reales y distintos (y negativos).

2.8. Caso 3: R nula

$$R = 0\Omega \Rightarrow \alpha = 0 \quad (24)$$

Los polos serán:

$$p_1 = j\,31\,623\,000 \quad (25)$$

$$p_2 = -j\,31\,623\,000 \quad (26)$$

Se corresponde a un circuito sin amortiguamiento.

Además, utilizando las mismas formulas que en la sección anterior:

$$t_s \rightarrow \infty \quad (27)$$

$$f_d \simeq 50\text{KHz} \quad (28)$$

$$M_p = 1 \quad (29)$$

2.8.1. Resultados obtenidos

En los gráficos 23 y 24 se muestra la respuesta al escalón medida y la teórica:

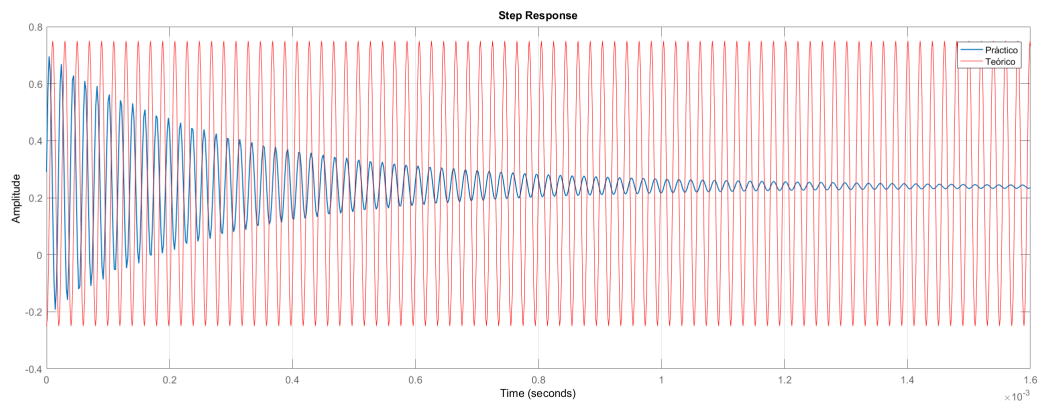


Figure 23: Respuesta al escalón medida y teórica

Los valores característicos medidos fueron:

- Frecuencia de oscilación del transitorio: 52KHz
- Tiempo de establecimiento: 1ms
- Sobrepico: 0.94

2.8.2. Resultados obtenidos sin buffer

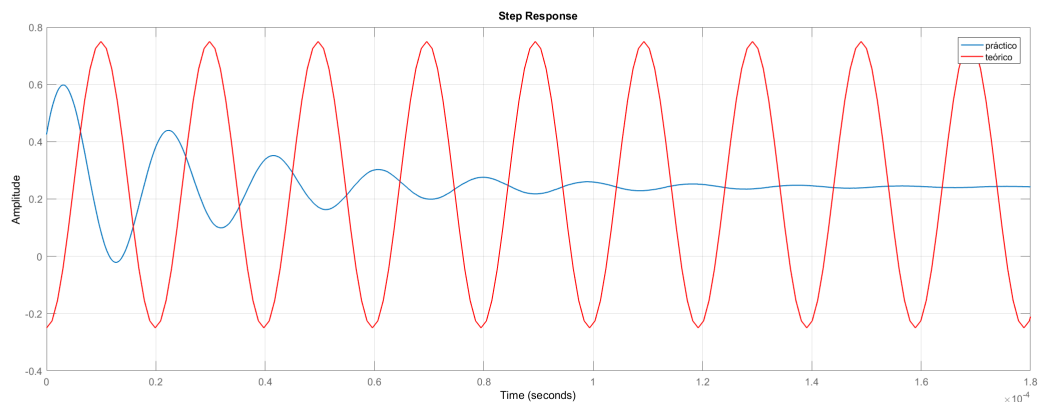


Figure 24: Respuesta al escalón medida y teórica

Los valores característicos medidos fueron:

- Frecuencia de oscilación del transitorio: 56KHz
- Tiempo de establecimiento: $182\mu\text{s}$
- Sobrepico: 0.72

En los gráficos de las figuras 23 y 24, se observa que la respuesta al escalón medida no se comporta como la teórica. Esto se debe a que en la teórica se considera que la resistencia es cero, mientras que en la medición la resistencia no es realmente cero debido a que tanto los instrumentos utilizados para medir como los componentes

del circuito en sí tienen resistencias. Ambas respuestas oscilan al tratarse de un circuito subamortiguado, pero el teórico muestra una oscilación perfecta mientras que la respuesta del medido es amortiguada a medida que aumenta el tiempo.

2.9. Caso 4: R para amortiguamiento crítico

2.9.1. Cálculo de R

Para el caso críticamente amortiguado se debe cumplir:

$$\omega_0 = \alpha \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{R}{2L} \quad (30)$$

Despejando para R:

$$R_C = 2\sqrt{\frac{L}{C}} \simeq 632.456\Omega \quad (31)$$

Los polos serán iguales y reales:

$$p_1 = -31\,623\,000 \quad (32)$$

$$p_2 = -31\,623\,000 \quad (33)$$

En este caso el circuito no oscila, por lo tanto no hay f_d .

Además, utilizando las mismas formulas que en la sección anterior:

$$t_s = 46\mu s \quad (34)$$

$$M_p = 0 \quad (35)$$

2.9.2. Resultados obtenidos

Para la medición se buscó experimentalmente el valor de la resistencia para que el circuito sea críticamente amortiguado, este valor fue de 600Ω

En el siguiente gráfico se muestra la respuesta al escalón medida y la teórica:

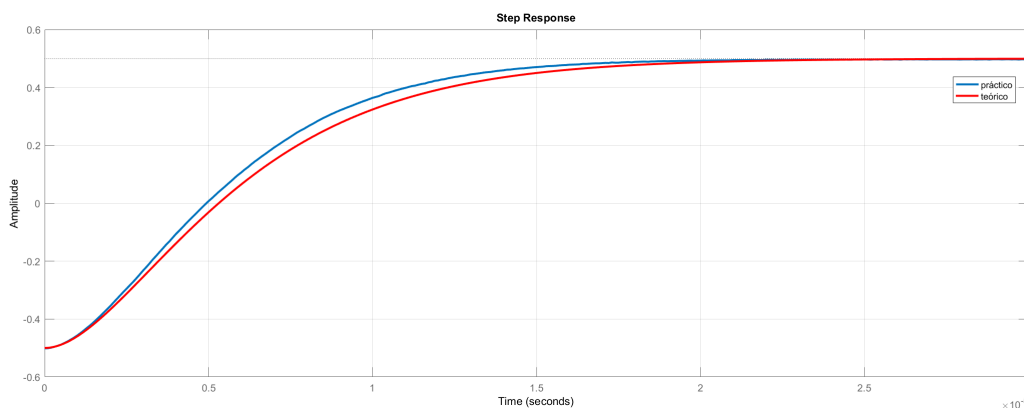


Figure 25: Respuesta al escalón medida y teórica

Los valores característicos medidos fueron:

- Tiempo de establecimiento: $35\mu s$
- Sobrepeico: 0.01

3. Circuitos de segundo orden - Otras configuraciones

En este ejercicio se analizará el comportamiento de 3 circuitos de segundo orden RLC diferentes, se estudiarán tanto su respuesta en frecuencia como su respuesta al escalón, teorica y experimental.

3.1. LCR - Pasa Banda

3.1.1. Función transferencia

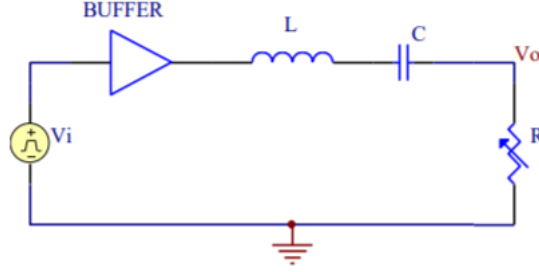


Figure 26: Circuito LCR

Realizando el divisor de tensión, se obtiene la función transferencia:

$$H(s) = \frac{sCR}{s^2LC + sRC + 1} \quad (36)$$

La cual se corresponde con un filtro pasabandas.

3.1.2. Respuesta al escalón

Como se está analizando un sistema LTI, se puede obtener la respuesta al escalón realizando la convolución entre la respuesta impulsiva y la función escalón $u(t)$, o lo que es equivalente, utilizando la transformada de Laplace:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \Rightarrow Y(s) = H(s) X(s) \quad (37)$$

Donde $X(s)$ es la transformada de Laplace de la entrada al sistema, que en este caso es la función escalón, y entonces $Y(s)$ es la transformada de Laplace de la respuesta al escalón. Por lo tanto:

$$X(s) = \mathcal{L}\{u(t)\}(s) = \frac{1}{s} \quad (38)$$

$$\Rightarrow y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\}(t) = \frac{2\sqrt{C}R \sin\left(\frac{t\sqrt{4L-CR^2}}{2\sqrt{C}L}\right) e^{-\frac{Rt}{2L}}}{\sqrt{4L-CR^2}} \quad (39)$$

3.1.3. Resultados Obtenidos

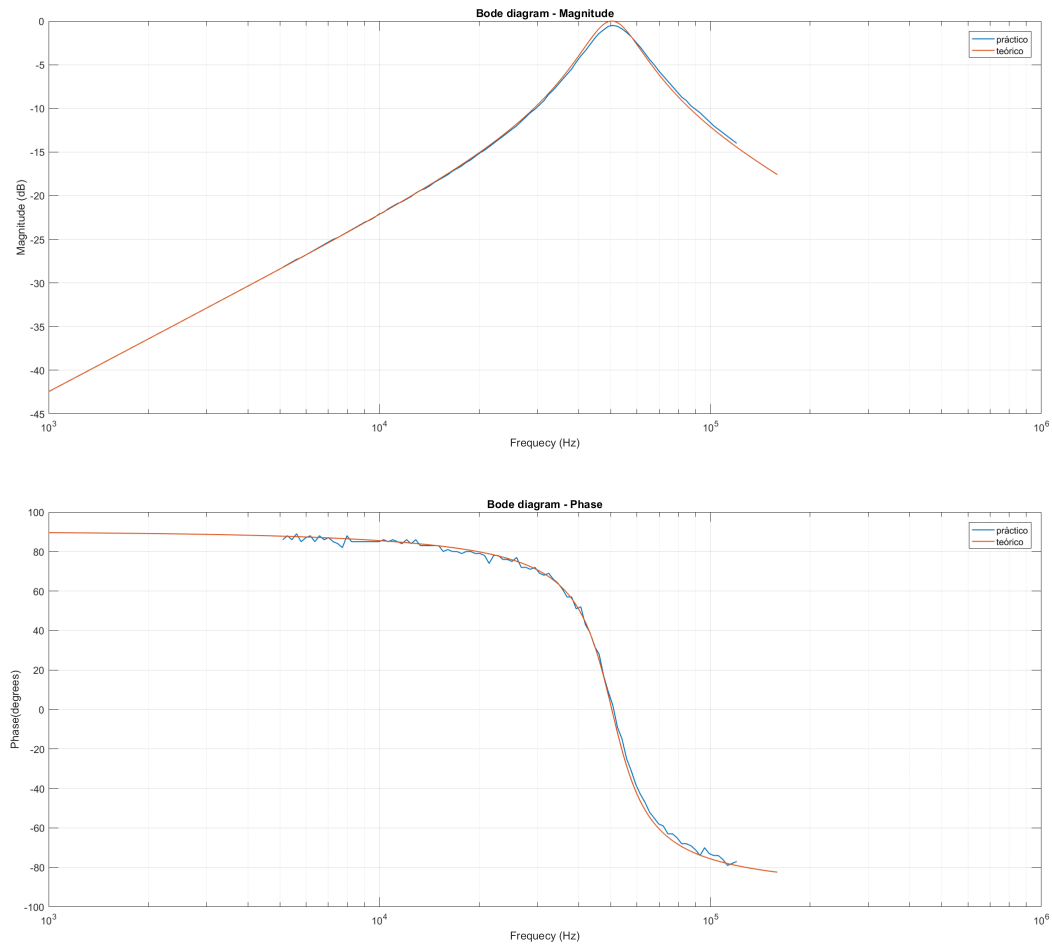


Figure 27: Diagrama de Bode: magnitud y fase

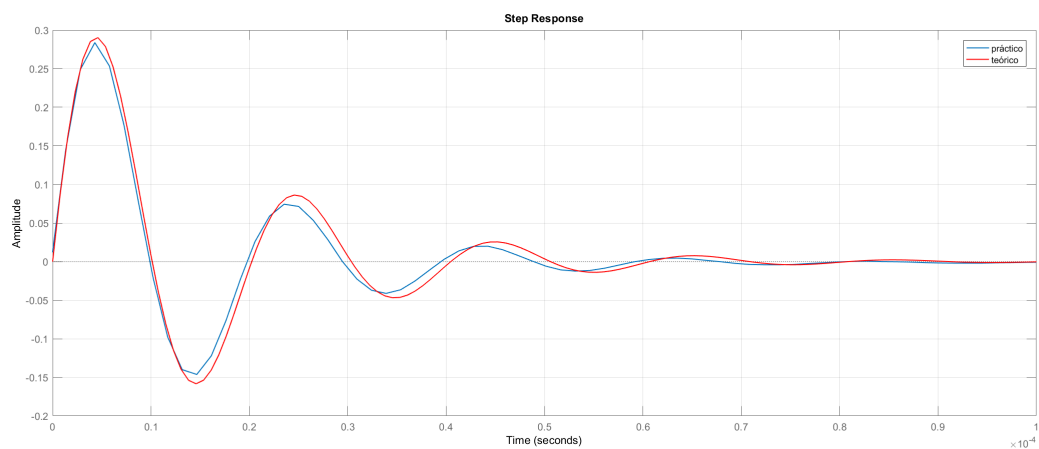


Figure 28: Respuesta al escalón

3.2. RLC - Notch

3.2.1. Función transferencia

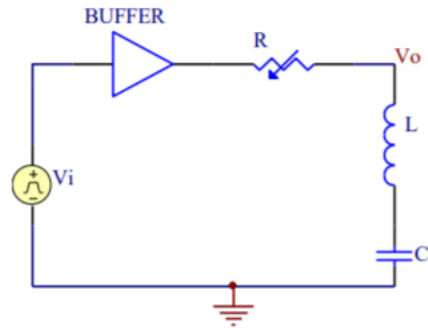


Figure 29: Circuito RLC

Realizando el divisor de tensión, se obtiene la función transferencia:

$$H(s) = \frac{s^2 CL + 1}{s^2 LC + sRC + 1} \quad (40)$$

La cual se corresponde con un filtro notch.

3.2.2. Respuesta al escalón

Analogamente al caso anterior:

$$y(t) = 1 - \frac{2\sqrt{C}R \sin\left(\frac{t\sqrt{4L-CR^2}}{2\sqrt{C}L}\right) e^{-\frac{Rt}{2L}}}{\sqrt{4L-CR^2}} \quad (41)$$

3.2.3. Resultados Obtenidos

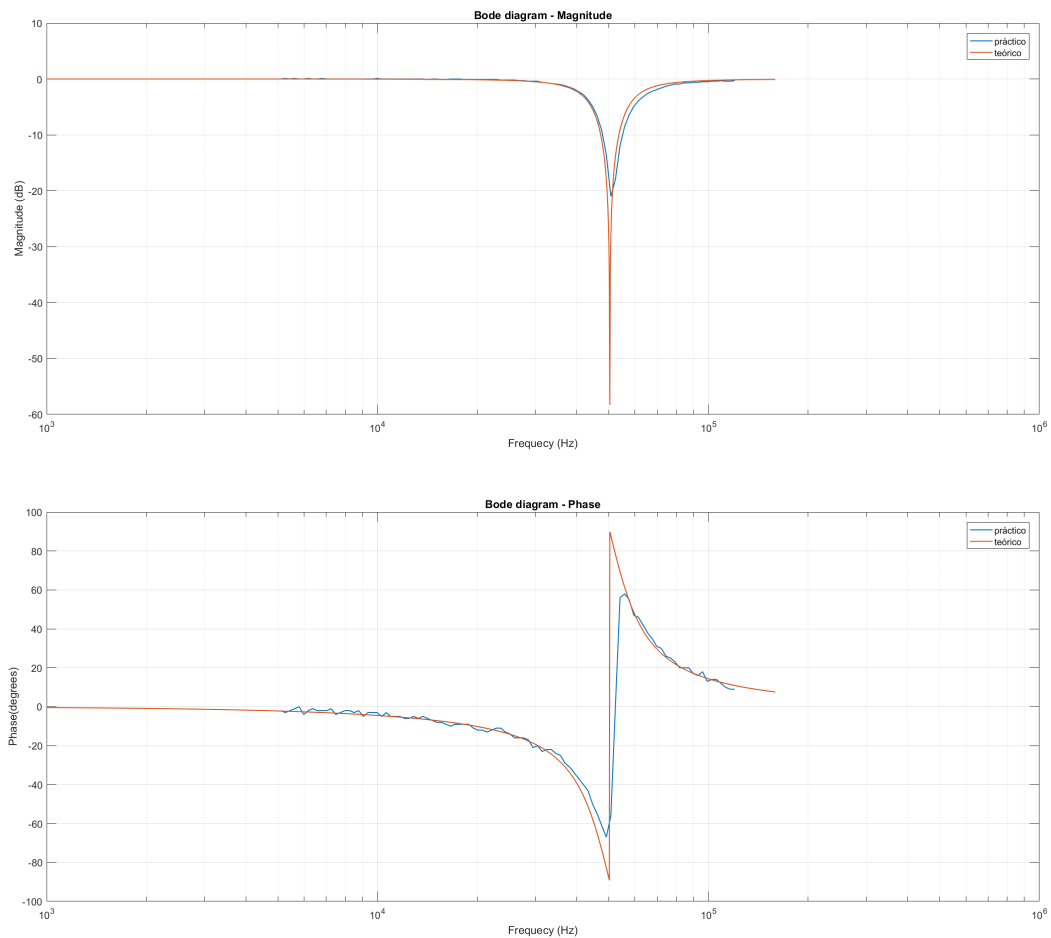


Figure 30: Diagrama de Bode: magnitud y fase

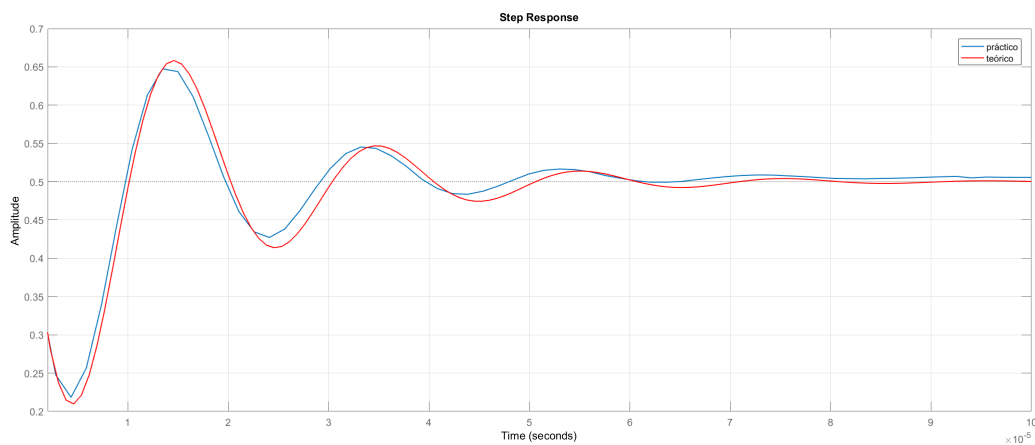


Figure 31: Respuesta al escalón

3.3. RCL - Pasa Altos

3.3.1. Función transferencia

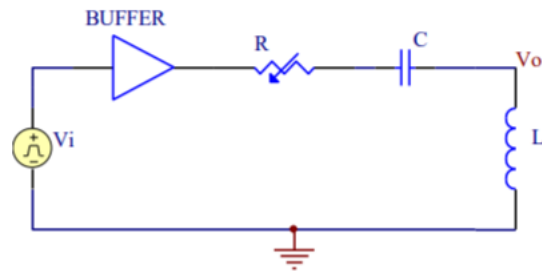


Figure 32: Circuito RCL

Realizando el divisor de tensión, se obtiene la función transferencia:

$$H(s) = \frac{s^2 CL}{s^2 LC + sRC + 1} \quad (42)$$

La cual se corresponde con un filtro pasa altos.

3.3.2. Respuesta al escalón

Análogamente a los casos anteriores:

$$y(t) = e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(\cosh \left(\frac{t \sqrt{\frac{CR^2}{4} - L}}{\sqrt{C}L} \right) - \frac{\sqrt{C}R \sinh \left(\frac{t \sqrt{\frac{CR^2}{4} - L}}{\sqrt{C}L} \right)}{2 \sqrt{\frac{CR^2}{4} - L}} \right) \quad (43)$$

3.3.3. Resultados Obtenidos

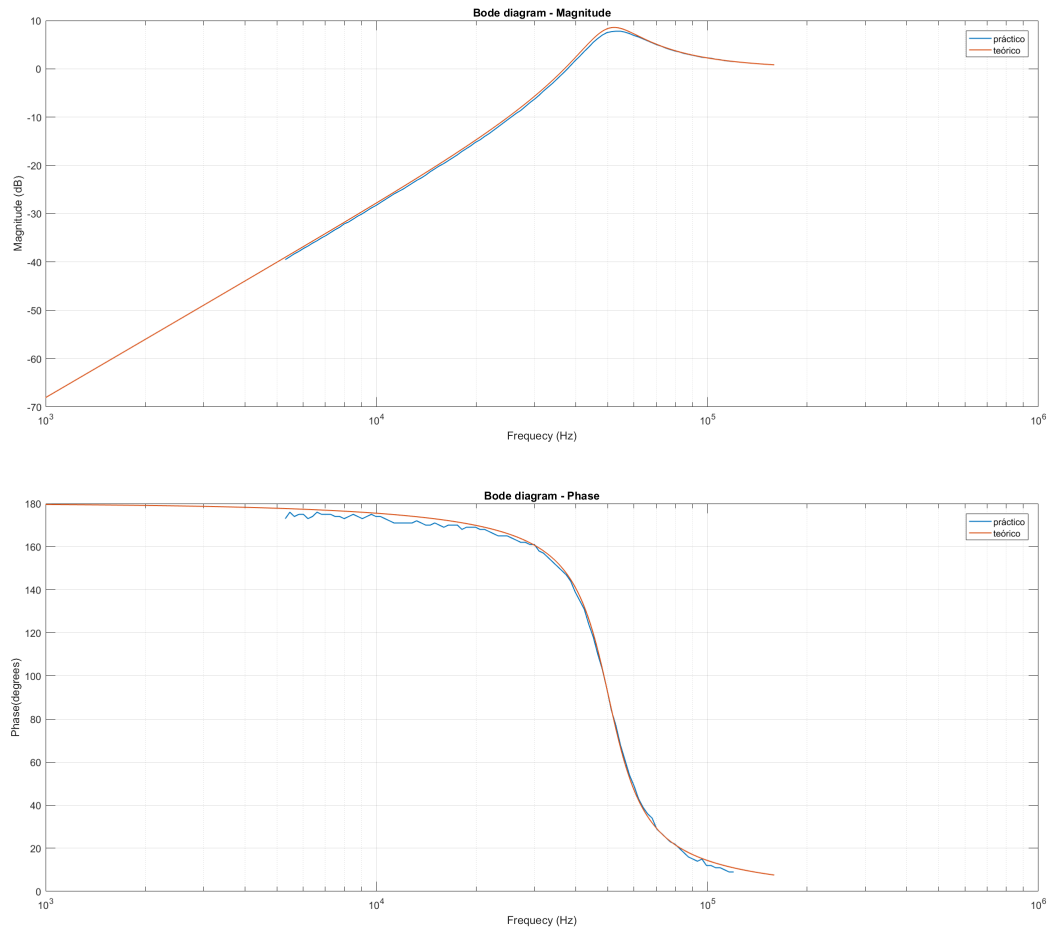


Figure 33: Diagrama de Bode: magnitud y fase

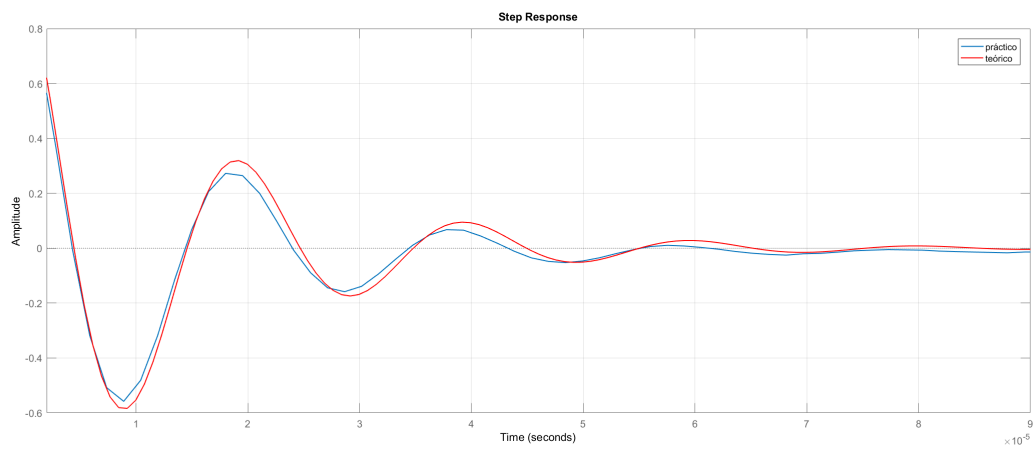


Figure 34: Respuesta al escalón

3.4. Conclusiones

Tanto la respuesta al escalón como los diagramas de bode medidos coinciden bastante con los teóricos, esto se debe a que en este el circuito era sencillo y no había muchos factores que influyan mucho.

En el caso del rechaza banda, se puede ver que en la frecuencia notch la atenuación es mucho menor en el medido que en la del teórico, esto se debe a la dificultad de medir la señal cuando la misma se atenúa por debajo del nivel del ruido. En el diagrama de fase teórico se observa un salto instantáneo de la fase en la frecuencia de corte, que en el práctico, a pesar de tener una pendiente alta, no se observa. Esto se debe a las no idealidades de los componentes, además de que es difícil de medir ya que la señal está muy atenuada.

En el caso de las respuestas al escalón, comparando ambas respuestas, se puede notar que los picos de las curvas prácticas son menores que los de las teóricas. Esto es causa de que los componentes del RLC no son ideales, además de las impedancias parásitas de los instrumentos que se utilizaron para medir.

Para el pasabanda, la respuesta tiende a un valor final nulo, dado que considerando el escalón con ancho de banda muy grande, las frecuencias más altas están en el impulso inicial, por lo que la respuesta que se obtiene es casi nula, y a medida que se transita hacia el valor final, algunas frecuencias pasan amplificadas, hasta llegar efectivamente al valor final constante, que se puede considerar como de frecuencia cero, por lo que al final resulta atenuada. Otra forma de verlo, es que en el instante inicial el capacitor actúa como un cortocircuito y la bobina como un circuito abierto, y luego del transitorio el capacitor pasa a ser un circuito abierto y la bobina un cable, y durante el transitorio es cuando pasa corriente hacia la resistencia a la salida.

Para el rechaza banda, en el valor final del escalón cuando se estabiliza el circuito la salida tiene a un valor constante, dado que es muy baja frecuencia, por lo que el filtro la deja pasar, y durante el transitorio se responde ante el ancho de banda alto del escalón, donde algunas frecuencias se atenúan al pasar por la zona de notch, y otras se amplifican.

En el pasa altos, la respuesta final tiende a cero, dado que la tensión constante siendo frecuencia nula es atenuada, mientras que las altas que aparecen durante el impulso del escalón sí pasan.

4. Medición de Q en forma empírica

4.1. Pasa Bajos

Retomando la transferencia para el caso del pasa bajos, nos queda en forma genérica:

$$H(S) = \frac{1}{\left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2 + \frac{S}{\omega_0 Q} + 1}$$

Donde, si se reemplaza por $S = j\omega_0$, queda:

$$H(j\omega_0) = -jQ \Rightarrow |H(j\omega_0)| = Q$$

Por lo que para obtener el valor de Q en forma empírica, se midió:

$$f_0 = 49\text{KHz} \quad |H(j\omega_0)|[\text{dB}] = 7,8$$

Entonces se tiene:

$$|H(j\omega_0)| = 10^{\frac{|H(j\omega_0)|[\text{dB}]}{20}} = Q = 2,45$$

Siendo el teórico $Q = \frac{1}{2\xi} = 2,63$, resultando bastante acertado.

4.2. Pasa Altos

Retomando la transferencia para el caso pasa altos, en forma genérica:

$$H(S) = \frac{\frac{S^2}{\omega_0 Q}}{\left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2 + \frac{S}{\omega_0 Q} + 1}$$

Donde, si se reemplaza por $S = j\omega_0$, queda:

$$H(j\omega_0) = jQ \Rightarrow |H(j\omega_0)| = Q$$

Por lo que para obtener el valor de Q en forma empírica, se midió al igual que antes:

$$f_0 = 53\text{KHz} \quad |H(S)|[\text{dB}] = 7,9$$

Entonces se tiene:

$$|H(j\omega_0)| = 10^{\frac{|H(j\omega_0)|[\text{dB}]}{20}} = Q = 2,48$$

Siendo el teórico $Q = \frac{1}{2\xi} = 2,63$, resultando bastante acertado como con el pasabajos.

4.3. Pasa Banda

Para obtener el valor de Q en forma empírica, se midió la frecuencia central de mayor ganancia f_0 , y las frecuencias donde ésta cae -3dB :

$$f_0 = 51\text{KHz} \quad |H(S)|[\text{dB}] = -0,6$$

$$f_1 = 41,8\text{KHz} \quad f_2 = 63,1\text{KHz}$$

Tanto f_1 como f_2 fueron medidas a $-3,6\text{dB}$, dado que se consideraron a -3dB respecto de la ganancia máxima. Luego, se puede obtener el valor de Q mediante:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = 2,39$$

4.4. Rechaza Banda

Para obtener el valor de Q en forma empírica, se midió:

$$f_0 \approx 50,35 KHz$$

$$f_1 = 49,3 KHz$$

$$f_2 = 51,9 KHz$$

Cuando la fase entre las señales de entrada y salida es de -45° y 45° respectivamente. Aplicando la misma ecuación que con el pasa banda, se obtiene:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = 19,4$$

Obteniendo un error muy apreciable respecto del teórico, dado que el circuito práctico no se comporta como ideal, alterando el comportamiento de notch generando que la atenuación en ω_0 no sea infinita sino que toma un valor que puede ser mensurado.

4.5. Conclusiones

Dado que en forma teórica, el valor del factor de selectividad es el mismo para cualquiera de las cuatro configuraciones (pasa altos, pasa bajos, pasabanda y rechaza banda), no todas son adecuadas para medir dicho factor empíricamente, sino que la que menor error produjo fue la configuración pasa altos, aunque se obtiene un resultado acertado también con el pasabanda.