



TRABAJO PRÁCTICO N°1

Arribere, Santiago Agustín (59169)
Davidov, Gonzalo Joaquín (59117)
Francois, Matías Santiago (59828)
Scheinfeld, Pablo Martín (59065)
Trozzo, Rafael Nicolás (59434)

Grupo II
Teoría de Circuitos

Índice

1. Introducción	2
2. Filtro notch pasivo	2
2.1. Marco teórico	2
2.2. Materiales	2
2.3. Procesos	3
2.4. Análisis de resultados	5
2.4.1. Respuesta en frecuencia	5
2.4.2. Respuesta al Escalón	9
3. Filtro pasa-bajos pasivo	10
3.1. Marco teórico	10
3.2. Materiales	11
3.3. Procesos	11
3.4. Análisis de resultados	12
3.4.1. Análisis temporal y espectral	12
3.4.2. Análisis en baja frecuencia	14
3.4.3. Uso del sistema como integrador y problemas en alta frecuencia	15
4. Conclusión	17
5. Anexo	18
5.1. Guía de funcionamiento del Plot Tool	18

1. Introducción

El presente trabajo tiene como objetivo analizar y realizar mediciones sobre distintos circuitos mediante la utilización de diversos métodos. Se busca entender y poder explicar las diferencias que se encuentran al comparar los resultados teóricos, los simulados y los resultantes de la puesta en práctica. En cuanto a este último punto, se hace hincapié en la ejercitación del uso de herramientas como protoboards y el diseño de placas PCB.

De esta forma, se muestra un filtro notch pasivo realizado en un PCB y un pasa-bajos pasivo, para realizar mediciones correspondientes a los mismos, con la finalidad de contrastar las diferencias que pueden existir entre los modelos teórico, simulado y la realidad. Además, se desarrolla un programa de ploteo automático con interfaz visual empleando el lenguaje de programación Python, brindando así una herramienta útil para realizar gráficos comparativos entre mediciones, simulaciones y teoría. Aunque no se incluye el programa en el informe, se pueden apreciar sus funcionalidades básicas en la sección Anexo y acceder al proyecto de GitHub en https://github.com/scheinpablo/tc_tp1.

2. Filtro notch pasivo

2.1. Marco teórico

Para el análisis del circuito es necesario recordar el teorema de Kennelly que propone las ecuaciones para transformar un circuito con una configuración de tipo T, a un circuito con una configuración de tipo Pi, y viceversa.

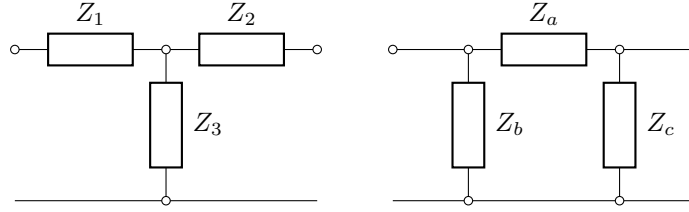


Figura 2.1: Configuración T y Pi

Nombrando a los componentes del circuito como en la figura 2.1, las ecuaciones de transformación para pasar de una configuración T a Pi son las siguientes:

$$Z_a = \frac{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_3 \cdot Z_2}{Z_3} \quad (2.1)$$

$$Z_b = \frac{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_3 \cdot Z_2}{Z_2} \quad (2.2)$$

$$Z_c = \frac{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_3 \cdot Z_2}{Z_1} \quad (2.3)$$

2.2. Materiales

Los materiales utilizados para el armado del filtro Notch son:

- PCB de 5x5 cm.
- 2 borneras.

- 4 Resistencias de $7,5\text{ K}\Omega$ con una tolerancia de 1% .
- 4 Capacitores de $3,9\text{ nF}$ con una tolerancia de 5% .
- Osciloscopio.
- Generador de señales.
- Puntas de osciloscopio.

2.3. Procesos

La finalidad de este apartado es mostrar los trabajos y consideraciones necesarias que se tuvieron en cuenta para el diseño de un filtro rechaza banda de segundo orden con $f_d = 5,4\text{ KHz}$. A partir de esto, se realizaron mediciones de las diferentes características en forma teórica, simulada y en forma práctica para luego obtener conclusiones acerca del filtro desarrollado.

Al comenzar el análisis del circuito correspondiente se observan dos bloques en una configuración de tipo T, los cuales para facilitar los cálculos se los convirtió a tipo Pi. Teniendo en cuenta el hecho de que $R_3 = 2 \cdot R_2 = 2 \cdot R_1$ y $2 \cdot C_3 = C_2 = C_1$.

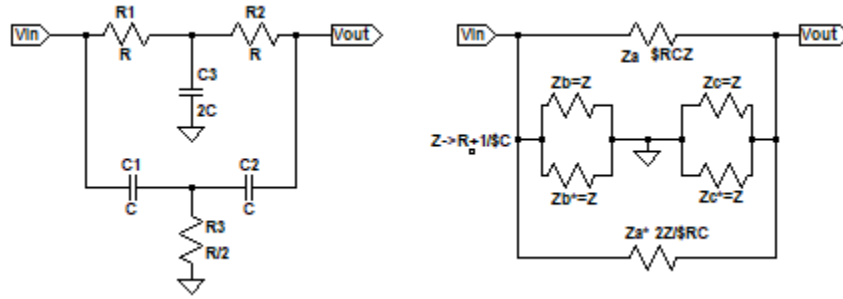


Figura 2.2: Pasaje de circuito

Una vez obtenido el circuito dispuesto a la derecha en la figura 2.2 y realizando la simplificación de los paralelos entre Z_a y Z_a^* , Z_b y Z_b^* , y Z_c y Z_c^* , se obtuvo el circuito de la figura 2.3.

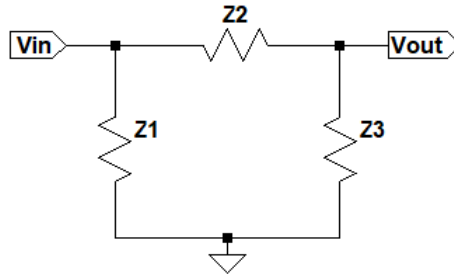


Figura 2.3: Circuito simplificado

De esta manera se arribó a un cuadripólo con una configuración Pi con $Z_1 = Z_3 = Z = \frac{R}{2} + \frac{1}{s2C}$ y $Z_2 = 2R \cdot \left(\frac{1+sRC}{1+(sRC)^2} \right)$ del cual se pudo hallar la función transferencia mediante el cálculo de un divisor de tensión con las impedancias Z_2 y Z_3 . Se obtuvo así la expresión 2.4, de la cual fue posible tomar una

expresión analítica para la frecuencia de corte del notch, dada por la Ecuación 2.5.

$$H(\omega) = \frac{(\omega RC)^2 + 1}{(\omega RC)^2 + \omega RC + 1} \quad (2.4)$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5)$$

Al tener que obtener una frecuencia de corte tal que $f_d = 5,4KHz$, se estableció la relación entre valores comerciales para los capacitores y resistencias posibles. Para elegir finalmente el valor se priorizaron las relaciones entre valores de C y R tal que los capacitores no tengan un valor comparable con la capacidad de las puntas del osciloscopio, que es de $100pF$ aproximadamente, y que las resistencias tampoco tengan un valor comparable a la resistencia interna del generador, la cual es de 50Ω , ni con la resistencia del osciloscopio, del orden de $1M\Omega$.

C	R= $\frac{1}{\omega C}$
1pF	30M Ω
10pF	3M Ω
100pF	300k Ω
1nF	30k Ω
10nF	3k Ω
100nF	300 Ω
1 μF	30 Ω
10 μF	3 Ω
100 μF	0,3 Ω

Cuadro 2.1: Relación de ordenes de magnitud

Así, observando el cuadro 2.1 se concluyó que los valores con los cuales se obtienen las mediciones con la menor influencia de los instrumentos externos utilizados para tomar las mismas, son aquellos en los que los capacitores se encuentren dentro del rango de 1nF a 10nF. A partir de ello, con los valores comerciales intermedios se confeccionó el cuadro 2.2 utilizando la ecuación 2.5 para obtener los valores de R.

C[nF]	R[k Ω]
1	29
1,2	25
1,5	20
1,8	16
2,2	13
2,7	11
3,3	8,9
3,9	7,5
4,7	6,3
5,6	5,3
6,8	4,3
8,2	3,6

Cuadro 2.2: Posibles valores de los componentes

Con los valores obtenidos del cuadro 2.2 se buscó la disponibilidad de componentes con valores cercanos a los requeridos, ya que ninguna de las resistencias contaba con un valor comercial. Consecuentemente, se consiguieron resistencias de $7,5k\Omega$ y capacitores de $3,9pF$.

Posteriormente, se decidió utilizar dos componentes en paralelo al capacitor C3 y la resistencia R3, de forma tal que sus valores de capacitancia y resistencia resultantes sean el doble y la mitad de los valores de los componentes utilizados respectivamente. Esto tuvo varias ventajas, entre las cuales cabe mencionar el hecho de que solo se utilizaron resistencias del mismo valor y capacitores del mismo valor, lo que facilitaría en gran medida el armado del circuito y evitaría errores en la colocación de los componentes. Además, se reduciría el error en comparación con el uso de un componente con un valor comercial cercano a los buscados. A continuación en la Figura 2.4, se muestra el diseño del PCB realizado en Altium.

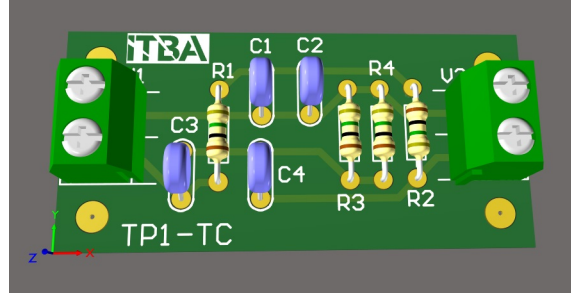


Figura 2.4: Diagrama 3d del diseño del PCB realizado en Altium

2.4. Análisis de resultados

Se comenzó hallando la respuesta impulsiva del sistema, para ello se encontró la transformada inversa de Laplace de la función transferencia, de esta forma la función obtenida fue la siguiente:

$$h(t) = (-147330 \cdot e^{-127591 \cdot t} + 10597 \cdot e^{-9161 \cdot t}) \cdot u(t) \quad (2.6)$$

2.4.1. Respuesta en frecuencia

Así luego de diseñada y construida la placa se realizaron las mediciones pertinentes a la misma. Entonces se procedió a hallar la respuesta en frecuencia del sistema. Para ello se realizó el diagrama de Bode de forma teórica (mediante la función transferencia ecuación 2.4), simulada mediante el programa LTSpice y en base a los datos obtenidos experimentalmente. Así se llegaron a las gráficas mostradas en la figura 2.5 y 2.6 correspondientes al diagrama de Bode de amplitud y de fase.

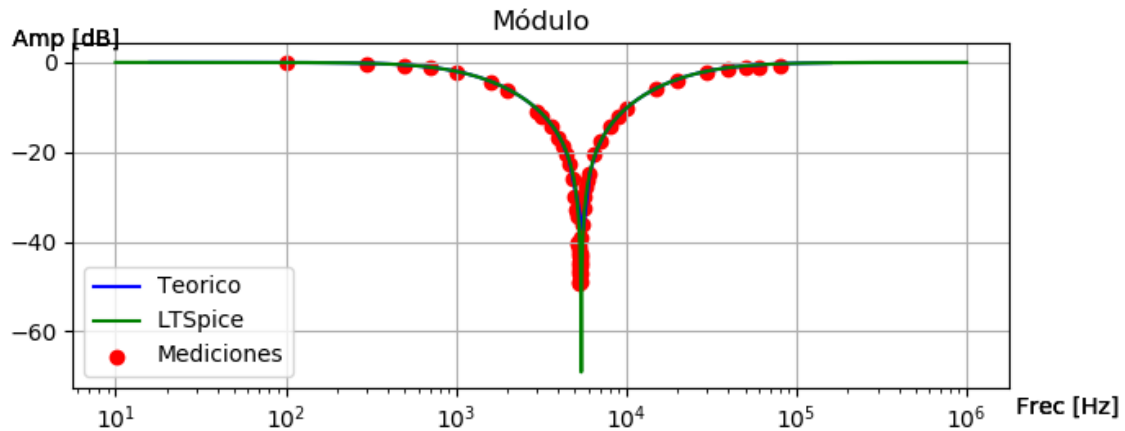


Figura 2.5: Diagrama de Bode de Amplitud

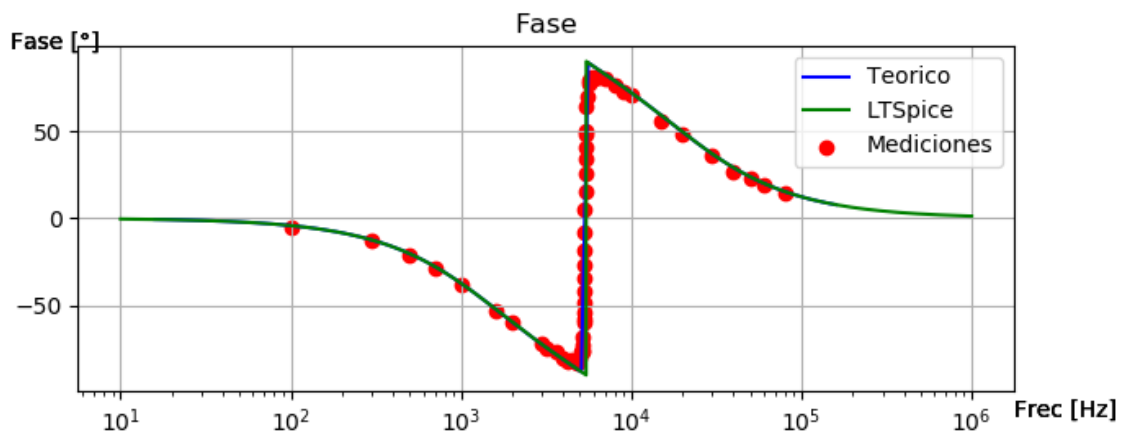


Figura 2.6: Diagrama de Bode de Fase

De esta forma se observa que la variación entre los resultados mediante el análisis teórico y el circuito simulado es insignificante, las gráficas en ambos casos coinciden casi a la perfección. En cambio, existen leves diferencias entre el análisis teórico y las mediciones tomadas, que se observan principalmente en el pico negativo en el diagrama de amplitud. En este, se repara en que la frecuencia de corte se encuentra ligeramente corrida hacia la izquierda, y que llega a atenuar menos decibeles que el simulado, esto se puede deber a la variabilidad de los componentes como se podrá observar en las Figuras 2.7 y 2.8 en las que se ve claramente que según los componentes utilizados varía la frecuencia de corte del filtro además de la magnitud de decibeles que atenúa.

Con respecto al diagrama de fase se puede ver al igual que el caso anterior que el diagrama teórico coincide casi a la perfección con el simulado, pero en el medido y el simulado existen diferencias apreciables en los puntos de quiebre a la frecuencia de resonancia, en donde la fase nunca llegó experimentalmente a 90 o -90 grados sino que sus valores máximos fueron 83 y -83 grados, esto en gran parte es debido a la gran variabilidad de los componentes utilizados para la medición, podemos afirmar esto al ver el diagrama de la simulación con el método de montecarlo que se puede apreciar en las figuras 2.9 y 2.10, en ellas se ven claramente las curvaturas del diagrama en la zona de quiebre cuando los valores varían dentro de las tolerancias de los elementos utilizados, además, el hecho de medir con el osciloscopio con puntas x1 también agrega una desviación en la medición que si bien se considero leve existe.

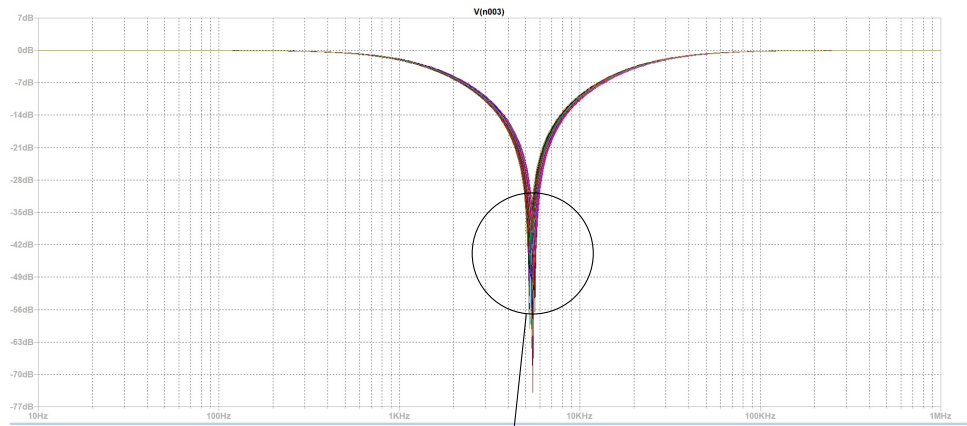


Figura 2.7: Analisis Montecarlo del diagrama de bode de amplitud para 100 circuitos con diferentes valores dentro de las tolerancias de los componentes utilizados.

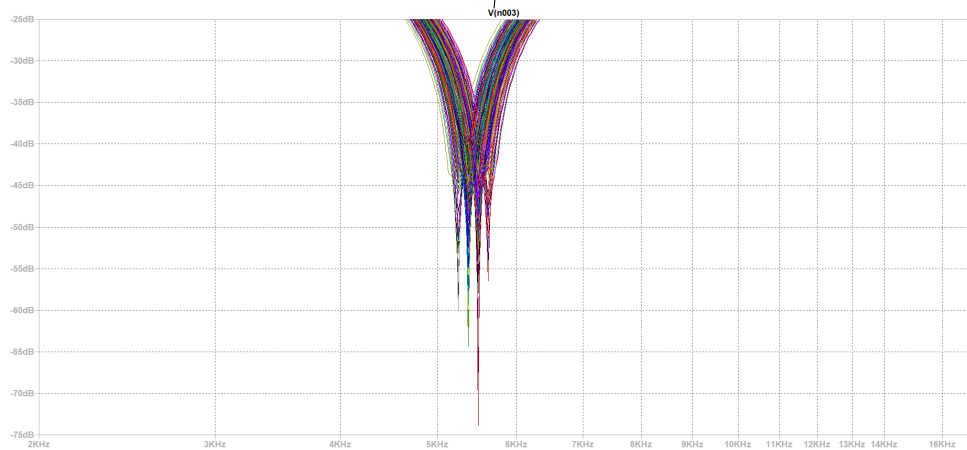


Figura 2.8: Ampliación en el entorno de la frecuencia de resonancia

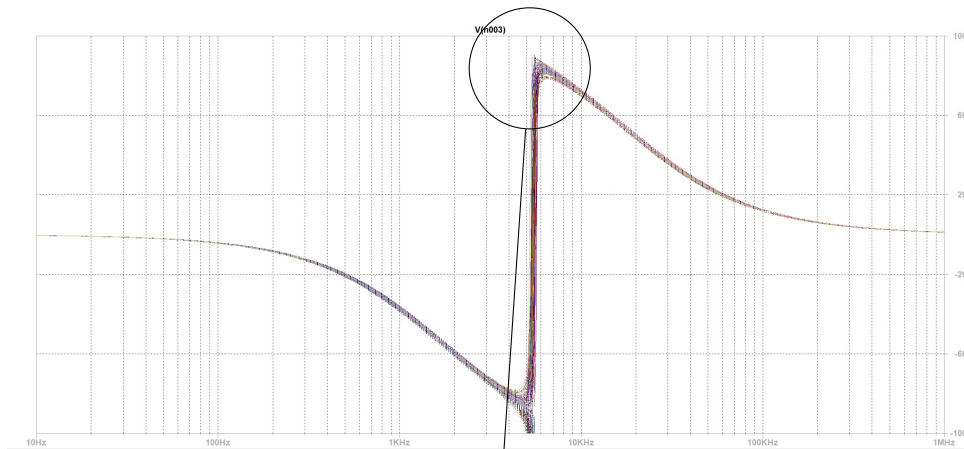


Figura 2.9: Análisis Montecarlo del diagrama de Bode de fase para 100 circuitos con diferentes valores dentro de las tolerancias de los componentes utilizados.

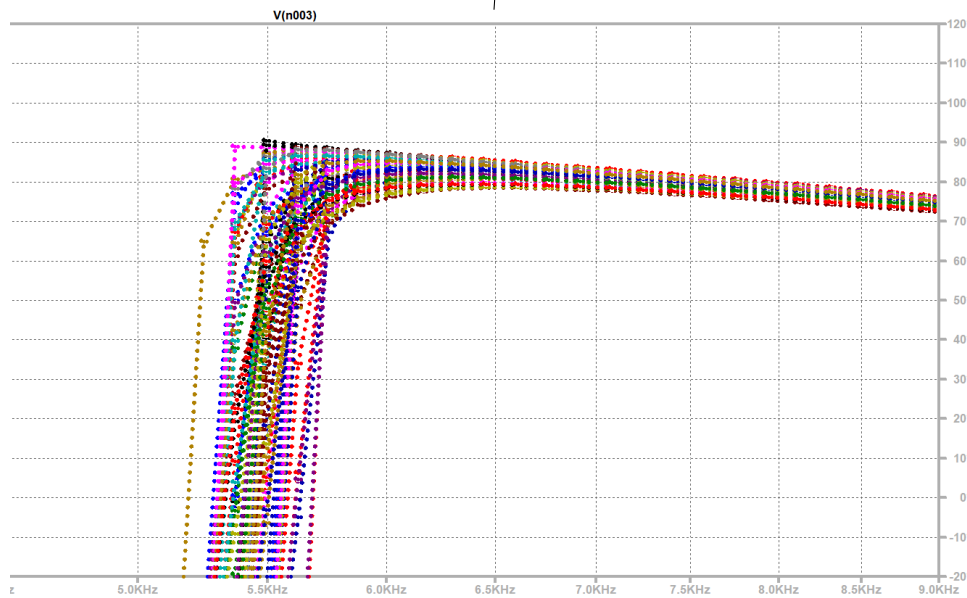


Figura 2.10: Ampliación en el entorno de la frecuencia de resonancia

Cabe destacar que las mediciones en la cercanía de la frecuencia de corte se tornan cada vez más complicadas, producto de que la magnitud de la variable de salida se ve muy atenuada, y en estas condiciones el ruido afecta cada vez mas a la medición, por ello se decidió tomar las mediciones con un valor de tensión de entrada alto, en este caso fue de 19V pico a pico, a sabiendas de que el circuito soportaba esa tensión, para de esta forma poder tomar más mediciones en la cercanía de la frecuencia de resonancia, que era la zona mas representativa para el estudio realizado, a modo ilustrativo se muestra en la Figura 2.11 la señal medida en la cercanía de la frecuencia de resonancia, en la que se puede observar el ruido presente en la medición de la tensión de salida, producto de su reducido valor. De todas formas, se considero que aun con ruido esas mediciones seguían siendo validas, ya que el ruido no era lo suficientemente grande como para afectarlas demasiado considerando que se midió promediando las señales del osciloscopio.

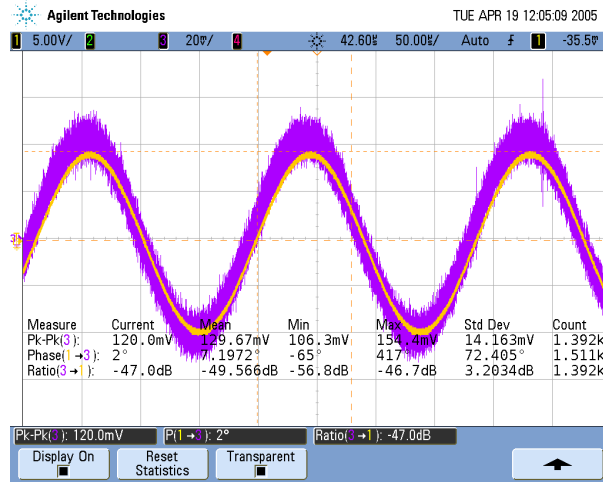


Figura 2.11: Pantalla del osciloscopio en las cercanías de la frecuencia de resonancia, se observa el ruido en la tensión de salida

2.4.2. Respuesta al Escalón

Luego de esto se realizaron los gráficos correspondientes a la respuesta del sistema al escalón, para ello se realizó el análisis matemático de la situación, mediante la antitransformada de laplace de la multiplicación de la función transferencia con $\frac{5}{s}$ obteniéndose la ecuación 2.7, además de la simulación respectiva mediante el uso de LTSpice y las mediciones realizadas en el laboratorio, las mismas se obtuvieron al excitar al circuito con una onda cuadrada de muy baja frecuencia, con la finalidad de que actúe sobre el circuito como un escalón, en el cual el tiempo para que vuelva a aparecer el escalón es tan grande que el sistema puede llegar a la respuesta permanente, de esta manera se obtuvo el gráfico de la figura 2.12

$$h(t) = [5 + 5,77 \cdot (e^{-127591 \cdot t} - e^{-9161 \cdot t})] \cdot u(t) \quad (2.7)$$

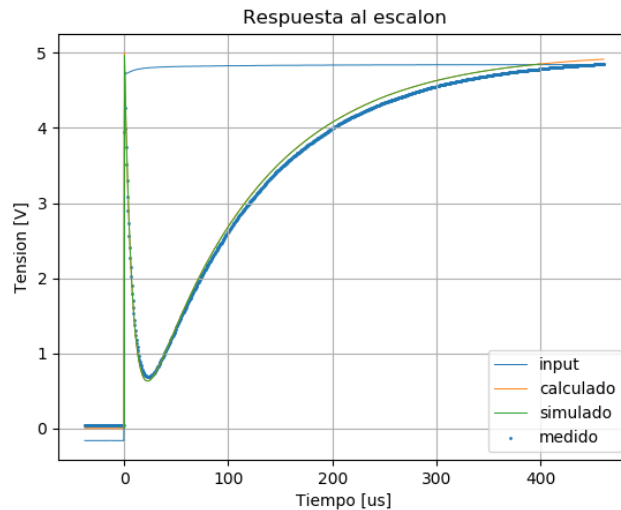


Figura 2.12: Respuesta del sistema al escalón

De esta forma se puede apreciar que en la Figura 2.12 las respuestas según la forma matemática, la que aporta LtSpice y la respuesta obtenida en el laboratorio coinciden casi sin problemas, y las diferentes distorsiones que existen se pueden despreciar debido a los errores de los instrumentos utilizados en la medición de la misma, como así también el error relativo a la variación de los valores de la resistencia y los capacitores, esta variabilidad según estos valores se mostrará a continuación en el diagrama siguiente, Figura 2.13 que muestra la simulación de montecarlo obtenida. Además podemos notar la existencia de un punto que consideramos de interés, el cual se encuentra en 22us, y que nos habla de un cambio en la pendiente de la curva de la respuesta al escalón, este punto puede ser encontrado matemáticamente hallando la derivada de la respuesta del sistema, igualarla a cero y así obtener el valor teórico en el cual cambia la pendiente de la curva.

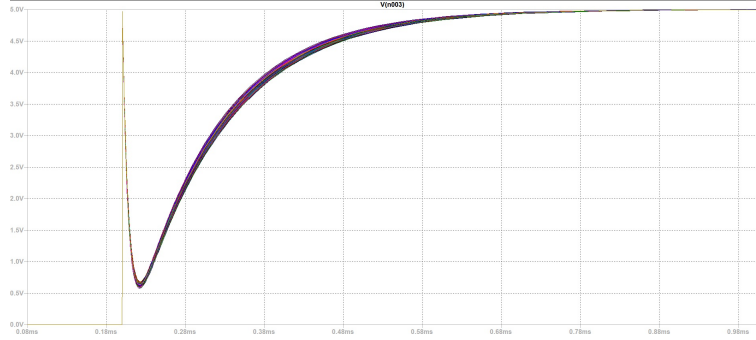


Figura 2.13: Respuesta al escalón realizada mediante el método de montecarlo en LTSpice

A modo de conclusión, se podría decir que el filtro notch analizado, se comporta como era esperado, en base al análisis matemático realizado para la situación, y se pudo constatar que las variaciones existentes entre los modelos teóricos, simulados y medidos podían ser explicadas fácilmente en base a la variabilidad de los componentes dentro del margen de tolerancia de los mismos, esto se fundamenta con ayuda de procesos como el análisis de Montecarlo para el circuito en cuestión, esto es válido tanto para la respuesta en frecuencia del filtro como para la respuesta al escalón del mismo.

3. Filtro pasa-bajos pasivo

3.1. Marco teórico

La función transferencia de un circuito serie RC en configuración pasa-bajos es:

$$H(s) = \frac{1}{1 + s \cdot RC} \quad (3.1)$$

La frecuencia de corte del mismo es:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \quad (3.2)$$

Para frecuencias mucho mayores a la frecuencia de corte, la función transferencia es aproximadamente:

$$H(s) = \frac{1}{s \cdot RC} \quad (3.3)$$

Este resultado es importante ya que es la transferencia de un integrador. Los coeficientes de Fourier de una señal cuadrada de amplitud A, es decir 2A pico a pico, para cada múltiplo de su frecuencia fundamental son:

$$X_n = \begin{cases} \frac{2A}{in\pi} & \text{si } n \text{ impar} \\ 0 & \text{si } n \text{ par} \end{cases} \quad (3.4)$$

La integral de una señal cuadrada, siendo $\Lambda(t)$ una señal triangular, viene dada por:

$$\int_{-\infty}^t \Pi(t) dt = \Lambda(t) \quad (3.5)$$

3.2. Materiales

Los materiales utilizados para el filtro pasa-bajos son:

- Resistencia de $1,5k\Omega$, tolerancia 5 %.
- Capacitor de film de $3,3nF$, tolerancia 5 %.
- Osciloscopio Agilent.
- 2 puntas de osciloscopio.
- Generador de señales.
- Cables del generador.
- Protoboard.
- Cables.

3.3. Procesos

Para esta sección del trabajo, se implementó el circuito modelado en la Figura 3.1 en un protoboard. Como se busca un circuito con frecuencia de corte de $32kHz$, despejando de la Ecuación 3.2 se precisa que $RC = 4,97\mu s$. Para la elección de los componentes, al igual que en la Sección 2 se precisa que el capacitor tenga una capacidad mucho mayor que la de las puntas del osciloscopio y que la resistencia elegida sea mucho menor que la de las puntas. Como la capacidad de éstas es de $100pF$ y $12pF$, cuando están en x1 y x10, respectivamente, y su resistencia es de $1M\Omega$, las mediciones de los componentes elegidos (capacitor de $3,3nF$ y resistencia de $1,5k\Omega$) no se ven apreciablemente afectadas por los propios instrumentos. La elección de los valores comerciales que hacen que la frecuencia de corte sea la buscada se llevó a cabo de la forma explicada en la Sección 2.3

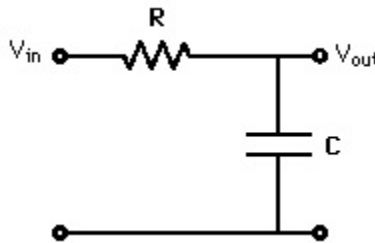


Figura 3.1: Configuración del filtro pasa-bajos

Para llevar a cabo la experiencia se conectó el generador de señales a la entrada, con el osciloscopio se midió la entrada en el canal 1 y la tensión V_c sobre el capacitor en el canal 3, con ambas puntas en la configuración x1. Por otra parte, se midió la capacidad del capacitor, y el valor de la resistencia en el analizador de impedancia, para verificar que tuvieran los valores esperados. En primer lugar, se evaluó la salida poniendo a la entrada una señal cuadrada de $10V_{pp}$ de frecuencia $16kHz$. Se repitió el procedimiento cambiando la entrada por una señal cuadrada de igual amplitud y frecuencia de $320Hz$. Luego se analizó

la salida para una entrada cuadrada de $320kHz$, la cual es una frecuencia alta en relación a la frecuencia de corte, para analizar el comportamiento del sistema como integrador. Por último, se realizaron las mediciones necesarias para obtener la respuesta en frecuencia del filtro, tomando una gran cantidad de repeticiones cerca de la frecuencia de corte, y prestando atención a lo que sucedía en altas frecuencias. Esto se realizó con una señal sinusoidal de $10V_{pp}$ y variando la frecuencia entre $500Hz$ y $3,2MHz$. Si bien en altas frecuencias convendría tener las puntas del osciloscopio en $\times 10$ para distorsionar menos la medición, como la amplitud era chica se la dejó en $\times 1$ para no atenuar la señal más de lo que la atenúa el filtro.

3.4. Análisis de resultados

3.4.1. Análisis temporal y espectral

En la Figura 3.2 se puede observar la salida para la señal cuadrada de $16kHz$. Desde el punto de vista temporal, se puede entender la respuesta como la constante carga y descarga del capacitor, lo cual tiene sentido ya que la constante de tiempo del circuito $\tau = RC = 4,95 \mu s$ es menor que el período de la señal $T = 1/f = 62,5 \mu s$. Teniendo en cuenta que un capacitor se considera cargado cuando pasa un tiempo mayor a 5τ , como $T > 10\tau$, el dispositivo en cada ciclo llega a cargarse y descargarse, de modo que lo observado es efectivamente la carga y descarga del capacitor, donde al poco tiempo que se termina de cargar, empieza a descargarse.



Figura 3.2: Salida para una señal cuadrada de $16kHz$

Desde el punto de vista espectral, considerando que el filtro es un pasa-bajos, el efecto sobre la señal de entrada es el de atenuar las frecuencias altas. Dado que la frecuencia fundamental de la cuadrada es aproximadamente la mitad de la frecuencia de corte, hay una atenuación de dicha frecuencia menor a 3dB. Todos los demás armónicos de la señal de entrada se encuentran por encima de la frecuencia de corte, por lo que hay una atenuación significativa a medida que se tienen en cuenta armónicos mayores. Debido a la atenuación de las frecuencias mayores a la frecuencia de corte es que no hay una subida abrupta en la tensión a la salida, sino que hay un retardo, ya que la subida de la cuadrada la logran los armónicos de alta frecuencia.

Para poder observar de una forma ilustrativa lo comentado sobre el punto de vista espectral, en la Figura 3.3 se muestra una superposición del diagrama espectral teórico de los 10 primeros armónicos impares de la señal de entrada y la respuesta en frecuencia del filtro. Como se mencionó anteriormente, se puede apreciar cómo a medida que aumenta la frecuencia de los armónicos, éstos sufren una atenuación cada

vez mayor. Mientras que para la frecuencia fundamental la atenuación apenas supera 1dB, para el tercer armónico supera los 5dB y en el séptimo es mayor a 10dB. Por lo tanto, se verifica que la salida observada tiene una gran atenuación de las frecuencias altas. Además, tanto en el gráfico mencionado como en la Figura 3.4 se puede observar que las mediciones guardan un alto grado de correspondencia con lo calculado teóricamente.

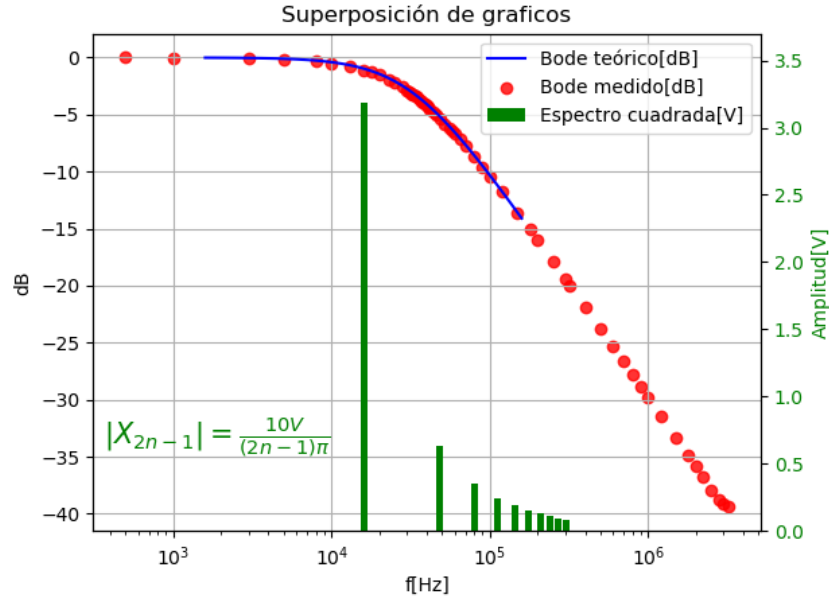


Figura 3.3: Bode teórico, práctico y diagrama espectral de amplitud señal cuadrada de 16kHz 10Vpp

Desde un punto de vista más teórico, si se tiene en cuenta la función transferencia del circuito dada por la Ecuación 3.1, se la puede evaluar en cada una de las componentes en frecuencia de la señal cuadrada de frecuencia $f = f_o/2 = 16kHz$, así obteniendo que $H(jnf) = \frac{1}{1+j2\pi n f RC} = \frac{1}{1+jn/2}$. Por lo tanto, la atenuación en módulo para cada armónico será $|H(jnf)| = \frac{1}{\sqrt{1+(n/2)^2}}$. Observando el Cuadro 3.4.1 se tiene que para la frecuencia fundamental de la señal cuadrada, la transferencia tiene un módulo cercano a 0.9, con lo que dicha frecuencia casi no se ve afectada. A medida que se toman armónicos mayores, disminuye el módulo de la transferencia ya que tiende a 0 para grandes valores de n. Con n mayor que 13, se filtra mas del 85 % del armónico, con lo que se podría considerar que dichas frecuencias son filtradas por completo. Estos resultados tienen total correspondencia con lo comentado anteriormente sobre la mayor atenuación de frecuencias mayores, siempre teniendo en cuenta que así debe responder por ser un filtro pasa-bajos.

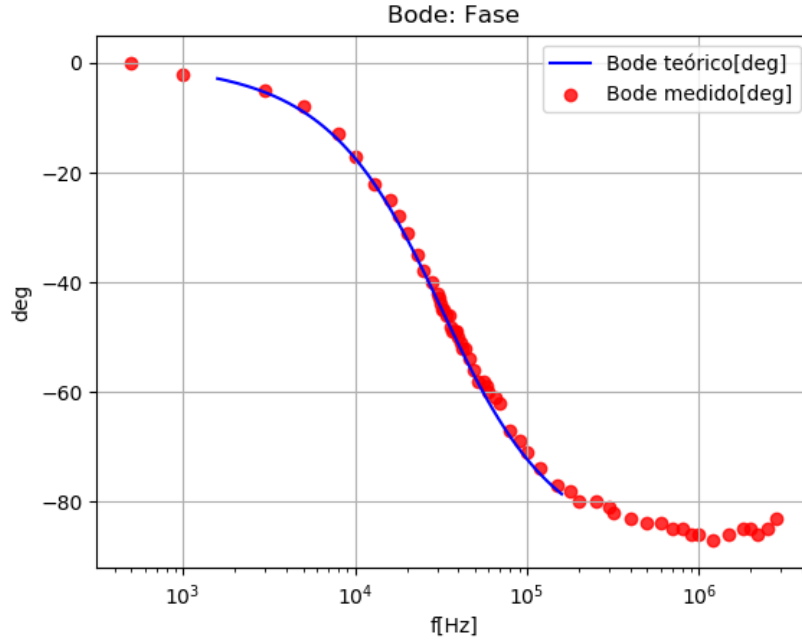


Figura 3.4: Superposición de gráfico Bode de fase teórico y medido

3.4.2. Análisis en baja frecuencia

En la Figura 3.5 se muestra la salida cuando la entrada es una señal cuadrada de 320Hz . En este caso, se aprecia que la señal de entrada prácticamente no se ve afectada por el filtro. La atenuación es de 100mdB y la diferencia de fases de 0° . Desde el punto de vista temporal se puede explicar pensando nuevamente en la carga y descarga de un capacitor. Mientras que constante de tiempo $\tau = RC = 4,95\ \mu\text{s}$ se mantiene, el período es ahora $T = 1/f = 3,125\text{ms}$, 2000 veces mayor que en la sección anterior. Por lo tanto, tanto la carga como la descarga del capacitor ocurren cuando cambia la señal, pero en muy poco tiempo, en relación al período, con lo que no se llega a apreciar en el gráfico.

Pasando al dominio de las frecuencias, si se evalúa la función transferencia en los armónicos de la señal cuadrada, en este caso con una frecuencia baja, $f = 320\text{Hz}$, se tiene que $H(jnf) = \frac{1}{1+j2\pi n f RC} = \frac{1}{1+j0,001n}$ con lo que para los primeros armónicos, que son los que más peso tienen, la transferencia es prácticamente 1, así explicando que el filtro no afecta la señal.

n	Xn	H(jnf)	Y(jnf)
1	3,18	0,89	2,85
3	1,06	0,55	0,59
5	0,64	0,37	0,24
7	0,45	0,27	0,12
9	0,35	0,22	0,08
11	0,29	0,18	0,05
13	0,24	0,15	0,04

Cuadro 3.1: Efecto del filtro sobre los primeros armónicos impares de la señal de entras

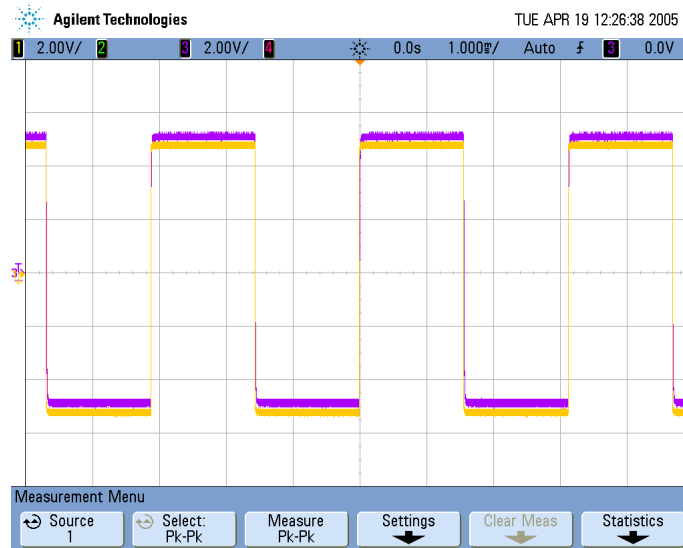


Figura 3.5: Salida para una señal cuadrada de 320Hz

3.4.3. Uso del sistema como integrador y problemas en alta frecuencia

Como se muestra en la Ecuación 3.3, en altas frecuencias, con respecto a la frecuencia de corte, el sistema se comporta teóricamente como integrador. En la Figura 3.6, se muestra la salida del sistema para una señal cuadrada de 320kHz , 10 veces mayor a la frecuencia de corte. Se puede observar que la salida es una señal triangular, la cual es la integral de la señal cuadrada, según la Ecuación 3.5. Por lo tanto, así como predice la teoría, el sistema efectivamente puede utilizarse como integrador en altas frecuencias. Sin embargo, a muy altas frecuencias la señal se distorsiona demasiado, como se puede observar en la Figura 3.7, donde la entrada es una sinusoidal y a la salida se pierde la forma de la sinusoides. Esto es debido a que a frecuencias tan altas, la atenuación es muy grande, por lo que la amplitud de la señal de salida es de cientos de mV, donde el ruido empieza a afectar la medición. En la curva de la salida, especialmente en el mínimo de la derecha, se puede apreciar que hay una señal superpuesta de una frecuencia 20 veces mayor aproximadamente, que podría ser una frecuencia de radio FM. Eso sumado al resto del ruido distorsionan mucho la salida, limitando la posibilidad de utilizar el circuito a altas frecuencias. Por lo tanto, si bien el circuito se puede utilizar como integrador, al atenuar tanto la salida, se dificulta la medición en la práctica, presentando así un inconveniente que invita a utilizar algún otro circuito, con menos atenuación, como integrador antes que éste.

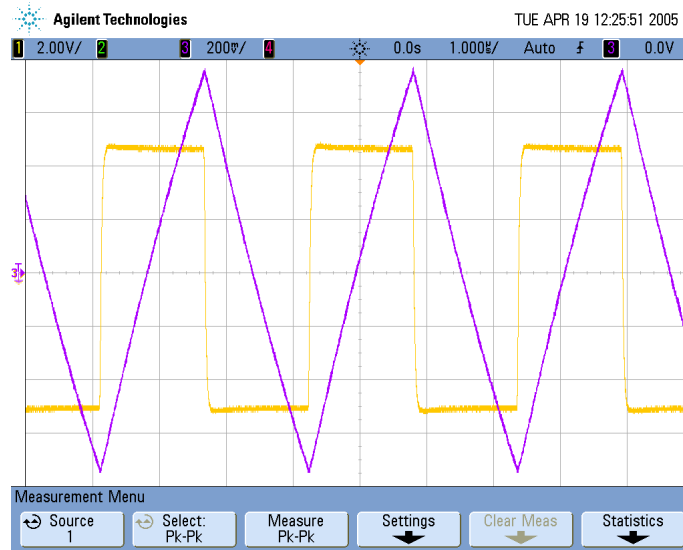


Figura 3.6: Salida para una señal cuadrada de 320kHz

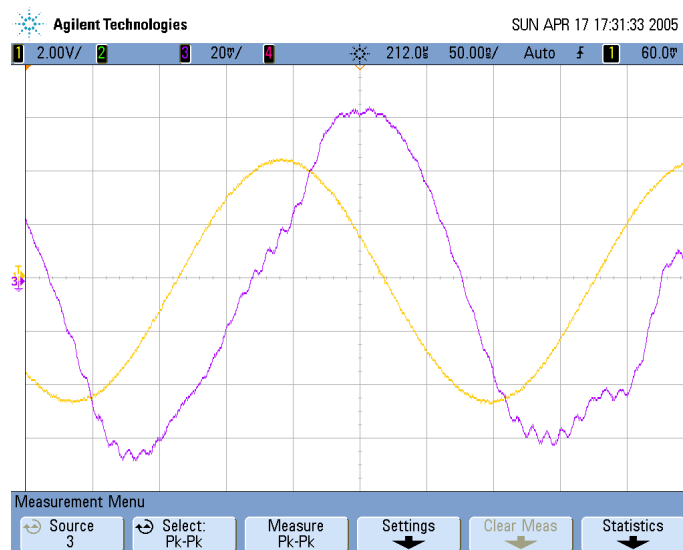


Figura 3.7: Salida para una señal sinusoidal de 3,2MHz

Para concluir, se pudo contrastar empíricamente la teoría sobre el filtro pasa-bajos pasivo. Se explicaron las respuestas medidas tanto desde un punto de vista temporal, como desde un punto de vista espectral, mediante el análisis de Fourier. Se pudo verificar que el sistema sirve como integrador y se experimentaron las limitaciones del circuito en alta frecuencia.

4. Conclusión

A modo de cierre, en este trabajo se pudieron introducir las bases de la práctica en electrónica. Se realizaron los primeros pasos en el armado de PCB's, simulaciones en LTSpice y aplicación de la teoría matemática de Fourier a circuitos. Además, en la puesta en práctica se tuvieron que tener en cuenta múltiples cosas que en la teoría no tienen relevancia. Por ejemplo, el tener en cuenta las capacidades y resistencias de los instrumentos de medición a la hora de elegir los componentes a utilizar, y experimentar la influencia del ruido en las mediciones de baja amplitud, son consideraciones positivas que este trabajo pudo forzar en el alumno, además de la creación de un programa que permite graficar las señales en un mismo gráfico, con una interfaz de usuario creada con la finalidad de facilitar el uso del programa.

5. Anexo

5.1. Guía de funcionamiento del Plot Tool

Con el fin de entender el modo de uso del programa de ploteo automático diseñado, se incluye una captura de su interfaz de usuario (ver figura 5.1) y se referencia a continuación la función que realiza cada parte.

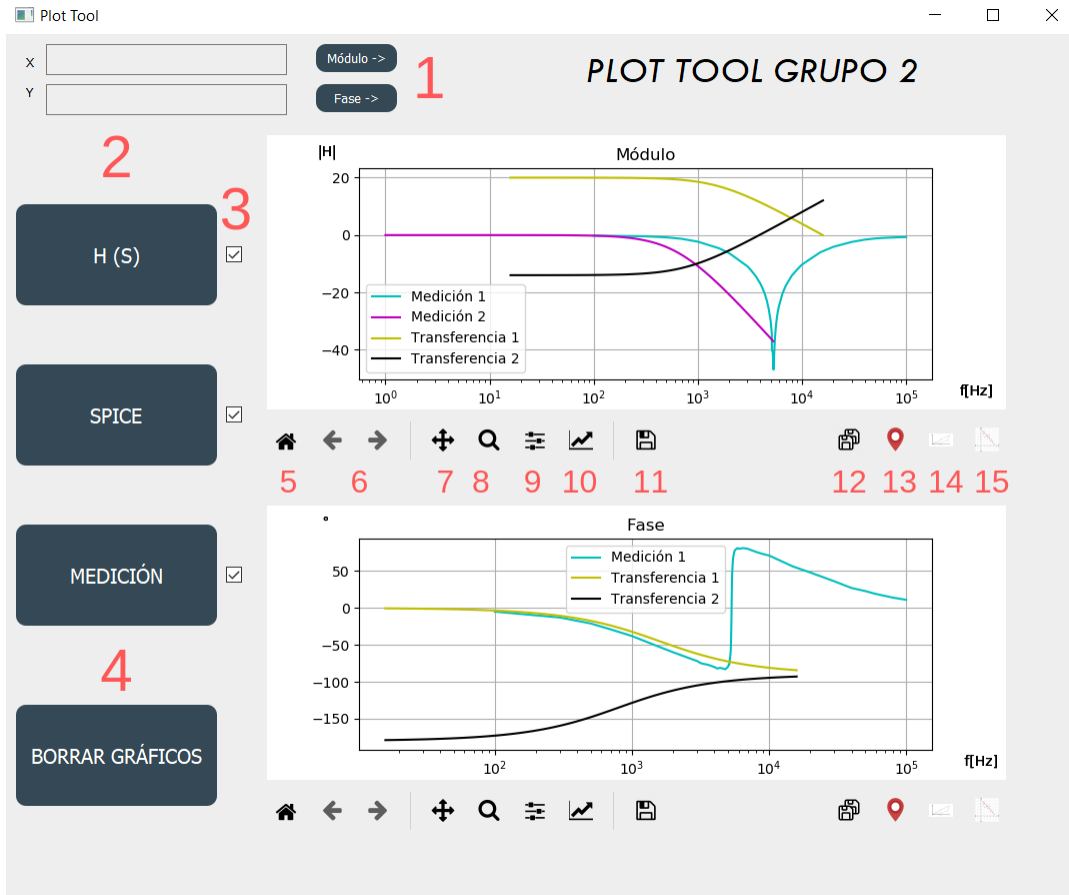


Figura 5.1: Captura de pantalla del Plot Tool

1. Editor de nombres de los ejes. Para su uso, el usuario puede ingresar un nombre para el eje X y otro para el eje Y y luego tocar el botón correspondiente al gráfico donde desea que los nombres cambien.
2. Botones de ingreso de gráficos. En este conjunto, el usuario selecciona el correspondiente botón dependiendo del origen del gráfico que desee agregar a la pantalla.

Función transferencia. Aquí para el ingreso del gráfico en una ventana emergente se deben indicar los valores de los multiplicadores del numerador y del denominador de la función.

Archivo de LTSpice. Por este medio es posible la importación, desde cualquier carpeta del sistema, de archivos previamente exportados desde LTSpice en formato txt.

Archivo de medición. A partir de una ventana emergente, el usuario puede seleccionar un archivo (en formato csv, xlsx u otros dependiendo de las versiones de Excel) almacenado en cualquier carpeta de su sistema.

3. Checkboxes de visualización. Mediante el cliqueo de estos botones se puede manejar la vista de un tipo de gráficos, es decir, que se muestre o deje de mostrar.
4. Borrador de gráficos. Este botón elimina tanto los gráficos como los puntos marcados sobre ellos.
5. Reset de la vista. Vuelve la vista de los gráficos a su estado original.
6. Un-do y Re-do
7. Navegador. Al estar activado este modo, es posible moverse por las distintas partes del gráfico.
8. Zoom.
9. Editor de bordes y espaciado.
10. Editor de curvas. Mediante esta función es factible realizar cambios en el formato de las líneas, pudiendo cambiar su color, grosor y otras propiedades.
11. Exportador del gráfico actual. Exporta el correspondiente gráfico a un formato seleccionado por el usuario (png, pdf, etc.) a un directorio a seleccionar.
12. Exportador de ambos gráficos. Guarda el gráfico de módulo y el de fase en formato png en un directorio a seleccionar por el usuario. Se da la opción de guardar a ambos en una misma imagen o en archivos separados.
13. Marcador de puntos. Habilitando este modo, es posible marcar puntos deseados sobre la pantalla.
14. Editor de escala. Cambia de escala logarítmica a lineal y viceversa.
15. Editor de formato. Cambia de una línea continua a un gráfico de dispersión (Aclaración: solo para gráficos de medición).