



Instituto Tecnológico de Buenos Aires
16 de Agosto de 2018

FILTROS PASIVOS Y PROPAGACION DE ERRORES
Trabajo de Laboratorio nº 1

Teoría de Circuitos

Grupo 1

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

1 Introducción y Objetivos

En el siguiente informe se realizaron las siguientes experiencias:

- Filtro Notch Pasivo
- Filtro Pasa bajos pasivo
- Resistor Tool

Con el objetivo de poder comprender el comportamiento de los distintos circuitos y comprobar la correspondencia y diferencias entre los resultados obtenidos experimentalmente y los teóricos.

2 Filtro notch pasivo

Un filtro notch, también conocido como filtro rechaza banda, elimina en su salida una banda completa de las frecuencias introducidas a la entrada (centrada en una cierta frecuencia de corte) y deja pasar todo el resto. A continuación se explica el diseño de este tipo de filtro para una frecuencia de corte de 2.7KHz y se realizan simulaciones y distintos gráficos para poder comparar el modelo teórico con las mediciones que se obtienen del modelo real.

Para evitar las capacitancias y resistencias parásitas de los protoboards se optó por realizar el circuito en una placa multiperforada.

2.1 Cálculo analítico

Para poder obtener la expresión de la frecuencia de corte en función de los componentes es necesario obtener la función transferencia del circuito a analizar (izquierda de Figure 1). Para realizar este cálculo se optó por convertir las cargas que están conectadas en estrella a triángulo utilizando las transformaciones de Kenelly.

2.1.1 Conversión estrella-triángulo

A continuación se muestra el circuito resultante luego de realizar la conversión, se tomó la mitad superior (que corresponde a un filtro pasabajos) por una parte y la inferior (que corresponde a un filtro pasa altos) por otra.

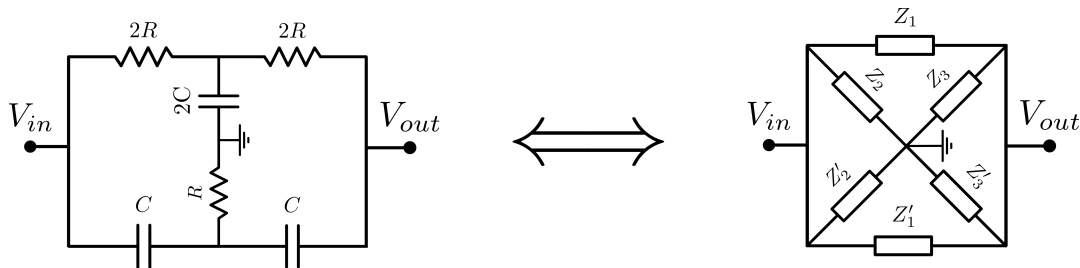


Figure 1: Conversión de circuitos

Donde:

$$Z_1 = 4R + 8R^2CS$$

$$Z_2 = Z_3 = 2R + \frac{1}{SC}$$

$$Z'_1 = \frac{2}{SC} + \frac{1}{S^2C^2R}$$

$$Z'_2 = Z'_3 = \frac{1}{SC} + 2R$$

Para simplificar el circuito se agruparon las impedancias en paralelo como se muestra en la Figure 2.

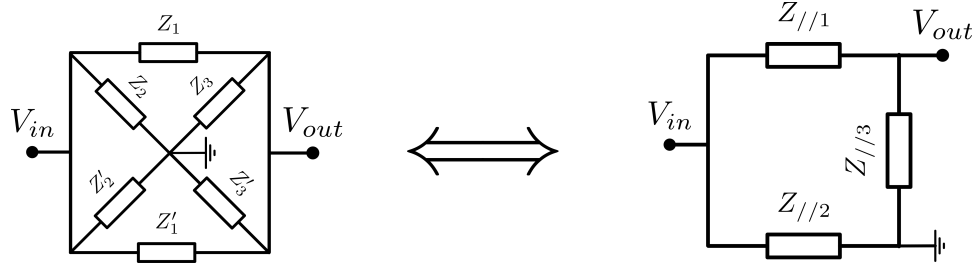


Figure 2: Paralelo de impedancias

Donde:

$$\frac{1}{Z_1 // Z'_1} = \frac{1}{4R + 9R^2CS} + \frac{S^2C^2R}{2CRS + 1} = \frac{1 + 4C^2R^2S^2}{4R + 8R^2CS} \Rightarrow Z_1 // Z'_1 = \frac{4R + 8R^2CS}{1 + 4C^2R^2S^2}$$

$$Z_{//3} = Z_3 // Z'_3 = \frac{1}{2CS} + R = \frac{1 + 2RCS}{2CS}$$

Observando el circuito de la derecha de la Figure 2, se hace el divisor de tensión entre $Z_{//1}$ y $Z_{//3}$ para finalmente obtener la función transferencia.

$$H(S) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_{//3}}{Z_{//3} + Z_{//1}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{//1}}{Z_{//3}}} = \frac{1 + 4C^2R^2S^2}{1 + 8RCS + 4C^2R^2S^2} \underset{w_{-\infty} = \frac{1}{2RC}}{=} \frac{1 + S^2/w_{-\infty}^2}{1 + 4S/w_{-\infty} + S^2/w_{-\infty}^2}$$

Observando que:

$$\frac{Z_{//1}}{Z_{//3}} = \underbrace{\frac{4R + 8R^2CS}{1 + 2RCS}}_{4R} \frac{2SC}{1 + 4C^2R^2S^2} = \frac{8RCS}{1 + 4C^2R^2S^2}$$

Se puede notar que $H(s)$ corresponde con la de un circuito notch de segundo orden.

2.2 Cálculo de los componentes

Para la frecuencia de corte dada por $f_{-\infty} = 2.7KHz$, se toma el numerador de la función transferencia donde los ceros están ubicados en dicha frecuencia.

La expresión que se obtuvo para dicha frecuencia de corte fue:

$$\omega_{-\infty} = \frac{1}{2RC}$$

Por lo tanto:

$$f_{-\infty} = \frac{1}{4\pi RC}$$

Se eligió un valor comercial para el capacitor, tomando $C = 22nF$. Luego, se despejó R de la ecuación anterior:

$$R = \frac{1}{4\pi C f_{-\infty}} = 1.34K\Omega$$

Se eligió tomar el valor de R como el valor comercial más cercano, $R = 1.5K\Omega$. Recalculando la frecuencia de corte se obtuvo:

$$f_{-\infty}^* = \frac{1}{4\pi RC} = 2.4KHz$$

2.3 Caracterización - Respuesta impulsiva

Observando el diagrama de polos y ceros de la Figure 3, se puede notar que hay dos polos reales y distintos, lo que implica que el circuito es sobreamortiguado.

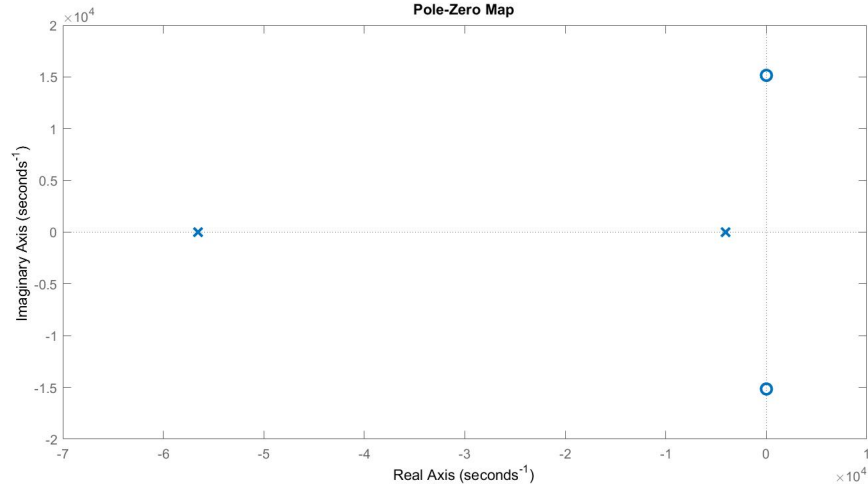


Figure 3: Diagrama de polos y ceros

Para el cálculo de la respuesta impulsiva se tomó la transformada inversa de la función transferencia.

$$\frac{1}{3}w_{-\infty}(3\delta(t) + e^{-2tw_{-\infty}}(-12w_{-\infty}\cosh(tw_{-\infty}\sqrt{3}) + \sqrt{3}(7w_{-\infty} + 1)\sinh(tw_{-\infty}\sqrt{3})))$$

Cuyo gráfico, realizado en Matlab, corresponde a:

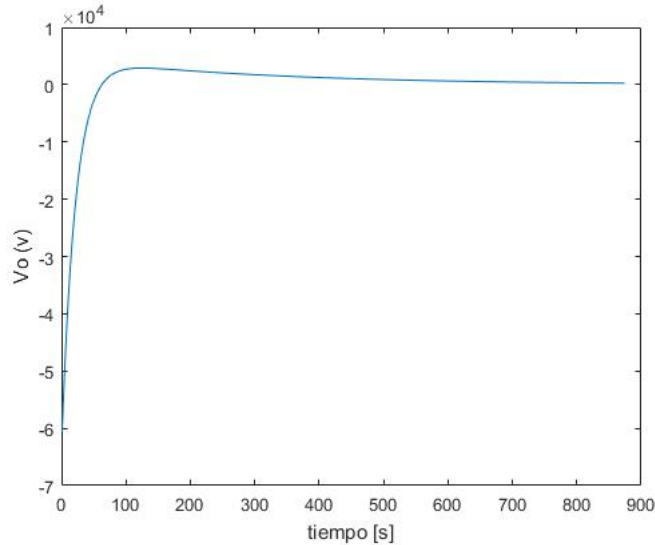


Figure 4: Respuesta al impulso

2.4 Respuesta en frecuencia - Análisis de resultados

A partir de la función transferencia del circuito (con los valores de diseño) y las mediciones tomadas, se realizaron los diagramas de respuesta en frecuencia contrastando la gráfica teórica con la que se obtuvo a partir de las mediciones.

El gráfico de módulo se puede pensar como la superposición de un filtro pasa bajos donde su frecuencia de corte sea la inferior del notch y otro pasa altos cuya frecuencia de corte sea la superior del notch.

En el gráfico de fase se puede observar el salto de 180° que es producido por los ceros (ambos se encuentran sobre el eje jw) en la frecuencia de corte.

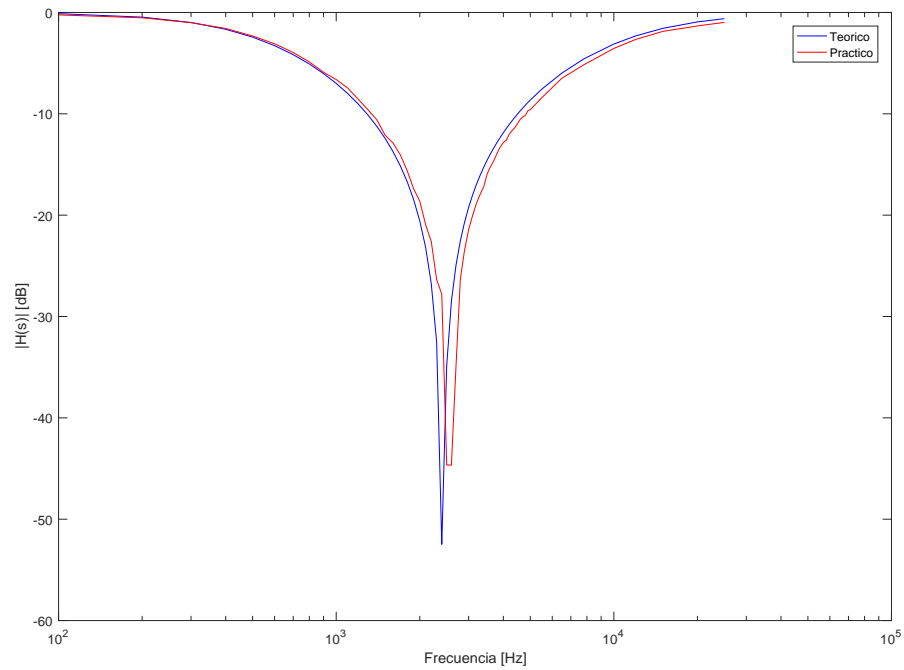


Figure 5: Respuesta en frecuencia del sistema - Módulo

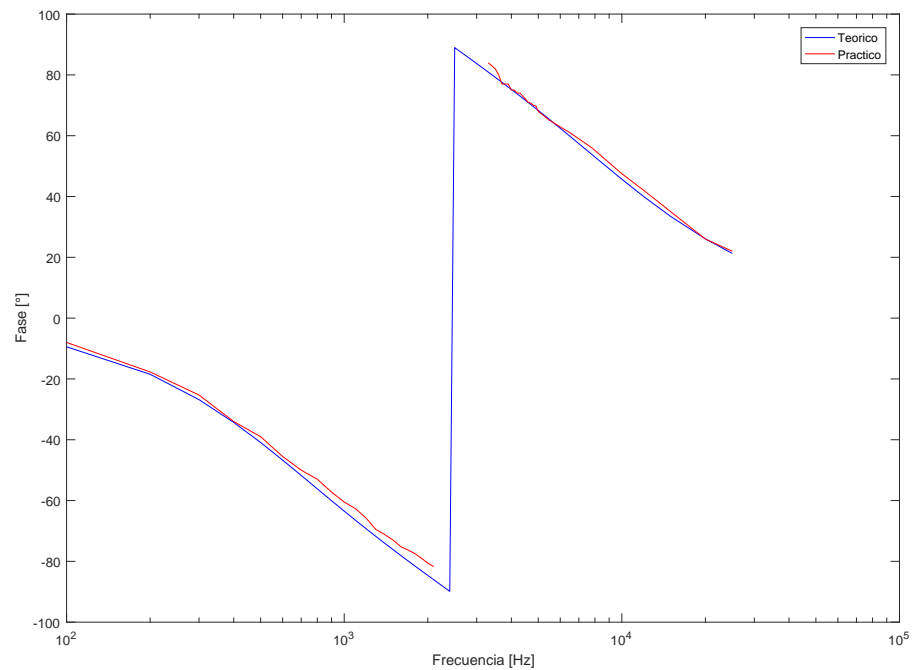


Figure 6: Respuesta en frecuencia del sistema - Fase

Se puede notar que en la frecuencia de corte del bode práctico la atenuación solo llega hasta aproximadamente -45dB cuando en el teórico llega más abajo, esto se debe a la dificultad de medir la señal cuando la misma se atenúa por debajo del nivel del ruido que se presenta en el osciloscopio cuando nos acercamos a la frecuencia de corte. La frecuencia de corte medida resulto ser 2.5kHz, que corresponde con una diferencia de aproximadamente 0.1kHz con respecto a la calculada para los componentes elegidos, este desvío resulta de la diferencia entre el valor nominal y el real de los componentes utilizados.

En el diagrama de fase teórico se observa un salto instantaneo de fase en la frecuencia de corte, el cual no es apreciable en el práctico ya que en esa frecuencia predominaba el ruido y además lo instantáneo no existe en la realidad.

Para comprobar los corrimientos que puede sufrir la frecuencia notch, se realizó un análisis de montecarlo del circuito, teniendo en cuenta las tolerancias de los componentes utilizados: 10% para los capacitores y 5% para las resistencias.

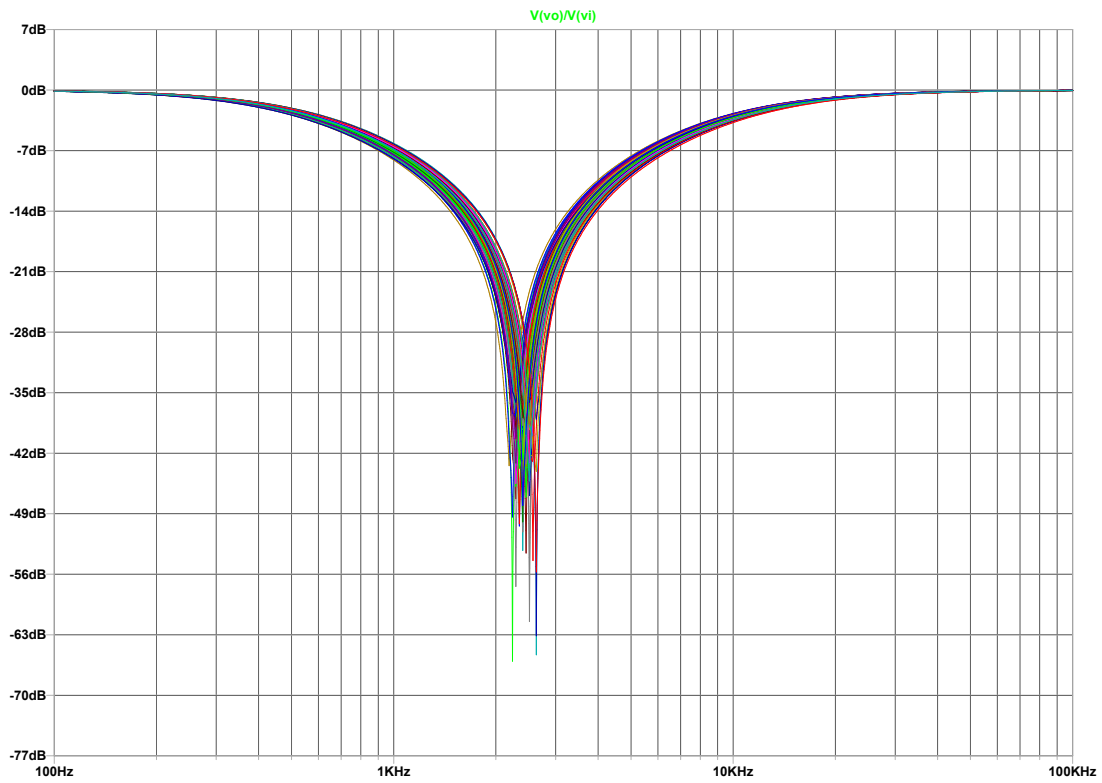


Figure 7: Respuesta en frecuencia del sistema - Análisis de montecarlo en módulo

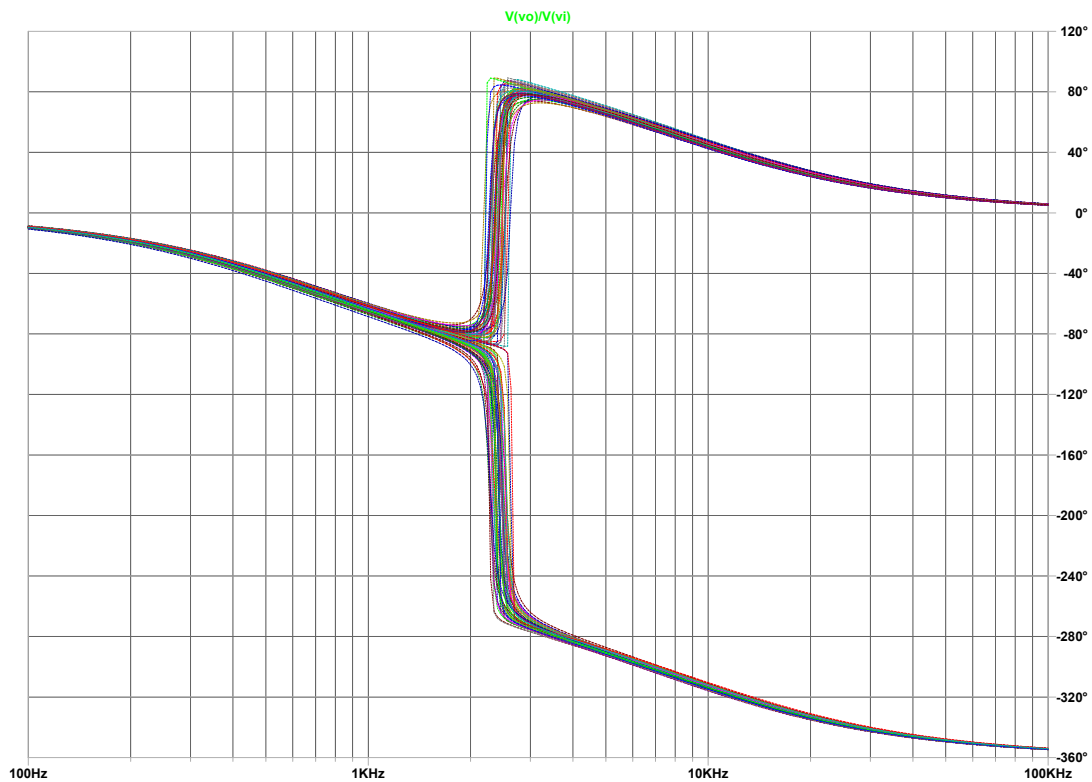


Figure 8: Respuesta en frecuencia del sistema - Análisis de montecarlo en fase

2.5 Respuesta al escalón

Debido a que el sistema es LTI y causal, para obtener la respuesta al escalón se multiplicó la función transferencial por la transformada de Laplace que corresponde al escalón y luego la transformada inversa de la función resultante $\frac{H(s)}{s}$, obteniendo la siguiente expresión:

$$y(t) = 1 - \frac{4}{3} \frac{\sqrt{3C^2R^2} \sinh\left(\frac{\sqrt{3}t}{2\sqrt{C^2R^2}}\right) e^{-\frac{t}{RC}}}{RC}$$

Desarrollando el seno hiperbolico en exponenciales se puede apreciar la forma de una respuesta sobreamortiguada, al igual que la Figure 9 donde se llega al estado estacionario sin presentar oscilaciones. Una señal cuadrada, producto de la discontinuidad del salto, esta compuesta por un espectro de frecuencias en una amplia banda (altas y bajas frecuencias), y el filtro notch rechaza únicamente una sección de toda la banda, dejando pasar todo el resto. Las componentes de alta frecuencia que pasan forman el sector que se encuentra antes del mínimo y las de baja conforman la parte final del gráfico. El mínimo se corresponde con la zona del escalón que está formada por las frecuencias de alrededor de la frecuencia de corte del filtro y se puede calcular derivando la expresión e igualandola a cero, obteniendo:

$$\frac{1}{3} \ln \left(-\frac{3CR + 2\sqrt{3C^2R^2}}{3CR - 2\sqrt{3C^2R^2}} \right) \sqrt{3C^2R^2}$$

y reemplazando por los valores de los componentes se corresponde a $t = 0.5 \cdot 10^{-4} s$.

El gráfico se realizó utilizando la función step de Matlab

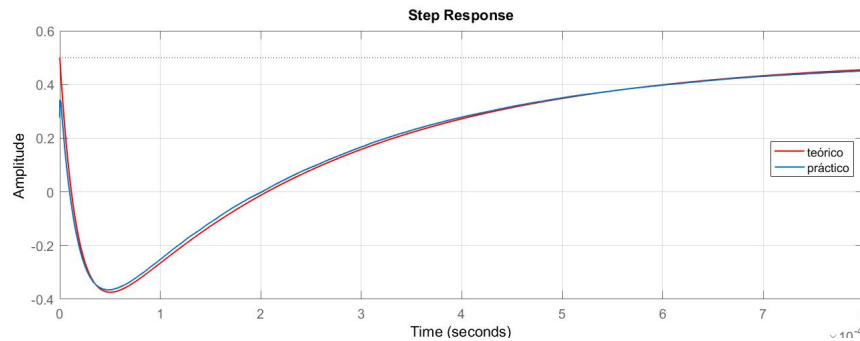


Figure 9: Respuesta al escalón

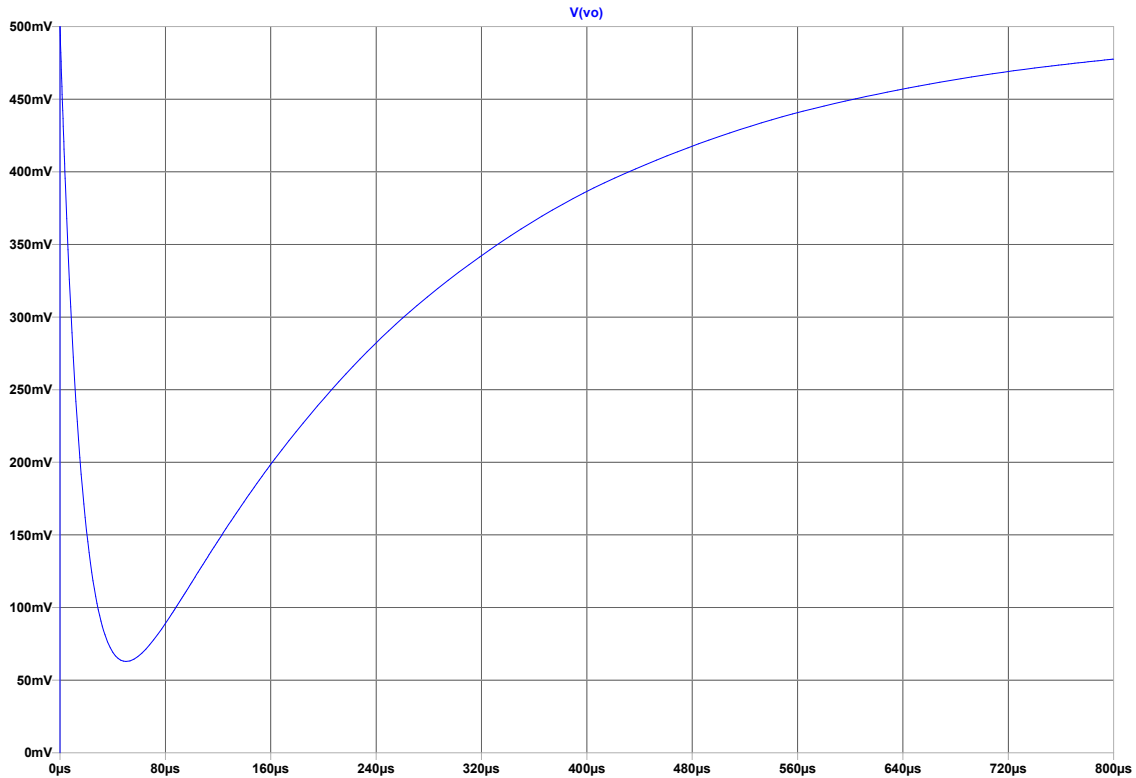


Figure 10: Respuesta al escalón con LTspice

Comparando ambas respuestas, se puede notar al principio la teórica inicia desde más arriba que la práctica antes de comenzar a bajar. Esto es causa de que la señal cuadrada utilizada como entrada en la medición no es perfecta, el salto no es instantáneo, existe una diferencia de tiempo distinta de cero para que alcance el valor que corresponde. Por ello la respuesta práctica no alcanza la amplitud total de la señal, mientras que la teórica sí debido a que en este caso el escalón es ideal. En el resto de la gráfica ambas respuestas son muy similares.

Respecto de la respuesta obtenida con la simulación en LTspice, no se notaron diferencias con la obtenida en Matlab, por ello se la dejó apartada de la comparación entre respuesta teórica - práctica mostrada con el propio Matlab.

3 Filtro pasa-bajos pasivo

3.1 Diseño del circuito

El filtro se implementa con un circuito RC, tomando la salida sobre el capacitor a una frecuencia de corte dada por $f_0 = 16\text{KHz} \cdot N$. Según el número del grupo “N” es la frecuencia asignada. Como en este caso $N = 1$, la frecuencia de corte del circuito es $f_0 = 16\text{KHz}$.

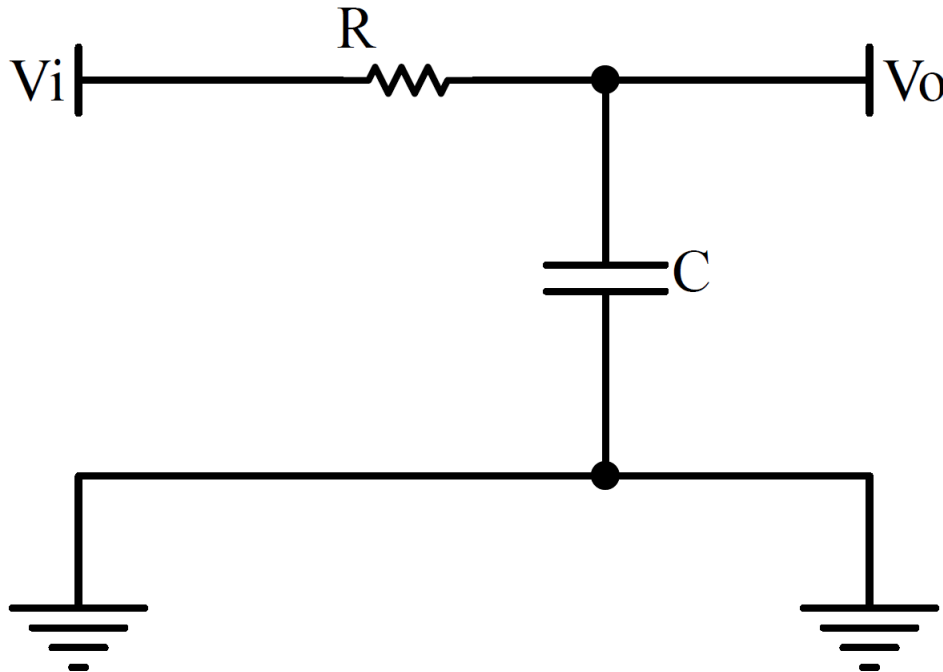


Figure 11: Filtro RC pasa-bajos

Mediante un análisis teórico se obtiene la transferencia del sistema. Considerando un divisor de tensión:

$$V_O = \frac{V_I \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}$$

Simplificando la expresión anterior se llega a que:

$$\frac{V_O}{V_I} = H(s) = \frac{1}{sRC + 1}$$

Donde $\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$, por lo que despejando se obtiene:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Se elije un valor para el capacitor $C = 1nF$ (teniendo en cuenta que es un valor comercial). Despejando R de la ecuación anterior:

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C} = 9947\Omega$$

El valor obtenido para R se ajusta al comercial más cercano, por lo que resulta finalmente $R = 10K\Omega$. Al realizar dicho ajuste se debe recalcular la frecuencia de corte para verificar la desviación con respecto al valor original de diseño:

$$f_0^* = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = 15.92KHz$$

Para el análisis posterior a realizar, el corrimiento anterior no representa un problema significativo.

3.2 Inyección de señal - Mediciones

Se analizan dos casos con inyección de señales de entrada cuadradas de $10V_{pp}$ con valor medio nulo, a las frecuencias de $8KHz$ para un primer caso, y de $160Hz$ para un segundo caso. Para cada caso, se buscó la respuesta experimental y simulada con LTSpice.

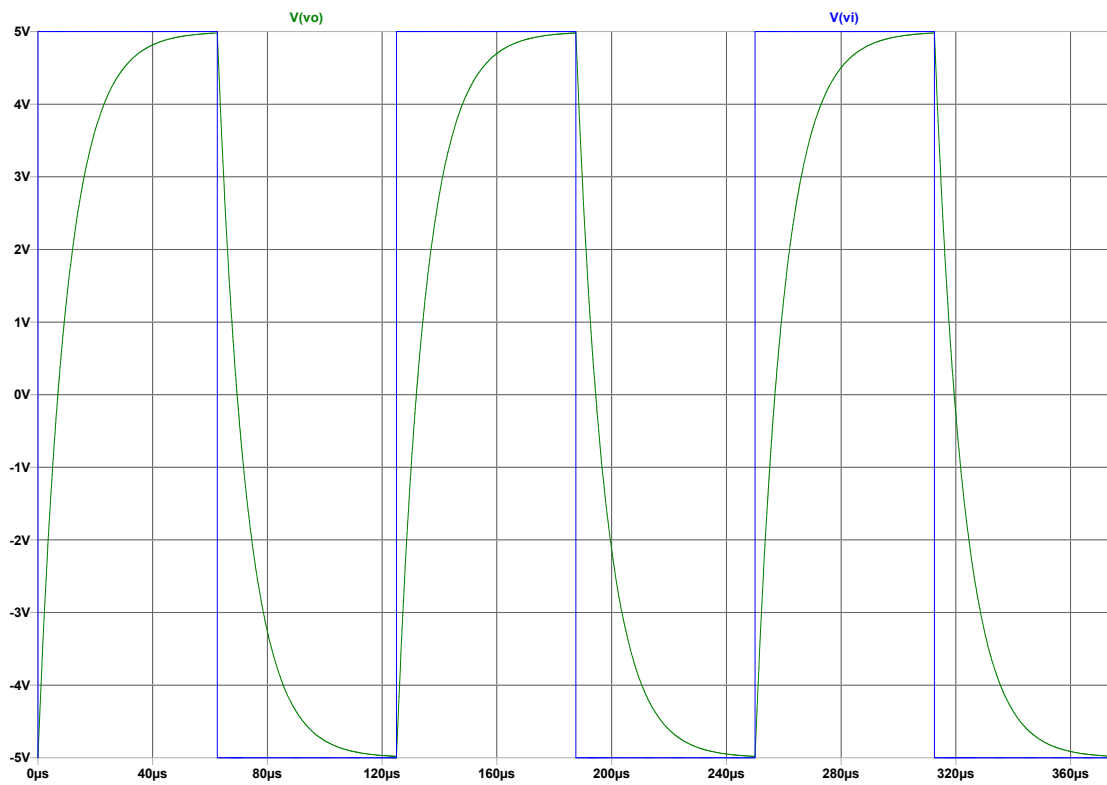


Figure 12: Señales de entrada (V_i a 8KHz) y salida (V_o) del circuito con LTSpice

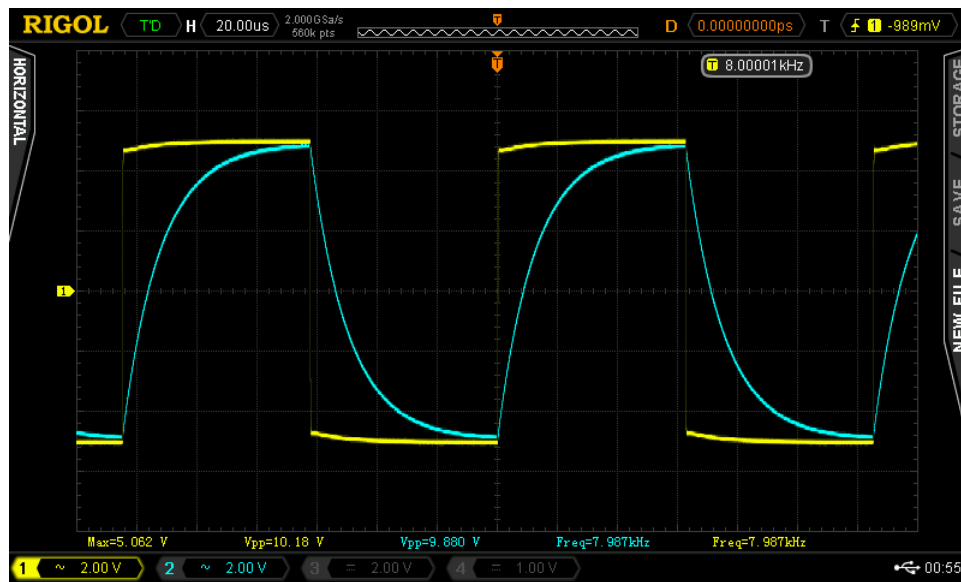


Figure 13: Señales de entrada (V_i a 8KHz) y salida (V_o) del circuito medidas con osciloscopio

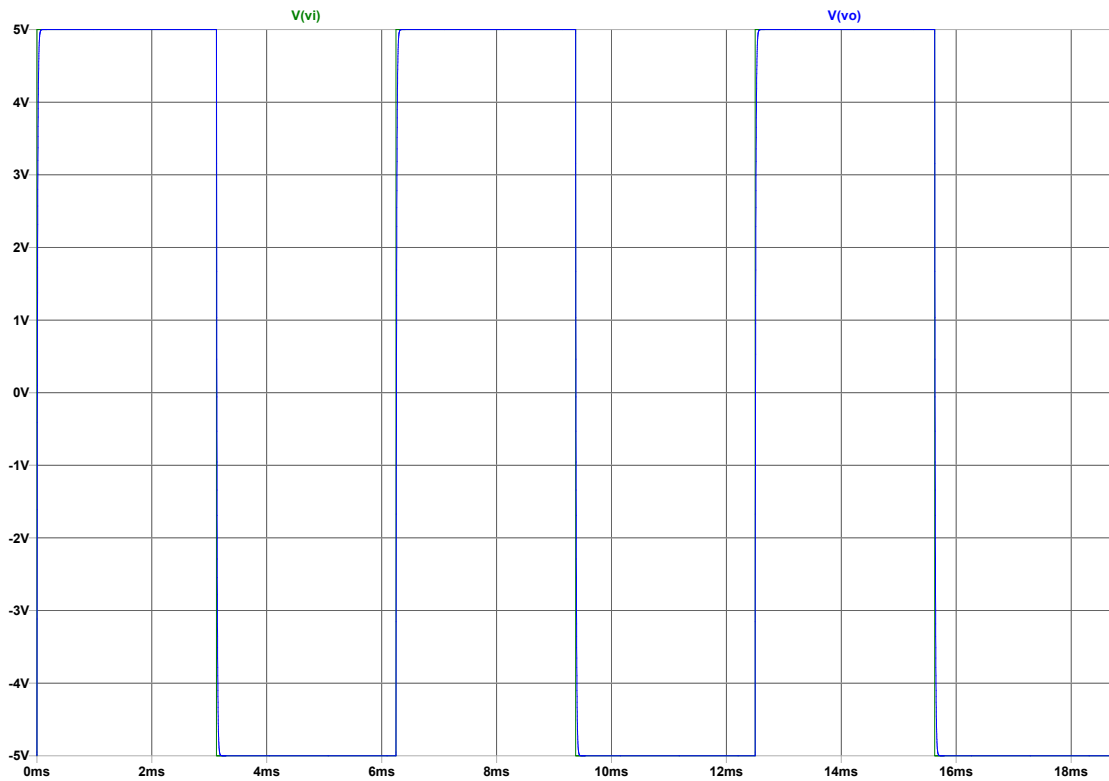


Figure 14: Señales de entrada (V_i a 160Hz) y salida (V_o) del circuito con LTSpice

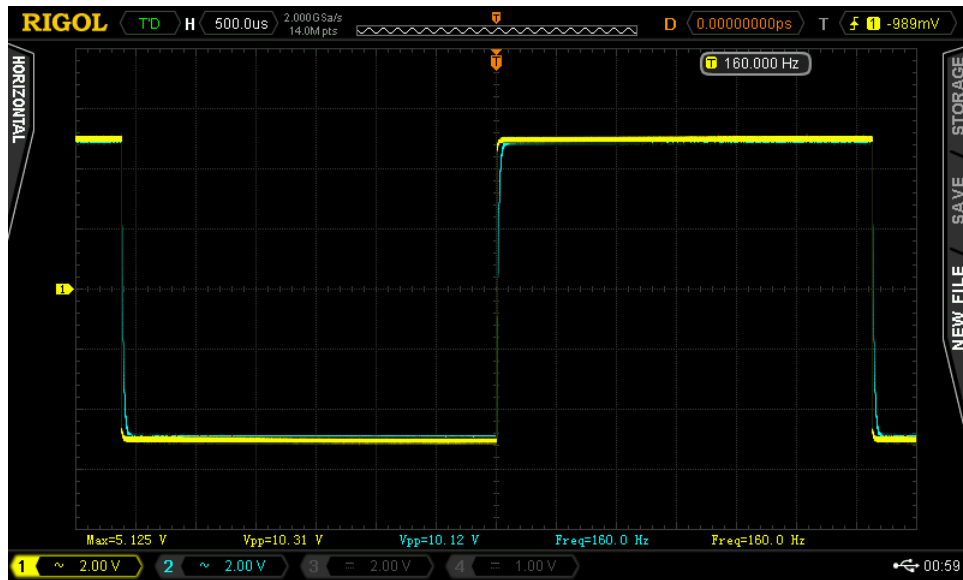


Figure 15: Señales de entrada (V_i a 160Hz) y salida (V_o) del circuito medidas con osciloscopio

3.3 Respuesta en frecuencia - Diagramas espectrales

Teniendo en cuenta la señal de entrada en forma general:

$$x(t) = \begin{cases} -A & -\frac{T}{2} \leq t \leq 0 \\ A & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \end{cases}$$

Donde A es la amplitud pico (en volts) y T el período. Se realiza el desarrollo en serie de fourier, para un mejor análisis espectral posterior:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} X_n e^{jn\omega_0 t}$$

Donde $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, y $X_n = \frac{a_n + jb_n}{2}$.

Al ser una señal impar, $a_0 = a_n = 0$. Por lo que quedan solo los b_n (con $n \geq 1$):

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt = \frac{4}{T} \left[\frac{-A \cos(n\omega_0 t)}{n\omega_0} \right]_0^{\frac{T}{2}} = -2A \left[\frac{(-1)^n - 1}{n\pi} \right]$$

De la expresión anterior surge que:

$$b_n = \begin{cases} 0 & n \text{ par} \\ \frac{4A}{n\pi} & n \text{ impar} \end{cases}$$

Por lo que los $X_n = \frac{jb_n}{2} = \frac{-2A}{jn\pi}$. Teniendo en cuenta solamente n impar y que $A = 5$:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-10}{j(2n+1)\pi} e^{j2\pi f_0(2n+1)t}$$

Para comparar como resultan afectadas las distintas componentes de la señal de entrada por el circuito, tomando la función de transferencia $H(S)$, de donde obtenemos la respuesta en frecuencia del sistema reemplazando $S = j2\pi f$. Teniendo en cuenta que mediante la transformada de Fourier:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)}$$

Despejamos la transformada de Fourier de la salida $Y(f)$:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) = H(f) \sum_{n=1}^{\infty} X_n \delta(f - f_0(2n+1)) = \sum_{n=1}^{\infty} H(f_0(2n+1)) X_n \delta(f - f_0(2n+1))$$

Por lo que los coeficientes $Y_n = H(f_0(2n+1)) X_n$ quedan:

$$Y_n = \frac{-10}{(j2\pi f_0(2n+1)RC + 1)(j(2n+1)\pi)} = \frac{-10}{-2\pi^2 f_0(2n+1)^2 RC + j(2n+1)\pi}$$

Para realizar los diagramas espectrales se toman en valor absoluto a X_n e Y_n :

$$|X_n| = \frac{10}{(2n+1)\pi}$$

$$|Y_n| = \frac{10}{\sqrt{(2\pi^2 f_0(2n+1)^2 RC)^2 + (2n+1)^2 \pi^2}}$$

Donde en el primer caso será $f_0 = 8KHz$, y el segundo $f_0 = 160Hz$.

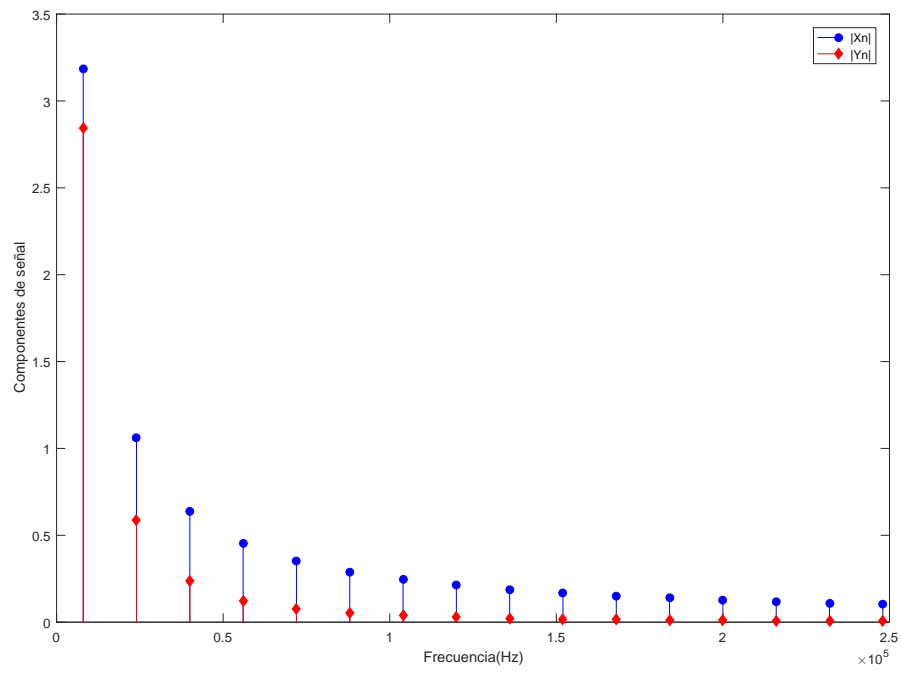


Figure 16: Diagrama espectral a 8KHz de frecuencia en la señal de entrada

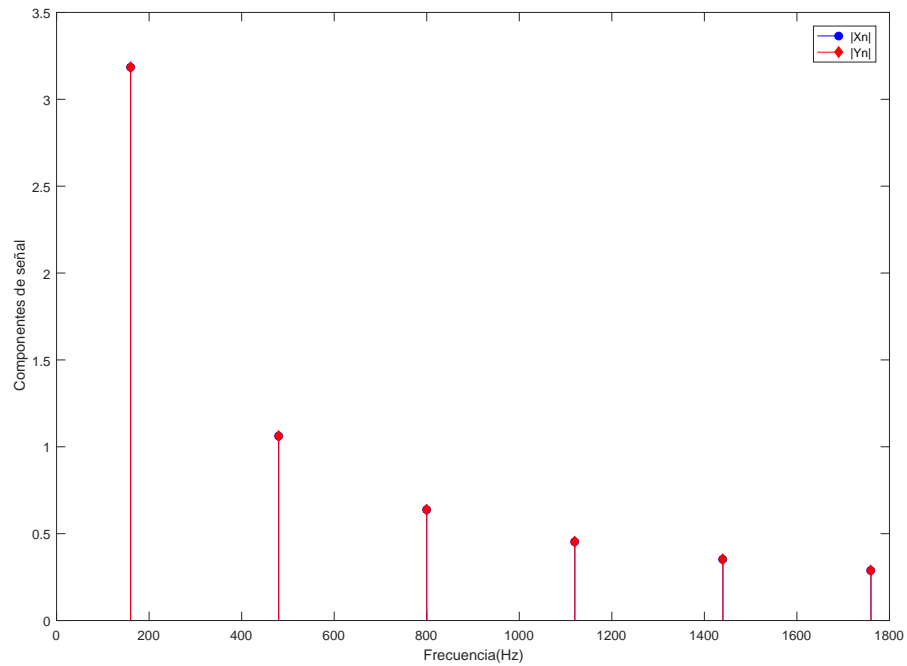


Figure 17: Diagrama espectral a 160Hz de frecuencia en la señal de entrada - Primeros 5 componentes

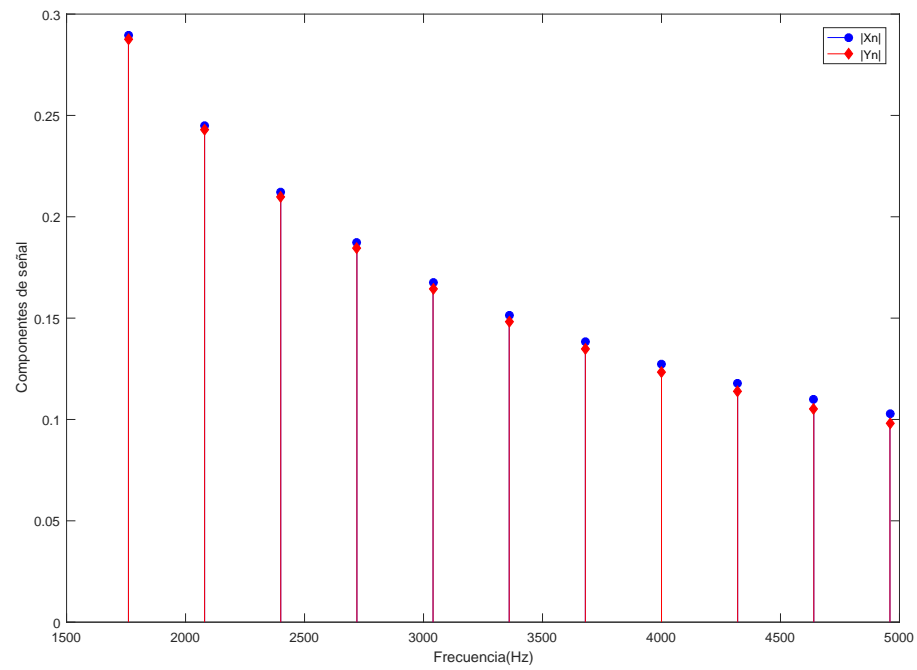


Figure 18: Diagrama espectral a 160Hz de frecuencia en la señal de entrada - Componentes 5 a 15

A partir de la transferencia del sistema, se grafica la respuesta en frecuencia teórica. Luego se superpone con la obtenida mediante valores medidos:

Frecuencia [KHz]	Ratio [dB]	Phase [°]	Frecuencia [KHz]	Ratio [dB]	Phase [°]
0.1	0	-0.72	4.5	-0.104	-12.97
0.2	-0.103	-0.72	5	-0.104	-14.4
0.3	-0.103	-1.081	5.5	-0.104	-15.82
0.4	-0.103	-1.152	6	-0.104	-17.35
0.5	-0.155	-1.44	6.5	-0.156	-18.7
0.6	-0.155	-1.727	7	-0.156	-20.14
0.7	-0.155	-2.017	7.5	-0.156	-21.65
0.8	-0.155	-2.304	8	-0.208	-23.04
0.9	-0.155	-2.59	9	-0.270	-25.99
1	-0.155	-2.88	10	-0.386	-26.64
1.1	-0.155	3.172	11	-0.494	-30.13
1.2	-0.155	-2.461	12	-0.660	-31.94
1.3	-0.155	-3.75	13	-0.790	-34.6
1.4	-0.155	-4.034	14	-0.852	-36.3
1.5	-0.155	-4.318	14.5	-0.967	-37.56
1.6	-0.155	-4.608	15	-1.025	-38.92
1.7	-0.155	-4.898	15.5	-1.152	-39.3
1.8	-0.155	-5.18	16	-1.222	-40.38
1.9	-0.104	-5.475	16.5	-1.342	-41.58
2	-0.104	-5.76	17	-1.464	-42.86
2.1	-0.104	-6.05	18	-1.587	-44.03
2.2	-0.104	-6.344	19	-1.861	-45.17
2.3	-0.104	-6.621	20	-2.056	-46.8
2.4	-0.104	-6.906	25	-3.098	-54
2.5	-0.104	-7.2	30	-4.096	-58.38
2.6	-0.104	-7.5	40	-5.762	-66.24
2.7	-0.104	-7.784	50	-7.4	-69.12
2.8	-0.104	-8.067	60	-8.774	-72
2.9	-0.104	-8.348	70	-10.065	-74.62
3	-0.104	-8.649	80	-11.193	-76.15
3.1	-0.104	-8.944	90	-12.164	-77.98
3.2	-0.104	-9.231	100	-13.021	-78
3.3	-0.104	-9.505	200	-19.026	-82.8
3.4	-0.104	-9.796	300	-22.447	-84.15
3.5	-0.104	-10.07	400	-24.907	-86.4
3.6	-0.104	-10.36	500	-26.961	-87
4	-0.104	-11.52	-	-	-

Table 1: Respuesta en frecuencia medida

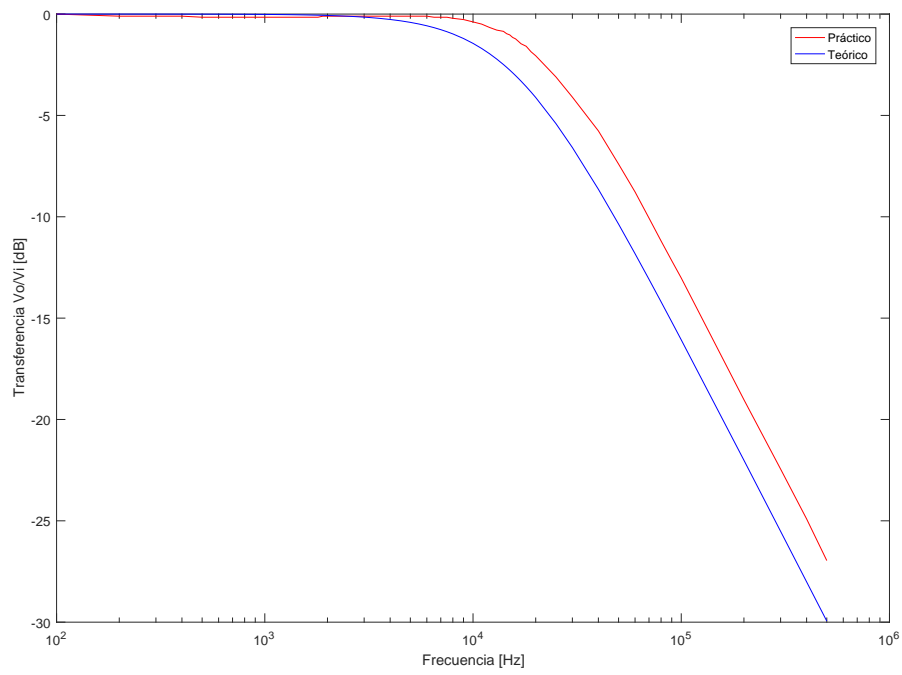


Figure 19: Respuesta en frecuencia del sistema - Módulo

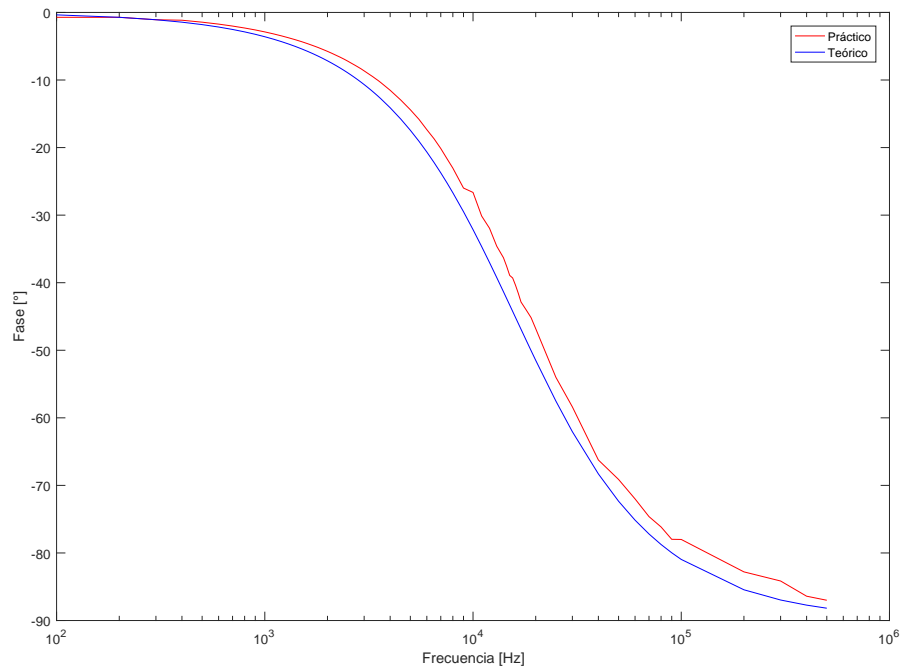


Figure 20: Respuesta en frecuencia del sistema - Fase

Si se superponen los diagramas de bode con los espectrales, resulta más claro lo que ocurre en cada caso para las distintas frecuencias.

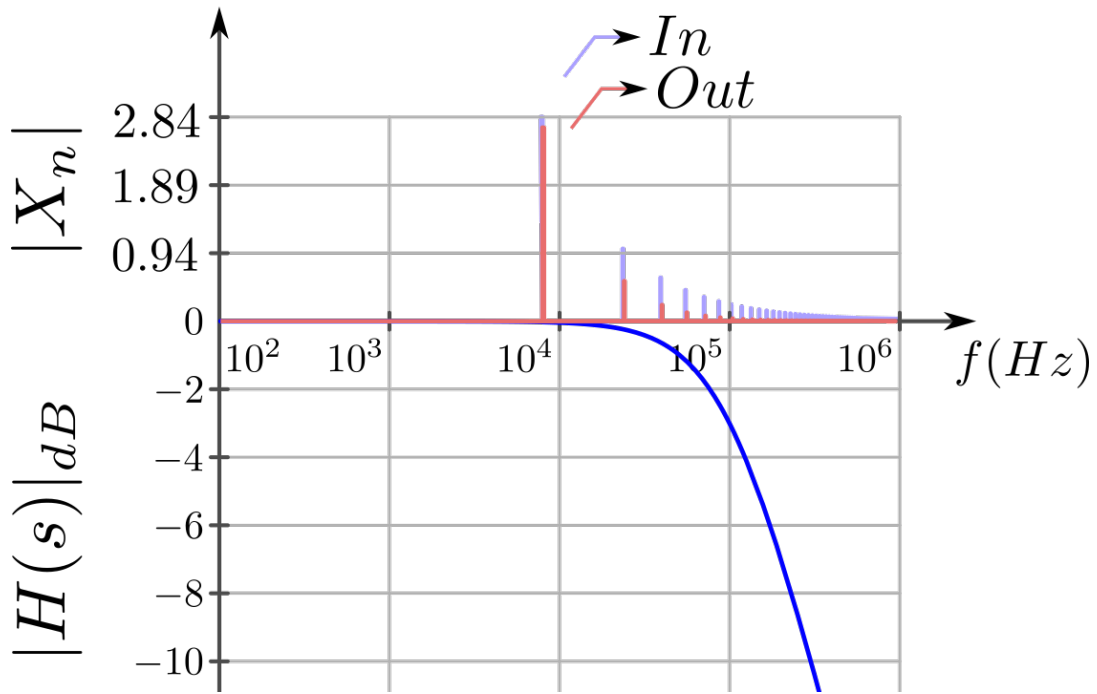


Figure 21: Contraste de diagramas Bode - Espectral a 8KHz

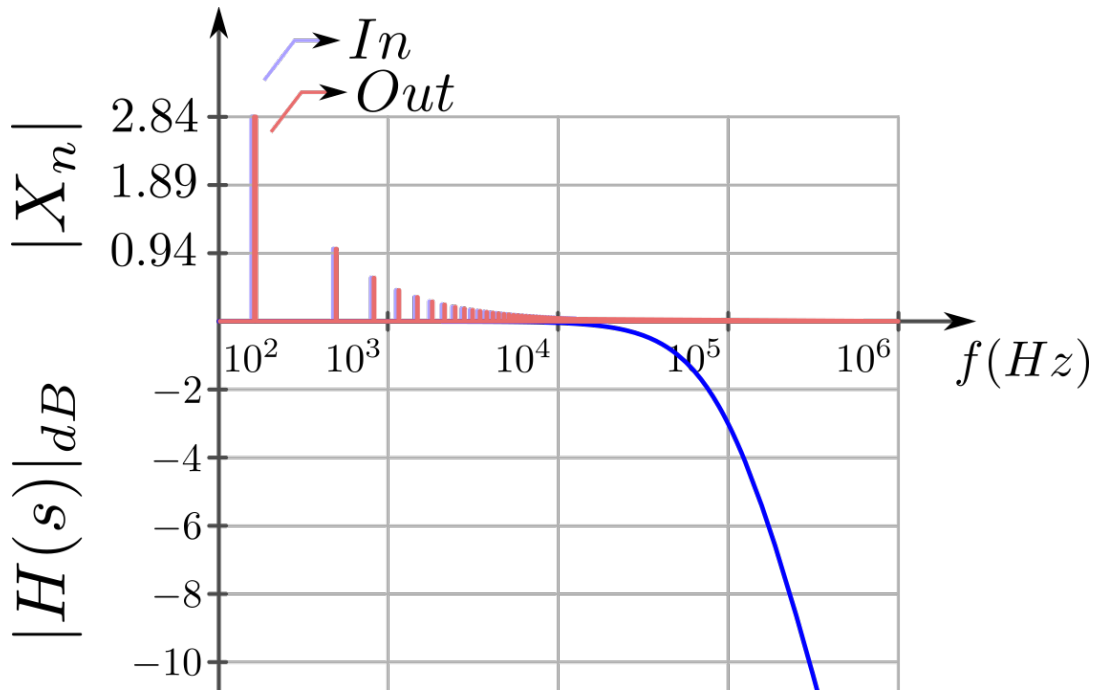


Figure 22: Contraste de diagramas Bode - Espectral a 160Hz

3.4 Análisis de resultados

En base a las señales de salida de ambos casos, puede verificarse que, en mayor o menor medida, las componentes de la señal de entrada de más alta frecuencia son atenuadas por el filtro en cuestión, notándose esto principalmente en los cambios de nivel de tensión de la cuadrada.

Para el primer caso con la señal cuadrada de frecuencia 8KHz, vemos que la atenuación es bastante notoria, donde la señal de salida pierde la forma cuadrada. De la respuesta en frecuencia, se observa que (en escala logarítmica) la frecuencia de la señal de entrada es muy cercana a la de corte del circuito, por lo que solo pasa el armónico principal y algunos armónicos secundarios (ligeramente atenuados según el diagrama de respuesta en frecuencia), el resto son atenuados. Por ello resulta razonable que la señal de salida pierda la forma cuadrada original. Es consistente con el diagrama espectral de entrada y salida, donde se observa atenuación desde las primeras componentes. Puede verse, además, en el contraste de los diagramas de bode con los espectrales.

Para el segundo caso con la señal cuadrada de frecuencia 160Hz, se observa en la salida muy poca atenuación, por lo que la señal resultante es muy similar a la cuadrada. De la respuesta en frecuencia, se observa que (en escala logarítmica) la frecuencia de la señal de entrada está suficientemente alejada de la frecuencia de corte del circuito, en la zona de bajas frecuencias. Por ello pasa el armónico principal y gran parte de los secundarios, pero de todas formas los armónicos de frecuencias superiores a la de corte son atenuados, por lo que se pierde ligeramente la forma cuadrada, pero en menor medida con respecto al caso anterior. Esto puede observarse además en los diagramas espectrales: en el de las primeras cinco componentes no se aprecia atenuación mensurable, mientras que en el segundo (componentes 5 a 15) comienza a notarse que la salida se atenúa levemente, pero en menor medida que para el primer caso. Por esto es razonable tener a la salida una señal mucho más parecida a la cuadrada, dado que posee más componentes de frecuencia. También puede verse en el contraste de los diagramas de bode con los espectrales.

3.5 Análisis del circuito como integrador

Para obtener una respuesta a la salida de un sistema de forma tal que resulta la integral de la señal de entrada, la transferencia debe tener el formato de:

$$F(S) = \frac{K}{S}$$

Donde ' K ' es una constante. En el caso del circuito pasa bajos tratado, la función de transferencia es de la forma:

$$H(S) = \frac{1}{SRC + 1}$$

Donde $\omega_0 = \frac{1}{RC}$. Ésta no es exactamente igual a la $F(S)$. Pero si se toma un rango de frecuencias a partir de ω_0 , donde el sistema comienza a atenuar, se podrá considerar que $SRC \gg 1$, por lo que la transferencia adopta la forma de $F(S)$, actuando ahora el sistema como un integrador. Se tomo una representación del comportamiento para una frecuencia de 100KHz, superior a la de corte de 16KHz, para poder comprobar que integra.

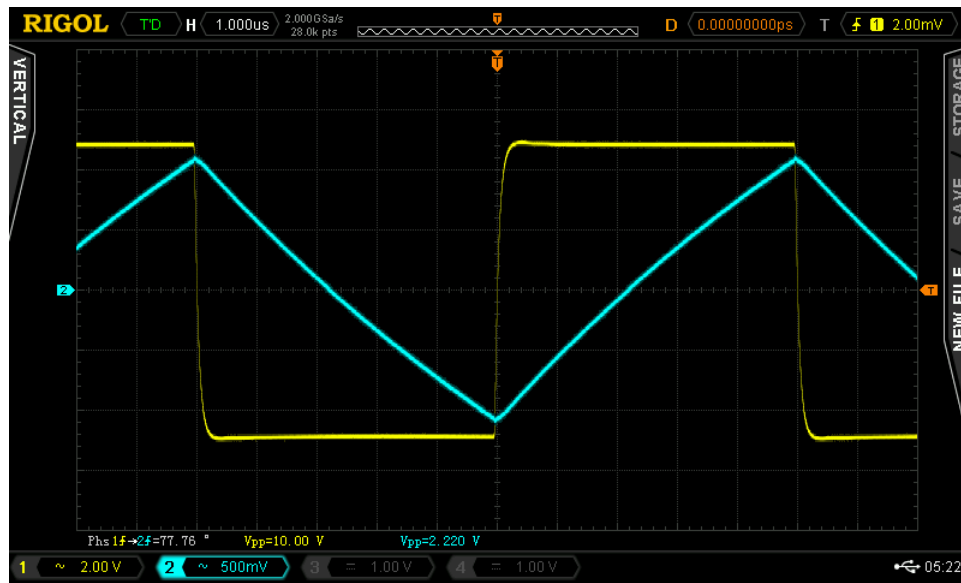


Figure 23: Ejemplo actuando como integrador. La entrada es la señal cuadrada y la salida es la triangular

Nótese que para implementarlo correctamente hay que definir un rango de operación donde no se atenúe demasiado la señal, para que no sea comparable al ruido que puede introducirse en el sistema. En este caso se encuentra una atenuación en la amplitud de aproximadamente 5 veces respecto a la señal de entrada.

4 Resistor tool

4.1 Introducción

Dado que usualmente en la práctica se necesitan ciertos valores de resistencia y/o capacitancia que no son precisamente valores nominales ni se acercan a ellos lo suficiente como para que el error sea despreciable, surge la necesidad de realizar distintas asociaciones (paralelo o serie) de valores comerciales para alcanzar ese determinado valor (ya que estos valores son más accesibles) priorizando que la asociación tenga el menor error posible. Para facilitar esta tarea se implementó en Matlab una función llamada Resistor Tool que se describirá a continuación pero antes debemos tener información de qué criterios y consideraciones fueron tomados.

4.2 Criterios y consideraciones

Tanto para los valores de las resistencias como de capacitancias se utilizaron las de 10% de tolerancia ya que son de las que más abundan en cualquier tienda de electrónica. Si se considerara alguna con mucha mejor tolerancia es altamente probable que no sea de fácil acceso.

Debido a que el programa devuelve distintas asociaciones posibles tanto de resistencia como capacitancia, se optó por brindarle al usuario la opción de que él decida cuantas combinaciones pero como consecuencia se tuvo que poner límites frente a lo que el usuario le solicita al programa. Como por ejemplo si hay 1000 asociaciones en serie y el usuario pide 1010, entonces se considera que se devuelven los 1000 que existen, es decir que ocurre una especie de “saturación” por no poder devolver más de cierta cantidad.

Otro criterio que separa lo que devuelve la función es que, si no mejora el error entonces se descarta la combinación, asumiendo que es casi improbable que la asociación de dos resistores (de los que se tuvieron en cuenta) en serie sean iguales al valor de la asociación de dos resistores en paralelo (y por ende tenga el mismo error). Ese criterio fue útil para separar las combinaciones en las que se presentaban los mismos componentes con otro orden.

Si un número menor o igual que 0 es ingresado se toma como entrada inválida ya que el caso menor que 0 carece de sentido físico y el igual a 0 no tiene ningún propósito práctico.

Se tomó la decisión de devolver el error porcentual dado que cuando asociamos capacitores el error relativo no nos brinda una información apreciable de cuanto error se comete.

4.3 Limitaciones del programa

Frente a valores muy grandes de resistencia el error se hace tan grande que ya no debería ser considerada viable ninguna combinación por lo menos con los valores comerciales dados. La misma situación se ve reflejada cuando se ingresa un número por ejemplo mayor que 1 y se había solicitado asociación de capacitores.

No se realizó ningún tipo de propagación de errores, ni cálculo de tolerancias.

El programa está sujeto a sí o sí utilizar 2 resistencias.

4.4 Entrada

La función `ResistorTool` recibe como parámetros: `n`, `ComponentType`, `Association` y `numberOfSelectedV`.

El parámetro `n` representa el valor que se quiere alcanzar (que debe ser un número positivo).

`ComponentType` denota qué tipo de componente queremos asociar. El mismo debe ser uno de los 2 strings válidos: `'res'` o `'cap'`.

`Association` es el parámetro que determina cómo recibimos la información de las combinaciones, si son solo serie, solo paralelo o ambas.

Este parámetro debe ser un string dentro de los 3 strings válidos: `'serie'`, `'paralelo'` o `'ambos'`.

`numberOfSelectedV` decide cuantas combinaciones mostrar siempre y cuando no esté limitada por la cantidad máxima que puede mostrar el programa. El parámetro debe ser un número natural.

4.5 Salida

En caso de tener una entrada válida, exceptuando dos casos, se devuelve un matriz de cell de `numberOfSelectedV` filas y 5 columnas. Cada fila representa una combinación diferente y las columnas tienen, en orden, `R1`, `R2`, el resultado de la asociación, error porcentual y que asociación se utilizó. Las combinaciones están ordenadas de menor error a mayor error.

Un caso en el que no se devuelve una matriz de cell de `numberOfSelectedV` filas y 5 columnas es cuando se introduce un valor nominal y se pide como `Association` serie. En ese caso solamente se va devolver una matriz de cell de 1 fila y 5 columnas, dado que es el que menor error tiene. Otro caso donde no aparece la salida tradicional es cuando `numberOfSelectedV` supera la mayor cantidad de combinaciones computadas, que en ese caso como se muestra una matriz con el número de filas igual a la mayor cantidad de combinaciones computadas y 5 columnas.

```
Command Window
>> ResistorTool(1032,'res','ambos',7)

ans =

    [1500]    [3300]    [1.0313e+03]    [0.0727]    'paralelo'
    [ 33]    [1000]    [    1033]    [0.0969]    'serie'
    [ 27]    [1000]    [    1027]    [0.4845]    'serie'
    [ 22]    [1000]    [    1022]    [0.9690]    'serie'
    [1200]    [6800]    [    1020]    [1.1628]    'paralelo'
    [ 18]    [1000]    [    1018]    [1.3566]    'serie'
    [ 15]    [1000]    [    1015]    [1.6473]    'serie'

fx >>
```

Figure 24: Ejemplo de uso

4.6 Conclusiones

También se tuvo en cuenta la opción de precomputar todas las combinaciones, guardarlas en un archivo y usar ese archivo como una base de datos. Esta opción de implementación fue descartada ya que no influía

significativamente en la complejidad del programa, por lo menos para el uso que se le da. Sin embargo lo que sí sería de utilidad es esta misma idea pero para los valores nominales, de modo tal que los valores no “estén hardcodeados” sino en una base de datos y por ende no se dependa del código fuente para acceder/modificar la información. Dado que no se maneja una cantidad de datos significativamente grande se consideró innecesaria esta opción también.

La opción de poder pedir un número de combinaciones resulta útil en casos como por ejemplo cuando anteriormente se pidió un número de combinaciones que no fue suficiente dado que no se disponía de las resistencias enlistadas. Si no fuera de esta forma y se devolviera, por ejemplo, un número fijo de combinaciones sería una gran limitación tanto para el usuario como para el programa.

4.7 Fuentes

Valores de las resistencias de 10% de tolerancia extraídos de

<https://electronicsarea.com/tolerance-resistor/>

Valores de las capacitancias de 10% de tolerancia extraídos de

<https://jecrobotics.wordpress.com/2016/03/15/capacitor/>