

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.01 TEORÍA DE CIRCUITOS

Trabajo práctico 1

Grupo 4

STEWART HARRIS, María Luz	57676
PARRA, Rocío	57669
PIERDOMINICI, Matías Nicolás	57498
GONZÁLEZ ORLANDO, Tomás Agustín	57090

Profesores

JACOBY, Daniel Andrés
IRIBARREN, Rodrigo Iñaki

Presentado: 16/08/2018

Índice

1	Introducción	2
2	Filtro notch pasivo	3
2.1	Función de transferencia y elección de los valores para los componentes	3
2.2	Análisis teórico	5
2.3	Diseño de la placa	7
2.4	Mediciones experimentales	8
3	Filtro pasabajos pasivo	12
3.1	Análisis espectral	13
3.2	Simulaciones y mediciones	16
3.2.1	Respuesta en frecuencia	16
3.2.2	Entrada a 32KHz	18
3.2.3	Entrada a 640KHz	20
3.3	Uso como integrador	21
4	Resistor tool	22
5	Conclusión	23
6	Anexo	24
6.1	Filtro notch: medición de respuesta en frecuencia	24
6.2	Filtro pasabajos: medición de respuesta en frecuencia	25

1 Introducción

Los filtros electrónicos son circuitos empleados para lograr eliminar información que es considerada irrelevante o para eliminar error proveniente de ruido no deseado sobre algún sistema en cuestión.

Los filtros pasivos son circuitos compuestos en su totalidad por componentes pasivos como resistencias, capacitores y bobinas.

Se puede categorizar a un filtro según la respuesta en frecuencia que se obtiene a partir del mismo. Las 3 categorías básicas en las que se puede identificar a un filtro tienen como parámetro fundamental una frecuencia específica denominada frecuencia de corte, a partir de la cual se considera que el filtro actuará de la manera deseada.

A continuación se presentan los tipos de filtro:

- a) Filtro pasa-bajos: Elimina o atenúa las frecuencias “altas”, es decir, aquellas que superan la frecuencia de corte.
- b) Filtro pasa-altos: Elimina o atenúa las frecuencias “bajas”, es decir, aquellas que están por debajo de la frecuencia de corte.
- c) Filtro rechaza banda o filtro notch: Elimina o atenúa una banda de frecuencias específica, centrada en la frecuencia de corte.

Para el filtro notch, la función transferencia característica puede ser expresada como:

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q}s + \omega_p^2}$$

De los valores de ω es que se puede seguir caracterizando al filtro, generando subcategorías dentro de la categoría notch:

- Si $\omega_z = \omega_p$ el filtro se llama standard notch.
- Si $\omega_z > \omega_p$ el filtro se llama notch pasabajos.
- Si $\omega_z < \omega_p$ el filtro se llama notch pasaltos.

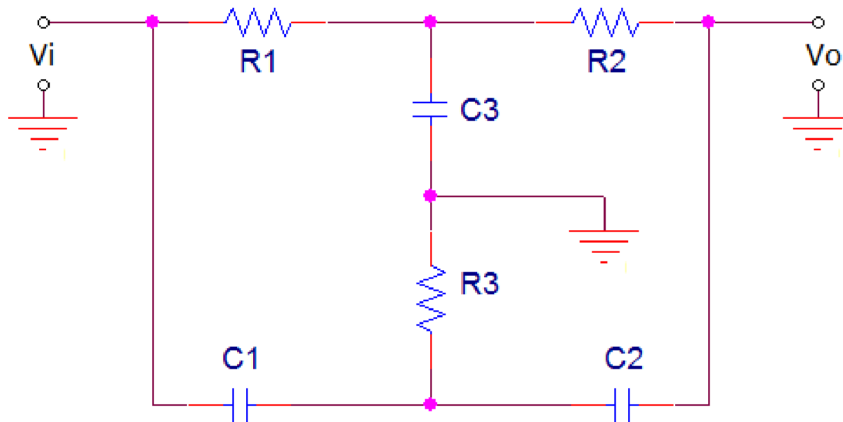
En este trabajo se analizarán y confeccionarán dos filtros específicos, uno de tipo notch y uno de tipo pasa-bajos.

Al tener que confeccionar las placas para los filtros, nos encontramos con que hay valores fijos para los capacitores y las resistencias que están a la venta. Esto en general no permite obtener un componente con una capacitancia o resistencia exactamente igual al valor requerido teóricamente al realizar el análisis del circuito y cumplir con los requisitos para la frecuencia de corte especificada. Como solución a este problema, se propone la realización de un programa que encuentre aquellos dos valores de resistencia y capacitancia comerciales que combinados en serie o en paralelo equivaldrían a la resistencia o capacitancia requerida. El código de este programa se realizó en matlab.

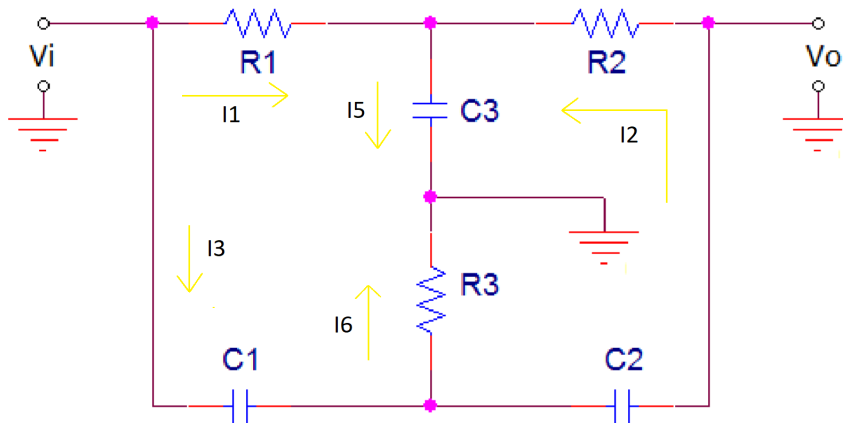
2 Filtro notch pasivo

2.1 Función de transferencia y elección de los valores para los componentes

Se busca diseñar un filtro notch de frecuencia de corte $2.74 \text{ kHz} = 10.8 \text{ kHz}$ a partir de un circuito dado:



Para ello, primero se busca obtener la función transferencia para el circuito con los valores expresados genéricamente. Se plantean las corrientes de la siguiente manera:



Se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$1) -I_6 + I_3 - I_2 = 0$$

$$2) I_1 + I_2 - I_5 = 0$$

$$3) Vi - I_1 \cdot R_1 - \frac{I_5}{S \cdot C_3} = 0$$

$$4) Vi - \frac{I_3}{S \cdot C_1} - I_6 \cdot R_3 = 0$$

$$5) Vo - I_2 \cdot R_2 - \frac{I_5}{S \cdot C_3} = 0$$

$$6) Vo + \frac{I_2}{S \cdot C_2} - I_6 \cdot R_3 = 0$$

Se corre el siguiente código de matlab para hallar la transferencia del sistema:

```
syms vi vo i1 i2 i3 i4 i5 i6 r1 r2 r3 c1 c2 c3 s
```

```
%seteo el sistema de ecuaciones del circuito
```

```
eqn1 = -i6 + i3 - i2;
```

```
eqn2 = i1 + i2 - i5;
```

```
eqn3 = vi - i1*r1 - i5/s/c3;
```

```
eqn4 = vi - i3/s/c1 - i6 * r3;
```

```
eqn5 = vo - i2*r2 - i5/s/c3;
```

```
eqn6 = vo + i2/s/c2 - i6*r3;
```

```
eqns = [eqn1 eqn2 eqn3 eqn4 eqn5 eqn6];
```

```
%resuelvo el sistema de ecuaciones, despejando la transferencia
```

```
eqns = subs(eqns, i6, solve(eqns(1)==0, i6));
```

```
eqns = subs(eqns, i5, solve(eqns(2)==0, i5));
```

```
eqns(4) = subs(eqns(4), vi, solve(eqns(3)==0, vi));
```

```
eqns = subs(eqns, i1, solve(eqns(4)==0, i1));
```

```
eqns(6) = subs(eqns(6), vo, solve(eqns(5)==0, vo));
```

```
eqns = subs(eqns, i2, solve(eqns(6)==0, i2));
```

```
transfer = solve(eqns(5)==0, vo)/solve(eqns(3)==0, vi);
```

```
transfer = simplify(transfer)
```

transfer será por lo tanto la transferencia, que queda:

$$H(s) = \frac{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 s^3 + (C_1 C_2 R_1 R_3 + C_1 C_2 R_2 R_3) s^2 + (C_1 R_3 + C_2 R_3) s + 1}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 s^3 + (C_1 C_2 R_1 R_3 + C_1 C_2 R_2 R_3 + C_1 C_3 R_1 R_3 + C_2 C_3 R_1 R_2 + C_2 C_3 R_1 R_3) s^2 + (C_2 R_1 + C_1 R_3 + C_2 R_2 + C_3 R_1 + C_2 R_3) s + 1}$$

Dado que el filtro buscado es de tipo notch, sabiendo que su función de transferencia característica cumple con la forma $\frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q}s + \omega_p^2}$, se observa de aquí que en el caso en que se toma $R_1 = R_2 = 2 \cdot R_3$ y $C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$, la función transferencia resultante queda reducida a :

$$H(s) = \frac{C_3^2 R_3^2 s^2 + 1}{C_3^2 R_3^2 s^2 + 4 C_3 R_3 s + 1}$$

que, al acomodarla de la siguiente manera:

$$H(s) = \frac{s^2 + \frac{1}{C_3^2 R_3^2}}{s^2 + \frac{4s}{C_3 R_3} + \frac{1}{C_3^2 R_3^2}}$$

resulta ser la transferencia de un filtro notch de tipo estándar, con frecuencia de corte $f = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}$ y $\omega_s = \frac{1}{C_3 R_3}$.

2.2 Análisis teórico

El bode resultante de la función de transferencia del circuito es:

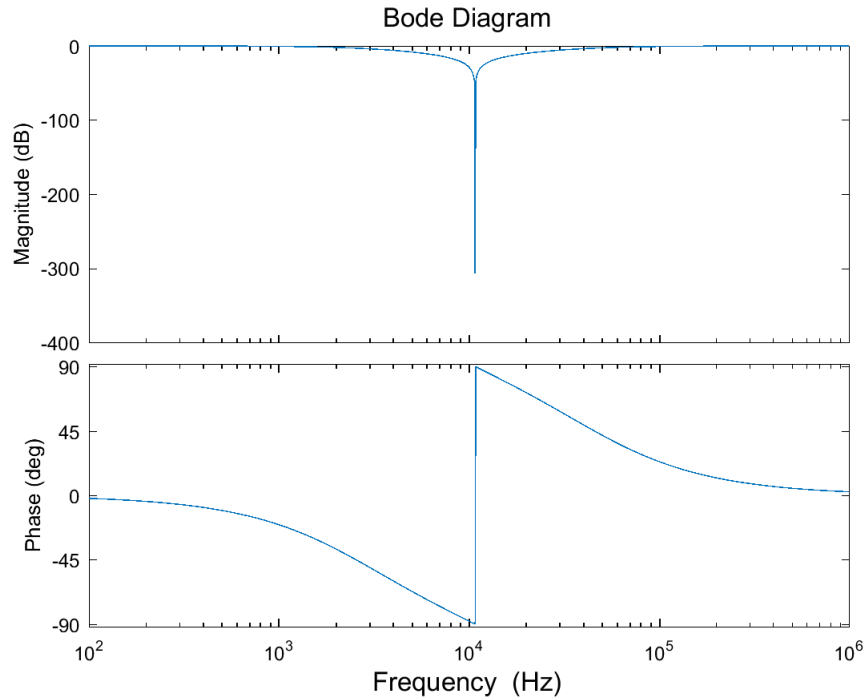


Figura 1: Bode teórico de la función de transferencia teórica del circuito diseñado

que resulta ser un notch con la frecuencia de corte que requeríamos.

Lógicamente, de esta forma se deduce que el circuito resultante es de orden 2, pero hubiera quedado de orden 3 en caso de que no se hubieran aplicado las condiciones para las capacitancias C_1 y C_2 y resistencias R_1 y R_2 .

Dado que deseamos que la frecuencia de corte del filtro sea 10,8 kHz, decidimos utilizar los valores de capacitancia $C_3 = 82nF$ y $R_3 = 180\Omega$, valores comerciales, que originarían

una frecuencia de corte teórica para el filtro de 10,782 kHz. Nótese que con estos valores dados el resto de las resistencias y capacitancias quedarían fijadas en $C_1 = C_2 = 41nF$ y $R_1 = R_2 = 360\Omega$ por la condición dicha anteriormente.

Con estos valores fijados, podemos realizar un análisis de la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso y al escalón en tiempo mediante antitransformadas de Laplace. Efectivamente, si $y(t)$ es la salida V_o y $x(t)$ es la entrada V_i en función del tiempo, con sus respectivas transformadas de Laplace $Y(s)$ y $X(s)$, entonces dada la relación $Y(s) = X(s) \cdot H(s)$, donde $X(s) = 1$ con $x(t) = \delta(t)$ para la respuesta impulsiva o $X(s) = \frac{1}{s}$ con $x(t) = u(t)$ para la respuesta al escalón, se puede obtener $y(t)$ como $y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{H(s) \cdot X(s)\}(t)$.¹

La respuesta impulsiva queda determinada entonces como $y_{imp}(t) = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{C_3^2 R_3^2 s^2 + 1}{C_3^2 R_3^2 s^3 + 4C_3 R_3 s + 1}\right\}(t)$. De esta forma:

$$y_{imp}(t) = \delta(t) - \frac{4e^{-\frac{2t}{c_3 r_3}} \left(\cosh\left(\frac{\sqrt{3}t}{c_3 r_3}\right) - \frac{2\sqrt{3} \sinh\left(\frac{\sqrt{3}t}{c_3 r_3}\right)}{3} \right)}{c_3 r_3}$$

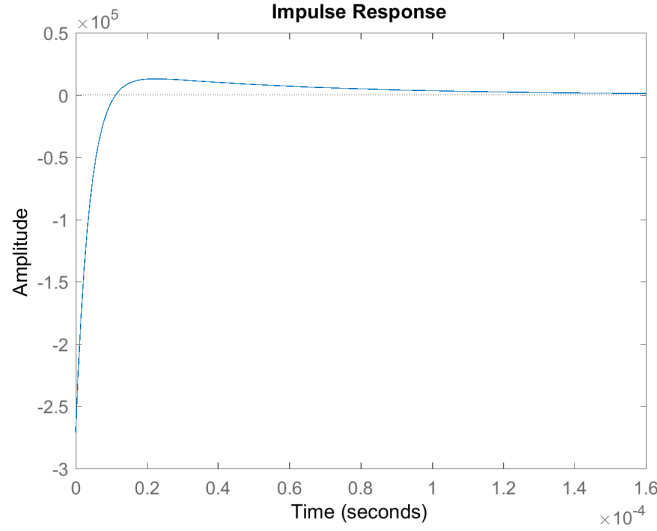


Figura 2: Respuesta al impulso teórica

Análogamente, la respuesta al escalón será $y_{esc} = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{C_3^2 R_3^2 s^2 + 1}{C_3^2 R_3^2 s^3 + 4C_3 R_3 s^2 + s}\right\}(t)$ y por lo tanto:

$$y_{esc}(t) = 1 - \frac{4\sqrt{3} \sinh\left(\frac{\sqrt{3}t}{c_3 r_3}\right) e^{-\frac{2t}{c_3 r_3}}}{3}$$

¹ Las antitransformadas de laplace fueron calculadas mediante llamados apropiados a la función de matlab ilaplace, con la función compleja a antitransformar como parámetro.

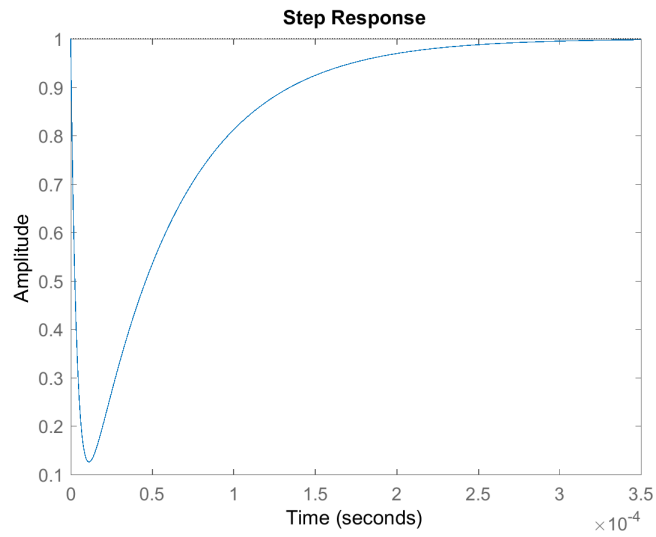


Figura 3: Respuesta al escalón teórica

2.3 Diseño de la placa

Dada la disponibilidad de componentes en el pañol y buscando minimizar la cantidad y el coste de los componentes a utilizar, se decidió implementar el filtro de la siguiente manera:

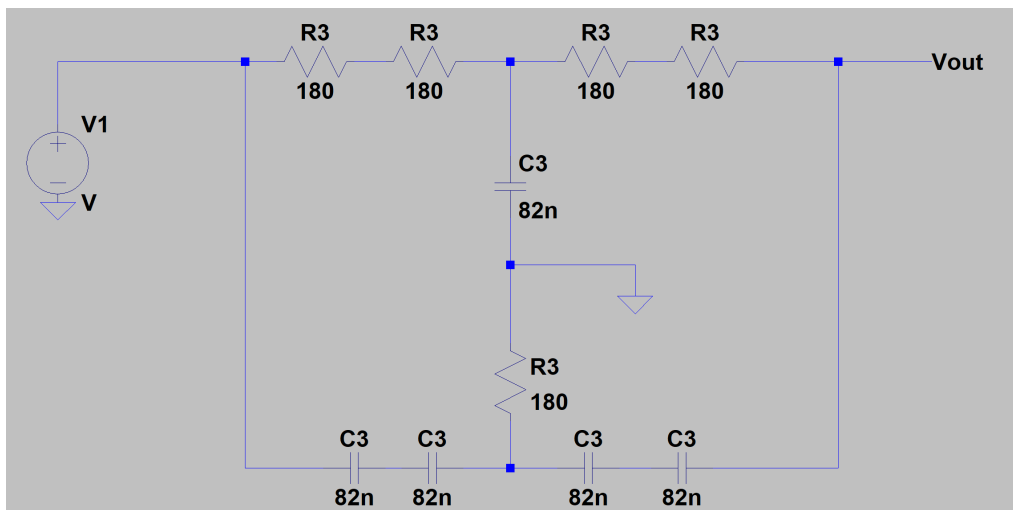


Figura 4: Diseño de la placa

Donde tanto R_1 como R_2 fueron implementadas con dos resistencias en serie, cada una del mismo valor que $R_3 = 180\Omega$, y C_1 y C_2 con dos capacitores cada uno del valor de $C_3 = 82nF$ también en serie para lograr las relaciones mencionadas en la subsección anterior.

Se utilizó una placa multiperforada, sobre la cual se soldaron los componentes.

Los componentes utilizados fueron:

2.4 Mediciones experimentales

Para todos los gráficos que se presenten a continuación, la entrada estará representada con color amarillo y la salida con color verde.

Análisis de Bode: Lo primero que se decidió probar fue si el circuito efectivamente anulaba (atenuaba hasta casi anular) la frecuencia solicitada. Para eso se eligió una entrada senoidal (la entrada que mejor aproxima a una única frecuencia) de 10.8 kHz. Se observó que la salida era casi nula, detectándose una amplitud de 66 mV pico a pico contra una entrada de 17.7V pico a pico, lo cual se traduce a una relación entrada salida de $\frac{V_{out}}{V_{in}} = 0.0037$, por lo que la salida representaría el 0.3% de la entrada, un valor muy cercano al 0% que se esperaba lograr.

Cabe destacar que con amplitudes de este orden, la medición de la salida resulta ya comparable con el ruido inherente del osciloscopio. De hecho, el instrumento en este caso ni siquiera permitió obtener un valor para el desfase entre entrada y salida, debido a que la salida no tiene una forma sinusoidal apreciable. La información que sí podemos considerar representativa es, entonces, que la salida está tan atenuada que no se puede medir con este instrumento de manera precisa.

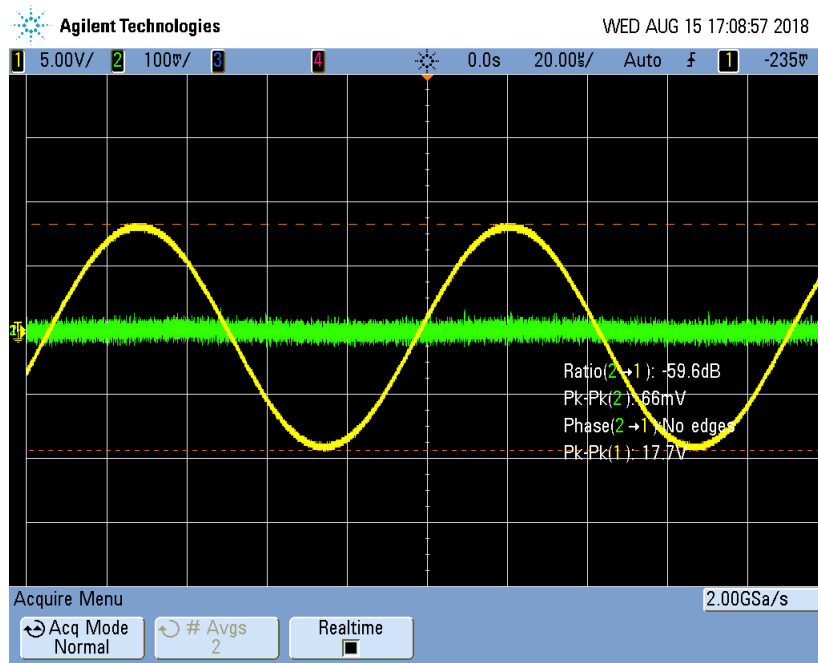


Figura 5: Salida y entrada en frecuencia de corte $f = 10.8 \text{ kHz}$ experimental

Luego, se procedió a verificar que efectivamente se anulara la frecuencia de corte pero sus alrededores no estuvieran tan atenuados como esa frecuencia en particular. Las mediciones del osciloscopio para frecuencias con 0.1 kHz de diferencia con la frecuencia de corte muestran un V_{in} de aproximadamente 17.17 V , mientras que la salida fue de aproximadamente 80 mV . La atenuación correspondiente a estos valores ronda el 0.0047% , que es significativa pero menor a la de la frecuencia de corte (que es lo que se esperaba observar). A su vez, se observa en los gráficos que la señal de salida ya adquiere una forma senoidal en estas frecuencias, de lo cual podemos suponer que el error es menos significativo en esta medición que en la anterior. La información más valiosa que obtenemos de esto es que la máxima atenuación es para 10.8 kHz , que era el objetivo principal del diseño.

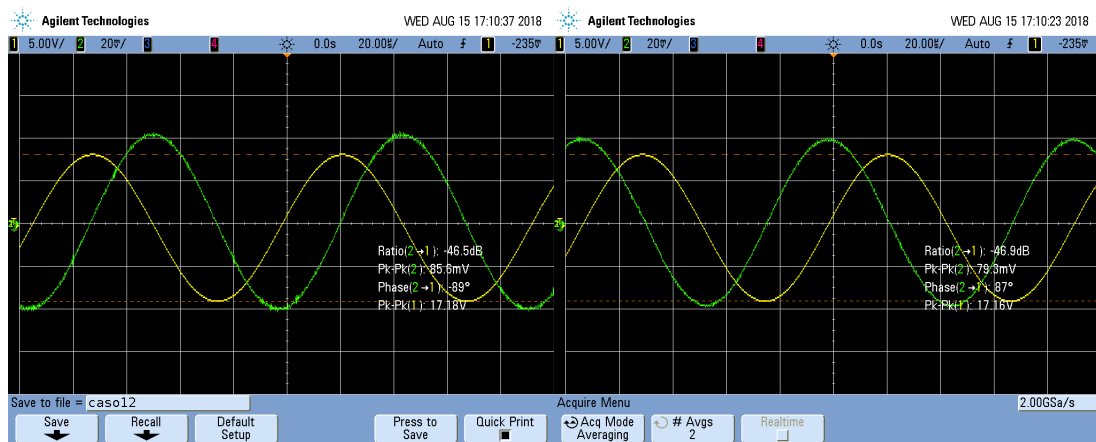


Figura 6: Salida y entrada en alrededores de la frecuencia de corte experimentalmente.

Habiendo verificado el valor de la frecuencia de corte, se procedió a obtener los datos para realizar un diagrama de Bode para este circuito. Para eso se analizó la respuesta a sinusoidales de distintas frecuencias, cambiando manualmente desde el generador la frecuencia de estas a una amplitud fija y registrando la amplitud de la sinusoidal de salida. La tabla de valores tomados se muestran en el anexo. De estos datos se desprende el siguiente gráfico aproximado del bode del circuito, que luego se contrasta con el teórico y con la simulación en LtSpice.

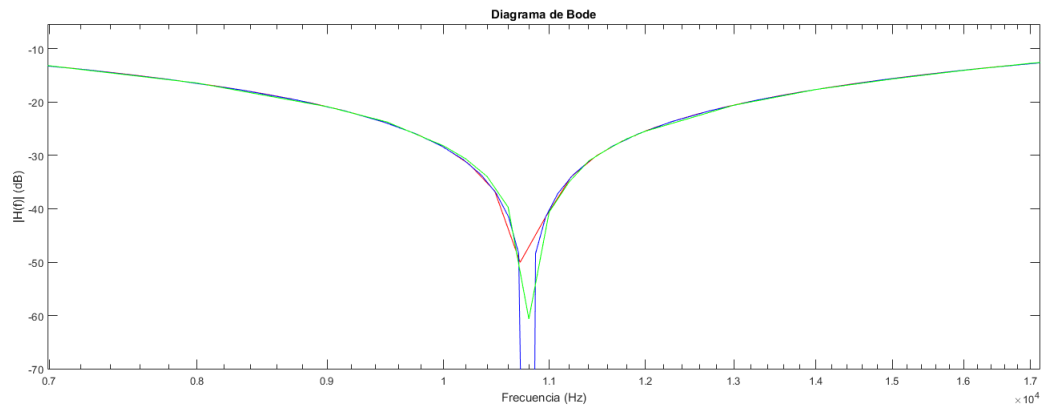


Figura 7: Bodes experimental (verde), simulado (rojo) y teórico (azul).

Se observa que los tres diagramas coinciden en la mayor parte del espectro de frecuencia. Las diferencias principales aparecen alrededor de la frecuencia de corte, donde teóricamente se observa una asíntota y experimentalmente es imposible medir exactamente amplitud 0 debido al ruido, con lo cual hay un valor mínimo.

Respuesta al escalón: Se presenta el gráfico tomado con el osciloscopio de la entrada al escalón en amarillo y la salida al escalón en verde. Se hace notar que el gráfico de la salida se corresponde correctamente con la respuesta al escalón teórica.

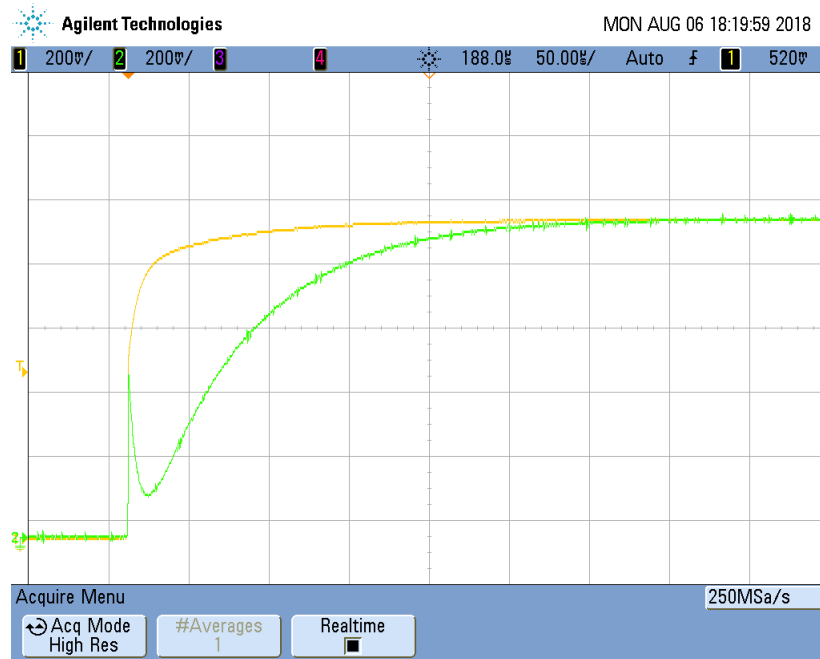


Figura 8: Respuesta al escalón experimental

Como se puede verificar, la entrada no es un escalón perfecto y esto se debe a dos motivos:

- 1) La principal razón por la que el escalón medido tiene un claro paso entre todos los estados intermedios entre el potencial cero y el valor fijado por el generador es que la resistencia interna del generador de 50Ω no es despreciable frente a las resistencias elegidas para la confección del circuito. Esto podría haber sido un fallo en el diseño y va a ser tenido en cuenta en trabajos posteriores.

- 2) Otro factor a tener en cuenta es el pasabajos interno del osciloscopio a la hora de medir, que modifica tanto en fase como en amplitud a la entrada.

3 Filtro pasabajos pasivo

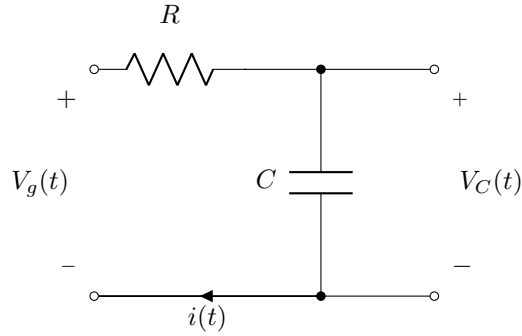


Figura 9: Filtro pasabajos pasivo con fuente ideal

Funcion transferencia filtro pasabajos RC:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{1}{sCR + 1} = \frac{1}{\frac{s}{\frac{1}{RC}} + 1} \quad (1)$$

$$\angle H(s) = \angle \frac{1}{sCR + 1} = -\arctg(2\pi fRC) \quad (2)$$

$$|H(s)| = \left| \frac{1}{sCR + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{(2\pi fRC)^2 + 1}} \quad (3)$$

con la frecuencia de corte $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. Seleccionamos $R = 500\Omega$ y $C = 4,7nF$ con lo que obtenemos $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 4,7nF \cdot 500\Omega} = 67,7KHz$ y un tiempo característico $\tau = 2,35\mu s$.

La tensión V_C en un circuito RC en respuesta a un escalón de altura V_g es

$$V_C = V_g(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

3.1 Análisis espectral

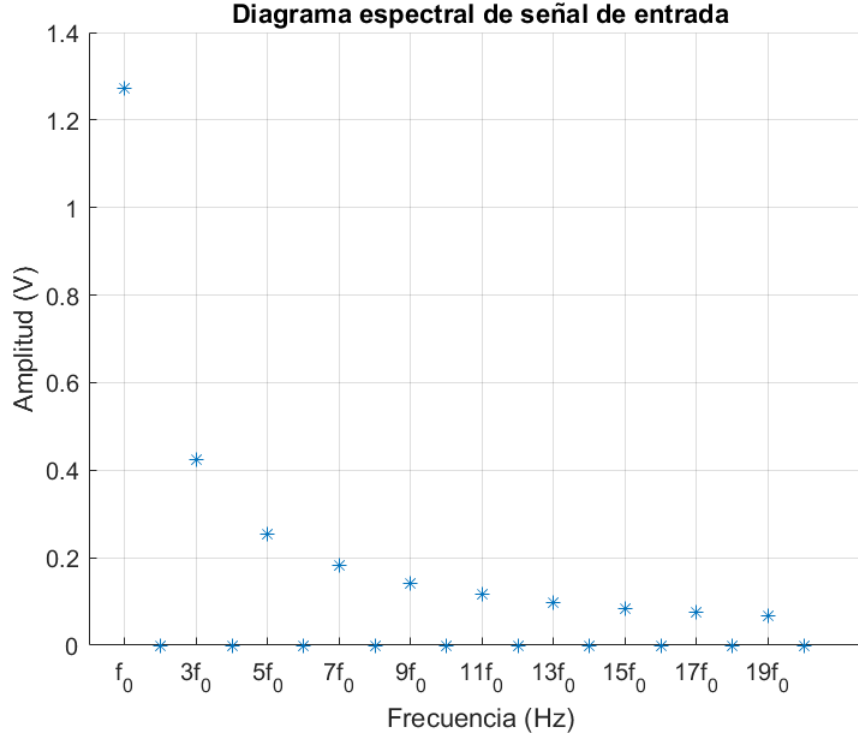


Figura 10: Espectro de señal de entrada (cuadrada de frecuencia f_0 $10V_{pp}$ sin valor medio)

La señal cuadrada de $10V_{pp}$ de frecuencia $f_0 = 32KHz$ puede definirse por su desarrollo en serie de Fourier como

$$5V \cdot \sum \frac{4}{n\pi} \text{sen}(2\pi n f_0 t), n > 0, \text{ impar} \quad (4)$$

A cada n le corresponde un armónico de la señal de entrada X_n tal que

$$|X_n| = \frac{20}{n\pi} V, \angle X_n = 0^\circ \quad (5)$$

Combinando con la ganancia y el desfase de la $H(s)$ (ecuaciones 3 y 2), se obtienen el módulo y la fase de los armónicos Y_n de la tensión de salida V_C :

$$\angle Y_n = \angle X_n + \angle H(s) = -\arctg(2\pi RC), n > 0, \text{ impar}$$

$$|Y_n| = |X_n| \cdot |H(s)| = \frac{20V}{n\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2\pi fRC)^2 + 1}}, n > 0, \text{ impar}$$

Se puede comprobar gráficamente que la fase y el módulo de X_n y de Y_n son los correctos graficando $\sum |X_n| \cdot \text{sen}(2\pi n f_0 t + \angle X_n)$ y $\sum |Y_n| \cdot \text{sen}(2\pi n f_0 t + \angle Y_n)$. Se muestra la suma de los armónicos antes y después de ser modificados por el filtro hasta el término 1000:

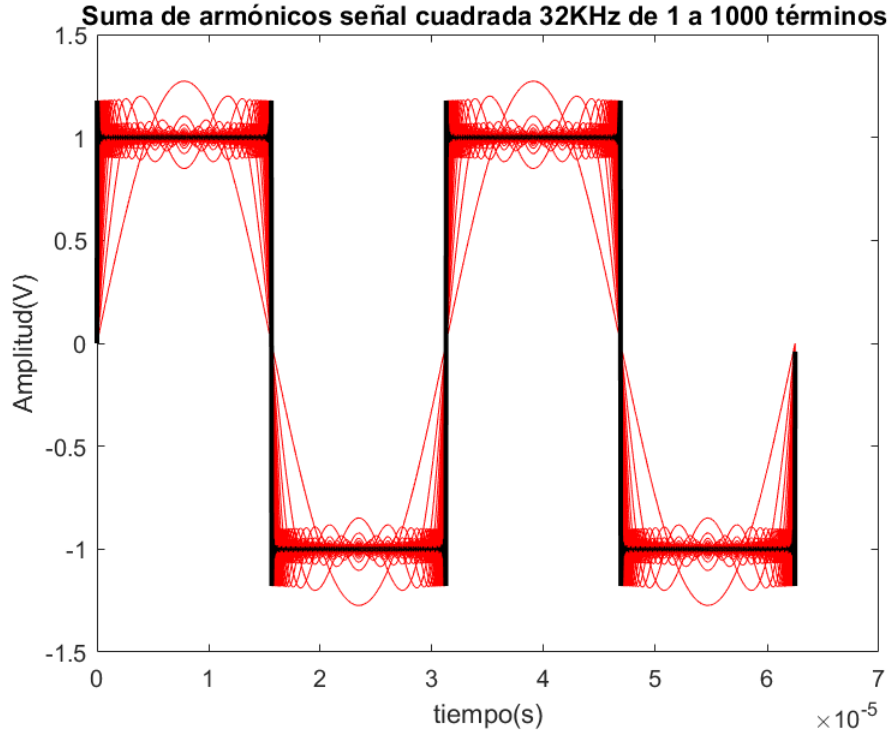


Figura 11: Sumatoria de armónicos de entrada (hasta 1000 terminos)

Debe hacerse notar que en los saltos de la señal cuadrada aparece un sobrepico que debe tenerse en cuenta a la hora de diseñar un circuito. La causa de este sobrepico es explicada por el fenómeno de Gibbs: dado que la señal cuadrada posee una discontinuidad de tipo salto en la transición entre pico y pico y que su descomposición en series de fourier converge a la semisuma $S_N(X_0) = \frac{f(X_0^+) + f(X_0^-)}{2}$, se observa que al no poder generar con una fuente real los infinitos armónicos que comprenden la serie, al ir agregando términos a la suma aparecerá el sobrepico en cuestión, que se irá acercando a la discontinuidad con cada término pero no llegará a la cuadrada ideal nunca.

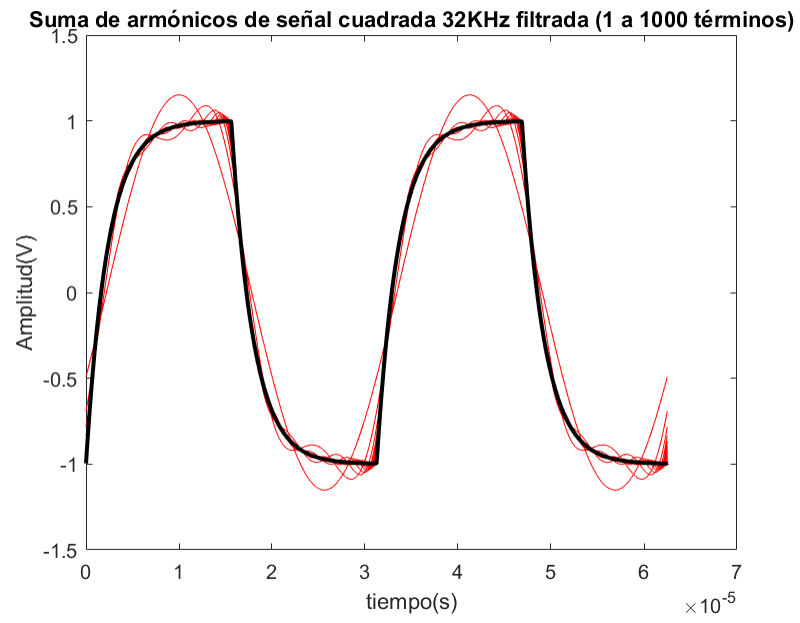


Figura 12: Sumatoria de armonicos de salida (hasta 1000 terminos)

3.2 Simulaciones y mediciones

3.2.1 Respuesta en frecuencia

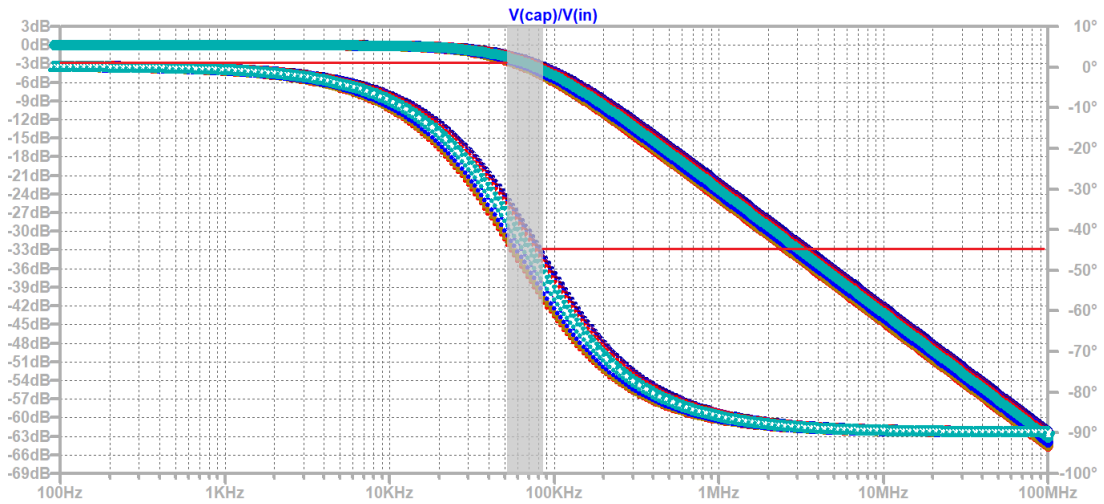


Figura 13: Análisis de Montecarlo del filtro tomando tolerancia del 5% para la resistencia y del 10% para el capacitor

El análisis de Montecarlo (figura 13) muestra que, con una resistencia de tolerancia 5% y un capacitor de tolerancia 10%, f_0 puede estar entre 50Hz y 80Hz aproximadamente. Esto incluye a la f_0 calculada inicialmente (67.7KHz)

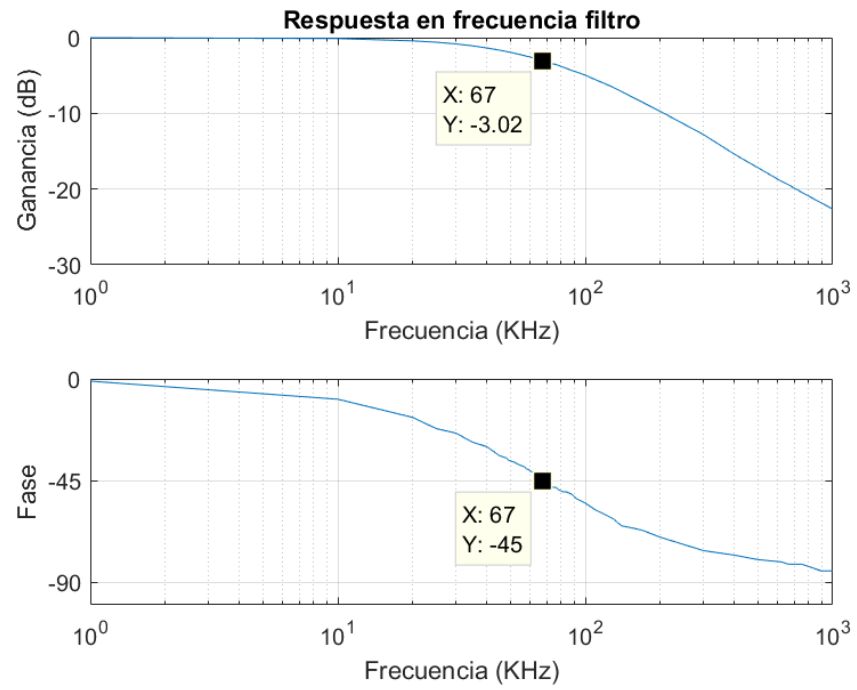


Figura 14: Respuesta en frecuencia del filtro

En la respuesta en frecuencia del circuito (figura 14) se observa que la frecuencia de corte f_0 del filtro está en los 67KHz aproximadamente, ya que ahí la ganancia es $\sim 3\text{dB}$ y el desfase -45° . Este valor también está incluido dentro del rango de valores posibles obtenido del análisis de Montecarlo.

3.2.2 Entrada a 32KHz

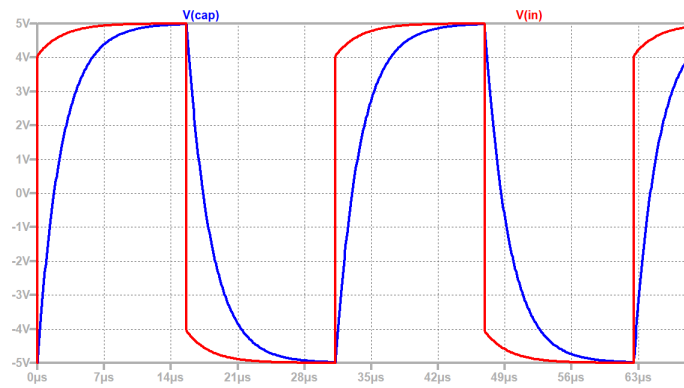


Figura 15: Simulación respuesta del filtro RC a 32KHz

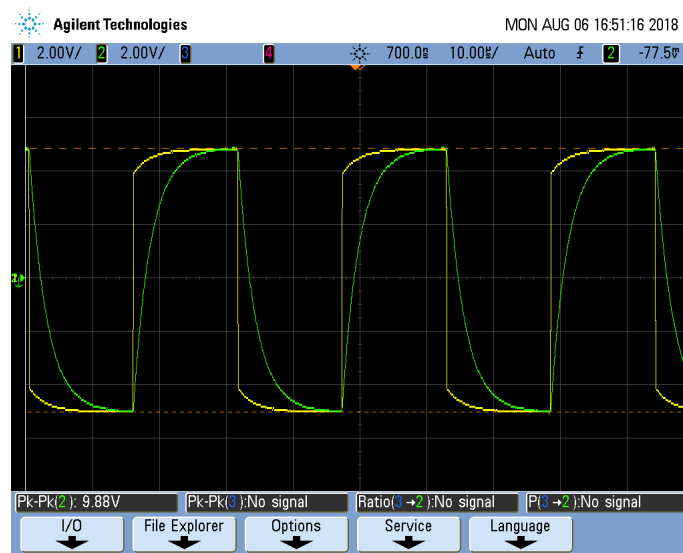


Figura 16: Medición respuesta del filtro RC a 32KHz

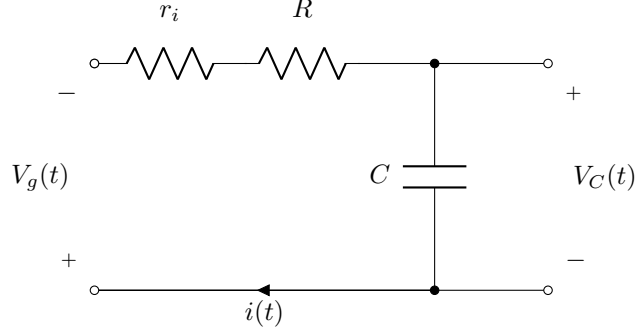


Figura 17: Filtro pasabajos pasivo con fuente real de resistencia interna r_i

La señal de entrada no es perfectamente cuadrada. Esto se debe a que la resistencia elegida ($R = 500\Omega$) es comparable con la resistencia interna del generador ($r_i = 50\Omega$). Por ley de mallas de Kirchhoff, en un circuito RC serie ideal la tensión en la resistencia es $V_{R_{ideal}} = V_g - V_C = 5V - V_C$. En el caso real, la resistencia puede modelarse como la combinación en serie de la resistencia interna del generador r_i y la resistencia del filtro R , resultando en que la tensión en la resistencia interna durante la carga sea

$$V_{ri} = V_{R_{ideal}} \frac{r_i}{R + r_i} = (5V - V_C) \cdot 0.09$$

y que la tensión real de entrada al filtro V_{in} durante la carga sea

$$V_{in} = 5V - V_{ri} = 0.91 \cdot 5V + 0.09 \cdot V_C$$

Cuando $V_c \approx V_g (= 5V)$, $V_{in} \approx 5V$. Dado que el tiempo de carga (mitad del período) es mayor que 5τ , ($15.625\mu s$ y $11.75\mu s$ respectivamente), después de 5τ se observa que $V_C \approx 5V$.

El análisis para la descarga es análogo.

3.2.3 Entrada a 640KHz

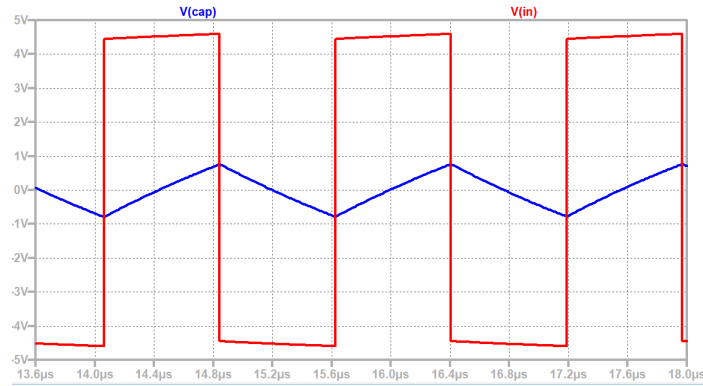


Figura 18: Simulación respuesta del filtro RC a 640KHz

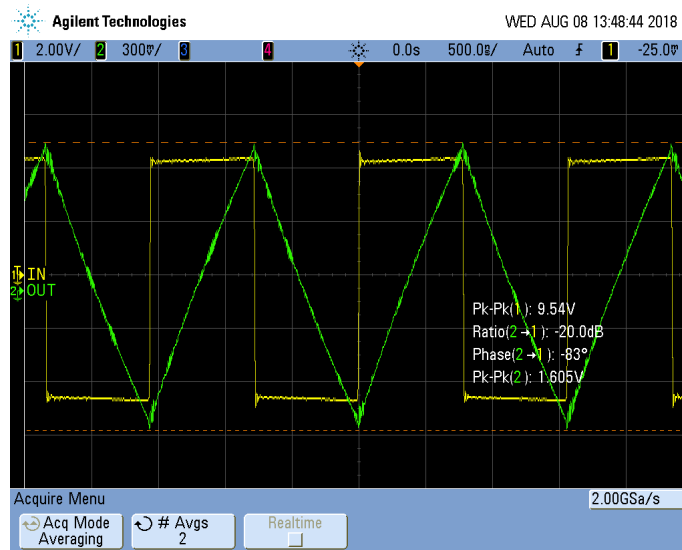


Figura 19: Medición respuesta del filtro RC a 32KHz

Como el tiempo de carga o de descarga es considerablemente menor que el tiempo característico τ , ni la tensión del capacitor ni la tensión de salida del generador llega a su valor en permanente (+5V o -5V). También por el mismo motivo la tensión del capacitor varía linealmente con una pendiente $\frac{V_{max}}{\tau}$ (figura 20).

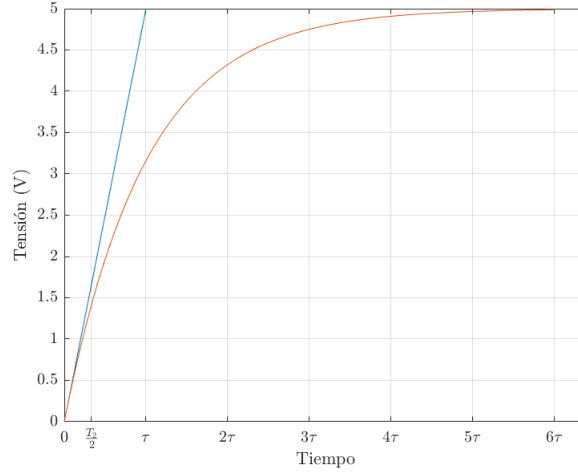


Figura 20: Aproximación lineal de la carga del capacitor para $t \ll \tau$

3.3 Uso como integrador

La función transferencia de un integrador es

$$H(s) = \frac{1}{s} \quad (6)$$

Ésta no coincide con la función transferencia del filtro pasabajos (ecuación 1), ya que tiene un polo en el origen y no en la parte negativa del eje real. Sin embargo, para frecuencias mucho mayores a f_0 la función del filtro tiende a la de un integrador que además divide por τ :

$$f \gg \frac{1}{RC} \Rightarrow 2\pi fRC \gg 1 \Rightarrow H(s) = \frac{1}{sRC + 1} \approx \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s}$$

Esto coincide con el caso particular del filtro a 640KHz , en donde la salida tiene pendiente $\pm \frac{5V}{\tau}$ (dependiendo de si $V_g = \pm 5V$), con $\tau = 2.35\mu s$. Por el contrario, en el caso en que $f = 32\text{KHz} < \frac{1}{RC}$, la respuesta ya no puede aproximarse a una triangular y deja de ser una representación cercana de la integral de la entrada.

Por último, por más que se cumpla la desigualdad ya mencionada, el filtro solo puede usarse como integrador de funciones con valor medio cero. En caso contrario, no se trataría de un sistema estable. Dado que el integrador divide por τ , se debería utilizar un multiplicador fácilmente implementable con amplificadores operacionales para obtener la señal integrada en la proporción correcta.

4 Resistor tool

Este programa tiene como objetivo obtener la mejor aproximación posible a un valor de resistencia dado, mediante una combinación serie o paralelo y teniendo en cuenta los valores comerciales existentes para cada tolerancia.

```
function [ r1, r2, error, PorS ] = resistortool( r, tolerance, topology )
% RESISTOR TOOL devuelve la mejor aproximacion al valor de r con los
% valores comerciales existentes para la tolerancia indicada (5, 10 o 20)
% y con la topologia indicada ('s' para serie o 'p' para paralelo)
%
% si la tolerancia no se indica o no es valida, se asume 5%
% si la topologia no se indica o no es valida se devuelve la que
% aproxime mejor el valor pedido
% si el valor de r no es valido (<=0, o no es un unico numero) se
% devuelve -1 en todos los resultados
```

Figura 21: interfaz y descripción de *resistortool* en Matlab

Otro recaudo que se tomó en la implementación fue evitar que r_1 y r_2 se excedieran de los valores máximos y mínimos de los componentes que se encuentran en el pañol de electrónica de la Universidad, a saber: 0.1Ω y $10M\Omega$.

Para encontrar la mejor aproximación al valor de r en serie, se le asigna sucesivamente a r_1 los valores comerciales de la tolerancia que corresponda, en el mismo orden de magnitud que r y en un orden menos. Esto se debe a que para obtener un número de orden N sumando dos números, al menos uno de ellos debe ser del mismo orden de magnitud o uno menos que el de la suma que se desea obtener (por ejemplo: $99+99=198 < 1000$, $95+6=101 \geq 100$). Para cada valor de r_1 que se prueba, r_2 tomará valores en el orden de magnitud de $r - r_1$. Este proceso continúa hasta que $r_1 \geq r$ (en cuyo caso $r_2 = 0$) o $r_1 + r_2 > r$, y se van guardando los valores que resultan en menor error relativo.

En la combinación en paralelo, se pasan todos los parámetros a admitancia, se busca la mejor combinación en serie, y se vuelve a resistencia.

Debido a los errores de aproximación que se producen al realizar las cuentas (sobre todo para el paralelo), luego de obtener r_1 y r_2 mediante el algoritmo anterior, se verifica que no se haya pasado por alto que r ya era un valor comercial, en cuyo caso se reemplaza r_1 por r y r_2 por 0 o infinito según la topología que se esté usando.

Por último, se aprovechó el código que ya existía hasta el momento para implementar un *capacitortool*, que realiza el mismo proceso pero con otros valores máximos y mínimos ($1pF$ y $4700\mu F$), e intercambiando serie con paralelo.

5 Conclusión

Se armaron dos filtros pasivos: un notch de segundo orden con $f_0 = 10.8kHz$ y un pasabajos de primer orden con frecuencia de corte en 64kHz.

Los filtros funcionaron dentro de lo esperado cumpliendo con consigna.

En ambos filtros, el hecho de que los valores de las resistencias eran comparables con los 50Ω del generador de funciones provocó problemas a la hora de observar la respuesta al escalón, en la cual se observaba un *rise time* del orden de los microsegundos, lo cual no es adjudicable simplemente al osciloscopio o a las puntas. En el futuro, se procurará elegir una impedancia de entrada del orden de los $k\Omega$, con el fin de reducir este efecto (pero a su vez teniendo en cuenta que tampoco sería recomendable acercarse al $1M\Omega$ del osciloscopio).

6 Anexo

6.1 Filtro notch: medición de respuesta en frecuencia

$f(kHz)$	$Peak-peak$ entrada (V)	$Peak-peak$ salida (V)	$\angle H(^{\circ})$	$ H (dB)$
1	9.79	9.20	-22	-0.5
2	9.47	7.42	-37	-2.1
3	9.21	5.84	-50	-4.0
4	9.03	4.53	-60	-6.0
5	8.91	3.45	-67	-8.2
6	8.81	2.61	-72	-10.6
7	8.84	1.93	-78	-13.2
8	8.77	1.32	-82	-16.4
9	8.52	0.770	-84	-20.9
9.5	8.47	0.550	-85	-23.8
10	8.52	0.330	-86	-28.2
10.2	8.51	0.250	-87	-30.6
10.4	8.49	0.170	-88	-34.0
10.6	8.53	0.09	-89	-39.7
11	8.59	0.08	88	-40.6
11.2	8.59	0.15	87	-35.0
11.4	8.57	0.24	88	-31.1
11.6	8.55	0.31	88	-28.8
11.8	8.52	0.39	86	-26.9
12	8.51	0.45	87	-25.5
13	8.47	0.79	84	-20.6
14	8.41	1.10	83	-17.7
15	8.35	1.37	78	-15.7
16	8.30	1.64	78	-14.1
17	8.25	1.90	76	-12.8
18	8.20	2.10	75	-11.8
19	8.14	2.30	73	-11.0
20	8.10	2.50	72	-10.2
25	7.80	3.30	65	-7.5
30	7.75	3.90	58	-6.0
35	7.50	4.40	54	-4.6
40	7.30	4.70	50	-3.8
50	7.10	5.20	42	-2.7

6.2 Filtro pasabajos: medición de respuesta en frecuencia

$f(kHz)$	<i>Peak-peak</i> entrada (V)	<i>Peak-peak</i> salida (V)	$\angle H(^{\circ})$	$ H (dB)$
1	9.96	9.95	-1	0.0
10	9.94	9.80	-9	-0.1
20	9.87	9.40	-17	-0.4
25	9.83	9.17	-22	-0.6
30	9.78	8.89	-24	-0.8
35	9.73	8.59	-28	-1.1
40	9.70	8.29	-30	-1.4
45	9.66	7.99	-34	-1.6
48	9.63	7.80	-35	-1.8
49	9.63	7.75	-36	-1.9
52	9.61	7.57	-37	-2.1
54	9.60	7.45	-38	-2.2
57	9.57	7.27	-39	-2.4
58	9.57	7.21	-40	-2.5
59	9.55	7.16	-40	-2.5
60	9.54	7.10	-41	-2.6
61	9.55	7.04	-41	-2.6
62	9.53	6.98	-42	-2.7
63	9.53	6.93	-42	-2.8
64	9.52	6.88	-43	-2.8
65	9.51	6.82	-43	-2.9
66	9.50	6.77	-43	-2.9
67	9.50	6.71	-45	-3.0
69	9.50	6.62	-45	-3.1
70	9.48	6.56	-46	-3.2
71	9.48	6.50	-46	-3.3
72	9.46	6.45	-47	-3.3
74	9.46	6.36	-48	-3.4
76	9.44	6.27	-48	-3.6
78	9.43	6.18	-49	-3.7
81	9.42	6.02	-50	-3.9
84	9.40	5.89	-50	-4.1
88	9.39	5.7	-51	-4.3
92	9.36	5.56	-53	-4.5
100	9.35	5.28	-55	-5.0
110	9.30	4.90	-58	-5.6
120	9.28	4.61	-60	-6.1
130	9.25	4.33	-62	-6.6
140	9.24	4.07	-65	-7.1
155	9.20	3.72	-66	-7.9
170	9.20	3.45	-67	-8.5

200	9.17	3.00	-70	-9.7
300	9.12	2.09	-76	-12.8
400	9.11	1.55	-78	-15.4
500	9.07	1.25	-80	-17.2
620	9.06	1.02	-81	-19.0
660	9.06	0.97	-82	-19.4
750	9.05	0.86	-82	-20.4
900	9.03	0.73	-85	-21.8
1000	9.08	0.67	-85	-22.6