

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.42 LABORATORIO DE ELECTRÓNICA

Trabajo Práctico N°1

Grupo 3

BERTACHINI, Germán	58750
LAMBERTUCCI, Guido Enrique	58009
LONDERO BONAPARTE, Tomás Guillermo	58150
MECHOULAM, Alan	58438
SCAPOLLA, Franco	58465

Profesor

COSSUTTA, Pablo Martín

Presentado: /19

Introducción

En el presente trabajo de laboratorio se realizaron diversas mediciones utilizando el osciloscopio, con el objetivo de comprender las funciones básicas del mismo y lograr desarrollar las habilidades de manejo de dicho instrumento. Se estudiaron circuitos de primer orden, haciendo uso, además del osciloscopio, del generador de funciones y del analizador de impedancias.

Desarrollo de la Experiencia

Filtro Pasa-bajos de Primer Orden

Se construyó en un protoboard el circuito mostrado en la figura 1. Para esto se hizo uso de una resistencia $R = 3,9 \text{ K}\Omega$ y un capacitor $C = 2,2 \text{ nF}$. Además, se utilizó el analizador de impedancias para determinar los valores reales de ambos componentes. Estos se encuentran registrados en la tabla (??).

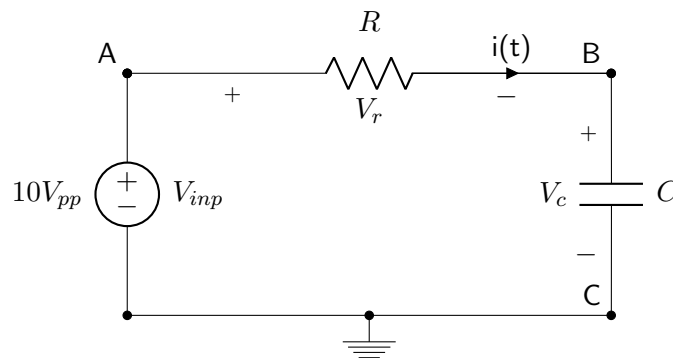


Figura 1: Filtro Pasa-bajos

Primeramente, se calculó la frecuencia de corte teórica utilizando los valores de referencia de los componentes, obteniéndose un valor de $18,55 \text{ KHz}$. Se prosiguió aplicando con la fuente una tensión senoidal de una amplitud de $9,81 \text{ V}$ para determinar la frecuencia de corte real de dicho circuito, siendo dicha frecuencia la que ocasiona que se produzca un desfase de 45° entre la señal de entrada y la señal de salida. El valor medido fue de $18,44 \text{ KHz}$.

Luego, conocida la frecuencia de corte real del circuito, se calculó el valor de la capacitancia para la nueva frecuencia de corte, tomando como valor del resistor primero el teórico y luego el medido por el analizador de impedancia (con el cual deberíamos obtener una medición más precisa). Los resultados de las mediciones se ilustran en la siguiente tabla:

$ V $	$ V_C $	R	$C_{calculado}$	C_{medido}	$Error$
9,81V	6,84V	$R_T = 3k90\Omega$	2,2126nF	2,238nF	1,13 %
9,81V	6,84V	$R_M = 3k87\Omega$	2,2297nF	2,238nF	0,37 %

Tabla 1: Valores obtenidos

A continuación, se midió la diferencia de fase entre la corriente y la tensión en el capacitor, y se verificó la suma vectorial de las tensiones, es decir $\vec{V} = \vec{V}_R + \vec{V}_C$. Siendo \vec{V} la tensión en la fuente, \vec{V}_c la tensión en el capacitor y \vec{V}_R la tensión en la resistencia.

Al ser \vec{i} (la corriente en el circuito) coplanar con \vec{V}_r se puede medir la diferencia de fase entre ambas tensiones y se hallará la diferencia entre la corriente y V_C . La diferencia de fase será siempre de 90 ya que la caída de tensión en la resistencia será puramente real y la caída de tensión en el capacitor será puramente imaginaria como se puede observar en el siguiente diagrama.

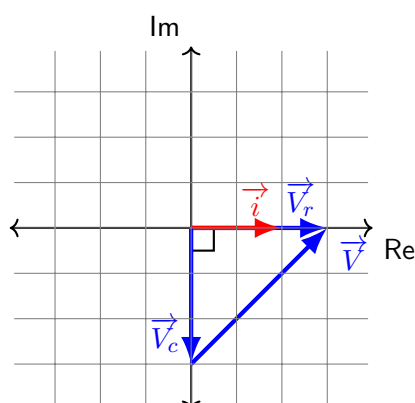


Figura 2: Diagrama vectorial de las tensiones

Esto se puede apreciar claramente en la captura de la pantalla del osciloscopio (3), donde la señal verde representa \vec{V}_R (coplanar con \vec{i}), la señal amarilla \vec{V} y la señal violeta \vec{V}_c . La captura se realizó trabajando sobre la frecuencia de corte por lo que se puede observar que el defasaje es de 45° entre ambas tensiones (\vec{V}_R y \vec{V}) y los módulos, por ende se representa la situación planteada en el dibujo (2).

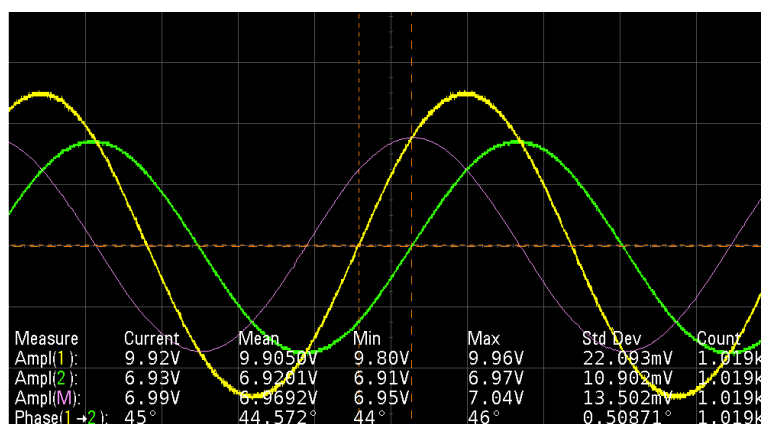


Figura 3: Relación de tensiones

Posteriormente se calculó analíticamente la transferencia del circuito, obteniéndose la expresión:

$$H(s) = \frac{V_C}{V} = \frac{1}{sCR + 1} = \frac{1}{s \cdot 8,58 \cdot 10^{-6} + 1} \quad (1)$$

Luego se tomaron varios valores tanto de V_C como de V_{gen} , barriendo frecuencias entre 10 Hz y 1 MHz . En la tabla ?? se pueden observar los valores medidos a las distintas frecuencias. De esta forma, con las mediciones tomadas fue posible realizar un gráfico de la transferencia para el circuito y compararlo punto a punto con el gráfico de Bode teórico construido según (1). A continuación puede apreciarse tal comparación:

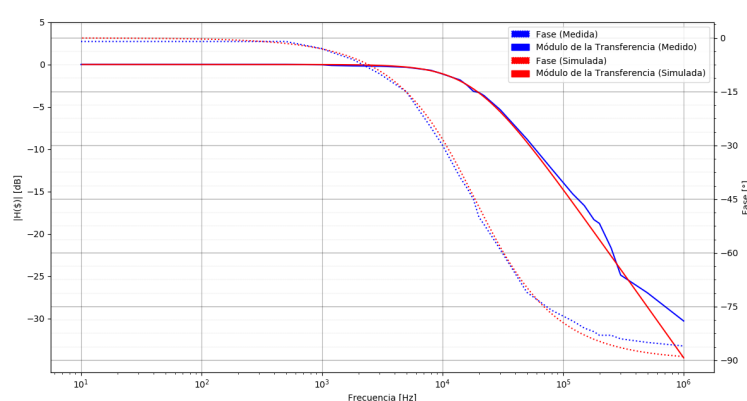


Figura 4: Diagramas de Bode - Medido vs Simulado

Se puede observar una discrepancia a altas frecuencias entre las curvas si-

muladas y medidas. Se atribuyen dichas diferencias a errores humanos, ya que este circuito, en frecuencias tan elevadas, atenúa la señal de entrada, haciendo que esta sea comparable con el ruido existente, por lo tanto existe una dificultad en tomar valores estables.

<i>Medición</i>	$ V $	$ V_c $	$ V_R $	f	$\frac{V_c}{V} [dB]$	$\theta_{\Delta t}$	θ_{XY}
1	9.94	9.94	0.173	10	0.00	1°	0.00°
2	9.81	9.81	0.171	500	0.00	1°	1.24°
3	9.81	9.77	0.514	1000	0.04	3°	2.60°
4	9.81	9.68	0.692	1200	0.12	4°	3.24°
5	9.81	9.62	1.034	1800	0.17	6°	5.13°
6	9.81	9.58	1.705	3000	0.21	10°	9.09°
7	9.81	9.44	2.539	5000	0.33	15°	15.73°
8	9.81	9.06	4.149	8000	0.69	25°	23.74°
9	9.81	8.61	4.906	10000	1.13	30°	27.90°
10	9.81	7.94	6.181	14000	1.84	39°	32.01°
11	9.81	7.38	6.564	16000	2.47	42°	38.45°
12	9.81	6.81	6.937	18000	3.17	45°	40.95°
13	9.81	6.70	7.525	20000	3.31	50°	42.60°
14	9.81	6.44	7.74	22000	3.66	52°	43.88°
15	9.81	5.31	8.4127	30000	5.33	59°	46.20°
16	9.81	3.56	9.282	50000	8.80	71°	65.83°
17	9.81	2.38	9.518	80000	12.30	76°	70.55°
18	9.81	1.69	9.631	120000	15.28	79°	76.28°
19	9.81	1.44	9.689	150000	16.67	81°	78.12°
20	9.81	1.19	9.716	180000	18.32	82°	78.41°
21	9.81	1.13	9.737	200000	18.77	83°	78.41°
22	9.81	0.44	9.766	250000	26.96	83°	78.41°
23	9.81	0.81	9.758	300000	21.66	84°	78.41°
24	9.81	0.56	9.777	500000	24.87	85°	78.41°
25	9.81	0.30	9.79	1000000	30.29	86°	78.41°

Tabla 2: H(\$)\$ - Filtro Pasa-bajos

Excitación con onda cuadrada

Se procedió a excitar el circuito con una señal cuadrada de amplitud $10V_{pp}$. Se consideraron tres frecuencias características que están relacionadas con la frecuencia de corte (f_c), siendo las mismas $0,1f_c$, f_c y $10f_c$ respectivamente.

Se puede entender a la señal de onda cuadrada como una composición de ondas de alta y baja frecuencia, estando las primeras componiendo los flancos y las segundas componiendo las zonas "llanas". Al excitar el circuito con una señal de $0,1f_c$ como se observa en la captura (5), la misma pasará casi sin modificaciones ya que ninguna frecuencia será filtrada.

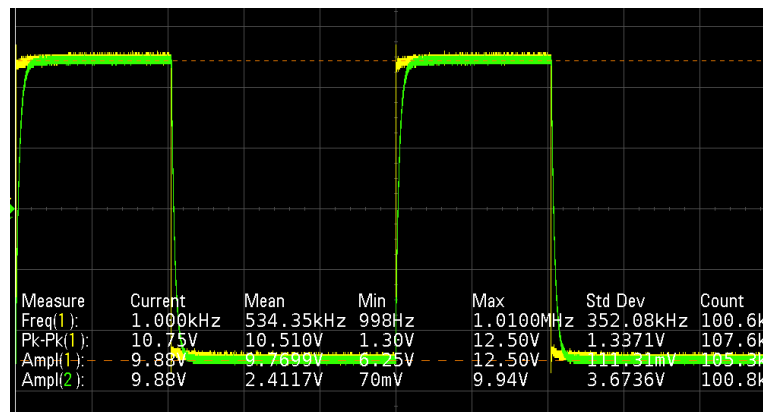


Figura 5: Respuesta del circuito ante señal cuadrada de baja frecuencia

Al subir a una frecuencia de f_c (6) se verá una deformación de la señal producto de la acción del filtro que se opone a las componentes senoidales de frecuencias altas e integra las de frecuencias bajas.

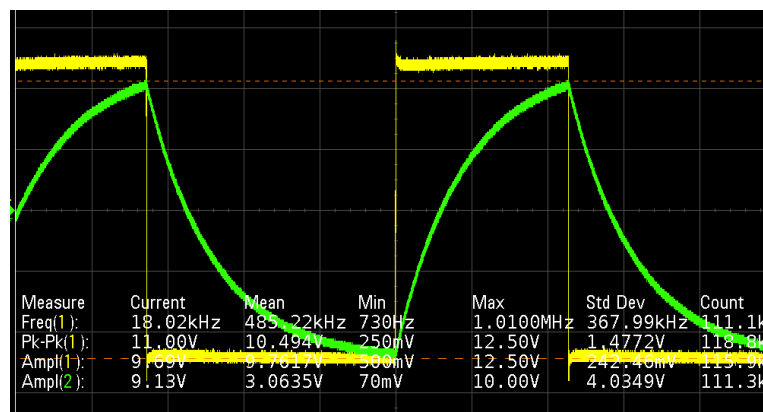


Figura 6: Respuesta del circuito ante señal cuadrada similar a la frecuencia de corte

A partir de $10f_c$ (7), se puede observar claramente el efecto integrador que tiene un filtro pasa-bajo sobre una señal cuadrada, filtrando las señales de alta frecuencia (presentes en los flancos) e integrando las señales de baja frecuencia. Este último hecho se refleja en que dichas ondas se visualizan como constantes a la entrada para luego ser convertidas a una recta a la salida, dando como

resultado una señal triangular de amplitud reducida. La demostración analítica se presenta al final de las imágenes.

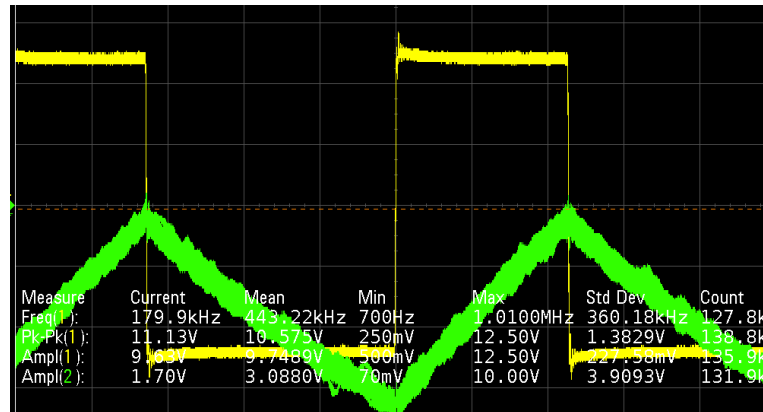


Figura 7: Respuesta del circuito ante señal cuadrada de alta frecuencia

Se vuelve a escribir la función transferencia del circuito:

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

La frecuencia de corte será $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

Véase que si $w \ll \frac{1}{RC}$, $|H(s)|_{dB} = -20\log\sqrt{1 + (\frac{w}{\frac{1}{RC}})^2} \approx -20\log 1 = 0$ de donde señales de frecuencia mucho menores a las frecuencias de corte no deberían verse filtradas. En efecto, si se considera $f = 0, 1f_c$, se tiene $|H(s)|_{dB} \approx -0,04dB$, lo cual implica una atenuación muy pequeña, de ahí que la señal de entrada pase prácticamente sin cambios.

Si se considera $w \gg \frac{1}{RC}$, se tiene que $|\frac{jw}{\frac{1}{RC}}| \gg 1$, de donde $|H(s)| \approx \frac{1}{s} \frac{1}{RC}$. Recordando que el término $\frac{1}{s}$ aparece al transformar una integral por Laplace, antitransformando se llega a que $V_o(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t V_i(t)dt$ y efectivamente para altas frecuencias la señal de salida resulta de integrar la señal de entrada.

Caída de tensión en la resistencia

Se calculó V_R como:

$$|V_R| = |V\angle 0 - V_c\angle \theta| \quad (2)$$

. Se grafica a continuación:

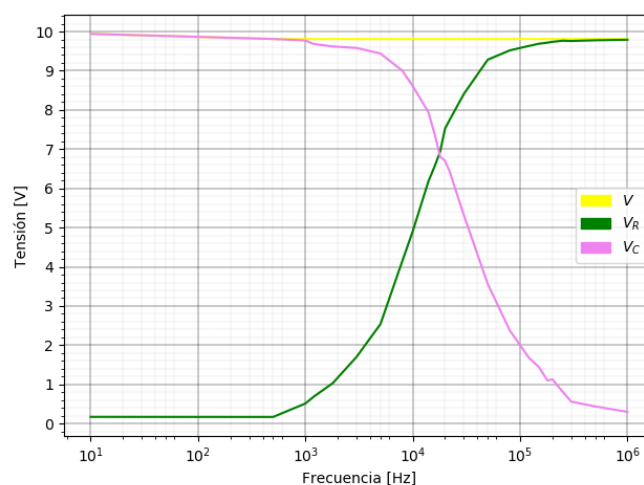


Figura 8: Relación entre las tensiones

en la figura (8) se puede observar como a medida que disminuye la tensión del capacitor aumenta la de la resistencia, al igual que el comportamiento del capacitor como Cable^a altas frecuencias, otra observación que se puede hacer es que el valor de $V = ||V_C + V_R||$

Capacitancia residual al medir

En esta sección del trabajo se investigó cómo se comporta la capacidad inherente al osciloscopio y sus puntas.

Primero, se utilizaron las puntas en **modo x10**. Se calculó la frecuencia de corte presente en dicho circuito considerando que la capacitancia equivalente de las puntas en dicho modo, visto en clase, es de 12pF y tomando como referencia R_T . Se obtuvo una frecuencia de corte teórica de $3,40\text{MHz}$.

Luego, haciendo uso del analizador de impedancia a esa frecuencia se observó que la capacitancia de las puntas era $15,85\text{pF}$. Por otro lado, se buscó la frecuencia de corte con este último equipo obteniendo una frecuencia de $2,9\text{MHz}$ con una capacitancia asociada de $16,05\text{pF}$. Se repite el proceso utilizando la R_M . Se llegó a los datos expresados en la siguiente tabla:

R	$C_{\text{calculado}}$	C_{medido}	Error
$R_T = 3k90\Omega$	$15,85\text{pF}$	$16,05\text{pF}$	1,24 %
$R_M = 3k87\Omega$	$16,32\text{pF}$	$16,20\text{pF}$	0,74 %

Tabla 3: Capacitancia asociada usando una punta en modo x10

Luego, se utilizaron las puntas en **modo x1**. Se calculó la frecuencia de corte presente en dicho circuito considerando que la capacitancia equivalente de las puntas en dicho modo, visto en clase, es de $104pF$ y tomando como referencia R_T . Se obtuvo una frecuencia de corte teórica de $3,95MHz$.

Después, haciendo uso del analizador de impedancia a esa frecuencia se observó que la capacitancia de las puntas era $84pF$. Por otro lado, se buscó la frecuencia de corte con este último equipo obteniendo una frecuencia de $6,7MHz$ con una capacitancia asociada de $70pF$. Se repite el proceso utilizando la R_M . Se llegó a los datos expresados en la siguiente tabla:

R	$C_{calculado}$	C_{medido}	$Error$
$R_T = 3k90\Omega$	$84pF$	$72pF$	16,6 %
$R_M = 3k87\Omega$	$84,5pF$	$71pF$	19 %

Tabla 4: Capacitancia asociada usando una punta en modo x1

Conclusiones

Como primera conclusión, se pudo observar claramente la diferencia entre los valores teóricos aportados por el fabricante y los valores a los cuales se llega empíricamente en el laboratorio. El principal instrumento que permite visualizar dicha brecha entre lo empírico y lo teórico es el analizador de impedancia ya que nos indica la magnitud real ya sea de resistividad o de capacitancia del componente que está siendo usado. Dicha diferencia se ve reflejada en una reducción significativa del error al hacer uso del valor empírico de la resistencia para el cálculo de la capacitancia, obteniendo una reducción del error de 32.74 %.

Por otro lado, también debido a las diferencias planteadas anteriormente, la frecuencia de corte del circuito a la que se llegó teóricamente difiere, aunque en baja proporción, de la obtenida al realizar la práctica.

También, se pudo observar la diferencia entre medir la diferencia de fase usando los métodos $\theta_{\Delta t}$ y θ_{XY} , siendo el primero el método más práctico y eficaz mientras que el segundo requiere de un más largo procedimiento. Sin embargo, el método θ_{XY} es de gran utilidad para visualizar las relaciones geométricas entre las magnitudes medidas si fuera necesario.

Es necesario mencionar que para ningún cálculo se considera la capacitancia asociada al cable coaxial del generador de funciones ni a las puntas de osciloscopio utilizadas ya que para los valores de capacitancia manejados, dicha capacitancia residual se vuelve despreciable por estar varios ordenes de magnitud por debajo.

El caso de la capacitancia residual tiene su apartado especial en el que se puede observar claramente como la estructura de los instrumentos de medición difiere de tener un carácter ideal, dependiendo la magnitud de su capacitancia

según el modo en que se utilizan las puntas. Es indispensable siempre ser consciente de dicho efecto ya que puede afectar gravemente las mediciones ante circuitos donde la capacitancia residual no es despreciable respecto de la propia del circuito.

Respecto de los diagramas de Bode, se puede apreciar una gran similitud entre el simulado y el obtenido empíricamente. Se estima que las pequeñas diferencias observadas se deben a la limitada cantidad de puntos obtenidos en el laboratorio en comparación con el mayor muestreo que obtiene un programa como LTSpice al simular dicho circuito.

Filtro Pasa-altos de Primer Orden

Con los mismos elementos utilizados para armar el circuito (1), se elaboró el circuito pasa altos (9). Su transferencia se calculó analíticamente obteniéndose:

$$H(\omega) = \frac{V_C}{V} = \frac{\omega CR}{\omega CR + 1} = \frac{\omega \cdot 8,58 \cdot 10^{-6}}{\omega \cdot 8,58 \cdot 10^{-6} + 1} \quad (3)$$

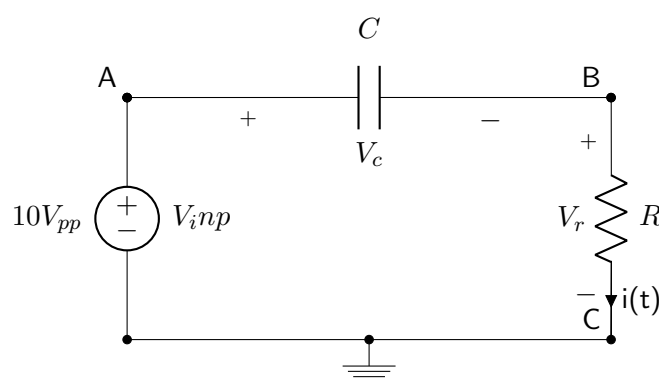


Figura 9: Filtro Pasa-altos

Al igual que con el filtro pasabajos, se procedió a medir varios puntos de la tensión de la resistencia y de la fuente, variando la frecuencia. Así se graficó la transferencia medida y se la comparó con la teórica hallada en (3), dando como resultado los siguientes diagramas de Bode:

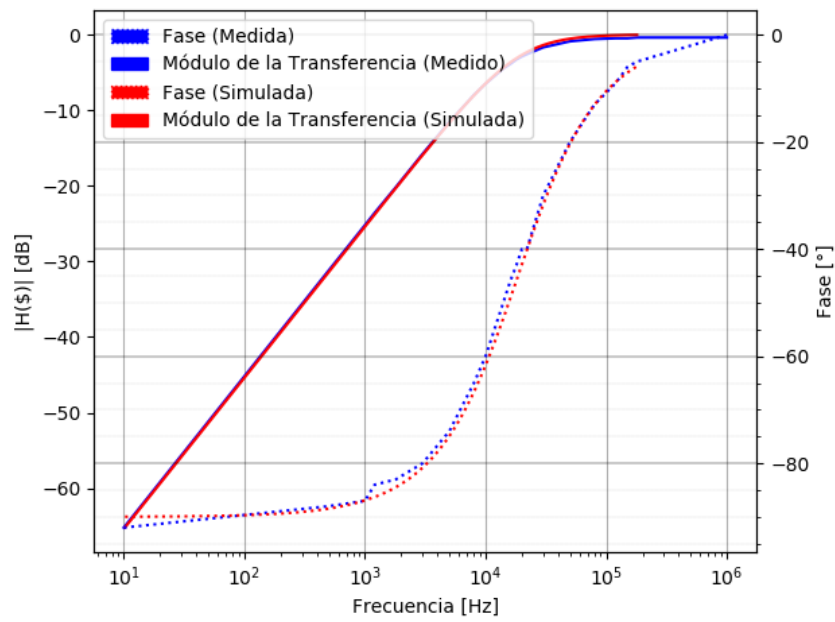


Figura 10: Diagramas de Bode - Medido vs Simulado

<i>Medición</i>	$ V_{in} $	$ V_c $	$ V_r $	f	$\frac{V_r}{V} [dB]$	$\theta_{\Delta t}$
1	9.94	9.865	0.075	10	-65.2	-92°
2	9.94	9.34	0.6	500	-31.2	-88°
3	9.94	9.04	0.9	1000	-25.2	-87°
4	9.94	8.84	1.1	1200	-23.6	-84°
5	9.94	8.64	1.3	1800	-20.2	-83°
6	9.94	7.94	2	3000	-15.8	-80°
7	9.94	6.83	3.11	5000	-11.6	-74°
8	9.94	5.53	4.41	8000	-8	-65°
9	9.94	5.13	4.81	10000	-6.50	-60°
10	9.94	3.74	6.2	14000	-4.50	-50°
11	9.94	3.1	6.84	16000	-3.9	-46°
12	9.94	3.03	6.91	18000	-3.3	-43°
13	9.94	2.93	7.01	20000	-2.9	-41°
14	9.94	2.66	7.28	22000	-2.6	-40°
15	9.94	1.71	8.23	30000	-1.7	-30°
16	9.94	1.01	8.93	50000	-0.9	-20°
17	9.94	0.63	9.31	80000	-0.57	-13°
18	9.94	0.25	9.69	120000	-0.5	-9°
19	9.94	0.23	9.71	150000	-0.40	-6°
20	9.94	0.22	9.72	180000	-0.4	-5°
21	9.94	0.22	9.72	1000000	-0.4	-3°

Tabla 5: $H(f)$ - Filtro Pasa-altos

Excitación con onda triangular

Se procedió a excitar el circuito con una triangular de amplitud $10V_{pp}$. Se consideraron tres frecuencias características que están relacionadas con la frecuencia de corte (f_c), siendo las mismas $0,1f_c$, f_c y $10f_c$ respectivamente.

Se puede entender a la señal de onda triangular como un tipo de señal periódica que presenta unas velocidades de subida y bajada (Slew Rate) constantes.

Al excitar el circuito con una señal de $0,1f_c$ como se observa en la captura (11), se hará presente el efecto derivador que tiene el filtro sobre dicha señal dando como resultado una cuadrada. Esto se debe a que las pendientes de la señal se consideran una recta que al ser derivada dará como resultado una constante.

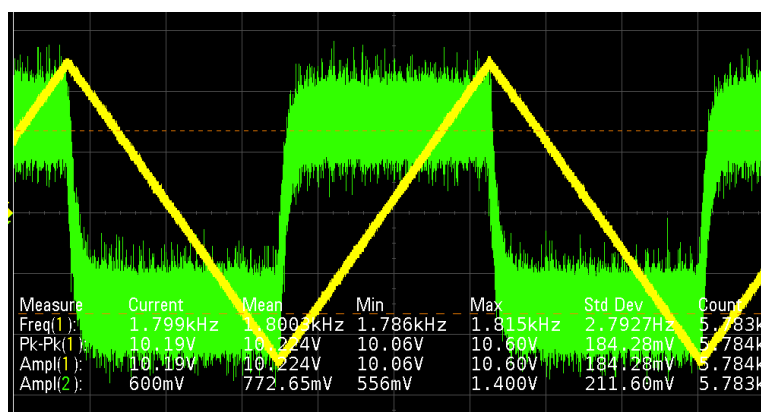


Figura 11: Respuesta del circuito ante señal triangular de baja frecuencia

Al subir a una frecuencia de f_c (12) se verá una deformación de la señal producto de la acción del filtro que se opone a las frecuencias bajas.

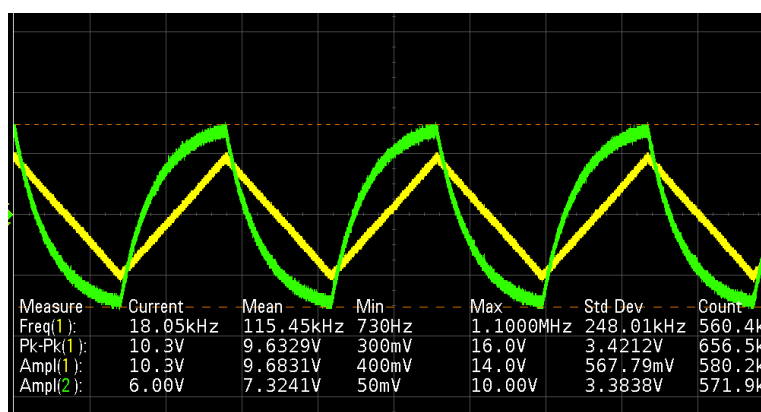


Figura 12: Respuesta del circuito ante señal triangular similar a la frecuencia de corte

A partir de $10f_c$ (13), se puede observar claramente como el filtro deja pasar a toda la señal ya que todas las senoidales que la componen tienen una frecuencia mayor a su f_c dando como resultado una señal a la salida casi idéntica a la original. La demostración analítica se presenta al final de las imágenes.

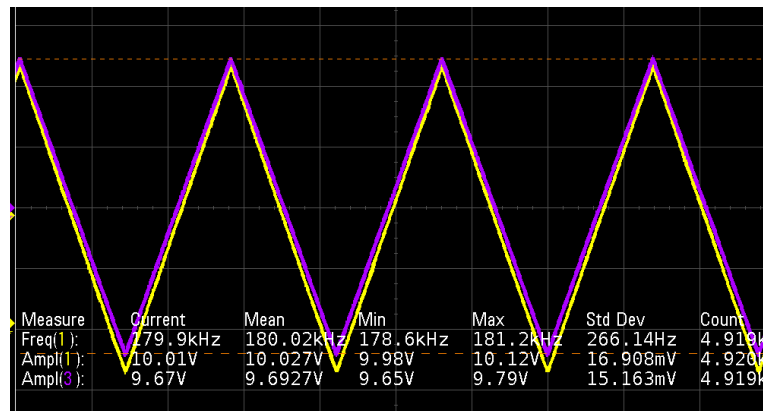


Figura 13: Respuesta del circuito ante señal triangular de alta frecuencia

Se considera nuevamente la transferencia del circuito:

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

La frecuencia de corte es $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. Observamos que para $w \gg \frac{1}{RC}$, $|H(s)|_{dB} = 20\log(\frac{w}{RC}) - 20\log\sqrt{1 + (\frac{w}{RC})^2} \approx 20\log(\frac{w}{RC}) - 20\log(\frac{w}{RC}) = 0$. De donde efectivamente se espera que las señales con frecuencias mucho más altas que la frecuencia de corte no se vean atenuadas por el filtro. En particular, si $w = 10f_c$, $|H(s)|_{dB} \approx -0.04dB$, por lo cual es sensato el hecho de que la señal con frecuencia $10f_c$ pasé por el filtro prácticamente sin atenuación.

Si consideramos $w \ll \frac{1}{RC}$, $|\frac{jw}{1}| \ll 1$ de donde $|H(s)| \approx sRC$. En este caso, antitransformando con Laplace tenemos $V_o(t) = RC \frac{dV_i(t)}{dt}$. Luego, efectivamente la señal de salida está dada por la derivada de la señal de entrada.

Sincronización de Instrumentos

En este punto se utilizó el barrido automático del generador de funciones, para visualizar en el osciloscopio la respuesta en frecuencia del circuito de la figura (1). Se realizó la medición aproximada utilizando dos métodos.

Modo XY con dos Generadores

Este método consiste en utilizar un generador para realizar un barrido por el eje horizontal del osciloscopio utilizando una señal en forma de rampa mientras que se usa otro como entrada al circuito barriendo a lo largo de las frecuencias de 1 Hz y 200 kHz , mostrándose en el eje vertical la salida del circuito.

Para realizar esta medición hubieron varios intentos ya que se presentaron mayores dificultades a la hora de sincronizar los generadores entre si y lograr obtener una imagen coherente en el modo deseado. Una vez podido sincronizar los generadores, se debió ajustar el período de la rampa de tal manera que un ciclo dure un poco más que el barrido en frecuencia. De no haber sido así, a veces el barrido en frecuencia lograba ser disparado dos veces en un mismo ciclo de la rampa, proporcionando una imagen no coherente en el osciloscopio.

Finalmente, se logró visualizar la respuesta en frecuencia del circuito de forma aproximada

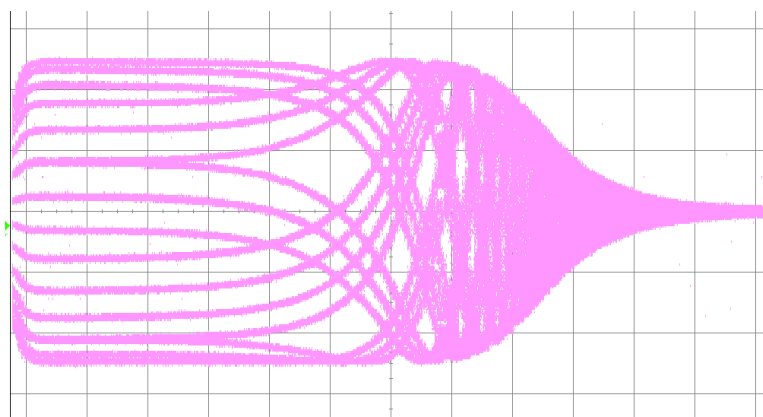


Figura 14: Medición de la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 1 utilizando el método XY y dos generadores.

Si bien este método no es muy preciso, permite visualizar cómo se comportará la salida de un circuito a distintas frecuencias. Se puede observar en la figura (14) como la salida es atenuada cuanto mayor es la frecuencia, comprobando el correcto funcionamiento del filtro medido.

Modo Normal

Por otro lado, se utilizó el modo normal, disparado acordemente, es decir, utilizando un solo generador de funciones.

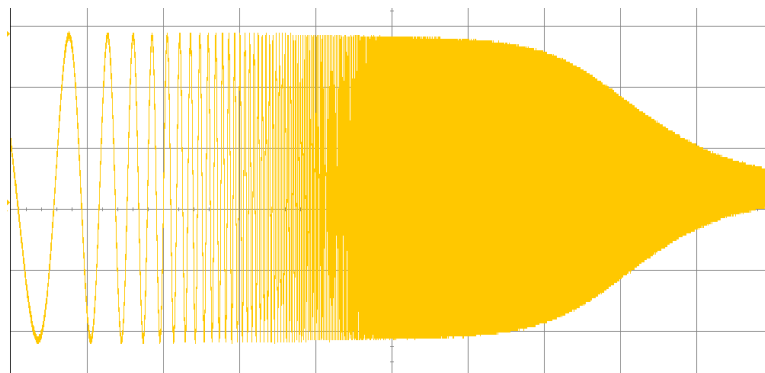


Figura 15: Medición de la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 1 utilizando el modo normal del trigger.

Se utilizó un barrido en frecuencia desde 100 mHz hasta 100 kHz , en un período total de 2 segundos con una amplitud de 5 volt pico a pico. Para lograr visualizar la mayor parte de la respuesta en frecuencia, se utilizó el modo Single del osciloscopio, con el trigger en una amplitud igual a la de la salida al comienzo del barrido. Se observó que este modo de usar el osciloscopio puede ser una forma fácil de visualizar a la respuesta en frecuencia de un circuito de forma rápida y muy aproximada. No se presentaron mayores dificultades a la hora de realizar la medición.

Se puede observar en la figura (15) como el circuito responde atenuando la salida a las altas frecuencias, comprobando el correcto funcionamiento del filtro pasa-bajos medido.

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio

Finalmente, se midió la respuesta en frecuencia del Agilent DSO6014A del laboratorio, activando los filtros AC y BW. Se esperaba, según la teoría, que la respuesta sea similar a la de un filtro pasa-banda, atenuando las frecuencias muy bajas y muy altas. Esto es, realizando a priori la suposición de que el generador de funciones nos proporcionará una amplitud de señal constante a todas las frecuencias.

Para realizar la medición, se conectó el osciloscopio con las puntas en x10 previamente calibradas, se activaron los filtros y se conectaron las puntas del osciloscopio a la salida de un generador de funciones con una señal sinusoidal de 20 voltios pico a pico para minimizar la lectura de ruido. Se comenzó a medir desde una frecuencia muy pequeña, de 10 *mHz*, obteniendo la ganancia de tensión midiendo pico a pico la señal del osciloscopio y dividiéndola por el valor mostrado en el generador. Se finalizó la medición con la mayor frecuencia que admite el generador usado, de 15 *MHz*.

Finalmente, se utilizó python para graficar la respuesta en frecuencia en amplitud del osciloscopio con los filtros BW y AC, observado en la figura 16.

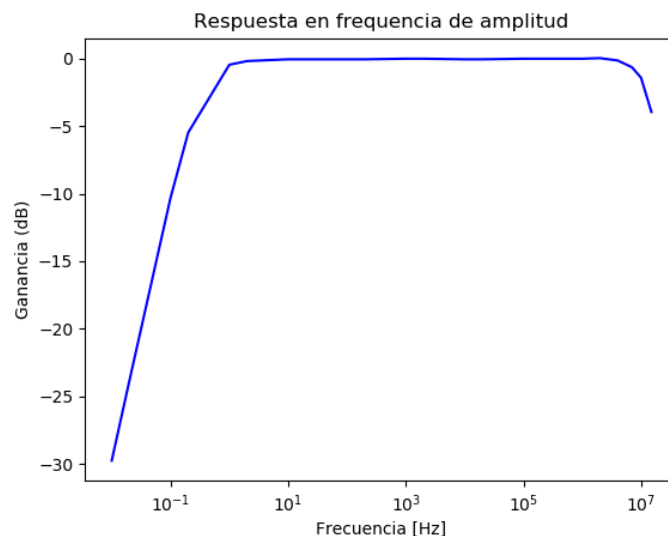


Figura 16: Gráfico de la respuesta en frecuencia del DSO6014A con los filtros BW y AC.

No habiendo quedado conforme con el generador utilizado y su rango de frecuencias, se decidió volver a realizar la medición con el mismo osciloscopio pero utilizando otro generador de funciones cuyo límite de frecuencia era de 50 *MHz*. Se repitieron todos los pasos anteriores para realizar la medición, sin embargo, se detectaron comportamientos anómalos en las frecuencias medias

que en la medición anterior no se hicieron presentes. La ganancia medida para estos valores de frecuencia eran de alrededor de los 4 dB. Se atribuyó este error al osciloscopio, ya que este se trabó varias veces.

Tras esta medición, se decidió comenzar con las mediciones de nuevo minimizando el error cometido. Se utilizaron dos puntas de osciloscopio, ambas para medir la salida del generador pero activando los filtros solo en una de ellas. Se calculó la ganancia de tensión y fase entre las dos lecturas. Sin embargo, se concluyó que el osciloscopio estaba trabajando de forma no óptima o errónea, ya que las mediciones anteriores de amplificación volvieron a surgir, pero tras configurar nuevamente el menu de medición del osciloscopio, la medición que se estaba realizando en el momento cambió a un resultado más sensato. Se decidió terminar la medición de todos modos y presentar la siguiente transferencia de tensión junto a la fase en función de la frecuencia.

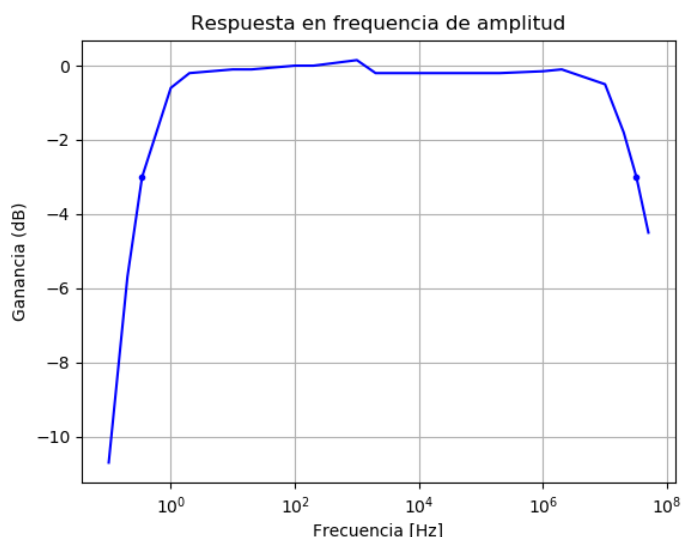


Figura 17: Gráfico de la respuesta en frecuencia de amplitud del DSO6014A con los filtros BW y AC segunda medición.

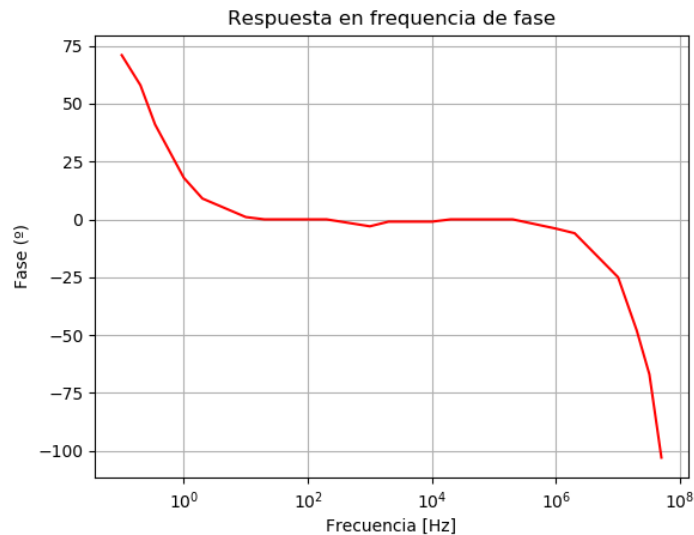


Figura 18: Gráfico de la respuesta en frecuencia de fase del DSO6014A con los filtros BW y AC segunda medición.

Se puede observar que en la práctica la respuesta en frecuencia del osciloscopio resultó ser un pasabanda, que atenúa frecuencias menores a $\approx 1 \text{ Hz}$ y mayores a $\approx 1 \text{ MHz}$. Estos resultados verifican la suposición hecha con ayuda de los conocimientos de la teoría. Se observa también que los filtros utilizados limitan al osciloscopio en ancho de banda significativamente, ya que según el fabricante la frecuencia a la que se atenúan las señales por 3 dB es de 100 MHz , mientras que en la figura 17 puede verse que esa frecuencia es de 32 MHz .

Si se comparan los datos obtenidos con los datos del fabricante:

BANDWIDTH \rightarrow MSO/DSO601xA: DC to 100 MHz
 AC-COUPLED \rightarrow MSO/DSO601xA: 3.5 Hz to 100 MHz
 BW LIMIT \rightarrow MSO/DSO601xA: 20 MHz selectable

Se presentan diferencias grandes respecto a la práctica, ya que la frecuencia de corte medida para las frecuencias muy bajas es de 345 mHz mientras que la frecuencia de corte provista por el fabricante es de $3,5 \text{ Hz}$. No se logró hallar una razón que logre explicar esta discrepancia, ya que mismas mediciones realizadas por otras personas en distintos momentos reportaron la misma frecuencia de corte. Se concluye que la hoja de datos del osciloscopio debe tener una falla.

Respecto a la frecuencia de corte para las frecuencias altas, se encontró que esta se situaba a una frecuencia de 32 MHz , también distinta a la provista por el fabricante. Tampoco se logró encontrar alguna explicación a esta discrepancia, aunque es imposible descartar la cantidad de problemas que hubo con el osciloscopio utilizado como fuente de error en la medición.