

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.42 LABORATORIO DE ELECTRÓNICA

Trabajo práctico 1

Grupo 7

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

Profesores

COSUTTA, Pablo Martín
WEILL, María Alejandra
SALVATI, Matías Damián

Presentado: 28/08/2018

Índice

1	Introducción	2
2	Circuito RC	2
2.1	Impedancia de los componentes	2
2.2	Pasa bajos	3
2.2.1	Fase de V_C	3
2.2.2	Respuesta en frecuencia	5
2.2.3	Respuesta a señales cuadradas	6
2.3	Circuito pasa altos	8
2.3.1	Análisis Matemático	9
2.3.2	Respuesta en frecuencia	9
2.3.3	Respuesta a señales triangulares	10
3	Análisis en frecuencia del RC mediante sweep del generador	12
4	Respuesta en frecuencia del osciloscopio	13
5	Anexo: mediciones	16
5.1	Respuesta en frecuencia circuito RC pasabajos	16
5.2	Respuesta en frecuencia circuito RC pasaaltos	17
5.3	Respuesta en frecuencia osciloscopio	18
5.3.1	Punta x1	18
5.3.2	Punta x10	19

1 Introducción

El objetivo de este trabajo es familiarizarse con el uso de los instrumentos de medición del laboratorio de electrónica, en especial con el osciloscopio como instrumento de medición básico.

Es así como se realiza mediciones sobre un circuito RC y uno CR, en modo normal y en modo XY. Además, se aprendió a realizar barridos en frecuencia al comunicar dos generadores entré si para sincronizar el trigger con el inicio de la secuencia de barrido. Se realizaron mediciones de respuesta en frecuencia y se observó el efecto de algunos filtros sobre la respuesta del osciloscopio mismo.

2 Circuito RC

Un circuito RC consta de una resistencia en serie con un capacitor. Esta configuración resulta en un filtro de primer orden, que se puede utilizar como pasa bajos o como pasa altos, según si la salida se mide en el capacitor o en la resistencia respectivamente. En este trabajo práctico se armó un circuito de este tipo y se analizó su comportamiento para los dos casos mencionados.

2.1 Impedancia de los componentes

Los valores comerciales que se procuró conseguir fueron $R = 5.6k\Omega$ y $C = 1.2nF$. Los componentes elegidos fueron un resistor de metal-film y un capacitor de film, ambos con una tolerancia del 5%.

Para testear la precisión de estos valores, se buscó contrastarlos con los medidos directamente a través del analizador de impedancias, e indirectamente a través de la tensión en el capacitor y en la entrada. Con estos últimos valores, y midiendo a su vez a R y a la frecuencia, aplicando un divisor de tensiones obtenemos que:

$$V_c = \frac{1}{sCR + 1} \cdot V_{in} \quad (1)$$

Reemplazando la frecuencia compleja s por $i2\pi f$ y tomando módulo de la expresión resultante, el valor de C se calcula entonces como:

$$C = \frac{\sqrt{\left|\frac{V_{in}}{V_C}\right|^2 - 1}}{2\pi f R}$$

La frecuencia donde se realizaron estas mediciones fue la de corte, que se tomó como $24.3kHz$, donde la atenuación correspondía a $2.9dB$ (el valor más cercano que se obtuvo a los $3dB$ que teóricamente caen en esta frecuencia).

	$ V_{in} (V)$	$ V_C (V)$	$R(k\Omega)$	C calculado (nF)	C medido (nF)	Error(%)
R teórico	5.26	3.75	5.600	1.150	1.139	1.00
R medido	5.26	3.75	5.596	1.151	1.139	1.07

Tabla 1: error del C calculado respecto del teórico a partir del R teórico y del medido.

La tabla anterior sugeriría que el valor obtenido a partir del analizador de impedancias de R es menos preciso que el comercial. Sin embargo, cabe destacar que la diferencia entre ambos valores de R , y también entre los de C , es de menos de un 1%, con lo cual podría despreciarse esta diferencia y concluir que, a fines prácticos, ambos valores son iguales. Por otro lado, si bien se utilizó el valor de C medido a la frecuencia de corte, si se cambiaba la frecuencia en el analizador de impedancias el mismo variaba considerablemente ($1.144nF$ a $10kHz$, $1.122nF$ a $100kHz$), con lo cual es razonable concluir que en el valor calculado hay otras fuentes de error, provenientes de que el modelo de capacitor utilizado deja de lado consideraciones como la inductancia y resistencia de las patitas y

los cables, que pueden estar influyendo en las mediciones del osciloscopio. Dicho en otras palabras: quizás no sea del todo correcto considerar que la caída de tensión medida en el capacitor corresponde puramente a reactancia capacitiva, y análogamente para la resistencia.

2.2 Pasa bajos

En primer lugar, se conectó el circuito en su configuración pasabajos, es decir tomando la tensión de salida como la que cae en el capacitor, de acuerdo a lo ilustrado por el siguiente esquema:

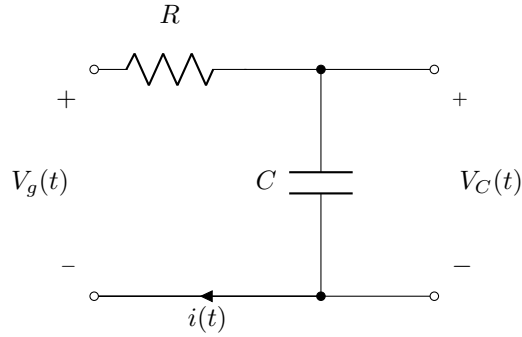


Figura 1: circuito RC pasabajos

2.2.1 Fase de V_C

Habiendo determinado empíricamente la frecuencia de corte como $24.3kHz$, de acuerdo a lo explicado en la sección anterior, se procedió a medir la fase entre la tensión en el capacitor y la corriente en el mismo, para verificar qué tanto se ajusta el modelo puramente capacitivo para este componente.

Como la corriente que circula por la resistencia es la misma que la que queremos medir, y este elemento no produce un desfasaje de corriente apreciable (el analizador de impedancias indicaba una fase de -0.003°), en lugar de medirse la fase entre V_C e i , se midió entre V_C y V_R utilizando el osciloscopio. Sin embargo, para medir de esta forma también hubo que tener otras consideraciones, a saber: debido a que las tierras de los distintos canales de este instrumento están conectadas entre sí, si se conectase una punta a V_R y otra a V_C , se produciría un cortocircuito que anularía los efectos del capacitor. Por lo tanto, para obtener la tensión en la resistencia se midió la tensión de entrada y se utilizó la función de resta de canales del osciloscopio, finalmente obteniendo V_R como $V_{in} - V_C$. Se obtuvo entonces la siguiente medición, con tensión de entrada $20V_{pp}$:

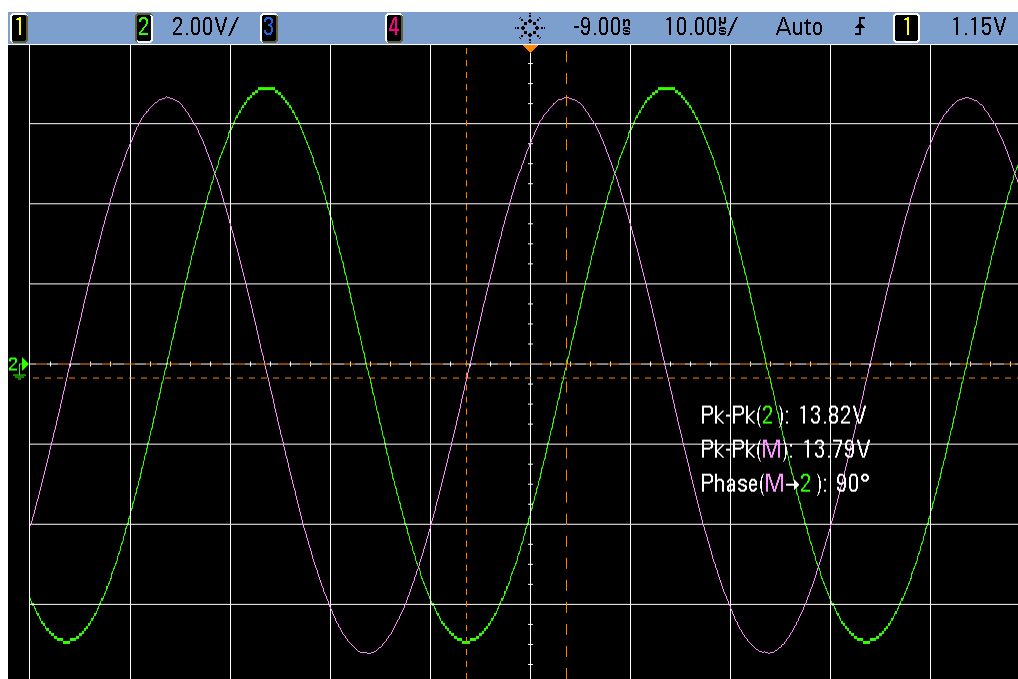


Figura 2: fase entre V_C e i

Se observa que la tensión en la resistencia adelanta 90° a la del capacitor, o lo que es lo mismo, la tensión en el capacitor atrasa 90° a la corriente. Este es exactamente el comportamiento que esperábamos de un componente puramente capacitivo (lo cual no implica que se pueda considerar ideal para cualquier f , sobre todo teniendo en mente lo discutido en la sección anterior). Se puede confeccionar a partir de estos datos el siguiente diagrama fasorial:

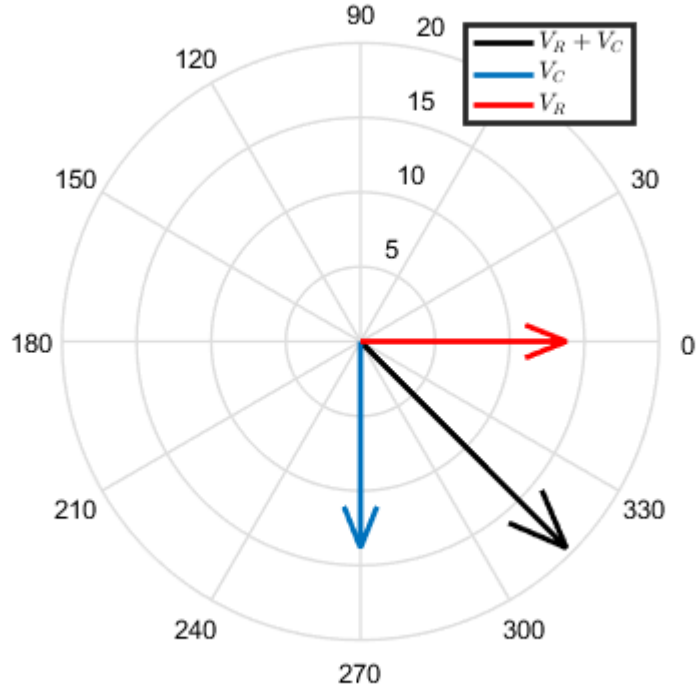


Figura 3: diagrama fasorial de tensiones

En este último gráfico se puede apreciar que sumando ambas tensiones se recupera $V_{in} = 20V$, y que la misma está aproximadamente 45° adelantada respecto de V_R y 45° atrasada respecto de V_C . Esto se debe a que, en módulo, el potencial que cae en ambos componentes es prácticamente el mismo para esta frecuencia ($24kHz$).

2.2.2 Respuesta en frecuencia

A partir de la ecuación 1, podemos despejar la función transferencia $H(s) = \frac{V_c}{V_{in}}$, de lo cual reacomodando los coeficientes para mayor claridad se obtiene:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s}{\left(\frac{1}{RC}\right)} + 1} \quad (2)$$

Como esta ecuación corresponde a un sistema BIBO-estable, para obtener la respuesta en frecuencia del circuito basta evaluar en $s = i2\pi f$. Resulta entonces que este circuito tiene un polo simple en $\omega_p = 2\pi f_p = \frac{1}{RC}$, de lo cual reemplazando por los valores medidos en el analizador de impedancias se obtiene que, analíticamente, la frecuencia de corte es $f_p \simeq 25kHz$. El error de este valor respecto de los $24.3kHz$ medidos en la sección 2.1 es de un 3

Para $f \ll f_p$, se esperaría que la señal no se atenúe, pues a medida que f se hace despreciable frente a f_p , $|H(f)| \rightarrow 1$. A su vez, debido a que el circuito es de primer orden, se debería obtener una atenuación de $20dB$ por década para $f \gg f_p$, y como ya se mencionó previamente, $|H(f_p)| = -3dB$.

Respecto de la fase, debería observarse que $\angle H(f)$ comience en 0° para frecuencias bajas, sea 45° en f_p y se estabilice en 90° , siguiendo el comportamiento de la función arcotangente en las transiciones.

Midiendo la tensión pico a pico en la entrada y en el capacitor, así como la fase entre ellas, a distintas frecuencias, se obtuvo el diagrama de bode del circuito¹. Para compararlo con lo que esperábamos a partir del análisis teórico se superpusieron los gráficos utilizando *Matlab*:

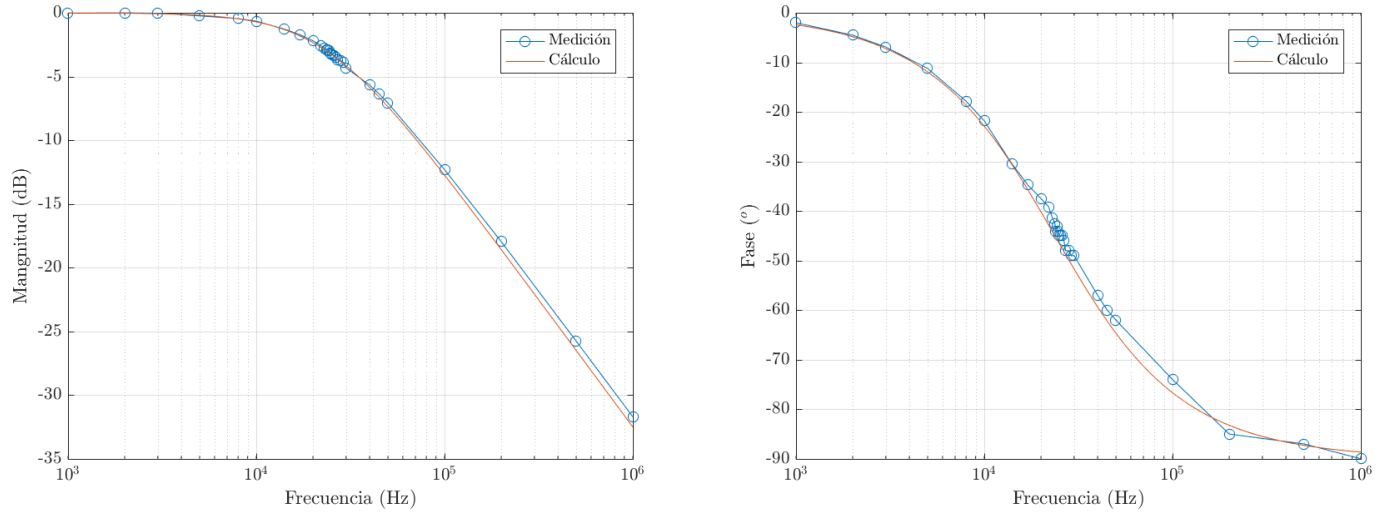


Figura 4: diagrama de Bode del circuito RC pasabajos

Se observa que el modelo teórico utilizado predice con una considerable precisión los resultados obtenidos experimentalmente. Esto es especialmente cierto para frecuencias bajas, donde los gráficos se encuentran prácticamente superpuestos. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta (para frecuencias mayores a f_p), las diferencias se hacen más apreciables, sobre todo en la fase. Esto puede deberse a que la impedancia producto de las inductancias parásitas presentes en el circuito (por ejemplo en las patitas de los componentes, o inherentes al proceso de fabricación de los mismos) se hacen menos despreciables al aumentar la frecuencia. Asimismo, al aumentar la atenuación, la tensión de salida se hace más pequeña y, por lo tanto, más susceptible a pequeños ruidos externos. Para la fase se suma a todo esto el hecho de que los intervalos de tiempo que representan un grado se van haciendo cada vez más pequeños y, por lo tanto, el error relativo de estas mediciones aumenta.

2.2.3 Respuesta a señales cuadradas

Se excitó al circuito con señales cuadradas de distintas frecuencias. Para las imágenes de esta sección, la señal amarilla representa la entrada y la verde la salida.

¹Las mediciones se encuentran tabuladas en el anexo

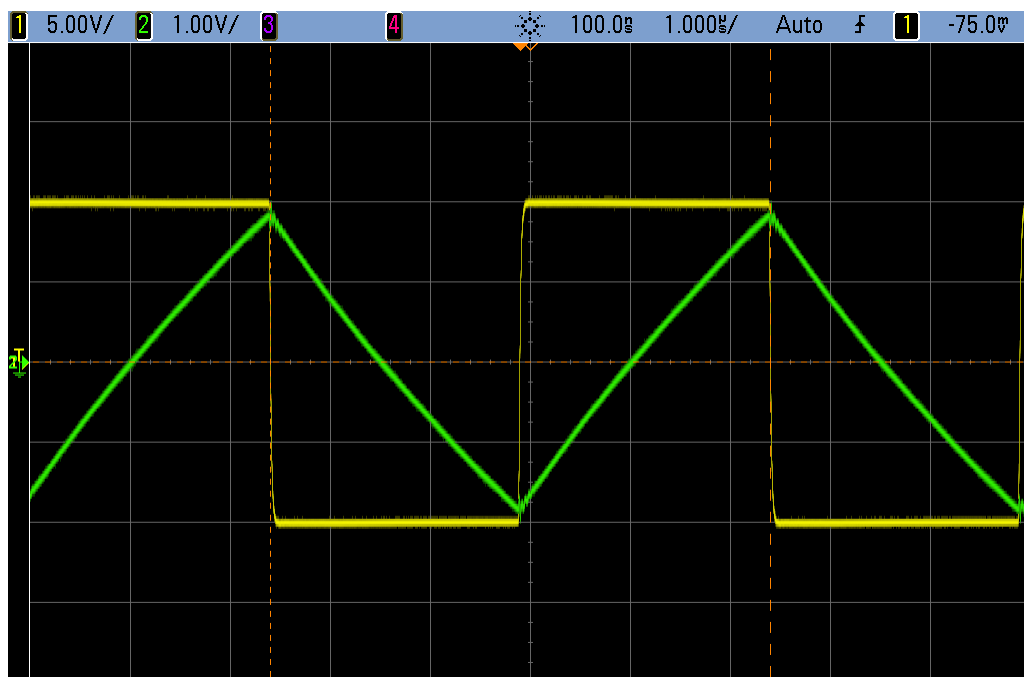


Figura 5: respuesta a señal cuadrada de $200kHz$

Para esta frecuencia, que es casi 10 veces mayor que la frecuencia de corte, el circuito se comporta como un integrador, convirtiendo la cuadrada de la entrada en una señal triangular. Esto coincide con lo que predice la función transferencia 2 para estas frecuencias: si $f \gg f_p$, entonces $H(s) \simeq \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s}$, que corresponde a un integrador.

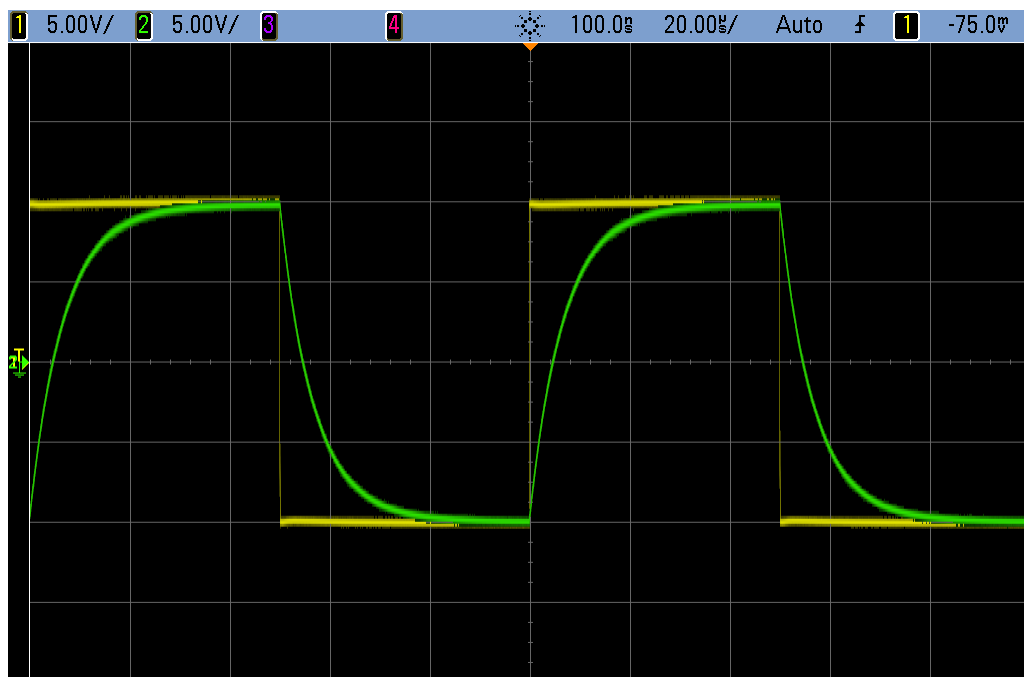


Figura 6: respuesta a señal cuadrada de $10kHz$

En este caso, con una frecuencia del mismo orden que f_p , el circuito ya no se comporta como integrador. En cambio, como aquí el tiempo en que la señal se mantiene constante ($\frac{T}{2} = 50\mu s$) es del mismo orden que el tiempo que tarda el circuito a llegar al régimen permanente ($6\tau = 6RC \simeq 38\mu s$), lo que se observa es el proceso de carga y descarga del capacitor.

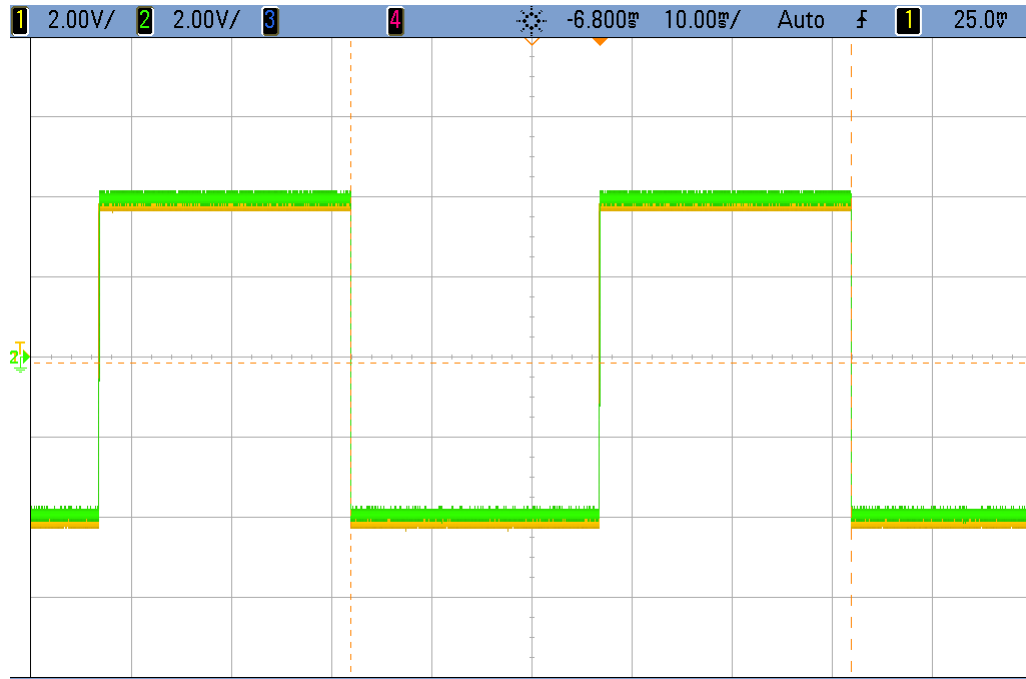


Figura 7: respuesta a señal cuadrada de $20Hz$

Por último, en este caso la forma de la señal se conserva completamente. Esto se debe a que el tiempo del transitorio es despreciable frente al período de la señal de entrada.

2.3 Circuito pasa altos

En esta seccion se analizara un circuito RC pasa altos

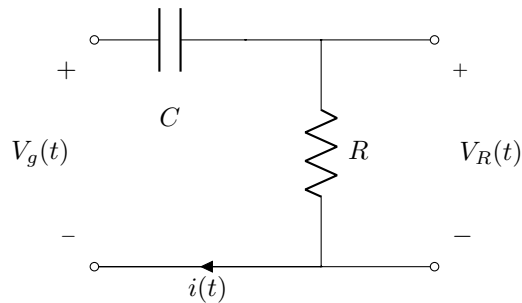


Figura 8: circuito RC pasa altos

El circuito se construyó con los mismos componentes del circuito pasa bajos ($R = 5.596k\Omega$ y $C = 1.139nF$).

2.3.1 Analisis Matematico

Aplicando la formula de divisor de tensión, se obtiene:

$$\frac{V_R}{R} = \frac{V_G}{R + \frac{1}{sC}} \quad (3)$$

Finalmente operando algebraicamente se obtiene la transeferencia del circuito

$$H(s) = \frac{V_R}{V_G} = \frac{RC \cdot s}{\left(\frac{1}{RC}\right) + 1} \quad (4)$$

2.3.2 Respuesta en frecuencia

A partir de la ecuación 4, podemos hallar la respuesta en frecuencia evaluándola en $s = i2\pi f$. Dicha función transferencia corresponde a un sistema de primer orden. Posee un cero en el origen y un polo en $f_p = 25kHz$ (calculado a partir de la respuesta en frecuencia y de los valores de los componentes utilizados). Se esperaría que la fase comience en 90° , una decada antes comience a descender más notablemente, llegando a 45° en f_p , y una decada despues de f_p sea 0° . En cuanto a la magnitud, se esperaría que suba $20dB$ por década antes de f_p y luego se estabilice en $0dB$.

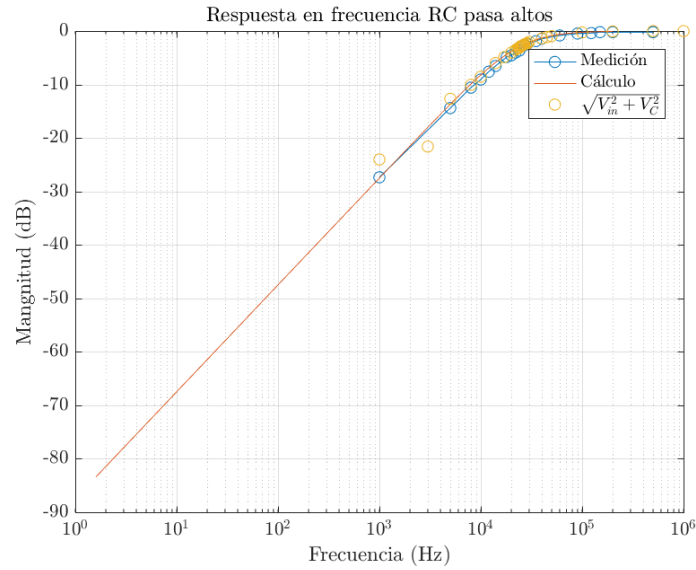


Figura 9: Respuesta en frecuencia Magnitud

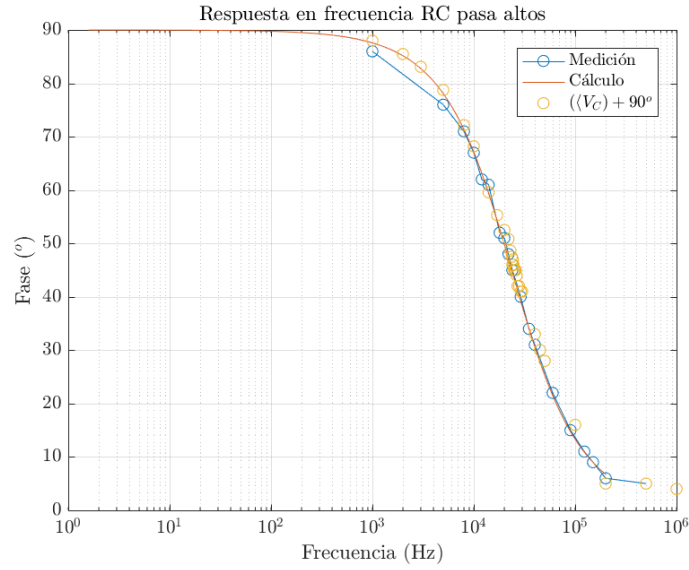


Figura 10: Respuesta en frecuencia Fase

Las figuras 9 y 10 son la superposición de la respuesta en frecuencia medida, la calculada y la medida indirectamente en el circuito pasa bajos. Esta última se obtuvo de la siguiente manera: suponiendo que el desfase entre la tensión en la resistencia y el capacitor es de 90° , entonces se podría obtener para cada V_C y V_{in} a $|V_R| = \sqrt{V_{in}^2 - V_C^2}$ y $\angle V_R = \angle V_C + 90^\circ$.

Se puede observar en ambos gráficos que el modelo predice con considerable precisión lo que se mide en el circuito. Sin embargo las mediciones directa e indirecta en ciertos casos difieren. Estas diferencias se pueden deber a que para medir indirectamente la tensión en la resistencia, se hizo la suposición que a toda frecuencia la corriente y la tensión en el RC están desfasados 90° .

2.3.3 Respuesta a señales triangulares

Se excitó al circuito con señales triangulares de distintas frecuencias. En esta sección, las señales amarillas representan la entrada y las verdes representan la salida.

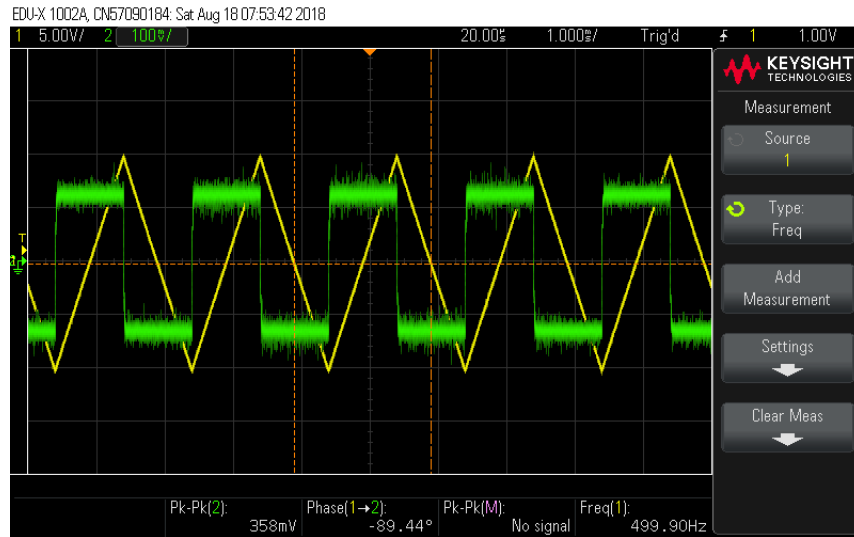


Figura 11: Respuesta a señal triangular de 500Hz

En frecuencias una década por debajo de f_P , el numerador de la función transferencia se puede aproximar a 1, y de esta manera la función transferencia se puede aproximar a $H(s) = s \cdot RC$. Antitransformando por Laplace, se obtiene que $V_R = RC \cdot \frac{dV_a}{dt}$, es decir el sistema se comporta como un derivador, tal como se observa en la figura 11.

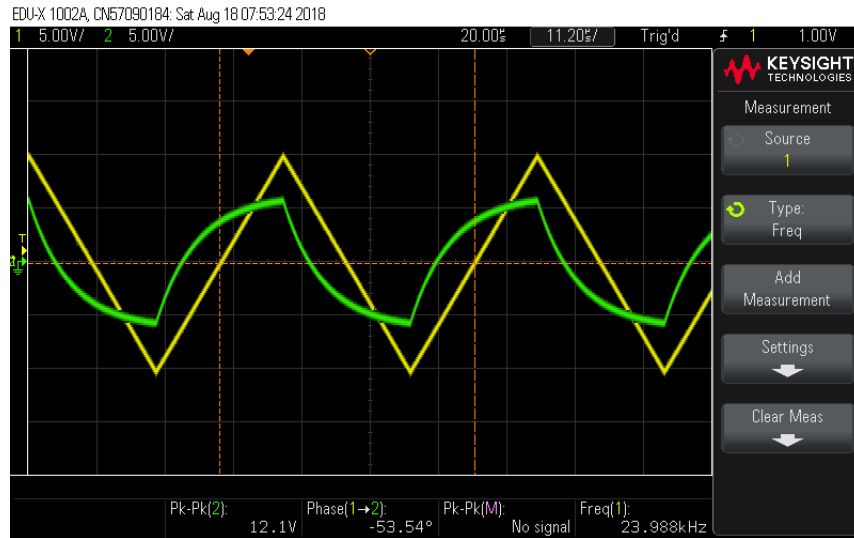


Figura 12: Respuesta a señal triangular de 24KHz

Tal como se predijo anteriormente, el circuito no se comporta como derivador. El tiempo característico del circuito es $\tau = 6.7\mu s$ y la mitad del período de la señal es de $21\mu s$, del orden de cinco veces el tiempo característico. Lo que se observa en la figura es, entonces, cómo el transitorio del circuito deforma la señal de entrada.

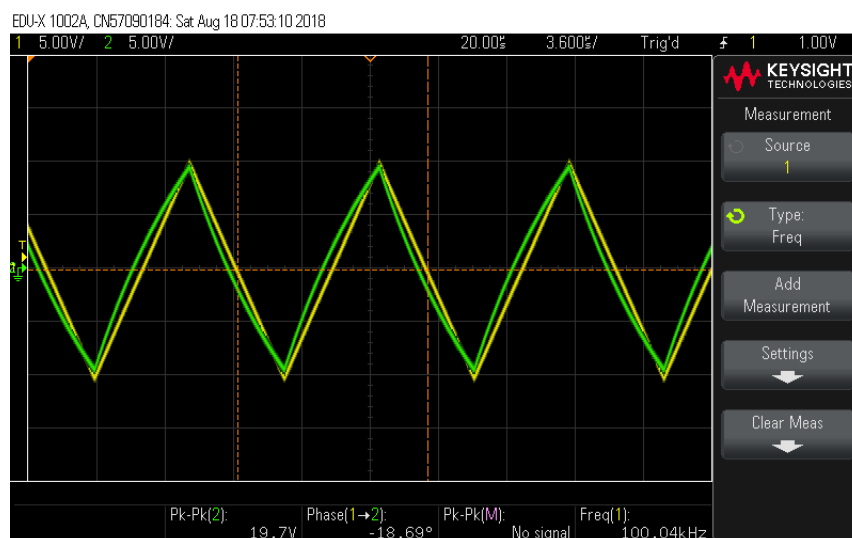


Figura 13: Respuesta a señal triangular de 100KHz

En la figura 2.3.3, se observa que la señal de salida todavía se ve afectada por el transitorio del circuito. Esto se debe a que la mitad del período de la frecuencia de entrada ($5\mu\text{s}$) es comparable con los $6\mu\text{s}$ del tiempo característico del RC. Sin embargo, ya llega a apreciarse cómo prácticamente las distorsiones son despreciables.

3 Análisis en frecuencia del RC mediante sweep del generador

Se utilizará el barrido o sweep en frecuencia de un generador para visualizar en el osciloscopio la respuesta en frecuencia gráficamente.

Para lograr el barrido en frecuencia, se utilizan dos generadores intercomunicados entre sí. Un generador (generador 1) se encargará de emitir la señal de trigger mediante la cual se podrá observar claramente el barrido en el osciloscopio. El segundo generador (generador 2) será el que efectivamente hará el barrido en frecuencia, con un período de barrido de un valor igual o inferior al período de la señal de trigger. De esta manera, un sweep entero entrará dentro del intervalo temporal en el que se observa un período de la señal de trigger. Los dos generadores estarán sincronizados mediante la salida sync del generador 1 y la entrada externa del generador 2. El generador 1 estará conectado directamente a un canal del osciloscopio, mientras que la señal de entrada del circuito será la del barrido.

Dado que se obtuvo la frecuencia de corte del circuito RC pasabajos sobre el cual se medirá la respuesta en frecuencia (valor cercano a 25kHz), entonces se eligió un rango de frecuencias para el barrido tal que se cubran al menos dos décadas antes y dos décadas después de la frecuencia de corte, para poder observar claramente los puntos característicos de la respuesta en frecuencia del circuito. Es por esto que se eligió barrer entre los 50Hz y los 500kHz .

Para la lectura en modo X-Y, se elige una frecuencia baja de trigger para poder observar más detenidamente en el osciloscopio. La frecuencia elegida fue de 100Hz y se ajustó al generador de la señal de entrada de manera acorde.

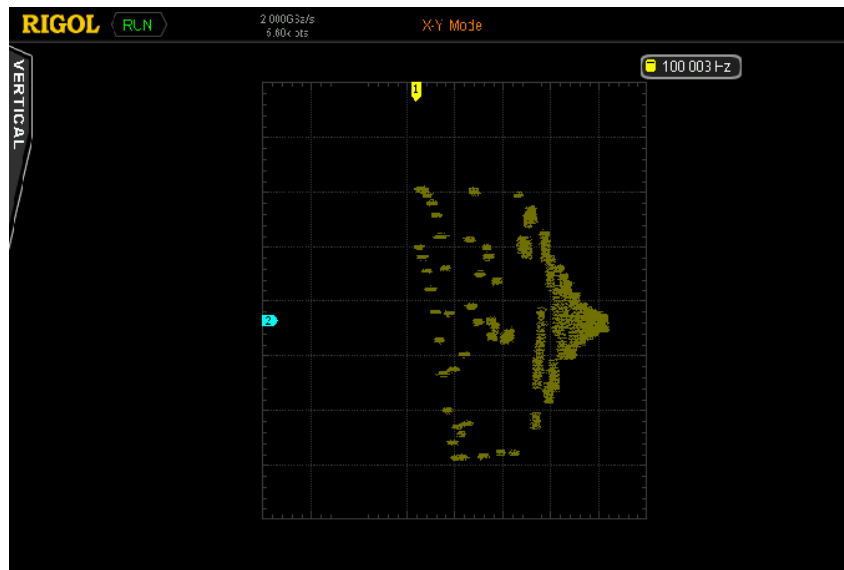


Figura 14: Barrido en canal X con modo XY

Para la lectura en modo normal, se recuerda que el gráfico del osciloscopio será logarítmico en tiempo por cómo se configuró al barrido y en veces para la amplitud. Para la señal de barrido se eligió una señal rampa de trigger, de período 100 milisegundos, con una entrada de tipo sweep de período de barrido de 99 milisegundos, con barrido logarítmico en tiempo.



Figura 15: Barrido en modo normal

Se logra apreciar un gráfico de un filtro de tipo pasabajos, en el que se atenúan claramente las frecuencias altas.

4 Respuesta en frecuencia del osciloscopio

Se procede a medir la respuesta en frecuencia del osciloscopio con los filtros BW y AC activados en simultáneo, que se sabe previamente es la característica de un circuito pasabanda, con el filtro BW siendo un pasabajos y el AC un pasaltos. Teniendo en cuenta lo anterior y que la frecuencia de corte al activar el modo BW para el osciloscopio

RIGOL del laboratorio será cercano a los 20 MHz, se decidió cambiar de generador a uno que pudiese abarcar frecuencias del orden 50MHz.

A modo de resumir los efectos de los filtros mencionados y la razón de su uso:

- El filtro AC introduce un capacitor en serie con el circuito de forma tal que se elimine la componente continua de la señal medida. Se atenúan de esta manera las frecuencias bajas de la señal.
- El filtro BW disminuye la frecuencia de corte del pasabajos del osciloscopio (para el RIGOL esta nueva frecuencia de corte pasa a ser de 20MHz) para atenuar componentes en frecuencias del ruido que sean superiores a la frecuencia de corte del osciloscopio y que pertenezcan a regiones que no resulten de interés, disminuyendo así la relación señal-ruido.

Al activar los dos filtros en simultáneo, por ende, se podrán visualizar los efectos de un filtro de tipo pasa-banda.

Se procedió a graficar la respuesta a sinusoidales de distintas frecuencias, con los puntos utilizados en el anexo.

Se puede apreciar que la frecuencia de corte para el osciloscopio con el filtro BW activado, identificado a partir de la atenuación de 3dB, es cercano al valor 25MHz, lo cual se corresponde con los datos del RIGOL utilizado. Para el filtro pasa altos, en cambio, la frecuencia de corte resulta ser un valor entre 0.2 y 0.5 Hz, un valor del todo esperable ya que el filtro AC elimina continua, por lo que se espera que únicamente las frecuencias muy bajas sean atenuadas significativamente.

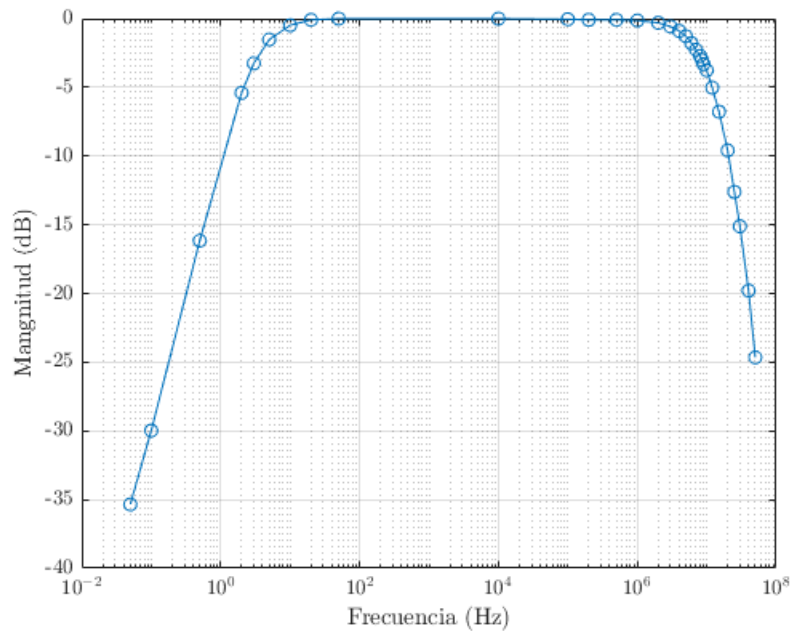


Figura 16: Gráfico de Bode con punta X1

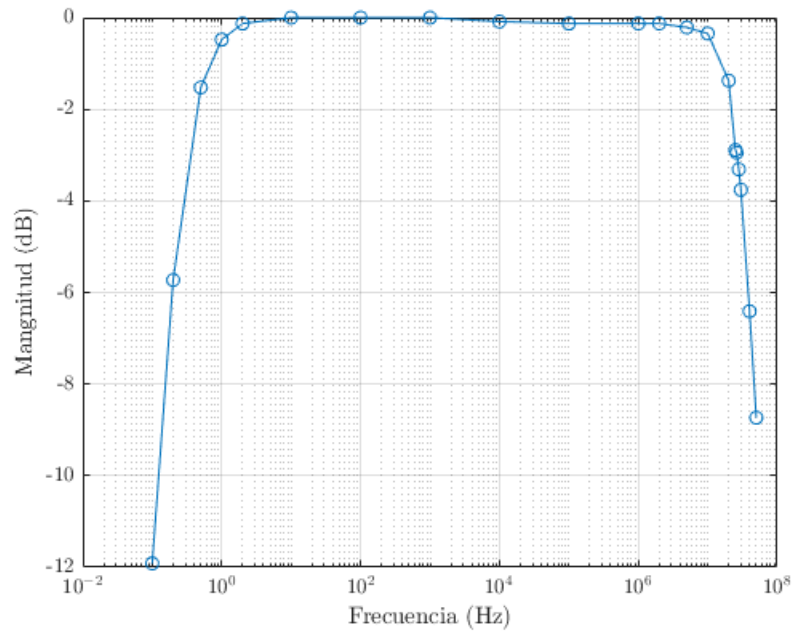


Figura 17: Gráfico de Bode con punta X10

Al utilizar una punta X10 para obtener la respuesta en frecuencia, se observa una frecuencia de corte mayor porque se utiliza un capacitor más chico que la punta X1 por lo cual se moverá la frecuencia de corte más a la derecha en el gráfico. Los dos gráficos se corresponden con un filtro pasabandas como se esperaba.

5 Anexo: mediciones

5.1 Respuesta en frecuencia circuito RC pasabajos

f (kHz)	V_{in} peak-peak (V)	V_C peak-peak (V)	$ H $ (dB)	$\angle H$ modo Δt (°)	$\angle H$ modo X/Y (°)
1	20.2	20.2	0.0	-2	-
2	20.3	20.3	0.0	-5	-
3	20.3	20.3	0.0	-7	-
5	20.5	19.9	-0.2	-11	-
8	20.4	19.4	-0.5	-18	-
10	20.3	18.8	-0.7	-22	-
14	20.4	17.7	-1.3	-30	-23
17	20.4	16.7	-1.7	-35	-
20	20.3	15.8	-2.2	-37	-
22	20.4	15.2	-2.6	-39	-
23	20.4	14.9	-2.7	-41	-
23.7	5.30	3.80	-2.9	-43	-
24	5.25	3.77	-2.9	-44	-46
24.3	5.26	3.75	-2.9	-43	-
24.6	20.3	14.1	-3.2	-44	-
25	20.3	14.0	-3.2	-45	-
25.5	20.3	13.9	-3.3	-45	-
26	20.3	13.8	-3.4	-45	-46
26.5	20.3	13.6	-3.5	-46	-
27	20.3	13.3	-3.7	-48	-
28	20.3	13.2	-3.7	-48	-
29	20.3	13.0	-3.9	-49	-
30	20.3	12.4	-4.3	-49	-
40	20.3	10.6	-5.7	-57	-
45	20.3	9.75	-6.4	-60	-
50	20.3	9.00	-7.1	-62	-67
100	20.5	4.97	-12	-74	-
200	20.6	2.61	-18	-85	-72
500	20.0	1.03	-26	-87	-
1000	20.0	0.52	-32	-86	-90

5.2 Respuesta en frecuencia circuito RC pasaaltos

$f \text{ (kHz)}$	$V_{in} \text{ peak-peak (V)}$	$V_R \text{ peak-peak (V)}$	$ H \text{ (dB)}$	$\angle H \text{ (}^\circ\text{)}$
1	21.0	0.9	-27	-86
5	21.0	4.00	-14	-76
8	21.3	6.30	-11	-71
10	21.3	7.50	-9.1	-67
12	21.1	8.80	-7.6	-62
14	21.0	9.90	-6.5	-61
18	21.0	12.0	-4.9	-52
20	21.1	12.5	-4.5	-51
22	21.0	13.2	-4.0	-48
24	21.0	13.8	-3.6	-45
27	21.0	15.5	-2.6	-42
29	20.9	15.9	-2.4	-40
35	21.0	16.9	-1.9	-34
40	20.9	17.7	-1.4	-31
60	21.0	19.1	-0.8	-22
90	21.0	19.9	-0.5	-15
123	21.0	20.1	-0.4	-11
150	21.0	20.5	-0.2	-9
200	21.0	20.5	-0.2	-6
500	21.0	20.5	-0.2	-5

5.3 Respuesta en frecuencia osciloscopio

5.3.1 Punta x1

$f(Hz)$	$V_{in} \text{ peak-peak (V)}$	$V_{out} \text{ peak-peak (V)}$	$ H (dB)$
5.00×10^{-2}	20.5	0.35	-35.4
1.00×10^{-1}	20.5	0.65	-30.0
5.00×10^{-1}	20.5	3.19	-16.2
2.00	20.5	11.0	-5.4
3.00	20.5	14.1	-3.3
5.00	20.5	17.2	-1.5
10.0	20.5	19.4	-0.5
20.0	20.5	20.3	-0.1
30.0	20.5	20.4	0.0
50.0	20.5	20.5	0.0
1.00×10^4	20.5	20.5	0.0
1.00×10^5	20.5	20.4	0.0
2.00×10^5	20.5	20.3	-0.1
5.00×10^5	20.5	20.3	-0.1
1.00×10^6	20.5	20.2	-0.1
2.00×10^6	20.5	19.8	-0.3
3.00×10^6	20.5	19.2	-0.6
4.00×10^6	20.5	18.5	-0.9
5.00×10^6	20.5	17.7	-1.3
6.00×10^6	20.5	16.7	-1.8
7.00×10^6	20.5	15.8	-2.3
8.00×10^6	20.5	15.0	-2.7
8.50×10^6	20.5	14.5	-3.0
9.00×10^6	20.5	14.0	-3.3
1.00×10^7	20.5	13.3	-3.8
1.20×10^7	20.5	11.5	-5.0
1.50×10^7	20.5	9.40	-6.8
2.00×10^7	20.5	6.80	-9.6
2.50×10^7	20.5	4.80	-12.6
3.00×10^7	20.5	3.60	-15.1
4.00×10^7	20.5	2.10	-19.8
5.00×10^7	20.5	1.20	-24.7

5.3.2 Punta x10

$f(Hz)$	$V_{in} \text{ peak-peak (V)}$	$V_{out} \text{ peak-peak (V)}$	$ H (dB)$
1.00×10^{-1}	20.5	5.20	-12
2.00×10^{-1}	20.5	10.6	-5.7
5.00×10^{-1}	20.5	17.2	-1.5
1.00	20.5	19.4	-0.5
2.00	20.5	20.2	-0.1
10.0	20.5	20.5	0.0
100	20.5	20.5	0.0
1.00×10^3	20.5	20.5	0.0
1.00×10^4	20.5	20.3	-0.1
1.00×10^5	20.5	20.2	-0.1
1.00×10^6	20.5	20.2	-0.1
2.00×10^6	20.5	20.2	-0.1
5.00×10^6	20.5	20.0	-0.2
1.00×10^7	20.5	19.7	-0.3
2.00×10^7	20.5	17.5	-1.4
2.50×10^7	20.5	14.7	-2.9
2.60×10^7	20.5	14.6	-2.9
2.80×10^7	20.5	14.0	-3.3
3.00×10^7	20.5	13.3	-3.8
4.00×10^7	20.5	9.80	-6.4
5.00×10^7	20.5	7.50	-8.7