

Capítulo V

Resultados

En el presente capítulo se muestran los resultados obtenidos durante el desarrollo de este proyecto. Los resultados se exponen a través de imágenes, tablas y gráficas comparativas, estas últimas exhiben las similitudes que existen entre los datos obtenidos de manera teórica y práctica.

La amplitud de la señal de entrada para todos los casos que se presentan en este capítulo es de $1 V_{p-p}$

5.1 Resultados de la Configuración Activa Sallen-Key

Como se menciona en el capítulo III, esta configuración realiza las aproximaciones de magnitud máximamente plana (Butterworth) y Chebyshev, con las características de diseño establecidos en tal capítulo.

Es importante mencionar que la tolerancia de todos los resistores utilizados en el prototipo es de 5 %. Los amplificadores operacionales que se utilizan son los TL081, los cuales fueron elegidos debido a que éstos ofrecen una resistencia de entrada grande y una resistencia de salida pequeña además que su ancho de banda es de 1 Mega hertz. Todo esto de acuerdo a lo establecido en las hojas de especificaciones del dispositivo el cual se encuentra en el Apéndice E.

5.1.1 De la Aproximación Butterworth

Se exponen los datos obtenidos para cada caso de n . Para todos los casos, los valores de resistores $R_1=R_2=R$ son los que se muestran en la tabla 5.1. Estos componentes son del mismo valor para todos los casos, habiendo sólo variación en los resistores que generan la ganancia del circuito y en el caso práctico para los capacitores C_1 y C_2 .

Tabla 5.1 Comparación entre valores teóricos y prácticos de los componentes comunes.

Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
$R_1=R_2=R$	15.915	15.96	k Ω

Para $n = 2$ recuérdese que el valor de $Q_{1,2} = 0.7071$ y $K_{1,2} = 1.5858$. Los valores reales de los resistores que dan la ganancia al circuito y los capacitores C_1 y C_2 se muestran en la tabla 5.2.

Tabla 5.2 Valores de resistores R_3 y R_4 para $n = 2$.

Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
R_3	27	26.72	k Ω
R_4	47	46.2	k Ω
C_1	10	10.49	nF
C_2	10	10.51	nF

Se monitorea la señal de salida para analizar el comportamiento que ésta presenta con respecto a la variación de la frecuencia de la señal de entrada. Se toman 16 muestras de la señal de salida, las cuales se ilustran en la tabla 5.3 y se comparan con los valores obtenidos de la gráfica obtenida por el paquete PSPICE. Estos valores posteriormente se grafican con el objetivo de comparar ambos resultados tal como se muestra en la Figura 5.1

Tabla 5.3 Comparación de 16 muestras entre valores prácticos y teóricos de la señal de salida para $n = 2$.

f (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	1.5744	1.641
100	1.5741	1.641
200	1.5721	1.641
300	1.5657	1.625
400	1.55	1.625
500	1.521	1.594
600	1.4729	1.547
700	1.4045	1.459
800	1.3132	1.375
900	1.2122	1.25
1000	1.1014	1.125
1200	0.89	0.953
1500	0.633	0.662
2000	0.378	0.4
3000	0.172	0.212
4000	0.09	0.181

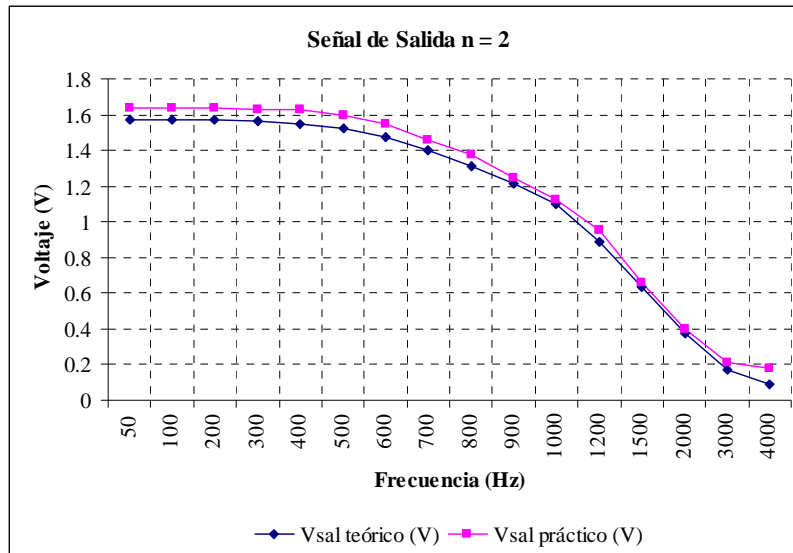


Figura 5.1 Gráfica comparativa Sallen-Key $n = 2$.

De la gráfica anterior se observa que la variación entre los resultados es pequeña. En el punto de interés que es a la frecuencia de corte $f = 1\text{kHz}$ se estima una ganancia en amplitud teórica de 1.1014 V, mientras que de manera práctica se estima de 1.125 V, por lo que existe una diferencia de 0.0236 V de la gráfica práctica sobre la teórica. Este resultado práctico no se aleja de la ganancia calculada matemáticamente, la cual es de 1.1212 V.

Ahora, en base a los resultados de la segunda columna de la tabla 5.3, la cual se refiere a los resultados prácticos, se presenta la Figura 5.2 que ilustra la relación frecuencia-voltaje de la señal de salida a la frecuencia de 1kHz.

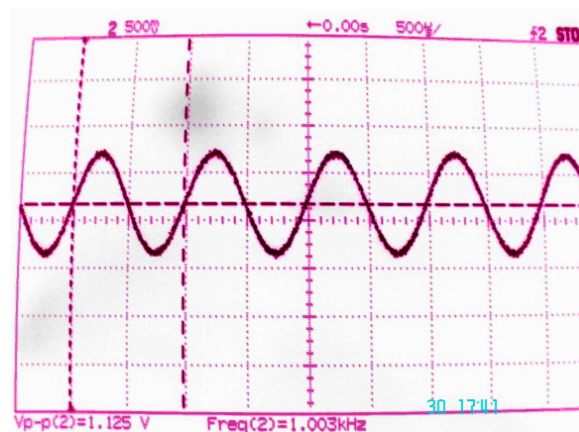


Figura 5.2 Relación frecuencia-voltaje de la señal de salida con $f = 1\text{kHz}$ para Sallen-Key $n = 2$

Con la imagen anterior se comprueba el funcionamiento de este circuito obteniendo un V_{p-p} de 1.125 V a la frecuencia de 1.003 kHz. De igual manera se toma un punto que será f

=50 Hz para observar la ganancia del circuito antes de decaer 3 dB (Figura 5.3). El barrido en frecuencia se ilustra en la Figura 5.4.

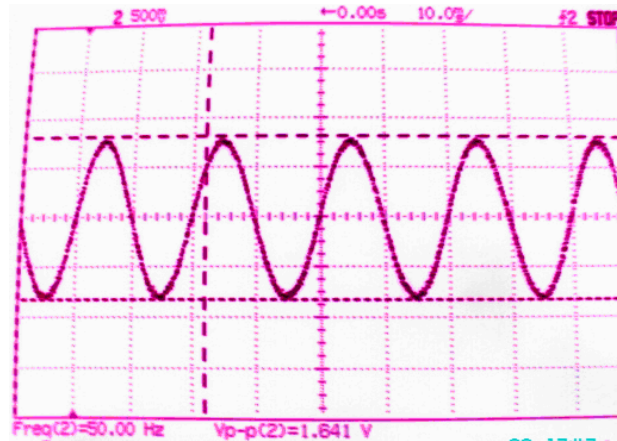


Figura 5.3 Ganancia de la señal de salida antes de decaer a 3 dB Sallen-Key 2° orden

Con la figura anterior se observa que la ganancia obtenida por el circuito es de 1.641 V, cercana a la ganancia teórica que se estima de 1.5857 V.

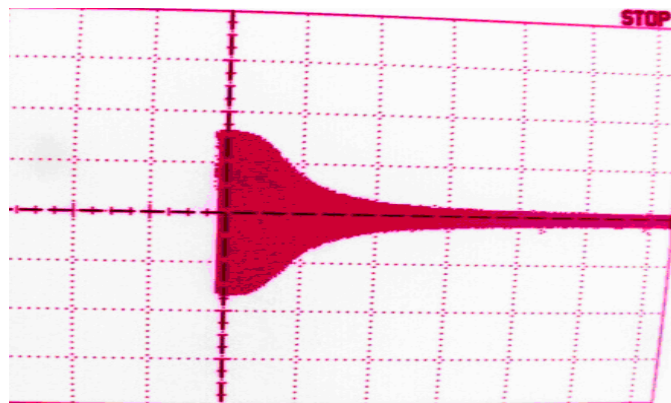


Figura 5.4 Barrido en frecuencia para Sallen-Key $n=2$

Del barrido en frecuencia se nota sin duda que el tipo de filtrado realizado por el circuito es pasa-baja. El eje X representa la frecuencia y el eje Y la magnitud en voltaje. La variación de frecuencia en el barrido es de 0 Hz a 15 kHz. De la imagen 5.4 se comprueba que el voltaje de la señal antes de entrar a la banda de transición y decaer 3 dB tiene una ganancia de aproximadamente 1.6 V ya que cada cuadro del eje Y representa 500 mV.

Para $n = 3$ que tiene como parámetros $Q_{1,3} = 1$ y $K_{1,3}=2$. Los valores de los resistores que realizan la retroalimentación y el circuito RC corresponden a

Tabla 5.4 Valores de componentes del circuito resultante para $n = 3$

Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
R_3	47	46.3	k Ω
R_4	47	46.3	k Ω
C_1	10	10.49	nF
C_2	10	10.51	nF
RC			
R	15.915	15.92	k Ω
C	10	9.85	nF

Se toman 16 muestras de la señal de salida y se comparan con los valores teóricos obteniéndose los resultados de la tabla 5.5 y la gráfica comparativa de la Figura 5.5.

Tabla 5.5 Tabla comparativa entre muestras prácticas y teóricas de la señal de salida para $n = 3$.

f (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	2	2
100	2	2
200	2	2
300	1.9993	2
400	1.9962	2
500	1.9849	2
600	1.9511	1.953
700	1.8868	1.875
800	1.7811	1.766
900	1.6151	1.578
1000	1.4113	1.359
1200	0.9962	0.931
1500	0.566	0.531
2000	0.241	0.243
3000	0.072	0.081
4000	0.029	0.04

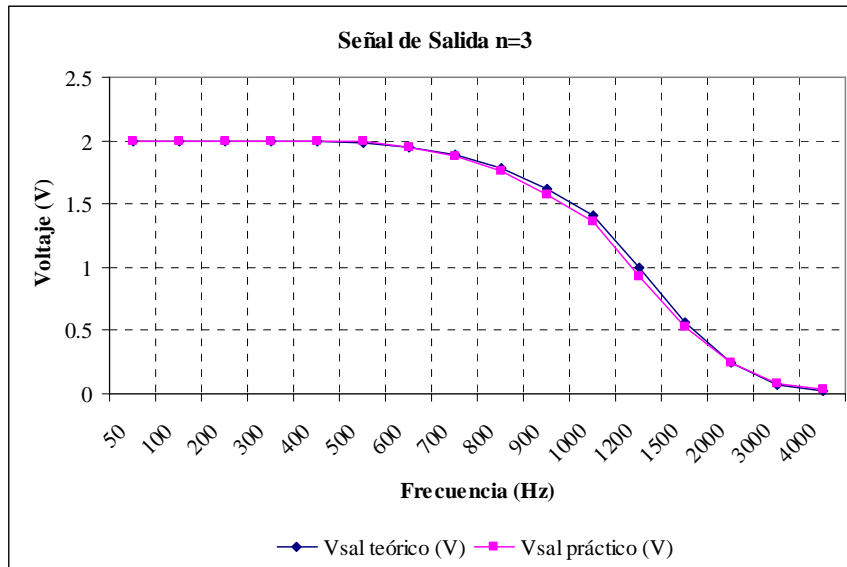


Figura 5.5 Gráfica comparativa teórica-práctica de la señal de salida para Sallen-Key $n = 3$.

La Figura 5.6 ilustra la relación frecuencia-voltaje de la señal de salida a la frecuencia de 1kHz, la frecuencia de corte, mientras que la Figura 5.7 muestra la ganancia que obtiene la señal de salida a una $f = 50$ Hz.

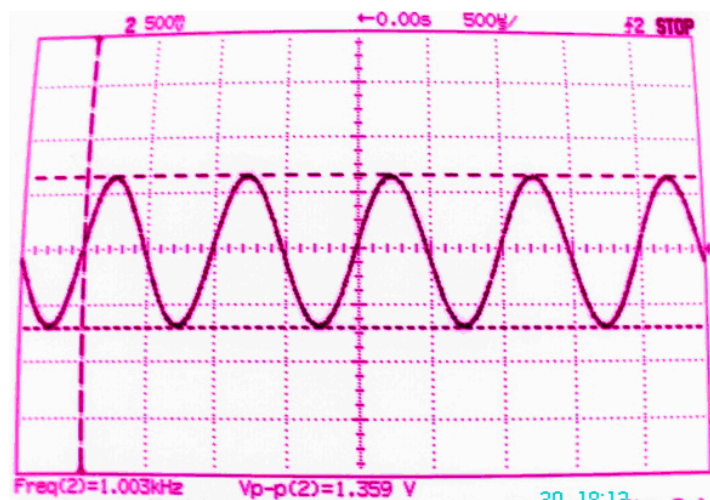


Figura 5.6 Relación frecuencia-voltaje de la señal de salida con $f = 1$ kHz en $n = 3$.

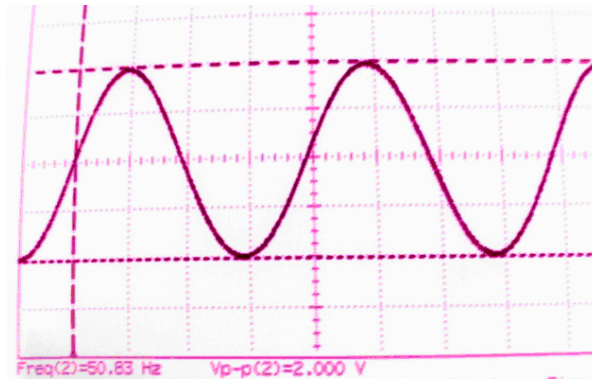


Figura 5.7 Ganancia de la señal de salida antes de decaer a 3 dB en $n = 3$.

La Figura 5.6 comprueba el funcionamiento de este circuito obteniendo un V_{p-p} de 1.359 V a la frecuencia de 1 kHz, un valor muy cercano a los 1.4142 V calculados de manera matemática. La Figura 5.7 muestra una ganancia de 2 V a 50 Hz, ésta es justamente la ganancia en magnitud esperada de la señal. El barrido en frecuencia se puede apreciar en la Figura 5.8

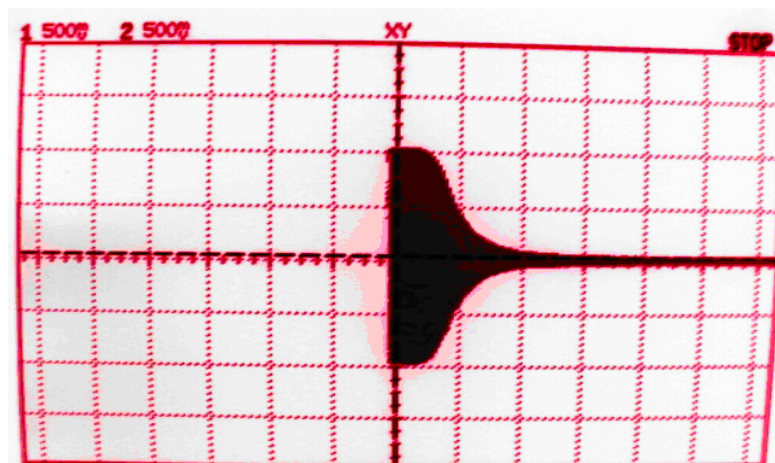


Figura 5.8 Barrido en frecuencia para $n = 3$

Del barrido en frecuencia se obtiene un filtro pasa-bajas con una pendiente un poco más abrupta que la obtenida para $n = 2$. Asimismo se observa que el voltaje de la señal de salida antes de decaer 3 dB tiene una ganancia de 2 V.

Para $n = 4$, recuérdese que los parámetros de diseño son los siguientes:

$$Q_{1,4} = 1.3065; \quad K_{1,4} = 2.2346; \quad Q_{2,3} = 0.5412; \quad K_{2,3} = 1.1522$$

Los valores reales de los componentes que conforman sus dos etapas se plasman en la tabla 5.6

Tabla 5.6 Valores teóricos-prácticos para el caso $n = 4$.

	Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
Primera Etapa	R_3	7.155	7.01	k Ω
	R_4	47	46.2	k Ω
	C_1	10	10.49	nF
	C_2	10	10.51	nF
Segunda Etapa	R_3	58.027	57.5	k Ω
	R_4	47	46.7	k Ω
	C_1	10	10.07	nF
	C_2	10	10.92	nF

Al igual que los casos anteriores, se muestrea la señal de salida obtenida del circuito. El total de muestras tomadas es de 15, obsérvese que es una muestra menos que para los casos anteriores. La justificación para la toma de menos muestras es que a altas frecuencias la magnitud de la señal es demasiado pequeña y puede ser confundida con ruido. La tabla 5.7 contiene los datos de las muestras.

Tabla 5.7 Muestreo de la señal de salida para $n=4$.

f (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	2.5746	2.641
100	2.5747	2.641
200	2.5752	2.625
300	2.5759	2.594
400	2.5762	2.547
500	2.5735	2.469
600	2.5559	2.391
700	2.5052	2.234
800	2.3864	2.031
900	2.1477	1.734
1000	1.8182	1.422
1200	1.1136	0.921
1500	0.488	0.425
2000	0.159	0.15
3000	0.03	0.087

En la Figura 5.9 se visualiza la gráfica de la tabla anterior.

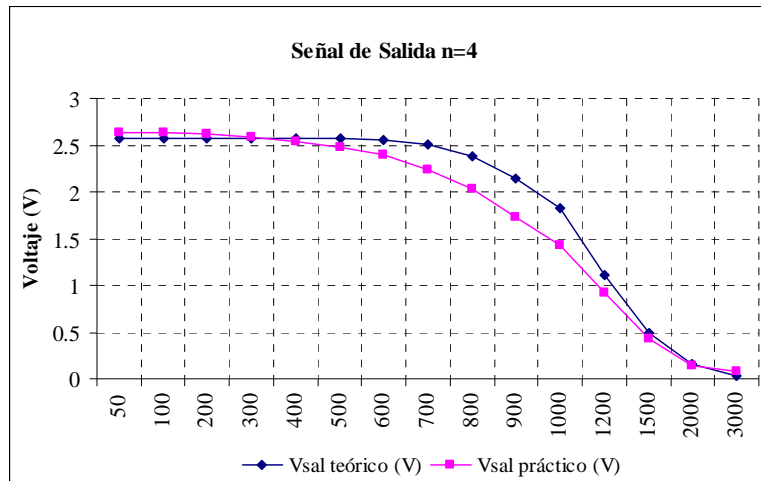


Figura 5.9 Gráfica comparativa teórica-práctica para $n=4$.

De la gráfica anterior se observa la diferencia entre la gráfica teórica y la gráfica práctica, donde la banda de transición de la señal de salida práctica decae más rápidamente que la teórica. En las Figuras 5.10 y 5.11 se observa la ganancia que obtiene la señal de salida a una frecuencia de 1kHz y a 50 Hz respectivamente.

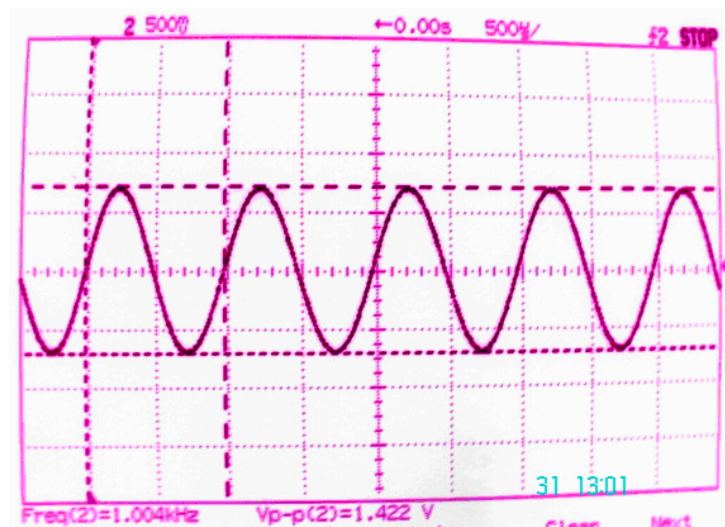


Figura 5.10 Ganancia en amplitud de la señal de salida a 1kHz

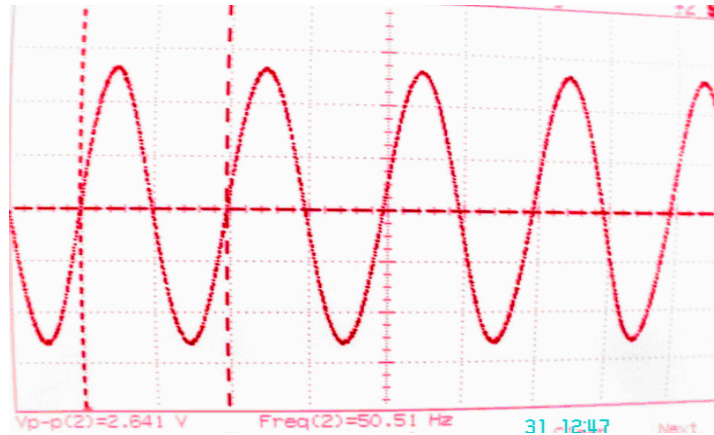


Figura 5.11 Ganancia en amplitud de la señal de salida a 50 Hz.

De las figuras anteriores se observa que la amplitud de la señal de salida a 1 kHz es de 1.422 V, la cual se aleja un poco de los 1.8206 V calculados de manera matemática, mientras que a la frecuencia de 50 Hz la magnitud es de 2.688 V muy similar a la teórica la cual se estima en 2.5748 V. El barrido en frecuencia se ilustra en la siguiente imagen (Figura 5.12). Se observa de dicha imagen que la ganancia en magnitud se aproxima a los 2.625 V.

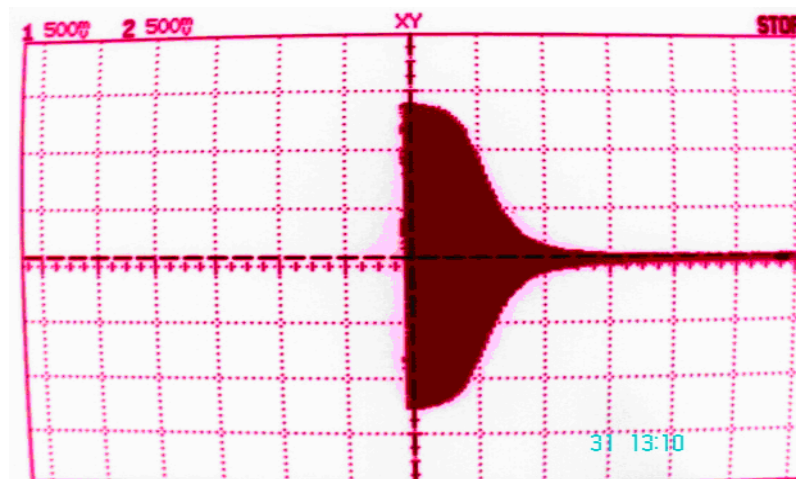


Figura 5.12 Barrido de la señal de salida para $n = 4$.

Se reporta a continuación los resultados obtenidos para $n = 5$. Se repite por comodidad los parámetros de diseño para este caso.

$$Q_{1,5} = 1.6180; \quad K_{1,5} = 2.3819$$

$$Q_{2,4} = 0.6180; \quad K_{2,4} = 1.3819$$

En la tabla 5.8 se encuentran los valores reales de los elementos que componen el circuito resultante.

Tabla 5.8 Valores reales de componentes para $n = 5$.

	Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
Primera Etapa	R₃	17.952	17.89	kΩ
	R₄	47	46.3	kΩ
	C₁	10	10.49	nF
	C₂	10	10.51	nF
Segunda Etapa	R₃	64.952	65	kΩ
	R₄	47	46.8	kΩ
	C₁	10	9.70	nF
	C₂	10	10.60	nF
RC	R	15.915	15.92	kΩ
	C	10	10.26	nF

Se toman muestras a diferentes frecuencias de la señal de salida para poder realizar una comparación entre la señal teórica y práctica, dichas muestras se encuentran en la tabla 5.9 y la Figura 5.13 ilustra la gráfica resultante.

Tabla 5.9 Tabla de muestreo para $n=5$.

<i>f</i> (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	3.2916	3.141
100	3.2916	3.141
200	3.2917	3.109
300	3.2919	3.094
400	3.292	3.063
500	3.2907	3
600	3.2834	2.906
700	3.2441	2.75
800	3.1212	2.5
900	2.8333	2.188
1000	2.3182	1.75
1200	1.2273	0.984
1500	0.424	0.362
2000	0.099	0.096
3000	0.013	0.015

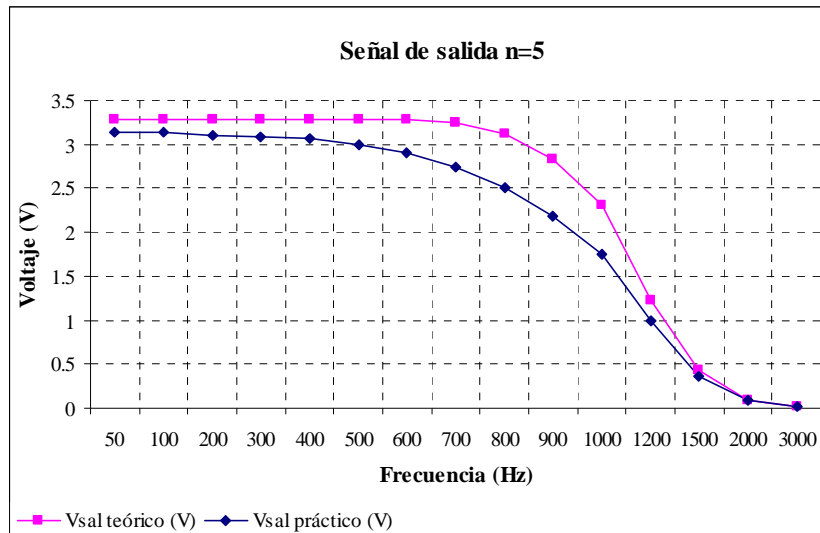


Figura 5.13 Gráfica comparativa teórica-práctica para $n=5$.

De la figura 5.13 se observa que la gráfica de la señal de salida práctica decae más rápido que la señal de salida teórica. Esto se debe a que esta señal de salida es desplazada hacia la derecha debido a que el valor real de los capacitores es menor a la establecida de manera teórica.

En la Figura 5.14 se ilustra la amplitud de la señal de salida a la frecuencia de corte establecida de 1 kHz, de la cual se nota que la ganancia de la señal está en 1.75 V que difiere 0.5775 V de los 2.3275 V calculados de manera matemática. Por su parte la Figura 5.15 presenta la señal de salida a una frecuencia de 50 Hz, donde todavía la señal de salida se encuentra en la región de ganancia constante.

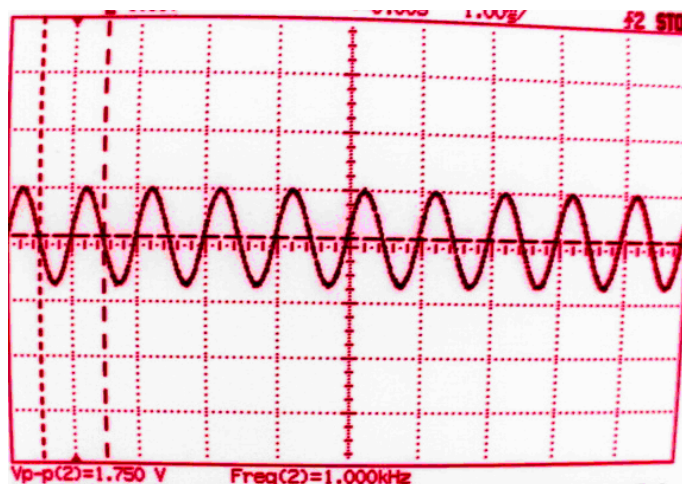


Figura 5.14 Señal de salida con $f = 1$ kHz para $n = 5$.

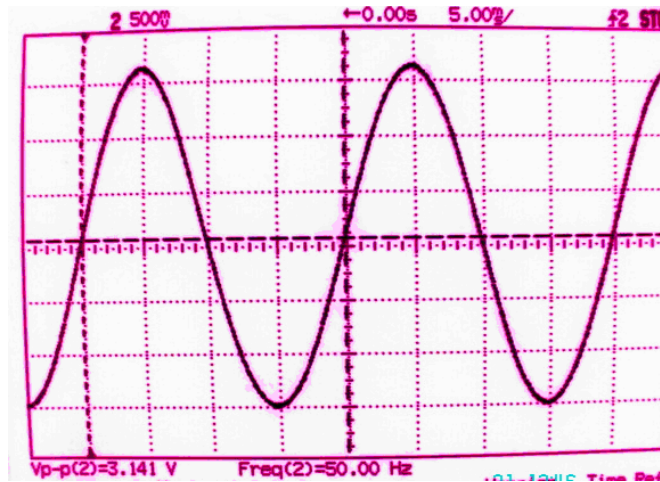


Figura 5.15 Magnitud de la señal de salida $f= 50$ Hz para $n = 5$.

En la Figura 5.16 se muestra el barrido en frecuencia de la señal de salida para el caso de $n=5$. El barrido se ha efectuado de 0 Hz a 15 kHz. Se comprueba que la ganancia tiene una magnitud aproximada de 3.125 V.

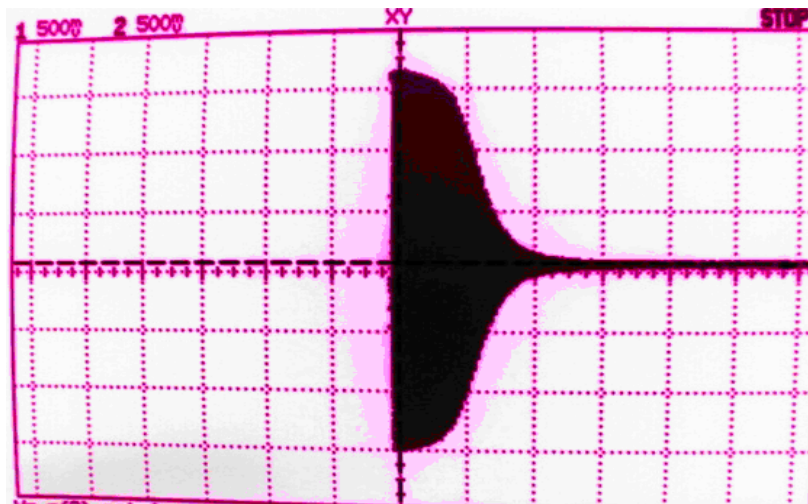


Figura 5.16 Barrido en frecuencia de la señal de salida $n=5$.

Finalmente se presentan los resultados del circuito resultante de sexto orden. Los parámetros de diseño para este caso son:

$$Q_{1,6} = 1.9318; K_{1,6} = 2.4824; Q_{2,5} = 0.7071; K_{2,5} = 1.5858; Q_{3,4} = 0.5176; K_{3,4} = 1.0681$$

En la tabla 5.10 se exponen los valores reales de los componentes utilizados en la construcción de este circuito.

Tabla 5.10 Valores reales de los componentes para $n = 6$.

	Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
Primera Etapa	R_3	3.203	3.229	k Ω
	R_4	47	46.2	k Ω
	C_1	10	10.49	nF
	C_2	10	10.51	nF
Segunda Etapa	R_3	27.532	27.51	k Ω
	R_4	47	46.7	k Ω
	C_1	10	10.25	nF
	C_2	10	10.32	nF
Tercera Etapa	R_3	69.67	69.5	k Ω
	R_4	47	46.2	k Ω
	C_1	10	10.28	nF
	C_2	10	10.22	nF

Al igual que para todos los casos anteriores se muestrea la señal de salida para conocer la variación en la amplitud de la ganancia con respecto a la variación en la frecuencia. Se toman 14 muestras, las cuales están contempladas en la tabla 5.11, en esta misma tabla se presentan los datos obtenidos del muestreo teórico hecho a la señal de salida obtenida por medio de la simulación correspondiente en el paquete PSPICE. La Figura 5.17 pertenece a la gráfica de los datos de la tabla 5.11.

Tabla 5.11 Tabla de muestreo para $n = 6$.

f (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	4.2044	4.469
100	4.2044	4.469
200	4.2048	4.437
300	4.2053	4.437
400	4.2061	4.437
500	4.2066	4.406
600	4.2039	4.406
700	4.1779	4.375
800	4.072	4.25
900	3.6932	3.813
1000	2.9735	3.031
1200	1.3447	1.297
1500	0.359	0.35
2000	0.063	0.065

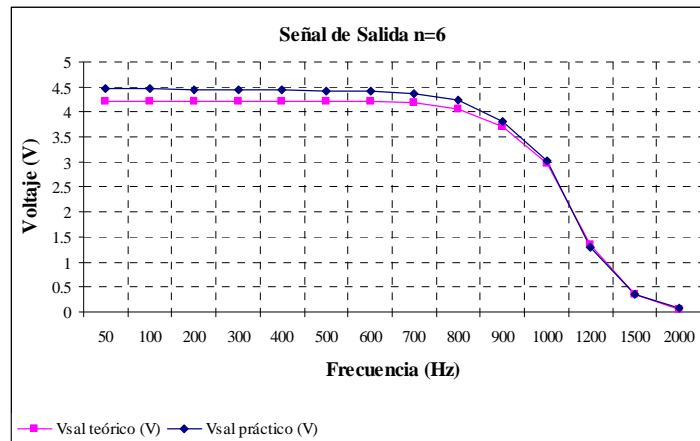


Figura 5.17 Gráfica comparativa teórica-práctica para $n = 6$.

En las siguientes imágenes, Figura 5.18 y 5.19, se presenta la ganancia en amplitud de la señal de salida en dos frecuencias importantes. La primera a 1 kHz la cual es la frecuencia de corte y cuyo V_{p-p} se establece en 3.031 V, existiendo una variación de 0.0579 V con respecto a la magnitud matemática. En la segunda se observa la magnitud de la señal a la frecuencia de 50 Hz, donde todavía la señal no se ha atenuado ya que no ha decaído los 3 dB establecidos como parámetro de diseño; la ganancia a esta frecuencia es de 4.469 V, habiendo una diferencia de 0.2643V con respecto al valor teórico estimado de 4.2047 V.

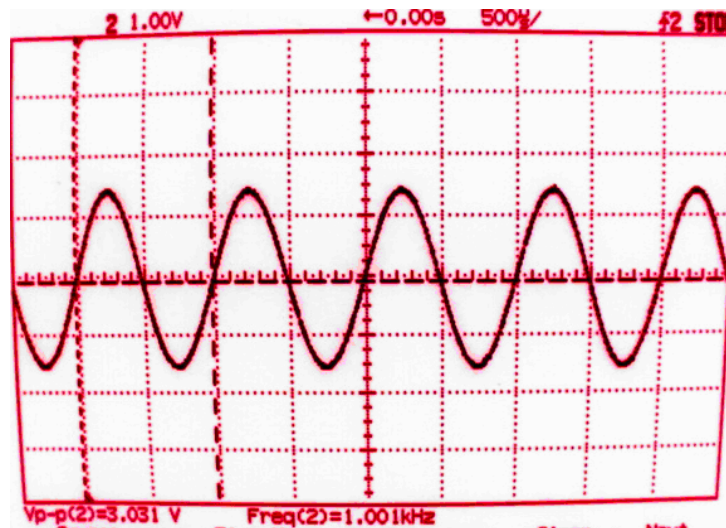


Figura 5.18 Ganancia en amplitud de la señal de salida en $f = 1$ kHz.

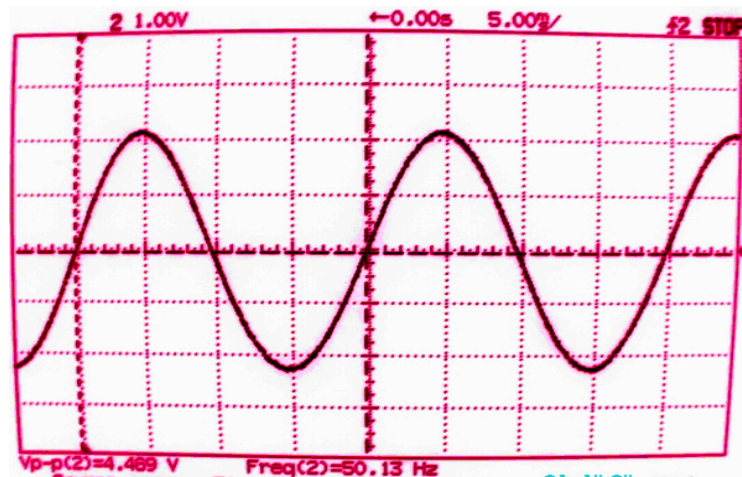


Figura 5.19 Ganancia en amplitud de la señal de salida en $f = 50$ Hz.

Finalmente en la Figura 5.20 se ilustra el barrido en frecuencia de la señal de salida. Las variaciones en la señal de entrada en el circuito correspondiente se establecieron de 0 Hz a 15 kHz. De esta imagen se puede identificar que la ganancia en voltaje del circuito es de aproximadamente 4.250 V.

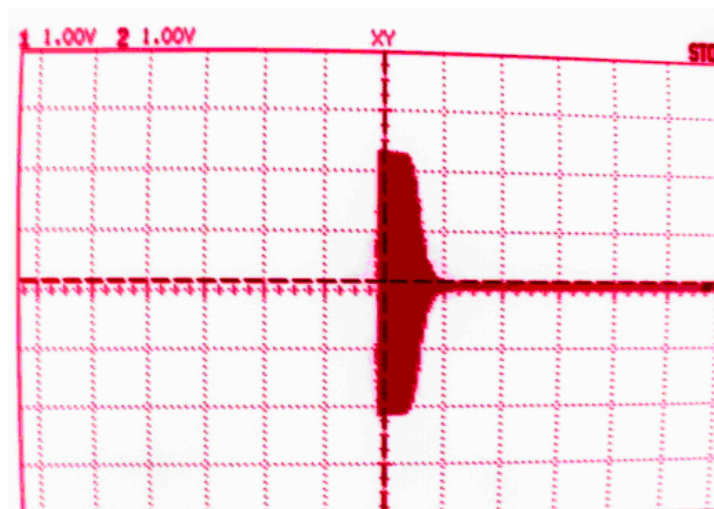


Figura 5.20 Barrido en frecuencia de la señal de salida para $n = 6$.

Las simulaciones obtenidas a través del paquete PSpice se ubican en el Apéndice A de la figura A.1 a la A.5. Se marca sobre cada gráfica la ganancia de la señal de salida en su región de ganancia constante, así como también la ganancia en amplitud de esta señal a la frecuencia de corte $f_c = 1$ kHz.

De acuerdo a las pruebas realizadas anteriormente en esta sección se puede concluir que a manera que aumenta el orden del filtro pasa-bajas, la región de transición se va reduciendo, esto es, mientras más pequeña sea la región de transición la respuesta del filtro se asemeja más a la respuesta ideal de los filtros con aproximación máximamente plana.

5.1.2 De la Aproximación Chebyshev

Como ha sido mencionado en la parte de diseño, este circuito sólo realiza segundo orden, cumpliendo las características especificadas. La Figura A.7 del Apéndice A, muestra la simulación de la señal de salida. Los parámetros de diseño son las siguientes:

$$Q= 1.3047; \quad K=2.2335$$

La tabla 5.12 contiene los valores reales medidos de los componentes de dicho circuito.

Tabla 5.12 Valores reales para Chebyshev de segundo orden.

Componente	Valor Teórico	Valor Práctico	Unidad
R₁	18.9	19.01	kΩ
R₂	18.9	19.04	kΩ
R₃	57.976	58	kΩ
R₄	47	46.5	kΩ
C₁	10	10.07	nF
C₂	10	10.10	nF

Se realiza un muestreo a la señal de salida para conocer la magnitud que presenta a diferentes frecuencias y estas muestras se comparan en la Tabla 5.13 con valores teóricos adquiridos de la simulación correspondiente a este circuito. La Figura 5.21 muestra los resultados al graficar estos valores.

Tabla 5.13 Tabla comparativa teórica-práctica para Chebyshev segundo orden.

<i>f</i> (Hz)	Vsal teórico (V)	Vsal práctico (V)
50	2.2393	2.188
100	2.2558	2.188
200	2.3257	2.25
300	2.4476	2.344
400	2.6061	2.531
500	2.8333	2.719
600	3.0455	2.906
700	3.1442	3.031
800	3.0152	2.891
900	2.6667	2.531
1000	2.2273	2.125
1200	1.4849	1.359
1500	0.878	0.828
2000	0.439	0.437
3000	0.18	0.193
4000	0.098	0.131
5000	0.064	0.103

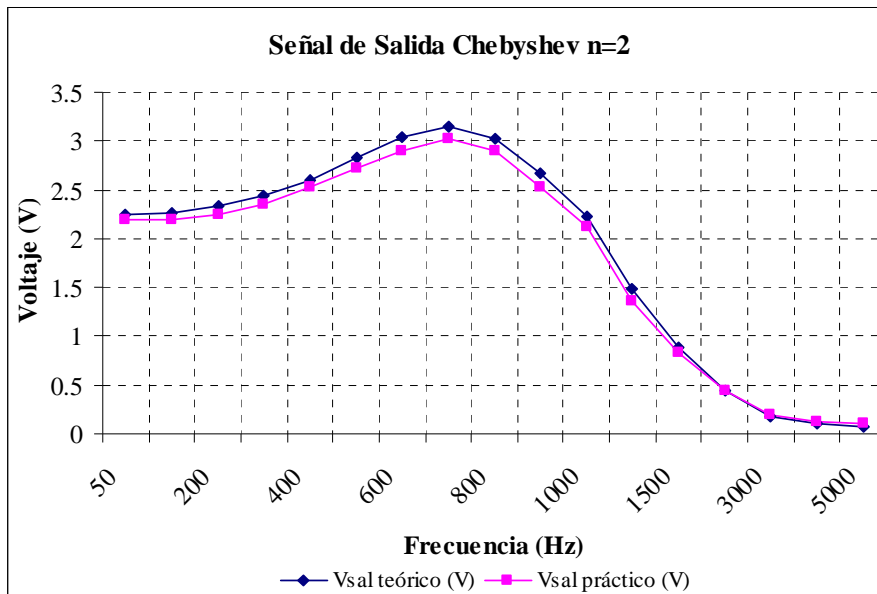


Figura 5.21 Gráfica comparativa Sallen-Key Chebyshev $n=2$

A continuación, se presentan las imágenes obtenidas a las frecuencias de 50 Hz y 1 kHz, con el objetivo de comprobar la ganancia de la señal de salida a estas frecuencias. Véase de la Figura 5.22 que la ganancia de la señal a 50 Hz corresponde a 2.188 V, la cual difiere de 0.0513 V del valor teórico, el cual se estima de 2.2393 V. La Figura 5.23 muestra la ganancia a la frecuencia de 1 kHz, ésta es de 2.188 V, que si se compara con la teórica que es de 2.2273V se observa una diferencia de 0.0393 V.

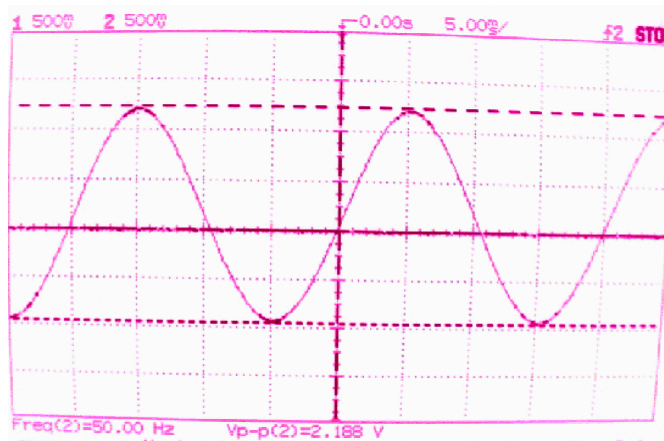


Figura 5.22 Ganancia en magnitud en $f = 50$ Hz. Sallen-Key Chebyshev $n=2$

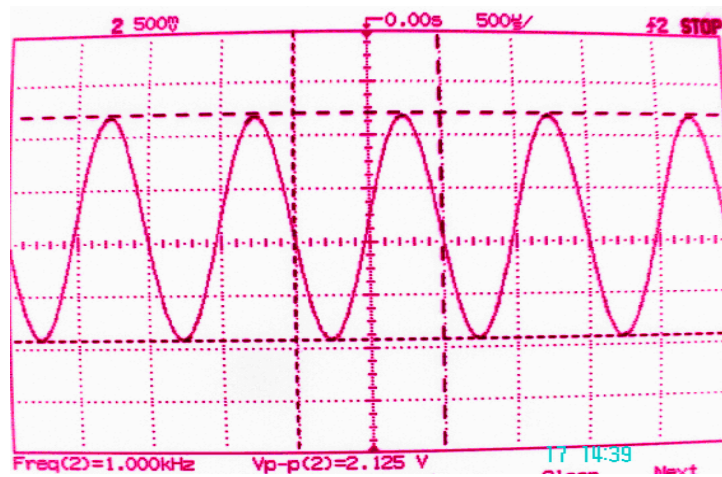


Figura 5.23 Ganancia de la señal de salida a $f = 1$ kHz de Sallen-Key Chebyshev $n=2$

Como última comprobación del funcionamiento de la configuración Sallen-Key realizando aproximación Chebyshev de segundo orden, se presenta la Figura 5.24, dicha imagen contiene el barrido en frecuencia de la señal de salida, variándose la señal de entrada desde 0 Hz hasta 15 kHz. Se aprecia de dicha imagen el rizo en la banda de paso. Obsérvese que la ganancia en el pico del rizo se acerca a 3; la ganancia antes del rizo se aproxima a los 2.5 V; estos valores son próximos a los estimados teóricamente.

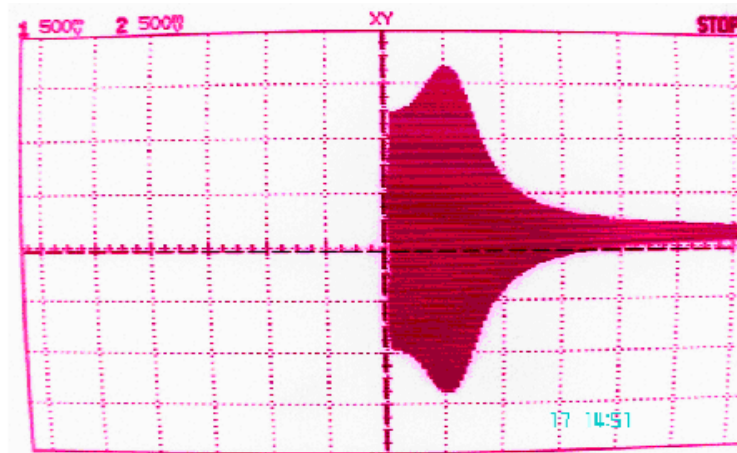


Figura 5.24 Barrido en frecuencia de Sallen-Key Chebyshev segundo orden.

5.2 Resultados de la Configuración Activa Variable de Estado KHN

Para comprobar el funcionamiento de este circuito se plantea implementar dos diseños, un pasa-altas Butterworth de segundo orden y un pasa-bajas Chebyshev de cuarto orden. Para ambos casos se presentan los resultados obtenidos de manera teórica, simulaciones, resultados prácticos y gráficas comparativas.

Para el primer caso, se plantean las especificaciones que debe cumplir el diseño: Pasa-altas, con aproximación Butterworth, orden $n = 2$, $A_{max} = 3$ dB y $f_c = 1$ kHz

Debido a que el filtro proporciona las salidas pasa-bajas, pasa-altas y pasa-banda, se puede realizar este filtrado a partir de la función de transferencia pasa-bajas y al momento de obtener los resultados ya sea una simulación o sobre el circuito hay que tomar en cuenta que se elige la salida correcta.

Para determinar la función de transferencia que realiza el filtrado en estudio, se procede primero a determinar los parámetros ϵ y ω_n y Q :

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}; \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}}; \quad Q = \frac{1}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right)}$$

Al sustituir los valores correspondientes, se llega a que:

$$\epsilon = 0.997628345; \quad \omega_n = 1.00118794 \quad \omega_n \approx 1; \quad Q = 0.707106781$$

A partir de estos parámetros, se calculan los polos de la siguiente manera:

$$p_k = -\frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}} \sin \frac{2k-1}{2n} \pi \pm j \frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}} \cos \frac{2k-1}{2n} \pi$$

$$p_{1,2} = -\frac{\sqrt{2}}{2} \pm j \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Para obtener la función de transferencia, se encuentra el factor cuadrático al multiplicar los polos $(s - p_1)(s - p_2)$. Se obtiene $H(s)$ pasa-bajas tal como se muestra a continuación:

$$H(s)_{pb} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

A partir de esta función de transferencia pasa-bajas y conociendo los valores de ω_n , Q se calculan los valores para cada uno de los componentes a través de las ecuaciones de diseño para la topología KHN (referirse a sección 3.2.2). De manera normalizada se tiene que $C_1=C_2=1$; $R_3=R_5=R_6=1$; $R_1=R_2=R=1/\omega_n C$; $R_4=(2Q-1)R_3$.

Por lo que de manera normalizada los valores de R y R_4 corresponden a:

$$R = 1; \quad R_4 = 0.414221356$$

Se aplica la desnormalización tanto en frecuencia como en impedancia, se fija el capacitor al valor comercial de 0.01 μF , y se calcula k_z :

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^3} ; k_z = \frac{C_{Normalizada}}{C_{Desnormalizada}} ; k_z = \frac{1/2\pi \times 10^3}{0.01 \times 10^{-6}} ; k_z = 15\,915.494309$$

Al aplicar k_z a todos los componentes se obtienen los valores mostrados en la tabla 5.14.

Tabla 5.14 Valores de los componentes para Butterwoth segundo orden con topología KHN.

Componente	Valor
$C_1=C_2=C$	0.01 μF
$R_1=R_2=R$	15.915 k Ω
$R_3=R_5=R_6$	15.915 k Ω
R_4	6.592 k Ω

La ganancia está dada por:

$$H_{pb,pa} = \frac{2Q-1}{Q} ;$$

lo que resulta en $H_{pa} = 585.786$ m. La figura 5.25 presenta el modelo del circuito resultante.

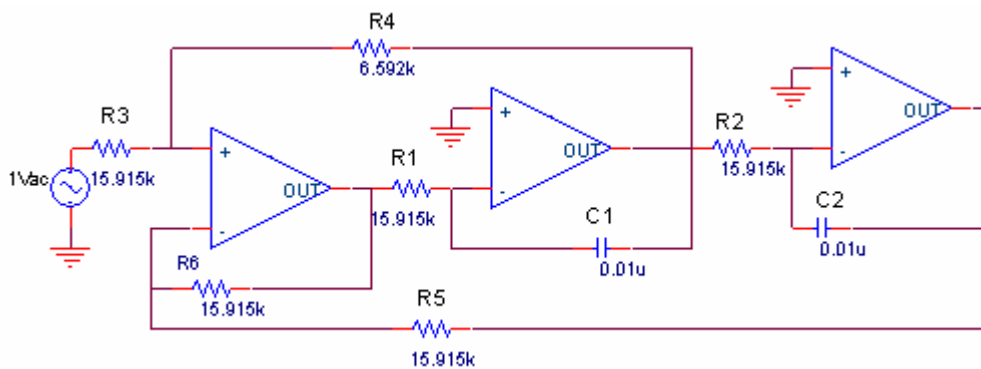


Figura 5.25 Circuito KHN resultante para pasa-altas Butterwoth $n=2$

Al simular este circuito en PSPICE, tomándose como salida para observar el pasa-altas, la salida del primer *op amp* se obtiene la gráfica de la Figura A.8 del Apéndice A.

En la tabla 5.15 se presentan las resistencias y las capacitancias medidas.

Tabla 5.15 Valores reales de los componentes que integran el filtro KHN.

Componente	Valor Real
C_1	10.24 nF
C_2	11 nF
R_1	15.72 k Ω
R_2	15.73 k Ω
R_3	15.79 k Ω
R_4	6.55 k Ω
R_5	15.73 k Ω
R_6	15.73 k Ω

Con el filtro funcionando, se tomaron muestras de la ganancia a diferente frecuencia y se construye la tabla 5.16, la cual compara los valores obtenidos de manera teórica con los obtenidos de manera práctica. En total se toman 16 muestras. La Figura 5.26 ilustra la gráfica comparativa.

Tabla 5.16 Tabla comparativa entre resultados prácticos y teóricos.

f(Hz)	V_{salida} Práctico	V_{salida} Teórico
0	0	0
500	0.153	0.142
600	0.2	0.2
700	0.25	0.259
800	0.3	0.316
900	0.353	0.369
1000	0.4	0.415
1100	0.443	0.452
1200	0.484	0.483
1300	0.509	0.505
1400	0.531	0.523
1500	0.55	0.535
2000	0.595	0.569
3000	0.628	0.583
4000	0.634	0.585
5000	0.634	0.586

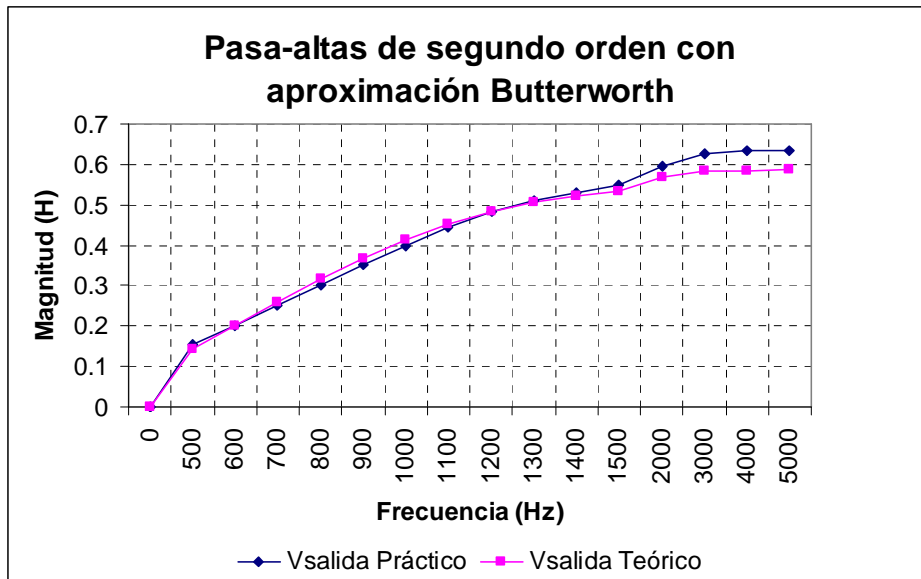


Figura 5.26 Gráfica comparativa teórica-práctica KHN pasa-altas

De la gráfica se puede apreciar que la ganancia máxima de la respuesta práctica es un poco mayor a la calculada, pero su variación no es mucha. La Figura 5.27 muestra el comportamiento de la señal de salida a la frecuencia de 5 kHz, de esta imagen se visualiza que la ganancia en amplitud es de 634 mV. La Figura 5.28 ilustra la señal de salida a la frecuencia de 1 kHz, la frecuencia de interés, ya que es la frecuencia de corte y es el punto donde la amplitud de la señal presenta el 70% de la energía total transmitida, vemos que esta amplitud es de 400 mV.

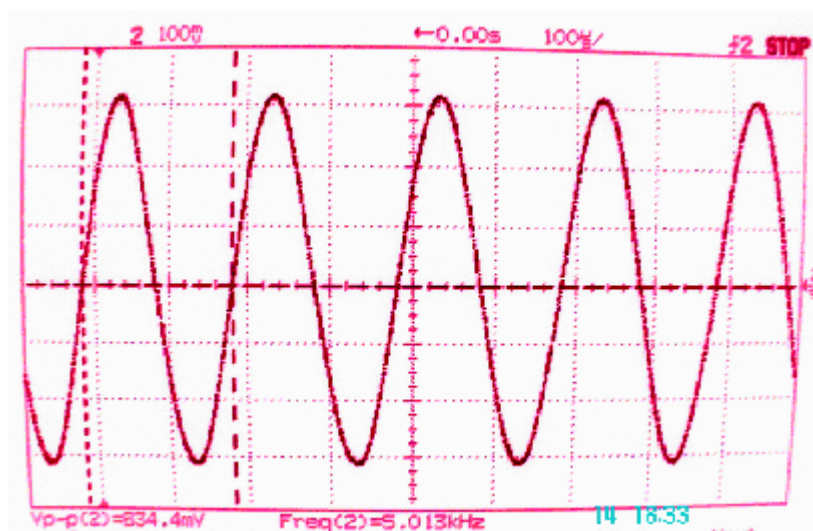


Figura 5.27 Relación frecuencia-amplitud de la señal de salida con $f = 5$ kHz

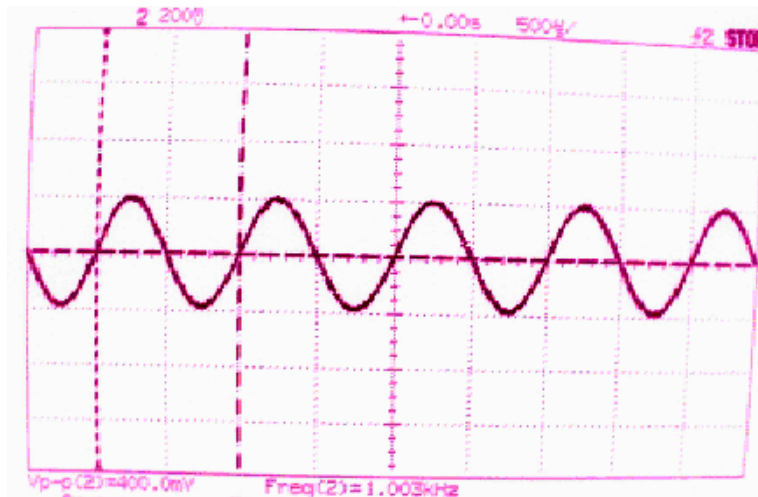


Figura 5.28 Relación frecuencia-amplitud de la señal de salida con $f = 1\text{kHz}$

A continuación se presenta en la Figura 5.29 el comportamiento de la señal de salida al estímulo de diferentes frecuencias. Este barrido se realiza desde 0 Hz hasta 15 kHz.

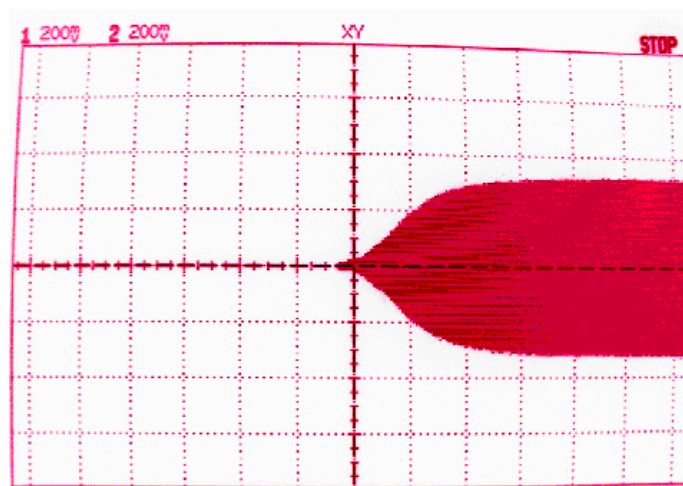


Figura 5.29 Barrido en frecuencia de la señal de salida

Si cada cuadro de la imagen anterior tiene un valor de 200 mV, entonces se puede verificar de nuevo la máxima transferencia de energía de la señal de salida, la cual se aprecia que se establece en aproximadamente 625 mV.

El segundo diseño que se pone a prueba para esta topología tiene que cumplir con las siguientes especificaciones: Pasa-bajas, con aproximación Chebyshev, orden $n = 4$, $A_{\text{max}} = 3\text{ dB}$ y $f_c = 1\text{ kHz}$.

Para determinar el diseño del circuito con las características anteriormente mencionadas, es necesario conocer la función de transferencia. Para encontrarla se empieza determinando los parámetros ε y u_k :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1}; \quad u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi \quad k=1,2,\dots,2n.$$

Sustituyendo valores encontramos que:

$$\varepsilon = 0.99762835; \quad u_1 = \pi/8; \quad u_2 = 3\pi/8; \quad u_3 = 5\pi/8; \quad u_4 = 7\pi/8;$$

Los polos tienen la forma general

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

Donde v está dada por:

$$v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \quad v = 0.2207634$$

De acuerdo a esto, los polos tienen la siguiente forma:

$$p_{1,4} = -0.0851704 \pm 0.94648443 j$$

$$p_{2,3} = -0.20561953 \pm 0.39204669 j$$

Se encuentra el factor cuadrático de cada par de polos complejos conjugados y se obtiene la función de transferencia $H(s)$, la cual se expresa como:

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.1703408 \cdot s + 0.903087)(s^2 + 0.41123906 \cdot s + 0.195979)}$$

A continuación se determina el valor de ω_p y Q_p para cada par de polos. Llámese el primer término polinomio del denominador $p_{1,4}$ y el segundo $p_{2,3}$, de esta forma se puede diferenciar uno del otro.

La tabla 5.17 muestra los valores que se obtienen para cada uno de los casos.

Tabla 5.17 Valores de ω_n y Q para cada par de polos.

	P_{1,4}	P_{2,3}
ω_n	0.950309	0.442696
Q	5.578868	1.076494

Conociendo el valor de estos parámetros se utilizan las ecuaciones de diseño (mencionadas en el diseño anterior) para calcular el valor de los componentes. Se tiene de manera normalizada que para la etapa que realiza a $p_{1,4}$ se obtiene:

$$C_1=C_2=1; \quad R_3=R_5=R_6=1; \quad R_1=R_2=R=1.05; \quad R_4= 10.157736$$

Para $p_{2,3}$:

$$C_1=C_2=1; R_3=R_5=R_6=1; R_1=R_2=R=2.26; R_4=1.152988$$

Al igual que para el caso anterior se desnormaliza en frecuencia y en impedancia fijando los capacitores a $0.01 \mu\text{F}$. El valor de $k_z = 15\,915.494309$. La tabla 5.18 muestra los valores desnormalizados para cada uno de los componentes

Tabla 5.18 Valores de los componentes del circuito para el caso Chebyshev 4° orden.

	Componente	Valor
$P_{1,4}$	$C_1=C_2=C$	$0.01\mu\text{F}$
	$R_1=R_2=R$	$16.747\text{ k}\Omega$
	$R_3=R_5=R_6$	$15.915\text{ k}\Omega$
	R_4	$161.665\text{ k}\Omega$
$P_{2,3}$	$C_1=C_2=C$	$0.01\mu\text{F}$
	$R_1=R_2=R$	$35.951\text{ k}\Omega$
	$R_3=R_5=R_6$	$15.915\text{ k}\Omega$
	R_4	$18.350\text{ k}\Omega$

La ganancia para cada una de las etapas es:

	H_0
Para p_1	1.82075217
Para p_2	1.07105845

Al unir las dos etapas, la ganancia será de $H_{0\text{total}} = 1.950132$. Considerando que la aproximación en estudio es Chebyshev también se calcula la máxima amplitud de los rizados. Para obtener este valor es necesario convertir $H_{0\text{total}}$ a decibeles y adicionarle 3 dB.

$$H_{\text{max}} = \frac{20 \log(1.950132) + 3}{20} \text{ dB} \quad H_{\text{max}} = 0.440064 \text{ dB}$$

Convertimos este valor a decimal y se obtiene que la amplitud máxima de los rizados se ubican en:

$$H_{\text{max}} = 10^{0.440064} \quad H_{\text{max}} = 2.754635$$

El circuito resultante se muestra en la Figura 5.30, mientras que la simulación del mismo se aprecia en la Figura A.9 del Apéndice A. Recuérdese que la etapa que hace la menor Q se ubica primero.

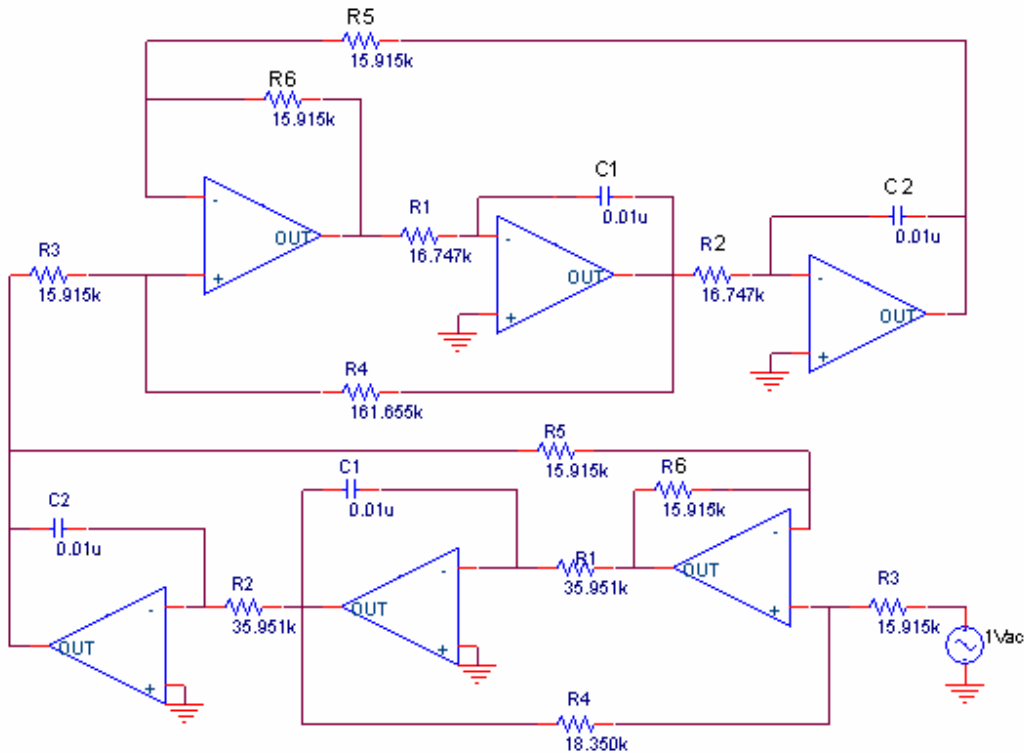


Figura 5.30 Circuito que implementa Chebyshev 4° Orden pasa-bajas

Después de haber determinado teóricamente el valor de los componentes que conforman el circuito, se analizan los resultados obtenidos en la implementación del mismo. Primero se miden los componentes para conocer sus valores reales, (Véase tabla 5.19)

Tabla 5.19 Valores reales de componentes para Chebyshev pasa-bajas de 4° orden

	p_{1,4}	p_{2,3}
Componente	Valor Real	Valor Real
C ₁	10.24 nF	10.51 nF
C ₂	11 nF	11.06 nF
R ₁	35.45 kΩ	16.58 kΩ
R ₂	35.12 kΩ	16.51 kΩ
R ₃	15.79 kΩ	15.96 kΩ
R ₄	18.76 kΩ	160.2 kΩ
R ₅	15.73 kΩ	15.90 kΩ
R ₆	15.73 kΩ	15.90 kΩ

A continuación se muestra la señal de salida que se obtuvo de manera práctica y se compara con los resultados obtenidos a través de la simulación, se obtiene de esto la tabla 5.20, la cual compara 18 muestras tomadas.

Tabla 5.20 Tabla comparativa entre resultados prácticos y teóricos

f(Hz)	V _{salida} Práctico	V _{salida} Teórico
10	2.016	1.9508
50	2.063	1.9698
100	2.063	2.0286
200	2.297	2.2696
300	2.594	2.6084
400	2.625	2.7429
500	2.297	2.4606
600	2.031	2.1133
700	1.937	1.9541
800	2.219	2.1207
900	2.531	2.6897
910	2.484	2.7488
950	2.109	2.6232
1000	1.5	1.9581
1200	0.362	0.45
1300	0.231	0.266
1400	0.15	0.169
1500	0.109	0.12

La figura 5.31 ilustra las curvas resultantes al graficar los datos de la tabla 5.20.

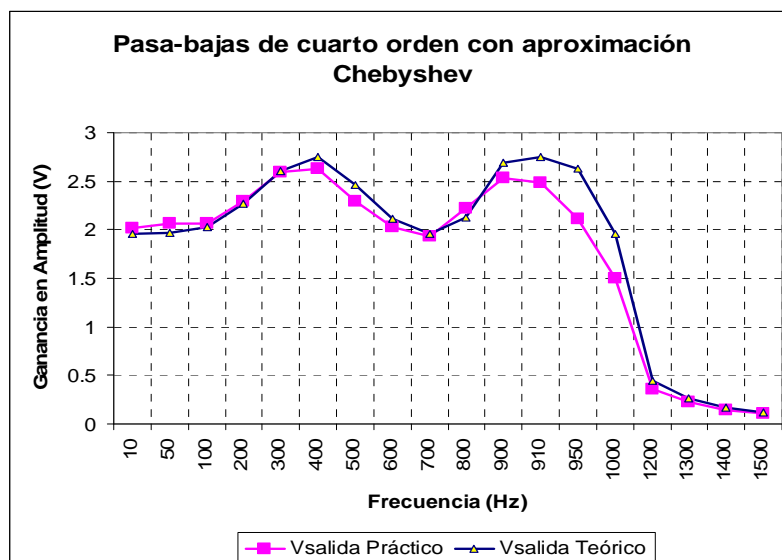


Figura 5.31 Gráfica comparativa Resultados prácticos vs resultados teóricos

Se observa de la figura anterior que el segundo rizo de la gráfica obtenida de manera práctica presenta atenuación y desplazamiento hacia la izquierda. Esto se debe a que la capacitancia de los condensadores es menor a la establecida teóricamente.

En las siguientes imágenes que se presentan, se puede observar la ganancia del filtro a la frecuencia de 100 Hz (Figura 5.32), el comportamiento de la señal de salida a la frecuencia de corte $f_c = 1\text{kHz}$ (Figura 5.33) y finalmente el barrido en frecuencia de la señal de salida (Figura 5.34), que va desde 10Hz hasta 20 kHz.

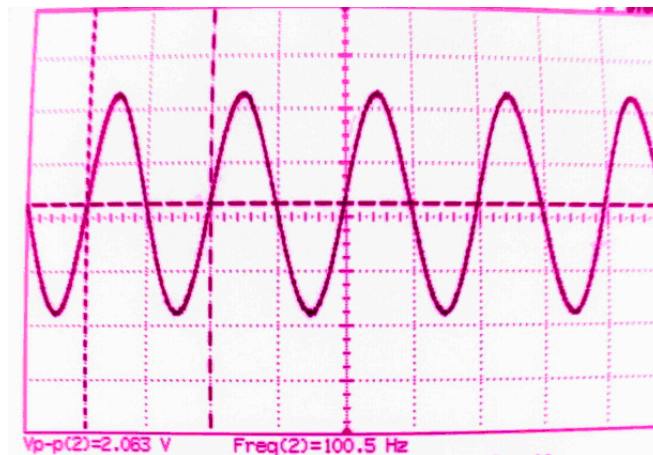


Figura 5.32 Señal de salida a la frecuencia de 100 Hz.

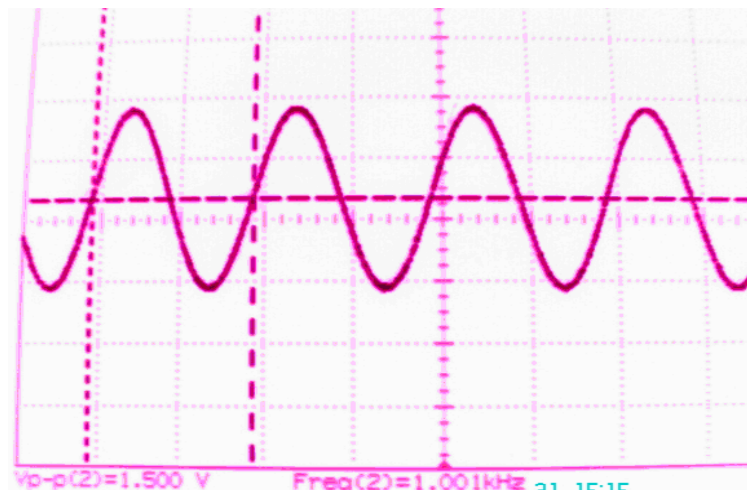


Figura 5.33 Señal de salida a la frecuencia de 1 kHz

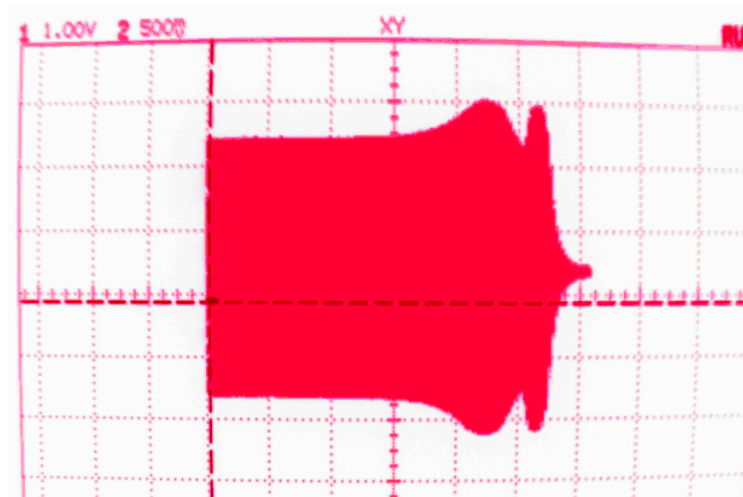


Figura 5.34 Barrido en frecuencia de la señal de salida.

En la Figura 5.34, se observa que cada cuadro en el eje ‘Y’ equivale a 500 mV, por lo que la ganancia del filtro es de $H = 2$, mientras que la ganancia máxima de los rizados se ubica en $H_{max} = 2.625$.

5.3 Resultados de la Configuración Activa Variable de Estado Tow-Thomas

La topología de variable de estado Tow-Thomas que se implementa en este prototipo consta de dos etapas, cada una capaz de realizar un par de polos. El máximo orden realizable es de quinto.

Se corrobora el funcionamiento de este circuito a través de la implementación de dos diseños. Recuérdese que esta configuración realiza solamente dos tipos de filtrado: pasa-bajas y pasa-banda. El primer diseño consta de un filtro pasa-banda con un factor de calidad de 8 y el segundo es un filtro pasa-bajas de quinto orden con aproximación Chebyshev.

Para ambos casos se utilizan las ecuaciones de diseño planteadas en la sección 3.2.3 del Capítulo III, dichas ecuaciones se repiten por comodidad

Componente	Valor
C	0.01 μ F
R	15.915 k
$R_2=R_3$	$\frac{kz}{\omega_n}$
R_1	QR_2

Por limitaciones del filtro Tow-Thomas se sabe que la frecuencia de corte es de 1 kHz y que el valor de los capacitores está establecido en 0.01 μF.

Se diseña primero el filtro pasa-banda, estableciendo primero la constante de impedancia k_z , suponiendo que al principio se encuentra todo normalizado ($C=1$; $R=1$; $\omega_n= 1$)

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^3} \quad k_z = \frac{C_{Normalizada}}{C_{Desnormalizada}} \quad k_z = \frac{1}{0.01 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3}$$

Siendo el valor de $k_z = 15\,915.494309$. Buscando los valores que corresponden a los componentes variables se hacen las operaciones necesarias para conocer $R_2=R_3$ y R_1 .

$$R_2 = R_3 = \frac{15915}{1} \quad R_2=R_3= 15.915 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 8 \times 15.915 \text{ k}\Omega \quad R_1= 127.323 \text{ k}\Omega$$

La tabla 5.21 presenta los valores de cada uno de los componentes que implementa este diseño.

Tabla 5.21 Valores de los componentes que implementan filtro pasa-banda Q=8.

Componente	Valor
C	0.01 μF
R	15.915 kΩ
$R_2=R_3$	15.915 kΩ
R_1	127.323 kΩ

La ganancia en amplitud de este filtro está determinada por la relación:

$$|H_0| = \frac{R_1}{R_4}$$

Haciendo la sustitución correspondiente, la ganancia es de:

$$|H_0| = \frac{127.323 \text{ k}\Omega}{15.915 \text{ k}\Omega} \quad |H_0| = 8$$

La configuración resultante es la que se muestra en la Figura 5.35, mientras que la gráfica resultante de la simulación se encuentra en el Apéndice A, Figura A.10.

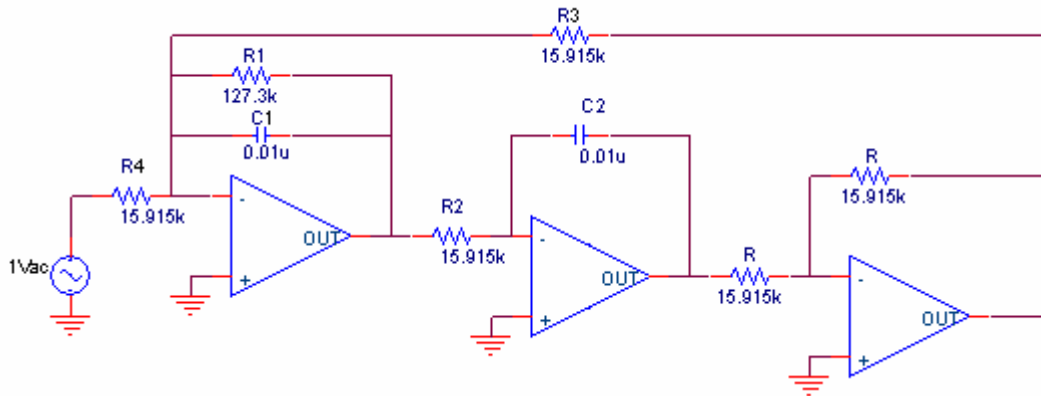


Figura 5.35 Configuración que realiza filtro pasa-banda con $Q=8$.

Después de realizar los cálculos pertinentes, se implementa el circuito de la Figura 5.35, de donde los valores reales para cada uno de los componentes se muestran en la Tabla 5.22.

Tabla 5.22 Valores reales de los componentes que realizan pasa-banda con $Q=8$

Componente	Valor
C_1	10.30 nF
C_2	10.42 nF
R_1	124.1 k Ω
R_2	16.02 k Ω
R_3	15.91 k Ω
R_4	15.64 k Ω
R	15.86 k Ω
R	15.69 k Ω

Para demostrar el funcionamiento de este diseño, se realiza una comparación entre los resultados medidos de manera teórica y práctica. Se toman un total de 19 muestras en un rango de 10 a 20 000 Hz. Se presentan estos datos en la Tabla 5.23

Tabla 5.23 Tabla comparativa entre resultados prácticos-teóricos

f(Hz)	V_{salida} Práctico	V_{salida} Teórico
10	0.02	0.018
50	0.059	0.051
100	0.109	0.101
150	0.175	0.155
200	0.225	0.211
250	0.275	0.269

300	0.35	0.332
350	0.481	0.397
400	0.562	0.482
450	0.65	0.564
500	0.743	0.678
550	0.893	0.782
600	1.081	0.939
650	1.294	1.113
700	1.609	1.3565
750	1.969	1.687
800	2.5	2.1565
850	3.328	2.887
900	4.719	4.1217
950	7	6.2435
1000	7.812	7.9703
1050	5.688	6.313
1100	4.062	4.4
1150	3.062	3.2522
1200	2.5	2.5739
1300	1.938	1.8261
1400	1.406	1.4261
1500	1.219	1.1826
2000	0.718	0.653

La Figura 5.36 muestra los datos de la tabla anterior graficados. En dicha imagen se observa el comportamiento obtenido y el comportamiento que se esperaba.

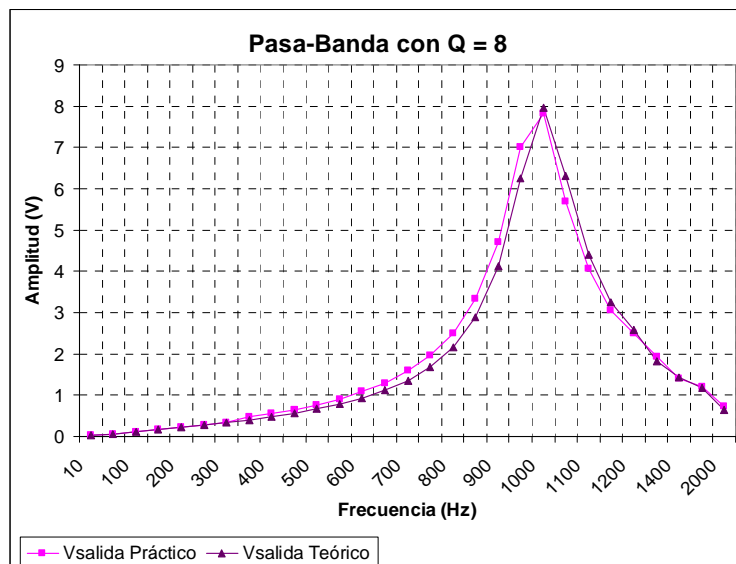


Figura 5.36 Gráfica comparativa para el caso pasa-banda Q=8

Se observa de la imagen anterior que la gráfica Vsalida Práctico sigue la misma forma que la Vsalida Teórica. Se aprecia una amplitud cercana a 7.812 V a esta frecuencia, esto se puede

observar mejor en la Figura 5.37, mientras que en la Figura 5.38 se visualiza el barrido en frecuencia de la señal de salida. Este barrido se realiza de 0 a 20 kHz.

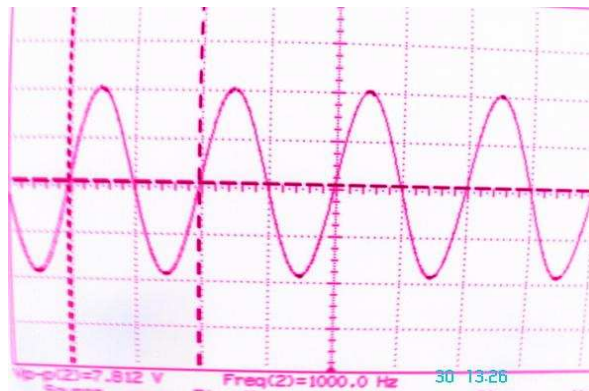


Figura 5.37 Ganancia de la señal de salida a 1000 Hz

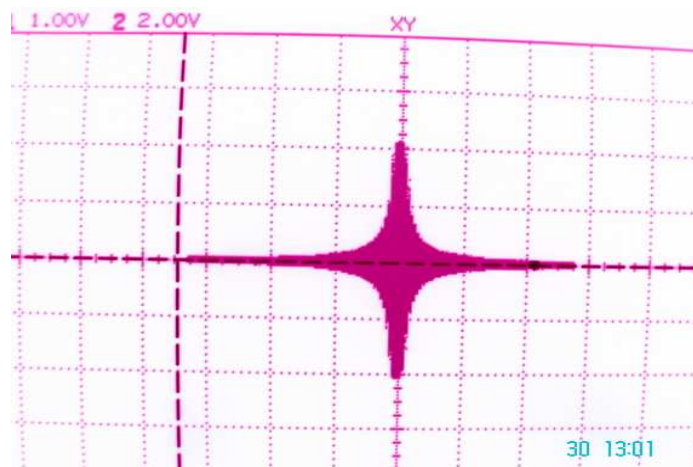


Figura 5.38 Barrido en frecuencia de la señal de salida pasa-banda Q=8

Del barrido en frecuencia, se observa de nuevo que la ganancia máxima de este filtro es de 8 Vp-p y debido a que la Q es pequeña es un filtro no muy selectivo.

Para el segundo diseño se tiene que implementar un filtro pasa-bajas Chebyshev de quinto orden con $A_{max}=1\text{dB}$ y $f_c=1\text{kHz}$.

Es necesario encontrar la función de transferencia que cumpla con las especificaciones anteriormente mencionadas para poder así determinar los valores de componentes que forman parte de este diseño. El valor de los parámetros ϵ y u_k se definen de la siguiente manera:

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}; \quad u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi \quad k=1,2,\dots,2n.$$

Sustituyendo valores encontramos que:

$$\varepsilon = 0.508847; u_1 = \pi/10; u_2 = 3\pi/10; u_3 = 5\pi/10; u_4 = 7\pi/10; u_5 = 9\pi/10;$$

Los polos se expresan como

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

Se encuentra el valor de v :

$$v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \quad v = 0.285595$$

De acuerdo a lo anterior, los polos equivalen a:

$$\begin{aligned} p_{1,5} &= -0.0894584 \pm 0.990107j \\ p_3 &= -0.289493 \\ p_{2,4} &= -0.23420503 \pm -0.6119198 j \end{aligned}$$

Se multiplican los pares de polos complejos conjugados para encontrar los polinomios que forman parte del denominador de la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.178917s + 0.988315)(s^2 + 0.46841s + 0.429298)(s + 0.289493)}$$

Llámesse el primer polinomio de segundo orden del denominador p_1 , el segundo polinomio p_2 y el polinomio de primer orden p_3 . A partir de estos polinomios se determina el valor de ω_n y Q_p de cada polo. La tabla 5.24 presenta los valores para cada uno de estos parámetros.

Tabla 5.24 Valores de ω_n y Q_p para los polos

	ω_n	Q_p
p1	0.99414	5.556441
p2	0.655208	1.398792
p3	0.289493	---

Con los valores de la tabla se procede a determinar los valores de los componentes que integrarán el circuito capaz de cumplir con los requisitos establecidos. Si se considera que se debe diseñar tomando en cuenta que los capacitores tienen un valor establecido de 0.01 μ F, entonces se determina la constante de desnormalización en impedancia en: $k_z = 15\ 915.494309$. Al aplicar esta constante a los componentes, se tiene que los valores de capacitores tienen un valor de 0.01 μ F y las resistencias marcadas como 'R' equivalen a 15.915 k Ω ,

siendo $R_2=R_3$ y R_1 los componentes que varían de valor. La tabla 5.25 ilustra los resultados obtenidos para dichos componentes al igual que la ganancia de cada etapa.

Tabla 5.25 Valores de los componentes y de la ganancia para cada etapa.

	Componente	Valor
p ₁	$R_2=R_3$	16 kΩ
	R_1	88.954 kΩ
	H	1.01
p ₂	$R_2=R_3$	24.290 kΩ
	R_1	33.977 kΩ
	H	1.53

La ganancia en amplitud de esta configuración es la multiplicación de las ganancias de ambas etapas por lo que H es de:

$$H = 1.5453$$

Se sabe que por ser de quinto orden se tendrán 2 ½ picos, por lo que se calcula la ganancia a 1 kHz. Se convierte H a decibeles y se resta 1 dB por diseño y se convierte nuevamente a decimal.

$$H_{1kHz} = \frac{20 \log(1.5453) - 1}{20} \text{ dB} \quad H_{1kHz} = 0.139013 \text{ dB}$$

$$H_{1kHz} = 10^{0.139013} \quad H_{1kHz} = 1.37725$$

Debido a que se quiere implementar un circuito de quinto orden, es necesario colocar a la salida de la etapa de cuarto orden un circuito RC que nos genere el polo p₃. Se encuentran los valores de estos componentes de manera normalizada a través de la siguiente relación:

$$\omega_n = \frac{1}{RC}$$

Donde C = 1 y $\omega_n = 0.289493$. Despejando R se sabe que su valor es de:

$$R = \frac{1}{\omega_n C} \quad R = \frac{1}{0.289493} \quad R = 3.454315$$

Desnormalizando tenemos que los valores de los componentes del circuito RC son:

$$R = 54.975 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$

A continuación se ilustra en la Figura 5.39 la configuración resultante al implementar este diseño. La Figura A.11 del Apéndice A muestra la señal de salida de este circuito.

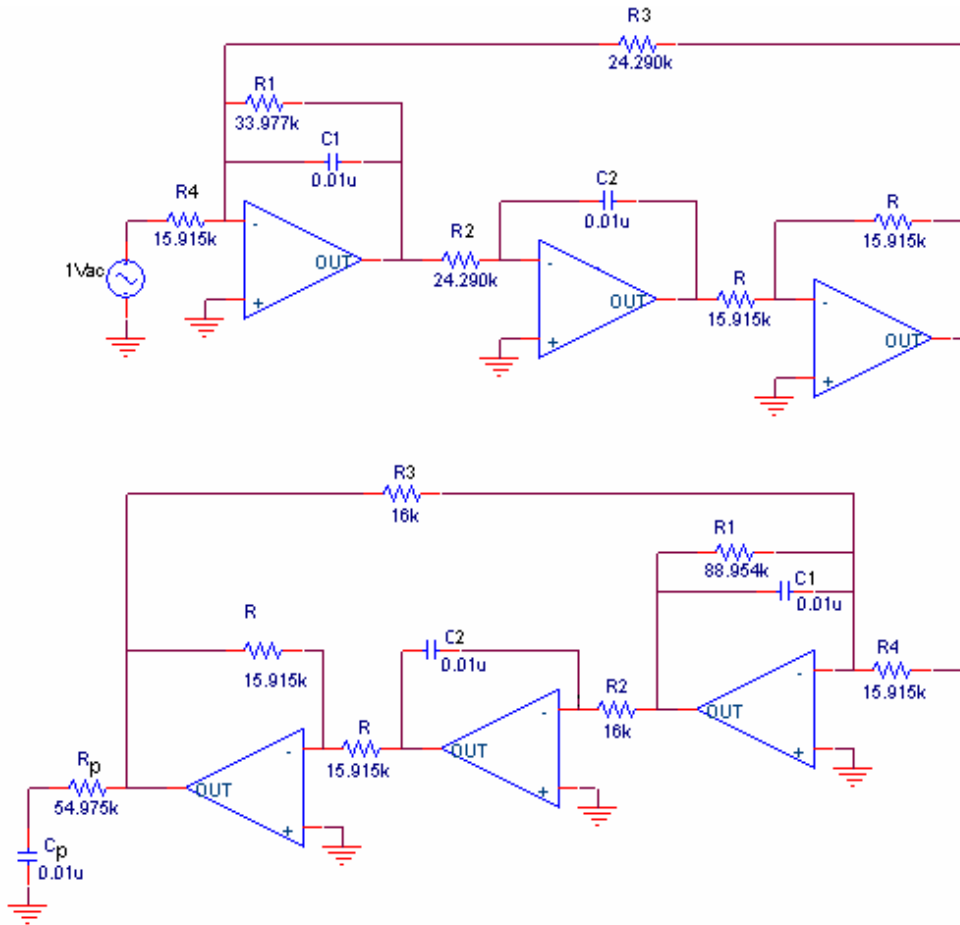


Figura 5.39 Configuración resultante que realiza pasa-bajas Chebyshev de 5° orden

En seguida se reportan los resultados obtenidos después de la implementación de este diseño. Se empieza mostrando en la tabla 5.26 los valores reales de cada uno de los componentes que conforman esta topología. Nótese que para la segunda etapa, la cual realiza la Q más grande, los valores de los componentes son demasiado próximos a los calculados ya que se encontró que esta configuración es muy sensible a los valores altos de Q.

Tabla 5.26 Valores reales del filtro que realiza Chebyshev quinto orden.

Etapa 1 (Q=1.398792)		Etapa 2 (Q=5.556441)		Circuito RC	
Componente	Valor	Componente	Valor	Componente	Valor
C ₁	10.30 nF	C ₁	10.24 nF	R	55.6 kΩ
C ₂	10.42 nF	C ₂	9.97 nF		
R ₁	33.67 kΩ	R ₁	89.1 kΩ		

R ₂	23.99 kΩ	R ₂	16.05 kΩ	C	9.91 nF
R ₃	23.81 kΩ	R ₃	16 kΩ		
R ₄	15.64 kΩ	R ₄	15.91 kΩ		
R	15.86 kΩ	R	15.88 kΩ		
R	15.69 kΩ	R	15.93 kΩ		

Ya que se conocen los valores de cada uno de los componentes, se realiza el muestreo de la señal de salida. En esta ocasión se presenta primero el muestreo de cada una de las etapas y posteriormente el resultado obtenido al unirlos. En la tabla 5.27(a) se observa una comparación entre los datos reales y teóricos para la primera etapa, siendo el número total de muestras 22; la tabla 5.27 (b) muestra los resultados obtenidos para la segunda etapa, tomándose 28 muestras y la tabla 5.27 (c) compara el comportamiento del filtro completo, con 25 puntos de comparación. Las Figuras 5.40 (a), 5.40 (b) y 5.40 (c) ilustran la gráficas obtenidas de las tablas anteriores, siendo la primera figura referente a la primera etapa, la segunda a la segunda y la tercera al resultado final de la implementación completa del filtro.

Tabla 5.27 Muestreo de la señal de salida en distintos puntos

PRIMERA ETAPA			SEGUNDA ETAPA			AMBAS ETAPAS + RC		
f(Hz)	V _{salida} Práct.	V _{salida} Teórico	f(Hz)	V _{salida} Práct.	V _{salida} Teórico	f(Hz)	V _{salida} Práct.	V _{salida} Teórico
10	1.531	1.5265	10	1.094	1.0054	10	1.484	1.5325
50	1.547	1.533	50	1.094	1.0079	50	1.469	1.5215
100	1.562	1.553	100	1.094	1.0155	100	1.453	1.4891
150	1.594	1.5883	150	1.094	1.0288	150	1.422	1.449
200	1.641	1.6378	200	1.125	1.0475	200	1.391	1.4088
250	1.734	1.7028	250	1.156	1.0723	250	1.391	1.3818
300	1.812	1.7852	300	1.156	1.1042	300	1.375	1.3684
350	1.906	1.8842	350	1.169	1.1452	350	1.391	1.3756
400	2.031	2.0025	400	1.206	1.1942	400	1.422	1.4004
450	2.141	2.1207	450	1.269	1.2555	450	1.469	1.4422
500	2.281	2.2241	500	1.369	1.343	500	1.516	1.4901
558	2.328	2.2877	550	1.453	1.438	550	1.562	1.5255
600	2.328	2.2611	600	1.562	1.5665	600	1.562	1.5341
650	2.234	2.1503	650	1.734	1.7291	650	1.531	1.5047
700	2.016	1.9581	700	1.922	1.9507	700	1.469	1.4526
750	1.828	1.7438	750	2.203	2.2315	750	1.406	1.3976
800	1.578	1.5222	800	2.578	2.6453	800	1.359	1.3705
850	1.375	1.3227	850	3.063	3.266	850	1.344	1.3894
900	1.187	1.1527	900	3.844	4.1675	900	1.359	1.4678
950	1.047	1.0049	950	4.531	5.2168	950	1.359	1.5429
1000	0.937	0.886	1000	4.812	5.5862	1000	1.203	1.3704
2000	0.234	0.175	1050	4.344	4.537	1200	0.296	0.264

1100	3.5	3.3695	1300	0.156	0.137
1200	2.25	1.9803	1500	0.068	0.048
1400	1.156	0.99	2000	0.015	0.008
1600	0.75	0.62			
2000	0.437	0.323			
5000	0.078	0.04			

(a)

(b)

(c)

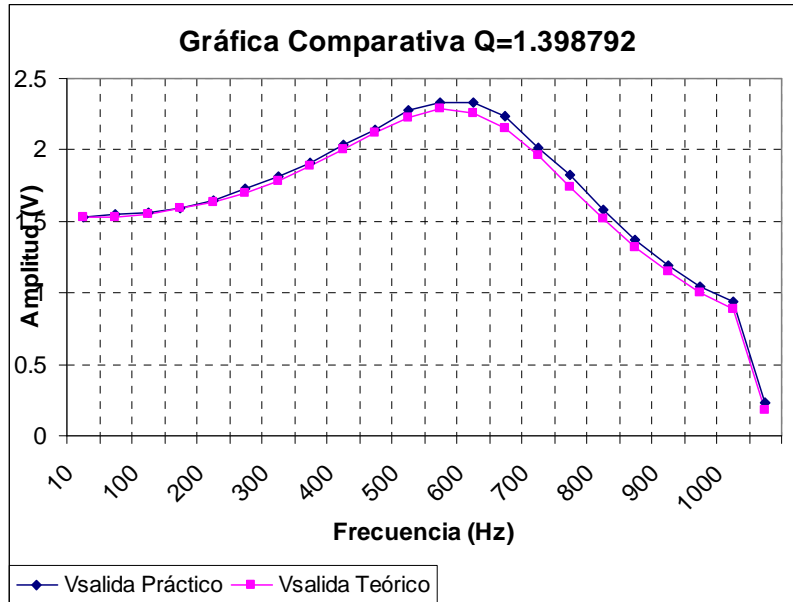


Figura 5.40 (a) Gráfica comparativa de la primera etapa

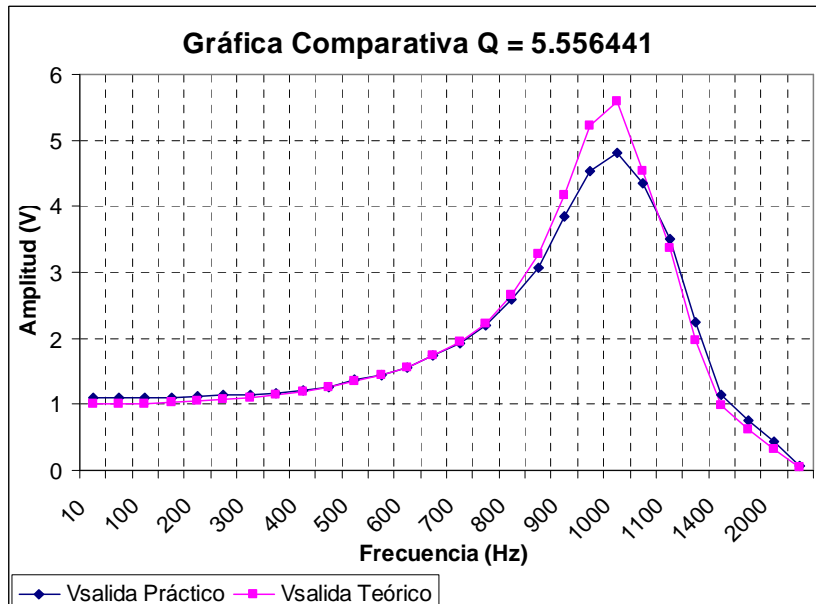


Figura 5.40 (b) Gráfica comparativa de la segunda etapa

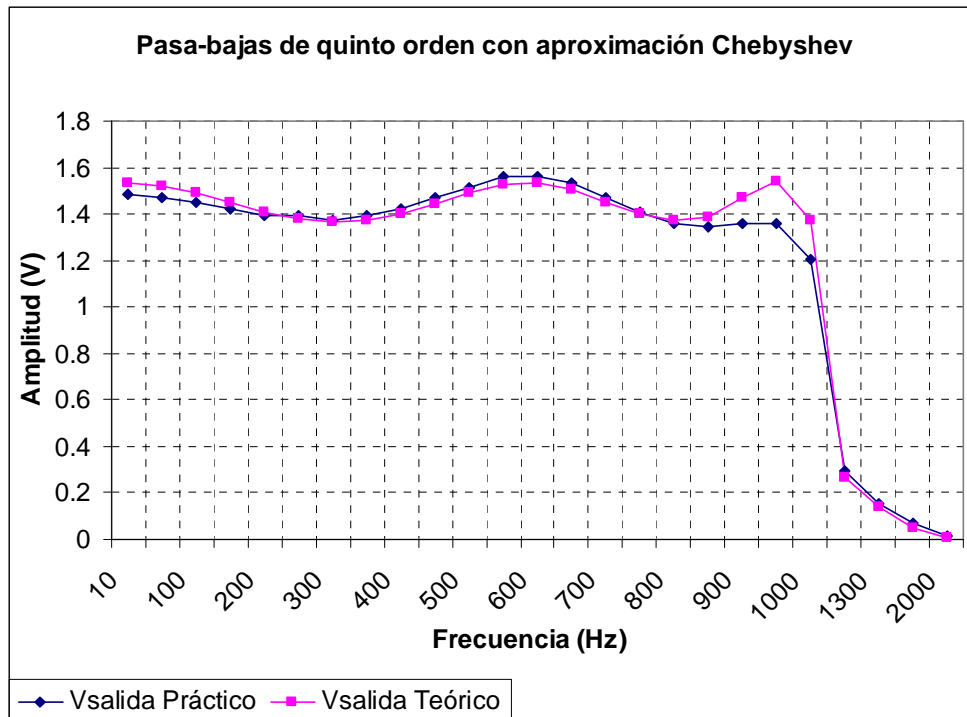


Figura 5.40 (c) Gráfica comparativa de la señal de salida resultante.

Ahora, se muestran los resultados que se visualizaron a través del osciloscopio. En la Figura 5.41 se presenta una señal de salida a la frecuencia de 100 Hz, se observa que la ganancia del filtro es de 1.453 V.

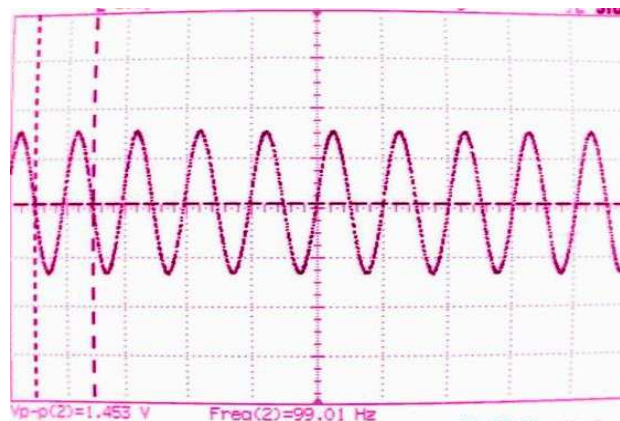


Figura 5.41 Señal de salida a 100 Hz

A la frecuencia de corte 1 kHz, la señal de salida presenta una relación frecuencia amplitud tal como se muestra en la Figura 5.42.

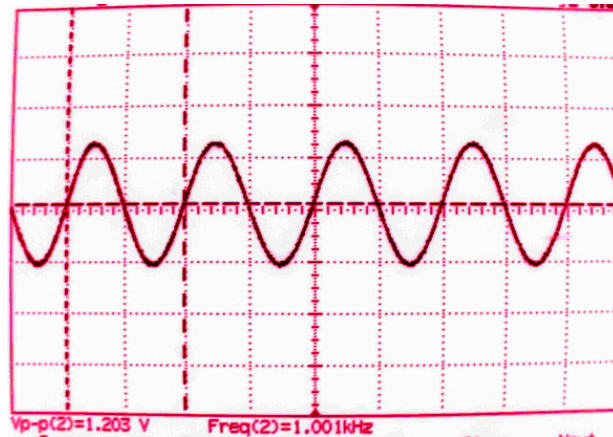


Figura 5.42 Señal de salida a la frecuencia de 1000 Hz

En las Figuras 5.43(a), 5.43 (b) y 5,43(c) se presentan las imágenes del barrido en frecuencia para la primera etapa, la segunda etapa y el filtro completo respectivamente. El barrido para todos se realizó de 0 Hz a 20 kHz.

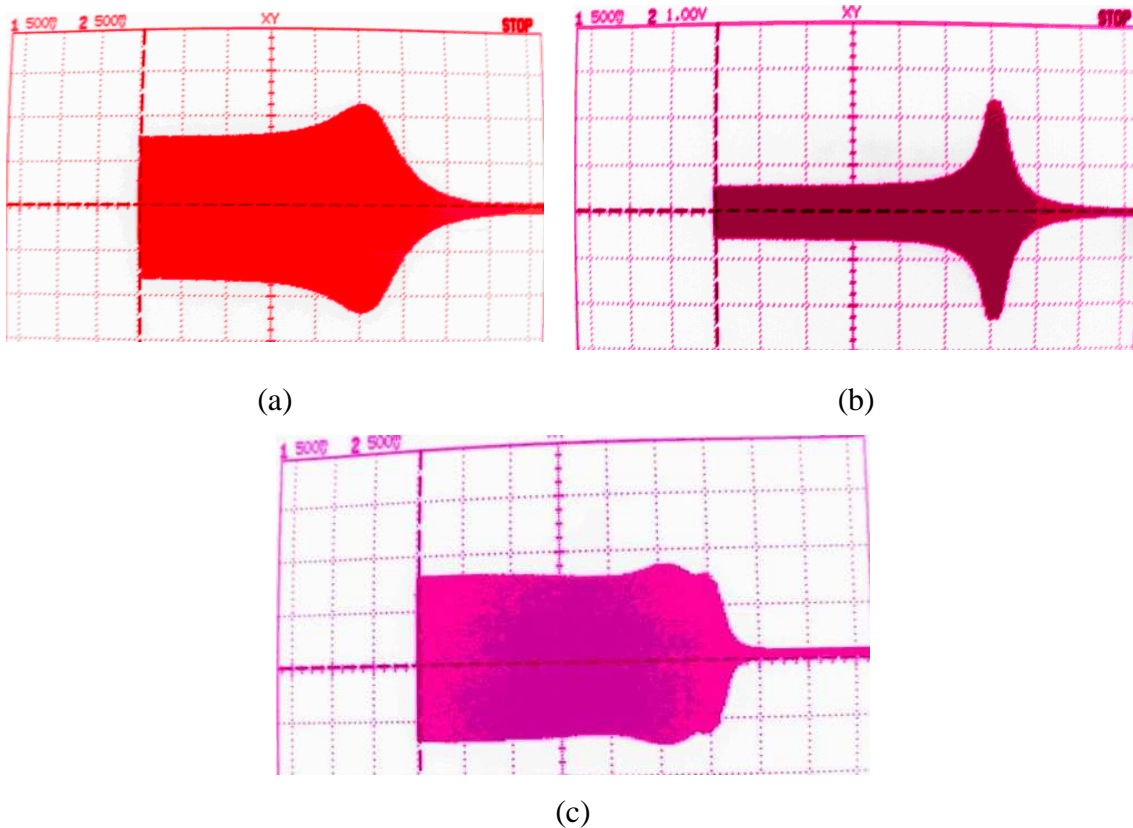


Figura 5.43 Barridos en frecuencia (a) primera etapa, (b) segunda etapa y señal de salida del circuito (c).

De la figura 5.43 (a) se observa que esta etapa tiene una ganancia de aproximadamente 2 V, y tiene su máxima amplitud de 2.25 V. De la Figura 5.43 (b) que es la etapa realizadora de la Q mayor se observa que la ganancia es de 1.250 V, y una amplitud en el rizo aproximada a

4.625 V. De la Figura 5.43 (c) se observa que la ganancia es de 1.375 V, mientras que el primer rizo tiene una amplitud aproximada de 1.5 V y el segundo rizo cuenta con una amplitud cercana a los 1.25 V. Nótese que al igual que la gráfica comparativa de la Figura 5.40(c) el segundo rizo pierde amplitud.

5.4 Resultados de la Configuración Activa Bicuadrática KHN

Las configuraciones bicuadráticas permiten realizar funciones de transferencia que tengan ceros sobre el eje $j\omega$. En este momento se enfoca el estudio al filtro bicuadrático KHN y para comprobar su funcionamiento se plantea el diseño de un filtro elíptico y un filtro con aproximación Chebyshev inverso.

El filtro elíptico debe de cumplir con las siguientes características: $n=2$; pasa-altas como tipo de filtrado; $A_{max} = 1$ dB; $A_{min} = 11$ dB; $\omega_c = 1$; $f_c = 1$ kHz.

De acuerdo a lo anteriormente establecido, se busca la función de transferencia pasa-bajas en la tabla B.2 del Apéndice B, y resulta que la ω_s se establece en 1.5 rad/s y la función de transferencia tiene la forma:

$$H(s) = \frac{s^2 + 3.927051}{s^2 + 0.879418s + 1.214431}$$

Al realizar la transformación pasa-bajas a pasa-altas: $s = \frac{1}{p}$ la función de transferencia adquiere la forma de:

$$H(s) = \frac{s^2 + 0.254644}{s^2 + 0.72414s + 0.823431}$$

Esta misma transformación afecta a ω_s , por lo que ahora esta frecuencia de rechazo se ubica en $\omega_s = 0.6667$ de manera normalizada. De $H(s)$ se conoce el valor de ω_z , ω_p y Q_p , dichos valores equivalen a:

$$\omega_z = 0.504623; \quad \omega_p = 0.907431; \quad Q_p = 1.25312$$

Las ecuaciones de diseño se repiten por comodidad:

$C_1=C_2=C$	0.01 μ F
$R_1=R_2$	15.915 k Ω

$R_3=R_5=R_8=R_9=R_{10}$	15.915 k Ω
$R_4 = \left[\frac{Q_p(1 + R_6)}{\sqrt{R_6}} - 1 \right] \cdot k_z$	
$R_6 = \omega_p^2 \cdot k_z$	
$R_7 = \omega_z^2 \cdot k_z$	

Es necesario calcular a cuanto equivale la constante de desnormalización k_z , y sabiendo que el valor establecido de los capacitores es de 0.01 μ F, se realizan las operaciones necesarias.

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^3} \quad k_z = \frac{C_{Normalizada}}{C_{Desnormalizada}} \quad k_z = \frac{1/2\pi \times 10^3}{0.01 \times 10^{-6}}$$

Siendo el valor de $k_z = 15\,915.494309$

Sustituyendo este valor en R_4 , R_6 y R_7 . La tabla 5.28 muestra el valor correspondiente de cada componente.

Tabla 5.28 Valores calculados para los componentes del filtro KHN Bicuadrático.

Componente	Valor Teórico
$C_1=C_2=C$	0.01 μ F
$R_1=R_2$	15.915 k Ω
$R_3=R_5=R_8=R_9=R_{10}$	15.915 k Ω
R_4	24.160 k Ω
R_6	13.105 k Ω
R_7	4.052 k Ω

La Figura 5.44 ilustra el circuito resultante capaz de realizar lo establecido en el diseño.

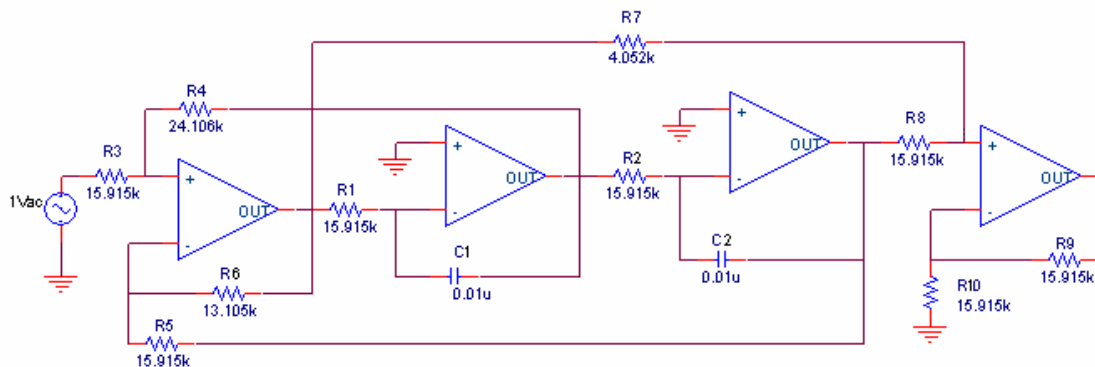


Figura 5.44 Circuito que implementa un filtro pasa-altas de segundo orden elíptico.

La señal de salida obtenida por medio de la simulación del circuito de la imagen anterior se puede apreciar en la Figura A.12 del Apéndice A.

La ganancia en amplitud es variable y no se establece alguna relación para ella, por lo que de acuerdo a la Figura A.12 del Apéndice A se encuentra que $H = 1.7516$, si calculamos la ganancia que tiene el rizo se obtiene que ésta es de $H_{max} = 1.9653$. Se observa de igual manera que la frecuencia de rechazo desnormalizada es de 666 Hz.

Con el fin de evaluar lo anteriormente calculado, se presentan a continuación los resultados prácticos obtenidos. Se miden los valores reales de cada uno de los componentes y se obtienen los resultados expuestos en la tabla 5.29.

Tabla 5.29 Valores reales de cada uno de los componentes del circuito.

Componente	Valor Práctico	Componente	Valor Práctico
C_1	10.24 nF	R_5	15.14 k Ω
C_2	9.58 nF	R_6	12.93 k Ω
R_1	15.77 k Ω	R_7	3.998 k Ω
R_2	15.71 k Ω	R_8	15.30 k Ω
R_3	15.69 k Ω	R_9	15.69 k Ω
R_4	23.94 k Ω	R_{10}	15.62 k Ω

Posterior a la medición de los componentes y al tener construido el circuito en cuestión se toman muestras a diferentes frecuencias. Este muestreo es tomado de la señal de salida y se compone de 31 muestras. Se presenta en la tabla 5.30 una comparación entre los datos obtenidos en la práctica y en la simulación.

Tabla 5.30 Tabla Comparativa de datos prácticos-teóricos obtenidos.

f(Hz)	V_{salida} Práctico	V_{salida} Teórico
10	0.703	0.541
50	0.703	0.537
100	0.687	0.524
150	0.656	0.502
200	0.64	0.47
250	0.578	0.429
300	0.531	0.373
350	0.453	0.308
400	0.375	0.226
450	0.296	0.126
510	0	0.01

550	0.25	0.13
600	0.39	0.291
650	0.581	0.478
665	0.64	0.539
700	0.806	0.682
750	0.956	0.895
800	1.206	1.0261
850	1.438	1.313
900	1.625	1.4913
950	1.812	1.6391
1000	1.938	1.7522
1050	2.062	1.8304
1100	2.125	1.887
1310	2.25	1.9646
1800	2.172	1.9022
2000	2.141	1.8775
2500	2.094	1.8351
3000	2.062	1.8102
5000	2.031	1.7725
10000	2	1.7567

Al graficar los datos de la tabla anterior (véase Figura 5.45) se obtienen las gráficas que ilustran el comportamiento de la señal de salida tanto para el caso práctico como el teórico. En dichas gráficas se pueden ver las similitudes y diferencias que existen.

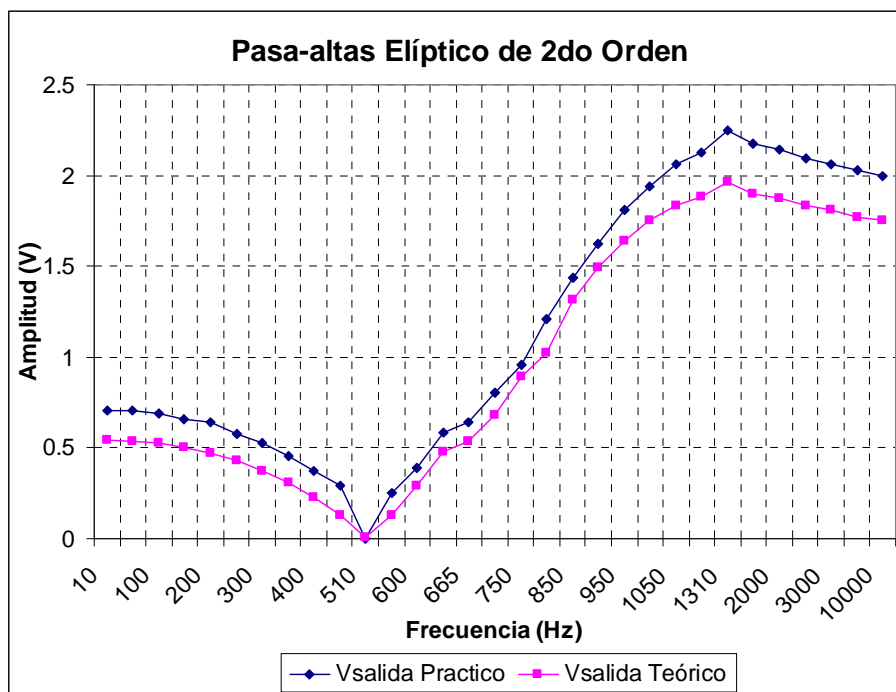


Figura 5.45 Gráfica comparativa del comportamiento de la señal de salida.

Siguiendo con la presentación de resultados se añaden a ésta, imágenes a diferentes frecuencias que sostienen la credibilidad del buen funcionamiento de este circuito. Por lo que

en la Figura 5.46 se observa el barrido en frecuencia de la señal de salida, se puede apreciar que tanto en la banda de rechazo como en la de paso existe un rizo, característica de los filtros elípticos. El barrido se efectuó en un rango de frecuencias que comprende desde 0 Hz hasta 20 kHz. Se calcula a través de esta imagen que la ganancia es de aproximadamente 2; la ganancia en el rizo es cercana a los 2.50; mientras que la ganancia del rizo de la banda de rechazo se sitúa próxima a los 0.800.

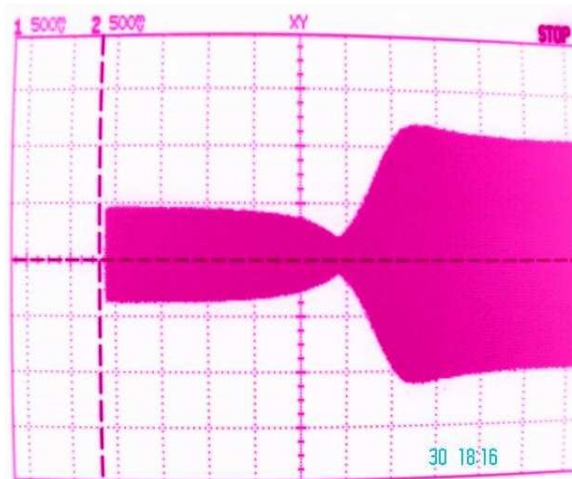


Figura 5.46 Barrido en frecuencia para filtro elíptico pasa-altas 2° orden.

Ahora, para visualizar de manera más clara el comportamiento de este circuito a diferentes frecuencias, se presenta primero en la Figura 5.47 la ganancia en amplitud de la señal de salida a la frecuencia de 50 Hz.

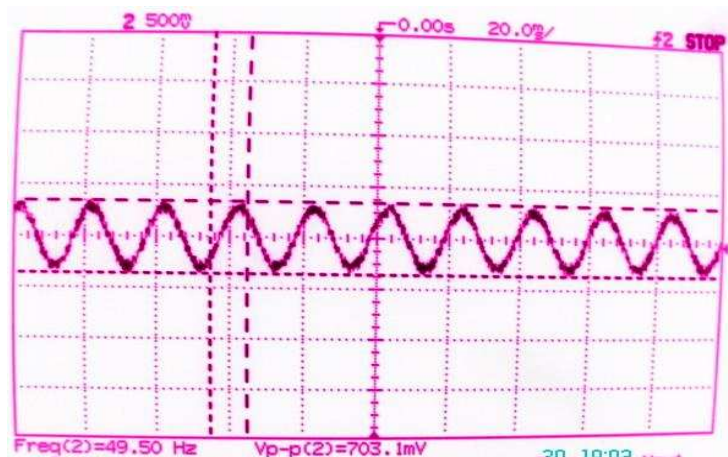


Figura 5.47 Amplitud de la señal a la frecuencia de 50 Hz.

En la Figura 5.48 se muestra el punto donde se ejecuta la frecuencia de rechazo, la cual se calculó que sería en 666.7 Hz y esta imagen muestra que amplitud corresponde a dicha frecuencia.

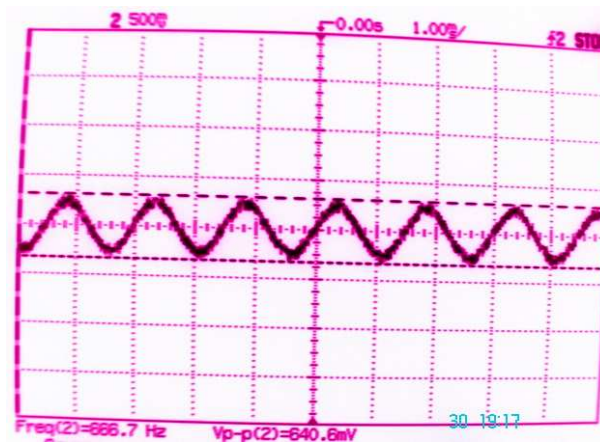


Figura 5.48 Señal de salida a la frecuencia de rechazo $f_c = 666.7$ Hz.

La amplitud de la señal de salida a la frecuencia de corte corresponde a 1.938 V, tal como se muestra en la Figura 5.49

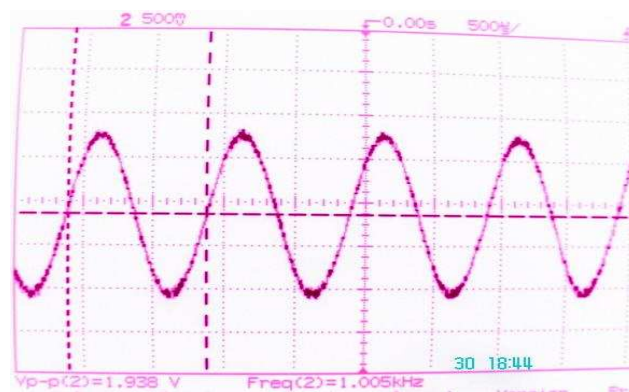


Figura 5.49 Señal de salida a la frecuencia de corte $f_c = 1$ kHz.

Ahora se presentan las Figuras 5.50 y 5.51, donde la primera ilustra la amplitud máxima de la señal, es decir, cuando alcanza el pico del rizo de la banda de paso, mientras que la segunda muestra la ganancia en amplitud para altas frecuencias. En este caso se presenta la frecuencia de 10 kHz.

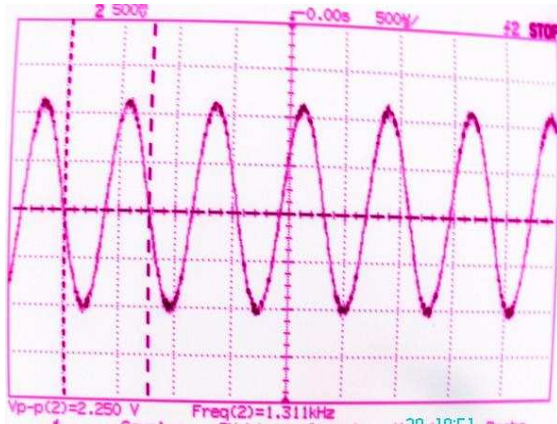


Figura 5.50 Hmax en el pico del rizo

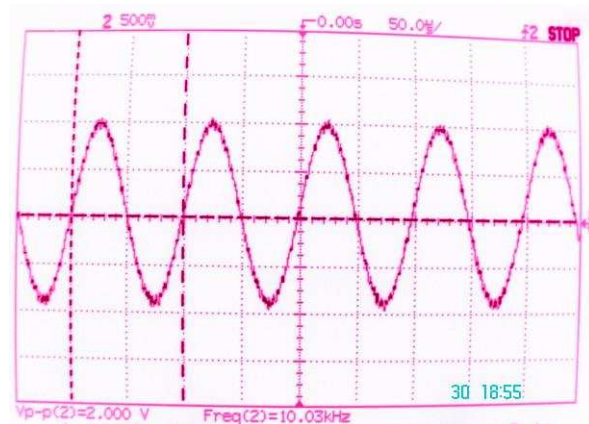


Figura 5.51 Ganancia a altas frecuencias

Con esto concluimos con las pruebas para el diseño del filtro pasa-altas elíptico de segundo orden. Ahora se hace el análisis para otro diseño éste tendrá las siguientes características: aproximación Chebyshev inversa; filtrado tipo pasa-bajas; $A_{max} = 1$ dB; $A_{min}=30$; orden $n=4$; $f_c=1$ kHz.

Se necesita encontrar la función de transferencia que cumpla con las características que se plantean, por lo que se comienza por el cálculo de ϵ , K y ω_s :

$$\epsilon^2 = \frac{10^{-A_{min}/10}}{1 - 10^{-A_{min}/10}}$$

$$\epsilon^2 = 0.001001 \quad \epsilon = 0.0316386$$

$$K = \sqrt{\frac{\frac{1}{\epsilon^2} 10^{-A_{max}/10}}{1 - 10^{-A_{max}/10}}} \quad K = 62.1148451$$

$$\omega_s = \frac{e^{(1/N)\ln(K + \sqrt{K^2 - 1})} + e^{-(1/N)\ln(K + \sqrt{K^2 - 1})}}{2} \quad \omega_s = 1.81901063$$

Conociendo la ω_s se procede a estimar el valor de los ceros:

$$Z_i = \omega_s \frac{1}{\cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}}$$

$$Z_{1,4} = \pm 1.96888292 \quad Z_{2,3} = \pm 4.75330385$$

Se sabe que los polos del Chebyshev Inverso son los inversos de los polos Chebyshev, por lo tanto se calculan dichos polos. Los polos se expresan como

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

$$u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi \quad k=1,2,\dots,2n. \quad v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}$$

Sustituyendo valores en u_k y v :

$$u_1 = \pi/8; \quad u_2 = 3\pi/8; \quad u_3 = 5\pi/8; \quad u_4 = 7\pi/8; \quad v = 1.03669368$$

Los polos Chebyshev son entonces:

$$P_{Ch1,4} = -0.47170572 \pm 1.466442937j \quad P_{Ch2,3} = -1.138779863 \pm 0.60741493j$$

Los polos Chebyshev Inverso, con respecto a los polos Chebyshev se expresan como:

$$P_{Ch^{-1}} = \frac{\omega_s}{P_{Ch}}$$

Entonces los polos son ahora de la siguiente forma:

$$P_{Ch^{-1},4} = -0.361596 \pm 1.12412j \quad P_{Ch^{-1},2,3} = -1.24353 \pm 0.663276j$$

La función de transferencia puede ser ahora conocida y se expresa de la siguiente manera:

$$H(s) = \frac{(s^2 + 3.876499)(s^2 + 22.593897)}{(s^2 + 0.723191s + 1.394399)(s^2 + 2.48706s + 1.986295)}$$

De acuerdo a la función de transferencia se encuentra el valor de Q_p y ω_p para cada par de polos complejos conjugados. Llámese el primer polinomio de segundo grado del denominador p_1 y el siguiente p_2 . La tabla 5.31 muestra estas relaciones

Tabla 5.31 Valor de Q_p y ω_p para cada polinomio

	p1	p2
ω_p	1.180847	1.4093599
Q_p	1.63283	0.566677

Teniendo conocimiento de estos parámetros se continúa con el cálculo de los componentes que forman parte del circuito. De acuerdo a las especificaciones se requiere que la frecuencia de corte sea de 1000 Hz, y según el método de diseño los capacitores se fijan al valor

comercial de 0.01 μF . Esto nos da una constante de desnormalización $k_z = 15\,915.494309$. Las relaciones parámetros-componentes anteriormente establecidas ayudan a encontrar los valores para los componentes. Véase esto en la tabla 5.32

Tabla 5.32 Valores calculados para el circuito pasa-bajas de 4° orden Chebyshev Inverso.

	Primera Etapa Q=0.566677	Segunda Etapa Q= 1.63283
Componente	Valor	
$C_1=C_2=C$	0.01 μF	0.01 μF
$R_1=R_2$	15.915 k Ω	15.915 k Ω
$R_3=R_5=R_8=R_9=R_{10}$	15.915 k Ω	15.915 k Ω
R_4	3.194 k Ω	36.787 k Ω
R_6	31.612 k Ω	22.192 k Ω
R_7	359.593 k Ω	61.696 k Ω

La Figura 5.52 muestra la configuración obtenida que realiza el filtrado deseado, mientras que la Figura A.13 del Apéndice A ilustra la señal de salida obtenida para este caso. De dicha figura se observa una ganancia para bajas frecuencias de 916 mV. A la frecuencia de corte $f_c = 1000$ Hz, cae la ganancia en 1 dB por lo que su amplitud corresponde a 818 mV. A la frecuencia de rechazo $f_s = 1.8190$ kHz, la ganancia de la señal de salida decae en 30 dB lo cual corresponde a $H(f_s) = 0.028$. Los ceros se localizan en 1.96 kHz y 4.84 kHz.

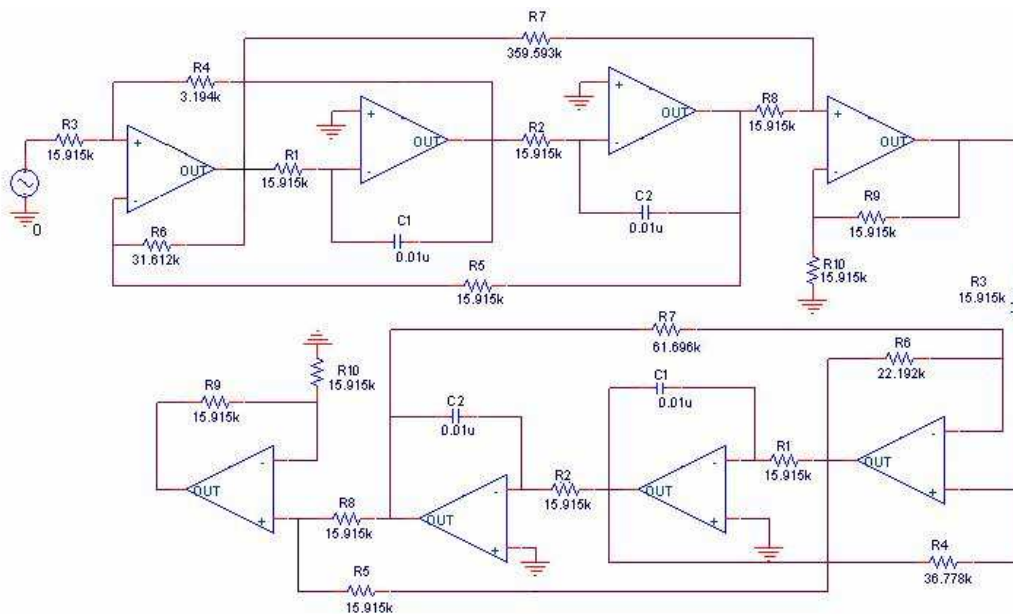


Figura 5.52 Configuración KHN Bicuadrática que realiza pasa-bajas Chebyshev Inverso de 4° orden.

Después de haber establecido el cálculo de los componentes y lo esperado de este circuito, se muestra ahora el comportamiento obtenido con la implementación del mismo. Se empieza con la medición de los componentes, para conocer su valor real. La tabla 5.33 contiene dicha información.

Tabla 5.33 Valores medidos de cada uno de los componentes

	Primera Etapa Q=0.566677	Segunda Etapa Q= 1.63283
Componente	Valor	
C ₁	10.24 nF	10.71 nF
C ₂	9.58 nF	10.57 nF
R ₁	15.77 kΩ	15.75kΩ
R ₂	15.71 kΩ	15.90 kΩ
R ₃	15.69 kΩ	15.66 kΩ
R ₄	3.124 kΩ	36.12 kΩ
R ₅	15.14 kΩ	15.66 kΩ
R ₆	29.31 kΩ	17.02 kΩ
R ₇	375 kΩ	62 kΩ
R ₈	15.30 kΩ	15.64 kΩ
R ₉	15.69 kΩ	15.66 kΩ
R ₁₀	15.62 kΩ	15.74 kΩ

Se rastrea la señal de salida tomándose 26 muestras de la misma. La tabla 5.34 muestra los datos obtenidos a diferentes frecuencias, la Figura 5.53 ilustra la comparación entre ambos resultados.

Tabla 5.34 Tabla comparativa práctica-teórica de la señal de salida.

f(Hz)	V_{salida} Practico	V_{salida} Teórico
10	0.95	0.916
50	0.95	0.916
100	0.95	0.916
300	0.956	0.917
500	0.956	0.916
800	0.975	0.902
900	0.95	0.876
950	0.912	0.852
1000	0.85	0.817
1100	0.725	0.713
1200	0.556	0.567

1300	0.4	0.415
1400	0.275	0.284
1500	0.175	0.186
1700	0.068	0.067
1960	0.002	0
2100	0.035	0.015
2300	0.045	0.026
2600	0.05	0.029
2888	0.045	0.026
3552	0.035	0.016
4840	0	0
7000	0.026	0.014
10000	0.031	0.021
30000	0.039	0.028
100000	0.039	0.028

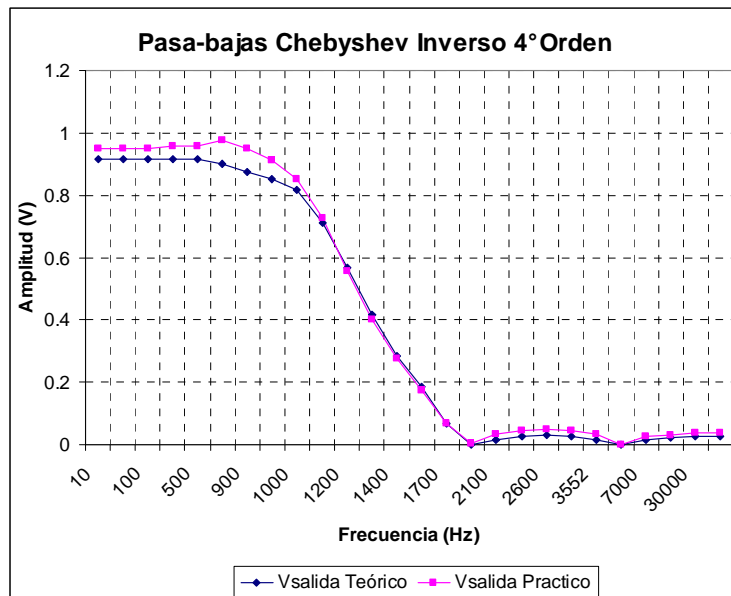


Figura 5.53 Gráfica comparativa de la señal de salida

A continuación se presenta el barrido en frecuencia aplicado a la señal de salida del circuito. Este barrido cubre las frecuencias de 0 Hz a 20 kHz. La Figura 5.54 ilustra este barrido. Se observa de esta imagen que la ganancia de la señal a bajas frecuencias tiene un valor cercano a 0.950 y que efectivamente esta configuración realiza dos ceros en su banda de rechazo, esto se aprecia mejor en la Figura 5.55.

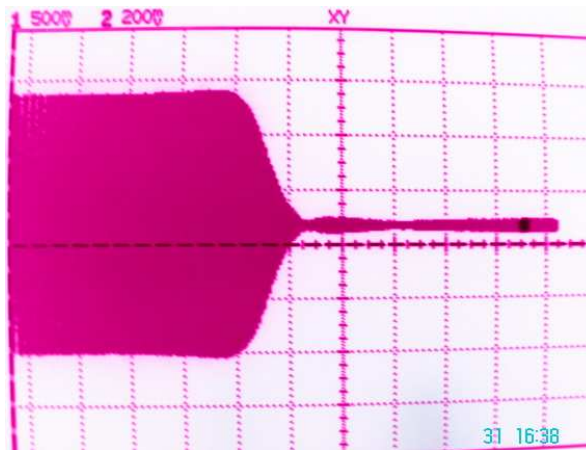


Figura 5.54 Barrido en frecuencia de la señal de salida.

Es sumamente necesario comentar de la Figura 5.54, que a diferencia de la simulación el segundo cero no tiende a cero, esto es debido a que el barrido realizado comprende como frecuencia máxima 20 kHz.

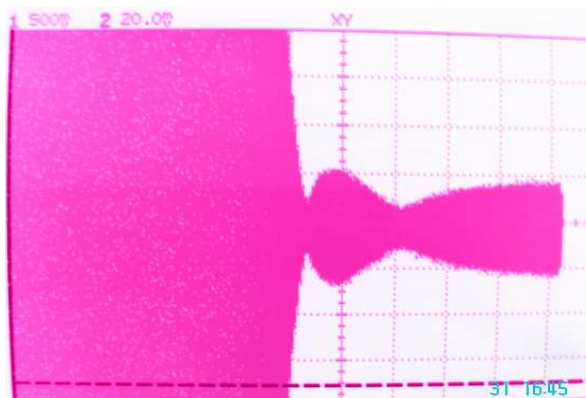


Figura 5.55 Banda de rechazo que realiza dos ceros

De la Figura 5.55, se obtiene que la amplitud de los ceros alcanza un valor cercano a los 50 mV. Para tener más certeza acerca de la amplitud de los rizos en la banda de rechazo se presentan las Figuras 5.56 y 5.57 que muestran la respuesta de la señal de salida a la frecuencia de 2.5 kHz y 100 kHz respectivamente.

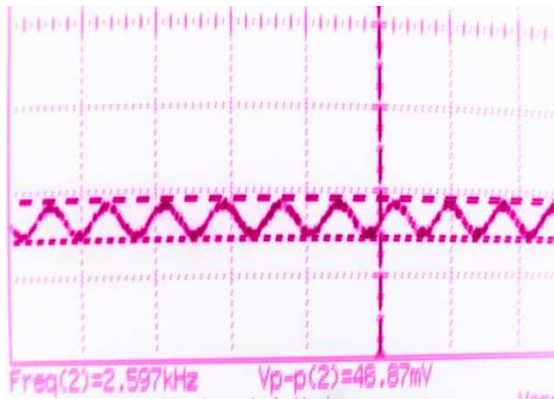


Figura 5.56 Señal de salida en $f= 2.597$ kHz

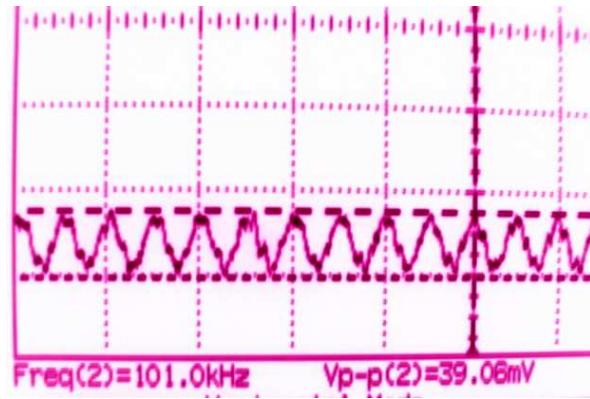


Figura 5.57 Señal de salida en $f= 100$ kHz

A bajas frecuencias la señal de salida tiene una ganancia en amplitud de 0.950, una muestra tomada a los 100 Hz demuestra esto (ver Figura 5.58).

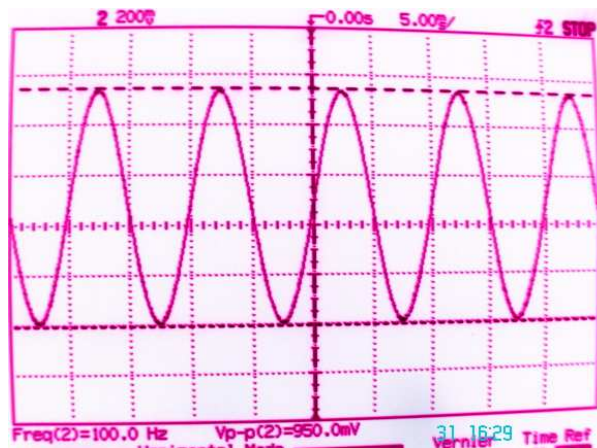


Figura 5.58 Ganancia en amplitud de la señal de salida a bajas frecuencias.

Finalmente se presenta la Figura 5.59 la cual ilustra el comportamiento de la señal a la frecuencia de corte $f_c = 1$ kHz. A esta frecuencia la señal decae 1 dB. Si se toma en cuenta la ganancia obtenida en la simulación ($H=0.916$), entonces se espera que a 1 kHz la señal tenga una amplitud de 0.816.

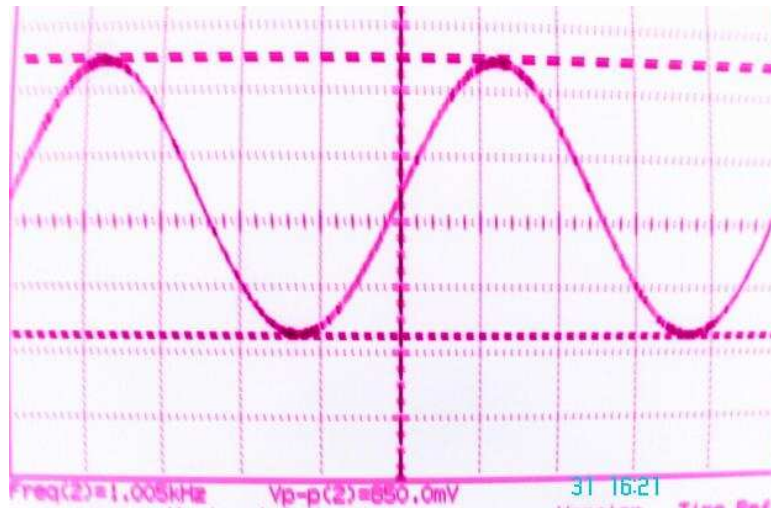


Figura 5.59 Señal de salida a la frecuencia de corte $f= 1$ kHz.

5.5 Resultados de la Configuración Activa Bicuadrática Tow-Thomas

La versión bicuadrática de Tow-Thomas incluye un tercer capacitor y la señal de entrada se aplica simultáneamente en dos entradas de los amplificadores. Dentro del prototipo, esta configuración contiene dos etapas, las cuales pueden ser cascadas si así se desea.

Al igual que en las configuraciones anteriormente presentadas, en este caso también se incluyen dos diseños de prueba aplicadas a este circuito, con el único objetivo de comprobar su buen funcionamiento.

Para el primer caso se quiere obtener una señal de salida que cumpla con las siguientes características: realice la aproximación Chebyshev Inverso, pasa-altas como tipo de filtrado, de tercer orden, $A_{max} = 2$ dB, $A_{min} = 25$ dB, $f_c = 1$ kHz.

Se empieza este diseño encontrando la función de transferencia para pasa-bajas, para aplicar posteriormente el cambio de variable $s=1/s$ que permite conocer la función de transferencia pasa-altas. Se calcula el parámetro ϵ y la frecuencia de rechazo (ω_s) de la siguiente manera.

$$\epsilon^2 = \frac{10^{-A_{min}/10}}{1-10^{-A_{min}/10}} \quad \epsilon^2 = 0.00317231 \quad \epsilon = 0.056323258$$

$$K = \sqrt{\frac{1}{\epsilon^2} \frac{10^{-A_{max}/10}}{1-10^{-A_{max}/10}}} \quad K = 23.21528121$$

$$\omega_s = \frac{e^{(1/N)\ln(K+\sqrt{K^2-1})} + e^{-(1/N)\ln(K+\sqrt{K^2-1})}}{2} \quad \omega_s = 1.935952968$$

Conociendo ω_s se estima el valor de los ceros:

$$Z_i = \omega_s \frac{1}{\cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}}$$

$$Z_{1,3} = \pm 2.235446 \quad Z_2 = 0$$

Los polos del Chebyshev Inverso equivalen a:

$$P_{Ch-1} = \frac{\omega_s}{P_{Ch}}$$

Se recalculan ahora los polos Chebyshev:

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

$$u_k = \frac{2k-1}{2n}\pi \quad k=1,2,\dots,2n. \quad v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}$$

Sustituyendo valores en u_k y v encontramos que:

$$u_1 = \pi/6; \quad u_2 = 3\pi/6; \quad u_3 = 5\pi/6; \quad v = 1.190195$$

Los polos Chebyshev son entonces:

$$p_{Ch1,3} = -0.745890686 \pm 1.555332359j \quad p_{Ch2} = -1.491781372$$

Y los polos Chebyshev Inverso se expresan:

$$p_{Ch^{-1},3} = -0.485314 \pm 1.01198j \quad p_{Ch^{-1},2} = -1.29775$$

La función de transferencia pasa-baja resulta ser de la forma:

$$H(s)_{pb} = \frac{s^2 + 4.99722}{(s^2 + 0.970628s + 1.25963)(s + 1.29775)}$$

Aplicando cambio de variable para obtener la función de transferencia pasa-altas, se obtiene lo siguiente:

$$H(s)_{pa} = \frac{(s^2 + 0.200111)(s)}{(s^2 + 0.770566s + 0.793884)(s + 0.770564)}$$

La función de transferencia permite conocer el valor de ω_p y Q_p de cada polo al igual que ω_z , y ω_s . Donde ω_s del filtro pasa-altas es inverso de ω_s pasa-bajas. La tabla 5.35 contiene esta información.

Tabla 5.35 Parámetros del filtro pasa-altas tercer orden Chebyshev Inverso.

p _{1,3}		p ₂		ω_z	ω_s
ω_p	0.891002	ω_p	0.770564		
Q _p	1.1563	Q _p	---		

Con los datos anteriores es posible calcular el valor de los elementos que compondrán este circuito. Por tal motivo las ecuaciones de diseño para la configuración Tow-Thomas Bicuadrática se repiten a continuación por comodidad.

Componente	Valor
$C_1=C_2=C_3$	0.01 μ F
R_1	$Q_p \sqrt{R_2} * k_z$
R_2	$\frac{1}{C^2 \omega_p^2} * k_z$
$R_3=R_5=R_6$	15.915 k Ω
$R_4=R_8$	∞
R_7	$\frac{1}{C^2 \omega_z^2} * k_z$

El valor de los capacitores es fijo y la frecuencia de corte requerida es de 1000 Hz, por lo tanto se calcula la constante $k_z = 15\ 915.494309$. Véase la tabla 5.36, la cual contiene el valor de cada uno de los componentes.

Tabla 5.36 Valores calculados para el circuito que realiza pasa-altas tercer orden.

Componente	Valor
$C_1=C_2=C_3$	0.01 μ F
R_1	20.654 k Ω
R_2	20.047 k Ω
$R_3=R_5=R_6$	15.915 k Ω
$R_4=R_8$	∞

R ₇	79.533 kΩ
Circuito CR	R=20.654kΩ
	C= 0.01 μF

La figura 5.60 ilustra la topología con los valores correspondientes para cada uno de los componentes. La Figura A.14 del Apéndice A muestra la simulación del comportamiento de la señal de salida de este circuito.

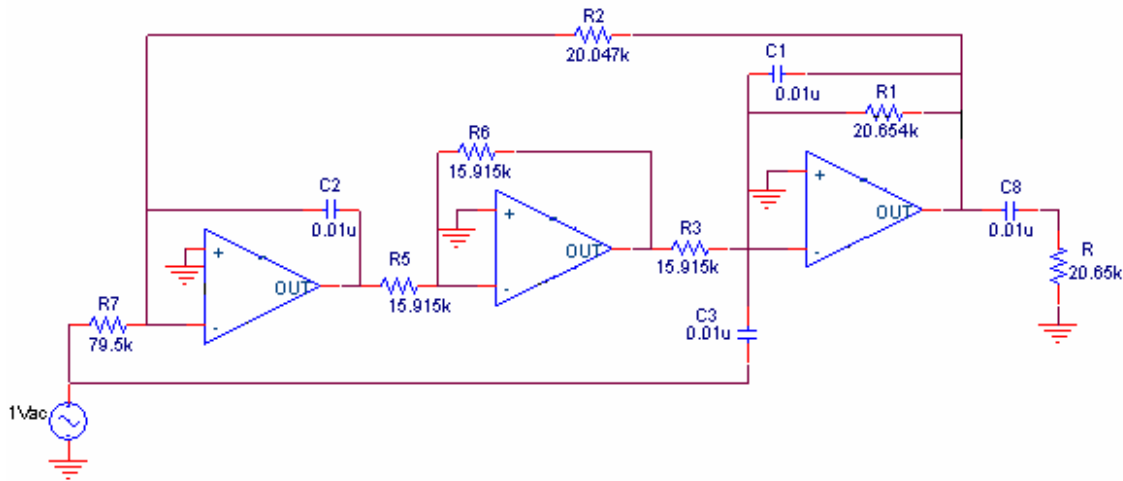


Figura 5.60 Circuito Tow-Thomas Biquad que realiza pasa-alta tercer orden Chebyshev Inverso.

De la Figura A.14 del Apéndice A se obtiene que la ganancia de este circuito es unitaria por lo que a la frecuencia de corte (1000 Hz) se espera una amplitud de la señal de 0.794. A la frecuencia de rechazo (516 Hz) esta señal de salida pierde 25 dB, por lo que se calcula que tendrá una amplitud de 0.0562341. De igual manera se espera que a 447 Hz se ubique el cero, es decir, haya una amplitud de 0.

A continuación se verifica que los resultados de la implementación de este circuito son próximos a los esperados. Se presenta la tabla 5.37 que nos muestra los valores medidos físicamente para cada uno de los componentes.

Tabla 5.37 Valores medidos para cada uno de los componentes.

Componente	Valor Medido
C ₁	10.50 nF
C ₂	10.63 nF
C ₃	9.75 nF
R ₁	20.59 kΩ
R ₂	19.95 kΩ

R ₃	15.73 kΩ
R ₅	15.70 kΩ
R ₆	15.73 kΩ
R ₇	79.7 kΩ
Circuito CR	C = 10.44 nF R = kΩ

Para conocer el comportamiento de la señal de salida, se toman muestras de la misma. Este muestreo está compuesto por 34 pruebas tomadas a diferentes frecuencias. La tabla 5.38 contiene los datos de este muestreo tanto de la señal de salida obtenida a través de la implementación como de la señal de salida obtenida por medio de la simulación.

Tabla 5.38 Tabla Comparativa de las muestras teóricas-prácticas.

f(Hz)	V _{salida} Practico	V _{salida} Teórico
10	0	0.003
50	0.021	0.016
100	0.035	0.031
150	0.047	0.043
200	0.056	0.052
250	0.06	0.056
300	0.058	0.053
350	0.048	0.044
400	0.031	0.026
448	0	0.001
500	0.032	0.041
517	0.05	0.057
550	0.083	0.091
600	0.135	0.156
650	0.212	0.229
700	0.289	0.315
750	0.371	0.406
800	0.462	0.5
850	0.543	0.589
900	0.625	0.667
950	0.693	0.738
1000	0.756	0.795
1050	0.812	0.842
1100	0.843	0.879
1200	0.893	0.926
1250	0.906	0.941
1300	0.931	0.954
1400	0.943	0.971
1500	0.962	0.982
1600	0.968	0.987
1700	0.975	0.991

2000	0.981	0.997
2200	0.981	0.9983
10000	0.993	1

Al graficar los datos de la tabla 5.38, se obtienen las gráficas expuestas en la Figura 5.61

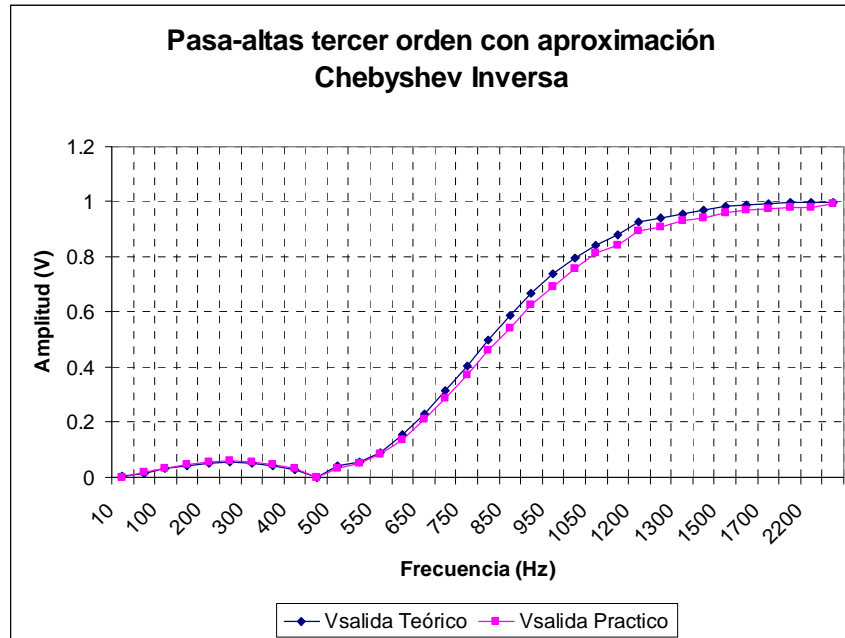


Figura 5.61 Gráfica comparativa práctica-teórica de la señal de salida.

A la señal de salida se le aplica un barrido en frecuencia que comprende las frecuencias que están dentro del rango de 0 Hz a 20 kHz. La Figura 5.62 presenta este barrido. La figura 5.63 muestra más a detalle el comportamiento de la señal durante la banda de rechazo, es decir, a bajas frecuencias.

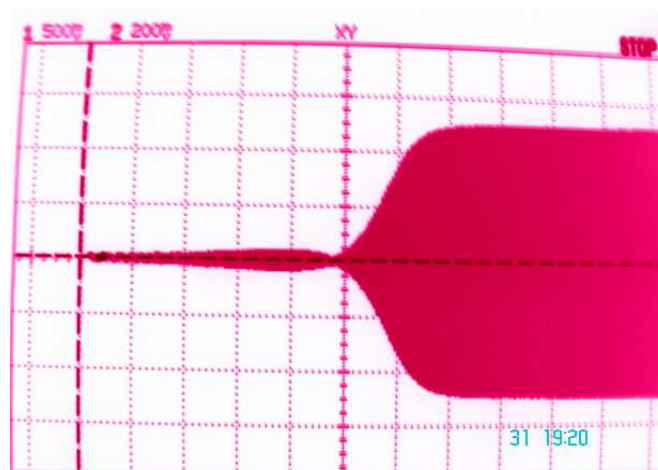


Figura 5.62 Barrido en frecuencia de la señal de salida.

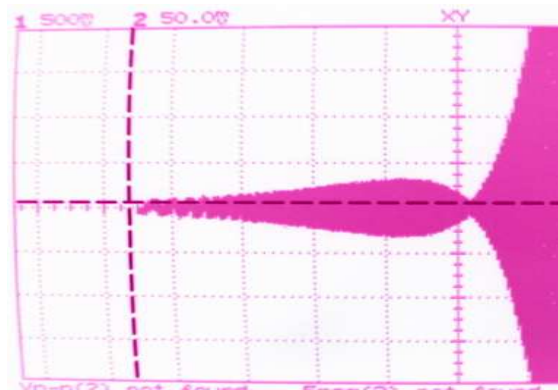


Figura 5.63 Barrido en frecuencia observándose la banda de rechazo

De la figura 5.62 se observa que la ganancia del filtro a altas frecuencias es cercana a la unidad, por eso se presenta la Figura 5.64 que muestra que a los 10 kHz la señal tiene una ganancia en amplitud de 0.993. Y de acuerdo a la Figura 5.63 donde se observa el rizo de la banda de rechazo, se presenta la Figura 5.64 que muestra la ganancia a los 100 Hz.

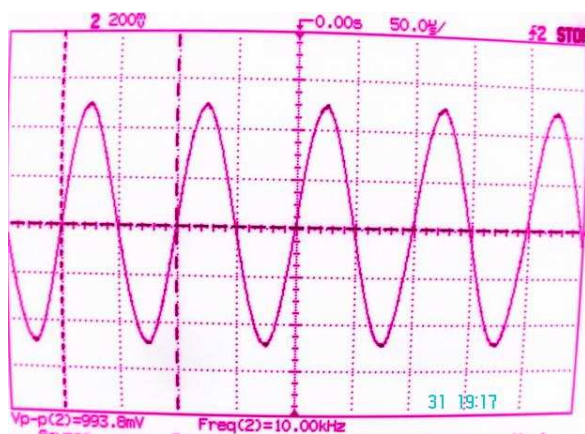


Figura 5.64 Amplitud de la señal a 10 kHz

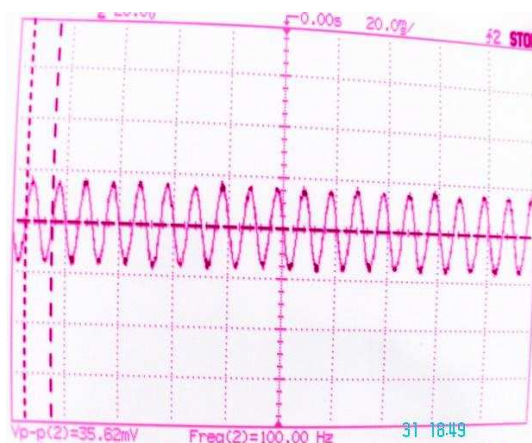


Figura 5.65 Amplitud de la señal a 100 Hz

Finalmente para este caso se muestran la Figuras 5.66 y 5.67, las cuales muestran la señal de salida a la frecuencia de corte $f_c = 1$ kHz y a la frecuencia de rechazo $f_s = 516$ Hz, respectivamente.

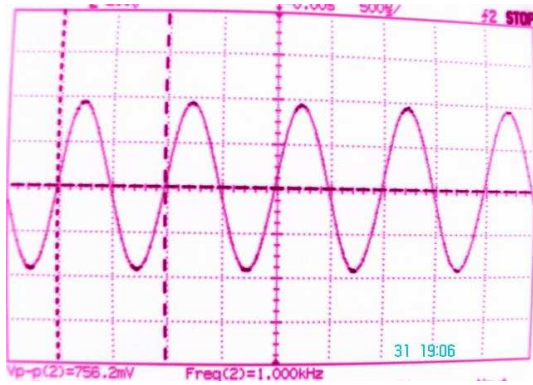


Figura 5.66 Señal de salida en fc

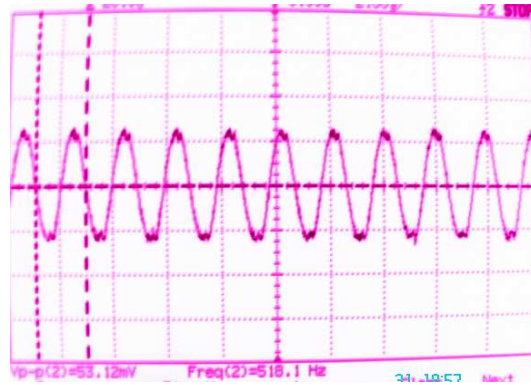


Figura 5.67 Señal de salida en fs

El segundo caso consiste en implementar un filtro pasa-banda elíptico que tenga las siguientes cualidades: sea de cuarto orden, $A_{max}= 1$ dB, $A_{min}=11$ dB, frecuencia central a 1 kHz y ancho de banda de 1000 Hz.

Se busca en la tabla B.2 del Apéndice B la ubicación de los polos y ceros pasa-bajas de segundo orden que cumpla con la característica de 1 dB de A_{max} . Se encuentra que este diseño tendrá una A_{min} de 11 dB y una ω_s normalizada de 1.5 r/s.

La función de transferencia pasa-bajas dada por la tabla es:

$$H(s)_{pb} = \frac{s^2 + 3.927051}{s^2 + 0.879418s + 1.214431}$$

Realizando el cambio de variable $s = 1/B(p+1/p)$, y tomando $B=1$ para hacerlo de manera normalizada, la nueva función de transferencia se expresa como:

$$H(s)_{PB} = \frac{(s^2 + 0.173815)(s^2 + 5.75324)}{(s^2 + 0.641085s + 2.68987)(s^2 + 0.238333s + 0.371765)}$$

Llámesese el primer polinomio de segundo orden del denominador p_1 y el otro p_2 . De $H(s)_{PB}$ se encuentra la localización de los polos y de los ceros. La tabla 5.38 muestra estos valores.

Tabla 5.38 Parámetros del filtro pasa-banda 4° orden Elíptico

p1		p2		ωz1	ωz2
ωp	1.640082	ωp	0.609725	0.416911	2.398591
Qp	2.558291	Qp	2.558292		

Con los valores de la tabla anterior es posible calcular el valor de cada uno de los componentes del circuito capaz de realizar este tipo de filtrado. En base a las ecuaciones de diseño presentadas anteriormente se obtiene la tabla 5.40.

Tabla 5.40 Valores para cada uno de los componentes que efectúan filtro elíptico

	Primera Etapa	Primera Etapa
	p₁, ωz₁	p₂, ωz₂
Componente	Valor	Valor
C ₁ =C ₂ =C ₃	0.01μF	0.01μF
R ₁	24.825 kΩ	66.778 kΩ
R ₂	5.916 kΩ	42.810 kΩ
R ₃ =R ₅ =R ₆	15.915 kΩ	15.915 kΩ
R ₇	91.565 kΩ	2.766 kΩ

Ahora se calcula las frecuencias de corte superior f_{c1} e inferior f_{c2} así como también las frecuencias de rechazo f_{s1} y f_{s2}. Se empieza con las frecuencias de corte, a partir de las siguientes relaciones:

$$B = f_{c2} - f_{c1} \quad f_0^2 = f_{c1} f_{c2}$$

Sustituyendo valores y haciendo las operaciones necesarias se encuentra que:

$$f_{c1} = 618Hz \quad f_{c2} = 1618Hz$$

Para encontrar las frecuencias de rechazo, se calcula el ancho de banda que hay entre las frecuencias de rechazo, esto se logra a través de la siguiente ecuación:

$$\omega_{spb} = \frac{\omega_{s2} - \omega_{s1}}{\omega_{c2} - \omega_{c1}}$$

De dicha ecuación se obtiene que:

$$\omega_{spb} = \frac{B\omega_s}{B\omega_c} \quad B\omega_s = \omega_{spb} \cdot B\omega_c$$

El valor de ω_s pasa-bajas a los 1500 Hz y el ancho de banda entre las frecuencias de corte es de 1000 Hz, por lo tanto las frecuencias de rechazo están ubicadas en:

$$f_{s1} = 500Hz \quad f_{s2} = 2000Hz$$

La Figura 5.68 muestra el circuito resultante que realiza el filtro pasa-banda elíptico de cuarto orden, mientras que la Figura A.15 del Apéndice A ilustra la simulación de la señal de salida.

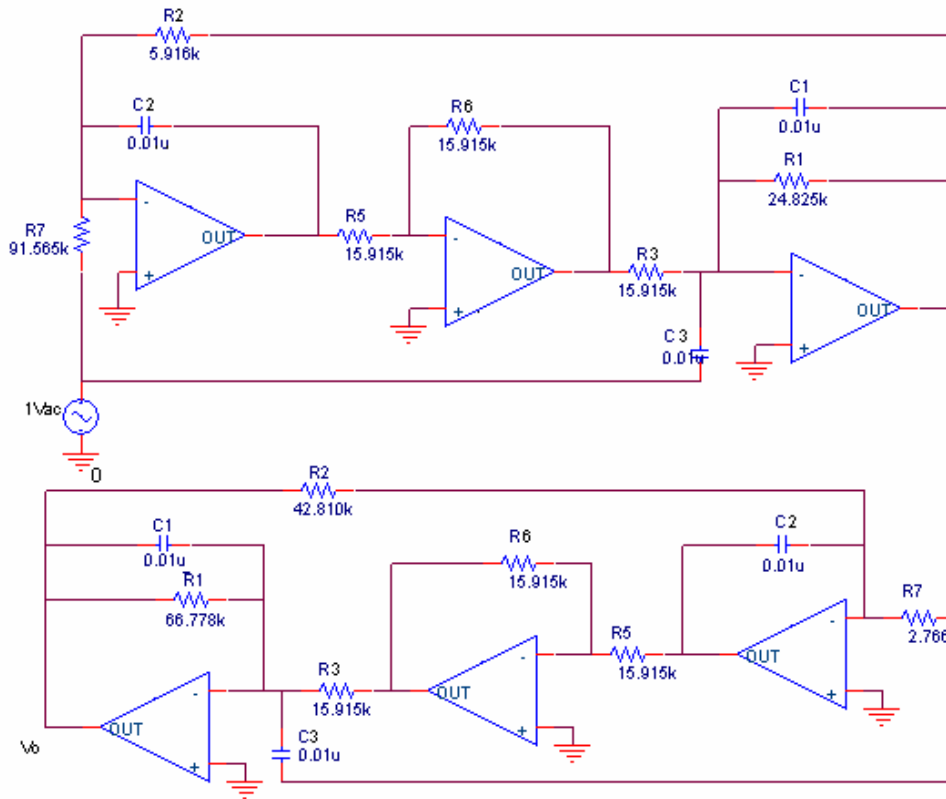


Figura 5.68 Circuito Tow-Thomas Bicuadrático que realiza pasa-banda elíptico 4° orden.

De la Figura A.15 del Apéndice A se observa que la ganancia en amplitud del filtro en la frecuencia central equivale a 3.2348. Así que ganancia máxima en el pico de cada rizo será próxima a 3.6295. La ganancia a las frecuencias de corte se ubicada en 2.2348. Existe un ancho de banda de 1000 Hz. En las frecuencias de rechazo, la señal de salida decae 11 dB de su energía total por lo tanto la ganancia en amplitud a estas frecuencias se ubica en los 0.912. De igual manera en el Apéndice A se incluye la señal de salida de cada una de las etapas. La Figura A.16 (a) presenta la simulación de la primera etapa, mientras que la Figura A.16 (b) ilustra el comportamiento de la segunda.

Analizando la señal de salida del circuito implementado, se toman mediciones de cada uno de los componentes que conforman este circuito. Dichos valores están contenidos en la tabla 5.41

Tabla 5.41 Valores de los componentes reales para filtro pasa-banda elíptico.

	Primera Etapa $P_1, \omega Z_1$	Primera Etapa $P_2, \omega Z_2$
Componente	Valor	Valor
C_1	9.89 nF	10.50 nF
C_2	10.45 nF	10.63 nF
C_3	10.22 nF	9.75 μ F
R_1	24.55 k Ω	67. 1k Ω
R_2	5.64 k Ω	42.4 k Ω
R_3	15.66 k Ω	15.73 k Ω
R_5	15.67 k Ω	15.70 k Ω
R_6	15.75 k Ω	15.73 k Ω
R_7	92 k Ω	2.755k Ω

Se toman 38 muestras de la señal de salida, tanto de la señal obtenida por medio de la simulación como de la señal medida en la práctica. La tabla 5.42 muestra estos datos.

Tabla 5.42 Tabla Comparativa de las muestras prácticas-teóricas.

f(Hz)	V_{salida} Practico	V_{salida} Teórico
10	0.937	0.9997
100	0.937	0.968
150	0.906	0.926
200	0.843	0.855
250	0.75	0.765
300	0.593	0.617
350	0.375	0.417
400	0.084	0.121
416	0.062	0.052
500	1.016	1.0087
550	1.844	1.9739
600	2.719	2.9652
618	2.859	3.2348
695	3.172	3.6286
750	3.25	3.5304
800	3.156	3.4174
850	3.062	3.3304
900	3	3.2696
1000	2.828	3.2306
1100	2.938	3.2696
1200	2.969	3.3652
1300	3.031	3.5044
1460	3.047	3.6296

1550	3.125	3.4957
1600	3.062	3.313
1618	2.938	3.2348
1700	2.75	2.7478
1800	2.344	2.0783
1900	1.547	1.4696
2000	1.109	1
2100	0.734	0.634
2340	0.187	0.051
3000	0.531	0.504
4000	0.796	0.76
5000	0.89	0.861
6000	0.953	0.907
10000	1.016	0.969
20000	1	0.9998

La gráfica de los datos de la tabla anterior se muestra en la Figura 5.69.

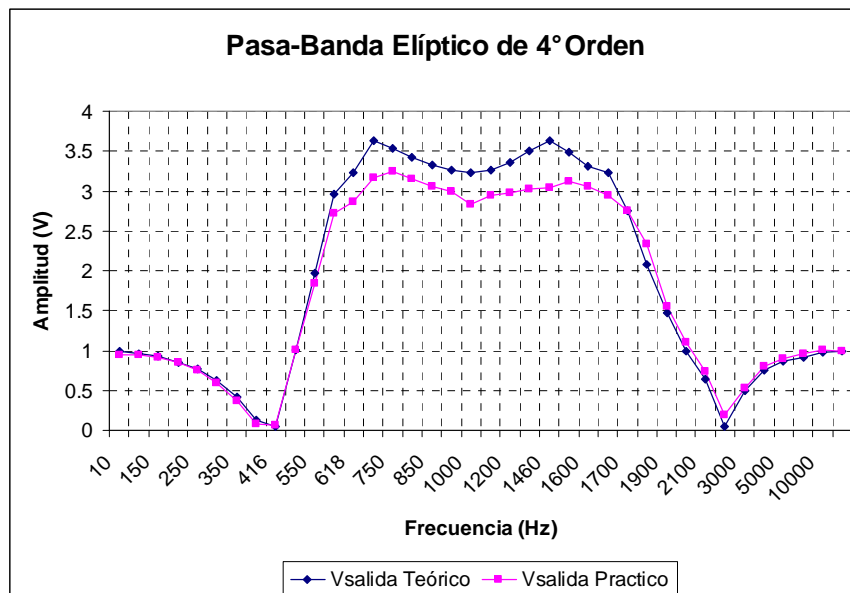


Figura 5.69 Gráfica comparativa práctica-teórica.

Se realiza un barrido en frecuencia a la señal de salida para conocer el comportamiento de ésta. El resultado obtenido se muestra en la Figura 5.70. El barrido comprende frecuencias de 0 Hz a 20 kHz.

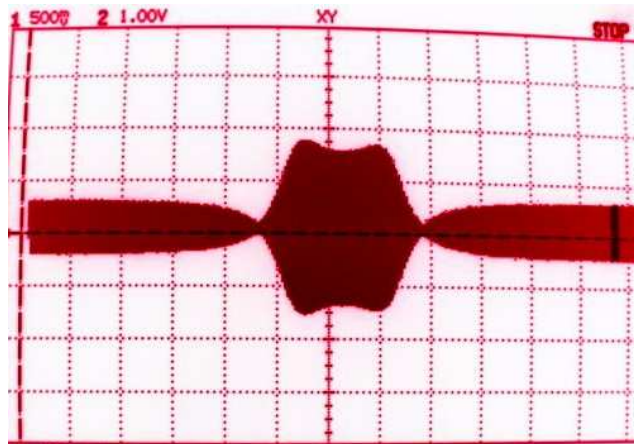


Figura 5.70 Barrido en frecuencia de la señal de salida.

Debido a que este circuito comprende dos etapas, se muestra en las Figuras 5.71 y 5.72 el barrido para la salida de la primera etapa y la segunda respectivamente.

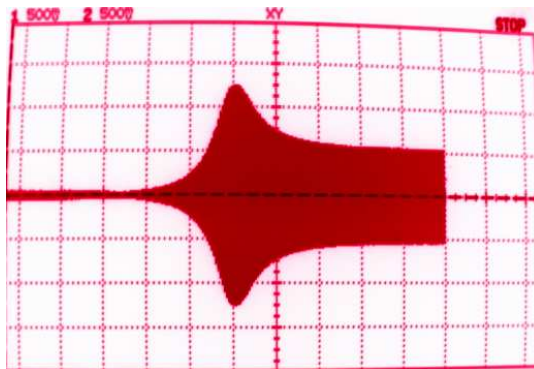


Figura 5.71 Barrido de la primera etapa.

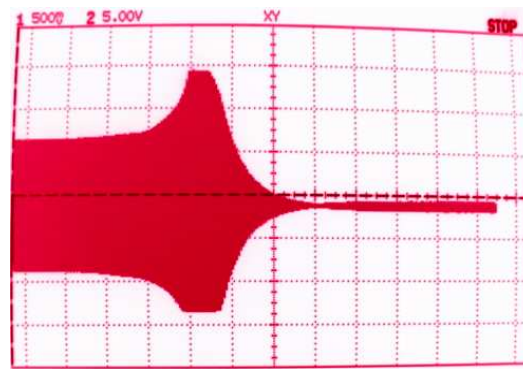


Figura 5.72 Barrido de la segunda etapa.

Se observa de la Figura 5.71 que esta etapa es la encargada de realizar un filtrado pasa-alta con una ganancia de aproximadamente unitaria a altas frecuencias y una amplitud máxima del rizo cercana a los 2.25. Asimismo se aprecia que existe un pequeño rizo en su banda de rechazo. Ahora, de la Figura 5.72 correspondiente al comportamiento de la segunda etapa, se observa que ésta realiza un pasa-bajos con una ganancia en amplitud de aproximadamente 15 a bajas frecuencias; la magnitud máxima en el rizo no se aprecia debido a que los amplificadores operacionales se saturan, es decir, los operacionales no pueden otorgar voltaje de salida mayor que al voltaje de alimentación, en este caso es de 15 V.

Se realiza la simulación de esta etapa (Figura A.16 (b) Apéndice A), donde se observa que la amplitud máxima en el pico es de 38. Se ubica la frecuencia a la cual ocurre este máximo, la cual corresponde de acuerdo a la simulación a $f = 576.269$ Hz. Se realiza un barrido en el dominio del tiempo sobre la señal de salida a esta frecuencia. La Figura 5.73(a) muestra el resultado de la simulación, por su parte la Figura 5.73 (b) ilustra lo obtenido en la práctica.

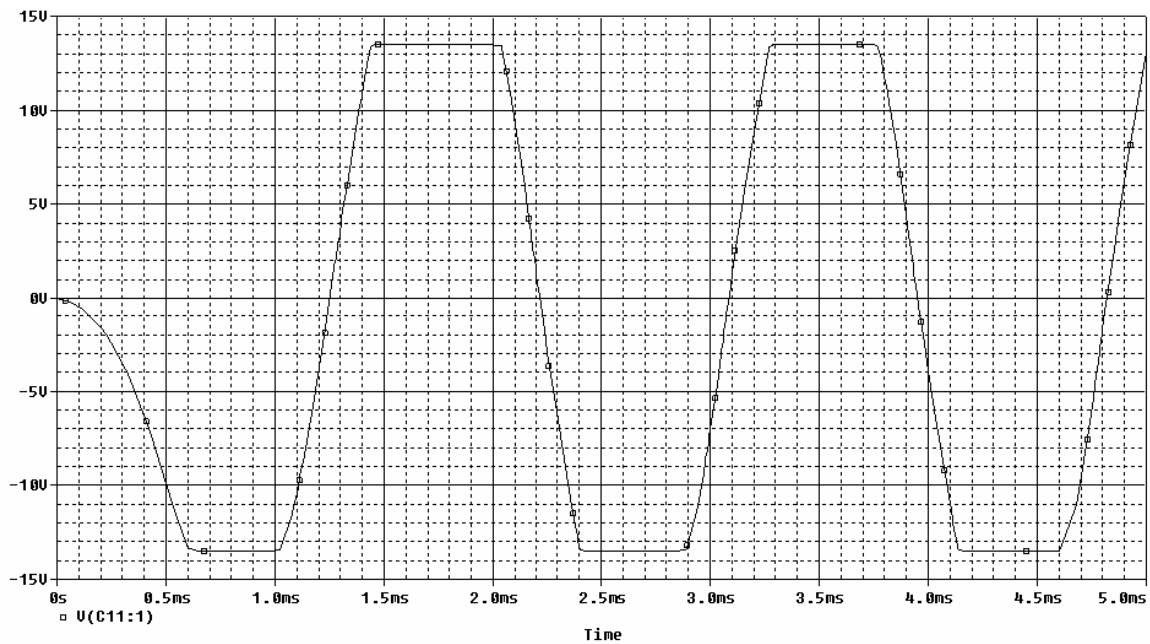


Figura 5.73 (a) Simulación del barrido en el dominio del tiempo de la señal de salida en $f = 576.269 \text{ Hz}$.



Figura 5.73 (b) Señal de salida obtenida a la frecuencia de $f = 576.269 \text{ Hz}$.

La saturación en la segunda etapa afecta el comportamiento final del filtro, es por eso que la magnitud de la señal de salida es menor que la esperada.

Ahora se observa el comportamiento de la señal de salida en las frecuencias que comprenden las bandas de rechazo donde en cada una de ellas existe un rizo. La Figura 5.74 muestra la ganancia en amplitud del rizo que se presenta antes del primer cero Z_1 ; por otra parte la ganancia en amplitud del rizo después del segundo cero Z_2 , se puede observar a través del la Figura 5.75 donde se toma una muestra a los 20 kHz.

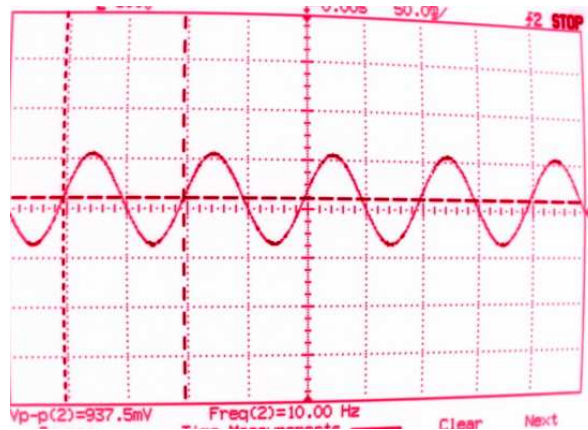


Figura 5.74 Señal de salida a la frecuencia de 10 Hz.

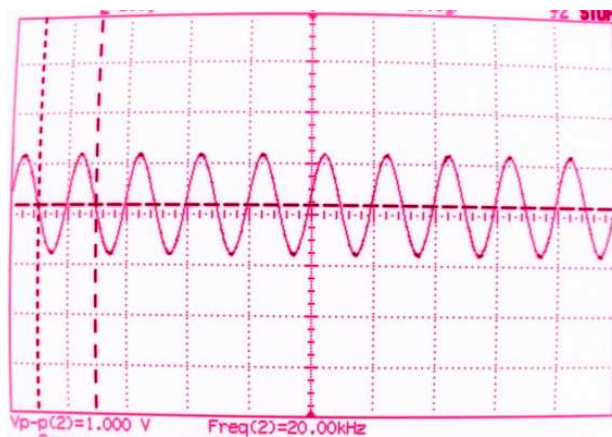


Figura 5.75 Señal de Salida a la frecuencia de 20 kHz.

Ahora la Figura 5.76 ilustra la relación frecuencia-ganancia cuando ocurre el primer cero.

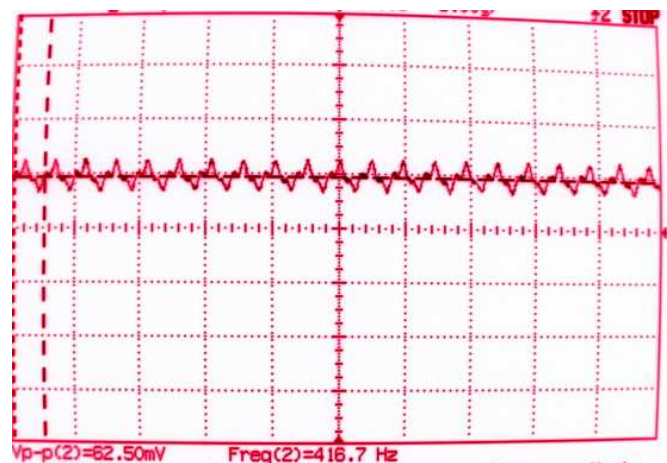


Figura 5.76 Señal de Salida a la frecuencia de Z_1 .

La manera en que la señal de salida se comporta cuando alcanza las frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2} se observan en las Figuras 5.77 y 5.78 respectivamente.



Figura 5.77 Ganancia de la señal de salida en f_{c1} .



Figura 5.78 Ganancia de la señal de salida en f_{c2} .

Después de haber visto la ganancia de la señal de salida en las frecuencias de corte, es importante de igual manera presentar el comportamiento de esta señal en las frecuencias de rechazo. Esto se observa en la Figura 5.79 para f_{s1} y 5.80 para f_{s2} .

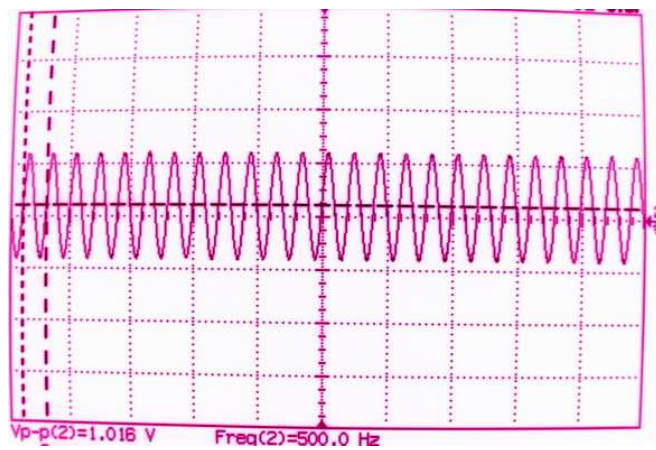


Figura 5.79 Ganancia de la Señal de Salida en f_{s1} .

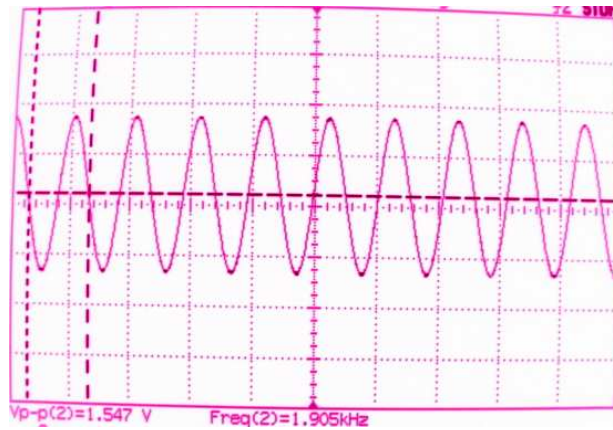


Figura 5.80 Ganancia de la señal de salida en f_{s2} .

La ganancia de la señal de salida en la frecuencia central se observa en la Figura 5.81.

Finalmente las Figuras 5.82 y 5.83 muestran la máxima amplitud de la señal en el primer y segundo rizo de la banda de paso.

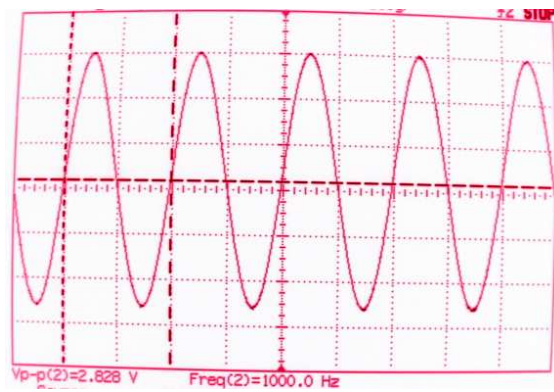


Figura 5.81 Ganancia de la señal en la frecuencia central $f = 1000\text{ Hz}$.



Figura 5.82 Ganancia máxima de la señal de salida en el primer rizo de la banda de paso.

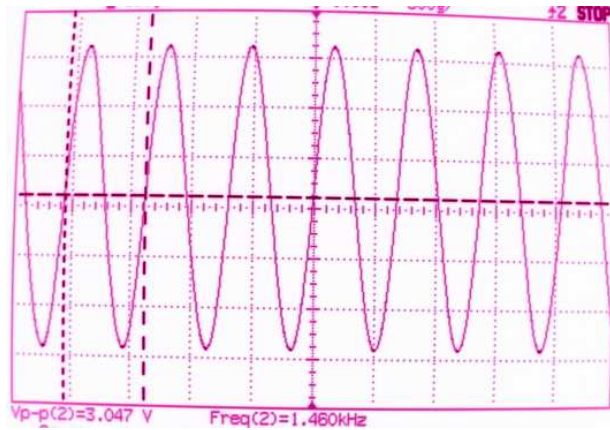


Figura 5.83 Ganancia máxima de la señal de salida en el segundo rizo de la banda de paso.

5.6 Resultados de la Configuración Activa Bicuadrática Akeberg-Mossberg

Este tipo de configuración es la última a analizar para el caso de los bicuadráticos. Se realizan dos pruebas a esta topología para comprobar su correcto funcionamiento. El primer diseño a prueba debe de cumplir con las siguientes condiciones: aproximación elíptica, tercer orden, pasa-bajas, frecuencia de corte de 1kHz, $A_{max} = 1$ dB, $A_{min} = 30$ dB

En la tabla B.2 del Apéndice B, se busca pasa-bajas de tercer orden que cumpla con las características antes descritas. La tabla indica que la A_{min} próxima es de 34.454 dB con una frecuencia de rechazo $\omega_s = 2$ rad/s. Todos estos datos proporcionan una función de transferencia de la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{s^2 + 5.153209}{(s^2 + 0.434062s + 1.010594)(s + 0.539958)}$$

De esta función de transferencia, se conocen los parámetros ω_z , y ω_p , Q_p del polo complejo conjugado.

$$\omega_z = 2.270068$$

$$\omega_p = 1.005283 \quad Q_p = 2.315989$$

Las ecuaciones de diseño se repiten por comodidad y son las siguientes:

Componente	Valor
$C_1=C_2=C_3=C$	0.01 μF
$R_1=R_2=R_7=R$	15.915 $\text{k}\Omega$
R_4, R_5	----
R_3	$R_3 = \frac{1}{R^2 C^2 \omega_p^2} \cdot k_z$
R_6	$R_6 = Q_p \sqrt{R_3} k_z$
R_8	$R_8 = \frac{1}{\omega_z^2 R_3 C^2} \cdot k_z$

La constante de desnormalización equivale a $k_z = 15\ 915494309$. Sustituyendo este valor y el de los parámetros en las ecuaciones de diseño, se obtiene el valor de los componentes. La tabla 5.43 muestra estos valores.

Tabla 5.43 Valores teóricos de los componentes para pasa-bajas elíptico

Componente	Valor
$C_1=C_2=C_3=C$	0.01 μF
$R_1=R_2=R_7=R$	15.915 $\text{k}\Omega$
R_3	15.748 $\text{k}\Omega$
R_6	36.666 $\text{k}\Omega$
R_8	3.121 $\text{k}\Omega$

El circuito RC se calcula de la siguiente manera:

$$R = \frac{k_z}{\omega_p C} \quad R = 29.475 \text{ k}\Omega \quad C = 0.01 \mu\text{F}$$

La ganancia esperada es de:

$$|H_{pb}| = \frac{R_7}{R_8} \quad |H_{pb}| = \frac{15.915 \text{ k}\Omega}{3.121 \text{ k}\Omega} \quad |H_{pb}| = 5.09933$$

La señal al decaer 1 dB obtiene una ganancia de 4.54478. Mientras que la amplitud en la frecuencia de rechazo es de 0.096564 al decaer 34.4 dB.

El circuito resultante se aprecia en la Figura 5.84, mientras que la simulación de la señal de salida se muestra en la Figura A.17 del Apéndice A.

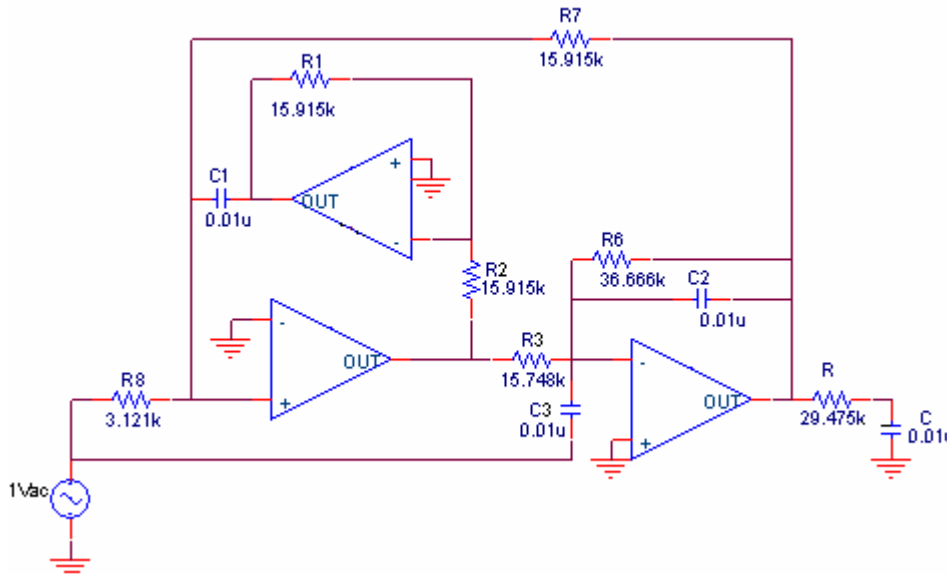


Figura 5.84 Circuito Akeberg-Mossberg que realiza pasa-bajas elíptico de tercer orden.

Después de haber presentado los cálculos pertinentes, el siguiente paso es mostrar el comportamiento de este circuito. La tabla 5.44 contiene los valores reales de los componentes integrantes de este circuito.

Tabla 5.44 Valores reales de los componentes del circuito que realizan pasa-bajas elíptico tercer orden.

Componente	Valor	Componente	Valor
C ₁	9.44 nF	R ₆	36.70 kΩ
C ₂	10.65 nF	R ₇	15.69 kΩ
C ₃	9.74 nF	R ₈	3.014 kΩ
R ₁	15.73 kΩ	RC	
R ₂	15.72 kΩ	R	29.75 kΩ
R ₃	15.43 kΩ	C	9.90 nF

Se efectúa un muestreo a la señal de salida, tanto la simulada como la práctica, obteniéndose los resultados de la tabla 5.45. En total se toman 40 muestras de la señal de salida. La gráfica de esta tabla se muestra en la Figura 5.85.

Tabla 5.45 Tabla Comparativa teórica-práctica de la señal de salida pasa-bajas elíptico tercer orden.

f(Hz)	V_{salida} Practico	V_{salida} Teórico
10	5	5.0988
50	5	5.0858
100	4.938	5.0496
150	4.875	4.9901
200	4.781	4.9202
250	4.688	4.8433
300	4.625	4.7617
350	4.562	4.6868
400	4.5	4.6141
450	4.438	4.5779
522	4.406	4.5467
600	4.438	4.5878
650	4.5	4.6435
700	4.594	4.7348
750	4.719	4.8522
800	4.906	4.9826
897	5.062	5.087
950	5	4.9044
1000	4.688	4.5391
1100	3.562	3.3391
1200	2.562	2.2435
1300	1.844	1.5
1400	1.218	1.0174
1500	0.937	0.691
1600	0.656	0.482
1700	0.5	0.339
1800	0.437	0.234
2000	0.181	0.091
2265	0	0
2500	0.068	0.047
2800	0.103	0.077
3100	0.112	0.089
3500	0.128	0.095
4500	0.125	0.092
5500	0.128	0.083
6500	0.14	0.073
10000	0.109	0.051
50000	0	0

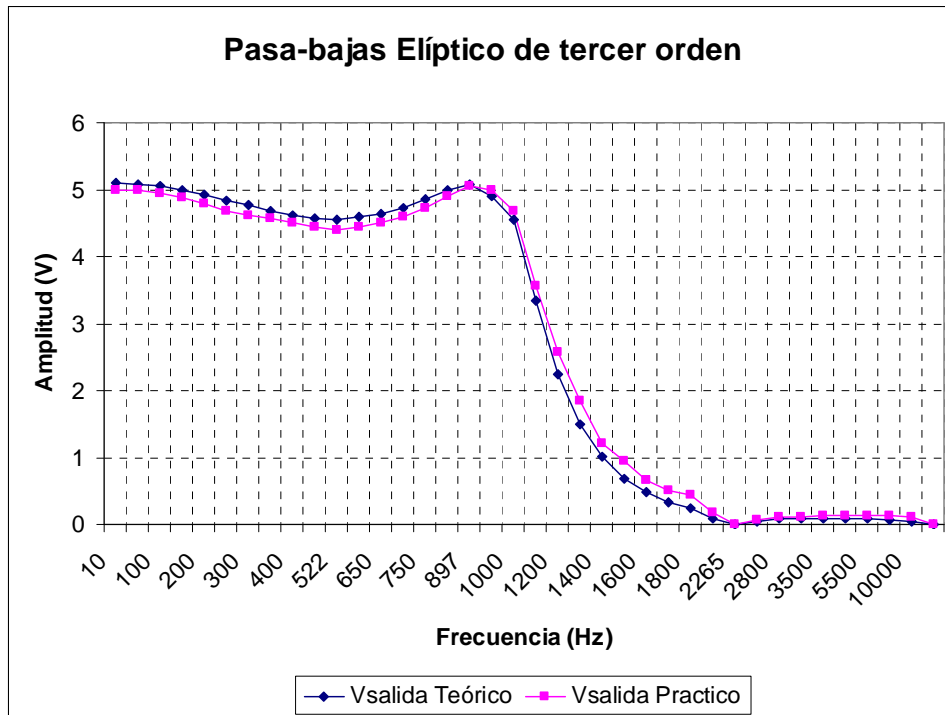


Figura 5.85 Gráfica Comparativa teórica-práctica de la señal de salida pasa-bajas elíptico tercer orden.

Se realiza un barrido en frecuencia de la señal de salida, obteniéndose la Figura 5.86 Este barrido comprende las frecuencias en el rango de 0 Hz a 20 kHz.

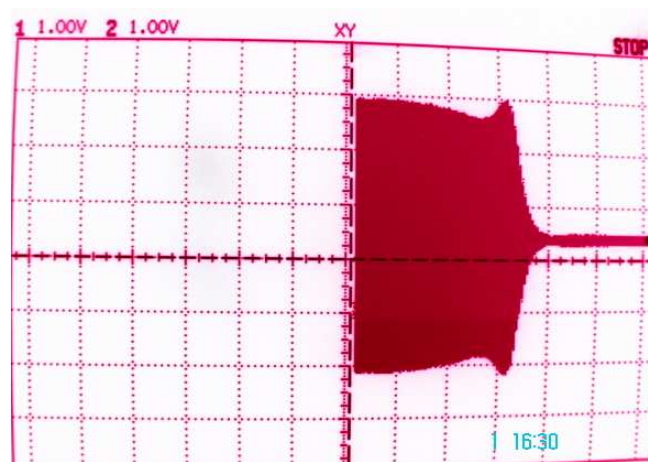


Figura 5.86 Barrido en frecuencia de la señal de salida.

De la imagen anterior se observa que la ganancia en amplitud es de 5 Vp-p. Ahora, en la Figura 5.87 se puede ver más de cerca la banda de rechazo.

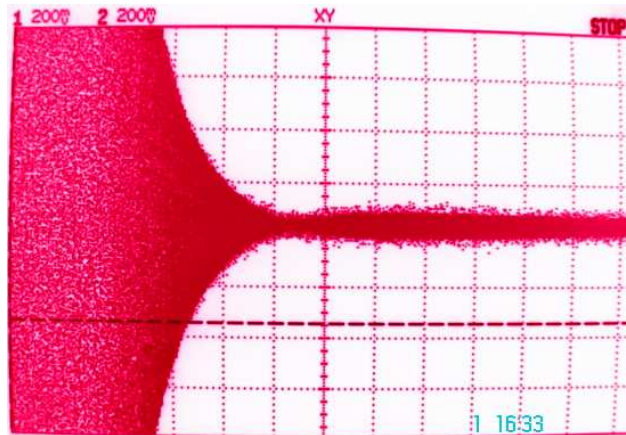


Figura 5.87 Banda de rechazo del filtro elíptico pasa-bajas de tercer orden

Nótese que el rizo de la banda de rechazo en la imagen anterior no llega a cero, esto se debe a que el barrido comprende sólo hasta 20 kHz.

Se toma una muestra de la señal de salida a la frecuencia de 10 Hz con el objetivo de visualizar la ganancia en amplitud obtenida a bajas frecuencias. Ver Figura 5.88

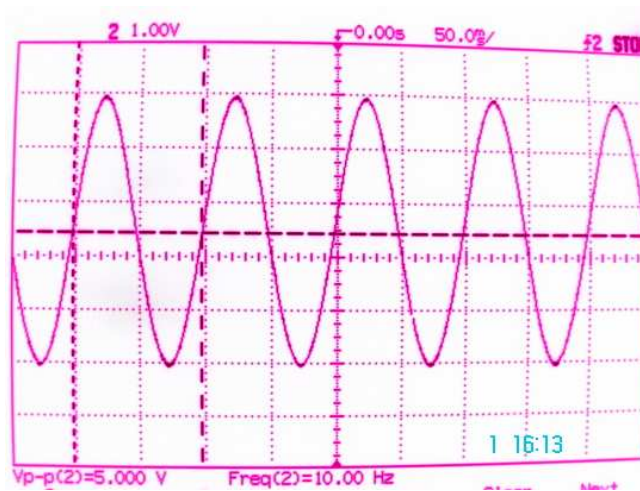


Figura 5.88 Ganancia en amplitud a bajas frecuencias.

La Figura 5.89(a) ilustra el comportamiento de la señal de salida a la frecuencia de corte $f_c=1000$ Hz, donde la señal decae 1 dB; la Figura 5.89 (b) muestra la señal de salida a la frecuencia de rechazo $f_s= 2000$ Hz, donde la señal decae 34.4 dB.

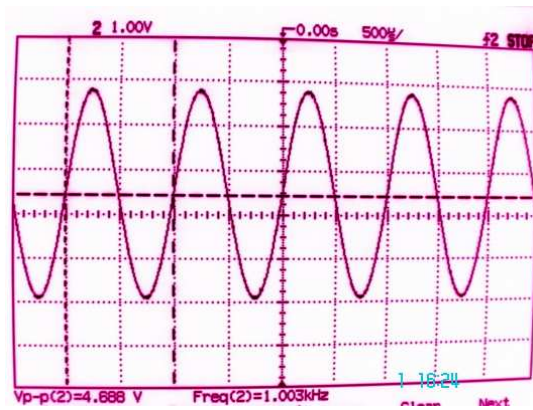


Figura 5.89 (a) Señal de salida en fc

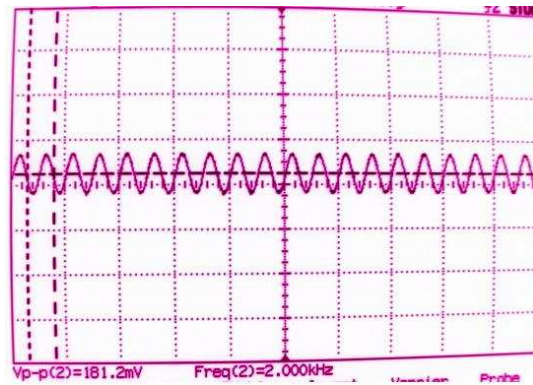


Figura 5.89 (b) Señal de salida en fs

El segundo diseño que se pone a prueba para comprobar el funcionamiento de esta topología consiste en realizar un filtro pasa-banda de cuarto orden de aproximación Chebyshev Inverso con $A_{max}=1$ dB, $A_{min} = 20$ dB, frecuencia central $f_0 = 1000$ Hz y un ancho de banda de 2000 Hz.

Se empieza encontrando la función de transferencia pasa-bajas de segundo orden normalizada para después aplicar la transformación que permita obtener la función de transferencia de cuarto orden pasa-banda. Los parámetros a calcular son los siguientes:

$$\epsilon^2 = \frac{10^{-A_{min}/10}}{1 - 10^{-A_{min}/10}} \quad \epsilon^2 = 0.01010101 \quad \epsilon = 0.10050378$$

$$K = \sqrt{\frac{1}{\epsilon^2} \frac{10^{-A_{max}/10}}{1 - 10^{-A_{max}/10}}} \quad K = 19.55375906$$

$$\omega_s = \frac{e^{(1/N)\ln(K+\sqrt{K^2-1})} + e^{-(1/N)\ln(K+\sqrt{K^2-1})}}{2} \quad \omega_s = 3.28573736$$

Los polos del Chebyshev Inverso equivalen a:

$$P_{Ch-1} = \frac{\omega_s}{P_{Ch}}$$

Los polos Chebyshev equivalen a:

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

$$u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi \quad k=1,2,\dots,2n. \quad v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}$$

Sustituyendo valores en u_k y v encontramos que:

$$u_1 = \pi/4; \quad u_2 = 3\pi/4; \quad v = 1.49661142$$

Los polos Chebyshev son entonces:

$$p_{ch1,2} = -1.5 \pm 1.658312395j$$

Y los polos Chebyshev Inverso se expresan:

$$p_{ch^{-1},2} = -0.9885721 \pm 1.08976j$$

Los ceros se calculan de la siguiente manera:

$$Z_i = \omega_s \frac{1}{\cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}}$$

$$Z_{1,2} = \pm 4.64673433$$

La función de transferencia pasa-bajas resulta tener la forma de:

$$H(s)_{pb} = \frac{s^2 + 21.5921}{(s^2 + 1.97144s + 2.159214)}$$

Se aplica el cambio de variable normalizado para obtener la función de transferencia pasa-banda:

$$s = \frac{1}{2} \left(p + \frac{1}{p} \right)$$

Obteniéndose lo siguiente:

$$H(s)_{pB} = \frac{(s^2 + 0.011318)(s^2 + 88.3571)}{(s^2 + 0.388602s + 0.109334)(s^2 + 3.55428s + 9.14632)}$$

Llámesse el primer término del numerador Z_1 y el otro Z_2 , p_1 al primer polinomio de segundo orden del denominador y p_2 al segundo. Los valores de ω_z , ω_p y Q_p , se muestran en la tabla 5.46.

Tabla 5.46 Valores de los parámetros que conforman el filtro pasa-banda Chebyshev Inverso.

P1		P2		ω_{z1}	ω_{z2}
ω_{p1}	0.330857	ω_{p2}	3.02429	0.106386	9.39985
Q_{p1}	0.850888	Q_{p2}	0.850886		

A partir de la función de transferencia y con las ecuaciones de diseño previamente establecidas, se determina el valor de cada uno de los componentes que forman parte de este circuito. Se enlistan los componentes de las dos etapas en la tabla 5.47.

Tabla 5.47 Valores teóricos para el filtro pasa-banda cuarto orden Chebyshev Inverso.

	Primera Etapa ω_{z2} y Q_{p2}	Segunda Etapa ω_{z1} y Q_{p1}
Componente	Valor	Valor
$C_1=C_2=C_3=C$	0.01 μ F	0.01 μ F
$R_1=R_2=R_7=R$	15.915 k Ω	15.915 k Ω
R_3	1.740 k Ω	145.567 k Ω
R_6	4.477 k Ω	40.955 k Ω
R_8	1.647 k Ω	153.746 k Ω

Posteriormente se buscan las frecuencias de corte inferior (f_{c1}) y superior (f_{c2}) del filtro pasa-banda a través de las siguientes relaciones:

$$B = f_{c2} - f_{c1} \quad f_0^2 = f_{c1} f_{c2}$$

De donde $f_0 = 1000$ Hz y $B = 2000$ Hz. Sustituyendo valores y realizando las operaciones necesarias, se llega a lo siguiente:

$$f_{c1} = 414.214 \text{ Hz} \quad f_{c2} = 2414.21 \text{ Hz}$$

Para encontrar las frecuencias de rechazo, se determina la relación:

$$\omega_{spb} = \frac{\omega_{s2} - \omega_{s1}}{\omega_{c2} - \omega_{c1}}$$

Lo cual equivale a:

$$\omega_{spb} = \frac{B \omega_s}{B \omega_c} \quad B \omega_s = \omega_{spb} \cdot B \omega_c$$

Se conoce $\omega_{spb} = 3.857$ y el ancho de banda para las frecuencias de corte que es $B = 2$ de manera normalizada. Haciendo las sustituciones correspondientes y desnormalizando se encuentra que las frecuencias de rechazo f_{s1} y f_{s2} equivalen a:

$$f_{s1} = 148.809Hz \qquad f_{s2} = 6720Hz$$

Ahora se presenta en la Figura 5.90 el circuito resultante que es capaz de realizar un filtro pasa-banda de cuarto orden con aproximación Chebyshev Inversa. La simulación de la señal de salida de este circuito se puede consultar en la Figura A.18 del Apéndice A, de esta Figura se puede ver que la ganancia en amplitud de la señal de salida en la frecuencia central es de 10.004, por lo tanto la amplitud esperada en las frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2} es de 8.9125, ya que la señal se atenúa 1 dB de su valor total. La amplitud de la señal de salida en las frecuencias de rechazo f_{s1} y f_{s2} decae 20 dB, por lo que se espera en estos puntos una ganancia de 1.

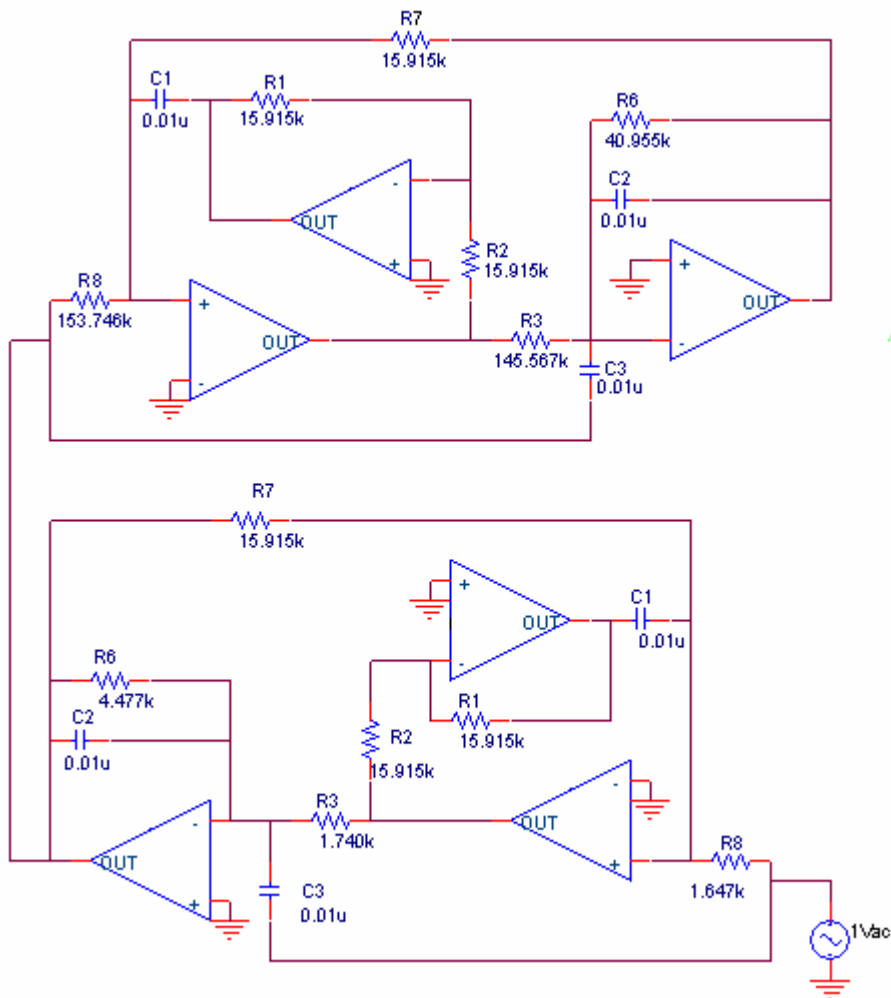


Figura 5.90 Circuito Akeberg-Mossberg que realiza pasa-banda con Chebyshev Inverso de 4° orden

Después de haber concluido con el análisis matemático de este diseño de prueba, se proporcionan los resultados obtenidos por medio de la implementación del mismo. La tabla 5.48 contiene los valores medidos de cada uno de los componentes utilizados.

Tabla 5.48 Valores medidos de los componentes que integran Akeberg-Mossberg pasa-banda.

	Primera Etapa ω_{z2} y Q_{p2}	Segunda Etapa ω_{z1} y Q_{p1}
Componente	Valor	Valor
C_1	9.72 nF	9.44 nF
C_2	9.67 nF	10.65 nF
C_3	9.43 nF	9.74 nF
R_1	15.99 k Ω	15.73 k Ω
R_2	15.69 k Ω	15.72 k Ω
R_3	1.785 k Ω	145.1 k Ω
R_6	4.69 k Ω	40.9 k Ω
R_7	15.90 k Ω	15.43 k Ω
R_8	1.484 k Ω	149.9 k Ω

Posteriormente a la medición de los componentes se realiza una comparación de la señal de salida simulada y práctica. Se toman en total 42 muestras y se registran en la tabla 5.49. La gráfica de dicha tabla se ilustra en la Figura 5.91

Tabla 5.49 Tabla Comparativa teórica-práctica de la señal de salida.

f(Hz)	V_{salida} Practico	V_{salida} Teórico
10	1.344	0.991
50	1.156	0.777
106	0	0.004
148	0.937	0.991
200	2.75	2.687
250	4.5	4.6174
300	6.375	6.4696
350	7.969	7.9044
414	8.906	9
450	9.688	9.3652
500	9.844	9.672
550	10.16	9.825
600	10.16	9.924
700	10.16	9.987
800	10.16	10

900	10.16	10
1000	10.16	10
1100	10.16	10
1200	10.16	10
1300	10.16	9.998
1400	10.16	9.987
1500	10	9.969
1600	9.844	9.94
1700	9.844	9.893
1800	9.844	9.839
1900	9.844	9.743
2000	9.688	9.638
2414	8.906	9
3000	7.656	7.4348
4000	4.844	4.5652
5000	2.969	2.6348
6000	2	1.513
6720	1.5	0.991
7000	1.25	0.808
8000	0.812	0.365
9380	0	0
10000	0.546	0.122
15000	0.718	0.62
20000	0.906	0.794
25000	1	0.875
30000	1.062	0.917
50000	1.156	1

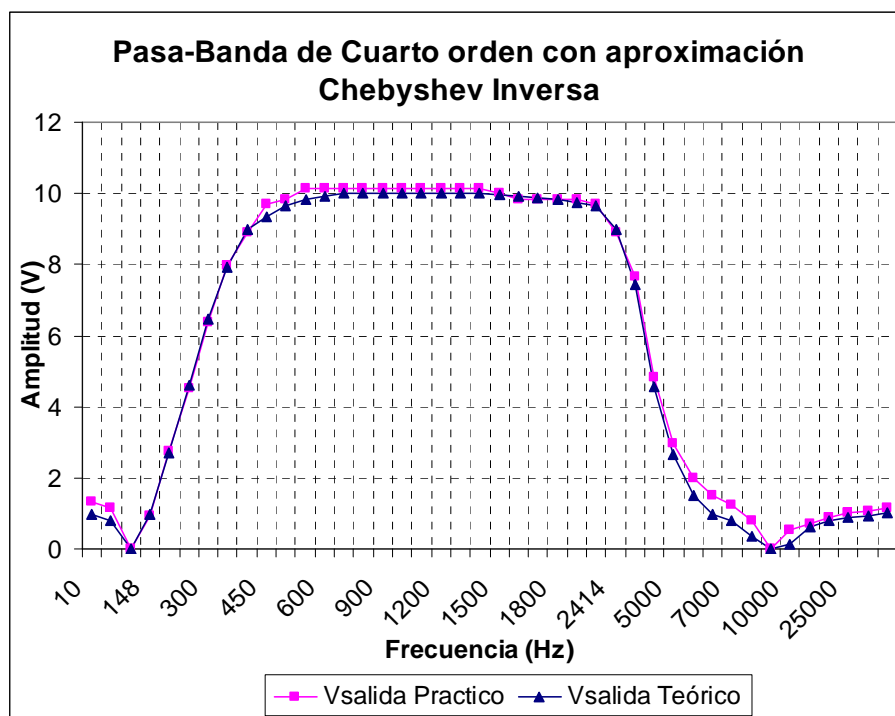


Figura 5.91 Gráfica comparativa entre resultados prácticos-teóricos.

Se efectúa un barrido en frecuencia de la señal de salida en un rango de 0 a 20 kHz. La Figura 5.92 muestra esto.

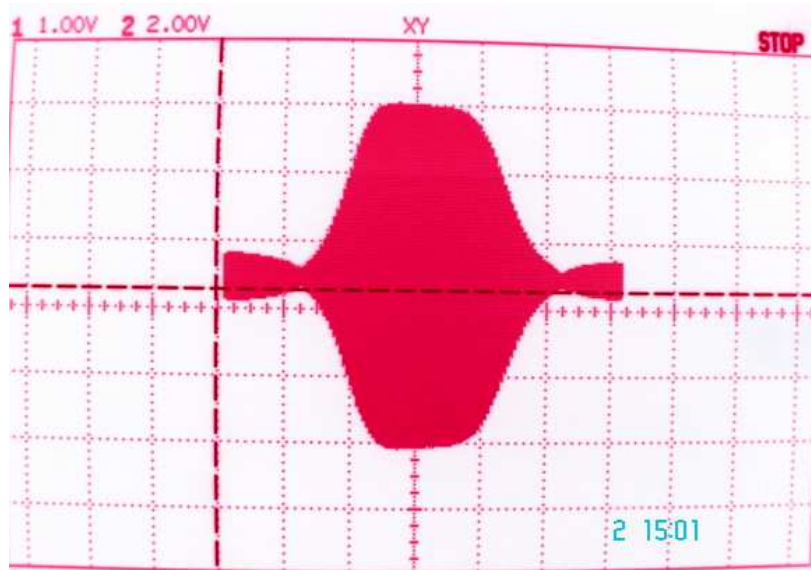


Figura 5.92 Barrido en frecuencia de la señal de salida del filtro pasa-banda 4° Chebyshev Inverso

De la imagen anterior se observa que la ganancia en amplitud en la banda de paso es de 10, mientras que los rizados de la banda de rechazo alcanzan 1. Para demostrar que efectivamente se obtiene este nivel de voltaje en las banda de rechazo, se presentan las Figuras 5.93(a) y 5.93 (b), que corresponden a las frecuencias de 10 Hz y 50 kHz respectivamente.

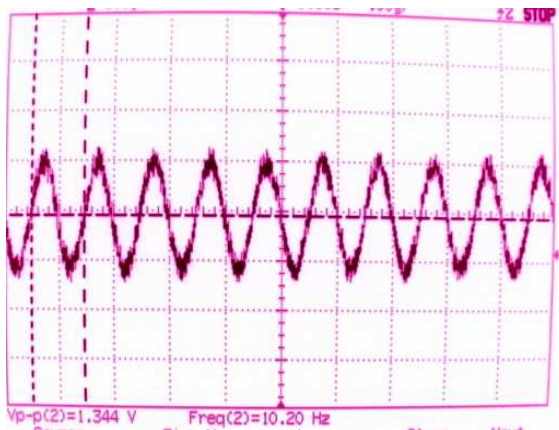


Figura 5.93 (a) Señal de salida a 10 Hz.

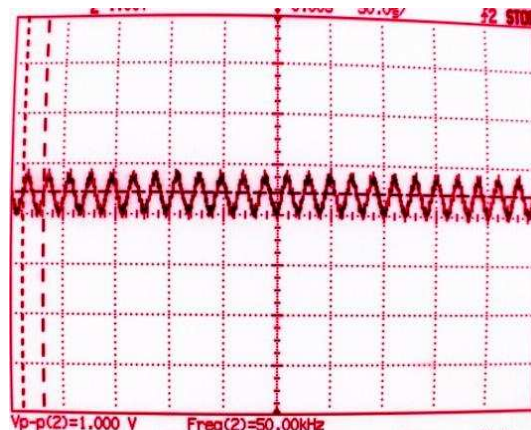


Figura 5.93 (b) Señal de salida a 50 kHz.

El comportamiento de la señal a la frecuencia central $f_0 = 1000$ Hz, se muestra en la Figura 5.94

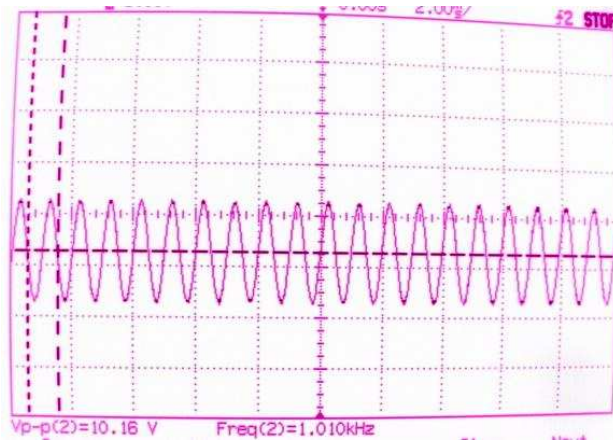


Figura 5.94 Señal de salida a la frecuencia central $f_0 = 1000$ Hz.

Las Figuras 5.95 (a) y 5.9 5(b) muestran la señal de salida a las frecuencias de corte f_{c1} y f_{c2} , mientras que las Figuras 5.96 (a) y 5.96 (b) ilustran el comportamiento de dicha señal en las frecuencias de rechazo f_{s1} y f_{s2} .

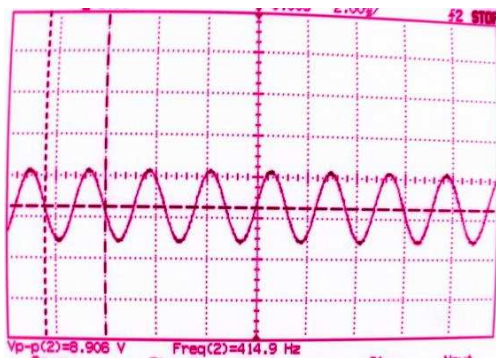


Figura 5.95 (a). Señal de salida en f_{c1}

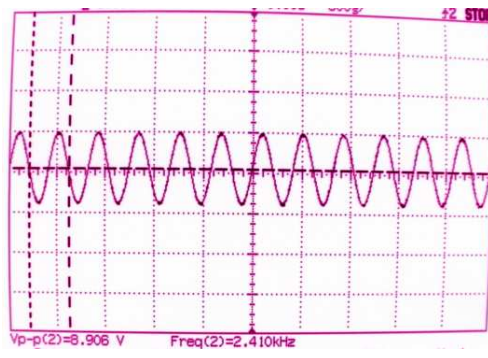


Figura 5.95 (b). Señal de salida en f_{c2}

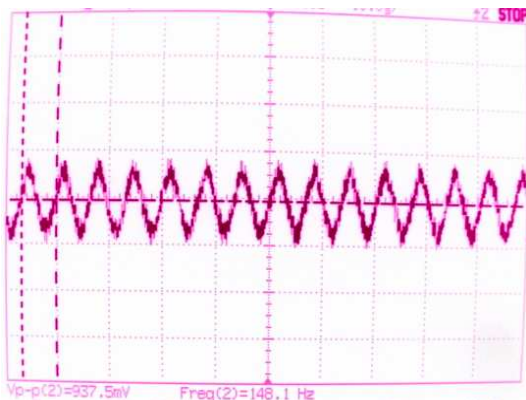


Figura 5.96 (a) Señal de salida en f_{s1}

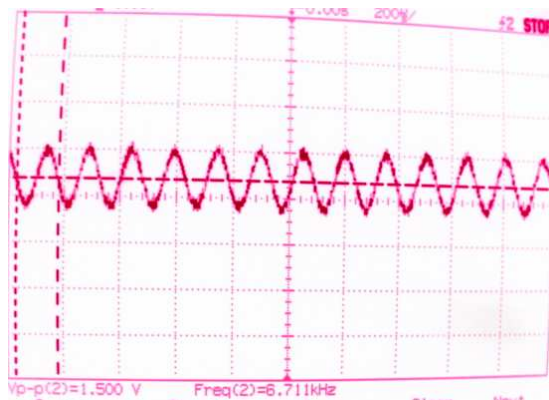


Figura 5.96 (b) Señal de salida en f_{s2}

5.7 Resultados de la Configuración Filtro Activo Universal

El filtro Activo Universal tiene la opción de escoger entre la realización Inversora o No Inversora. Su comportamiento depende de la configuración elegida. Al elegir la configuración No Inversora la salida pasa-bajas y pasa-altas no son invertidas, mientras que en el punto de salida pasa-banda la señal de salida es invertida solamente en la frecuencia donde se especificó la ganancia.

En la configuración Inversora, se invierten las señales que corresponden a la salida del pasa-bajas y pasa-altas en la frecuencias en donde se especifica la ganancia del filtro, mientras que la salida del pasa-banda no presenta corrimiento en fase con respecto a la señal de entrada.

Al igual que para todos las configuraciones anteriores se realizan pruebas a este filtro. Se comienza analizando a este filtro por su configuración No Inversora por lo que se propone implementar un filtro con las siguientes características: pasa-banda de cuarto orden con aproximación máximamente plana, $A_{max}= 3dB$, frecuencia central ubicada en 1000 Hz y un ancho de banda de 1000 Hz.

Con los datos anteriormente dados se encuentra la función de transferencia pasa-bajas que cumpla con estas características para después aplicar el cambio de variable y así obtener la función de transferencia pasa-banda. Se empieza encontrando el valor de los parámetros ϵ , ω_n y Q .

$$\epsilon = \sqrt{10^{(A_{max}/10)} - 1}; \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}}; \quad Q_k = \frac{1}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{2k-1}{2n} \pi\right)} \quad k = 1, 2, \dots, n$$

Sustituyendo valores se conoce que estos parámetros corresponden a:

$$\epsilon = 0.997628345; \quad \omega_n = 1.00118794; \quad Q_{1,2} = 0.707106781$$

Para encontrar la ubicación de los polos $p_k = \sigma_k + \omega_k$

$$\sigma_k = \frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}} \sin \frac{2k-1}{2n} \pi \quad \omega_k = \frac{1}{\sqrt[n]{\epsilon}} \cos \frac{2k-1}{2n} \pi$$

Por lo tanto el polo complejo conjugado se ubica en:

$$p_{1,2} = -0.650409 \pm 0.761148j$$

La función de transferencia pasa-baja se expresa como:

$$H(s)_{pb} = \frac{1}{s^2 + 1.4158936s + 1.00238}$$

Aplicando el cambio de variable de manera normalizada, es decir, se toma $B=1$ y $\omega_0 = 1$. El cambio de variable corresponde a:

$$s = \left(p + \frac{1}{p} \right)$$

Realizando el cambio de variable, se obtiene que la función de transferencia pasa-banda tiene la forma:

$$H(s)_{PB} = \frac{s^2}{(s^2 + 0.459284s + 0.480116)(s^2 + .95661s + 2.08283)}$$

Llámesse el primer polinomio de segundo orden del denominador p_1 y el otro p_2 . Se encuentra para cada par de polos ω_n y Q . La tabla 5.50 muestra estos valores.

Tabla 5.50 Valores de ω_n y Q_p para cada par de polos.

	p1	p2
ω_n	0.692904	1.4432
Qp	1.50866	1.50866

A partir de estos parámetros y con las ecuaciones de diseño para pasa-banda, que se repiten a continuación, se encuentran los valores de cada uno de los componentes que formaran parte del circuito.

$$R_1 = R_2 = \frac{5.0329 \times 10^4}{f_n} k\Omega \quad R_3 = 100k\Omega \quad R_7 = \frac{100k\Omega}{3.4785Q - 2}$$

$$R_4 = R_5 = 100k\Omega \quad R_6 = 100k\Omega \quad C_1 = C_2 = 1nF$$

Haciendo las sustituciones correspondientes, se obtienen los resultados ilustrados en la tabla 5.51.

Tabla 5.51 Valores calculados de los componentes que forman pasa-banda de cuarto orden Butterworth.

	Primera Etapa	Segunda Etapa
	P₁	P₂
Componente	Valor	Valor
C ₁ =C ₂	1 nF	1nF
R ₁ =R ₂	72.6349 kΩ	34.878 kΩ
R ₃	100 kΩ	100 kΩ
R ₄ =R ₅	100 kΩ	100 kΩ
R ₆	10kΩ	10 kΩ
R ₇	30.789 kΩ	30.789 kΩ

Por diseño se sabe que la ganancia que tendrá este filtro es unitaria. Ahora, es preciso calcular las frecuencias de corte. La frecuencia central debe ubicarse a los 1000 Hz y el ancho de banda es de 1000 Hz, por lo que se obtiene para f_{c1} y f_{c2} lo siguiente:

$$f_{c1} = 618.034Hz \quad f_{c2} = 1618.034Hz$$

En estas frecuencias, la señal de salida decae 3 dB por lo que se espera una amplitud de la señal de salida de 0.706.

La Figura 5.97 muestra el circuito resultante que implementa un filtro pasa-banda con las características establecidas. La simulación de la señal de salida se encuentra en la Figura A.19 del Apéndice A.

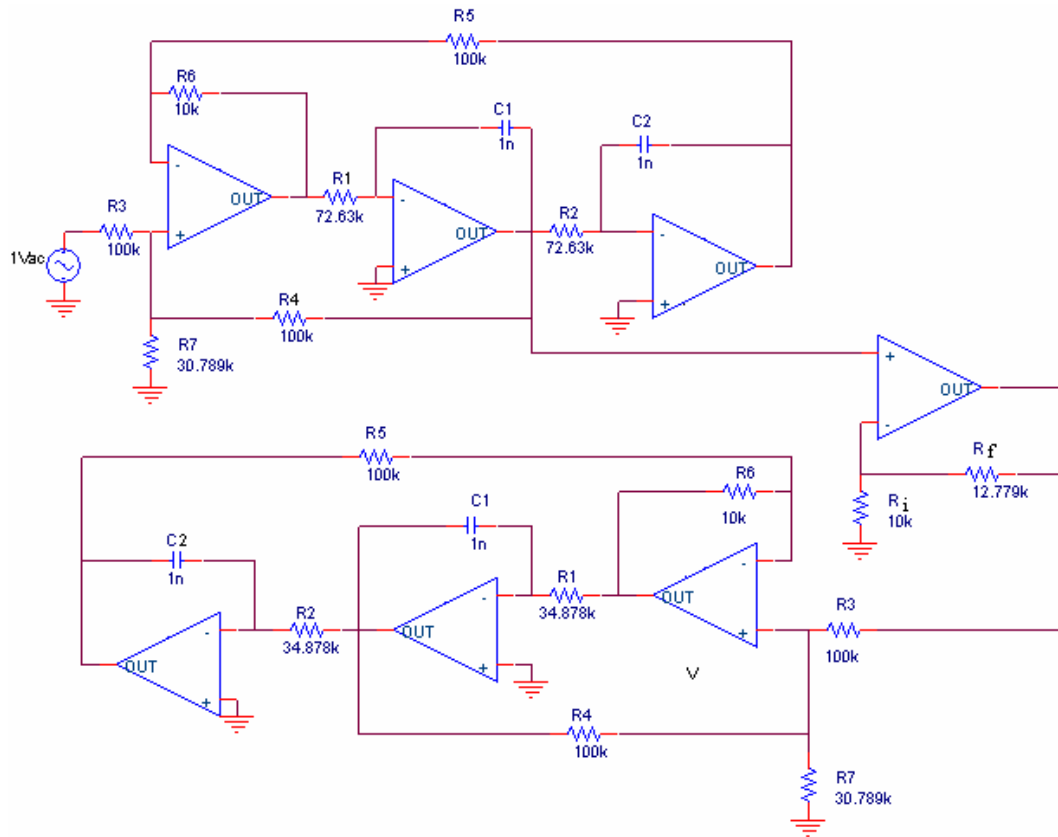
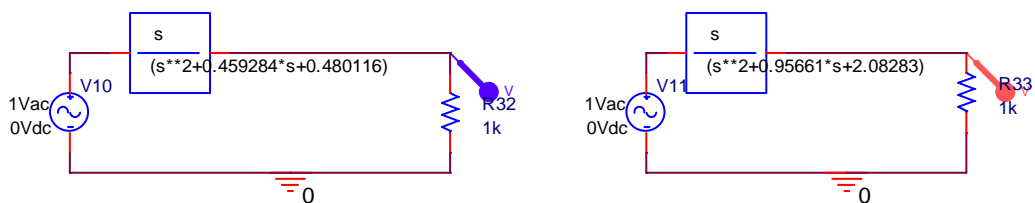


Figura 5.97 Topología FAU No Inversor que implementa pasa-banda Butterworth de 4° orden.

Nótese de esta imagen que entre una etapa y otra se agrega una configuración amplificadora, esto es debido a que la primera etapa debe de generar una ganancia en amplitud mayor a la unidad, esto con el objetivo de evitar que al cascar las dos etapas la señal de salida no pierda demasiada amplitud. Para ilustrar lo anterior se presenta a continuación, en la Figura 5.98, la simulación de las funciones de transferencia que conforman al pasa-banda de cuarto orden.



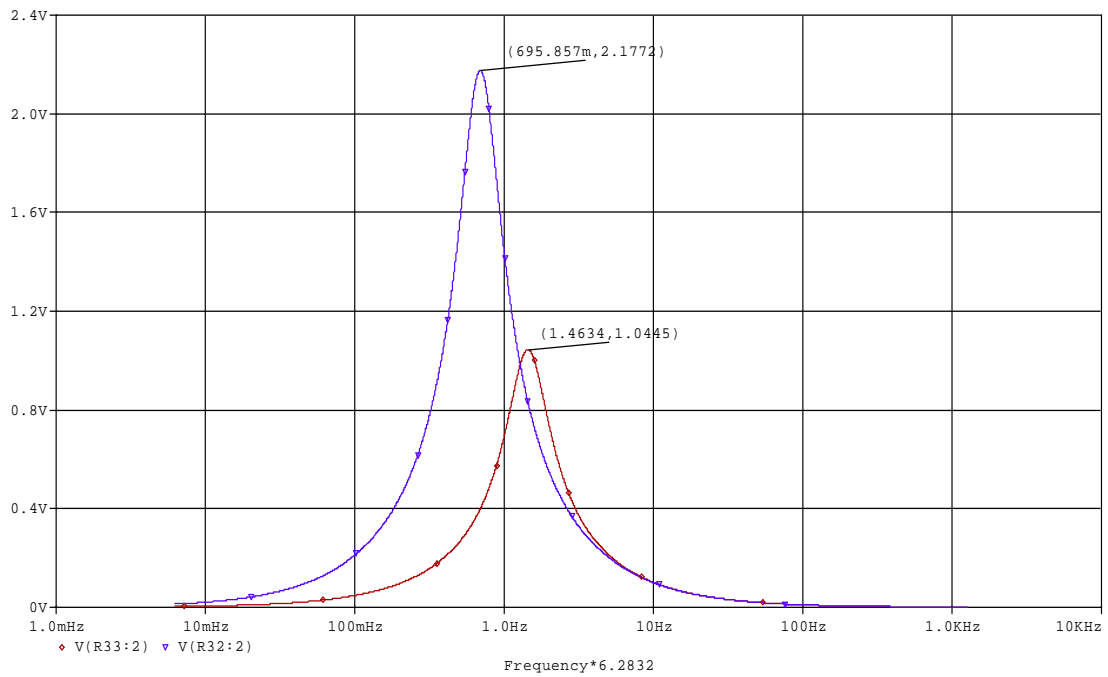


Figura 5.98 Simulación de las funciones de transferencia que conforman pasa-banda de cuarto orden.

El comportamiento de las señales de salida de la figura anterior es el esperado en el circuito implementado, sin embargo sin la etapa amplificadora, se obtiene la respuesta de la Figura 5.99.

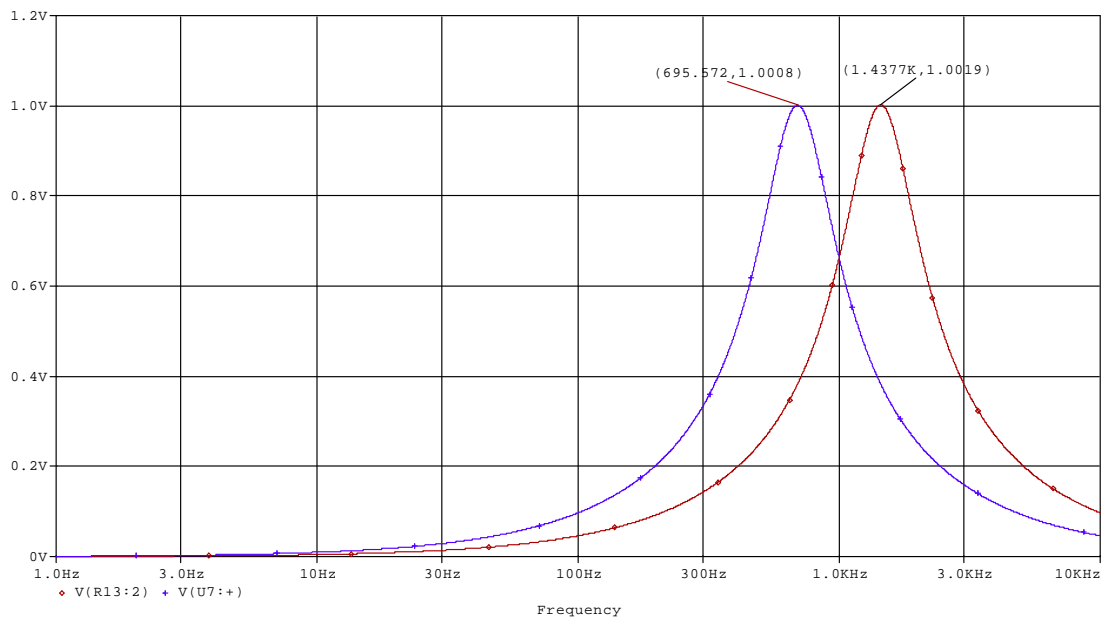


Figura 5.99 Simulación de la señal de salida de cada una de etapas implementadas.

La gráfica que tiene su frecuencia central en 695 Hz, tiene ganancia de 1 cuando la esperada es de 2.177, tal como la gráfica obtenida de la función de transferencia. Ahora, si

estas etapas son cascadas sin el amplificador, la señal de salida que se obtiene tiene el comportamiento de la Figura 5.100

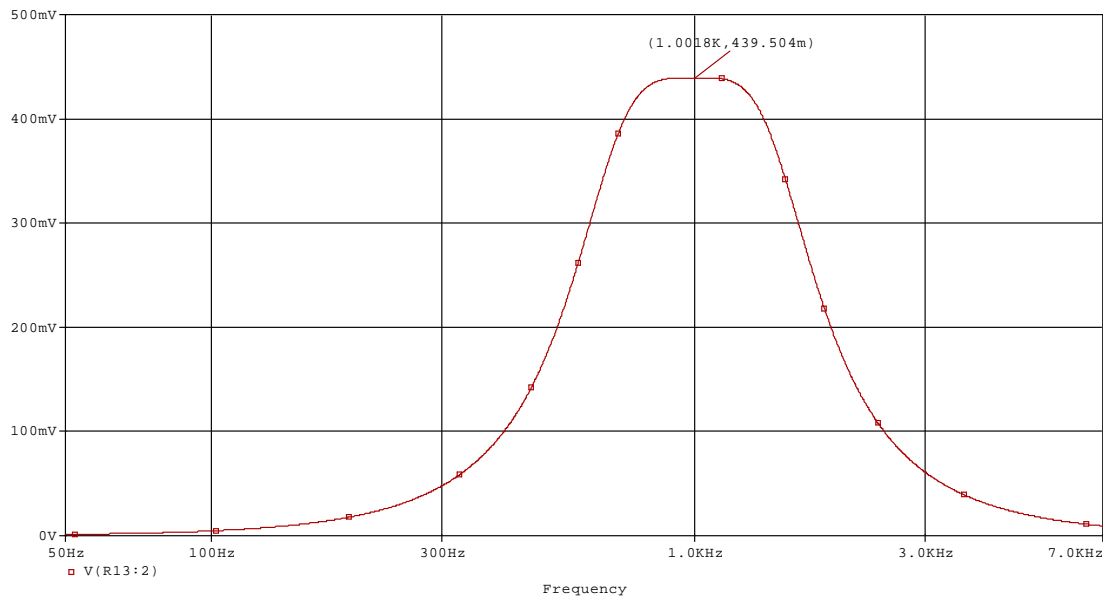


Figura 5.100 Comportamiento de la señal de salida sin el amplificador.

Se observa de la imagen anterior que la ganancia en amplitud que se obtiene en la banda de paso alcanza los 439 mV. Por esta razón es necesario el uso del amplificador a la salida de la primera etapa, la cual corresponde al pasa-banda de segundo orden con la frecuencia central de 695 Hz.

Se muestra a continuación los cálculos que se realizan para encontrar los valores de los componentes que forman parte del amplificador no inversor. La relación entre V_o y V_{in} está dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

Si el voltaje de salida (V_o) esperado es de 1 V y se considera $V_{in} = 439$ mV, los cuales son los que se obtienen sin el amplificador, se despeja R_f asignando a R_i 10 kΩ se tiene que:

$$R_f = \left(\frac{V_o}{V_{in}} - 1 \right) R_i \qquad R_f = 12.779k\Omega$$

Posterior a la presentación de los cálculos matemáticos se muestran los resultados que se obtienen al implementar este filtro. La tabla 5.52 muestra los valores medidos de cada uno de los componentes.

Tabla 5.52 Valores de los componentes reales para filtro FAU No Inversor pasa-banda

	Primera Etapa	Segunda Etapa
Componente	Valor	Valor
C ₁	1.15 nF	1.15 nF
C ₂	1.28 nF	1.28 nF
R ₁	73.4 kΩ	33.95 kΩ
R ₂	73.4 kΩ	33.96 kΩ
R ₃	98.8 kΩ	99.1 kΩ
R ₄	99 kΩ	99.2 kΩ
R ₅	99.6 kΩ	99 kΩ
R ₆	10.02 kΩ	9.96 kΩ
R ₇	30.65 kΩ	30.54 kΩ

Se muestrea la señal de salida obtenida por medio de la simulación y se compara con el muestreo práctico, véase esta comparación en la tabla 5.53. La Figura 5.101 muestra la graficación de estos datos.

Tabla 5.53 Tabla Comparativa entre valores práctico-teórico de la señal de salida.

f(Hz)	V_{salida} Práctico	V_{salida} Teórico
10	0	0
200	0.05	0.043
300	0.14	0.109
400	0.246	0.224
500	0.475	0.419
550	0.581	0.529
618	0.731	0.709
700	0.8881	0.886
800	0.937	0.98
900	0.943	1.0002
1000	0.95	1.0011
1100	0.943	1.0006
1200	0.943	0.991
1300	0.925	0.96
1400	0.875	0.895
1500	0.818	0.834
1618	0.706	0.706
1800	0.581	0.542
2000	0.437	0.406
2500	0.268	0.216
3000	0.162	0.138
3500	0.125	0.096
5000	0.062	0.044
10000	0	0

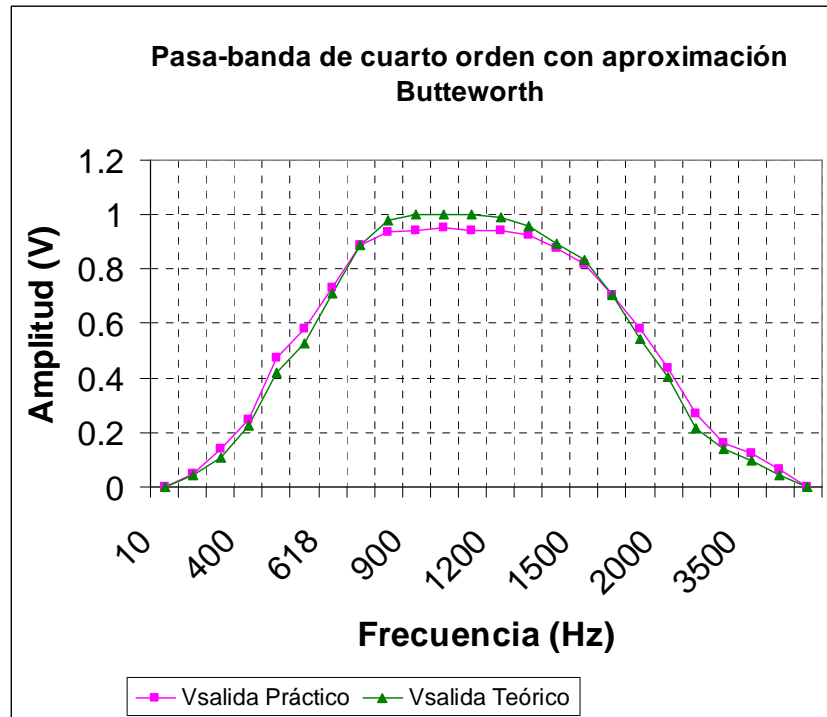


Figura 5.101 Gráfica Comparativa de la señal de salida teórica-práctica.

El comportamiento de la señal de salida práctica se aproxima al esperado. Se le aplica un barrido en frecuencia de 0 Hz a 20 kHz a la señal de salida obteniéndose el resultado de la Figura 5.102.

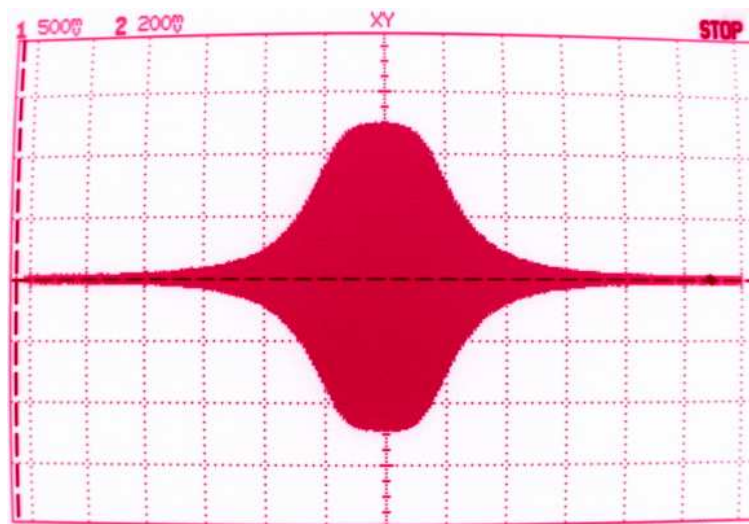


Figura 5.102 Barrido en frecuencia de la señal de salida pasa-banda Butterworth con FAU No Inversor.

La ganancia en la banda de paso se observa que es próxima a 1 V. Se expuso anteriormente que este filtro está compuesto de dos etapas, por lo que se presenta en la Figura 5.103 (a) y 5.103 (b) el barrido en frecuencia de la primera y segunda etapa respectivamente.

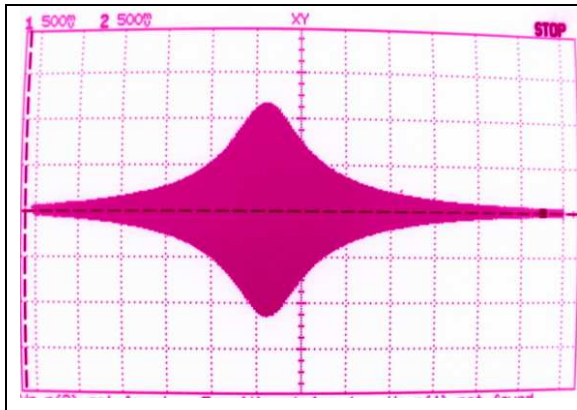


Figura 5.103 (a) Barrido de la primera etapa

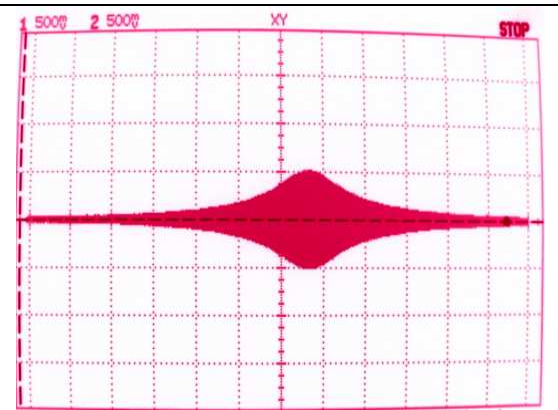


Figura 5.103 (b) Barrido de la segunda etapa

Se observa que de la primera etapa la ganancia en amplitud es de 2.25 Vp-p aproximadamente, es preciso aclarar que esta medición es tomada a la salida del amplificador. De la segunda etapa se tiene una amplitud máxima de 1 Vp-p, dicho valor era el esperado.

De esta configuración se sabe que para el caso pasa-banda la señal de salida se defasa 180° a la frecuencia donde se especifica la ganancia. En las siguientes imágenes se observa este comportamiento. La primera etapa genera un pasa-banda de segundo orden con frecuencia central de 692 Hz, por lo tanto a esta única frecuencia el filtro responde con una señal de salida invertida, obsérvese esto en la Figura 5.104.

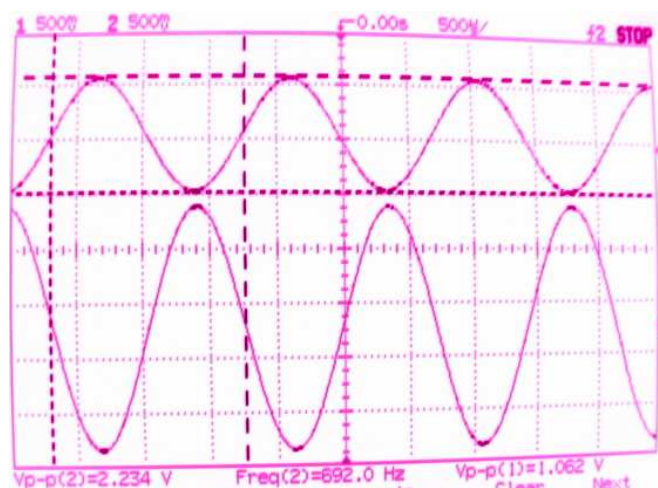


Figura 5.104 Señal de salida invertida de la primera etapa a la frecuencia de 692 Hz.

De la Figura 5.104 el marcador 1 se refiere a la señal de entrada, mientras que el marcador 2 representa a la señal de salida, la cual tiene un defasamiento de 180° con respecto a la señal de entrada. La Figura 5.105 presenta el comportamiento de la señal de salida de la segunda

etapa, que al igual que la primera es invertida a la frecuencia central, que en este caso equivale a 1443 Hz.

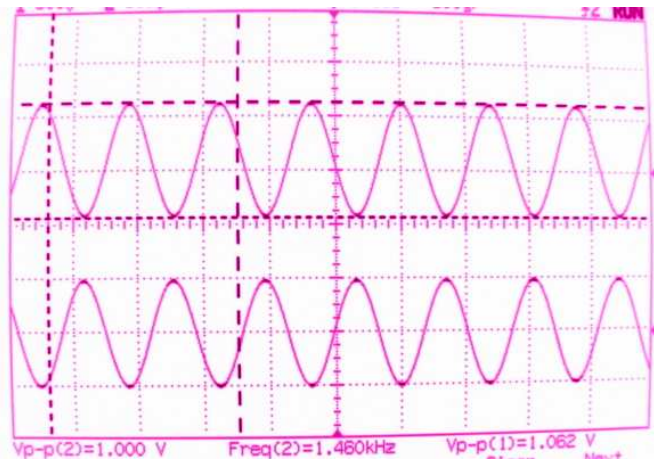


Figura 5.105 Señal de salida invertida de la segunda etapa a la frecuencia de 1460 Hz.

Al unir de nuevo las dos etapas, se visualiza el comportamiento de este filtro en tres frecuencias importantes, la frecuencia central y las dos frecuencias de corte. La Figura 5.106 presenta la señal de salida en la frecuencia central mientras que la Figura 5.107 (a) y (b) ilustran el comportamiento de la amplitud de la señal a las frecuencias f_{c1} y f_{c2} respectivamente.

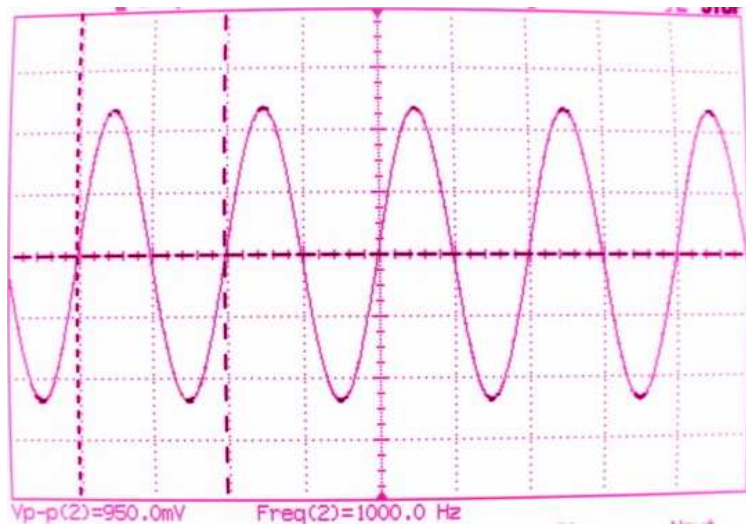


Figura 5.106 Señal de salida a la frecuencia central $f_0 = 1000$ Hz.

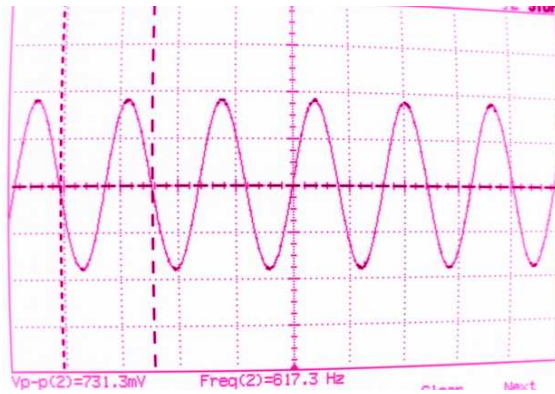


Figura 5.107 (a) Señal de salida en $f_{c1} = 618$ Hz

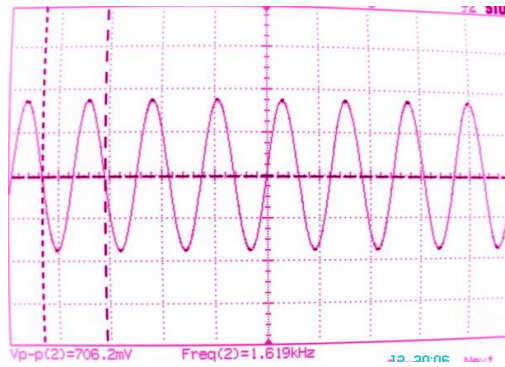


Figura 5.107 (b) Señal de salida en $f_{c1} = 1618$ Hz

La respuesta obtenida del FAU No Inversor es satisfactoria, con el ejemplo anterior se comprueba su funcionamiento.

Ahora se comprueba el desempeño del FAU Inversor a través de un diseño de prueba que cuente con las siguientes características: pasa-altas, Chebyshev, orden $n=4$, $A_{max} = 3$ dB, $f_c = 1000$ Hz.

Se empieza este diseño, con la búsqueda de la función de transferencia pasa-alta. Se determinan los parámetros ϵ y u_k :

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}; \quad u_k = \frac{2k-1}{2n} \pi \quad k=1,2,\dots,2n.$$

Sustituyendo valores encontramos que:

$$\epsilon = 0.99762835; \quad u_1 = \pi/8; \quad u_2 = 3\pi/8; \quad u_3 = 5\pi/8; \quad u_4 = 7\pi/8;$$

Los polos tienen la forma general:

$$p_k = \sigma_1 \pm j\omega_1 \rightarrow p_k = -\sin u_k \sinh v \pm \cos u_k \cosh v$$

Donde v está dada por:

$$v = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \quad v = 0.2207634$$

De acuerdo a esto, los polos tienen la siguiente forma:

$$p_{1,4} = -0.0851704 \pm 0.94648443 j$$

$$p_{2,3} = -0.20561953 \pm 0.39204669 j$$

La función de transferencia pasa-baja se expresa como:

$$H(s)_{pb} = \frac{1}{(s^2 + 0.1703408 \cdot s + 0.903087)(s^2 + 0.41123906 \cdot s + 0.195979)}$$

Al realizar el cambio de variable $s = 1/s$, la función de transferencia adquiere la forma de:

$$H(s)_{pa} = \frac{s^4}{(s^2 + 0.188621s + 1.10731)(s^2 + 2.09837s + 5.10256)}$$

A partir de $H(s)$ pasa-altas se calculan los parámetros ω_n y Q de cada par de polos. Llámese el primer término del denominador p_1 y el segundo p_2 . La tabla 5.54 contiene el valor de los parámetros correspondientes a cada par de polos.

Tabla 5.54 Valores de los parámetro ω_n y Q para cada par de polos.

	p1	p2
ω_n	1.052288	2.258885
Qp	5.578848	1.076495

Conociendo estos parámetros se procede al cálculo de los componentes que formarán parte del circuito resultante. Se presentan las ecuaciones de diseño, recuérdese que para el caso Inversor la fuente $V_{inA} = 0$ y $R_3 = \infty$.

$$R_1 = R_2 = \frac{5.0329 \times 10^4}{f_n} k\Omega \quad R_4 = R_5 = 100k\Omega \quad R_7 = \frac{100k\Omega}{6.6402Q - 1}$$

$$R_8 = 10k\Omega \quad R_6 = 100k\Omega \quad C_1 = C_2 = 1nF$$

Efectuando las sustituciones correspondientes se llega a la tabla 5.55, la cual nos muestra los valores de los componentes para etapa.

Tabla 5.55 Valores teóricos de los componentes para filtro pasa-altas Chebyshev 4°.

	p1	p2
Componente	Valor	Valor
$C_1=C_2$	1 nF	1nF
$R_1=R_2$	47.83 k Ω	22.28 k Ω
$R_4=R_5$	100 k Ω	100 k Ω
R_6	10k Ω	10 k Ω
R_7	2.744 k Ω	16.265 k Ω
R_8	10 k Ω	10 k Ω

Por diseño se sabe que la ganancia del filtro equivale a la unidad, pero la amplitud máxima en los rizados será de $H_{max} = 1.41254$, la cual contempla los 3 dB de A_{max} .

La Figura 5.108 ilustra el circuito obtenido. La primera etapa corresponde a p_2 ya que su valor de Q es la menor.

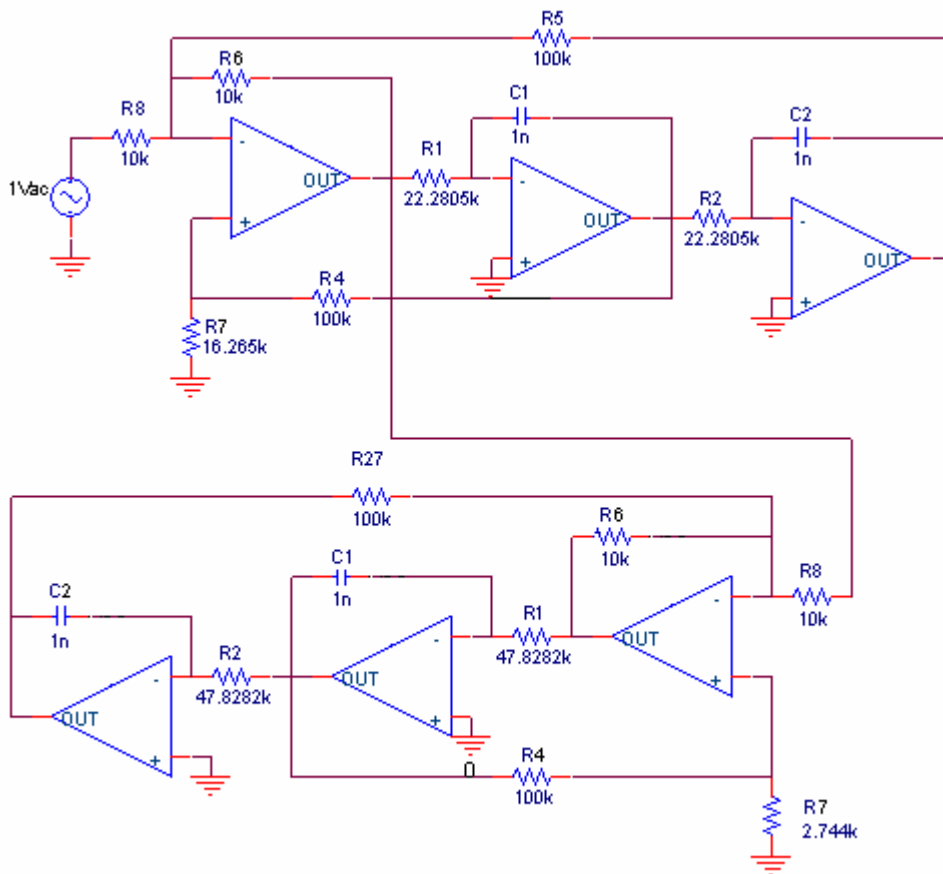


Figura 5.108 Topología FAU Inversor que implementa pasa-altas Chebyshev 4° orden.

La simulación del circuito anterior se muestra en la Figura A.20 del Apéndice A. En este mismo apéndice las Figuras A.21 (a) y A.21 (b) muestran el comportamiento de la señal de salida de las etapas por separado.

A continuación se presentan los resultados obtenidos a través de la implementación de esta topología. Se comienza mostrando los valores reales medidos de cada uno de los componentes que se utilizan. Esto se muestra en la tabla 5.56

Tabla 5.56 Tabla de valores medidos de los componentes que conforman FAU Inversor

	Primera Etapa Q= 1.076495	Segunda Etapa Q=5.578848
Componente	Valor	Valor
C ₁	1.18 nF	1.20 nF
C ₂	1.14 nF	1.21 nF
R ₁	22.42 kΩ	47.1 kΩ
R ₂	22.72 kΩ	47.2 kΩ
R ₄	99 kΩ	99.2 kΩ
R ₅	99.6 kΩ	99 kΩ
R ₆	10.02 kΩ	9.96 kΩ
R ₇	16.15 kΩ	2.657 kΩ
R ₈	10.10 kΩ	9.90 kΩ

Para comparar el comportamiento del filtro implementado con la simulación, se realiza un muestreo a diferentes frecuencias obteniéndose los resultados que se muestran en la tabla 5.57, siendo la Figura 5.109 la que ilustra los datos de dicha tabla.

Tabla 5.57 Tabla comparativa entre valores prácticos-teóricos de la señal de salida.

f(Hz)	V_{salida} Práctico	V_{salida} Teórico
100	0	0
800	0.192	0.179
850	0.265	0.27
900	0.425	0.42
950	0.6	0.661
980	0.781	0.867
1000	0.95	1.0239
1020	1.062	1.1804
1050	1.225	1.3598
1060	1.312	1.4054
1097	1.359	1.426
1120	1.375	1.3663
1150	1.359	1.2913
1200	1.266	1.1674
1300	1.141	1.0402
1400	1.094	1.0053
1600	1.109	1.0565
1869	1.234	1.2
2200	1.328	1.3565
2400	1.375	1.4022
2600	1.391	1.4187
3000	1.359	1.3859

3600	1.297	1.3011
4500	1.203	1.2
6500	1.109	1.0986
10000	1.078	1.0424
15000	1.062	1.02
30000	1.047	1.0063
100000	1.047	1.0005

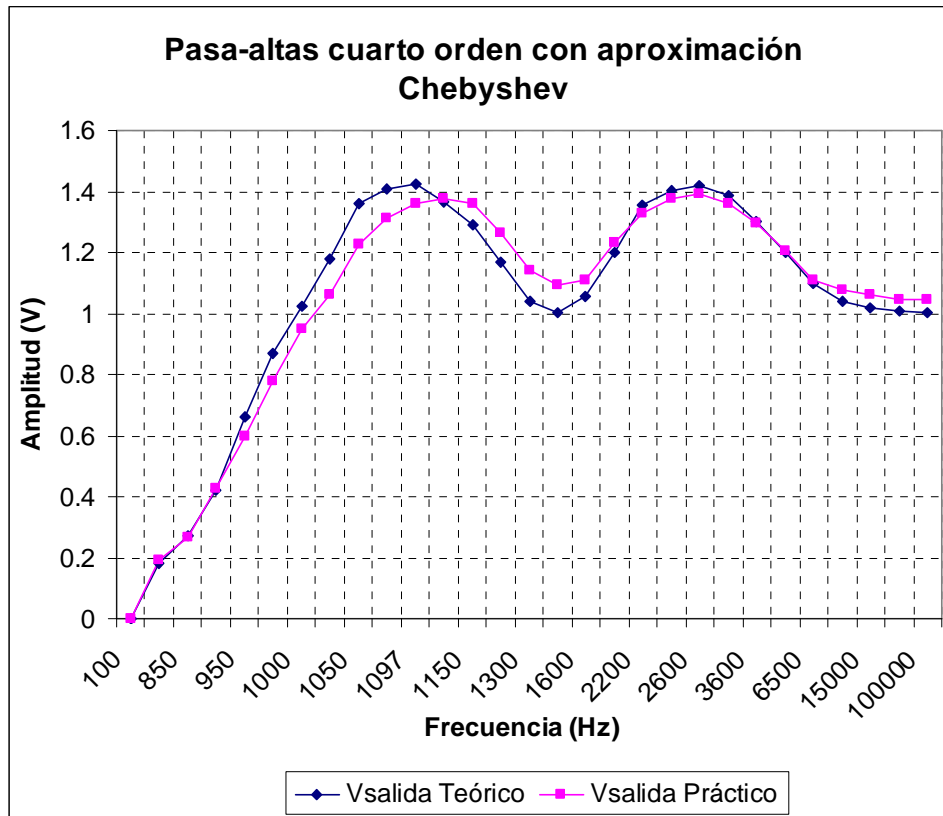


Figura 5.109 Gráfica comparativa de la señal de salida FAU Inversor.

De la Figura anterior se observa que el comportamiento de la señal práctica presenta un pequeño corrimiento en el primer rizo sin embargo se puede decir que de manera general tiene el comportamiento que se esperaba.

Se efectúa un barrido en frecuencia de la señal de salida, obteniéndose la imagen de la Figura 5.110. El barrido en frecuencia que se realiza comprenden un rango de frecuencias de 0 Hz a 20 kHz.

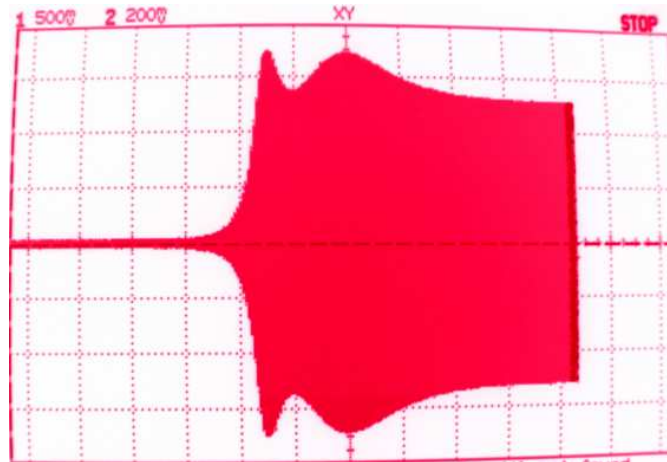


Figura 5.110 Barrido en frecuencia de la señal de salida FAU Inversor.

Se sabe que la configuración FAU Inversora, realiza un defasamiento en la señal de salida con respecto a la de entrada de 180° en las frecuencia donde se especifica la ganancia deseada, realizando esto para los tipos de filtrado pasa-baja y pasa-alto. Por tal motivo se ilustra en la Figura 5.111 la inversión de señal de salida que hace el filtro en la primera etapa y la Figura 5.112 muestra este caso pero para la segunda etapa.

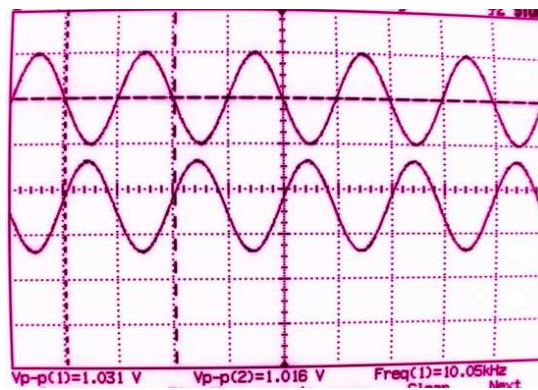


Figura 5.111 Señal de salida invertida de la primera etapa a altas frecuencias.

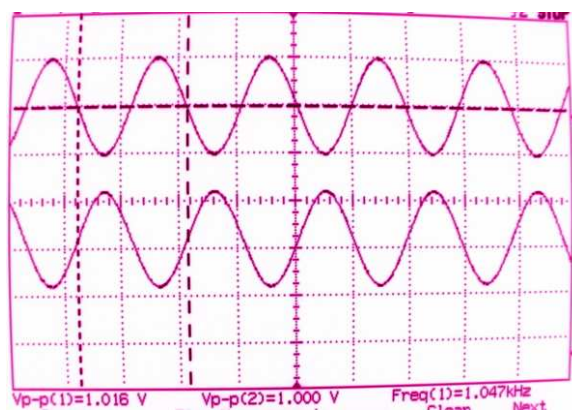


Figura 5.112 Señal de salida invertida de la segunda etapa en $f = 1.05$ kHz.

Para las dos figuras anteriores el marcador 1 hace referencia a la señal de entrada y el marcador 2 se refiere a la señal de salida.

Se unen las etapas de nuevo, y se toma una muestra de la señal de salida a la frecuencia de corte, se obtiene la Figura 5.113.

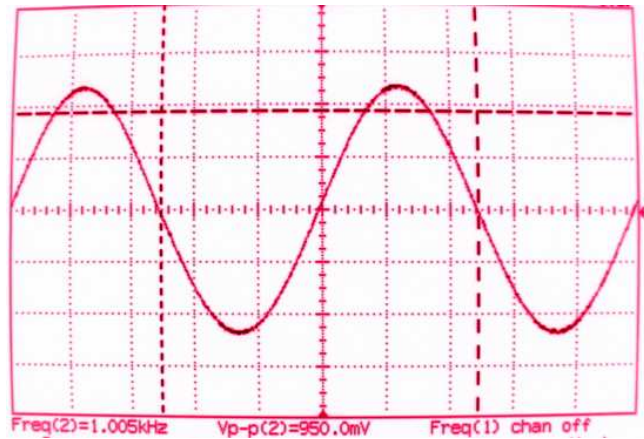


Figura 5.113 Señal de salida del FAU Inversor a la frecuencia de corte $f = 1000$ Hz

Finalmente a altas frecuencias la señal de salida tiene un comportamiento en su amplitud tal como el que se muestra en la Figura 5.114

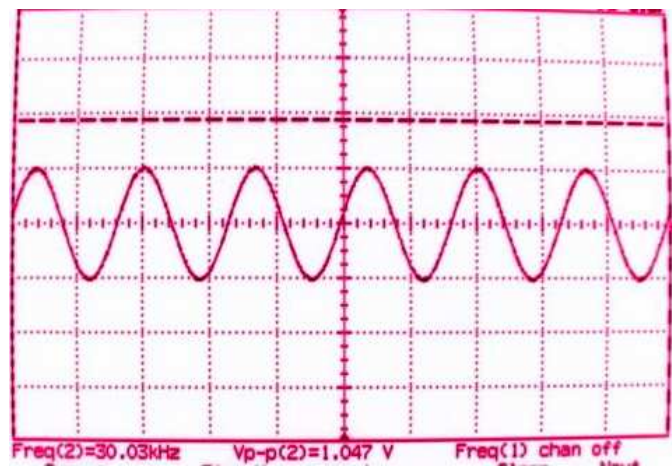


Figura 5.114 Señal de salida del FAU Inversor a la frecuencia de 30 kHz.