

Práctica 3

Introducción al diseño de Filtros Activos

Resumen

Este reporte contiene la teoría y los resultados obtenidos de la realización de algunas configuraciones básicas de filtros activos, como lo son los filtros Chebyshev, Butterworth, bicuadrado y de capacitor conmutado, con lo cual se pudo conocer las ventajas y desventajas que tiene la elección de una u otra configuración y las limitaciones al trabajar con elementos no ideales y que ocasiona una diferencia ligeramente apreciable en unos casos y en otros bastante importante.

Introducción

La teoría de los filtros es una de las áreas mas importantes y mas usada en Electrónica desde los orígenes, esto se debe a la necesidad de poder controlar y limitar las señales eléctricas en el dominio de la frecuencia, para que un sistema responda de diferente manera para señales de una frecuencia o de otra.

Debido a las características de los op-amp, estos se utilizan mucho en el diseño de filtros activos. Actualmente una de las áreas de investigación mas importante es la de el diseño de filtros activos que características muy especiales para un gran número de aplicaciones, de aquí la importancia de empezar a introducirse en esta área.

Aspectos Teóricos

TRANSMISIÓN DE FILTRO, TIPOS Y ESPECIFICACIÓN

Los filtros que estamos por estudiar son circuitos lineales que se pueden representar con la red general de dos puertos

que se muestra en la figura 1. La *función de transferencia* de filtro $T(s)$ en la razón entre el voltaje de salida $V_o(s)$ y el voltaje de entrada $V_i(s)$,

$$T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (1)$$

La **transmisión** de filtro (filtración sin atenuación por filtrado) se encuentra al evaluar $T(s)$ para frecuencias físicas, $s=j\omega$, y se puede expresar en términos de su magnitud de la **función de ganancia**

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\theta(\omega)} \quad (2)$$

Es frecuente que la magnitud de transmisión se exprese en decibels en términos de la **función de ganancia**

$$G(W) \equiv 20 \log |T(j\omega)|, dB \quad (3)$$

o bien, alternativamente, en términos de la **función de atenuación**

$$A(W) \equiv -20 \log |T(j\omega)|, dB \quad (4)$$

Un filtro da forma al espectro de frecuencia de la señal de entrada, $|V_i(j\omega)|$, según la magnitud de la función de transferencia $|T(j\omega)|$, evitando así $V_o(j\omega)$ con un espectro

$$|V_o(j\omega)| = |T(j\omega)| |V_i(j\omega)| \quad (5)$$

Del mismo modo, las curvas características de la señal se modifican a medida que pasa por el filtro según la función de fase del filtro $\vartheta(\omega)$.

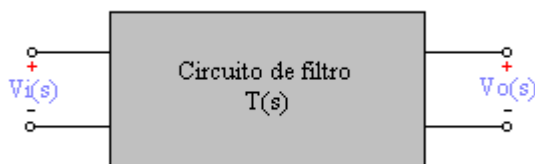


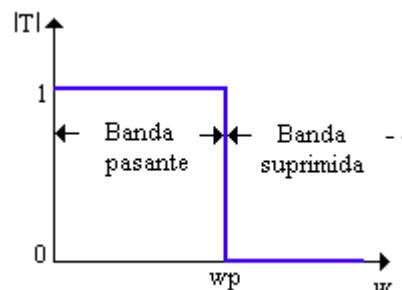
Fig. 1 Los filtros estudiados son circuitos lineales representados por la red general de los puertos

Estamos interesados específicamente aquí en filtros que realizan una función de selección de frecuencia: pasan señales cuyo espectro de frecuencia está dentro de una banda especificada, y detienen señales cuyo espectro de frecuencia cae fuera de esta banda. Estos filtros tienen idealmente una banda (o bandas) de frecuencia sobre las cuales la magnitud de transmisión es unitaria (la banda pasante del filtro) y una banda (o bandas) de frecuencia sobre las cuales la magnitud de transmisión es cero (la banda suprimida del filtro). En la figura 11.2 se describen las curvas características ideales de los de los cuatro tipos de filtros: de **paso bajo** (LP) en la figura 2(a), de **paso alto** (HP) en la figura 2(b), la **banda pasante** (BP) en la figura 2(c), y **eliminador** (BS) o de **supresión de banda** en la figura 2(d). Estas curvas características idealizadas, por virtud de sus bordes verticales, se conocen como respuestas del tipo de **pared de ladrillo**.

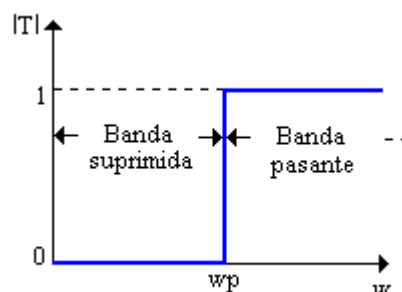
ESPECIFICACIÓN DE FILTRO

El proceso de diseño de un filtro empieza con que el usuario del filtro especifique las curvas características de transmisión requeridas del filtro. Esta especificación no

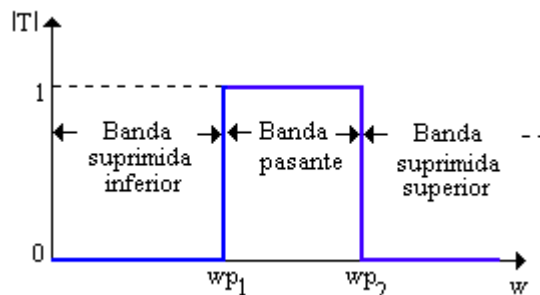
puede ser de la forma que se muestra en la figura 2 por que los circuitos físicos no pueden realizar esta curvas idealizadas. En la figura 3 se ilustran especificaciones realistas para las curvas de transmisión de un filtro de paso bajo. Observemos que como un circuito físico no puede dar transmisión constante a todas las frecuencias de banda pasante, las especificaciones toman en cuenta la desviación de la transmisión de banda pasante desde el ideal de 0 dB, pero pone una cota superior, $A_{\text{máx}}$ (dB), en esta desviación.



(a) Paso bajo (LP)



(b) Paso alto (HP)



(c) banda pasante

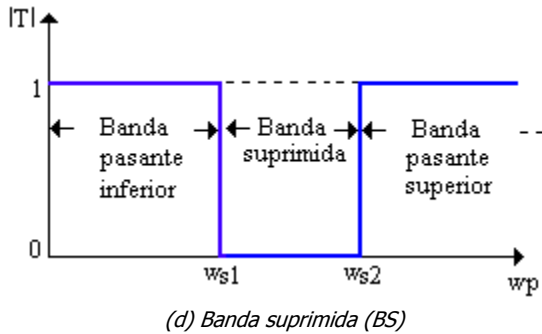


Fig. 2 Tipos de filtros

Dependiendo de la aplicación, $A_{\text{máx}}$ oscila típicamente de 0.05 a 3 dB. Del mismo

modo, como un circuito físico no puede dar transmisión cero a todas las frecuencias de banda suprimida, las especificaciones de la figura 3 toman en cuenta alguna transmisión sobre la banda suprimida, pero las especificaciones requieren que las señales de banda suprimida sean atenuadas en cuanto menos A_{min} (dB) con respecto a las señales de banda pasante.

Dependiendo de la aplicación del filtro, A_{min} puede variar de 20 a 100 dB.

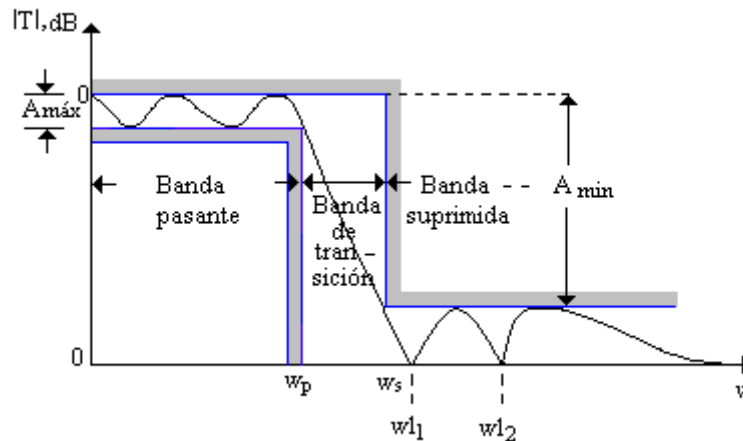


Fig. 3 Especificación de las curvas características de transmisión de un filtro de paso bajo. También se muestra la respuesta en magnitud de un filtro que apenas satisface las especificaciones

Como la transmisión de un circuito físico no puede cambiar abruptamente en el borde de la banda pasante, las especificaciones de la figura 3 dan una banda de frecuencias sobre las cuales la atenuación aumenta de cerca de 0 dB a A_{min} .

La banda de transición se extiende desde el borde de la banda pasante w_p al borde de la banda suprimida w_s .

La razón w_s/w_p suele utilizarse como medida de la precisión de la respuesta del filtro de paso bajo y recibe el nombre de factor de selectividad. Finalmente, observemos que por comodidad la

transmisión de banda pasante se especifica que es de 0 dB.

Al filtro final, sin embargo, se le puede dar una ganancia de banda pasante, si se desea, sin cambiar sus curvas características de selectividad.

Para resumir, la transmisión de un filtro de paso bajo se especifica por cuatro parámetros:

1. el borde de banda pasante, w_p

2. la máxima variación permitida en transmisión de banda pasante, A_{\min}
3. el borde de banda suprimida, w_s ;
y
4. la atenuación mínima de banda suprimida requerida, A_{\min}

Cuanto más estrecha sean las especificaciones de un filtro, es decir, menor A_{\max} más alta A_{\min} y/o una razón de selectividad w_s/w_p más ceca de la unidad, la respuesta del filtro resultante será más cercana a la ideal.

El circuito resultante, empero, debe ser del orden más alto y por lo tanto más complejo y costoso.

Además de especificar la magnitud de transmisión, hay aplicaciones en las que la respuesta del filtro en fase también es de interés.

El problema del diseño de un filtro, sin embargo, es considerablemente complicado cuando se especifican magnitud y fase.

Una vez que se haya tomado la decisión sobre las especificaciones del filtro, el siguiente paso en el diseño es hallar una función de transferencia cuya magnitud satisfaga las especificaciones. Para satisfacer esta especificación, la curva de respuesta en magnitud debe encontrarse en el área no sombreada de la figura 3.

La curva que se muestra en la figura es para un filtro que apenas satisface especificaciones.

Observe que, para este filtro en particular, la respuesta en magnitud hace

rizos en toda la banda pasante con los picos de rizo siendo todos iguales.

Como el rizo de pico es igual a A_{\max} se acostumbra a dar a A_{\max} el nombre de **rizo de banda pasante** y a w_p el de **ancho de banda de rizo**.

La respuesta del rizo en particular mostró rizos también en la banda suprimida, otra vez con los picos de rizo todos iguales y de un valor tal que la atenuación mínima de banda suprimida alcanzada es igual al valor especificado, A_{\min} . entonces se dice que esta respuesta en particular es de igual rizo tanto en la banda pasante como en la banda suprimida.

El proceso de obtener una función de transferencia que satisfaga especificaciones dadas se conoce como aproximación de filtro.

Esta aproximación de filtro suele realizarse mediante el uso de programas de cómputo.

En casos sencillos, una aproximación de filtro se puede realizar usando expresiones de forma cerrada.

Finalmente en la figura 4 muestra especificaciones de transmisión para un filtro de banda pasante y la respuesta de un filtro que satisface estas especificaciones.

Para este ejemplo hemos escogido una función de aproximación que no hace rizo en la banda pasante sino que, más bien, la desviación decrece monótonamente en ambos lados de la frecuencia central, alcanzado la máxima desviación permisible en los dos bordes de la banda pasante.

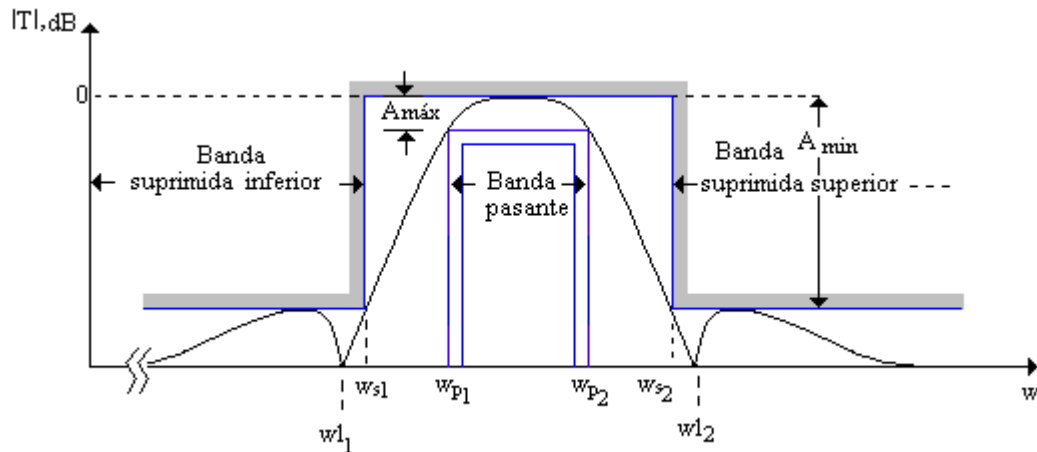


Fig. 4 Especificaciones de transmisión para un filtro de banda pasante.

También se muestra la respuesta. En magnitud de un filtro que apenas satisface especificaciones. Nótese que este filtro en particular tiene una transmisión monótonamente decreciente en la banda pasante en ambos lados a la frecuencia de pico

FILTROS BUTTERWORTH

En la figura 5 se ilustra una curva de la respuesta en magnitud de un filtro Butterworth. Este filtro exhibe una transmisión que decrece en forma monótona con todos los ceros de transmisión en $w = \infty$, haciendo un filtro para todo polo. La función de magnitud para un filtro Butterworth de N-ésimo orden con un borde de banda pasante w_p está dado por.

$$|T(jw)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \left(\frac{w}{w_p} \right)^{2N}}} \quad (6)$$

A $w = w_p$,

$$|T(jw_p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}} \quad (7)$$

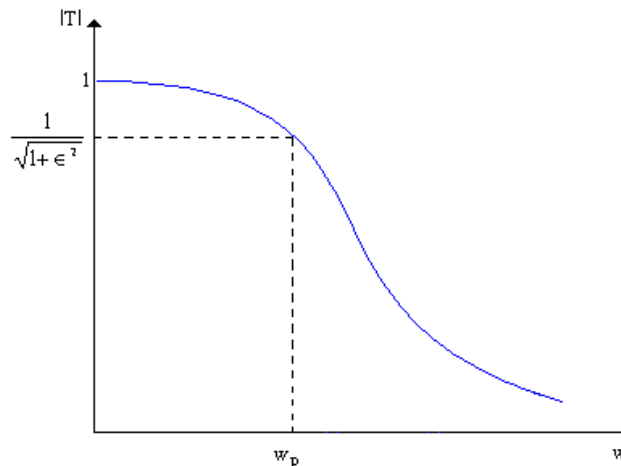


Fig 5 La respuesta en magnitud de un filtro Butterworth

Entonces el parámetro ϵ determina la máxima variación en transmisión de banda pasante, $A_{\text{máx}}$ según

$$A_{\text{máx}} = 20 \log \sqrt{1 + \epsilon^2} \quad (8)$$

Por el contrario, dada $A_{\text{máx}}$, el valor de ϵ se puede determinar con

$$\epsilon = \sqrt{10^{A_{\text{máx}}/10} - 1} \quad (9)$$

Observe que en la respuesta de Butterworth, la máxima desviación en la transmisión de banda pasante (desde el valor ideal unitario) ocurre sólo en el borde de banda pasante. Se puede demostrar que las primeras derivadas $2N-1$ de $|T|$ en relación con $w=0$. Esta propiedad hace la respuesta

del filtro Butterworth muy plana cerca de $w=0$ y da a la respuesta el nombre de respuesta máximamente plana. El grado de planeidad de la banda pasante aumenta a medida que aumenta el orden N , como se puede ver en la figura 6. Esta figura también indica que, como es de esperarse, a medida que el orden N aumenta, la respuesta del filtro se aproxima a la respuesta del tipo de pared de ladrillo.

En el borde de banda suprimida, $w=w_s$, la atenuación del filtro Butterworth esta dada por:

$$A(w_s) = 10 \log [1 + \epsilon^2 (w_s / w_p)^{2N}] \quad (10)$$

Esta ecuación se puede utilizar para determinar el orden requerido de filtro, que es el mínimo valor de entero de N que produce $A(w_s) \geq A_{\text{min}}$.

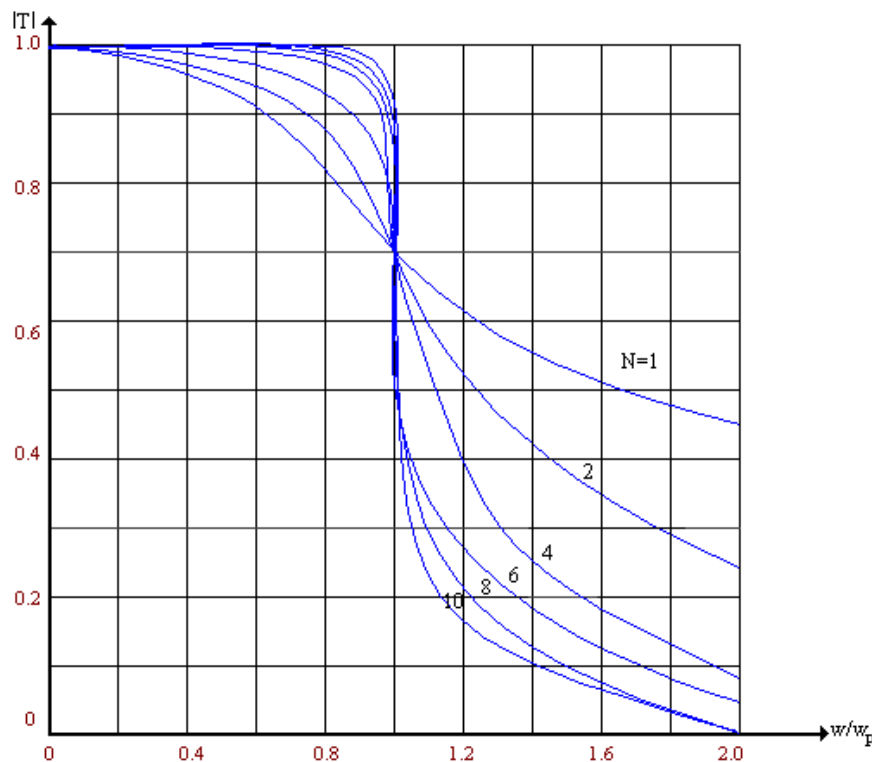


Fig 6 Respuesta en magnitud para filtros Butterworth de diversos órdenes con $\epsilon = 1$.

Nótese que conforme aumenta el orden, la respuesta se aproxima al tipo de transmisión ideal de pared de ladrillo

EL FILTRO CHEBYSHEV

En la figura 7 se ilustran funciones de transmisión representativas para filtros Chebyshev de ordenes par e impar. El filtro Chebyshev exhibe una respuesta igualmente ondulada en la banda pasante y una transmisión monótonamente decreciente en la banda suprimida. Mientras que el filtro de orden impar tiene $|T(0)| = 1$, el filtro de orden

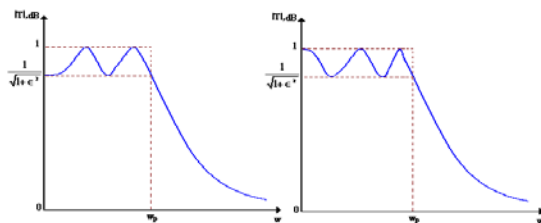


Fig. 7 Respuesta de un filtro Chebyshev

EL FILTRO BICUADRADO (3 OP-AMP)

El circuito mostrado en la figura 1 es un circuito bicuadrado de lazo de dos integradores conocido como Kerwin-Huelsman-Newcomb o bicuadrado KHN. Este circuito desarrolla las tres funciones básicas de filtrado de segundo orden, paso bajo, pasa bandas y pasa altas, simultáneamente

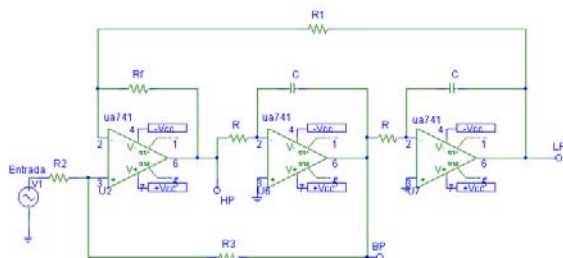


Fig. 8 Circuito bicuadrado KHN.

Por esta razón el circuito es muy utilizado y le ha dado el nombre de filtro activo universal.

Para determinar los valores de las resistencias y los capacitores del circuito en cuestión podemos proponer valores prácticos y apropiados para w_o , Q , y K ; de donde w_o es la frecuencia de polo (también frecuencia

par exhibe su máxima desviación de magnitud en $w=0$. en ambos casos, el número total de máximos y mínimos de banda pasante es igual al orden del filtro, N . Todos los ceros de transmisión del filtro Chebyshev están en $w = \infty$, haciéndolo un filtro para todo polo.

central del filtro bp), Q es el factor de calidad de polo y K es la ganancia de alta y baja frecuencia. También podemos proponer el valor de C y obtener el valor de R tal que se cumpla:

$$CR = 1/w_o \quad (11)$$

Otras consideraciones que debemos tomar en cuenta son las siguientes:

$$R_f / R1 = 1 \quad (12)$$

Que implica seleccionar valores de $R1$ y R_f iguales y prácticamente convenientes.

$$R3 / R2 = 2Q - 1 \quad (13)$$

Aquí podemos seleccionar un valor de resistencia para $R2$ ó $R3$ y determinar el valor de la otra resistencia. Finalmente, la ganancia K se fija al siguiente valor:

$$K = 2 - (1/Q) \quad (14)$$

Las funciones de transferencia de cada filtro están dadas por las siguientes fórmulas:

$$\frac{V_{hp}}{V_i} = \frac{Ks^2}{s^2 + s(w_o / Q) + w_o^2} \quad (15)$$

Esta primera ecuación es la función de transferencia de un filtro pasa altas de primer orden, donde K es la ganancia de alta frecuencia.

La siguiente ecuación representa la salida del primer integrador (segundo op amp) de la figura 1, y es la función de transferencia para el filtro pasa bandas:

$$\frac{(-w_o / s)Vhp}{Vi} = \frac{Kw_o s}{s^2 + s(w_o / Q) + w_o^2} = Vbp \quad (16)$$

La frecuencia central de este filtro pasa bandas esta dada por $-KQ$.

En la tercera

y última ecuación tenemos la función de transferencia realizada a la salida de segundo integrador de la figura 1 y es la función del filtro pasa bajas:

$$\frac{(-w_o^2 / s^2)Vhp}{Vi} = \frac{Kw_o}{s^2 + s(w_o / Q) + w_o^2} = Vlp \quad (17)$$

Nótese que la ganancia de CD del filtro pasa bajas esta dada por K .

A continuación presentamos las curvas de respuesta en magnitud de cada filtro y las ecuaciones en las que nos podemos apoyar para realizar los cálculos de los parámetros de interés.

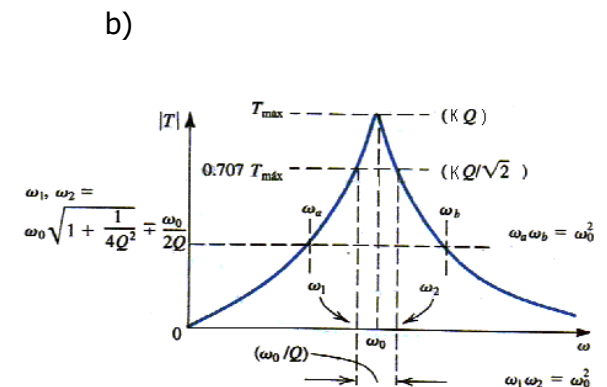
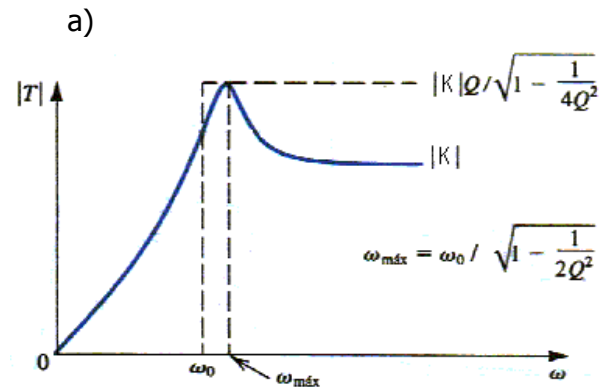
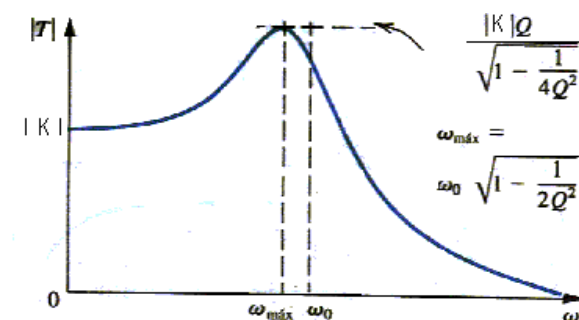


Fig. 9 a) Filtro pasabajas. b) Filtro pasa altas. c) Filtro pasabandas.

EL FILTRO BICUADRADO (1 OP-AMP)

A continuación conoceremos una clase de circuitos de filtro de segundo orden que requieren sólo un op amp por bicuadrado, estos circuitos dependen en gran medida de la ganancia limitada y del ancho de banda del op amp, también pueden ser muy sensibles a las tolerancias inevitables en los valores de los resistores y capacitores.

La síntesis de los bicuadrados de un sólo amplificador (SAB) se basa en el uso de retroalimentación para cambiar los polos de un circuito RC del eje real negativo a ubicaciones conjugadas complejas requeridas para obtener respuesta selectiva del filtro. La síntesis de los SAB sigue el siguiente proceso:

Síntesis de un lazo de retroalimentación que desarrolle un par de polos conjugados complejos caracterizados por un frecuencia ω_0 y un factor Q de Q.

Inyectar la señal de entrada de forma que desarrolle los ceros de transmisión deseados.

Síntesis del lazo de retroalimentación

Para realizar la síntesis del lazo de retroalimentación considere la figura 10, que consiste en una red n de RC de dos puertos colocada en la trayectoria de retroalimentación negativa de un op amp. El op amp se considera ideal excepto por tener una ganancia finita. La función de transferencia de voltaje de la red RC en circuito abierto es denotada por $t(s)$.

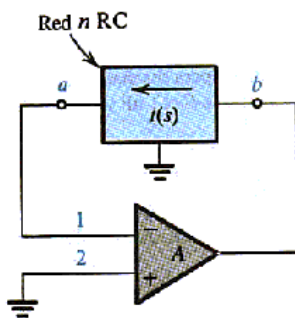


Fig. 10. Lazo de transmisión obtenido al conectar una red n de RC de dos puertos en la trayectoria de retroalimentación de un op amp.

De la figura 10 se puede demostrar que los polos del filtro son idénticos a los polos de la red RC, y como nuestro objetivo es desarrollar un par de polos conjugados complejos, entonces debemos seleccionar una red que tenga ceros de transmisión conjugados complejos. Las formas más sencillas de estas redes son las T con puente que se muestran en la figura 11.

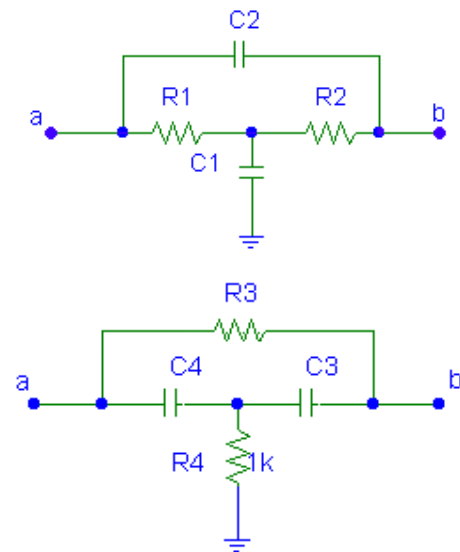


Fig. 11. Dos redes RC que tienen ceros de transmisión complejos.

Cualquiera de las dos redes de la figura 11 puede conectarse en el lazo de retroalimentación del op amp, desarrollando así, un par de polos complejos. Consideremos la red de la figura 11 b), al conectar dicha red en la trayectoria de retroalimentación negativa del op amp nos queda el circuito de la figura 8.

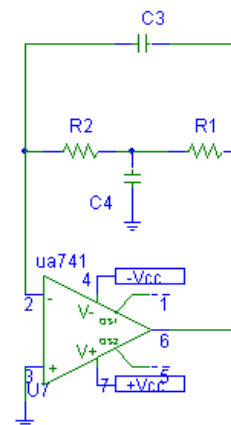


Fig. 12. Lazo de retroalimentación obtenida al conectar la red de la figura 7 b) en la trayectoria de retroalimentación negativa de un op amp.

De la figura 12 se puede demostrar que al inyectar la terminal de entrada al terminal C4, que está conectado a tierra, resulta en un desarrollo de banda pasante, pero si aplicamos la transformación complementaria al lazo de retroalimentación de la figura 12,

obtenemos el lazo equivalente de la figura 13 que desarrolla un filtro de paso bajo. La equivalencia de lazo significa que los circuitos de la figura 8 y 9 tienen los mismos polos y la misma ω_o , Q y las mismas ecuaciones de diseño que más adelante se mencionarán.

La aplicación de transformación complementaria a un lazo de retroalimentación para generar un lazo de retroalimentación equivalente es muy sencilla y se basa en los siguientes pasos:

- Los nodos de la red de retroalimentación, y cualquiera de las entradas de un op amp que están conectadas a tierra, deben desconectarse de tierra y conectarse a la salida del op amp; y los nodos que estén conectados a la salida del op amp, deben conectarse ahora a tierra, es decir, simplemente intercambiamos la terminal de salida del op amp con tierra.

- Los dos terminales del op amp deben intercambiarse.

Aplicando los pasos anteriores a la figura 12, obtenemos la siguiente configuración:

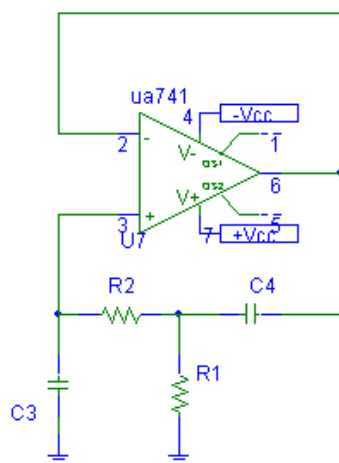


Fig. 13. Lazo de retroalimentación equivalente generado al aplicar la transformación complementaria a la figura 8.

El nuevo circuito de la figura 13 puede desarrollar una función de paso bajo al

inyectar la señal de entrada al terminal conectada a tierra de R1.

Las ecuaciones de diseño para el circuito de la figura 13 son las siguientes:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C3C4R1R2}} \quad (18)$$

$$Q = \left(\frac{\sqrt{C3C4R1R2}}{C4} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right) \right)^{-1} \quad (19)$$

Normalmente el diseño de este circuito se basa en seleccionar $R1 = R2 = R$, $C4 = C$ y $C3 = C/m$, que son parámetros que podemos encontrar a partir de las siguientes ecuaciones:

$$m = 4Q_2 \quad \text{y} \quad CR = 2Q/\omega_o \quad (20)$$

Nota: Debemos observar en la figura 13, que la ganancia de DC es unitaria.

Filtros de condensador conmutado

Los circuitos RC activos antes presentados tienen dos propiedades que hacen difícil su producción en forma de IC monolíticos, cuando no prácticamente imposible; éstas son la necesidad de condensadores de elevado valor y el requisito de constantes de tiempo RC precisas. A continuación se presentará uno de los métodos de diseño que se utiliza en la práctica en el diseño de circuitos integrados y que parece ser la mejor opción.

El principio básico

La técnica de filtro de condensador conmutado se basa en que la formación de un condensador conmutado entre dos nodos de circuito, a una rapidez suficientemente alta, es equivalente a un resistor que conecte estos dos nodos. Para ser específicos, consideremos el integrador RC activo de la

figura 14(a). Éste es el conocido integrador de Miller, en la figura 14(b) sustituimos el resistor de entrada R_1 por un capacitor C_1 a tierra junto con dos transistores MOS que actúan como interruptores.

Los dos interruptores MOS de la figura 14(b) están excitados por un reloj de dos fases sin recubrimiento. En la figura 14(c) se ilustran las ondas de reloj. Supondremos que la frecuencia de reloj f_c es mucho más alta que la frecuencia de la señal que se está filtrando. Entonces, durante la fase ϕ_1 de reloj, cuando C_1 está conectado en paralelo con la fuente de señales de entrada v_i , las variaciones en la señal de entrada son tan pequeñas que son despreciables. Se deduce que, durante ϕ_1 , el condensador C_1 se carga al voltaje v_i ,

$$q_{c1} = C_1 v_i \quad (21)$$

Entonces, durante la fase de reloj ϕ_2 , el capacitor C_1 se conecta a la entrada de tierra virtual del op amp, como se indica en la figura 14(d). El capacitor C_1 es así forzado a descargarse, y su carga previa q_{c1} es transferida a C_2 , en la dirección indicada de la figura 14(d).

De la anterior descripción vemos que durante cada periodo de reloj T_c se extrae una cantidad de carga $q_{c1} = C_1 v_i$, de la fuente de entrada y se alimenta al condensador integrador C_2 . Entonces la corriente promedio que circula entre el nodo de entrada (IN) y el nodo de tierra virtual (VG) es

$$i_{av} = \frac{C_1 v_i}{S_i T_c}$$

Si T_c es suficientemente corto, se puede pensar que este proceso es casi continuo y definir una resistencia equivalente R_{eq} que en efecto está presente entre los nodos IN y VG:

$$R_{eq} = v_i / i_{av} \quad (23)$$

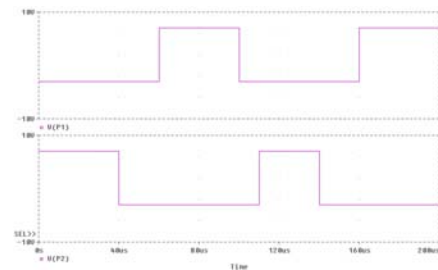
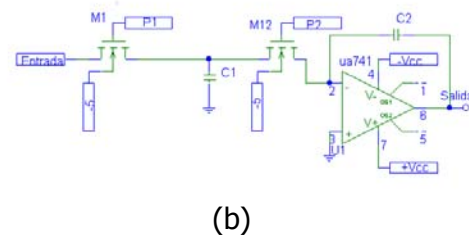
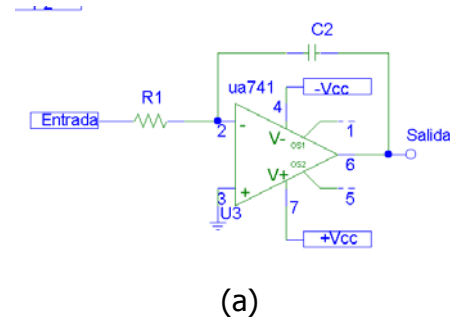
Entonces

$$q = T_c / C_1 \quad (24)$$

Usando R_{eq} obtenemos una constante de tiempo equivalente para el integrador:

$$C_2 R_{eq} = T \frac{C_2}{C_1} \quad (25)$$

Así, la constante de tiempo que determina la respuesta en frecuencia del filtro está determinada por el periodo de reloj T_c , y la razón de capacitor C_2/C_1 . Estos dos parámetros se pueden controlar bien en un proceso de circuito integrado. Con una frecuencia razonable de tiempo y razones de condensadores no demasiado grandes (por ejemplo, 10), se pueden obtener constantes de tiempo razonablemente largas (Exp -4 s) apropiadas para aplicaciones de audio.



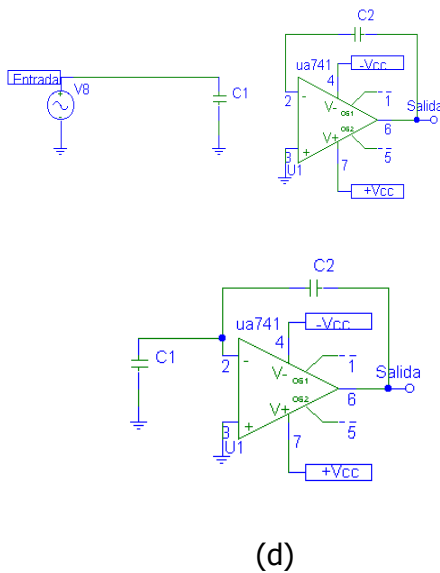


Fig. 14. Principio básico de la técnica de filtro de condensador conmutado: (a) Integrador RC activo. (b) Integrador de capacitor conmutado. (c) Reloj de dos fases (sin recubrimiento). (d) Carga y descarga.

Procedimiento Experimental

Equipo

- 1 generador de señales con ancho de banda 2 megahertz
- 1 osciloscopio (Zi de 1megaohm)
- 1 fuente de CD simétrica (+12,- 12 volts 3 A)
- 1 computadora portátil IBM Think Pad.

Software

- Microsim Pspice versión 8
- Matlab 5.3
- Electronic Workbench 4.0
- Microsoft word

Material

- 3 Op amp ua741
- Resistencias de los siguientes valores:
- 2 Resistencias = 10.8 kΩ
- 2 Resistencias = 49.4 kΩ

- 2 Resistencias = 10 kΩ
- 2 Resistencias = 1.6 kΩ
- 2 Resistencias = 1 kΩ
- 1 Resistencia = 100Ω
- 1 Resistencia = 900Ω
- 1 Capacitor = .02 uF
- 1 Capacitor = .01 uF
- 1 Capacitor = 0.01 uF
- 1 Capacitor = 1470 pF
- 2 Capacitores = 10 nF
- 2 Capacitores = 1 uF

Filtro pasabanda de segundo orden (Chebyshev y Butterworth)

Explicación de operación

El circuito tiene dos polos complejos con amortiguamiento ajustable. Con una apropiada elección de R1, R2, C1 y C2 de la figura 15, la función de transferencia puede hacerse para exhibir un comportamiento deseado

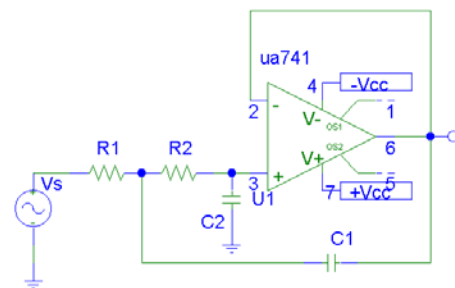


Fig. 15 Filtro de segundo orden de retroalimentación simple usando un amplificador de ganancia unitaria

La función de transferencia del circuito es:

$$A_{vc} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2(C_1 C_2 R_1 R_2) + [C_2(R_1 + R_2)] + 1} \quad (26)$$

El factor de amortiguamiento determina la forma de la curva de magnitud de la ganancia en la región cercana a la frecuencia

de corte. Valores bajos de este factor causan que la curva de la respuesta en frecuencia tenga mayor pico cerca del polo de frecuencia. Este término está relacionado con Q por:

$$\zeta = \frac{1}{2Q} \quad (27)$$

La función de transferencia se puede poner en la forma clásica para ayudarnos a encontrar el factor de amortiguamiento:

$$A_{vc} = \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (28)$$

donde $\omega_n = 2\pi f_{cp}$ es la frecuencia natural resonante del circuito.

Entonces podemos determinar el factor de amortiguamiento que es:

$$\zeta = \frac{R_1 + R_2}{2} \left(\frac{C_2}{R_1 R_2 C_1} \right)^{1/2} \quad (29)$$

Procedimiento de diseño

Existen diferentes criterios para diseñar este filtro. La que a continuación se presenta requiere solo unos cálculos simples, la única desventaja es que los valores de los capacitores son distintos y en otros criterios de diseño resulta $C_1 = C_2$.

Los pasos son los siguientes:

Paso 1. Escoger C_1'' y C_2'' de la tabla (1) de acuerdo con el tipo de filtro requerido.

Paso 2. Usando la frecuencia de corte requerida, se utiliza el siguiente escalamiento:

$$C_1' = \frac{C_1''}{2\pi f_{cp}} \quad C_2' = \frac{C_2''}{2\pi f_{cp}}$$

Paso 3. Escoger un valor $R = R_1 = R_2$ que nos de valores prácticos para C_1 y C_2 de acuerdo con:

$$C_1 = \frac{C_1'}{R} \quad C_2 = \frac{C_2'}{R}$$

A este paso se le llama escalamiento de impedancia.

Paso 4. Calcular el factor de amortiguamiento con la ecuación antes dada. Comparar el resultado con los datos de la tabla para verificar que el filtro se ha diseñado correctamente.

Tipo de filtro	ζ	C_1'', F	C_2'', F
Bessel	.8659	.9066	.6799
Butterworth	.7072	1.414	.7071
Chebyshev (.1 dB pico)	.6516	1.638	.6955
Chebyshev (.25 dB pico)	.6179	1.778	.6789
Chebyshev (.5 dB pico)	.5789	1.949	.6533
Chebyshev (1 dB pico)	.5228	2.218	.6061
Chebyshev (2 dB pico)	.4431	2.672	.5246
Chebyshev (.3 dB pico)	.3833	3.103	.4558

Tabla 1. Valores no escalados de capacitores.

De acuerdo con la anterior tenemos los siguientes valores de R y C para los filtros

Butterworth

$$R_1 = R_2 = 10.8 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = .02 \text{ uF}$$

$$C_2 = .01 \text{ uF}$$

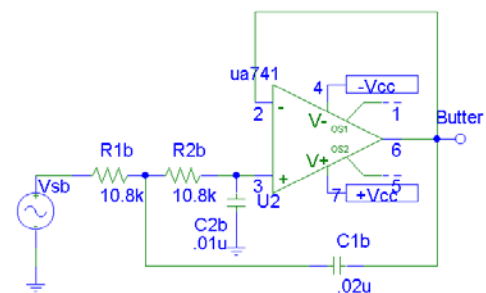


Fig. 16. Filtro Butterworth

Chebyshev 3-dB

$$R_1 = R_2 = 49.4 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_2 = 1470 \text{ pF}$$

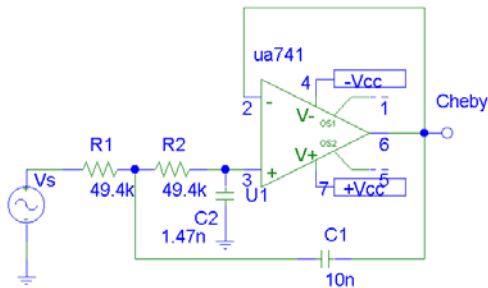


Fig. 17 Filtro Chebyshev

$$K = 1.8$$

Por tanto, el diseño queda de la siguiente forma:

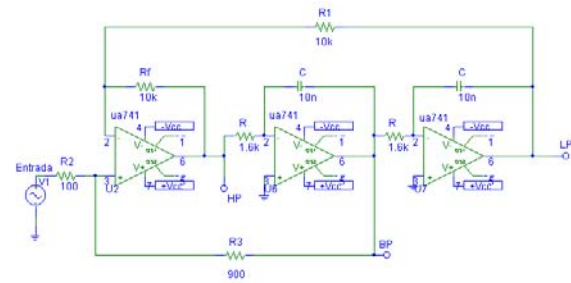


Fig.18 Circuito bicuadrado KHN diseñado.

Bicuadrado (3 op amp)

Diseño

De acuerdo con los circuitos analizados en la parte de aspectos teóricos, para obtener los tres diferentes tipos de filtros los valores calculados son los siguientes:

Deseamos que nuestros filtros tengan las siguientes características:

$$f_o = 10 \text{ kHz}$$

$$\omega_o = 62.8 \text{ krad/seg}$$

$$BW = 2\text{KHz} = 12.56 \text{ krad/seg}$$

Proponemos los siguientes valores de capacitores y resistencias:

$$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$$

$$R_f = R_1 = 10 \text{ kohms}$$

$$R_2 = 100 \text{ ohms}$$

A partir de estos datos podremos realizar los cálculos necesarios para la obtención del filtro bicuadrado KHN.

Finalmente los datos obtenidos son:

$$R = 1.59 \text{ kohms}$$

$$R_3 = 900 \text{ ohms}$$

$$Q = 5$$

Los siguientes datos son los que calculamos para cada tipo de filtro y están basados en las ecuaciones de la figura 2:

Filtro pasa bajas:

$$\text{Ganancia a baja frecuencia} = 5.1\text{dB}$$

$$\text{Magnitud máxima} = 19.12 \text{ dB}$$

$$f_{\text{máx}} = 9.89 \text{ kHz}$$

Filtro pasa altas:

$$\text{Ganancia a alta frecuencia} = 5.1\text{dB}$$

$$\text{Magnitud máxima} = 19.12 \text{ dB}$$

$$f_{\text{máx}} = 10.1 \text{ kHz}$$

Filtro pasa bandas:

$$f_o: 10\text{kHz}$$

$$\text{Ganancia a frecuencia central} = 19.08\text{dB}$$

$$\text{Ganancia a 3 dB} = 16.07\text{dB}$$

$$\text{Magnitud máxima} = 19.12 \text{ dB}$$

$$f_1 = 8.94 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 10.94 \text{ kHz}$$

$$BW = 2\text{kHz}$$

Bicuadrado (1 op amp)

Diseño

El diseño realizado para el filtro bicuadrado de un sólo op amp se basa en los siguientes parámetros:

$$f_o = 1000\text{Hz}$$

$$\omega_o = 6283.2 \text{ rad/seg.}$$

$$Q = 5$$

$$C = C4 = 10 \text{ nF}$$

A partir de estos datos podremos realizar los cálculos necesarios para la obtención del filtro bicuadrado pasa bajas.

Finalmente los datos obtenidos son:

$$m = 100$$

$$R = R1 = R2 = 159.155k \text{ ohms.}$$

$$C3 = 0.1 \text{ nF}$$

Por tanto, el diseño queda de la siguiente forma:

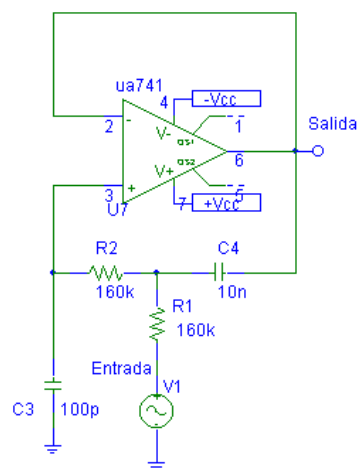


Figura 19. Filtro bicuadrado diseñado de un solo op-amp.

Haciendo los cálculos necesarios para obtener la magnitud y la frecuencia tenemos que:

$$\text{Magnitud máxima} = 14.02 \text{ dB}$$

$$f_{\text{máx}} = 989.9 \text{ Hz}$$

Resultados

Filtro Butterworth

En la tabla 2 se muestra las mediciones del voltaje de salida para el filtro

Frecuencia	Vo	Frecuencia	Vo
10	2.04	1450	0.92
30	2.04	1500	0.88
50	2.04	1550	0.84
100	2.04	1600	0.80
150	2.04	1650	0.78
200	2.04	1700	0.76
250	2.04	1750	0.72
300	2.04	1800	0.68
350	2.04	1850	0.64
400	2.04	1900	0.60
450	2.04	1950	0.56
500	2.04	2000	0.57
550	2.04	2100	0.52
600	2.04	2200	0.48
650	2.04	2300	0.44
700	2.00	2400	0.42
750	1.96	2500	0.40
800	1.92	2600	0.40
850	1.80	2700	0.36
900	1.76	2800	0.32
950	1.64	2900	0.30
1000	1.56	3000	0.28
1050	1.48	3500	0.26
1100	1.40	4000	0.24
1150	1.32	4500	0.20
1200	1.24	5000	0.16
1250	1.20	5500	0.20
1300	1.12	6000	0.20
1350	1.08	8000	0.16
1400	1.00		

Tabla 2. Tabulación de las mediciones del voltaje de salida del filtro Chebyshev

A continuación se presenta la grafica correspondiente a la tabla 2

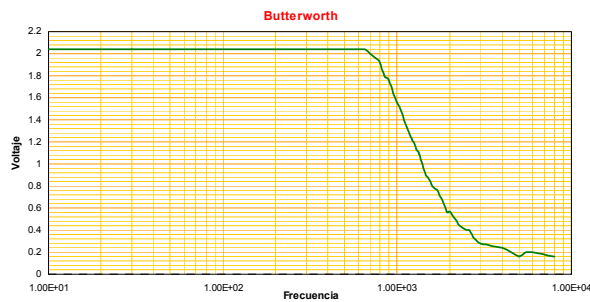


Figura 20. Respuesta en frecuencia del filtro Butterworth

En esta gráfica se puede observar el efecto de filtrado de nuestro circuito Butterworth y la frecuencia de corte de acuerdo al diseño, aunque esta un poco desviada, es decir, no es exactamente la que esperaba . De la tabla podemos ver que la frecuencia de corte obtenida es:

$$f_o = 1070 \text{ Hz}$$

Que es aceptable, ya que el error es un poco menor al 10 %, que esta en el rango de la desviación de las resistencias y capacitores utilizados, además de considerar para el diseño características ideales. Otra cosa que obtenemos de la gráfica es que no existe pico y que la respuesta de este filtro es suave, como lo esperábamos.

Filtro Chebyshev 3-dB

Para este filtro se muestra los resultados en la tabla 3

f_o	V_o	f_o	V_o
10	1.00	800	1.32
50	1.00	810	1.30
100	1.02	820	1.28
130	1.04	830	1.26
160	1.06	840	1.24
190	1.08	850	1.22
220	1.08	860	1.20
250	1.10	880	1.18
280	1.12	900	1.12
310	1.16	910	1.10
340	1.16	940	1.04
370	1.20	970	0.98
400	1.22	1000	0.92
430	1.26	1030	0.88

460	1.30	1090	0.76
490	1.34	1110	0.72
520	1.36	1140	0.70
550	1.38	1170	0.64
580	1.42	1200	0.62
610	1.44	1230	0.58
640	1.46	1300	0.50
670	1.46	1400	0.44
700	1.46	1500	0.38
710	1.46	1600	0.34
730	1.44	1700	0.30
740	1.42	1800	0.28
750	1.40	1900	0.24
760	1.38	2000	0.20
770	1.36	3000	0.12
780	1.34	4000	0.10
790	1.34	5000	0.08

Tabla 3. Tabulación de las mediciones del voltaje de salida del filtro Chebyshev

A continuación se presenta la gráfica correspondiente a la tabla 3

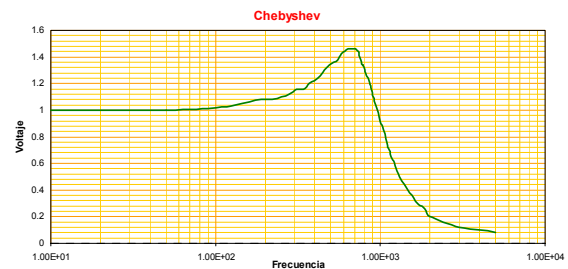


Figura 21. Respuesta en frecuencia del filtro Butterworth

Esta gráfica nos muestra la respuesta en frecuencia obtenida del filtro de segundo orden diseñado (Chebyshev), en el cuál se puede observar que el máximo del pico esta en la frecuencia de 800 Hz y que es de un valor de 1.32 (aproximadamente 2.4 dB) que difiere del esperado que era de 3 dB.

Circuito bicuadrado KHN

Debido a que los valores tanto de los capacitores como de las resistencias no son exactos a los obtenidos en los cálculos, se implementó el siguiente circuito (figura 20)

con los valores obtenidos por medio de la medición con el multímetro en el mostrados:

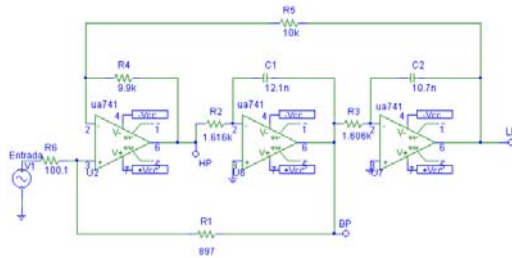


Fig. 21 Circuito bicuadrado KHN con valores de C's y R's medidos con el multímetro.

Los resultados obtenidos fueron:

Filtro pasa bajas:

Ganancia a baja frecuencia = 5.32dB

Magnitud máxima = 18.15 dB

$f_{\text{máx}} = 8.2 \text{ kHz}$

Filtro pasa altas:

Ganancia a alta frecuencia = 5.5dB

Magnitud máxima = 18.35 dB

$f_{\text{máx}} = 8.4 \text{ kHz}$

Filtro pasa bandas:

$f_o = 8.4 \text{ kHz}$

Ganancia a frecuencia central = 18.56 dB

Ganancia a 3 dB = 16.07dB

$f_1 = 7.5 \text{ kHz}$

$f_2 = 9.4 \text{ kHz}$

BW= 1.9 kHz

Estos resultados son razonables ya que si tomamos en cuenta los valores de resistores y capacitores utilizados en la implementación y realizamos nuevos cálculos con dichos

valores entonces obtenemos los siguientes resultados:

Tomando el promedio de los capacitores para los cálculos entonces $C = 11.4 \text{ nF}$

$f_o = 8.66 \text{ kHz}$

$BW = 1.74 \text{ kHz} = 11 \text{ Krad/seg}$

$Q = 4.98$

$K = 1.79$

Filtro pasa bajas:

Ganancia a baja frecuencia = 5.06dB

Magnitud máxima = 19 dB

$f_{\text{máx}} = 8.57 \text{ kHz}$

Filtro pasa altas:

Ganancia a alta frecuencia = 5.05dB

Magnitud máxima = 19 dB

$f_{\text{máx}} = 8.748 \text{ kHz}$

Filtro pasa bandas:

$f_o = 8.66 \text{ kHz}$

Ganancia a frecuencia central = 19 dB

Ganancia a 3 dB = 15.99 dB

$f_1 = 7.84 \text{ kHz}$

$f_2 = 9.56 \text{ kHz}$

BW = 1.74 kHz

Concluimos que a pequeñas variaciones en el valor de los capacitores, existen variaciones en la frecuencia central, f_o , del filtro pasa banda y con esto se afectan las frecuencias de corte de los filtros restantes.

La tabla 4 muestra la respuesta en frecuencia de cada filtro:

f (Hz)	V0(LP)	G (dB) (LP)	V0(BP)	G (dB) (BP)	V0(HP)	G (dB) (HP)
1	1.92	5.32	0.06	-24.77	0.031	-30.51
20	1.92	5.325357788	0.06	-24.77764178	0.031	-30.5134329
100	1.92	5.325357788	0.06	-24.77764178	0.031	-30.5134329
200	1.92	5.325357788	0.06	-24.77764178	0.031	-30.5134329
500	1.92	5.325357788	0.144	-17.17341694	0.031	-30.5134329
600	1.92	5.325357788	0.17	-15.73168836	0.031	-30.5134329
800	1.92	5.325357788	0.216	-13.65159176	0.047	-26.8987096
1000	2	5.679933127	0.268	-11.77797091	0.058	-25.0721069
1200	2	5.679933127	0.308	-10.56965246	0.067	-23.8191707
1400	2	5.679933127	0.356	-9.311666827	0.081	-22.1709664
1600	2	5.679933127	0.416	-7.958800173	0.1	-20.3406668
1800	2.08	6.020599913	0.464	-7.010307175	0.126	-18.3332559
2000	2.08	6.020599913	0.52	-6.020599913	0.146	-17.0536097
2400	2.16	6.348408237	0.64	-4.217067306	0.2	-14.3200669
2600	2.16	6.348408237	0.688	-3.588898021	0.218	-13.5715369
2800	2.16	6.348408237	0.752	-2.816309974	0.244	-12.5928703
3000	2.16	6.348408237	0.816	-2.106863611	0.288	-11.152817
3400	2.32	6.969092912	1	-0.340666786	0.384	-8.6540423
3800	2.4	7.263558048	1.14	0.797430241	0.472	-6.86182681
4000	2.48	7.548366831	1.3	1.93820026	0.568	-5.25370007
4500	2.64	8.091411751	1.52	3.296204973	0.728	-3.0980392
5000	2.88	8.847182969	1.8	4.764783316	0.98	-0.51614527
5500	3.12	9.542425094	2.16	6.348408237	1.28	1.803532607
6000	3.52	10.59018648	2.72	8.350711295	1.82	4.860760974
6500	4.08	11.87253648	3.4	10.28891155	2.4	7.263558048
7000	5.68	14.74629993	5.12	13.84473243	4	11.70053304
7500	6.48	15.89083333	6.32	15.67367478	5.44	14.37131121
8000	6.96	16.51151801	7.04	16.6107864	6.4	15.78293269
8200	8.4	18.14491894	8.8	18.54898666	8.4	18.14491894
8400	8.2	17.93561026	8.8	18.54898666	8.6	18.34930224
8600	7.8	17.50122527	8.8	18.54898666	8.6	18.34930224
8800	7.4	17.04396761	8.2	17.93561026	8.2	17.93561026
9000	6.8	16.30951147	8	17.72113295	8.2	17.93561026
9200	5.8	14.92789309	6.8	16.30951147	7	16.56129401
9400	5.4	14.30720841	6.4	15.78293269	6.8	16.30951147
9600	5	13.6387333	6	15.22235822	6.4	15.78293269
9800	4.2	12.12431902	5.2	13.97940009	5.8	14.92789309
10000	4.2	12.12431902	5	13.6387333	5.8	14.92789309
10400	3.6	10.78538323	4.4	12.52838674	5.4	14.30720841
10800	3.4	10.28891155	3.96	11.61323693	4.8	13.28415796
11000	3.2	9.76233278	3.76	11.16309011	4.64	12.98969283
11400	2.32	6.969092912	3.2	9.76233278	4.16	12.04119983
11800	2.08	6.020599913	3.92	11.52505455	3.92	11.52505455
12000	2	5.679933127	2.84	8.725700015	3.84	11.3459577
12500	1.72	4.369902152	2.6	7.958800173	3.6	10.78538323
13000	1.48	3.064567522	2.4	7.263558048	3.36	10.18611876
13500	1.36	2.330111381	2.24	6.664293581	3.2	9.76233278
14000	1.2	1.242958135	2.08	6.020599913	3.12	9.542425094
15000	0.98	-0.516145272	1.76	4.56958657	2.88	8.847182969
16000	0.82	-2.064389738	1.56	3.521825181	2.8	8.602493841
17000	0.7	-3.438705986	1.4	2.581893928	2.64	8.091411751
18000	0.64	-4.217067306	1.32	2.070811838	2.64	8.091411751
19000	0.56	-5.376906246	1.24	1.527766917	2.48	7.548366831
20000	0.448	-7.315106506	1.16	0.948492999	2.48	7.548366831
25000	0.272	-11.64928871	0.88	-1.451013343	2.24	6.664293581
30000	0.18	-15.23521668	0.64	-4.217067306	2.12	6.186050433
35000	0.128	-18.19646739	0.56	-5.376906246	1.96	5.504454641
40000	0.104	-20	0.456	-7.161369933	1.96	5.504454641
50000	0.066	-23.94978808	0.376	-8.836909887	1.96	5.504454641
60000	0.054	-25.69279159	0.3	-10.79824169	1.96	5.504454641
70000	0.036	-29.21461677	0.272	-11.64928871	1.96	5.504454641
80000	0.036	-29.21461677	0.24	-12.73644195	1.96	5.504454641
100000	0.028	-31.39750616	0.2	-14.32006687	1.9	5.14249
200000	0.028	-31.39750616	0.12	-18.75704187	1.7	4.165519
400000	0.028	-31.39750616	0.068	-23.69048853	0.9	-1.45101

Tabla 4: Tabulación de la respuesta en frecuencia de los tres tipos de filtros estudiados.

Las gráficas obtenidas de estas tablas, son las siguientes:

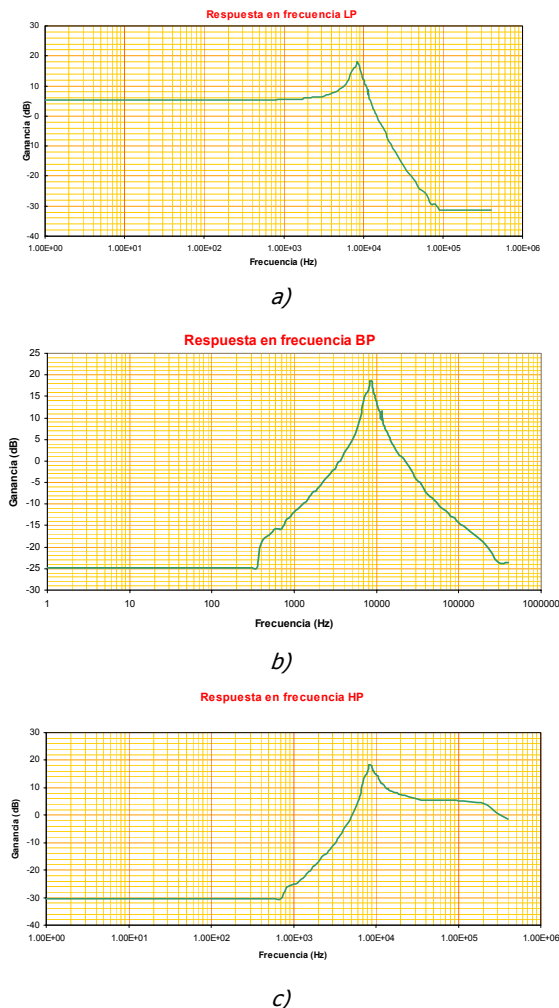


Fig. 22 Respuesta en frecuencia del filtro bicuadrado con 3 op-amps. a) pasa bajas. b) pasa bandas c) pasa altas

Se puede observar, tanto en la tabla 4 como en la figura 22 b), que existe un decaimiento en la ganancia a partir de 100 kHz y a medida que la frecuencia avanza este decaimiento se va haciendo más pronunciado.

Cabe mencionar que a partir de 100 kHz la señal de salida del filtro pasa altas empieza a mostrar una distorsión que se manifiesta como una señal triangular en lugar de la señal senoidal que deberíamos tener.

Nota: Las gráficas presentadas están en escala semi-logarítmica y la magnitud no está en decibeles, sino es el valor del voltaje obtenido a la salida de los filtros.

Esto no nos permite ver tan bien como quisiéramos la respuesta, ya que no son unas gráficas de Bode, para serlo necesitarían tener la magnitud en decibeles como ya comentamos.

Para comparar estos resultados con los esperados, es necesario observar las simulaciones de cada uno de estos filtros, esto lo haremos en la siguiente sección.

Filtro Bicuadrado con 1 op-amp

Debido a que los valores tanto de los capacitores como de las resistencias no son exactos a los obtenidos en los cálculos, se implementó el siguiente circuito (figura 4) con los valores obtenidos por medio de la medición con el multímetro en el mostrados:

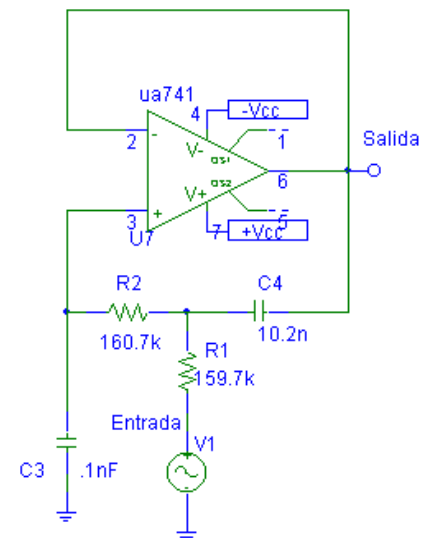


Fig. 23 Circuito bicuadrado con 1 op-amp con valores de R's y C's medidos.

Nota: no fue posible tomar la medición del capacitor de 0.1 nF debido a tan pequeño valor.

Los resultados obtenidos fueron:

Magnitud máxima = 13.33 dB

$f_{\text{máx}} = 960 \text{ Hz}$

Podemos observar que los resultados obtenidos no difieren mucho de los calculados, en la tabla 5 presentamos los resultados, teóricos, prácticos y la diferencia entre ellos.

	Teóricos	Prácticos	Diferencia
Magnitud máxima	14.02 dB	13.33 dB	0.69 dB
$f_{\text{máx}}$	989.9 Hz	960 Hz	29.9 Hz

Tabla 5. Diferencia de los resultados teóricos y prácticos.

Ya se mencionó que los resultados teóricos y prácticos no difieren demasiado, más sin embargo cabe mencionar que la sensibilidad para este filtro esta dada por:

$$S_{C1}^{wo} = S_{C2}^{wo} = S_{R3}^{wo} = S_{R4}^{wo} = -\frac{1}{2}$$

lo que quiere decir que si la sensibilidad de w_o en relación a las resistencias y capacitores es de $-1/2$, entonces un aumento de 1% en cualquier dispositivo resultará en un decremento de $-1/2 \%$ en el valor de w_o .

En la tabla 6 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas bicuadrado de un sólo op amp.

Frecuencia	Vo	Vo/Vi	G(dB)
10	0.9	0.849056604	-1.421267117
20	1	0.943396226	-0.506117305
50	1.04	0.981132075	-0.165450519
120	1.08	1.018867925	0.162357804
220	1.12	1.056603774	0.478243148
300	1.16	1.094339623	0.783042479
400	1.26	1.188679245	1.501293597
500	1.44	1.358490566	2.661132537
600	1.72	1.622641509	4.204451633
700	2.16	2.037735849	6.182957718
800	2.92	2.754716981	8.801539724
900	4.48	4.226415094	12.51944297
930	4.88	4.603773585	13.26227913
960	4.92	4.641509434	13.33318475
980	4.72	4.452830189	12.97272267
1000	4.08	3.849056604	11.70708596
1100	2.68	2.528301887	8.056578575
1200	1.64	1.547169811	3.790759656
1300	1.16	1.094339623	0.783042479
1400	0.92	0.867924528	-1.230360758
1500	0.72	0.679245283	-3.359467377
1600	0.6	0.566037736	-4.943092298
1700	0.5	0.471698113	-6.526717219
1800	0.44	0.41509434	-7.637063776
1900	0.4	0.377358491	-8.464917479
2000	0.36	0.339622642	-9.38006729
2100	0.36	0.339622642	-9.38006729
2200	0.32	0.301886792	-10.40311774
2300	0.28	0.264150943	-11.56295668
2500	0.2	0.188679245	-14.48551739
3000	0.2	0.188679245	-14.48551739

Tabla 6. Respuesta en frecuencia bicuadrado de 1 op-amp.

La gráfica obtenida para esta tabla es la siguiente

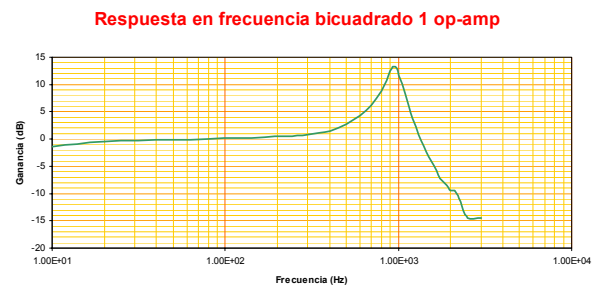


Fig. 24 Respuesta en frecuencia bicuadrado de 1 op-amp

Simulaciones

A continuación se muestra las simulaciones correspondientes a los diferentes diseños de filtros

Filtro Butterworth

En la figura S1 se muestra el circuito del filtro Butterworth, mas adelante en la figura S2 se muestra la respuesta en frecuencia de este filtro.

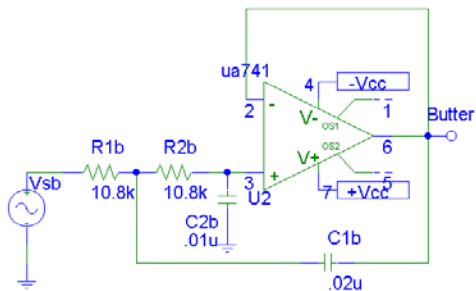


Fig. S1 Circuito filtro Butterworth

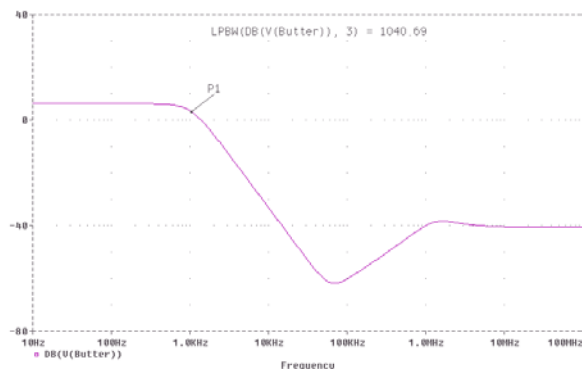


Fig. S2 Respuesta en frecuencia del filtro Butterworth

En la figura S2 se puede observar como la frecuencia de corte.

Filtro Chebyshev

El la figura S3 se muestra el circuito del filtro Chebyshev, mas adelante en la figura S4 se muestra la respuesta en frecuencia de este filtro.

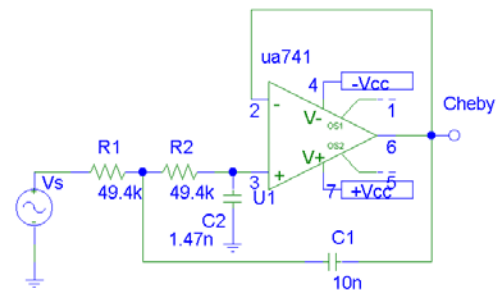


Fig. S3 Circuito filtro Chebyshev

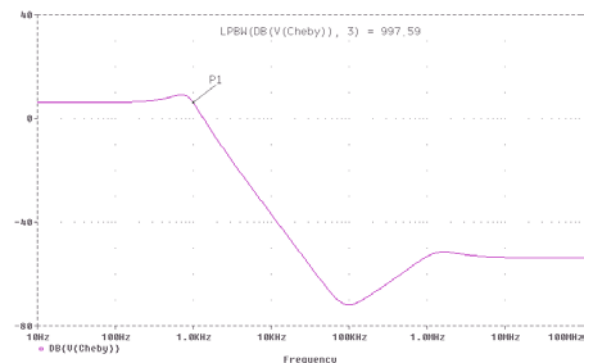


Fig. S4 Respuesta en frecuencia del filtro Chebyshev

En la figura S4 se puede observar el pico es parecido al que se obtuvo en la gráfica de la figura 21.

Circuito bicuadrado KHN (3 op-amps)

En la figura S5 se muestra el circuito del filtro bicuadrado con 3 op-amps, mas adelante en la figura S6, S7 y S8 se muestra la respuesta en frecuencia para cada salida de este filtro.

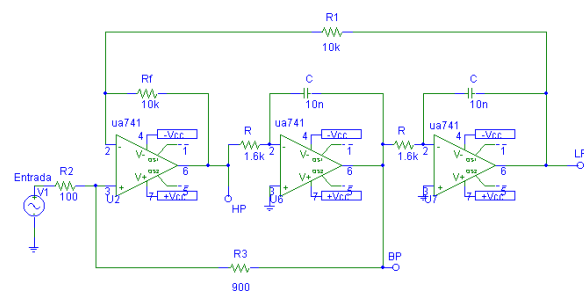


Fig. S5 Circuito filtro Bicuadrado de 3 op-amp

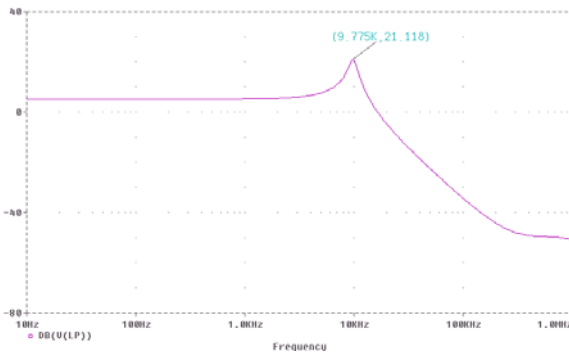


Fig. S6 Respuesta en frecuencia Bicuadrado con 3 op-amp (Pasa-bajas)

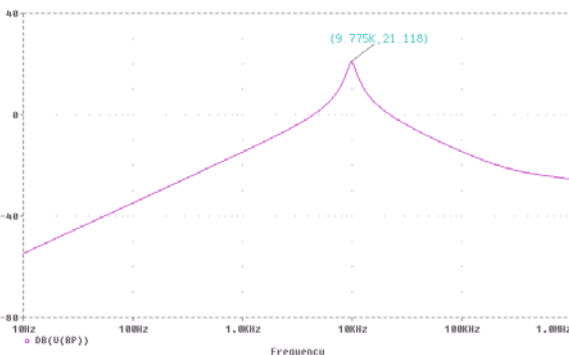


Fig. S7 Respuesta en frecuencia Bicuadrado con 3 op-amp (Pasa-banda)

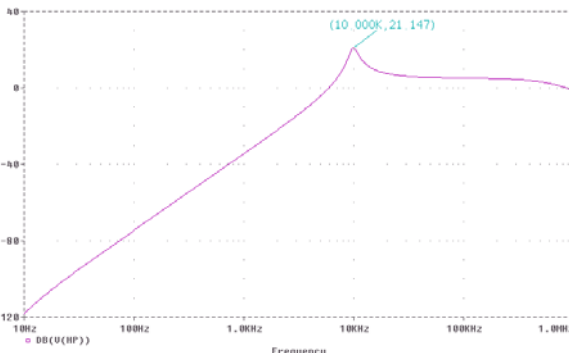


Fig. S8 Respuesta en frecuencia Bicuadrado con 3 op-amp (Pasa-altas)

Podemos apreciar que esta simulaciones son muy parecidas a las graficas obtenidas de las mediciones presentadas en la figura 22.

Circuito bicuadrado KHN (3 op-amps)

En la figura S9 se muestra el circuito del filtro bicuadrado con 1 op-amp.

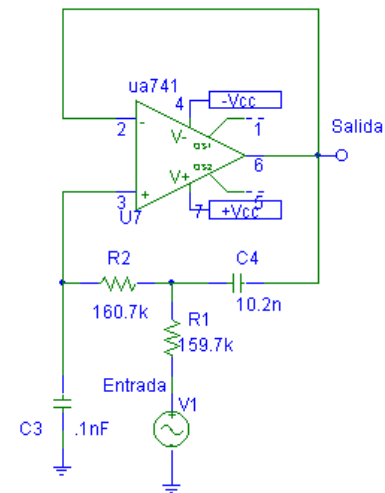


Fig. S9 Circuito filtro bicuadrado con 1 op-amp

En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia de este filtro.

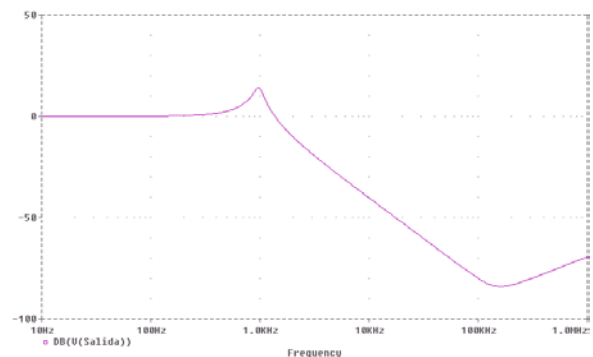


Fig. S10 Respuesta en frecuencia Bicuadrado con 1 op-amp

Filtros de condensador conmutado

Las simulaciones del filtro de condensador conmutado se presenta en la sección de anexos.

Diferencia entre filtro Butterworth y Chebyshev

Las simulaciones realizadas con Matlab para observar las diferencias entre los filtros Butterworth y Chebyshev se presentan en la sección de anexos.

Conclusiones:

Después de haber realizado la práctica número tres acerca de filtros podemos concluir que:

*El diseño de filtros activos con amplificadores operacionales es relativamente sencillo y con aceptable precisión, ya que los resultados esperados y los obtenidos son muy cercanos (error menor al 7 %).

*El filtro Chebyshev corta mejor en la frecuencia requerida, pero tiene la desventaja de presentar un pico que puede ser pronunciado en la región cercana a la frecuencia de corte, para el caso de segundo orden, y oscilaciones en el caso de orden mayor a dos, pero mantiene la respuesta plana en un mayor rango de frecuencia.

*El filtro Butterworth no tiene pico alguno en la región de la frecuencia de corte, pero mantiene en un rango menor de frecuencia una ganancia constante, ya que empieza a disminuir mucho antes de la frecuencia de corte, para alcanzar a estar los tres decibeles (dB) debajo de la ganancia en a frecuencia requerida.

*El filtro bicuadrado de tres amplificadores tiene la desventaja del número de componentes que se utilizan para implementarlo, lo que se refleja en mayor probabilidad de error y en un mayor costo, pero tiene la ventaja de tener tres salidas que son filtros de diferentes características (pasa bajas, pasa banda y pasa altas).

*El filtro bicuadrado de un solo amplificador tiene la ventaja de menor número de componentes para su implementación pero solo tiene una salida (que puede tener características de alguno de los diferentes filtros).

*Todos los circuitos se pueden utilizar como filtros, la elección depende de la aplicación y las características que se requieran.

*Esta práctica nos permitió entender el funcionamiento de distintos tipos de filtros activos, así como las ventajas y desventajas de estos, creemos que esto nos permitirá elegir el correcto para aplicaciones en diseños de circuitos.

Referencias:

[1] Huelsman – Graeme - Tobey, *Operational Amplifier, Design and Applications* McGraw-Hill, First Edition 1971, Cap. 8 págs. 282-326 "Active Filters".

[2] Sedra - Smith, *Circuitos Microelectronicos*, Oxford University Press, Cuarta Edición 1999, Cap. 11 págs. 884-948 "Filtros y amplificadores sintonizados", Cap. 5.9 págs. 436-441 "El MOSFET como interruptor analógico".

[3] Stout - Kaufman, *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*, Mc Graw Hill, First Edition 1976, Cap. 10 págs. 10-1 – 10-12 "Low pass filters".

ANEXO

Diferencia entre filtro Butterworth y Chebyshev

Para poder observar la diferencia en el grado de cada filtro utilizamos el demo "Lowpass filter Design Demo" de Matlab donde seleccionamos los siguientes datos fijos

$F_{\text{samp}}=4000$

$F_{\text{pass}}=950$

$F_{\text{stop}}=1050$

$R_{\text{pass}}=3$

$R_{\text{stop}}=20$

y esperamos el orden del filtro automáticamente.

En la figura A1 seleccionamos el tipo de filtro Butterworth y observamos que el orden para este filtro es de 15

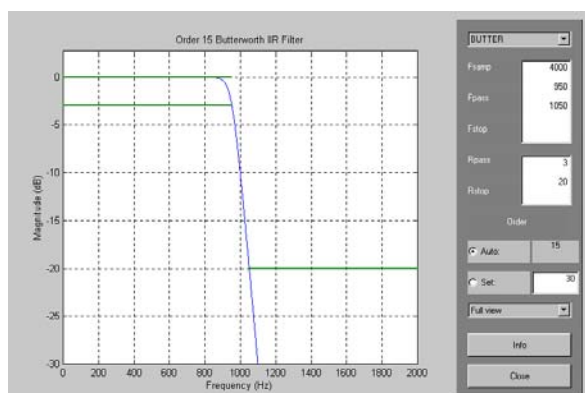


Fig. A1 Grado del filtro Butterworth

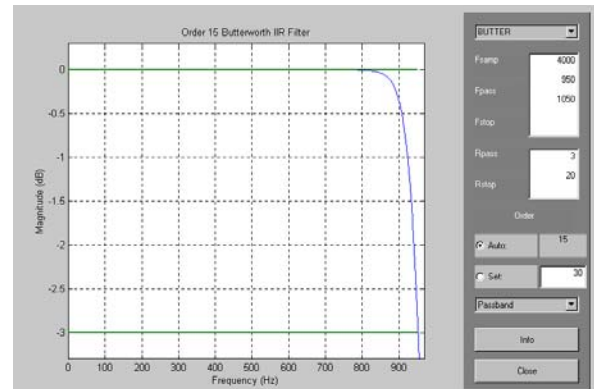


Fig. A2 Banda pasante filtro Butterworth

En la figura A3 seleccionamos el filtro CHEBY1 y el orden que obtuvimos es de 6, de lo cual podemos concluir que para la misma frecuencia el filtro Chebyshev es de orden menor al filtro Butterworth.

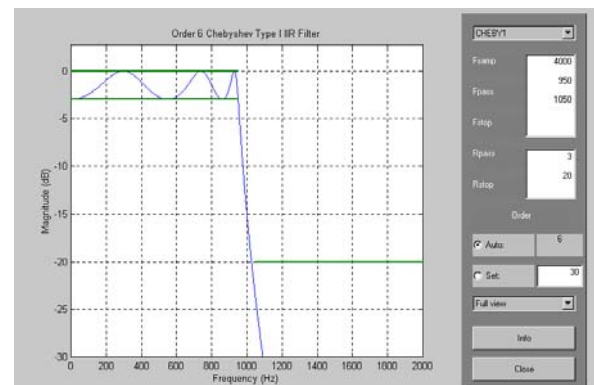


Fig. A3 Grado del filtro Chebyshev

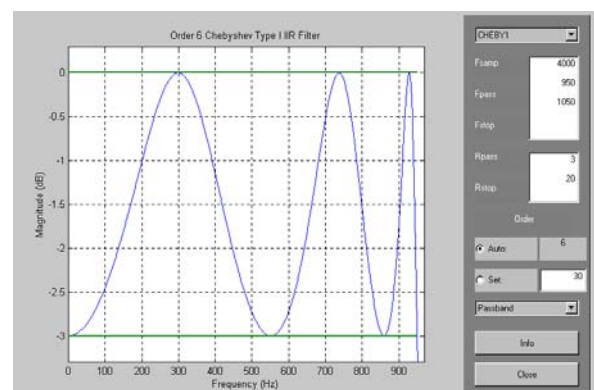


Fig. A4 Banda pasante filtro Chebyshev

Filtro de condensador conmutado

Para hacer la simulación del filtro de condensador conmutado es necesario contar con el modelo de un mosfet de canal-n de ensanchamiento; el paquete de simulación empleado Microsim (Pspice Ver. 8) cuenta con el modelo pero no con el símbolo requerido ya que el mosfet debe tener el sustrato desconectado del source.

El único símbolo mosfet de canal-n de ensanchamiento que cuenta es del IRF150 que tiene el sustrato conectado al source como se muestra en la figura A5



Figura A5. Símbolo del mosfet de canal-n de ensanchamiento con sustrato conectado al source.

Para tener el símbolo con el sustrato desconectado del source es necesario generar un nuevo símbolo en la librería de usuario de Microsim (la finalidad de tener el sustrato suelto es poder emplear al mosfet como interruptor).

En la figura A6 se muestra el nuevo símbolo del mosfet y en la figura A7 la sintaxis para emplear el modelo NMOS con cuatro parámetros (%d %g %s %b)

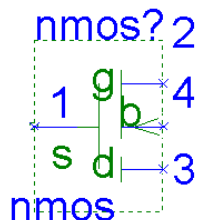


Figura A6. Símbolo de nmosfet con sustrato suelto

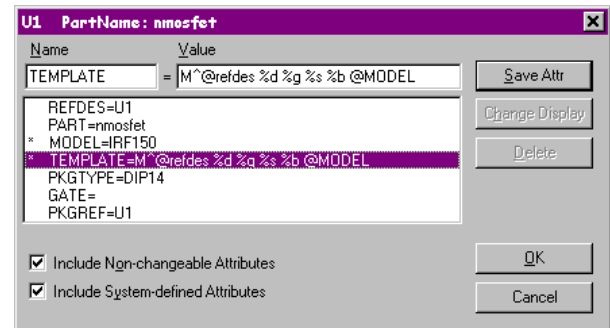


Figura A7. Sintaxis del modelo NMOS

Para verificar que el nuevo símbolo funciona como interruptor se empleó el circuito de la figura A8 y su simulación se presenta en la figura A9

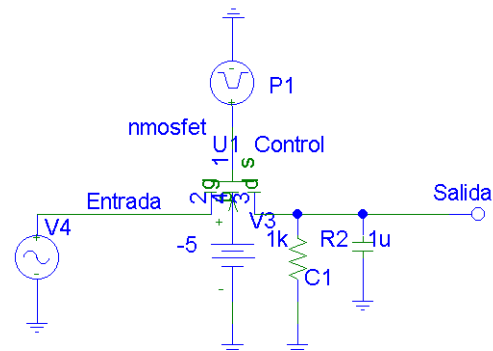


Figura A8. Circuito que emplea un n-mosfet como interruptor

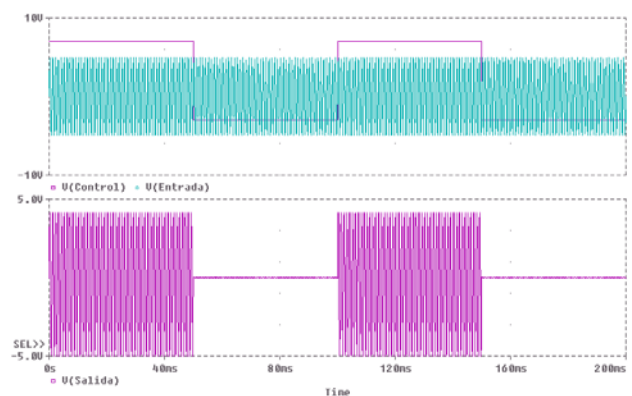


Figura A9. Simulación del n-mosfet como interruptor

En la figura A10 se muestra el circuito empleado para la simulación del filtro de condensador conmutado.

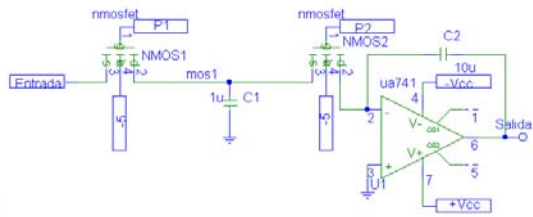


Figura A10. Circuito filtro condensador conmutado

En la figura A11 se muestra su respuesta en frecuencia.

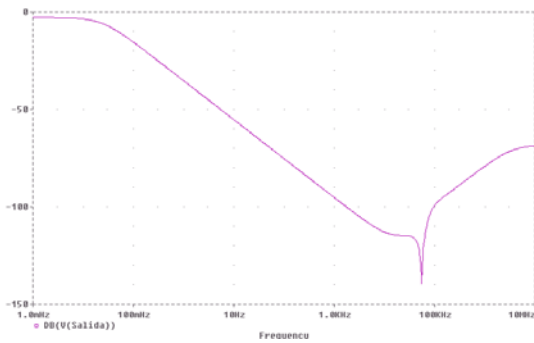


Figura A11. Respuesta en frecuencia filtro condensador conmutado