

4

Filtros activos

4.1 Introducción. Objetivos del capítulo

En este capítulo se estudian los filtros activos basados en el amplificador operacional. Después de introducir los filtros ideales se definen las especificaciones de diseño reales. Cada tipo y orden de filtro se acompaña de las topologías asociadas y de sus correspondientes ecuaciones de diseño.

4.2 Filtros activos ideales

4.2.1 Definición de filtro activo

Un filtro es un circuito selectivo en frecuencia que se emplea para eliminar cierto intervalo de frecuencias o componentes espectrales de la señal de entrada. Por ejemplo, un filtro paso-bajo eliminaría todas las componentes por encima de la frecuencia superior de corte; y se emplea, entre otras muchas aplicaciones, en la eliminación de componentes de altas frecuencias que pueden provocar falsos picos en el espectro en equipos electrónicos de medida, que incluyen un convertor analógico a digital; ese filtro se denomina *anti-aliasing*.

4.2.2 Filtros activos ideales

Las figuras 1 y 2 muestran las funciones de transferencia ideales.

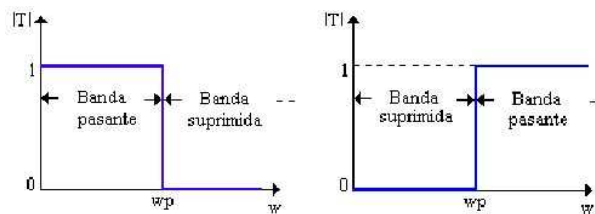


Fig. 1. Filtros ideales paso-baja y paso-alta.

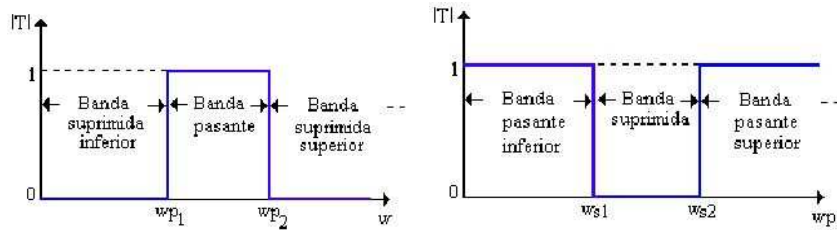


Fig. 2. Filtros ideales paso-banda y elimina-banda.

Estas cuatro funciones ideales de filtrado muestran su idealidad en el sentido de presentar una pendiente de rechazo infinita. Se observa que un filtro activo amplifica las frecuencias de interés. Esto contrasta con los filtros pasivos que, a lo sumo no alteran la amplitud de las componentes espectrales de interés. También se tiene la función de transferencia pasa-todo, que tiene por fin la modificación de la fase de las componentes espectrales.

En los filtros activos reales es necesario cuantificar la proximidad a las funciones de transferencia ideales. La figura 3 muestra la característica real de un filtro paso-baja, donde se aprecian los parámetros involucrados en su diseño.

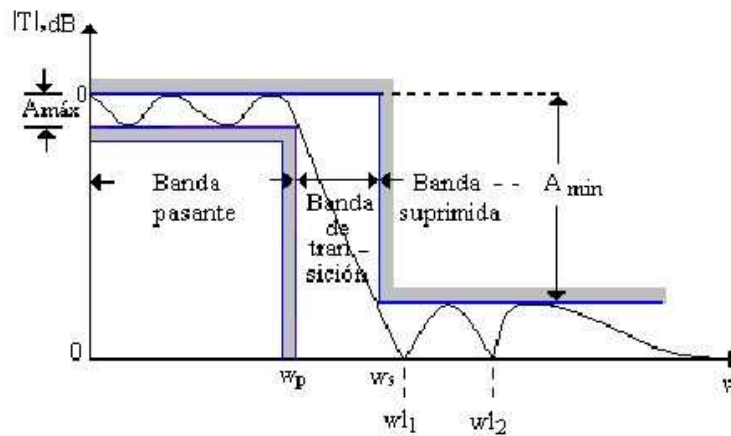


Fig. 3. Característica de transferencia real de un filtro paso-baja.

En la banda pasante se observa el rizado ($A_{\text{máx}}$), u oscilación máxima que presenta la banda pasante. Por otra parte, en la banda suprimida también se observa el rizado.

Los rasgos de la respuesta de un filtro dependen del orden, es decir del grado del denominador de su característica de transferencia en el dominio de *Laplace*.

En efecto, la función de transferencia de un filtro es la relación entre las transformadas de *Laplace* de la salida y la entrada, y presenta la forma de cociente de polinomios en “s”:

$$H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{p(s)}{q(s)}$$

Esta función de transferencia puede plantearse en forma factorizada; presentando el denominador factores de orden dos como máximo. Esto significa que, ya que la resistencia de entrada al AO es infinita, o muy alta, y la de salida es nula, o muy pequeña, la síntesis de filtros se fundamenta en la interconexión en cascada de etapas amplificadoras de filtrado, basadas en amplificadores operacionales, siendo nulo o

despreciable el efecto de carga entre etapas. Las etapas que componen las cascadas son de primero y de segundo orden. En consecuencia, se dedican los siguientes apartados al estudio detallado de estas realizaciones de circuitos electrónicos.

4.3 Filtros activos de primer orden

4.3.1 Funciones de transferencia

Para cada tipo de filtro, se obtiene la transmitancia isócrona o función de transferencia en régimen sinusoidal permanente.

4.3.1.1 Primer orden paso-baja

$$H(s) = \frac{H_0}{1 + \frac{s}{w_0}} \xrightarrow{s=jw} H(jw) = \frac{H_0}{1 + j\frac{w}{w_0}} = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_0}\right)^2}} \left| -\arctan\left(\frac{w}{w_0}\right) \right|$$

4.3.1.2 Primer orden paso-alta

$$H(s) = \frac{H_0 \cdot \frac{s}{w_0}}{1 + \frac{s}{w_0}} \xrightarrow{s=jw} H(jw) = \frac{H_0 \cdot j\frac{w}{w_0}}{1 + j\frac{w}{w_0}} = \frac{H_0 \cdot \frac{w}{w_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{w_0}\right)^2}} \left| 90 - \arctan\left(\frac{w}{w_0}\right) \right|$$

4.3.2 Realizaciones prácticas

4.3.2.1 Primer orden paso-baja

La figura 4 muestra la configuración inversora basada en integrador con banda de transmisión:

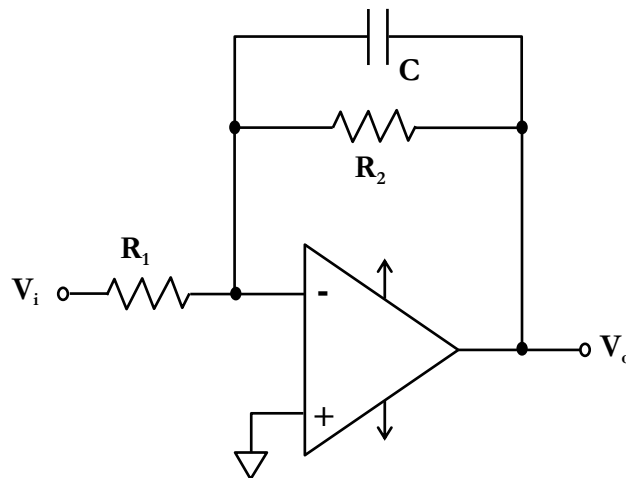


Fig. 4. Configuración inversora que sintetiza filtro de primer orden paso-baja. Es un integrador con banda de transmisión.

La función de transferencia resulta del análisis tradicional:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{\frac{R_2}{1+R_2Cs}}{R_1} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1+R_2Cs}$$

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$w_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_2C}$$

La figura 5 muestra la configuración no inversora, basada en un circuito de fuente de tensión controlada por tensión (VCVS; **V**oltage **C**ontrolled **V**oltage **S**ource), que no es más que una configuración no inversora.

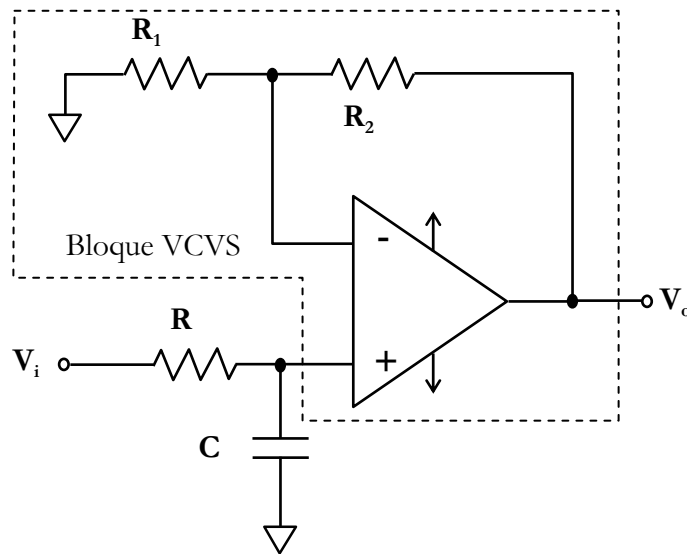


Fig. 5. Configuración no inversora que sintetiza un filtro paso-baja VCVS de primer orden.

La función de transferencia resulta:

$$H(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + RCs}$$

$$H_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$w_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$$

4.3.2.2 Primer orden paso-alta

Los filtros de primer orden paso-alta tienen una estructura muy parecida, basada en las configuraciones inversora y no inversora, y mostradas en las figuras 6 y 7, respectivamente.

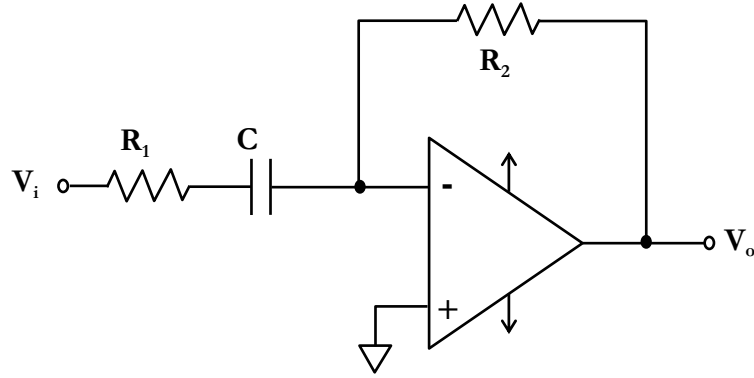


Fig. 6. Configuración inversora que sintetiza filtro de primer orden paso-alta.

La función de transferencia resulta del análisis de una configuración inversora tradicional:

$$\begin{aligned}
 H(s) &= -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{Cs}} = -\frac{R_2 Cs}{R_1 Cs + 1} = -\frac{R_2 Cs}{R_1 Cs + 1} \\
 &= -\frac{\frac{R_2}{R_1} R_1 Cs}{R_1 Cs + 1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 Cs}{R_1 Cs + 1} \\
 H_0 &= -\frac{R_2}{R_1} \\
 w_0 &= \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_1 C}
 \end{aligned}$$

Para analizar la configuración no inversora se considera el amplificador no inversor como bloque de ganancia, que se ilustra en la figura 7. Se realiza este análisis con el fin de ilustrar el procedimiento:

$$\left. \begin{aligned}
 V^+ &= \frac{R}{R + \frac{1}{Cs}} \cdot V_i = \frac{RCs}{1 + RCs} \cdot V_i \\
 V_o &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V^+
 \end{aligned} \right\} \rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{RCs}{1 + RCs} \cdot V_i$$

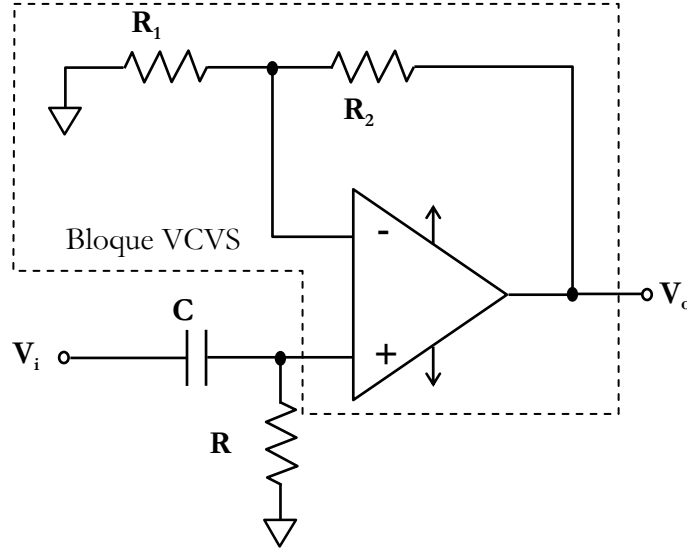


Fig. 7. Configuración no inversora que sintetiza filtro paso-alta VCVS de primer orden.

4.4 Filtros activos de segundo orden

4.4.1 Funciones de transferencia

En ella intervienen como parámetros característicos la ganancia en la zona plana, la pulsación característica y el coeficiente de amortiguamiento.

4.4.1.1 Función de transferencia paso-baja

Es de la forma:

$$H(s) = \frac{H_0 w_0^2}{s^2 + 2 \cdot \delta \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = \frac{H_0}{\frac{s^2}{w_0^2} + 2 \cdot \delta \cdot \frac{s}{w_0} + 1} \xrightarrow{s=jw} H(jw) = \frac{H_0}{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right) + j \left(2\delta \cdot \frac{w}{w_0}\right)}$$

El filtro es indivisible si las raíces del denominador son complejas conjugadas. En caso de ser las raíces reales, el filtro de segundo orden puede sintetizarse como una cadena de dos unidades de primer orden. Esto ocurre si se cumple la condición para el factor de amortiguamiento: $0 < \delta < 1$ significa no factorizable. Si $\delta > 1$ entonces es factorizable.

El módulo de la función de transferencia en régimen sinusoidal permanente, o transmitancia isócrona, resulta:

$$|H(jw)| = \frac{H_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right)^2 + \left(2\delta \cdot \frac{w}{w_0}\right)^2}} \xrightarrow{x = \frac{w}{w_0}} |H(jx)| = \frac{H_0}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + (2\delta \cdot x)^2}}$$

Este módulo toma un máximo de valor:

$$|H(jw_{m\acute{a}x})| = \frac{H_0}{2\delta \cdot \sqrt{1-\delta^2}}$$

Y esto ocurre para la pulsación:

$$w_{m\acute{a}x} = w_0 \cdot \sqrt{1-2\delta^2}$$

Al valor máximo reseñado se le denomina pico de resonancia y a la frecuencia donde se produce frecuencia de resonancia. El pico de resonancia es a menudo un “handicap” en cuestiones de diseño y selección de componentes pues en torno a él, el valor que toma la señal es muy elevado y pueden dañarse los equipos. La situación gráfica se indica en la figura 8. Realizamos las siguientes observaciones:

- Cuando δ decrece (crece) el máximo aumenta (disminuye).
- El factor de amortiguamiento debe ser más pequeño que la unidad para que exista máximo.
- En la pulsación trivial (pulsación nula), la función también toma máximo pero no se considera por simplicidad.
- Existe máximo cuando el radicando de la pulsación máxima es positivo, es decir, si se verifica la condición (iguale a cero el radicando):

$$\delta < \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Cuando se da la desigualdad contraria no existe máximo.

- El máximo no trivial coincide con H_0 cuando $\delta = 1/\sqrt{2}$. En este caso se dice que el filtro es de *Butterworth*, y la respuesta en frecuencia es “máximamente plana”.

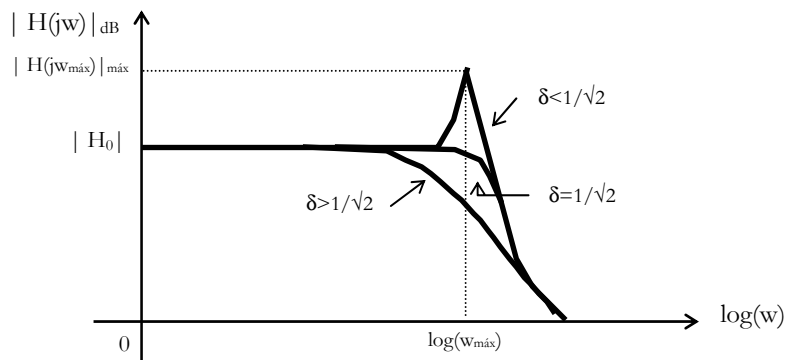


Fig. 8. Función de transferencia de un filtro activo paso-baja de segundo orden. Distintas situaciones del pico de resonancia.

4.4.1.2 Función de transferencia paso-alta

El estudio es simétrico y análogo al anterior basándonos en la función:

$$H(s) = \frac{H_0 \cdot s^2}{s^2 + 2 \cdot \delta \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = \frac{H_0 \cdot \frac{s^2}{w_0^2}}{\frac{s^2}{w_0^2} + 2 \cdot \delta \cdot \frac{s}{w_0} + 1}$$

4.4.1.3 Función de transferencia paso-banda

Adopta la forma:

$$H(s) = \frac{H_0 2\delta w_0 \cdot s}{s^2 + 2\delta w_0 \cdot s + w_0^2} = \frac{H_0 \cdot 2\delta \cdot \frac{s}{w_0}}{\frac{s^2}{w_0^2} + 2\delta \cdot \frac{s}{w_0} + 1}$$

Y la transmitancia isócrona resulta:

$$H(jw) = \frac{H_0 \cdot 2\delta \cdot j \frac{w}{w_0}}{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right) + j \left(2\delta \cdot \frac{w}{w_0}\right)} = \frac{j \frac{H_0}{Q} \cdot \frac{w}{w_0}}{\left(1 - \frac{w^2}{w_0^2}\right) + j \left(\frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{w_0}\right)}$$

El módulo de esta función toma el máximo en $w_{m\acute{a}x} = w_0$; coincidiendo este valor máximo con H_0 .

La función de transferencia suele expresarse en términos del factor de calidad (como hemos visto en las expresiones anteriores), Q . Como veremos, este parámetro cuantifica la selectividad en frecuencia del filtro. Se define según:

$$Q \equiv \frac{1}{2\delta}$$

4.4.2 Realizaciones prácticas de segundo orden

Las realizaciones prácticas de los filtros activos RC se basan en la estructura general de la figura 9. De ella, como veremos, se deducen las dos topologías de partida para la síntesis. El bloque de ganancia K es un elemento $VCVS$. La síntesis es directa en el sentido de que cada rama incorpora un solo componente pasivo.

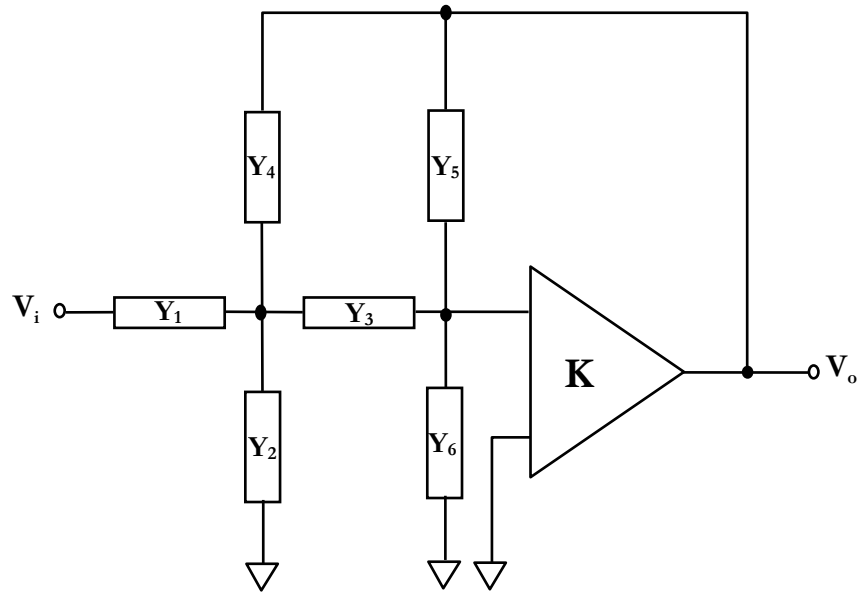


Fig. 9. Circuito genérico para la síntesis de filtros activos de segundo orden RC.

Cada admitancia verifica $Y_i = 1/Z_i$. La función de transferencia es:

$$H(s) \equiv \frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot Y_1 \cdot Y_3}{[Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot Y_4](1 - K) + Y_6 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot (Y_1 + Y_2)}$$

4.4.2.1 Filtros con realimentación múltiple. El circuito de *Rauch*

Los filtros activos con realimentación múltiple y ganancia infinita (IGMF; **I**nfinite **G**ain **M**ultiple **F**eedback), se sintetizan a partir de la estructura genérica de la figura 9 con las siguientes indicaciones:

- La ganancia de la fuente de tensión es negativa e infinita. Se emplea un AO en lazo abierto de manera que K es su ganancia diferencial.
- La impedancia Y_6 se selecciona nula. Por tanto la resistencia es infinita y no aparece en el circuito.

A partir de estas indicaciones surge el circuito de la figura 10. Aplicando las leyes elementales de resolución de circuitos se obtiene su función de transferencia:

$$H(s) \equiv \frac{V_o}{V_i} = \frac{-Y_1 \cdot Y_3}{Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot Y_4}$$

A partir de esta ecuación se realiza la generación directa de filtros paso-baja, paso-alta y paso-banda.

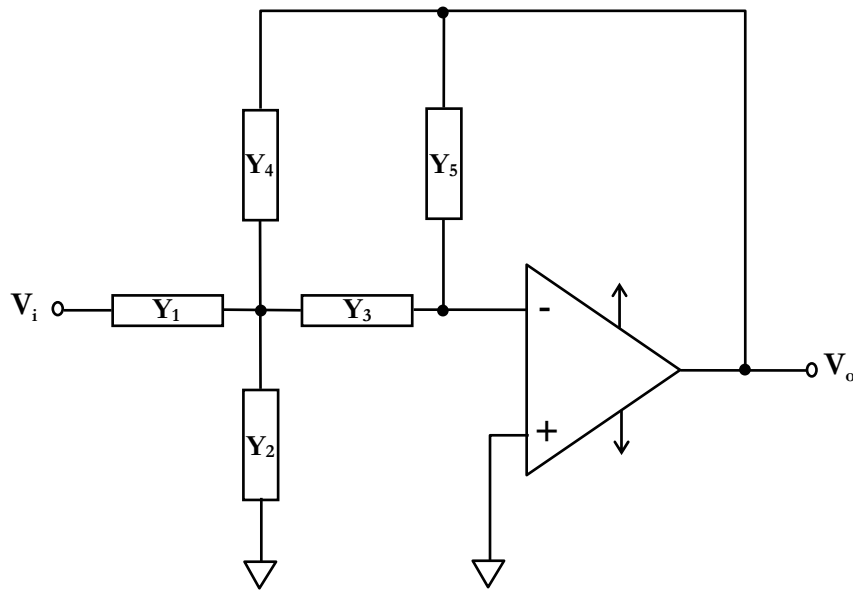


Fig. 10. Circuito genérico para la síntesis de filtros activos de segundo orden basados en la topología IGMF o de *Rauch*.

Las distintas realizaciones prácticas surgen de los casos particulares de esta función de transferencia, en concreto del carácter resistivo o capacitivo de las impedancias.

Realización paso-baja: Responde al circuito de la figura 11. Si Y_1 e Y_3 se toman como resistencias, para que el numerador de la expresión genérica de la ganancia sea de orden cero, entonces Y_5 debe ser un condensador e Y_4 una resistencia.

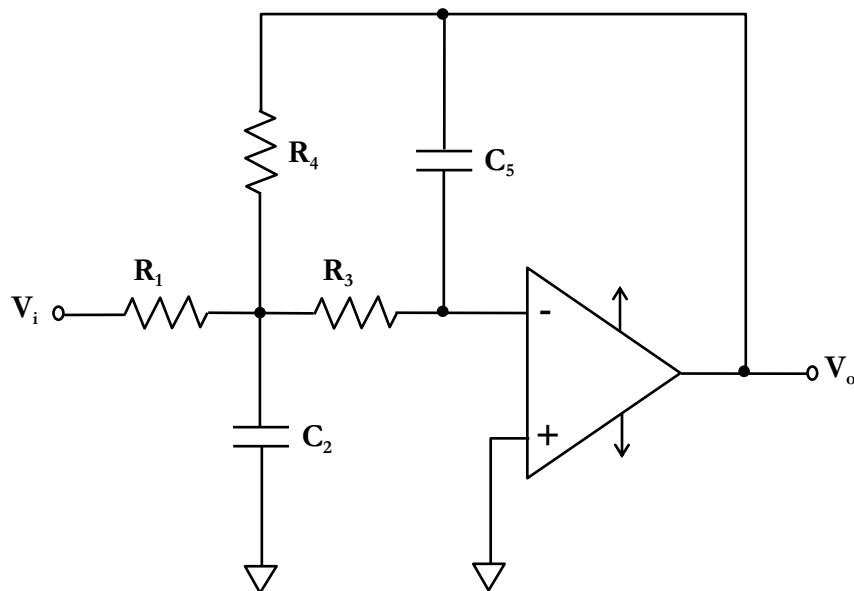


Fig. 11. Realización paso-baja basada en la topología IGMF o de *Rauch*.

La función de transferencia se obtiene sustituyendo cada valor de impedancia:

$$H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1} \frac{1}{R_3}}{sC_5 \cdot \left(\frac{1}{R_1} + C_2s + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3} \frac{1}{R_4}} = \frac{-\frac{1}{R_1} \frac{1}{R_3}}{C_2C_5s^2 + sC_5 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3R_4}}$$

Ahora se hace “1” el coeficiente de s^2 :

$$H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1R_3C_2C_5}}{s^2 + s \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3R_4C_2C_5}}$$

Las ecuaciones de diseño se obtienen comparando la ecuación anterior con la genérica paso-baja:

$$H(s) = \frac{H_0w_0^2}{s^2 + 2 \cdot \delta \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = \frac{H_0w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} \cdot s + w_0^2}$$

Comparando término a término se obtienen las expresiones que permiten obtener los parámetros del filtro dados los valores de los componentes:

$$w_0^2 = \frac{1}{R_3R_4C_2C_5}$$

$$2\delta w_0 = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)$$

De estas dos últimas expresiones se obtiene el factor de amortiguamiento del filtro:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{R_3R_4C_2C_5} \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \left(\sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \sqrt{\frac{R_3R_4}{R_1}} \right)$$

Finalmente, comparando los numeradores se obtiene la ganancia:

$$H_0w_0^2 = H_0 \frac{1}{\underbrace{R_3R_4C_2C_5}_{w_0^2}} = -\frac{1}{R_1R_3C_2C_5} \rightarrow H_0 = -\frac{R_4}{R_1}$$

El procedimiento de diseño consta de los pasos siguientes:

- 1.- Se elige $C_2=C$.
- 2.- Se elige $C_5=mC$, con la condición $m < \frac{H_0w_0^2}{4Q^2(1+|H_0|)}$

3.- Se calculan las resistencias: En primer lugar R_4 en función de los parámetros del circuito y luego el resto de las resistencias en función de R_4 .

$$R_4 = \frac{1}{2w_0 C m Q} \left[1 + \sqrt{1 - 4mQ^2(1 + |H_0|)} \right]$$

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

$$R_3 = \frac{1}{w_0^2 C^2 R_4 m}$$

Realización paso-alta: Ahora Y_1 e Y_3 se toman como condensadores. Responde al circuito de la figura 12.

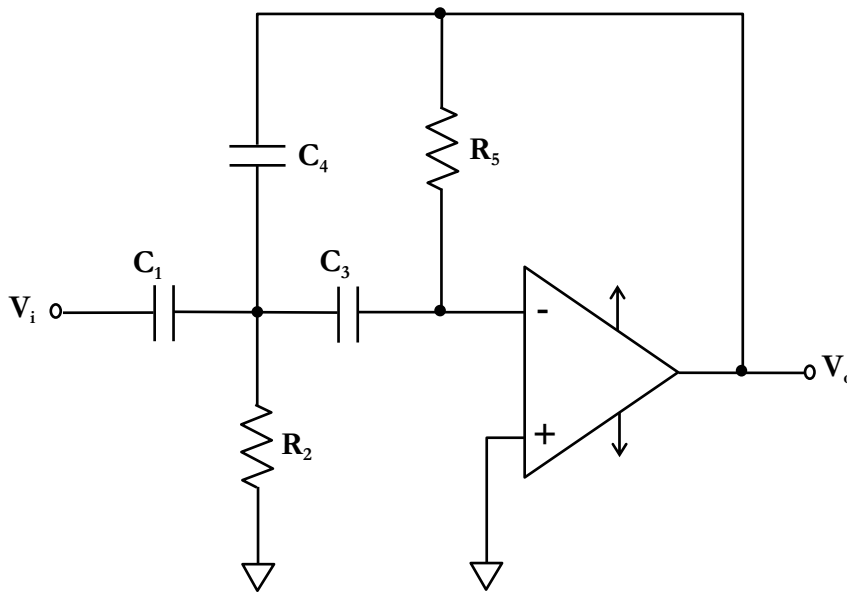


Fig. 12. Realización paso-alta basada en la topología IGMF o de *Rauch*.

$$H(s) = \frac{-C_1 C_3 \cdot s^2}{\frac{1}{R_5} \cdot \left(C_1 s + \frac{1}{R_2} + C_3 s + C_4 s \right) + C_3 C_4 \cdot s^2} = \frac{-\frac{C_1 C_3}{C_3 C_4} \cdot s^2}{\frac{1}{R_5 C_3 C_4} \cdot \left(C_1 s + \frac{1}{R_2} + C_3 s + C_4 s \right) + s^2}$$

Desarrollando, resulta finalmente:

$$H(s) = \frac{-\frac{C_1}{C_4} \cdot s^2}{s^2 + \left(\frac{C_1 + C_3 + C_4}{R_5 C_3 C_4} \right) \cdot s + \frac{1}{R_5 R_2 C_3 C_4}}$$

Se comparan los coeficientes con la función de transferencia de segundo orden paso-alta:

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + 2 \cdot \delta \cdot w_0 \cdot s + w_0^2}$$

Resultan las ecuaciones que permiten obtener los parámetros del circuito en función de los componentes:

$$H_0 = -\frac{C_1}{C_4} \quad 2 \cdot \delta \cdot w_0 = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{R_5 C_3 C_4} \quad w_0^2 = \frac{1}{R_5 R_2 C_3 C_4}$$

Las ecuaciones de diseño, que permiten obtener los componentes que satisfacen determinadas especificaciones, y se obtienen a partir del procedimiento de diseño simplificado, que consta de los siguientes pasos:

1.- Se eligen $C_1=C_3=C$. Por tanto:

$$C_4 = \frac{C}{|H_0|}$$

2.- Se obtienen los componentes según:

$$R_5 = \frac{1+2|H_0|}{2\delta w_0 C} \quad R_2 = \frac{2\delta|H_0|}{w_0 C \cdot (1+2|H_0|)}$$

Realización paso-banda: Responde al circuito de la figura 13. Ahora el numerador es de orden 1.

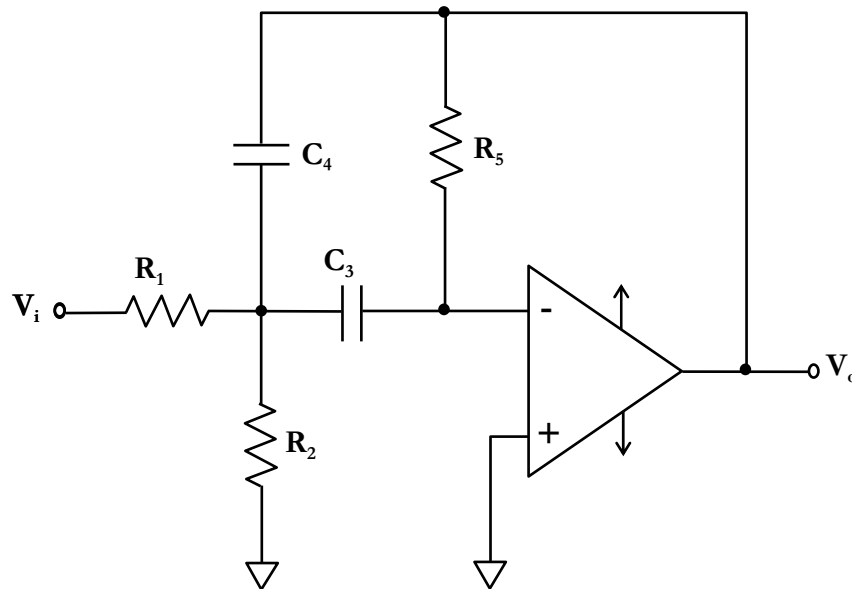


Fig. 13. Realización paso-banda basada en la topología IGMF o de Rauch.

$$\begin{aligned}
H(s) &= \frac{-\frac{1}{R_1} C_3 \cdot s}{\frac{1}{R_5} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + C_3 s + C_4 s \right) + C_3 C_4 \cdot s^2} \\
&= \frac{-\frac{1}{R_1} \cdot \frac{C_3}{C_3 C_4} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{R_5} \cdot \left(\frac{C_3}{C_3 C_4} + \frac{C_4}{C_3 C_4} \right) \cdot s + \frac{1}{R_5} \cdot \frac{1}{C_3 C_4} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}
\end{aligned}$$

Se comparan los coeficientes con la función de transferencia de segundo orden paso-banda:

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{w_0}{Q} s}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2}$$

Los parámetros del circuito en función de los componentes resultan:

$$H_0 = \frac{R_5}{2R_1} \quad Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{R_5 \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad w_0 = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_5} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$BW = \frac{w_0}{Q} = \frac{2}{CR_5}$$

El procedimiento de diseño queda como sigue:

- 1.- Se escogen $C_3 = C_4 = C$.
- 2.- Finalmente, las ecuaciones de diseño son:

$$R_5 = \frac{2Q}{w_0 C} \quad R_1 = \frac{Q}{w_0 |H_0| C} \quad R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - |H_0|) w_0 C}$$

4.4.2.2 Circuito general VCVS y circuito de Sallen-Key

El circuito general VCVS se obtiene aplicando al general las reglas:

- Z_5 se considera infinita.
- K se toma de una configuración no inversora.

El circuito de *Sallen-Key* se sintetiza a partir del circuito general aplicando las indicaciones siguientes:

- Z_2 y Z_5 se consideran infinitas.
- K se toma de una configuración no inversora.

En el circuito de la figura 14 se indican las acciones anteriores sobre las impedancias. En la figura 15 se vuelve a mostrar el circuito que resultan finalmente. A partir de este circuito se realiza el planteamiento y el estudio.

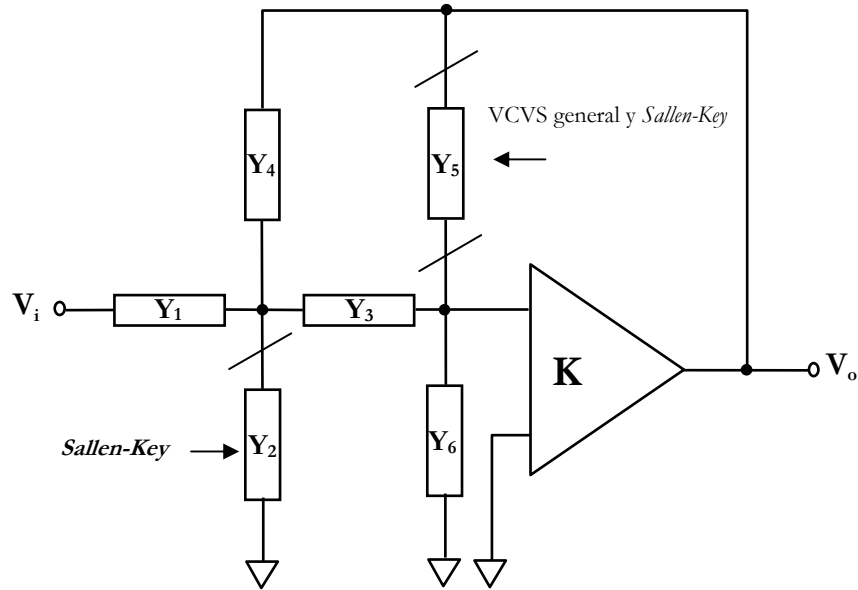


Fig. 14. Fase de construcción del circuito general VCVS y de *Sallen-Key*.

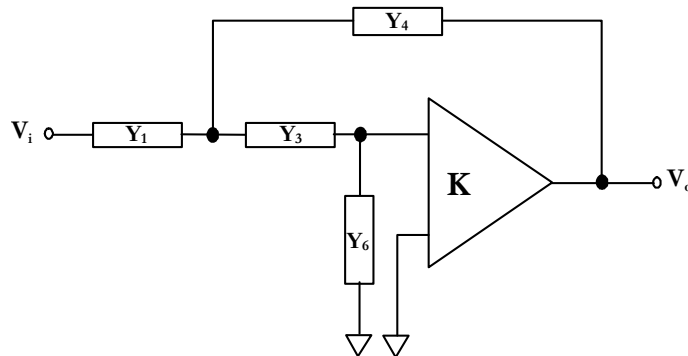


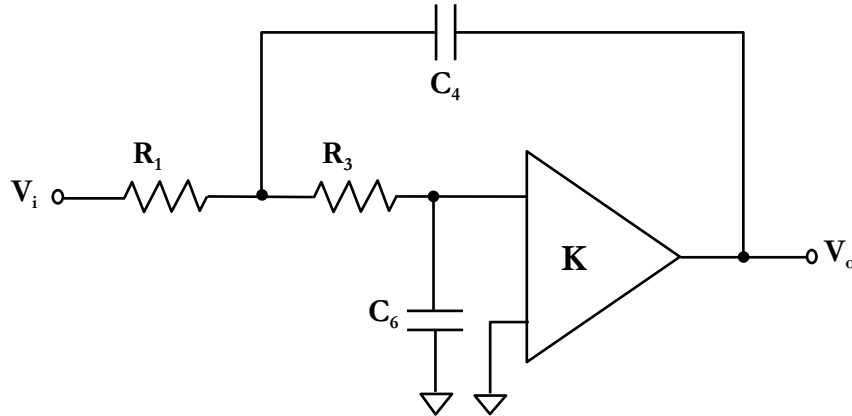
Fig. 15. Circuito de *Sallen-Key* definitivo.

La función de transferencia es:

$$H(s) \equiv \frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot Y_1 \cdot Y_3}{(Y_1 + Y_3 + Y_4)Y_6 + Y_1Y_3 + (1 - K)Y_4Y_3}$$

Estudiaremos la síntesis del circuito par $K > 0$. Donde este bloque puede ser un amplificador en configuración no inversora.

Realización paso-baja: Responde al circuito de la figura 16.

Fig. 16. Realización paso-baja *Sallen-Key*.

La función de transferencia se obtiene sustituyendo cada valor de impedancia:

$$\begin{aligned}
 H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= \frac{K \frac{1}{R_1} \frac{1}{R_3}}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + C_4 s \right) s C_6 + \frac{1}{R_1} \frac{1}{R_3} + (1-K) \frac{1}{R_3} C_4 s} = \\
 &= \frac{K \frac{1}{R_1} \frac{1}{R_3}}{C_4 C_6 s^2 + \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + (1-K) \frac{1}{R_3} \frac{C_4}{C_6} \right] C_6 s + \frac{1}{R_3} \frac{1}{R_1}}
 \end{aligned}$$

Ahora se hace “1” el coeficiente de s^2 :

$$H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K \frac{1}{R_1 R_3 C_4 C_6}}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + (1-K) \frac{1}{R_3} \frac{C_4}{C_6} \right] \frac{C_6}{C_4 C_6} s + \frac{1}{R_1 R_3 C_4 C_6}}$$

Las ecuaciones de diseño se obtienen comparando la ecuación anterior con la genérica paso-baja:

$$H(s) = \frac{H_0 w_0^2}{s^2 + 2 \cdot \delta \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = \frac{H_0 w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} \cdot s + w_0^2}$$

El procedimiento de diseño consta de los pasos siguientes:

- 1.- Se elige $C_4 = C_6 = C$.
- 2.- Se calculan las resistencias:

$$R_4 = \frac{\delta}{w_0 C} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{H_0 - 2}{\delta^2}} \right]$$

$$R_1 = \frac{1}{R_4 \omega_0^2 C} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{H_0 - 2}{\delta^2}} \right]$$

Este circuito es particularmente útil si la ganancia no es un parámetro crítico. Es decir, si no es necesario que tenga un valor determinado de ganancia. En el diseño simplificado todas las resistencias son iguales a R , y los condensadores iguales a C , resultando:

$$H(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K \frac{1}{(RC)^2}}{s^2 + \left(\frac{3-K}{RC} \right) s + \frac{1}{(RC)^2}}$$

La figura 17 muestra un caso concreto de realización.

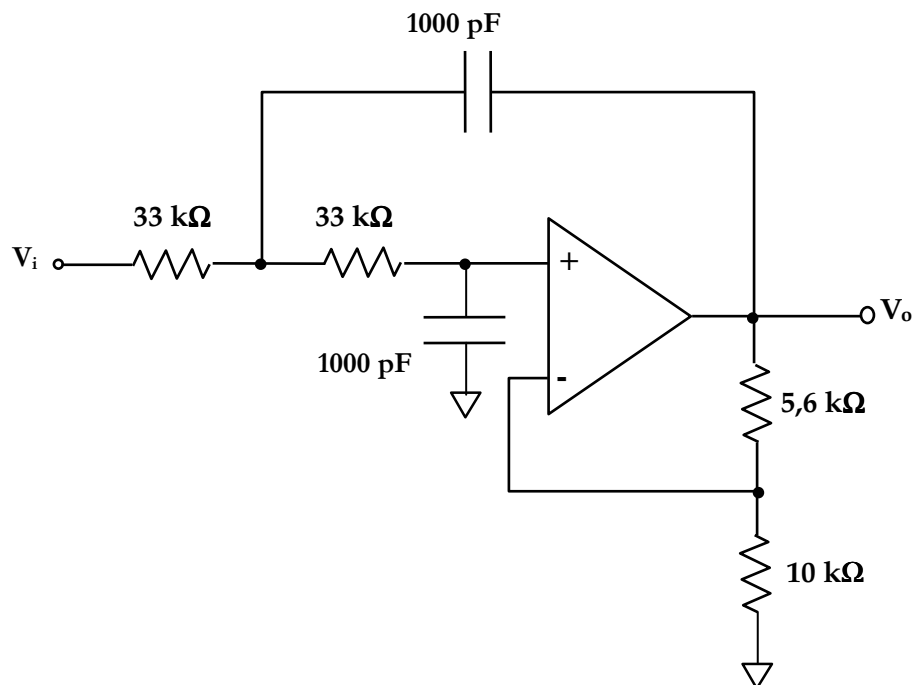


Fig. 17. Ejemplo concreto de realización paso-baja *Sallen-Key*.

Referencias

Coughlin, R. F. y Driscoll, F.F., Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, 4ª edición, Prentice-Hall hispanoamericana. México, 1993.

Faulkenberry, L.M., Introducción a los amplificadores operacionales con aplicaciones lineales, Limusa-Noriega, 1990.

González de la Rosa, J.J., Circuitos Electrónicos con Amplificadores Operacionales. Problemas, fundamentos teóricos y técnicas de identificación y análisis. Marcombo, Boixareu Editores, Barcelona, 2001.

Pindado Rico, R., Electrónica analógica integrada, Introducción al diseño mediante problemas, Marcombo, Boixareu Editores, Barcelona, 1997.