

---

# Acondicionamiento de señales de entrada

---

PID\_00247317

Francisco Vázquez Gallego

---

Tiempo mínimo de dedicación recomendado: 2 horas

---



*Ninguna parte de esta publicación, incluido el diseño general y la cubierta, puede ser copiada, reproducida, almacenada o transmitida de ninguna forma, ni por ningún medio, sea éste eléctrico, químico, mecánico, óptico, grabación, fotocopia, o cualquier otro, sin la previa autorización escrita de los titulares del copyright.*

# Índice

<b>Introducción</b> .....	5
<b>1. Conversión de impedancia a tensión</b> .....	6
1.1. Divisor de tensión .....	6
1.2. Puente de Wheatstone .....	7
<b>2. Amplificación y procesamiento analógico</b> .....	10
2.1. Amplificador operacional .....	11
2.2. Funciones con el amplificador operacional .....	12
2.3. Amplificador diferencial .....	15
2.4. Amplificador de instrumentación .....	16
2.5. Amplificador de aislamiento .....	17
<b>3. Filtrado</b> .....	19
3.1. Tipos de filtros .....	19
3.2. Diseño de filtros .....	22
<b>Bibliografía</b> .....	24



## Introducción

En este material se describen la arquitectura de diseño y la funcionalidad de los circuitos electrónicos que forman parte de la etapa de acondicionamiento de señal de un sistema de medida. La misión fundamental del acondicionador de señal consiste en convertir la señal eléctrica procedente del sensor en una señal adecuada para la conversión analógico-digital. Ese proceso de conversión y adecuación de la señal del sensor se lleva a cabo en el dominio analógico y puede incluir alguna de las operaciones siguientes:

- **Conversión de impedancia a tensión.** La mayoría de los sensores analógicos moduladores ofrecen una variación de impedancia (resistencia, capacidad o inductancia) en respuesta a cambios en la magnitud física, por lo que es necesario convertir el valor de la impedancia del sensor en un nivel de tensión que sea medible.
- **Amplificación.** La señal eléctrica generada por los sensores suele tener niveles de tensión muy pequeños y es necesario amplificarla. Los amplificadores aumentan el nivel de tensión para adaptarse al rango de tensiones de entrada del convertidor analógico-digital, e incrementan así la resolución y la sensibilidad de la medida. Además, si el amplificador se sitúa cerca del sensor, mejora la relación señal/ruido de la medida y aumenta el nivel de señal antes de que se vea afectada por el ruido ambiental y el propio sistema de medida.
- **Linealización.** La linealización es necesaria cuando los sensores producen señales que no están linealmente relacionadas con la variación de la magnitud física. Un termopar es el ejemplo clásico de un sensor que requiere linealización. La linealización se puede implementar mediante el procesamiento analógico de señal o el procesamiento digital en el software del procesador.
- **Filtrado.** El filtrado consiste en la atenuación o la eliminación de los componentes de señal en determinadas bandas frecuenciales. Los filtros se utilizan para eliminar señales de ruido no deseadas que puedan afectar a la calidad de la medida, y para atenuar señales por encima de la frecuencia de Nyquist y evitar el *aliasing* de señales de alta frecuencia.

El contenido de este material está organizado de la forma siguiente. En el apartado 1, se presentan los circuitos típicamente utilizados para la conversión de impedancias a niveles de tensión eléctrica. En el apartado 2, se describen diversos circuitos, basados en el amplificador operacional, el amplificador diferencial y el amplificador de instrumentación, que se emplean en la amplificación y el procesamiento analógico de señal. Finalmente, en el apartado 3, se introducen las características de los filtros y la metodología que se ha de seguir para el diseño y la síntesis de filtros analógicos.

## 1. Conversión de impedancia a tensión

En los sensores moduladores, es necesario convertir las variaciones de una resistencia (galgas extensiométricas, potenciómetros, RTD, termistores, fotorresistencias, etc.), una capacidad (sensores capacitivos) o una inductancia (sensores inductivos) en variaciones de tensión. En este apartado se describen los circuitos típicos utilizados para llevar a cabo dicha conversión. En primer lugar, se exponen las limitaciones del divisor de tensión, y a continuación, se describe el funcionamiento del puente de Wheatstone.

### 1.1. Divisor de tensión

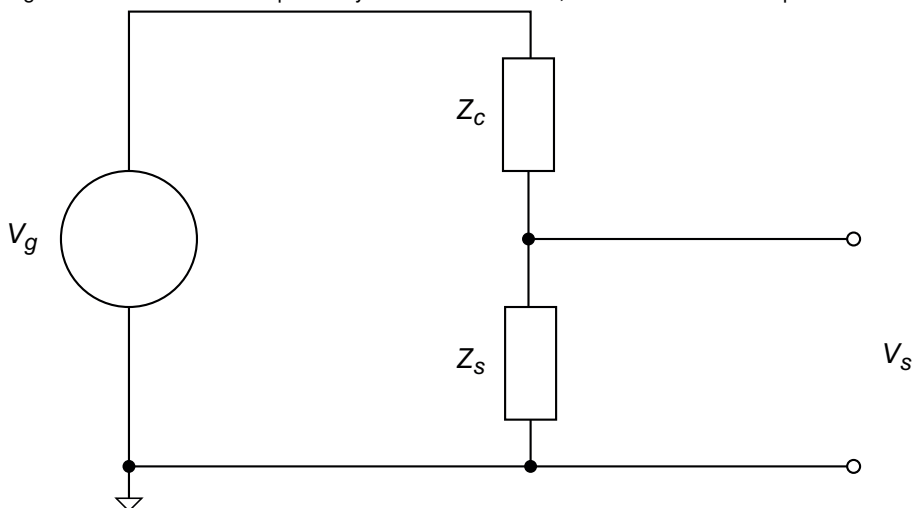
El convertidor de impedancia a tensión más simple es un divisor de tensión como el de la figura 1, donde  $Z_c$  es una impedancia de valor constante y conocido,  $V_g$  es una fuente de tensión,  $Z_s = Z_o(1 + x)$  es la impedancia del sensor, y  $V_s$  es la salida de tensión del convertidor:

$$V_s = V_g \frac{Z_o(1 + x)}{Z_c + Z_o(1 + x)} \quad (1)$$

donde  $Z_o$  es la impedancia de referencia del sensor y  $\Delta Z = Z_o x$  la variación producida por la magnitud física. Como puede observarse en la ecuación (1), la relación entre la salida de tensión y la variación de impedancia es no lineal. Sin embargo, si  $x \ll 1$ , se puede aproximar por la siguiente función lineal:

$$V_s \simeq V_g \frac{Z_o(1 + x)}{Z_c + Z_o} = V_g \frac{Z_o}{Z_c + Z_o} + V_g \frac{Z_o}{Z_c + Z_o} x \quad (2)$$

Figura 1. Divisor de tensión que incluye un sensor resistivo, uno inductivo o uno capacitivo

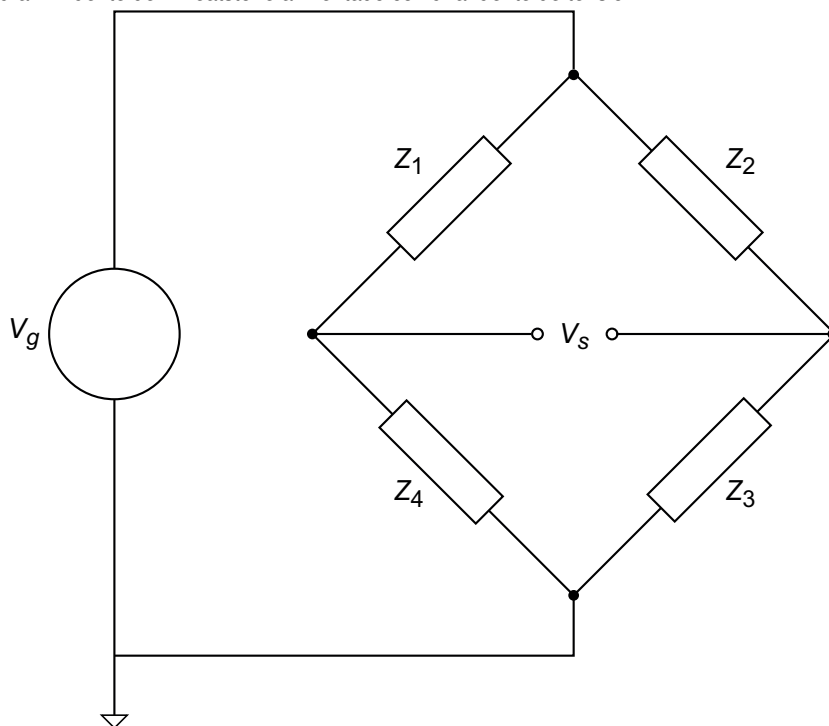


A pesar de su gran simplicidad, el divisor de tensión tiene un claro inconveniente. Si la variación  $x$  es pequeña, la tensión de salida presentará una variación pequeña respecto a un valor elevado  $V_b = V_g \frac{Z_o}{Z_c + Z_o}$ . Por tanto, el amplificador posterior no podrá tener una ganancia grande porque podría saturar. Para evitarlo, suele emplearse un circuito basado en dos divisores de tensión en paralelo, denominado puente de Wheatstone, que elimina el término  $V_b$ .

## 1.2. Puente de Wheatstone

El esquema eléctrico del puente de Wheatstone se representa en la figura 2, donde  $V_g$  es una fuente de tensión;  $V_s$  es la tensión de salida; y  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  y  $Z_4$  son las impedancias del puente, de las cuales una o varias pueden ser las impedancias  $Z_i = Z_o(1 + x)$  de uno o diversos sensores, y el resto son impedancias de valor constante y conocido que se escogen según sea el tipo de sensor. Si los sensores son resistivos, las impedancias constantes son resistencias y la fuente de tensión es continua. Si los sensores son inductivos o capacitivos, las impedancias constantes suelen ser inductancias (bobinas) y la fuente de tensión es alterna.

Figura 2. Puente de Wheatstone alimentado con una fuente de tensión



El mecanismo utilizado para obtener una medida con el puente de Wheatstone se denomina método de deflexión, según el cual se mide la diferencia de tensión  $V_s$  entre las dos ramas del puente. Para simplificar la notación, a continuación se considera el caso de un puente con sensores resistivos, cuya tensión de salida es:

$$V_s = V_g \left( \frac{R_3}{R_3 + R_2} - \frac{R_4}{R_4 + R_1} \right) \quad (3)$$

Se dice que un puente está equilibrado cuando  $V_s = 0$ , y para ello debe cumplirse que:

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} = K \quad (4)$$

Si se considera el caso de un puente resistivo con un único sensor en la posición de la resistencia  $R_3 = R_o(1 + x)$ , con el puente equilibrado cuando  $x = 0$ , la tensión de salida puede expresarse como:

$$V_s = V_g \frac{Kx}{(K+1)(K+1+x)} \quad (5)$$

Si se cumple que  $K+1 \gg x$ , la tensión de salida se puede aproximar como:

$$V_s \simeq V_g \frac{Kx}{(K+1)^2} \quad (6)$$

Esta tensión de salida es lineal, y su margen de variación de tensión está centrado respecto a  $0V$ , con lo que se resuelve el inconveniente del divisor de tensión descrito en el apartado anterior. No obstante, en la salida del puente de Wheatstone, ninguno de sus terminales está conectado a la tensión de referencia, por lo que el amplificador posterior deberá tener entrada diferencial.

Una posible aplicación del puente de Wheatstone consiste en obtener una tensión de salida proporcional a la suma o la diferencia de dos magnitudes físicas A y B cuyos sensores están incluidos en diferentes ramas del puente. Por ejemplo, si se coloca el sensor de la magnitud A en la posición de  $R_3 = R_o(1 + x_A)$ , y el sensor de la magnitud B en la posición de  $R_4 = R_o(1 + x_B)$ , con el puente equilibrado cuando  $(x_A = 0)$  y  $(x_B = 0)$ , la salida será:

$$V_s = V_g \frac{K(x_A - x_B)}{(K+1+x_A)(K+1+x_B)} \quad (7)$$

Si se cumple que  $(K+1 \gg x_A)$  y  $(K+1 \gg x_B)$ , la tensión de salida se puede aproximar como:

$$V_s \simeq V_g \frac{K}{(K+1)^2} (x_A - x_B) \quad (8)$$

El puente de Wheatstone también ofrece diversas posibilidades para la medida con galgas extensiométricas. A modo de ejemplo, a continuación se resumen las expresiones de la tensión de salida de un puente equipado con dos o cuatro galgas extensiométricas. Si se utilizan dos galgas que experimentan fuerzas de igual amplitud pero de



sentido contrario, una de ellas colocada en la posición de  $R_2 = R_o(1 - x)$  y la otra en la posición de  $R_3 = R_o(1 + x)$ , con  $R_1 = R_4 = R_o$ , la tensión de salida será:

$$V_s = V_g \frac{x}{2} \quad (9)$$

Esta tensión de salida es lineal en todo el margen de medida de ambos sensores. Si se utilizan cuatro galgas, colocadas en la posición de  $R_1 = R_o(1 + x)$ ,  $R_2 = R_o(1 - x)$ ,  $R_3 = R_o(1 + x)$ , y  $R_4 = R_o(1 - x)$ , la tensión de salida será:

$$V_s = V_g x \quad (10)$$

Esta tensión de salida también es lineal y presenta una sensibilidad superior a la obtenida con un único sensor.

## 2. Amplificación y procesamiento analógico

La amplificación y el procesamiento analógico de señal de la etapa de acondicionamiento del sistema de medida son necesarios por los siguientes motivos:

- El margen dinámico de la tensión de entrada de un convertidor A/D suele ser mucho mayor que el de la señal procedente de los sensores. Por ejemplo, la salida de un puente de Wheatstone equipado con galgas extensiométricas puede tener una variación inferior a 50 mV. Por tanto, para aprovechar bien la resolución del convertidor A/D, hay que amplificar la señal del sensor y desplazar su nivel mínimo para que coincida con el del convertidor.
- El circuito de acondicionamiento de señal puede presentar diferentes fuentes de ruido e interferencias antes de entregar la señal a la entrada del convertidor A/D. Por tanto, para mejorar la relación de señal a ruido e interferencias (SNIR, *signal-to-noise and interference ratio*), es conveniente amplificar la señal a la salida del sensor.
- La mayoría de los convertidores A/D tienen una señal de entrada de tipo unipolar, es decir, con un terminal conectado a la referencia de tensión del circuito. Por tanto, si la señal procedente del sensor es de tipo diferencial (por ejemplo, la salida de un puente de Wheatstone), el amplificador debe realizar la conversión de la señal diferencial en unipolar.
- Algunos sensores, como los fotodiodos, generan una variación de corriente cuando se produce un cambio en la magnitud física. Debido a que es más sencillo amplificar y procesar tensiones, la salida de corriente de este tipo de sensores tendrá que pasar por un proceso de conversión de corriente a tensión.
- Cuando la señal de salida del sensor es no lineal, es necesario aplicar un proceso de linealización, que consiste en llevar a cabo diversas operaciones matemáticas con la señal.

En esta sección se presentan los circuitos amplificadores más comunes utilizados en la etapa de acondicionamiento, y se introducen diversos circuitos típicos empleados en el procesamiento analógico de señal. En primer lugar, se describen las características del amplificador operacional (AO). A continuación, se identifican las funciones matemáticas que pueden implementarse con un AO para el procesamiento analógico de señal. Finalmente, se presentan las características y las ventajas del amplificador diferencial, del amplificador de instrumentación y del amplificador de aislamiento.

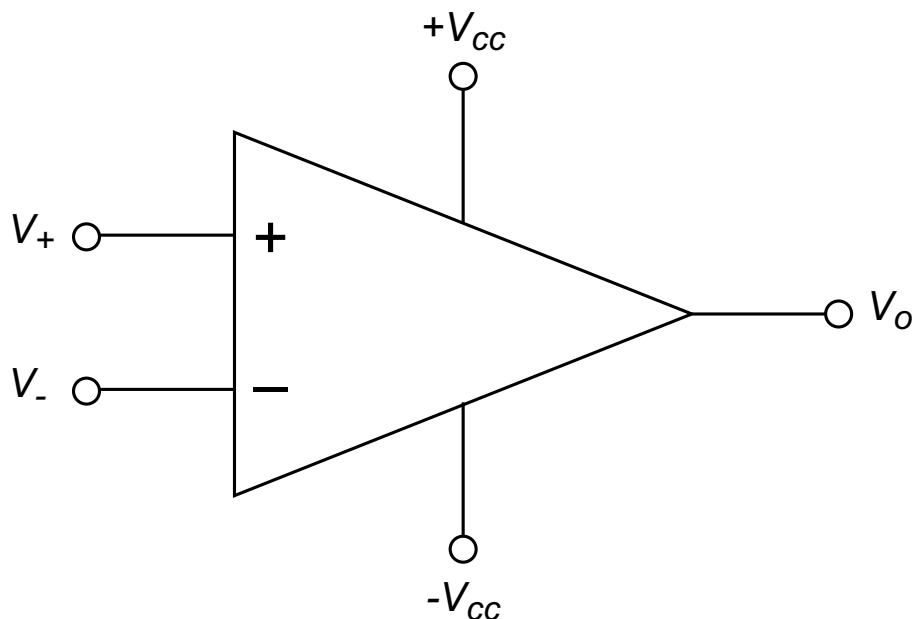
## 2.1. Amplificador operacional

El amplificador operacional es un elemento básico de cualquier etapa de acondicionamiento de señal. Se trata de un circuito integrado formado por un conjunto de amplificadores en cascada contruidos con un elevado número de transistores. El esquema funcional del AO se representa en la figura 3. Como puede observarse, el AO tiene dos entradas de señal, una denominada inversora ( $V_-$ ) y la otra denominada no inversora ( $V_+$ ); una salida de señal ( $V_o$ ), y dos terminales de alimentación ( $+V_{cc}$  y  $-V_{cc}$ ). Por simplicidad, generalmente no se incluyen los terminales de alimentación en los esquemas circuitales.

La función fundamental del AO consiste en amplificar la diferencia de tensión entre las señales de entrada con una ganancia de tensión  $G$ . Por tanto, la tensión de salida del AO puede expresarse como  $V_o = G(V_+ - V_-)$ .

Las características básicas del AO son las siguientes: (i) la ganancia es muy elevada,  $G > 10^5$ ; (ii) las impedancias de las entradas de señal son muy altas; (iii) la impedancia de salida es muy pequeña, y (iv) el margen de tensiones de la señal de salida está limitado por las tensiones de alimentación,  $-V_{cc} \leq V_o \leq +V_{cc}$ .

Figura 3. Esquema funcional del amplificador operacional



Para facilitar el análisis de los circuitos basados en AO, se suele considerar un AO ideal con ganancia infinita, impedancias de entrada infinitas e impedancia de salida nula. En el caso ideal, si la ganancia es infinita y se tiene en cuenta una tensión de salida finita, la diferencia entre las tensiones de entrada será nula, y se puede considerar que las tensiones de entrada son iguales:  $V_+ \simeq V_-$ . Además, si las impedancias de entrada son infinitas, la corriente que circula por las entradas de señal será nula:  $I_+ \simeq I_- \simeq 0$ .

Las aproximaciones anteriores solo son aplicables si se usa realimentación negativa en el AO, es decir, cuando la tensión de salida del AO se conecta con la entrada inversora ( $V_-$ ) mediante una impedancia finita. Sin embargo, si se usa realimentación positiva, o si no se usa realimentación, se dice que el AO trabaja en zona no lineal, como dispositivo comparador, y su salida solo puede tomar dos valores:  $V_o = +V_{cc}$ , si  $V_+ > V_-$ ; y  $V_o = -V_{cc}$ , si  $V_+ < V_-$ .

La selección de un AO comercial para una aplicación específica dependerá de las características de la señal que haya que acondicionar y procesar, y de los requisitos del sistema de medida (precisión, ancho de banda, consumo, etc). Las principales características prácticas que suelen encontrarse en los *datasheets* de los AO comerciales son las siguientes: tensión de alimentación, corriente de polarización, tensión de *offset* a la entrada, corriente de *offset* de entrada, impedancias de entrada, relación de rechazo en modo común (CMRR), ancho de banda y *slew rate*, que es la variación máxima que puede presentar la tensión a la salida por unidad de tiempo [ $V/\mu s$ ].

En el siguiente subapartado, se resumen los principales circuitos basados en AO con realimentación negativa utilizados en la etapa de acondicionamiento de señal.

## 2.2. Funciones con el amplificador operacional

A continuación, se presentan los circuitos basados en AO más habituales en procesamiento analógico de señal (véase figura 4). Para cada circuito, se describe la función implementada y se detalla la ecuación de la señal de salida en función de la señal o señales de entrada considerando las características del AO ideal.

1) **Amplificador inversor.** El esquema del amplificador inversor se muestra en la figura 4.a. El circuito acepta una señal de entrada de tipo unipolar ( $V_i$ ), la amplifica e introduce un desfase de  $180^\circ$ , es decir, invierte la polaridad de la señal de entrada. La tensión de salida del amplificador inversor se puede expresar como  $V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i$ .

2) **Amplificador no inversor.** El esquema del amplificador no inversor se muestra en la figura 4.b. El circuito acepta una señal de entrada de tipo unipolar ( $V_i$ ) y la amplifica sin introducir ningún desfase. La tensión de salida del amplificador no inversor se puede expresar como  $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i$ .

3) **Seguidor de tensión.** El esquema del seguidor de tensión se muestra en la figura 4.c. El circuito acepta una señal de entrada unipolar ( $V_i$ ) y le aplica una ganancia unitaria. Es un caso particular del amplificador no inversor con  $R_1 = \infty$  y  $R_2 = 1$ . La tensión de salida del seguidor de tensión se puede expresar como  $V_o = V_i$ . Como la impedancia de entrada del circuito es muy grande, suele utilizarse para aislar una fuente de señal (por ejemplo, un divisor de tensión) del siguiente circuito de carga sin afectar el resultado de la medida.

### Nota

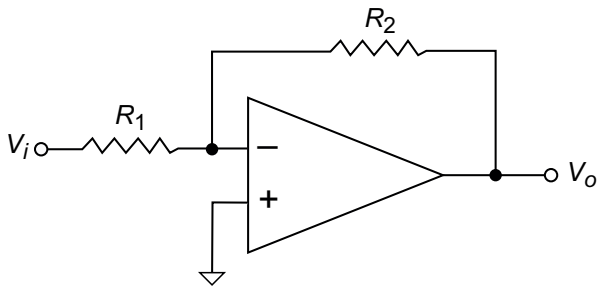
El CMRR (del inglés, *common mode rejection ratio*) determina la capacidad del amplificador de rechazar la señal en modo común. Encontraréis más información al respecto en el subapartado «El amplificador diferencial».

### Nota

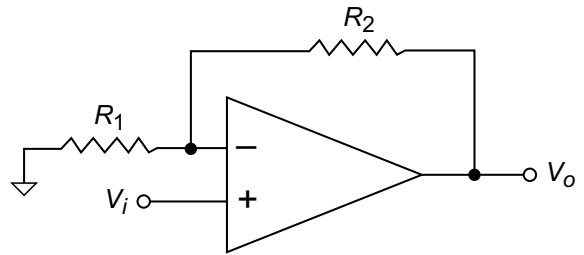
Para más información sobre los parámetros reales del AO y sobre el análisis de circuitos basados en AO, se recomienda consultar [Texas Instruments (2016)].

Figura 4. Esquemas de los circuitos basados en amplificadores operacionales más habituales en procesamiento analógico de señal

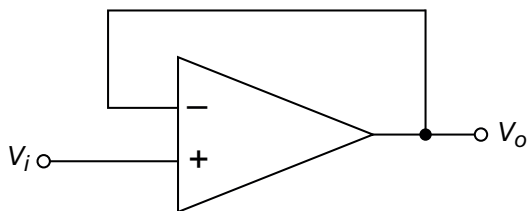
(a) Amplificador inversor



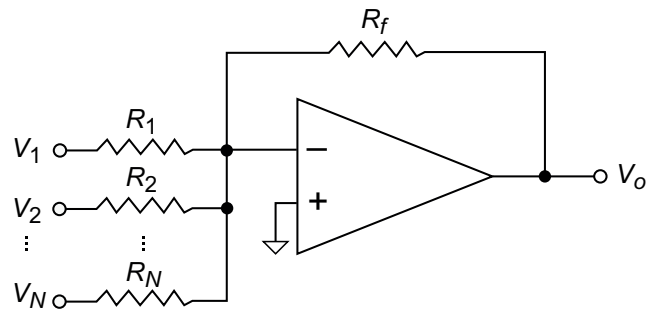
(b) Amplificador no inversor



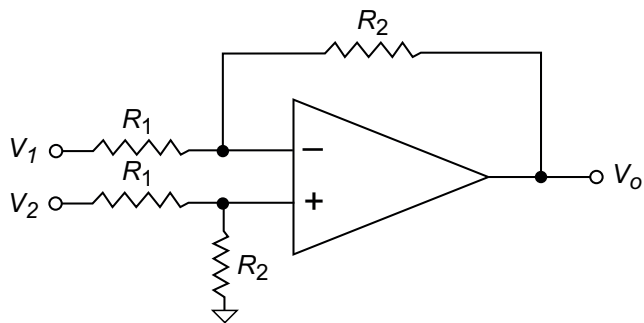
(c) Seguidor de tensión



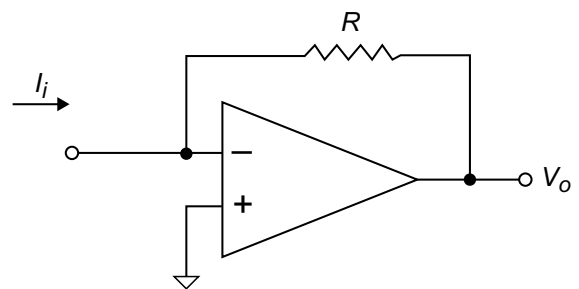
(d) Amplificador sumador



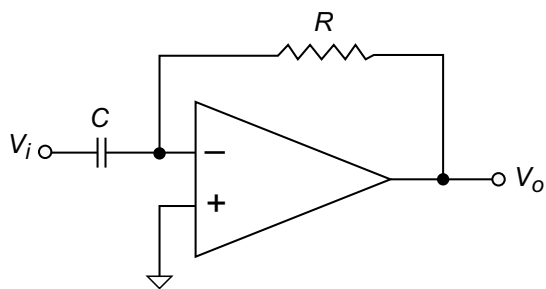
(e) Amplificador diferencial



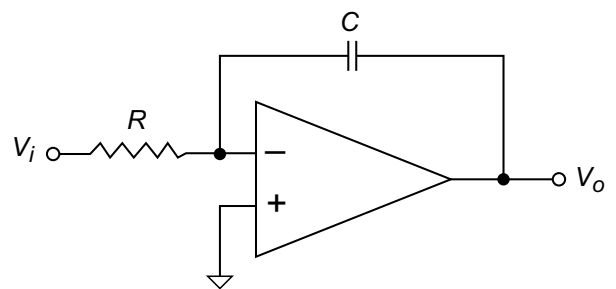
(f) Convertidor corriente-tensión



(g) Derivador



(h) Integrador



4) **Amplificador sumador.** El esquema del amplificador sumador se muestra en la figura 4.d. El circuito acepta un número  $N$  de señales de entrada unipolares ( $V_1, V_2, \dots, V_N$ ), las amplifica introduciendo un desfase de  $180^\circ$  y las suma. La tensión de salida del amplificador sumador se puede expresar como  $V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_1 - \frac{R_f}{R_2} V_2 - \dots - \frac{R_f}{R_N} V_N$ .

5) **Amplificador diferencial.** El esquema del amplificador diferencial se muestra en la figura 4.e. El circuito acepta dos señales de entrada unipolares ( $V_1, V_2$ ), las resta y amplifica. La tensión de salida del amplificador diferencial se puede expresar como  $V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$ .

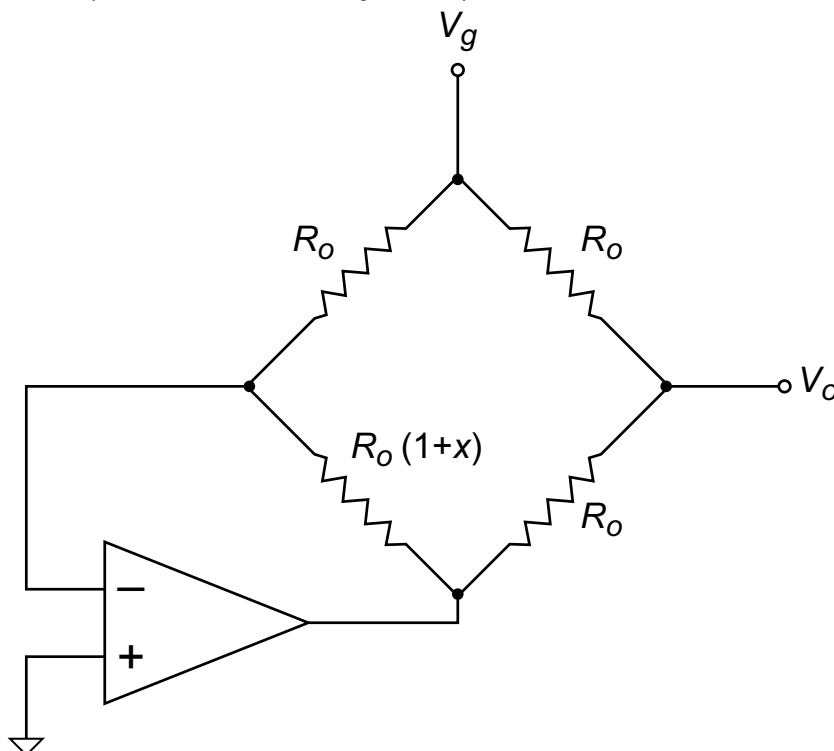
6) **Convertidor corriente-tensión.** El esquema del convertidor corriente-tensión se muestra en la figura 4.f. El circuito acepta una entrada de corriente unipolar ( $I_i$ ) y la convierte en una salida de tensión. La tensión de salida se puede expresar como  $V_o = -I_i R$ .

7) **Derivador.** El esquema del derivador se muestra en la figura 4.g. El circuito acepta una señal de entrada de tipo unipolar ( $V_i$ ) y calcula su derivada. La tensión de salida del derivador se puede expresar como  $V_o = -RC \frac{dV_i(t)}{dt}$ .

8) **Integrador.** El esquema del integrador se muestra en la figura 4.h. El circuito acepta una señal de entrada de tipo unipolar ( $V_i$ ) y calcula la integral. La tensión de salida del integrador se puede expresar como  $V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt$ .

9) **Linealización de puentes de Wheatstone.** En la figura 5 se muestra un ejemplo de la aplicación del AO en la linealización de la salida de un puente de Wheatstone equipado con un sensor resistivo  $R_o(1+x)$ . La tensión de salida del puente es  $V_o = -V_g \frac{x}{2}$ , que es una función lineal sin necesidad de aproximaciones.

Figura 5. Esquema de linealización analógica de un puente resistivo



En este punto se han introducido las principales configuraciones de los amplificadores operacionales. Además de estas, existe un amplio abanico de aplicaciones diversas tales como los circuitos multiplicadores, los osciladores, los detectores, los limitadores, los rectificadores, los divisores de señal, los amplificadores logarítmicos, etc. Enumerarlas todas y derivar las ecuaciones de su tensión de salida está fuera del ámbito de estos materiales didácticos.

#### Nota

Para más información sobre otros circuitos de aplicación del AO, podéis consultar [Pallás Areny y Webster (2011)] y [Texas Instruments (2016)].

### 2.3. Amplificador diferencial

Las señales unipolares se pueden amplificar y procesar utilizando cualquiera de los circuitos basados en AO que se han presentado en el apartado anterior. Sin embargo, cuando la señal es diferencial, como es el caso de los puentes de Wheatstone, ninguno de los terminales puede estar conectado a la referencia de tensión del circuito, y el amplificador debe ser de tipo diferencial.

Una señal diferencial está compuesta por una tensión en modo diferencial ( $V_d$ ) y una tensión en modo común ( $V_c$ ). Si  $V_1$  y  $V_2$  son los dos terminales de la señal diferencial, la tensión diferencial se define como la diferencia entre la tensión en los dos terminales:  $V_d = V_2 - V_1$ . La tensión en modo común se define como  $V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$ , y suele ser una señal interferente que se acopla en el circuito de medida (por ejemplo, una señal de 50 Hz provocada por el acoplamiento capacitivo de la tensión de 220 VAC de la red eléctrica en la señal del sensor).

El esquema del amplificador diferencial se muestra en la figura 6. Suponiendo que el AO es ideal, la tensión de salida se puede expresar como:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (11)$$

Sustituyendo las expresiones de  $V_d$  y  $V_c$  en la ecuación (11), queda:

$$V_o = \frac{1}{2} \left[ \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] V_d + \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} V_c \quad (12)$$

donde el factor que multiplica a  $V_d$  es la ganancia diferencial,  $G_d$ , y el factor que multiplica a  $V_c$  es la ganancia en modo común,  $G_c$ . Dado que la señal en modo común es una señal interferente, interesa que el valor de la ganancia en modo común sea nulo. Para que esto sea posible, las resistencias del amplificador diferencial deben cumplir la siguiente condición:

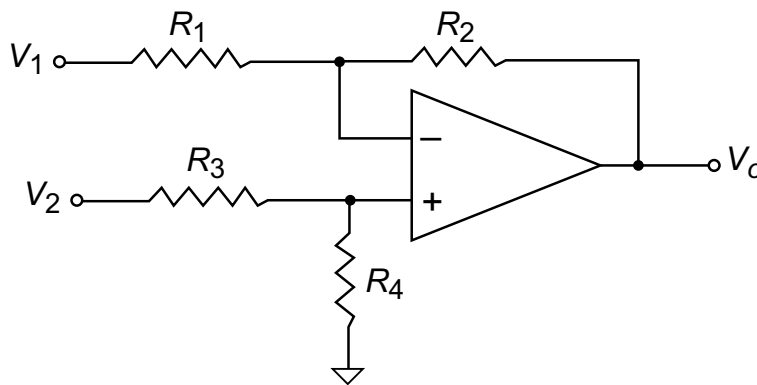
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (13)$$

Sin embargo, como es muy difícil que dicha condición se cumpla de manera perfecta, se define el CMRR (*common mode rejection ratio*) como el cociente entre la ganancia

diferencial y la ganancia en modo común, es decir, se determina la capacidad del amplificador de rechazar la señal en modo común. Cuanto menor es la ganancia en modo común, mayor es el CMRR.

El principal problema del amplificador diferencial es su baja impedancia de entrada (tanto en modo común como en modo diferencial), impuesta por las resistencias externas al AO. Esto puede provocar un efecto de carga en la fuente de señal (por ejemplo, si la resistencia equivalente de un puente resistivo es elevada), además de un deterioro en el valor del CMRR del circuito. Para solucionar este problema, se introdujo el amplificador de instrumentación, que se describe en el siguiente apartado.

Figura 6. Esquema del amplificador diferencial



#### 2.4. Amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación (AI) es un tipo de amplificador muy habitual en los sistemas de medida. Está formado por diversos amplificadores operacionales y se caracteriza por poseer una alta impedancia de entrada, una impedancia de salida baja, un CMRR muy elevado y una ganancia fácilmente ajustable al variar el valor de una resistencia. En la figura 7 se muestra el esquema típico del AI basado en tres AO. Suponiendo que los AO son ideales, la tensión de salida se puede expresar como:

$$V_o = - \left[ \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \left( \frac{1}{2} + \frac{R_b}{R_g} \right) + \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{2} + \frac{R_a}{R_g} \right) \right] V_d + \left( \frac{1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right) V_c \quad (14)$$

Para que la ganancia en modo común sea mínima, las resistencias de la etapa de salida del AI deben cumplir la siguiente condición:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (15)$$

Si además se impone que  $2R_a/R_g = 2R_b/R_g$ , la expresión de la tensión de salida queda tal como sigue:

$$V_o = K \left( 1 + \frac{2R_a}{R_g} \right) V_d \quad (16)$$

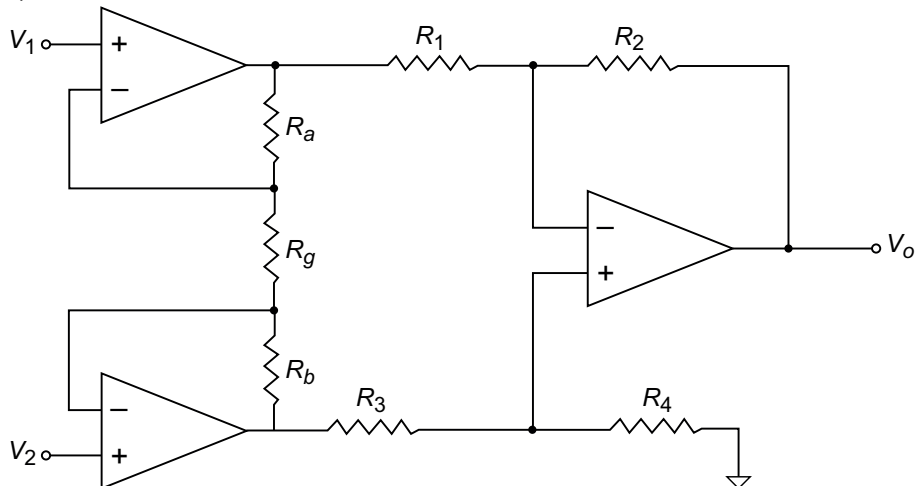
#### Nota

Para más información sobre el análisis de circuitos basados en el AI, podéis consultar [Texas Instruments (2005)].



Por tanto, la ganancia en modo diferencial del AI se puede ajustar, sin afectar al CMRR, modificando el valor de la resistencia  $R_g$ . Por otro lado, a pesar de que el ajuste de las resistencias no podrá ser perfecto para cumplir la condición (15), las impedancias de entrada del AI mantendrán un valor muy elevado gracias al uso de los dos AO de la etapa de entrada.

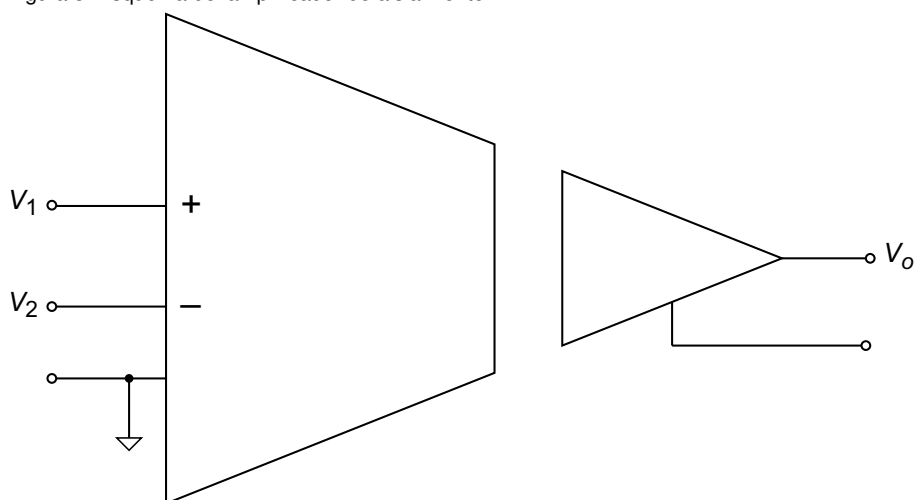
Figura 7. Esquema del amplificador de instrumentación basado en tres amplificadores operacionales



## 2.5. Amplificador de aislamiento

El amplificador de aislamiento (AA) es un tipo de amplificador con entrada diferencial que proporciona aislamiento galvánico entre las tensiones de referencia de la entrada y la salida. Soporta tensiones de aislamiento elevadas, y ofrece alta resistencia de aislamiento ( $10\text{ G}\Omega$ ) y baja capacidad ( $10\text{ pF}$ ) entre ambas referencias de tensión. El esquema del amplificador de aislamiento se muestra en la figura 8.

Figura 8. Esquema del amplificador de aislamiento



El AA es necesario cuando las tensiones en modo común son muy elevadas. A pesar de que el AI tiene un CMRR alto, no soporta tensiones en modo común superiores a 10 V. Este puede ser el caso de aplicaciones de medida en las cuales se empleen tomas de tierra alejadas. Otro ámbito de aplicación del AA es el de los instrumentos biomédicos, en los que debe garantizarse un aislamiento elevado entre los electrodos conectados al paciente y el equipo de medida para reducir las corrientes de fugas hacia aquel.

### 3. Filtrado

Las señales que atraviesan un sistema de medida, desde el sensor hasta la entrada del convertidor analógico-digital, están compuestas por la señal procedente del sensor y por un conjunto de señales no deseadas que se superponen a la señal de interés. Las señales no deseadas son debidas al ruido interno de los componentes electrónicos, a las no linealidades de los amplificadores y a las interferencias electromagnéticas (EMI, *electro-magnetic interferences*) generadas por otros dispositivos electrónicos externos al sistema de medida. Dichas señales no deseadas presentan diferentes componentes frecuenciales que pueden llegar a degradar el resultado de la medida dependiendo del nivel de la señal en las diferentes bandas de frecuencia.

El filtrado de señal consiste en atenuar o eliminar determinadas bandas frecuenciales de una señal y dejar pasar solo aquellas que incluyan información útil para la aplicación. Por ejemplo, en sistemas de medida de señales biomédicas (ECG\*, EEG\*\*, etc.), suelen utilizarse filtros para atenuar la interferencia de 50 Hz introducida por el acoplamiento capacitivo de la tensión de alimentación de la red eléctrica. Otra aplicación típica del filtrado consiste en la eliminación de los componentes de alta frecuencia, antes del convertidor analógico-digital, para prevenir el fenómeno de *aliasing*, descrito en el material titulado «Conversión analógico-digital».

\* ECG: sigla de electrocardiograma.  
\*\* EEGE: sigla de electroencefalograma.

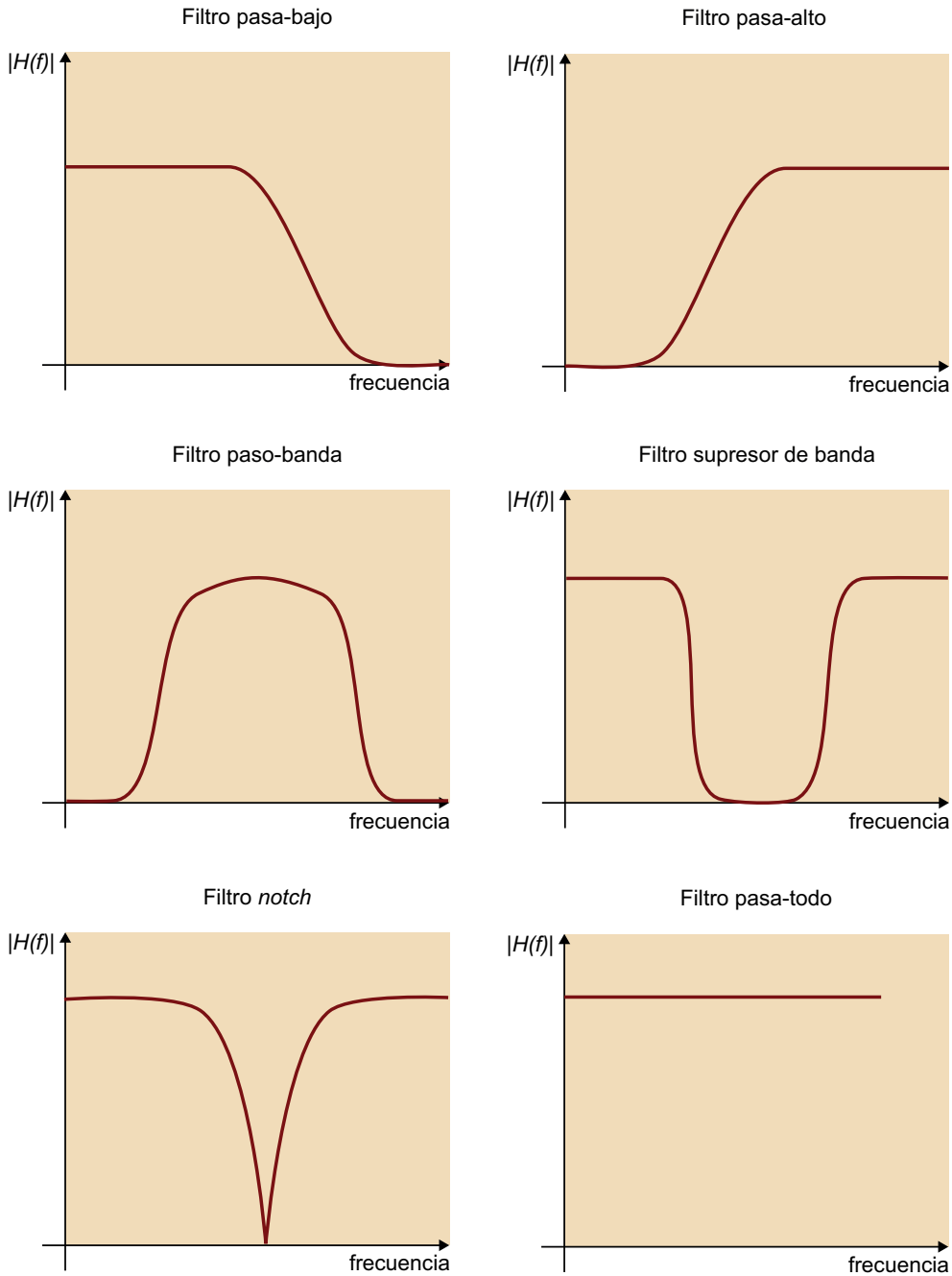
El filtrado de señal de los sistemas de medida puede implementarse en el dominio analógico, mediante filtros basados en resistencias, condensadores, bobinas y amplificadores operacionales; y en el dominio digital, por medio de filtros digitales implementados en un procesador digital. Los siguientes apartados se centran en el estudio del filtrado analógico.

#### 3.1. Tipos de filtros

La respuesta frecuencial de un filtro se describe mediante su función de transferencia,  $H(f) = V_o(f)/V_i(f)$ , que define la relación entre la salida y la entrada del filtro en términos de amplitud y fase a diferentes frecuencias. Por tanto, a partir de la función de transferencia es posible calcular el efecto de un filtro sobre una señal de entrada a una frecuencia determinada.

Se denomina **banda de paso** a la banda frecuencial que el filtro deja pasar, y **banda rechazada** (o *stop band*) a la banda frecuencial que el filtro atenúa. A continuación, se describen brevemente los diferentes tipos de filtros según sean la banda de paso y la banda rechazada. En la figura 9 se muestra el módulo de la amplitud de la respuesta frecuencial ideal para cada tipo de filtro.

Figura 9. Tipos de filtros en función de la banda de paso y la banda rechazada

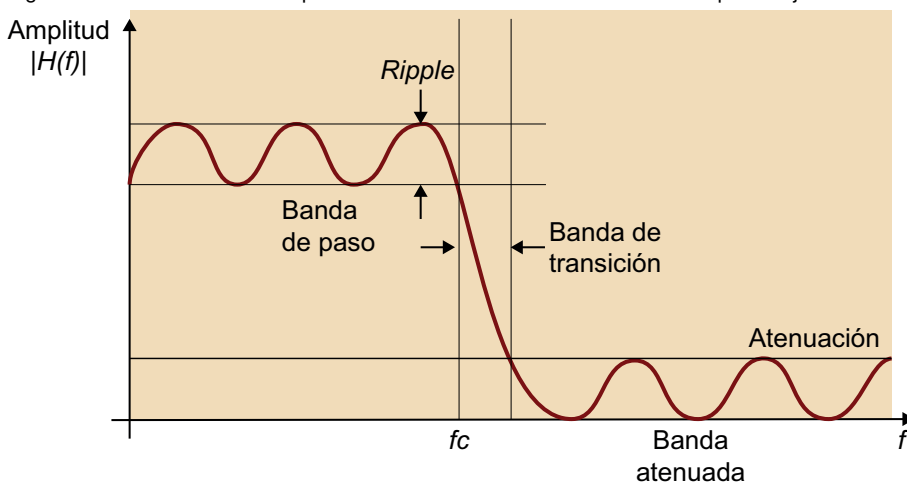


- 1) **Filtro pasa-bajo.** Deja pasar las bajas frecuencias y atenúa las altas frecuencias.
- 2) **Filtro pasa-alto.** Deja pasar las altas frecuencias y atenúa las bajas frecuencias.
- 3) **Filtro paso-banda.** Deja pasar solo las frecuencias en una banda frecuencial y atenúa las bajas y las altas frecuencias.
- 4) **Filtro supresor de banda.** Atenúa solo las frecuencias en una banda frecuencial y deja pasar las bajas y las altas frecuencias.
- 5) **Filtro notch.** Atenúa o elimina una frecuencia específica.
- 6) **Filtro pasa-todo.** Deja pasar todas las frecuencias, pero modifica la fase de la señal.

Para describir las especificaciones de la respuesta frecuencial de un filtro, se utilizan los siguientes parámetros (se muestran en la figura 10):

- **Frecuencia de corte ( $f_c$ ).** Es la frecuencia en la que el nivel de la tensión de la salida es 3 dB inferior al nivel de la tensión de salida en la banda de paso.
- **Banda de transición.** Es la banda frecuencial existente entre la banda de paso y la banda rechazada.
- **Roll-off.** Es la pendiente de la respuesta frecuencial en la banda de transición. Cuanto mayor sea el *roll-off*, menor es la banda de transición y mayor es la tasa de incremento de la atenuación a partir de la frecuencia de corte.
- **Ripple.** Es el rizado o variación de las pérdidas de inserción del filtro en la banda de paso. Para no alterar la magnitud de los componentes frecuenciales de salida de la banda pasante, el filtro no debe tener *ripple*.
- **Atenuación en la banda rechazada.** Es la atenuación que introduce el filtro en la banda rechazada. Interesa que esta atenuación sea elevada.
- **Orden del filtro.** Es el grado del polinomio utilizado para describir analíticamente la función de transferencia del filtro. En filtros basados en componentes pasivos, el orden del filtro es el número de bobinas y condensadores necesarios para implementarlo. Al aumentar el orden del filtro, se incrementa el *roll-off*.

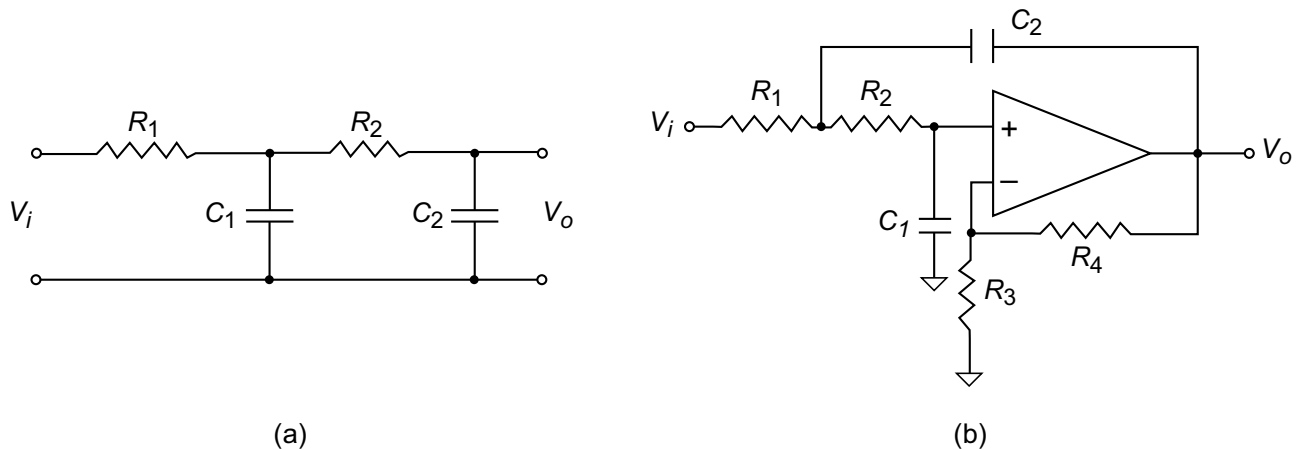
Figura 10. Parámetros básicos para describir las características de un filtro paso bajo



Dependiendo del tipo de componentes electrónicos utilizados en su implementación, los filtros analógicos se clasifican en filtros pasivos y filtros activos. Los **filtros pasivos** están formados por componentes pasivos: resistencias, condensadores y bobinas. El margen de frecuencias de trabajo de los filtros pasivos va de 1 MHz a 1,5 GHz. El principal inconveniente de los filtros pasivos es que a frecuencias inferiores a 100 kHz se requiere el uso de bobinas grandes. Los **filtros activos** están formados por amplificadores operacionales, resistencias y condensadores. Los filtros activos presentan las

siguientes ventajas respecto a los filtros pasivos: son mucho más compactos, tienen una impedancia de entrada elevada, y pueden introducir ganancia en la señal (amplificación). En la figura 11 se muestra un ejemplo de filtro paso bajo pasivo y otro de filtro paso bajo activo.

Figura 11. Ejemplos de filtro paso bajo pasivo (a) y filtro paso bajo activo (b)



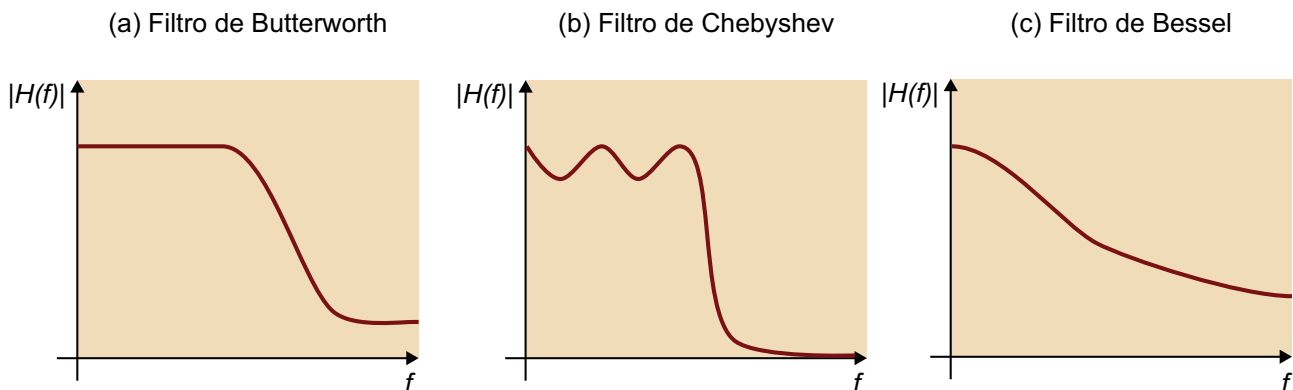
### 3.2. Diseño de filtros

El diseño de filtros analógicos se basa en la aproximación de la respuesta frecuencial por una función polinómica que cumpla las especificaciones de diseño del filtro: frecuencias de corte, atenuación máxima en la banda de paso, atenuación mínima en la banda rechazada, ancho de la banda de transición y rizado en las bandas de paso. Las funciones de aproximación más comunes son las de Butterworth, Chebyshev y Bessel. A continuación, se describen las características básicas de los filtros basados en estas funciones de aproximación. En la figura 12 se muestra un ejemplo de la respuesta frecuencial en amplitud de un filtro paso bajo utilizando las diferentes funciones de aproximación.

- **Filtro de Butterworth.** Tiene una respuesta en amplitud plana y fase lineal en la banda de paso, es decir, la salida es igual a la entrada en la banda de paso. Sin embargo, su principal inconveniente es que para conseguir una banda de transición estrecha y una atenuación elevada en la banda rechazada, el orden del filtro debe ser muy grande, lo que requiere un número elevado de componentes pasivos.
- **Filtro de Chebyshev.** Tiene una transición más abrupta que el filtro de Butterworth entre la banda de paso y la banda rechazada. Su principal inconveniente es el *ripple* en la banda de paso. Cuanto más abrupta es la transición, mayor es el rizado en la banda de paso y mayor es la atenuación en la banda rechazada. Además, presenta una respuesta en fase no lineal, y la no linealidad en fase aumenta al aumentar el rizado en la banda de paso.
- **Filtro de Bessel.** Tiene una respuesta en fase lineal, es decir, la salida es una réplica de la entrada con un cierto retardo constante en la banda de paso. Sin embargo, su

respuesta en amplitud no es tan plana en la banda de paso como la del filtro de Butterworth, y es mucho menos selectiva que la del filtro de Chebyshev, es decir, su atenuación en la banda rechazada es inferior.

Figura 12. Respuestas frecuenciales en amplitud de filtros paso bajo: (a) de Butterworth, (b) de Chebyshev, y (c) de Bessel



En la actualidad, el diseño de filtros se realiza empleando herramientas de software que incorporan las respuestas frecuenciales basadas en las principales funciones de aproximación. El procedimiento habitual para diseñar un filtro analógico consiste en los pasos siguientes:

- 1) Definir las especificaciones del filtro según sean las necesidades de la aplicación.
- 2) Seleccionar la función de aproximación que mejor se adapte a las especificaciones del filtro.
- 3) Introducir las especificaciones en una herramienta de software especializada en el diseño de filtros.
- 4) Revisar la respuesta en frecuencia y el diseño del circuito del filtro propuesto por la herramienta de software.
- 5) Ajustar los parámetros del filtro, si fuera necesario, para reducir la complejidad del filtro mediante la relajación de alguna de las especificaciones.

#### Nota

En el siguiente enlace podéis encontrar una herramienta en línea para el diseño de filtros analógicos activos:  
<http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/webench-filters.html?DCMP=sva-web-filter-en&HQS=sva-web-filter-filterdesigner\vanity-en>.

La mayoría de los fabricantes de dispositivos electrónicos utilizados en el acondicionamiento de señal ofrecen herramientas de software para el diseño y la síntesis de filtros analógicos pasivos y activos. Por consiguiente, el reto de diseño de un filtro analógico se reduce básicamente a seleccionar una herramienta de software apropiada, comprender el significado de los parámetros que caracterizan a un filtro y definir correctamente las especificaciones adecuadas para la aplicación.

## Bibliografía

**Pallás Areny, R.; Webster, J. G.** (2011). *Analog signal processing*. Wiley.

**Texas Instruments** (2005). «Application note: Getting the most out of your instrumentation amplifier design». Available online at: <http://www.ti.com/lit/an/slyt226/slyt226.pdf>.

**Texas Instruments** (2016). «Application report: Handbook of operational amplifier applications». Available online at: <http://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf>.