Capítulo 2

Acondicionamiento de señal

Francisco Gálvez Díaz-Rubio
Octubre de 2002

2.1 Introducción

Cuando se desea realizar una medida, es necesario un transductor que transforme la medida física en una medida eléctrica. Esa medida eléctrica es necesario acondicionarla para que sea una magnitud \tratable". En términos generales (figura 2.1), acondicionar una señal significa realizar las siguientes etapas: Convertir la señal; modificar el nivel de la señal; linealizar la respuesta; y filtrar la señal.
Para analizar el funcionamiento de estos sistemas, es necesario manejar con soltura los conceptos que describen el funcionamiento de los circuitos de corriente contínua y el empleo de amplificadores para la aplicación final de la medida de tensiones eléctricas.

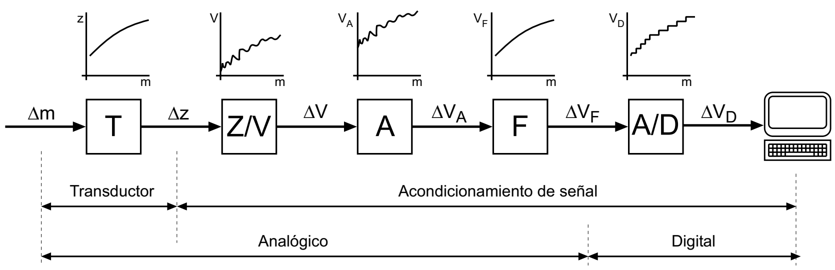

Figura 2.1: Esquema de un sistema de medida.

2.2 Circuitos de corriente continua. Conceptos.

2.2.1 Conceptos de circuitos de corriente continua

En el diseño y empleo de sistemas de instrumentación suelen aparecer con frecuencia circuitos eléctricos. Estos circuitos no suelen ser excesivamente complejos, sin embargo es importante entender su funcionamiento.
Los componentes básicos de los circuitos de corriente continua son las fuentes de alimentación y las resistencia. Adicionalmente pueden presentarse los componentes semiconductores que constituyen los amplificadores, como son los transistores. En circuitos de corriente alterna aparecen otros componentes como los inductivos y capacitivos.
En este apartado se revisan los conceptos básicos que son necesarios para resolver los circuitos de corriente contínua. Se resumen las leyes de Ohm, Joule, Kirchoff y el teorema de Thevenin. También se citan las operaciones básicas con resistencias, que son consecuencia de las leyes anteriores, y se introduce el concepto de carga.

2.2.2 Ley de Ohm

Al analizar circuitos eléctricos, el primer concepto a tener en cuenta es la caída de tensión en una resistencia, que se obtiene a través de la ley de Ohm. Esta postula que la tensión que aparece en los bornes de una resistencia por la que circula una corriente es el producto de la intensidad por la resistencia. Introduce el concepto de caída de tensión.

$$\nu = iR \tag{2.1}$$

2.2.3 Ley de Joule

El segundo concepto importante es la potencia disipada por un elemento resistivo. La potencia disipada es el producto de la resistencia eléctrica del elemento multiplicada por la intensidad al cuadrado, conocido como la ley de Joule.

$$p = i^2 R \tag{2.2}$$

Con las leyes de Ohm y Joule se está en disposición de analizar circuitos sencillos, pero para resolver circuitos algo más complicados es necesario disponer de herramientas adicionales.

2.2.4 Leyes de Kirchoff

Las leyes de Kirchoff permiten resolver cualquier circuito eléctrico. Para establecer las leyes, es necesario definir previamente varios conceptos.

- Nudo: es aquel lugar del circuito donde concurren tres o más conductores.
- Rama: Es cualquier camino que une dos nudos
- Malla: Es cualquier camino eléctrico que, saliendo de un nudo, se vuelve a llegar a él.

Una vez definidos estos conceptos, se plantean las dos leyes de Kirchoff, denominadas ley de nudos y ley de mallas.
Ley de nudos: La suma de todas las intensidades que concurren en un mismo nudo es nula. Se han de considerar positivas las intensidades que \entran" en el nudo y negativas las que \salen".

$$\sum_{nudo} i_i = 0 \tag{2.3}$$

Ley de mallas: La suma de todas las fuentes de tensión en una malla es igual a la caída de tensión en cada elemento. Esta ley, al igual que la anterior, necesita un criterio de signos. Para ello se establece un sentido de recorrido de la malla, y si el signo de la fuente de tensión coincide con el recorrido de la malla, se considera positivo (negativo en caso contrario). Al igual, si la intensidad en el elemento coincide con el sentido de recorrido de la malla, se considera que la caída de tensión es positiva, y negativa en el caso opuesto.

$$\sum_{malla} V_i = \sum_{malla} i_i R_i \tag{2.4}$$

Estas leyes tienen ciertos requerimientos a la hora de resolver las ecuaciones. Para resolver el circuito es necesario determinar las intensidades que circulan por cada una de sus ramas. Llamemos m al número de incógnitas (intensidades). Como regla general, si un circuito tiene n nudos, sólo hay $n-1$ ecuaciones de nudo independientes. El resto de ecuaciones, $m-n+1$, es necesario obtenerlas de las leyes de malla. Además hay que poner cuidado al elegir las ecuaciones de malla, pues podría darse el caso de que unas fueran combinación lineal de otras.

Ejemplo:Se pretende resolver el circuito eléctrico de la figura 2.2.
El primer paso es identificar visualmente los nudos, las ramas y las mallas. Seguidamente se asigna un nombre a cada nudo, una intensidad con un sentido arbitrario a cada rama, y un criterio de signos de recorrido de cada malla. En el ejemplo que nos ocupa se pueden distinguir dos nudos, tres ramas y tres mallas.
El segundo paso es establecer las ecuaciones necesarias. En este ejemplo se pueden identificar dos nudos, A y B, de los cuales solo podemos utilizar una ecuación. Las dos ecuaciones son respectivamente:

$$-i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

$$i_1 - i_2 - i_3 = 0$$

las ecuaciones de las tres mallas son las siguientes:

$$V_1 = i_1R_1 + i_2R_2 + i_3R_3$$

$$V_1 + V_2 = i_1R_1 + i_1R_2 + i_2R_4$$

$$V_2 = -i_3R_3 + i_2R_4$$

Para resolver el circuito basta con elegir una ecuación de nudos y dos de mallas cualesquiera. Este sistema resultante son tres ecuaciones con tres incógnitas que proporcionan los valores de las intensidades buscadas.

2.2.5 Teorema de Thevenin

El teorema de Thevenin permite, una vez resuelto un circuito, trabajar con una simplificación del mismo. Según el teorema, cualquier circuito puede reemplazarse por otro equivalente formado únicamente por una fuente de tensión y una impedancia (figura 2.3). La tensión equivalente de Thevenin se calcula determinando la tensión entre los puntos de salida. La resistencia de Thevenin equivalente se calcula cortocircuitando los puntos de salida y calculando la intensidad que circula por este conductor añadido, luego con la tensión equivalente de Thevenin y esta intensidad se obtiene la resistencia equivalente aplicando la ley de Ohm. En algunos circuitos puede simplificarse el cálculo suponiendo cortocircuitadas las fuentes de tensión en el circuito original y calculando la resistencia que se aprecia desde los nudos de salida. Para ello es frecuente recurrir a las operaciones básicas con resistencias.

2.2.6 Operaciones con resistencias

Existen dos operaciones básicas con resistencias, aplicables cuando se tienen resistencias en serie y resistencias en paralelo (figura 2.4).
Resistencias en serie.
Son aquellas resistencias por las que circula la misma intensidad. Si se resuelve el circuito mediante las ecuaciones básicas, se llega a que el valor de la resistencia

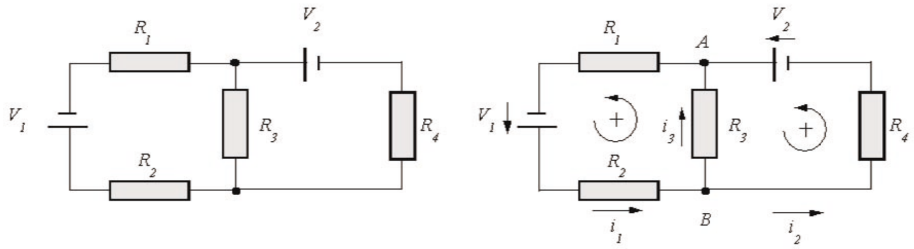

Figura 2.2: Ejemplo de cálculo de un circuito aplicando las leyes de Kirchoff.

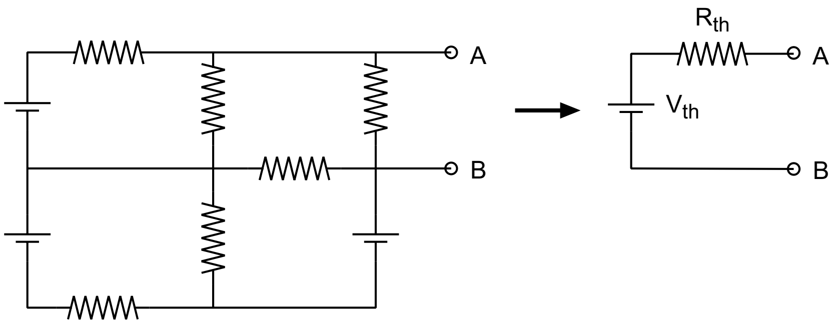

Figura 2.3: Equivalencia de un circuito con su representación Thevenin.

equivalente a un número determinado de resistencias en serie es igual a la suma de ellas.

$$R_S = \sum_{i=1}^{n} R_i \tag{2.5}$$

Resistencias en paralelo.
Son aquellas resistencias que están sometidas a la misma tensión. Si se resuelve el circuito mediante las ecuaciones básicas, se llega a que la inversa del valor de la resistencia equivalente a un número determinado de resistencias en serie es igual a la suma de sus inversas.

$$\frac{1}{R_P} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} \tag{2.6}$$

2.2.7 Concepto de carga

La impedancia de entrada y la impedancia de salida son los dos conceptos fundamentales que son necesarios cuendo se conectan varios circuitos sucesivamente.

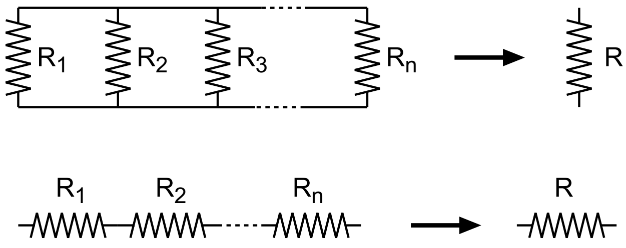

Figura 2.4: Operaciones con resistencias

Es importante, pues el hecho de conectar un segundo circuito a la salida de un primero, hace que la tensión de salida del primero se vea modificada.
Si representamos el primer circuito por su Thevenin equivalente, y conectamos una carga a la salida, la tensión se ve modificada. Veamos cuánto.

$$i = \frac{V_{th}}{R_{th} + R_e} \tag{2.7}$$

$$V_s = V_{th} \cdot \frac{R_e}{R_{th} + R_e} \qquad \Rightarrow \qquad V_s = V_{th}\left[1 - \frac{R_{th}}{R_{th} + R_e}\right] \tag{2.8}$$

$$v_s = C \cdot V_{th} \quad \text{siendo} \quad C = \left[1 - \frac{R_{th}}{R_{th} + R_e}\right] \tag{2.9}$$

Si $R_{th} << R_e \Rightarrow C \simeq 1$ $\leftarrow$caso ideal. La conexión de la resistencia no afecta al circuito inicial

Si $R_{th} >> R_e \Rightarrow C \simeq 0$

La tensión se modifica dependiendo de los valores de R_{th} y de R_e. Por ello se denomina impedancia de salida a la constante que depende del primer circuito, es decir a R_{th}, e impedancia de entrada a la del segundo circuito, en este caso R_e.

La conclusión es evidente:

- La impedancia de salida debe ser baja (R_{th} baja)
- La impedancia de entrada debe ser alta ($R_e alta$)

2.3 Circuito potenciométrico simple.

Es un convertidor de impedancia a tensión. En general los transductores pueden ser resistivos, capacitivos o inductivos, aunque aquí nos referiremos únicamente a los primeros. El circuito es el mostrado en la figura 2.5, en el que el transductor está representado por R_T. Para estudiar el comportamiento, resolvemos el circuito:

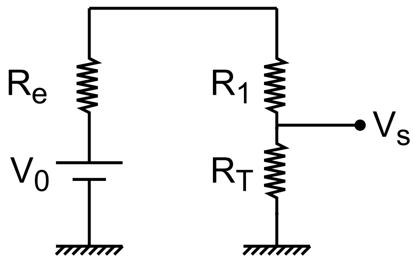

Figura 2.5: Circuito potenciométrico simple.

$$V_e = i\,(R_e + R_1 + R_T) \tag{2.10}$$

$$V_{ST} = i\;R_T \tag{2.11}$$

$$V_{ST} = \frac{R_T}{(R_e + R_1 + R_T)} V_e \tag{2.12}$$

Si el circuito está bien diseñado, $R_e << R_T, R_1$. En este caso es:

$$V_{ST} = \frac{R_T}{R_1 + R_T} V_e \tag{2.13}$$

Que es la expresión que proporciona la tensión de salida en función de la resistencia del transductor. Se aprecia que la relación *No es lineal*, puesto que variaciones de R_T no producen una respuesta lineal en V_{ST}. Esto es un inconveniente. Por tanto, es frecuente *linealizar* la respuesta. Para ello existen dos soluciones, que son el funcionamiento con pequeñas señales y el montaje Push-Pull, que se describen a continuación.

2.3.1 Pequeñas señales

Para el estudio del circuito con pequeñas señales supondremos que el transductor está inicialmente en reposo y que sus variaciones de resistencia son pequeñas. En este caso será

$$\Delta R_T << R_T, R_1 \quad , \quad V_{ST0} = \frac{R_{T0}}{R_1 + R_{T0}} V_e \tag{2.14}$$

Al activarse el transductor con una pequeña señal:

$$V_{ST} = \frac{R_{T0} + \Delta R_T}{R_1 + R_{T0} + \Delta R_T} V_e \tag{2.15}$$

Por tanto el incremento en la señal de salida es:

$$\Delta V_{ST} = V_{ST} - V_{ST0} = \left[\frac{R_{T0} + \Delta R_T}{R_1 + R_{T0} + \Delta R_T} - \frac{R_{T0}}{R_1 + R_{T0}} \right] V_e \tag{2.16}$$

$$\Delta V_S = \frac{R_1 R_{T0} + R_{T0}^2 + \Delta R_T R_1 + \Delta R_T R_{T0} - R_{T0} R_1 - R_{T0}^2 - R_{T0} \Delta R_T}{\left(R_1 + R_{T0} + \Delta R_T\right)\left(R_1 + R_{T0}\right)} V_e \tag{2.17}$$

$$\Delta V_S = \frac{R_1 \cdot \Delta R_T}{\left(R_1 + R_{T0} + \Delta R_T\right)\left(R_1 + R_{T0}\right)} V_e \tag{2.18}$$

y puesto que $\Delta R_T << R_1$, R_T entonces se puede simplificar como:

$$\Delta V_S = \frac{R_1 V_e}{\left(R_1 + R_{T0}\right)^2} \Delta R_T \tag{2.19}$$

y ahora la respuesta es LINEAL.
La Sensibilidad se define como $S = \frac{\Delta V_S}{\Delta R_T}$, y es: $S = \frac{R_1 V_e}{\left(R_1 + R_{T0}\right)^2}$
que es máxima cuando:

$$\frac{dS}{dR_{T0}} = 0 \qquad \Rightarrow \qquad S_{max} \Rightarrow R_1 = R_{T0} \tag{2.20}$$

En este caso es:

$$\Delta V_S = \frac{V_e}{4 R_{T0}} \Delta R_T \tag{2.21}$$

La impedancia de salida de este circuito, es:

$$\frac{1}{R_S} = \frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_1 + R_e} \qquad \Rightarrow \qquad R_S = \frac{\left(R_1 + R_e\right) R_T}{R_1 + R_e + R_T} \simeq \frac{R_1 R_T}{R_1 + R_T} \tag{2.22}$$

El circuito se puede simplificar calculando el circuito Thevenin equivalente. En él la tensión equivalente y la resistencia equivalente son:

$$V_{th} = V_{ST} = \frac{R_T}{R_1 + R_e + R_T} V_e \tag{2.23}$$

$$R_{th} = R_S \tag{2.24}$$

2.3.2 Montaje Push-Pull

Este circuito puede montarse con un transductor de tres vías o con dos transductores en oposición: $R_1 = R_{10} - \Delta R$ y $R_T = R_{20} + \Delta R$.
Resolviendo el circuito, se tiene que:

$$V_{ST0} = \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}} V_e \tag{2.25}$$

$$V_{ST} = \frac{R_{20} + \Delta R}{R_{10} - \Delta R + R_{20} + \Delta R} V_e \tag{2.26}$$

$$\Delta V_{ST} = V_{ST} - V_{ST0} = \frac{\Delta R}{R_{10} + R_{20}} V_e \tag{2.27}$$

donde se aprecia que la respuesta es lineal sin tener que recurrir a pequeñas señales.

2.3.3 Inconvenientes del circuito potenciométrico simple

La principal desventaja del circuito potenciométrico simple es que no proporciona directamente ΔV_m, sino V_m y sus variaciones.
Por ejemplo: Si $\Delta V_m = 0,01$ Voltios y $V_m = 10$ V, entonces necesitamos un voltímetro de unos 10 V para medir variaciones de 0,01 V, lo cual *no* es muy preciso.
Para evitar este inconveniente es necesario recurrir a otro tipo de circuitos, como el circuito potenciométrico doble.

2.4 Circuito Potenciométrico doble

El circuito potenciométrico doble, o puente de Wheastone, es el representado en la figura 2.6. Para analizar el comportamiento del circuito, vamos a resolverlo.
Las ecuaciones circuito son:

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Ecuación malla 1 :} & V_e = i_1\left(R_1 + R_2\right) \\ \text{Ecuación malla 2 :} & V_e = i_2\left(R_3 + R_4\right) \\ \text{Ecuación nudo C :} & i = i_1 + i_2 \end{array}\right\} \tag{2.28}$$

Nos interesa calcular:

$$\left\{\begin{array}{l} V_{AB} = V_A - V_B \\ V_A = R_2 i_1 \\ V_B = R_4 i_2 \end{array}\right. \tag{2.29}$$

Entonces:

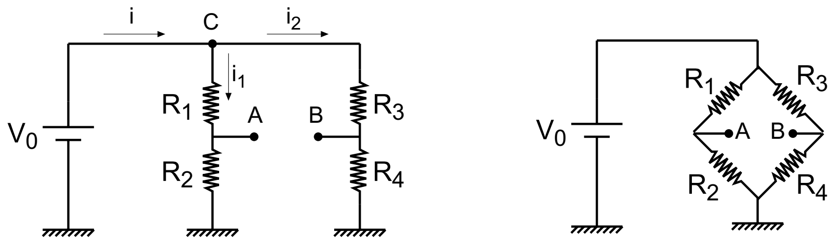

Figura 2.6: Circuito potenciométrico doble o puente de Wheastone.

$$V_{AB} = R_2 i_1 - R_4 i_2 = R_2 \cdot \frac{V_e}{R_1 + R_2} - R_4 \frac{V_e}{R_3 + R_4} = \tag{2.30}$$

Por tanto es:

$$V_{AB} = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} V_e \tag{2.31}$$

Que es la expresión fundamental de este circuito. La ventaja fundamental que proporciona es que es posible eliminar la componente de tensión sobre la que varían sus incrementos, que recordemos que era el inconveniente principal del circuito potenciométrico simple. Eso es posible si se cumple la \condición de equilibrio inicial", es decir que en reposo la tensión de salida sea nula.

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \tag{2.32}$$

Otra de las ventajas de este tipo de circuitos es que permiten trabajar con 1, 2, 3 ó 4 transductores en cada una de las resistencias del circuito. También admite configuraciones en *push-pull*" en una o en dos ramas.

2.4.1 Montaje en 1/4 puente

Este es el montaje más simple. Se utiliza con un único transductor que puede estar colocado en cualquiera de las posiciones. La respuesta de este sistema es No lineal, aunque puede linealizarse si se trabaja con pequeñas señales.
Si analizamos el circuito partiendo del reposo, en el que se cumple la condición de equilibrio, y el transductor está en R_2, entonces es:

$$V_{AB} = \frac{R_3 V_e}{(R_1 + R_{T0} + \Delta R)(R_3 + R_4)} \Delta R \qquad \text{Es No lineal} \tag{2.33}$$

Este montaje se llama en 1/4 puente al haber un transductor en 1 de las 4 ramas.

En el caso particular de $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, y si trabajamos con pequeñas señales, se llega a:

$$V_{AB} = \frac{V_e}{4R}\Delta R \quad \text{y la sensibilidad es:} \quad S = \frac{V_e}{4R} \tag{2.34}$$

2.4.2 Montaje en Push-Pull (1/2 Puente)

Este es un caso particular de puente de Whestone en el que los transductores se colocan en R_1 y R_2 de forma que trabajen en oposición.

$R_1 = R_{10} - \Delta R_T$

$R_2 = R_{20} + \Delta R_T$

Entonces es:

$$V_{AB} = \frac{(R_{20} + \Delta R_T)\, R_3 - (R_{10} - \Delta R_T)\, R_4}{(R_{10} + R_{20})\,(R_3 + R_4)} V_e \tag{2.35}$$

Si operamos y partimos de la condición de equilibrio se llega a:

$$V_{AB} = \frac{V_e}{(R_{10} + R_{20})}\Delta R_T \tag{2.36}$$

donde vemos que la respuesta es lineal. El circuito se simplifica si $R_{10} = R_{20} = R_3 = R_4 = R$, proporcionando la siguiente respuesta:

$$V_{AB} = \frac{V_e}{2R}\Delta R_T \qquad \text{y la sensibilidad es:} \qquad S = \frac{V_e}{2R} \tag{2.37}$$

En este caso se aprecia que la sensibilidad es doble que en el montaje en 1/4 puente.

2.4.3 Otros montajes

Existen otros montajes, como son el 1/2 puente en ramas opuestas o el puente completo. Estos circuitos se analizan de igual forma que los anteriores. En el capítulo de Bandas Extensométricas se muestran algunos ejemplos.

2.4.4 Impedancia de salida

Como se ha mencionado, una de las propiedades importantes de un circuito es la impedancia de salida. Esta propiedad cobra un interés fundamental cuando se encadenan varios circuitos. Para el circuito potenciométrico doble, la impedancia de salida es:

$$R_S = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \tag{2.38}$$

y en el caso particular en que todas las resistencias tengan el mismo valor $R_S = R$.

2.4.5 Potencia disipada en el transductor (o en cada una de las resistencias

Otro concepto fundamental a la hora de analizar un circuito, es la potencia disipada en el transductor. Ello determinará si es posible utilizar un cierto transductor en un circuito, o bien limitará la máxima tensión de alimentación que es posible utilizar con un determinado transductor.
Veamos un ejemplo. Supongamos que tenemos un único transductor en un circuito, potenciométrico doble colocado en R_2. En ese caso, la potencia que disipa el transductor es:

$$P_T = i_1^2 \cdot R_T = \left(\frac{V_0}{R_1 + R_T} \right)^2 R_T \tag{2.39}$$

Utilizando esta expresión, podemos determinar cual es la máxima tensión de alimentación cuando un transductor es capaz de disipar una potencia máxima:

$$V_{0_{max}} = (R_1 + R_T) \sqrt{\frac{P_{max}}{R_T}} \tag{2.40}$$

2.5 Amplificadores

Los amplificadores son uno de los componentes más importantes en los sistemas de instrumentación. Se emplean en cada aplicación que requiera aumentar las pequeñas señales que proporcionan los transductores a un nivel suficientemente elevado para su registro y tratamiento en sistemas de medida de tensión. Se representan por un símbolo triangular como el de la figura 2.7 y la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada es el factor de amplificación o ganancia. La respuesta de un amplificador puede considerarse lineal dentro de un intervalo de tensiones, en el que A es la pendiente de la recta y la ganancia. Fuera de ese intervalo se tiene una zona en la que la respuesta es no lineal y se denomina zona de saturación (figura 2.7).

$$\frac{V_S}{V_e} = A = \text{ganancia} \tag{2.41}$$

Las características más importantes son la amplificación, la respuesta en frecuencia y las impedancias de entrada y salida. Cuando las impedancias son las adecuadas, se pueden conectar varios amplificadores en cascada. En este caso la amplificación total es el producto de las amplificaciones de cada etapa.

$$\frac{V_3}{V_e} = \frac{V_3}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_e} \quad \Rightarrow \quad A = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \tag{2.42}$$

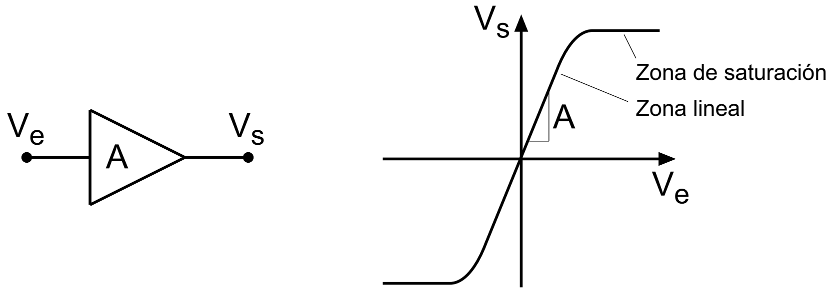

Figura 2.7: Representación y zona de trabajo de un amplificador.

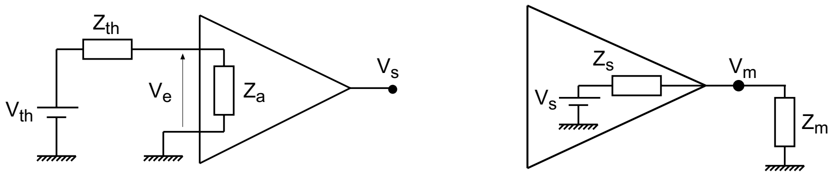

Figura 2.8: Impedancias de entrada y salida de un amplificador.

Para determinar qué criterios debemos seguir a la hora de seleccionar las impedancias de entrada y salida es necesario hacer un análisis del circuito. Los requisitos para la impedancia de entrada se pueden deducir suponiendo que conectamos un circuito, representado por su Thevenin equivalente (V_{th}, Z_{th}) y a su salida se conecta un amplificador representado por su impedancia de entrada Z_a tal y como se muestra en la figura 2.8. Resolviendo el circuito:

$$V_e = \frac{Z_a}{Z_{th} + Z_a} V_{th} \tag{2.43}$$

$$V_S = V_e \cdot A \tag{2.44}$$

luego

$$V_S = \left[\overbrace{\frac{Z_a}{Z_{th} + Z_a}}^{\phi_1} \right] A \cdot V_{th} \tag{2.45}$$

$$\left. \begin{array}{llll} Si & Z_{th} << Z_a & \Rightarrow & \phi_1 \to 1 \\ Si & Z_{th} >> Z_a & \Rightarrow & \phi_1 \to 0 \end{array} \right\} \tag{2.46}$$

Por tanto interesa un valor de Z_a alto, es decir, interesa una impedancia de entrada alta.

De la misma forma se analizan los requerimientos de la impedancia de salida. Representando el amplificador por su circuito Thevenin equivalente (figura 2.8) con características V_S y Z_S y conectamos una carga Z_m, se tiene que:

$$V_m = \frac{Z_m}{Z_m + Z_S} V_S = \phi_2 V_S \tag{2.47}$$

$$\left.\begin{array}{lllllll} Si & Z_m >> Z_S & \Rightarrow & \phi_2 \to 1 & \Rightarrow & V_m = V_S \\ Si & Z_m << Z_S & \Rightarrow & \phi_2 \to 0 & \Rightarrow & V_m \neq V_S \end{array}\right\} \tag{2.48}$$

Por tanto interesa que el valor de Z_S sea bajo, o lo que es lo mismo, una impedancia de salida baja.
Existen diversos tipos de amplificadores. El *amplificador de entrada simple* es el que ha servido de introducción a este capítulo, que consta de una entrada y una salida amplificada por un factor de amplificación o ganancia que puede considerarse constante en la mayoría de los casos. El *amplificador diferencial* es un amplificador de dos entradas, una de las cuales realiza una inversión de forma que la salida es la diferencia entre las dos entradas multiplicada por la ganancia del sistema. En general, podría decirse que el amplificador de entrada simple es un caso particular del amplificador diferencial en el que la entrada invertida está a potencial nulo.

$$V_S = (V_{E1} - V_{E2})\, A \tag{2.49}$$

Existe otro tipo de amplificadores, los amplificadores operacionales, que por su especial relevancia y a su uso en instrumentación merecen una mención especial.

2.6 Amplificadores Operacionales

Un amplificador operacional es un circuito integrado consistente en un grupo miniaturizado de transistores, diodos, resistencias y condensadores, que se han fabricado sobre un pequeño chip de silicio para formar el circuito amplificador. Este tipo de amplificadores sirve para varias funciones a las que debe su nombre, pues se adapta muy fácilmente para realizar operaciones matemáticas de señales como sumar, restar, diferenciar o integrar añadiendo un pequeño número de componentes pasivos externos como resistencias o condensadores.
El amplificador operacional es básicamente un amplificador diferencial con dos entradas, una *inversora* (-) y otra *no inversora* (+). Sin embargo su funcionamiento, a diferencia de otros amplificadores, es en la zona de saturación. Debido a ello tienen una ganancia extremadamente alta (un valor típico es A=10^5) y frecuentemente puede considerarse infinita en el análisis y diseño de circuitos con estos componentes. La impedancia de entrada también es elevada (del orden de 4 MΩ) por lo que representa una carga que en muchos casos puede no tenerse en

consideración. La impedancia de salida es otra de sus ventajas, (unos 100Ω) y es suficientemente baja por lo que puede ser ignorada en muchas aplicaciones. Otra de sus grandes virtudes es su bajo coste: un chip con 4 amplificadores operacionales no pasa de los 20 céntimos de euro.
Como se puede deducir fácilmente al examinar la expresión que rige los amplificadores, no puede usarse directamente debido a la elevada ganancia que presentan, sino que hay que emplearlo como parte de un circuito junto con otros elementos pasivos para obtener los resultados deseados. Sin embargo, si pueden hacerse ciertas simplificaciones a la hora de su cálculo dentro de un circuito. Si analizamos detenidamente la respuesta de un amplificador diferencial, teniendo en cuenta que a la salida tendremos una tensión finita (por ejemplo unos pocos voltios), como la amplificación es muy elevada la diferencia entre las tensiones de las dos entradas ha de ser muy baja. Si a efectos prácticos consideramos una amplificación infinita, entonces las tensiones en ambas entradas han de ser iguales:

$$\left.\begin{array}{l} V_S = A\left(V^+ - V^-\right) \\ A \text{ muy grande} \end{array}\right\} V^+ \simeq V^- \tag{2.50}$$

Y como consecuencia de ello, junto con la gran impedancia de entrada que presentan, es fácil comprender que también la intensidad que circula por sus entradas pueda considerarse en multitud de ocasiones nula. Por tanto, un amplificador operacional ideal puede representarse matemáticamente como:

$$V^+ \simeq V^- \tag{2.51}$$

$$i_a \simeq 0 \tag{2.52}$$

Como ya se ha indicado, los amplificadores operacionales tienen multitud de aplicaciones cuando forman parte de un circuito. En los siguientes apartados se muestran algunas de las aplicaciones más importantes para circuitos de corriente contínua.

2.6.1 Adaptador de impedancias

Una de las principales utilidades es la de adaptador de impedancias. Permite acoplar las impedancias cuando se desea conectar dos circuitos que presentan impedancias de entrada o de salida que no son adecuadas, sirviendo de puente entre ambos circuitos. El esquema es el que se representa en la figura 2.9, en el que la entrada inversora es una realimentación de la salida. Si analizamos el circuito, tendremos que:

$$V_S = A\cdot(V_e - V_S) \quad\Rightarrow\quad \frac{V_S}{V_e} = \frac{A}{1+A} \simeq 1\left(A \simeq 10^5\right) \tag{2.53}$$

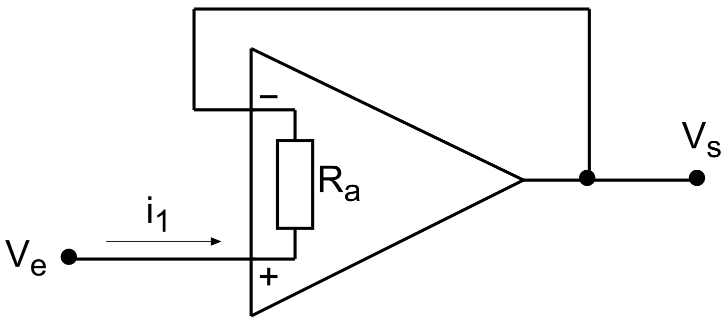

Figura 2.9: Adaptador de impedancias.

y por tanto, se tiene a la salida de la misma señal que a la entrada. Esto en principio no aporta nada, sin embargo analizemos la impedancia de entrada. Esta se calcula siempre como el cociente entre la tensión y la intensidad a la entrada:

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} \rightarrow R_e = \frac{V_e}{i_1} \tag{2.54}$$

y la intensidad i_1 es la caida de la tensión en R_a,

$$i_1 = \frac{V_e - V_S}{R_a} \tag{2.55}$$

Por tanto

$$R_e = \frac{R_a V_e}{V_e - V_S} = \frac{R_a}{1 - \frac{V_S}{V_e}} = \frac{R_a}{1 - \frac{A}{1+A}} = (1 + A)R_a \tag{2.56}$$

Puesto que en estos amplificadores es $R_a \simeq 1M\Omega, A \simeq 10_5 \Rightarrow R_e \uparrow\uparrow\uparrow$.
La impedancia de salida del circuito se puede calcular a través de la siguiente expresión:

$$R_S = \frac{R_0}{1 + A} \tag{2.57}$$

siendo R_0 la impedancia de salida del operacional ($\simeq 100\Omega$) por lo que $R_S \downarrow\downarrow\downarrow$
Como conclusión puede decirse que este circuito presenta una impedancia de entrada enormemente alta y una impedancia de salida extremadamente baja sin alterar la señal de entrada, la cual está disponible a la salida.

2.6.2 Amplificador Inversor

Este circuito utiliza un amplificador operacional y dos resistencias, tal y como se representa en la figura 2.10. Si consideramos como ideal el operacional,

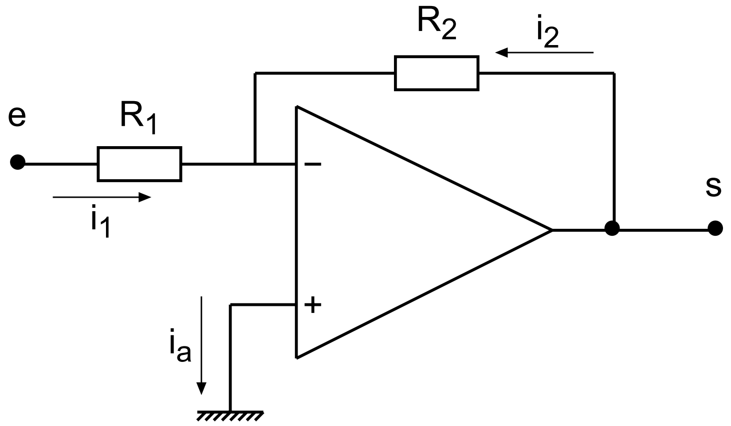

Figura 2.10: Amplificador Inversor.

$$i_a = i_1 + i_2 \simeq 0 \qquad i_1 = \frac{V_e - V_a}{R_1} \quad ; \quad i_2 = \frac{V_S - V_a}{R_2} \tag{2.58}$$

$$\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_S}{R_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2.59}$$

Si ambas resistencias son iguales, $R_2 = R_1$ entonces este circuito tiene $A = -1$ y por ello se denomina circuito INVERSOR.

2.6.3 Amplificador No inversor

Es el representado en la figura 2.11. Resolviendo el circuito, resulta:

$$i_a = i_2 - i_1 \qquad i_1 = \frac{V_A}{R_1} \quad ; \quad i_2 = \frac{V_S - V_a}{R_2} \tag{2.60}$$

pero $V_A \simeq V_e$, $i_a \simeq 0$ luego:

$$i_2 = i_1 \qquad \frac{V_e}{R_1} = \frac{V_S - V_e}{R_2} \Rightarrow \frac{V_S}{V_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2.61}$$

2.6.4 Amplificador Sumador

La figura 2.12 muestra un circuito amplificador sumador realizado con un operacional y tres resistencias. Si analizamos el circuito:

$$i_a = i_R + i_1 + i_2 \quad ; \quad i_R = \frac{V_S}{R} \qquad i_1 = \frac{V_{e1}}{R_1}, i_2 = \frac{V_{e1}}{R_2} \tag{2.62}$$

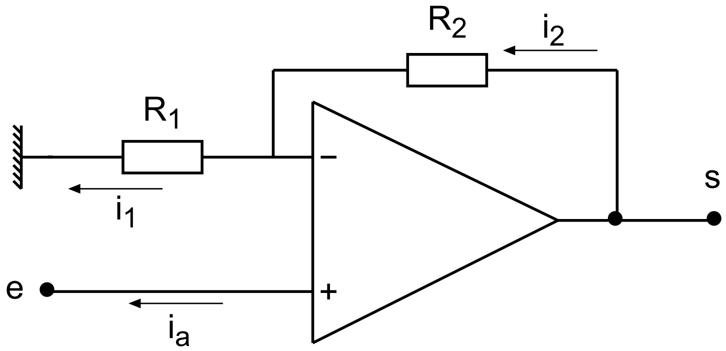

Figura 2.11: Amplificador No inversor.

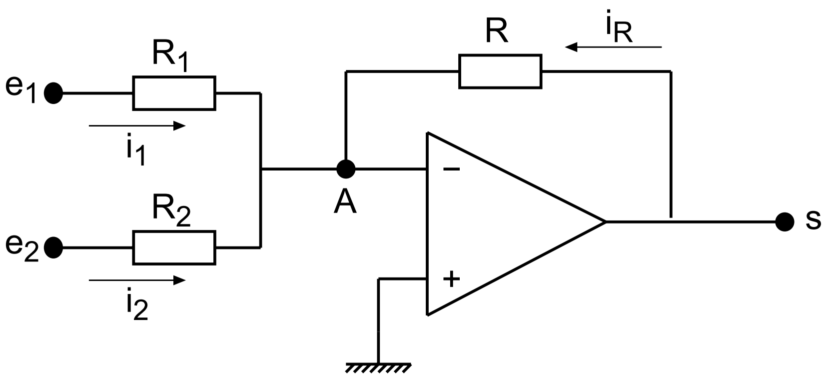

Figura 2.12: Amplificador sumador.

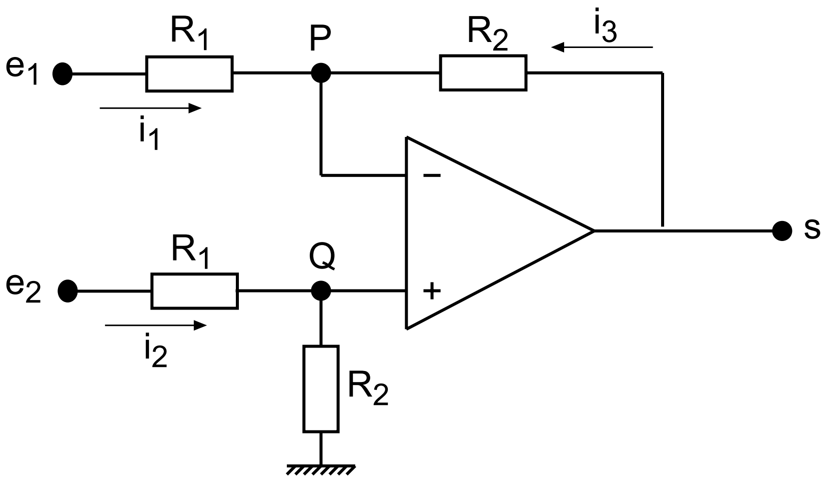

Figura 2.13: Amplificador diferencial.

$$\frac{V_S}{R} + \frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad V_S = -R\left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2}\right) \tag{2.63}$$

y en el caso particular en que $R_1 = R_2$, entonces es:

$$V_S = \frac{-R}{R_1}\left(V_{e1} + V_{e2}\right) \tag{2.64}$$

Donde la tensión a la salida es función de la suma de las entradas.

2.6.5 Amplificador Diferencial

Mediante el empleo de operacionales también es posible construir un amplificador diferencial. El circuito se representa en la figura 2.13 y su funcionamiento se describe a través de la siguiente ecuación:

$$V_S = \frac{R_2}{R_1}\left(V_{e2} - V_{e1}\right) \tag{2.65}$$

2.6.6 Amplificador de Instrumentación

Un circuito muy interesante es el amplificador de instrumentación (figura 2.14). Está formado por tres operacionales y varias resistencias. Consta de dos etapas, una preamplificadora y otra diferencial. La primera etapa, además de amplificar hace la función de adaptador de impedancias. La amplificación total se puede regular mediante una única resistencia variable R_V. La respuesta del sistema sigue la

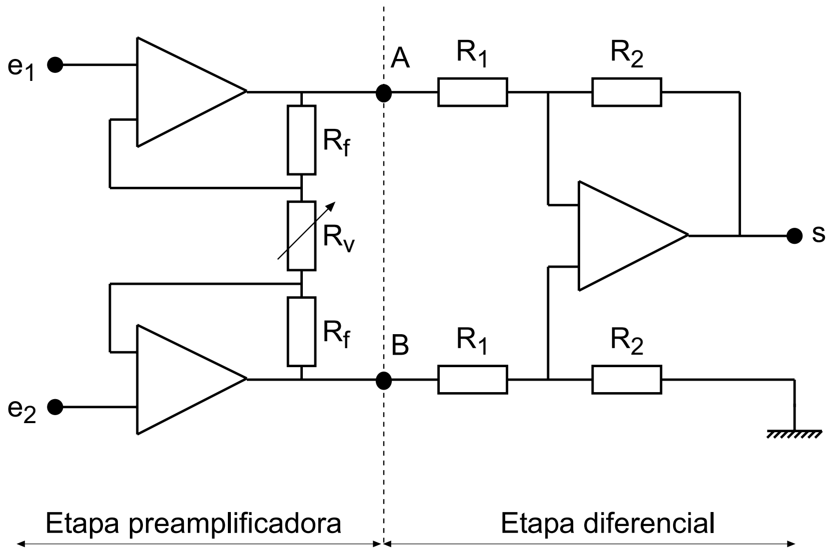

Figura 2.14: Amplificador de Instrumentación.

siguiente ecuación, tal y como puede deducirse facilmente al hacer un análisis del circuito.

$$V_S = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_q}{R_V}\right)(V_1 - V_2) \tag{2.66}$$

2.7 Sistemas de adquisición de datos digitales

2.7.1 Introducción

Los SAD sirven para visualizar y almacenar señales. Por ello es necesario convertir las señales que se miden a impulsos eléctricos a través de un transductor. Luego esa señal se lleva a un sistema de adquisición de datos. Hay varios tipos:

- Manual: Tomar datos con lápiz y papel.

- Analógico: Voltímetro de aguja, osciloscopio. Permiten monitorizar la señal.

- Digitales: Ordenador, PC que ya permite además tratar los datos.

Estructura de los SAD gobernados por un ordenador se refiere a la estructura física. El acondicionado de señal se hace fuera del PC, pues éste es una fuente de ruido grande.

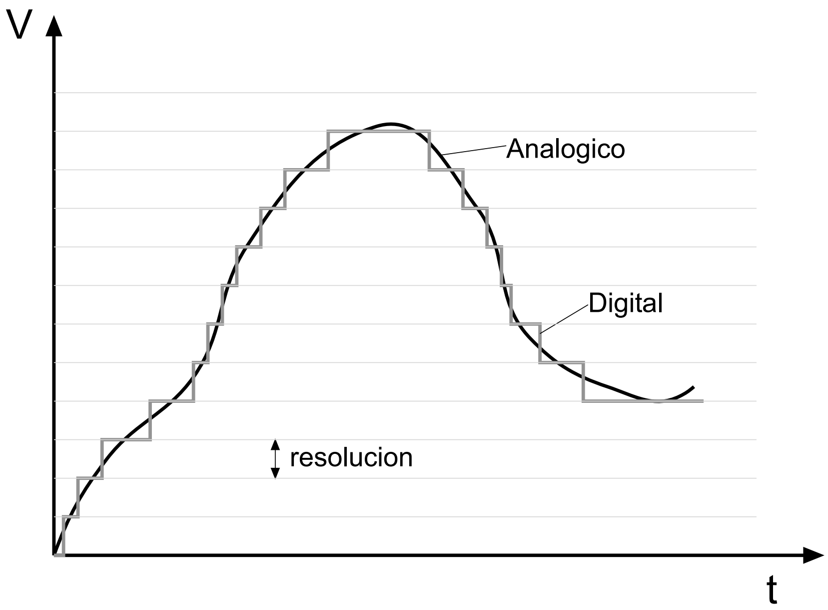

Figura 2.15: Conversión Analógico-Digital.

2.7.2 Convertidor analógico digital

Se trata de convertir señales analógicas en un código digital, a un código digital de ceros y unos donde generalmente es:

$$V < 0,8V \Rightarrow 0 \tag{2.67}$$
$$2 < V < 5V \Rightarrow 1 \tag{2.68}$$

Cuanto mayor sea la resolución AD mayor número de bits: La resolución se define como: (figura 2.15):

$$R = \frac{1}{2^N - 1} \qquad (N = n^o \, de \, bits) \tag{2.69}$$

La resolución numérica de la tensión de salida se obtiene a través del fondo de escala V_{span}:

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{span}}{2^N - 1} \tag{2.70}$$

Se suelen usar entradas analógicas de ± 5V o 0-10 V y conversores de 12 y 16 bits. Con ellos:

$$\Delta V_{min} = \frac{10}{2^{12}-1} = 2,4\,mV \quad ; \quad error = \frac{1}{2^{12}-1} \cdot 100 = 0,02\% \tag{2.71}$$

$$\Delta V_{min} = \frac{10}{2^{16}-1} = 0,15\,mV \quad ; \quad error = \frac{1}{2^{16}-1} \cdot 100 = 1,5 \cdot 10^{-3}\% \tag{2.72}$$

Hay una serie de factores que hacen que la resolución anterior difiera de la real. Uno de ellos es la no linealidad en la conversión analógico - digital, denominada DNL. Un valor típico es $DNL \simeq 0,5\,LSB$ donde LSB es el Bit menos significativo.