

# Sistemas de medida y adquisición de datos

Angel Garcimartín Montero



DEPTO. DE FÍSICA Y MATEMÁTICA APLICADA  
FACULTAD DE CIENCIAS

---



# **Sistemas de medida y adquisición de datos**

Angel Garcimartín Montero

2009



# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>1. Sensores</b>	<b>3</b>
1.1. Sensores en general. Características . . . . .	3
1.2. Medición de la temperatura . . . . .	16
1.2.1. <i>Resistance Temperature Detectors</i> (RTD) . . . . .	17
1.2.2. Termistores . . . . .	18
1.2.3. Termopares . . . . .	20
1.2.4. Otros métodos . . . . .	23
1.3. Sensores de desplazamiento . . . . .	24
1.4. Transductores de fuerza y de presión . . . . .	27
1.5. Detectores de luz . . . . .	29
1.6. Otros captores . . . . .	30
<b>2. Acondicionamiento de la señal</b>	<b>31</b>
2.1. Nociones preliminares . . . . .	31
2.1.1. Muestreo . . . . .	31
2.1.2. Preamplificación . . . . .	33
2.2. El amplificador operacional . . . . .	33
2.3. Circuitos electrónicos simples . . . . .	37
<b>3. Filtros</b>	<b>39</b>
3.1. Nociones matemáticas . . . . .	39
3.2. Función de transferencia . . . . .	43
3.3. Implementación de filtros . . . . .	45
3.3.1. Filtros <i>software</i> . . . . .	46
3.3.2. Filtros <i>hardware</i> . . . . .	50
<b>4. Manejo de instrumentos</b>	<b>51</b>
4.1. Sistemas de instrumentación programables . . . . .	51
4.2. El bus RS-232 . . . . .	53

4.3. El bus GPIB . . . . .	56
4.4. Programación de instrumentos por GPIB . . . . .	65
<b>Apéndices</b>	<b>69</b>
<b>A. Programas</b>	<b>69</b>
A.1. Matlab: puerto RS-232 y IEEE.488 . . . . .	69
A.2. BASIC . . . . .	72
A.3. <i>H-P Command Library</i> . . . . .	74
A.4. Librerías SICL y VISA . . . . .	78

# Introducción

El propósito de estos apuntes es servir de ayuda en los primeros pasos del trabajo en el laboratorio. Lo cual consiste, fundamentalmente, en aprender a *medir*. Evidentemente, cada experimento tiene sus particularidades; pero en general, la medición de una variable de un sistema cualquiera involucra los siguientes elementos:

- Un sensor que responda a la variable deseada.
- Una etapa electrónica de condicionamiento de la señal.
- Instrumentación, para cuantificar la señal.
- Bus de comunicación.
- Un ordenador que controle los instrumentos y almacene los datos.

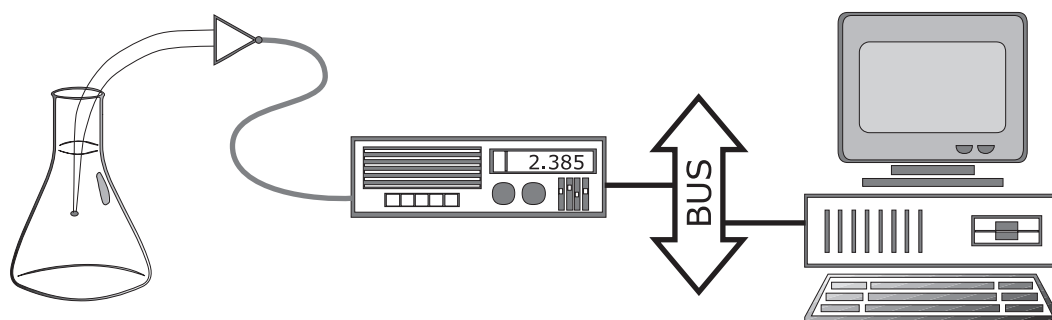


Figura 1: Esquema general de un sistema de medición informatizado

El esquema indicado es el de las páginas que siguen. El primer capítulo trata sobre los sensores. El segundo —condicionamiento de la señal— puede ser omitido por quien ya tenga cierta experiencia en el montaje de circuitos electrónicos. El

siguiente capítulo se titula “Filtros”, porque con ese formalismo pueden describirse los elementos de la cadena de medición. Y por último se expone el control de instrumentos y la adquisición de datos informatizada.

Como cabe suponer, cualquiera de estos aspectos es susceptible de un desarrollo mucho más extenso y completo. Estas páginas sólo pretenden facilitar la toma de contacto. Si bien se gana en concisión y brevedad, se han sacrificado en ocasiones el rigor y la autoconsistencia. Por eso, es necesario resaltar la importancia de la bibliografía en la que se puede encontrar un tratamiento más pormenorizado de cada tema.

Además, se han evitado expresamente la explicación de cualquier técnica, incluso las más sencillas de realizar, para no desviar la atención de lo más básico en el proceso de la medición. Asimismo, se omite también la adquisición de imágenes y la óptica, que constituyen un complemento necesario en la formación básica. Se proporcionan, eso sí, algunas referencias: [5] [12, 13, 14].



# Capítulo 1

## Sensores

El sensor es el primer eslabón del sistema de medida. Con el sensor se pretende obtener una indicación objetiva acerca de una magnitud física. Para ello, el sensor debe ser un elemento sensible a la magnitud deseada (la *entrada*) y proporcionar una *salida* útil, casi siempre eléctrica.

Se suele reservar el término transductor para designar al elemento que convierte un tipo de energía en otro, muchas veces de manera reversible. El sensor, pues, es un tipo especial de transductor que presenta la particularidad de responder a un estímulo de características físicas determinadas. A veces se distingue entre sensores que dan una salida variable proporcional al estímulo (captoreos) y otros cuya salida pasa de cero al nivel máximo cuando la entrada supera un determinado umbral (detectores). Sin embargo, salvo exigencia de rigor, en lo sucesivo se emplearán indistintamente los términos sensor, transductor, captor y detector.

### 1.1. Sensores en general. Características

Para comenzar, clasificaremos de manera general los sensores según dos criterios: la interacción con el sistema en el que se desea realizar la medida, y el principio físico en el que se basa su mecanismo.

#### A. Clasificación según la interacción con el sistema

Las posibles disposiciones de los sensores, atendiendo a su relación física con el sistema sobre el que se realiza la medida, quedan esquematizadas en la Fig. 1.1.

Al sensor que está en contacto físico con el sistema se le llama invasivo; en caso contrario, se denomina sensor no invasivo. Por ejemplo, un termómetro de mercurio que se introduce en un vaso de agua para medir la temperatura es un

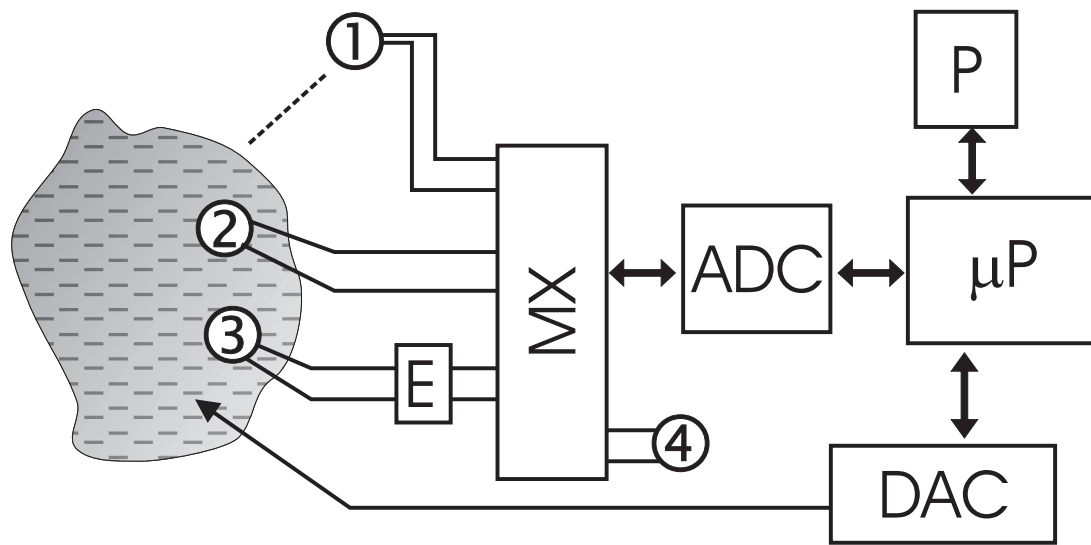


Figura 1.1:  $\mu\text{P}$ : microprocesador; P: periférico; DAC: convertidor digital-analógico; ADC: convertidor analógico digital (estos dos últimos pueden constituir un único elemento); MX: multiplexor; E: excitador. El sensor 1 es no invasivo, al revés que el 2; el 3 es activo, mientras que el 4 es interno. El DAC gobierna un actuador.

sensor invasivo; un detector de radiación infrarroja proporciona un método de medición no invasivo.

Hay sensores que necesitan una cierta excitación para proporcionar una señal. Así, para medir el valor de una resistencia (que puede dar una indicación sobre la temperatura del cuerpo con la que está en contacto térmico) hay que hacer circular por ella una cierta corriente –muy pequeña– y medir la diferencia de voltaje entre los extremos. El sensor necesita una excitación –la corriente eléctrica, en este caso– y se denomina activo. En cambio, hay sensores que no necesitan excitación alguna, como por ejemplo un termómetro de mercurio, y se dice que son pasivos. Idealmente, la excitación es pequeña, para no perturbar el sistema. Si, por el contrario, se pretende cambiar efectivamente las condiciones del sistema –por ejemplo, una resistencia calefactora para mantener la temperatura constante– al transductor se le llama actuador.

Es corriente que dentro del instrumento de medida se emplace un sensor para proporcionar una referencia, a fin de corregir o calibrar las mediciones. A tal sensor se le llama sensor interno.

## B. Clasificación según el principio físico en el que se basan

A continuación se proporciona un breve elenco de fenómenos que producen una señal en función de una magnitud física, o de la variación de una magnitud física, a la que se somete cierto material. Aprovechando estos fenómenos, se pueden fabricar sensores. Por el momento se enuncian simplemente los principios, dejando para más adelante los detalles particulares de cada dispositivo.

- Sensores capacitivos.

La capacidad de un condensador de láminas planas y paralelas es  $C = \varepsilon \frac{l}{S}$ . Si se mantiene fija la superficie  $S$  y la constante dieléctrica  $\varepsilon$ , la medición de la capacidad, convenientemente calibrada, proporciona la distancia  $l$  entre las armaduras del condensador. Es el principio de los sensores de presión capacitivos. El espacio entre las láminas puede estar sellado a una cierta presión de referencia  $P_0$ , mientras que una de las armaduras es flexible – diafragma – y se comba en función de la presión exterior  $P_1$ . Conocidas las especificaciones de la fabricación, la medida de  $C$  proporciona la presión  $P_1$ .

Otra posibilidad es variar la constante dieléctrica del medio introduciendo un objeto entre las armaduras. Así, manteniendo constante  $l$  y  $S$ , se puede fabricar un sensor de posición. Esta medida es problemática porque otros factores externos (la temperatura, la humedad) pueden afectar a la medida. Pero precisamente gracias a esto se puede emplear un condensador como sensor de humedad o incluso para determinar la composición química de una mezcla de líquidos de diferentes constantes dieléctricas (por ejemplo, para controlar las proporciones de mezcla de gasolina y etanol en un motor). Un condensador puede servir también como sensor de nivel.

De todos estos ejemplos se advierte que un elemento de funcionamiento simple, como es el condensador, empleado juiciosamente, puede servir para medir una gran variedad de magnitudes físicas.

- Sensores inductivos.

Se basan en la inducción de corriente eléctrica a causa de la variación del campo magnético en el interior de un solenoide. Quizás el dispositivo de este tipo más utilizado sea el LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*, o transformador diferencial variable lineal). Este sensor consiste en un transformador cuyo núcleo es móvil, de manera que la señal alterna introducida en el primario es recuperada en el secundario con una amplificación que depende de la posición del núcleo. Se emplean profusamente para medir desplazamientos.

- Sensores resistivos.

La resistencia de algunos materiales depende de la temperatura de una manera fácil de calibrar. Así se fabrican algunos dispositivos para medir la temperatura: las sondas de platino, de uso muy común, contienen una resistencia calibrada de ese metal. Puesto que se conoce la ley de la variación de la resistencia con la temperatura, se puede usar como termómetro.

Otro efecto empleado para fabricar sensores es el piezoresistivo, base del funcionamiento de las galgas extensiométricas (*strain gauges*). En efecto, habitualmente la resistencia cambia cuando se somete al material a una deformación. Consideremos un cilindro metálico de sección transversal  $A$  y longitud  $l$ . Su resistencia se puede escribir como  $R = \rho \frac{l}{A}$ . Al someter al cilindro a una tensión axial, el área disminuye y la longitud aumenta, pero el volumen –en primera aproximación– permanece constante. Si escribimos  $R = \rho \frac{l^2}{V}$ , se obtiene que  $\frac{dR}{dl} = 2\frac{\rho l}{V}$ . La deformación  $e = \frac{dl}{l}$  está relacionada con el esfuerzo  $\sigma = \frac{F}{A}$  a través del módulo de Young:  $\sigma = E \frac{dl}{l}$ . De las fórmulas anteriores se obtiene inmediatamente que

$$\frac{dR}{R} = \frac{2\frac{\rho}{V}l dl}{\frac{\rho}{V}l^2} = 2e \quad \text{esto es} \quad \frac{dR}{R} = S_e e$$

Al factor  $S_e$  se le llama sensibilidad, y el subíndice indica que depende de  $e$ , aunque en algunos materiales es constante en un amplio rango de deformaciones. En la práctica se encuentra que efectivamente  $S_e$  es frecuentemente cercana a 2, pero puede llegar a valer 6 en algunos metales, como es el caso del platino.

- Sensores piezoeléctricos.

La reorientación de las moléculas debida a un esfuerzo aplicado a algunos materiales según ciertas orientaciones cristalográficas induce una variación de la carga. Es el llamado efecto piezoeléctrico, base del funcionamiento de los transductores piezoeléctricos (PZT). Uno de tales materiales es el cuarzo; se puede fabricar un PZT embutiendo un cristal de cuarzo –según una orientación particular– entre dos electrodos. El término transductor está aquí empleado con propiedad, puesto que el efecto piezoeléctrico es reversible: aplicando un voltaje al cristal, se produce una deformación. Así, un micrófono piezoeléctrico se puede emplear también como emisor de ultrasonidos. Se utilizan actuadores piezoeléctricos para producir pequeños desplazamientos finamente controlados.

- Sensores semiconductores.

Algunas características de las uniones semiconductoras dependen fuertemente de ciertos parámetros externos. Uno de ellos es la temperatura, y por ello se pueden emplear como termómetros, aunque su calibración suele resultar complicada porque las leyes por las que se rigen no son lineales.

Se pueden fabricar dispositivos semiconductores sensibles a la luz (fotodiodos, fototransistores) o a la radiación electromagnética no visible.

- Sensores de efecto Hall.

El efecto Hall tiene lugar como resultado de la interacción entre una corriente eléctrica y un campo magnético externo. La fuerza de Lorentz desvía las trayectorias de los electrones y aparece una diferencia de potencial. Los sensores de efecto Hall tienen cuatro terminales: dos de control, para establecer la corriente, y dos de salida, entre las que se mide la diferencia de potencial. Asociados a un campo magnético conocido –por ejemplo el producido por un imán– se pueden emplear para medir la permeabilidad magnética de un medio. Muchos sensores de proximidad se basan en el efecto Hall.

- Efecto Seebeck, efecto Peltier, efecto Thomson.

El funcionamiento de los termopares, de uso generalizado para medir temperaturas, se basa en estos efectos, que tienen como resultado la aparición de una diferencia de potencial o una redistribución de las cargas al aplicar al metal un gradiente de temperatura.

Aparte de estos mecanismos físicos, hay otros muchos procesos que pueden emplearse para fabricar sensores, incluso algunos de carácter químico o biológico. Otras técnicas se fundan en fenómenos particulares, como la resonancia magnética. Dejamos también de lado la medición del tiempo. Y el empleo de la luz como sonda, muy interesante por su carácter no invasivo, sólo se tratará circunstancialmente.

## Características de los sensores

Los sensores se pueden considerar como sistemas que reciben una señal de entrada, la transforman y producen una señal de salida. Desde este punto de vista, se pueden tratar con el formalismo general de los filtros, con la ayuda de una función de transferencia. Más adelante, en el capítulo dedicado a los filtros, se expondrá más detalladamente este enfoque. En la presente sección nos valdremos únicamente de una descripción basada en la función de Entrada/Salida (E/S, o *Input/Output*, I/O),  $S = S(s)$ , que determina unívocamente el comportamiento de un sensor. No hay que olvidar que  $s$  y  $S$  pueden depender del tiempo:  $S =$

$S(s(t), t)$ . Con la ayuda de la función de E/S se pueden definir las características de un sensor.

Supongamos que la función de E/S sea lineal en  $s$ :  $S = a + bs$ , siendo  $a$  y  $b$  parámetros fijos. La **sensibilidad** se define como

$$\left. \frac{dS}{ds} \right|_{s=s_0} = b$$

aunque en ocasiones se toma esta otra definición:

$$\left. \frac{1}{S} \frac{dS}{ds} \right|_{s=s_0}$$

En el caso considerado, la sensibilidad es constante. Sin embargo, no siempre es así. Por ejemplo, un sensor infrarojo es sensible a la diferencia de las potencias cuartas de las temperaturas, y la salida que proporciona se puede escribir  $V = G(T_c^4 - T_s^4)$ , donde  $T_c$  es la temperatura del cuerpo,  $T_s$  es la temperatura del sensor y a  $G$  se le llama ganancia. En este caso, la sensibilidad es  $b = \left. \frac{\partial V}{\partial T_c} \right|_{T_c=T_0} = 4GT_0^3$ .

Si se trata de un sensor excitado, la salida es frecuentemente proporcional a la excitación, y se dice que es una salida proporcional (*ratiometric output*). Se toma entonces como definición de sensibilidad  $\frac{1}{E} \frac{dS}{ds}$ , donde  $E$  es la excitación. Es el caso de los LVDT, donde la sensibilidad puede venir dada en unidades de  $mV/V/mm$ .

La noción de sensibilidad puede aplicarse genéricamente a otros sistemas además de los sensores, como por ejemplo a los instrumentos, o en general a todo sistema definible con una función de E/S. Las características de un sensor se pueden agrupar en dos grandes apartados: aquellas que se definen para una señal de entrada dependiente del tiempo (características dinámicas) y las que quedan determinadas con una señal de entrada constante (características estáticas). Una advertencia en lo que sigue: existe una cierta confusión en el vocabulario empleado —a causa muchas veces de la traducción equívoca de los vocablos en inglés—. En lo sucesivo, se escoge el más habitual, pero hay que prestar atención porque dependiendo del autor se emplean los mismos términos para definir parámetros diferentes.

### A. Características estáticas

Cuando  $s$  no depende del tiempo, se puede representar fácilmente la función de E/S en un gráfico. El intervalo de valores de  $s$  para los que el sensor proporciona una salida útil se llama **rango de medida** o rango de entrada. La salida correspondiente al rango de entrada define el rango de salida. Se designa al valor máximo del rango de entrada como **fondo de escala** (*full scale*, abreviadamente FS). El rango de entrada se da a veces en décadas, o en decibelios. A partir

del fondo de escala, el sensor no proporciona una salida útil. Es normal que los sensores saturen a partir de un determinado valor de la señal de entrada.

### Exactitud, precisión, resolución.

Antes de proporcionar las definiciones, consideremos un ejemplo que puede resultar instructivo: el de unos tiradores que disparan a una diana (Fig. 1.2.). Algo análogo ocurre en las mediciones. La **exactitud** (en inglés *accuracy*) es la capacidad de un sensor (o de un elemento de la cadena de medida) de dar indicaciones que se aproximen al verdadero valor, al valor exacto, ideal, de lo que se quiere medir. Cuál sea este verdadero valor queda determinado bien por un patrón bien por un método ejemplar, resultado de un consenso. Se puede definir exactitud (habría que decir más bien *inexactitud*) como la máxima desviación respecto a la función de E/S ideal. La exactitud indica, pues, la máxima desviación que cabe obtener respecto al valor verdadero. A veces, no se da la desviación absoluta sino la relativa.

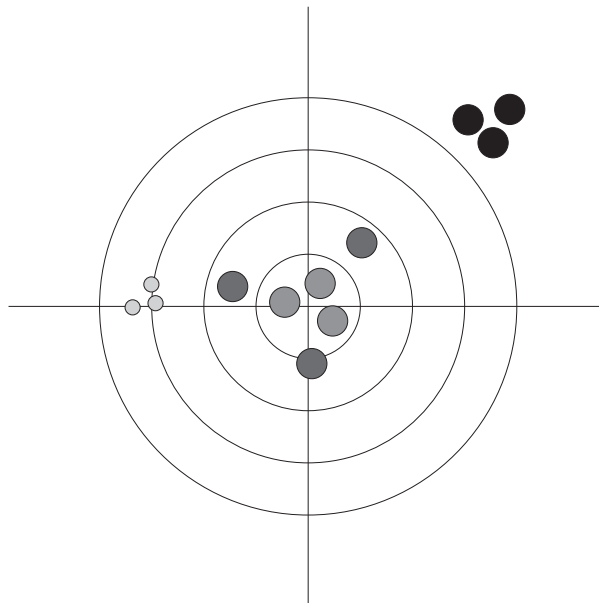


Figura 1.2: Los disparos de cuatro tiradores ilustran los conceptos de precisión, resolución y exactitud

La exactitud se suele dar en unidades de la señal de entrada o en tanto por ciento de fondo de escala (por ejemplo, para un termómetro se puede especificar la exactitud así:  $1^{\circ} C$  ó  $el\ 5\%FS$ , la que sea mayor). La mejora de la exactitud de un determinado sensor puede obtenerse calibrando el sensor frente al patrón o con el

método ejemplar, para obtener la función de transferencia real. El inconveniente de las calibraciones es que –por definición– sólo son válidas para cada sensor particular.

La exactitud, dicho de otra manera, es la suma de todos los errores, y frecuentemente se designa con la letra  $\Delta$ . Ello nos lleva a la consideración de que los errores se pueden clasificar en sistemáticos y aleatorios. Estos últimos siguen una distribución estadística; los primeros, en cambio, no se pueden describir correctamente mediante la estadística. Los errores sistemáticos permanecen constantes o bien se rigen por leyes bien definidas de una medida a otra; es lo que se denomina un sesgo (*bias* en inglés). Los errores estadísticos, por el contrario, no son repetibles de una medición a otra, aunque medie entre ambas un tiempo muy corto. Se agrupan simétricamente en torno a la media, que converge hacia un valor bien definido cuando el número de mediciones es muy grande, y los errores son menos probables cuanto mayor sea su desviación: siguen una estadística gaussiana. En la siguiente tabla se indican algunos tipos de error:

Errores sistemáticos	{	error de calibración envejecimiento del sensor inercia del sensor condiciones de la medición (p.ej.: humedad)
Errores aleatorios	{	ruido (electrónico, térmico, ...) inestabilidad del sensor ruido de amplificación falta de repetibilidad

Algunos errores sistemáticos (más propiamente, fuentes de error) aparte de los errores en la calibración, son

- *offset* (error de cero).- es la salida para una entrada nula (o sea,  $S(0)$ ).
- Zona muerta (*dead band*).- rango de  $s$  cerca de  $s = 0$  donde no hay respuesta.
- Linealidad.- Si la función de E/S se aproxima por una recta, la linealidad (de nuevo la misma observación: en realidad, habría que decir *no linealidad* o *falta de linealidad*) es la máxima desviación respecto a la recta. Se suele dar en %FS.
- Histéresis.- Es la máxima diferencia en la señal de salida entre una señal de entrada que va de 0 a FS y otra que va de FS a 0.



- Autocalentamiento.- En algunos sensores activos, la corriente que circula por ellos induce un calentamiento (por efecto Joule) que hay que tener en cuenta especialmente si se miden temperaturas.
- Deriva.- Variaciones a largo plazo generalmente provocadas por el envejecimiento del sensor.
- Tiempo de calentamiento (*warm-up*).- tiempo que necesita un instrumento o un sensor (generalmente excitado) desde que se enciende hasta que se estabiliza.

En cambio, son errores aleatorios:

- El ruido electrónico.- El ruido térmico presente en las resistencias (recuérdese la fórmula de Nyquist:  $\langle V^2 \rangle = 4kTR$ ) conjugado con una amplificación muy grande, puede contribuir al ruido. Sin embargo, el principal origen son las interferencias en el montaje –los cables actúan de antena–. Especialmente problemático es el ruido provocado por la corriente de la red a 50 Hz. El blindaje electromagnético y la conexión a masa correctamente efectuada reducen el ruido. Este aspecto merece más que un comentario breve como el presente; para ampliar conocimientos véase la referencia [6] de la bibliografía.
- Repetibilidad.- Es la capacidad de reproducir el mismo valor de  $S$  para sucesivas aplicaciones de una entrada  $s_0$ . Cuando se habla de repetibilidad se sobreentiende que las mediciones se repiten tras un corto intervalo. A la capacidad de obtener la misma medida tras un intervalo de tiempo largo se denomina fidelidad, y se designa por reproducibilidad la capacidad de proporcionar el mismo valor de salida en distintas condiciones.
- Otros errores son debidos al tiempo de recuperación del sensor, que puede provenir de la plasticidad de los elementos que lo componen; a las inestabilidades mecánicas; y a las limitaciones inherentes a su fabricación.

La suma de todos los errores aleatorios determina la **precisión**. Como estos errores siguen una estadística gaussiana, se toma como precisión la desviación típica de una serie de medidas obtenidas en las mismas condiciones.

Mientras que los errores sistemáticos pueden corregirse con una calibración, o aplicando las leyes que los rigen, para mejorar la precisión se puede emplear la estadística. El valor medio de  $N$  mediciones converge como  $\sqrt{N}$ . Por tanto cuanto mayor sea el número de medidas mejor será la precisión. Esto sólo es factible si la señal de entrada es constante y la medición puede repetirse durante un intervalo

de tiempo. Algunos aparatos ofrecen la posibilidad de tomar salvas de medidas (*bursts*).

Pero aumentar indefinidamente el número de mediciones (dejando de lado los problemas prácticos que eso puede conllevar) choca con una limitación fundamental del sensor: la **resolución**. Se define resolución como el mínimo incremento en la señal de entrada que puede ser registrado. Los límites a la capacidad de discriminación del elemento sensor pueden provenir de las restricciones que impone su fabricación, del ruido, de la perturbación finita que introduce en el sistema de medida o de una función de E/S digital. Si en la función de E/S no se aprecian discontinuidades se habla de resolución continua, infinitesimal o –por abuso del lenguaje– infinita.

La resolución de los instrumentos de medida se puede proporcionar en unidades de la señal de entrada, pero es también frecuente que se dé en bits o en dígitos. Se habla, por ejemplo, de una tarjeta digitalizadora de 16 bits, lo cual significa que el fondo de escala es  $2^{16} = 65536$  siendo la resolución de la tarjeta de 1 bit. Si de un multímetro se dice que proporciona  $6 \frac{1}{2}$  dígitos, se quiere indicar que da 6 cifras significativas además de la primera (a la que se refiere el *medio dígito*, pues no suele llegar al 9 antes de cambiar de escala; en la mayoría de los casos el primer dígito sólo toma los valores 0 ó 1).

Comprender las nociones de exactitud, precisión y resolución ayuda a la correcta utilización de los sensores. Por ejemplo, un termopar puede que ofrezca una exactitud de  $\pm 0,5^\circ C$ , pero su precisión es mucho mayor. En consecuencia, no es apropiado para medir temperaturas absolutas más allá de ese límite; pero si se desea obtener una diferencia de temperaturas, es una buena elección emplear dos termopares, porque si se toman algunas precauciones (como asegurarse de que los termopares procedan del mismo lote, para que su calibración sea idéntica, etc.), se puede alcanzar prácticamente el límite impuesto por la resolución.

## B. Características dinámicas

Definen la respuesta del sensor (la señal de salida) frente a una entrada variable con el tiempo. Para fijar criterios, convengamos en que esta variación temporal es de una frecuencia superior a 2 Hz (en caso contrario, se considera que la señal es estática).

Un primer parámetro que se puede especificar es el tiempo que tarda el sensor a reaccionar frente a un aumento súbito de la señal de entrada, es decir, un escalón. Hay muchas definiciones que proporcionan una determinación de este parámetro:

**Tiempo de subida** (*rise time*).- el tiempo que tarda la salida en pasar del 10 % al 90 % del valor límite.

**Tiempo de respuesta** (*response time*).- el que tarda la señal de salida desde la llegada del escalón hasta alcanzar el 90 % del valor límite.

**Tiempo de retardo** (*delay time*).- lo que tarda desde la llegada del escalón hasta el 50 %.

**Tiempo característico** .- la constante temporal que mejor ajusta una función exponencial a la señal de salida; se puede medir tomando el tiempo que tarda la señal de salida desde la llegada del escalón hasta la fracción  $(1-1/e)$  del valor límite ( $\approx 63,2\%$ ).

El tiempo característico del sensor determina su respuesta en frecuencia (definida por la capacidad de reproducir la frecuencia de la señal entrada a la salida, teniendo en cuenta el eventual desfase que existe entre ambas). Es otra manera de describir la rapidez con la que el sensor reacciona a los cambios temporales de la señal de entrada. La respuesta en frecuencia puede estudiarse en el contexto más general de los filtros, o sistemas de E/S; en los manuales de electrónica o de tratamiento de señal [4, 7] puede encontrarse una descripción de este análisis mucho más completa de lo que se proporciona aquí.

Una representación muy útil para estudiar la respuesta en frecuencia es el diagrama de Bode: un gráfico logarítmico de  $\left|\frac{S}{S_0}\right|$  en función de la frecuencia, donde  $S_0$  es la amplitud de la salida para una cierta entrada usada como normalización. Es frecuente encontrarse con un diagrama de Bode como el indicado; por ejemplo: un osciloscopio o un multímetro responden adecuadamente a una señal de entrada hasta una determinada frecuencia, a partir de la cual la amplitud comienza a decaer (muchas veces como una recta en escala logarítmica). A la frecuencia para la cual la amplitud de salida cae en 3 dB –o sea, un 30 % aproximadamente– se le llama **frecuencia de corte** (*cut-off frequency*). El tiempo característico de un sensor determina unívocamente su frecuencia de corte:  $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$ .

Más generalmente, puede que un sensor responda a la señal de entrada sólo a partir de una determinada frecuencia. Un acelerómetro, por ejemplo (piénsese en un sismómetro, que consta de una masa sísmica y otra masa mucho más pequeña vinculada a la anterior mediante un resorte) es incapaz de detectar una aceleración constante; sólo responde a partir de una frecuencia de corte inferior ( $f_L$ ) y hasta una frecuencia de corte superior ( $f_H$ ). Además, puede presentar resonancia a una determinada frecuencia. Se denomina **ancho de banda** (*bandwidth*) al intervalo de frecuencias para el cual la amplitud de la señal de salida es constante si la amplitud de la señal de entrada también lo es.

Como se verá más adelante, el comportamiento dinámico de un sensor queda totalmente determinado por la respuesta a un escalón. En el capítulo sobre los filtros se explicita esta idea. Aquí podemos considerar brevemente un modelo

dinámico del sensor descrito por la función de E/S. Muchas veces esta función viene dada por una ecuación diferencial ordinaria, cuyo orden define los tres modelos dinámicos básicos.

### a) Orden cero (estático).

La función de E/S viene definida por  $S(t) = G \cdot s(t)$ , es decir, una ecuación diferencial de orden cero. Si el *offset* es nulo, basta un parámetro para definir el comportamiento del sensor: la ganancia  $G$ . De la ecuación se deduce que en todo momento la salida reproduce la entrada, salvo un factor de escala  $G$ . Dicho de otra manera, el retardo es nulo, puesto que instantáneamente  $S$  es un múltiplo de  $s$ . La respuesta a un escalón es otro escalón, y lo mismo puede decirse de cualquier señal de entrada.

En este caso, el sensor es muy rápido respecto a las variaciones de la magnitud que se mide. Si se emplea una resistencia de platino para medir las variaciones diurnas de temperatura, se puede considerar que a esa escala de tiempo la respuesta del sensor (del orden de segundos) es inmediata.

### b) Primer orden

Se rigen por una ecuación diferencial de primer orden:  $a_1 \frac{dS}{dt} + a_0 S = s$ . En este caso, el sensor consta de dos elementos: uno que almacena energía y otro que la disipa (físicamente pueden ser el mismo). La solución de la ecuación diferencial con las condiciones iniciales apropiadas proporciona la respuesta a un escalón:  $S(t) = G \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ . Dos parámetros definen la dinámica del sistema: la ganancia  $G$  y el tiempo característico  $\tau = \frac{a_1}{a_0}$ , con el queda determinada la frecuencia de corte. Además, se da un desfase entre la señal de entrada y la de salida que viene definido por la fórmula  $\theta = \arctan(-\omega\tau)$ , o sea que el retardo entre ambas es  $t_r = \frac{\arctan(-\omega\tau)}{\omega}$ .

Este modelo caracteriza a los sensores lentos respecto del sistema (el tiempo característico del sensor es mayor que el de las variaciones de la señal a medir). Consideremos, por ejemplo, un sensor de temperatura de tamaño finito que intercambia calor con el sistema del que se quiere conocer la temperatura. Sea  $m$  la masa del sensor,  $c_e$  su calor específico,  $A$  el área en contacto con el sistema y  $\alpha$  el coeficiente de transmisión de calor a través de la superficie<sup>1</sup>. Llamemos  $T_e$  a la temperatura del sistema (la señal de entrada) y  $T_s$  a la temperatura del sensor (que fija la señal de salida). El intercambio de calor del sensor con el sistema

---

<sup>1</sup>en realidad, el parámetro que caracteriza al material no es  $\alpha$  sino la conductividad  $\kappa = \alpha L$ , o la difusividad  $\chi = \frac{\kappa}{\rho c_e}$

queda determinado por estas dos ecuaciones:

$$\dot{Q} = mc_e \frac{dT_s}{dt} = C \frac{dT_s}{dt} \quad \text{calor absorbido por el sensor}$$

$$\dot{Q} = \alpha A (T_e - T_s) = \frac{(T_e - T_s)}{R} \quad \text{transporte de calor en la superficie del sensor}$$

donde se designa por  $R$  a  $\frac{1}{\alpha A}$  y por  $C$  a  $mc_e$ . Igualando ambas se obtiene

$$C \frac{dT_s}{dt} = \frac{(T_e - T_s)}{R} \quad \text{esto es} \quad \frac{dT_s}{dt} + \frac{1}{RC} T_s = \frac{1}{RC} T_e$$

Como se ve, la señal de salida (que es función de la temperatura del sensor  $T_s$ ) se rige por una ecuación diferencial ordinaria de primer orden donde la variable independiente es la señal de entrada ( $T_e$ , la temperatura a medir). Esta ecuación es análoga a la que se obtiene para la carga y descarga de un condensador  $C$  en una resistencia  $R$ . La analogía se completa relacionando  $Q$  con la corriente  $I$  y  $T_s$  con el voltaje  $V$ .

Resolviendo la ecuación diferencial  $\frac{dT_s}{(T_e - T_s)} = \frac{dt}{\tau}$  (donde  $\tau = RC$  es un tiempo característico), con las condiciones iniciales correspondientes a un escalón en la señal de entrada (tomando  $T_0 = 0$ ), se obtiene  $T_s = T_0 - \Delta T(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ . El valor de  $\tau$  viene dado por

$$\tau = RC = \frac{mc_e}{\alpha A} = \frac{\rho L c_e}{\alpha} = \frac{L^2}{\chi}$$

Como se ve, el tiempo característico del sensor, fijado el material, depende de la dimensión lineal al cuadrado. En la práctica se encuentra que ésta es una buena aproximación [8].

### c) Segundo orden

La ecuación diferencial es en este caso  $a_2 \frac{d^2 S}{dt^2} + a_1 \frac{dS}{dt} + a_0 S = s$ . Corresponde a un sistema en el que hay dos elementos que almacenan y disipan energía (el análogo eléctrico sería un circuito LC). Para determinar completamente la respuesta dinámica del sistema son necesarios tres parámetros:

- La ganancia  $G = 1/a_0$ .
- La frecuencia de resonancia  $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_1}{a_2}}$
- El coeficiente de amortiguamiento  $b = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$

Frente a un escalón, un sistema así produce oscilaciones amortiguadas. Este es el caso de los sensores cuyo tiempo característico es del mismo orden de magnitud que el del sistema.

Un ejemplo de sensor modelizable con una función de E/S de segundo orden puede ser un acelerómetro piezoeléctrico, construido de tal manera que se mide

la deflexión de una lámina liviana ligada a una masa inercial, que vibra al ser sometida a una aceleración. Este sensor se puede asimilar a un sistema mecánico compuesto por una masa inercial, un muelle y un elemento disipador. Igualando las fuerzas, y llamando a la aceleración externa  $a_{ext}$  (que es la señal de entrada), se obtiene que  $Ma = -kx - bv$ , es decir,  $M \left( \frac{d^2x}{dt^2} - a \right) + b \frac{dx}{dt} + kx = Ma_{ext}$ , de modo que la señal de salida,  $x$ , queda definida por una ecuación diferencial de segundo orden en función de la entrada  $a_{ext}$ . En estos sensores es habitual ajustar los parámetros de modo que se encuentren en una situación de amortiguamiento crítico ( $b = 1$ ) para que la sensibilidad sea máxima.

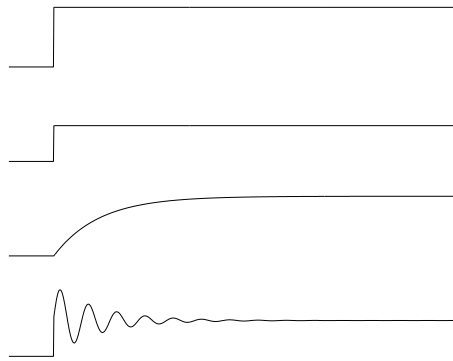


Figura 1.3: Respuesta a un escalón (*arriba*): modelo de orden cero, de primer orden y de segundo orden (*de arriba abajo*).

Más adelante (cap. 3), como se ha indicado, se ofrecerá un formalismo más elegante para estudiar la respuesta dinámica de los sensores.

## 1.2. Medición de la temperatura

La temperatura influye notablemente en muchos fenómenos físicos, y por ello no es de extrañar que existan gran diversidad de dispositivos para medir la temperatura:

- La variación del volumen  $V = V_0(1 + \alpha(T - T_0))$ : termómetros de dilatación, como los termómetros de mercurio.
- La variación de la resistencia de un conductor, que en primera aproximación se puede escribir  $R = R_0(1 + \lambda(T - T_0))$ : RTD (*resistance temperature detector*), como las sondas de platino.
- La variación de la resistencia en un compuesto metal/óxido (termistores) o de las características una unión P-N (sensores encapsulados de estado sólido).

- El efecto Seebeck, que aparece en la unión de dos metales disimilares: termopares.
- La radiación infraroja: pirómetros y cámaras infrarojas.
- Y un largo elenco de otros efectos: la variación de la velocidad del sonido en un gas, la frecuencia de resonancia de un cristal (termómetros de cuarzo), el tiempo característico de fluorescencia, cristales líquidos y pinturas termosensibles que cambian de color, son empleados para medir la temperatura.

Son de obligada mención algunos métodos ópticos, no invasivos, que pueden utilizarse para medir la temperatura: la interferometría, por ejemplo.

A continuación, se describen los más empleados en el laboratorio: los RTD, los termistores y los termopares.

### 1.2.1. *Resistance Temperature Detectors (RTD)*

Debido al buen comportamiento del platino, se usa este metal casi exclusivamente en la fabricación de RTD, salvo en casos especiales, aleado con pequeñas cantidades de otros metales para mejorar sus características. Por eso se suele hablar indistintamente de RTD y sondas de platino.

El principio físico subyacente es que al subir la temperatura, el número de electrones en la banda de conducción no cambia, pero las vibraciones atómicas de la red los dispersan más, dificultando su movimiento ordenado; de ahí que aumente la resistencia. Ésta se puede expresar así:

$$R = R_0(1 + \lambda_1 T + \lambda_2 T^2 + \dots)$$

donde T es la temperatura tomando como origen  $T_0$ , para la cual la resistencia vale  $R_0$ . En las constantes  $\lambda_i$  se incluye el efecto debido al cambio de volumen por dilatación. Para un rango razonable de temperaturas, la ley se puede aproximar por una ecuación lineal:

$$R = R_0(1 + \lambda_1(T - T_0))$$

Eso suele hacerse con las sondas de platino, que son suficientemente lineales y pueden dar una exactitud de unas pocas centésimas de grado en el rango de 0 a 100° C. Para obtener una exactitud de 0.01° C entre 0 y 200° C se necesitan dos coeficientes.

Las sondas de platino comerciales vienen caracterizadas habitualmente por dos parámetros: la resistencia a 0° C,  $R_0$ , y el coeficiente  $\lambda$ . Hay dos normas de

fabricación, la europea ( $\lambda = 0,00385^\circ C^{-1}$ ) y la americana ( $\lambda = 0,00392^\circ C^{-1}$ ). Muchas veces se designan por el símbolo del platino seguido de la resistencia a  $0^\circ C$ ; por ejemplo, una sonda Pt100 norma europea es una resistencia con  $R_0 = 100\Omega$  y  $\lambda = 0,00385^\circ C^{-1}$ .

Las sondas de platino se fabrican básicamente en dos formas: las de hilo (un alambre fino enrollado y encapsulado en vidrio o cerámica) y las de película (una película delgada depositada sobre un sustrato). Estas últimas, por su menor masa, suelen ofrecer tiempos de respuesta más pequeños, mientras que las primeras son menos sensibles a deformaciones mecánicas.

Para medir la resistencia de los RTD se puede emplear un puente de Wheatstone, amplificando la salida del galvanómetro. Si se mide con un voltímetro, para minimizar la influencia de la resistencia de los cables  $R_h$  se emplea la técnica de medida de 3 ó 4 hilos. Otra posibilidad es hacer circular una pequeña intensidad constante a través de la resistencia y amplificar el voltaje.

Un problema de los RTD es que son sensores activos (para medir una resistencia hay que hacer circular por ella una corriente). Por pequeña que sea la excitación, se libera algo de calor por efecto Joule que puede llegar a calentar el sensor y adulterar la medida. El factor de autocalentamiento  $C$  de las sondas de platino es un dato que suelen proporcionar los fabricantes y con él se calcula el error introducido en la medida de la temperatura:  $\Delta T = I^2 R / C$ . Este factor depende del líquido o del gas en el que se introduzca la sonda y de la velocidad con que se mueve. Típicamente, una sonda de platino puede sufrir un autocalentamiento de pocas centésimas de grado al medir la temperatura de un baño de agua agitado, si se hacen circular por ella –como es habitual– del orden de 10mA. Pero este error puede llegar a ser de medio grado en el aire quieto.

El tiempo de respuesta y el autocalentamiento se pueden estudiar con ayuda del circuito equivalente de la Fig. 1.4, donde se ha empleado la analogía antes mencionada entre calor e intensidad, temperatura y voltaje. Se obtiene inmediatamente que  $P = C_s \frac{\partial T_s}{\partial t} + \frac{T_s - T_a}{R_s}$ . Al aplicar un escalón de voltaje  $T_a^0 \rightarrow T_a^1 \equiv \Delta T$ , la solución de la ecuación proporciona  $T_s(t) = T_a^0 + R_s P + \Delta T e^{-\frac{t}{R_s C_s}}$ . El autocalentamiento corresponde al sumando  $R_s P$ .

Las principales ventajas de las sondas de platino son la linealidad y la exactitud, que les confieren simplicidad de uso y las hace idóneas para emplearlas como sensores de referencia.

### 1.2.2. Termistores

Bajo este nombre –que proviene de la contracción de *thermal resistors*– se agrupan muchos dispositivos heterogéneos en cuanto a su fabricación y a su constitución física. En general, se manufacturan a partir de materiales semiconduc-



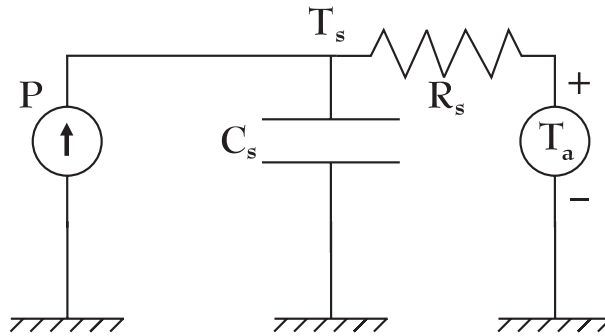


Figura 1.4:  $T_a$ : temperatura a medir; el subíndice  $s$  hace referencia al sensor

tores o de uniones metal-óxido, en los cuales la movilidad de los portadores y el número de electrones en la banda de conducción depende fuertemente de la temperatura. Una característica habitual de los termistores es que –al revés que ocurre con los RTD– la resistencia disminuye con la temperatura, y por ello se clasifican como NTC (*Negative Temperature Coefficient*, coeficiente de temperatura negativo) aunque existen termistores especiales PTC (*Positive Temperature Coefficient*).

El principal problema de estos elementos es que su función de E/S es complicada. Tomemos como ejemplo una unión semiconductor. La característica de un diodo viene dada por la fórmula  $I = I_s \left( e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right)$ , donde  $I_s$  es la corriente de saturación,  $k_B$  la constante de Boltzmann y  $V_T = \frac{k_B T}{q}$ .

De aquí se obtiene que  $V = \frac{k_B}{q} T \ln(1 + \frac{I}{I_s})$ , pero la relación entre el voltaje y la temperatura es más complicada de lo que parece a primera vista porque  $I_s$  depende fuertemente de  $T$ . Para los termistores propiamente dichos, los que se basan en uniones óxido-metal, se ajusta una función de transferencia de la forma  $R_T = R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$  donde  $\beta$  es un coeficiente positivo, con dimensiones de temperatura, denominado temperatura característica del termistor, y  $R_0$  es la resistencia del elemento a la temperatura de referencia  $T_0$ . La sensibilidad es  $\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\beta/T^2$ , y suele ser mucho más elevada que la de otros sensores de temperatura.

Hay dos tipos de presentación de los termistores especialmente interesantes. Unos son los que se encapsulan en una pequeña cápsula de vidrio o plástico (*bead*), de reducidas dimensiones (Farnwell tiene en catálogo algunos de pocas decenas de micras de diámetro) con lo cual el tiempo de respuesta es muy pequeño. Junto con una elevada sensibilidad, esto los hace ideales como elementos sensores de un sistema de control de temperaturas, aunque haya que emplear una curva de calibración complicada. Por otra parte, están los termistores (en sentido amplio)

encapsulados en circuitos integrados junto con otros elementos electrónicos que proporcionan una salida lineal con la temperatura, dentro de un cierto rango, llegando su exactitud a la décima de grado. Se emplean cuando se necesita una medida de temperatura dentro de un sistema electrónico más complejo, o en los instrumentos, como sensores internos, a veces en conjunción con sondas de platino. Los circuitos electrónicos de medida para los RTD pueden emplearse también para los termistores.

### 1.2.3. Termopares

Los termopares son uniones de dos metales en las que se produce un voltaje que depende de la temperatura (mejor, de una diferencia de temperaturas). Consideremos en primer lugar tres efectos necesarios para comprender su funcionamiento: el efecto Thomson, el efecto Peltier y el efecto Seebeck. Ninguno de ellos está relacionado con el efecto Joule, pues son todos reversibles.

**Efecto Thomson** En un metal en el cual se establece un gradiente de temperatura aparece una redistribución de cargas que da lugar a un campo eléctrico. Ello es debido a la difusión de los electrones. Lo descubrió lord Kelvin en 1854, quien lo definió de esta manera: absorción o liberación de calor que se produce si una corriente fluye a la vez que el calor por un conductor; si ambas corrientes fluyen en el mismo sentido se libera calor, y si fluyen en sentido contrario se absorbe.

El efecto es proporcional a la corriente. El campo eléctrico que se establece como resultado de un gradiente de temperatura es  $\vec{E} = z\nabla TV \Rightarrow \int_{T_1}^{T_2} z dT$ .

A  $z$  se le llama coeficiente Thomson, y se da a título de ejemplo para algunos metales:

constantán	$-23 \mu V/^\circ C$
platino	$-9 \mu V/^\circ C$
cobre	$+2 \mu V/^\circ C$

**Efecto Peltier** Fue descubierto en 1834. La unión de dos metales se calienta o enfría según se haga pasar una corriente eléctrica en un sentido o en otro (aparte del efecto Joule). Este efecto también depende linealmente de la corriente y se debe a las diferentes electronegatividades de los metales. Como el efecto es reversible, una diferencia de temperaturas provoca a su vez un trasvase de electrones y aparece como consecuencia una diferencia de potencial:

$$\Delta T \Rightarrow V = \Pi_{AB}|_T$$

**Efecto Seebeck** Fue descubierto antes que el efecto Thomson y el efecto Peltier (en 1821), pero puede considerarse simplemente como la suma de ambos. Es el que define el funcionamiento de los termopares. En el circuito formado por dos metales A y B soldados cuyas uniones se encuentren a temperaturas diferentes  $T_1 \neq T_2$  se establece una corriente eléctrica proporcional a la diferencia de temperaturas. A tal unión se le denomina un termopar. Como el efecto es reversible, nos encontramos ante un transductor en sentido estricto, un dispositivo que transforma energía térmica en eléctrica (y viceversa).

Para medir la diferencia de temperatura es necesario abrir el circuito y medir el voltaje, que sería  $V_{AB} = \Pi_{AB}|_{T_1} - \Pi_{AB}|_{T_2} + z_B(T_1 - T_2) - z_A(T_1 - T_2)$ .

Pero con ello se introduce un tercer metal, el del circuito del instrumento de medida, y las uniones forman otro termopar. El voltaje registrado será una función no sólo de la diferencia de la temperatura a la que se encuentre la unión A-B, sino también de las uniones formadas en los bornes del instrumento de medida. Puede ser que el metal del circuito de medida sea el mismo que uno de los dos con los que está fabricado el termopar, en cuyo caso sólo se introduce un nuevo termopar y no dos. A esta unión se le llama la *junta fría*. En cualquier caso, es necesario resolver este inconveniente.

Una de las maneras de hacerlo consiste en asegurar que los dos bornes del aparato de medida se encuentren a la misma temperatura. Si la temperatura de la junta fría se registra con la ayuda de un sensor interno, el instrumento puede convertir directamente la salida a unidades de temperatura mediante una calibración registrada internamente (lo que se llama compensación de junta fría). En el caso de que no sea así, otra posibilidad consiste en medir el voltaje obtenido en bornes y –conocida la temperatura de la junta fría– corregirla después del proceso de adquisición. En el caso de que lo que se desee sea medir una diferencia de temperaturas, no es necesario proceder a compensar las juntas frías. Pero sí que es importante asegurarse de que los termopares sean idénticos (que procedan del mismo lote, fabricado con las mismas materias primas y con el mismo procedimiento). Algunos proveedores ofrecen esta posibilidad.

Sin embargo, para obtener una buena exactitud en una medición con un sólo termopar, es necesario que la junta fría se mantenga a una temperatura cuidadosamente controlada: un cero de referencia. De la calidad de esta referencia depende la exactitud de la medida. Un recipiente en el que se conserve hielo fundente (a  $0.01^\circ\text{C}$ ) es adecuado, pero mantenerlo en el laboratorio puede resultar laborioso. Existen aparatos que mantienen automáticamente un pequeño volumen de agua y hielo a esa temperatura o que la simulan electrónicamente (*ceros electrónicos*); a ellos se conecta el termopar y estabilizan la junta fría, pero son caros. Por ello,

obtener temperaturas exactas con un termopar no es práctico. Las no linealidades de la función de E/S se suman a este problema. En cambio, tomando algunas precauciones, la precisión y la resolución (que puede llegar a la centésima de grado) son satisfactorias.

Es habitual asociar varios termopares y medir el voltaje resultante (para luego convertirlo a temperatura) en ciertas configuraciones que proporcionan directamente la temperatura media de los termopares, o la suma, o la resta.

Para fabricar los termopares se emplean diversas combinaciones de metales o aleaciones (*pares* o *calibraciones*). Para cada par, a una temperatura superior a la de la junta fría un metal es el positivo y otro el negativo. Las calibraciones más usuales son:

- Tipo T: Cobre (+) constantán (-). El constantán es una aleación de níquel-cobre. La sensibilidad <sup>2</sup> es de  $40.9 \mu V/^{\circ}C$ . Las ventajas de esta calibración son su repetibilidad y su resolución, por lo que se emplean mucho en el laboratorio.
- Tipo K: Cromel (+) alumel (-) que son respectivamente aleaciones de cromo-níquel y de aluminio-níquel. Es la calibración que más se aproxima a la linealidad, y está muy difundida en la industria. Su sensibilidad es de  $40.6 \mu V/^{\circ}C$ .
- Tipo J: Hierro (+) constantán (-). Proporciona una fem elevada: la sensibilidad es de  $51.7 \mu V/^{\circ}C$ .
- Existen otros muchos pares que se emplean en circunstancias especiales: el tipo E, de chromel (+) y constantán (-), o el tipo S, platino-rodio (+) y platino(-), que se utiliza en entornos corrosivos, u otras que soportan temperaturas muy elevadas, etc.

Las calibraciones se distinguen por el color de los cables y de la funda. Pero cada país sigue su propio código de colores, lo cual introduce confusión.

La fabricación de los termopares es problemática a causa de los óxidos que se pueden formar durante la soldadura y que falsean la medida porque introducen una resistencia espúrea. Es de señalar que para obtener una señal que dependa de la temperatura basta con retorcer los cables entre sí. Pero las impurezas de la superficie de los metales y la oxidación de la interfaz afectan mucho la medida. La manera correcta de soldar los cables es al oxacetileno o mejor aún con un arco láser. El tamaño de la perla (*bead*) depende del método. Se obtiene una

---

<sup>2</sup>las sensibilidades indicadas corresponden a 25° C

buena aproximación multiplicando por tres el diámetro del hilo. Normalmente, los fabricantes hacen un recocido (*annealing*) para evitar defectos e impurezas.

A fin de proporcionarles resistencia mecánica, se recubre a los termopares de una funda, compuesta de un aislante en el que se embuten los hilos y opcionalmente de una vaina metálica. Si se deja al aire la soldadura se dice que es un termopar abierto (*exposed*). En el caso de que la vaina recubra totalmente el termopar, pero estando la soldadura en contacto con la vaina, se dice que está conectado a masa (*grounded*). Si por el contrario el elemento sensor está dentro del recubrimiento sin tocar la vaina, se dice aislado (*insulated*) y si no tiene recubrimiento alguno se llama desnudo (*bare*). Las imposiciones del entorno en el que se coloque el termopar determinan el recubrimiento apropiado.

Otro detalle práctico a tener en cuenta es el uso de los llamados *cables de compensación*. Es conveniente elaborar los termopares con cable fino, pero si la medición se realiza en un lugar físicamente alejado del instrumento –más de un par de metros– la resistencia de los hilos puede resultar excesiva. Entonces se emplean los cables citados, de mayor sección, pero de un material que no introduzca un nuevo termopar, para evitar las pérdidas resistivas. Lo mismo se hace con los RTD. Como los materiales empleados en el termopar o los RTD puede ser caro, se emplean a veces otras aleaciones pero prestando atención a que por sus características el efecto Seebeck en las uniones sea lo menor posible.

Las ventajas de los termopares son la facilidad de uso, su precio, y la gran difusión de que gozan. Además, si los hilos son finos el tiempo característico llega a ser del orden de la centésima de segundo. Por otro lado, tienen el inconveniente de que para obtener una temperatura exacta hay que proveerse de una junta fría. Además, como la señal de salida es de muy bajo nivel, es necesario amplificarla o emplear instrumentación muy sensible. Por el mismo motivo, la señal es susceptible de ser contaminada fácilmente con ruido electrónico y señales parásitas, de modo que hay que prestar especial atención al blindaje.

#### 1.2.4. Otros métodos

Se relacionan a continuación otros métodos empleados menos frecuentemente para medir la temperatura.

- Termómetros de cuarzo.- La frecuencia de resonancia de un cristal de cuarzo (piezoeléctrico) depende de la temperatura. Hewlett-Packard ofrece uno. Tienen una resolución de una milésima de grado, pero un precio que puede resultar prohibitivo. Se usan para calibrar otros termómetros, pues además tienen una buena estabilidad.

- Termómetros de tiempo de fluorescencia.- En algunos materiales, la fluorescencia se extingue con un tiempo característico que depende de la temperatura. El material fluorescente puede depositarse en el objeto del que se quiere conocer la temperatura, o bien colocarse en la punta de una sonda. Se envía por fibra óptica un pulso luminoso, y la misma fibra recoge la fluorescencia. La resolución del método es de una milésima de grado. El precio supera fácilmente los 20.000 euros.
- Cristales termométricos y pinturas termosensibles.- Aunque la resolución es muy deficiente en comparación con otros métodos (en torno a 1° C) tienen la ventaja de que pueden proporcionar una medida del campo de temperaturas global (los otros métodos expuestos hasta ahora sólo proporcionan medidas puntuales). Los cristales termométricos se comercializan encapsulados.
- Termómetros acústicos.- La velocidad del sonido en un gas depende de la temperatura:  $c = \alpha \sqrt{\frac{T}{T_0}}$ .
- Pirómetros.- Son termómetros infrarrojos que miden la radiación emitida por un cuerpo, de la que se obtiene la temperatura. Otros modelos comparan la radiación a dos longitudes de onda con un patrón. El aparato es caro, y la resolución no es muy buena (1° C). Pero permiten medir temperaturas muy elevadas, y sobre todo es un método no invasivo. Omega comercializa un sensor de infrarrojos a un precio bastante asequible, que proporciona una medida de temperatura en una zona pequeña.
- Métodos ópticos.- El índice de refracción de muchos materiales transparentes se puede aproximar por la relación de Clausius-Mossotti:  $n = n_0(1 + \alpha\Delta T)$ . Varias técnicas sacan partido de esta relación: la interferometría, que proporciona información respecto a  $n(T)$ , el *schlieren*, sensible a  $dn/dT$ , y la ombroscopía, sensible a  $d^2n/dt^2$ .

### 1.3. Sensores de desplazamiento

Se relacionan a continuación diversos sensores que sirven para medir el desplazamiento en sentido amplio: no sólo posición sino también ángulo, proximidad, velocidad, aceleración, movimiento, ocupación, etc.

**Potenciómetros** Se basan en una resistencia variable en la que el contacto se realiza mediante un patín móvil que se traslada sobre una espira enrollada. Estos sensores son muy baratos (unas decenas de euros) pero tienen el inconveniente de que la salida es digital: el patín se desplaza en saltos

finitos de un hilo de la espira al siguiente. La resolución está limitada a aproximadamente al 0.1 %FS. En otros modelos el patín se desplaza sobre una película delgada de resistencia conocida, y en este caso la resolución es infinitesimal, limitada tan sólo por las inhomogeneidades del material y por el ruido del circuito de medida. No son adecuados para un uso prolongado, porque se desgastan, y si el sistema a medir es muy liviano hay que tener en cuenta la fuerza de fricción entre el patín y la resistencia, que puede perturbar el desplazamiento. La fricción da lugar también a histéresis.

**Sensores capacitivos** La fórmula de la capacidad de un condensador de láminas planas y paralelas se puede escribir como  $C = \epsilon_0 \kappa \frac{A}{d} = \epsilon_0 \kappa G$  donde  $\kappa$  es la constante dieléctrica relativa y  $G$  es un factor geométrico de forma. Como se indicó anteriormente, el ambiente (la humedad, por ejemplo) influye en la medida de manera difícil de controlar. Se emplean, eso sí, como detectores (todo / nada) de proximidad.

**Efecto Hall** Los sensores de efecto Hall, encapsulados con un imán de densidad de flujo conocida y el circuito de medida y control, se usan como sensores (proporcionales) o detectores (todo / nada) de proximidad. Son muy asequibles. Sólo son prácticos a distancias cortas (algunos centímetros). Tienen la ventaja de que no son invasivos.

**LVDT** Recuérdese que en un transformador la relación entre el voltaje a la entrada y a la salida es proporcional al número de espiras del primario ( $N_e$ ) y en el secundario ( $N_s$ ), o sea,  $\frac{V_s}{V_e} = \frac{N_s}{N_e}$ . El *Linear Variable Differential Transformer* es un transformador con un primario y dos secundarios. Entre la entrada y la salida se coloca un núcleo móvil de ferrita. Si los dos secundarios se enrollan en sentido contrario y se conectan los extremos la salida es nula cuando el núcleo está centrado, pues la salida de ambos está en oposición de fase. Al moverse el núcleo, uno de los dos secundarios es más eficiente que el otro y el voltaje deja de ser nulo. Las unidades comerciales están contenidas en un montaje cilíndrico cerrado. Es un sensor activo, pues hay que excitar el transformador con una corriente alterna. Típicamente se excita a 3 kHz y 1 V, y se emplea la detección síncrona para mejorar la resolución (se demodula la salida y se obtiene la amplitud y la fase).

El LVDT ofrece una respuesta plana hasta varios centenares de Hz, por lo que sirve para caracterizar oscilaciones por debajo de esas frecuencias. La resolución es infinitesimal, puesto que no depende de las espiras sino de la posición del núcleo, que puede variar de forma continua. Limita la resolución la electrónica y la no linealidad proveniente de las pequeñas diferencias

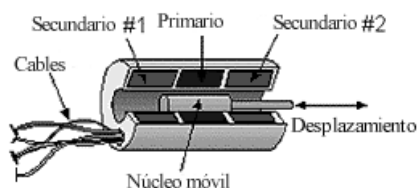


Figura 1.5: Croquis de un LVDT

entre los dos secundarios. Típicamente se ofrece una linealidad del 0.1 % FS. En la práctica se obtienen resoluciones de  $\pm 1\mu m$  fácilmente, y algunos LVDT ofrecen hasta  $\pm 10nm$ . Otra ventaja es la ausencia de fricción entre el elemento móvil (el núcleo de ferrita) y el elemento detector, por lo que no existe el desgaste mecánico ni presentan histéresis alguna. Comercialmente se pueden comprar junto con la electrónica de excitación y detección por unos 600 euros.

Una precaución que se debe observar es la del aislamiento electromagnético: la excitación del sensor introduce ruido en el resto del laboratorio. Es necesario fijar el núcleo de ferrita de manera que quede bien centrado en el hueco central del cilindro y que se desplace paralelamente a su eje. Además, el recorrido de los LVDT está limitado prácticamente a las decenas de centímetros.

Para más información pueden consultarse las páginas Web <http://www.rdpelectro.com/> y [http://www.flw.com/lvdt\\_1.htm](http://www.flw.com/lvdt_1.htm)

**Sensores magnetostrictivos y magnetoresistivos** El efecto magnetostrictivo provoca un cambio de la resistencia de un conductor en presencia de un campo magnético, y se emplea para fabricar detectores de proximidad.

El efecto magnetostrictivo es responsable de la deformación que aparece en un imán cuando recibe un impulso de campo eléctrico. Se usa como detector de posición en recorridos más largos de los que son accesibles a los LVDT. Se montan uniendo un imán al objeto que se desplaza y colocando paralelamente a su trayectoria una guía conductora. Al enviar un pulso, el efecto magnetostrictivo provoca la devolución de un “eco” que permite determinar la posición del objeto.

**Inclinómetros** Dos modelos básicos se basan en el hecho de que los líquidos proporcionan una buena referencia de nivel en el campo gravitatorio terrestre. En uno se mide la diferencia de resistencia entre los extremos de una cápsula que contiene un electrolito y el punto medio. En otro modelo, se emplea un diodo de cuatro cuadrantes para detectar con gran precisión la sombra de una burbuja iluminada por un LED. Existen modelos con la electrónica incorporada.



**Acelerómetros** Los acelerómetros constan de dos componentes: uno estacionario, solidario con el objeto al que se adhiere el acelerómetro, y una pequeña masa unida al primero por un resorte calibrado. Para medir el desplazamiento de la esta masa puede emplearse una galga extensiométrica en la lámina que la une con la masa estacionaria o bien se puede construir el sensor de manera que constituya una de las armaduras de un condensador, y medir la capacidad. Son, por tanto, sensores excitados. Su constitución determina el ancho de banda, que típicamente es de unos cuantos kHz, su sensibilidad y su rango de medida (los hay que llegan a medir 100.000  $g$ ).

Dos grandes fabricantes de acelerómetros en cuyas páginas Web se puede encontrar abundante material adicional son Brüel & Kjær y Endevco.

## 1.4. Transductores de fuerza y de presión

Ocasionalmente, para medir fuerzas se puede utilizar un muelle calibrado (de constante elástica  $k$  conocida) asociado a un LVDT; la fuerza  $F = -kx$  se obtiene inmediatamente. También se emplean a veces los fuelles (*bellows*) asociados con un sensor piezoeléctrico; midiendo la presión y conocida el área, se obtiene la fuerza. Sin embargo, lo más habitual es emplear galgas extensiométricas. Colocadas sobre un material del que se conoce su módulo de Young, la medición de la deformación proporciona el esfuerzo.

**Sensores piezoresistivos** Como se indicó al hablar del efecto piezoresistivo, la resistencia de un conductor es proporcional a la deformación –para pequeños desplazamientos– y se aprovecha este mecanismo para disponer sobre un sustrato adecuado un hilo de propiedades conocidas replegado varias veces para aumentar la longitud útil. El sustrato se une mediante un adhesivo a la pieza en la cual se quiere medir el esfuerzo. Según se coloque, con uno o varios elementos piezoresistivos se puede medir la flexión, la tracción, la cizalla o la torsión. Para simplificar su manejo, se comercializan sensores que incluyen varios elementos piezoresistivos colocados según diferentes direcciones.

Es necesario asegurarse que el sustrato del sensor está bien adherido a la pieza sometida al ensayo y que las diferencias en los coeficientes de dilatación térmica no falseen la medida. Para evitarlo, se comercializan galgas extensiométricas con características térmicas adaptadas a diferentes materiales, como el acero o el aluminio. Los sensores son bastante baratos (unos 100 euros) pero son sensores activos, y para excitarlos se necesita una electrónica

o –lo que es más normal– una interfaz que provea la excitación y a la vez acondicione la señal de salida.

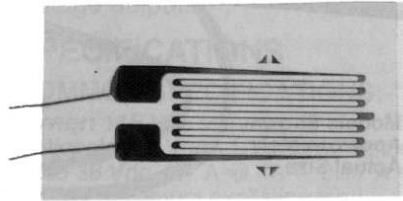


Figura 1.6: Galga extensiométrica

Para medir grandes tensiones, se comercializan celdas de carga (*load cells*) que contienen no sólo las galgas extensiométricas solidarias con un material de constante de Young conocida sino también la electrónica de excitación y acondicionamiento de la señal. Las hay de dos grandes tipos: vástagos para medir la flexión (*bending beams*) y celdas en forma de S para medir la tracción (*shear beams*). La precisión puede alcanzar el 0.01 % y su precio ronda los 1.000 euros (con la electrónica incluida).

**Piezoeléctricos** La frecuencia de resonancia de un cristal de cuarzo, tallado según una determinada orientación y utilizado como resonador eléctrico, varía según la fórmula  $f_n = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{c}{\rho}}$  donde  $f_n$  es la frecuencia del armónico  $n$ ,  $l$  la longitud en la dirección de resonancia,  $c$  la constante elástica involucrada (ej.: módulo de Young) y  $\rho$  la densidad. Es un sensor activo, muy sensible. Se emplea para medir fuerzas de magnitud muy pequeña.

**Diafragmas** Se emplean para medir la presión. Los diafragmas son láminas de constante elástica conocida cuya deflexión se puede medir (mediante un elemento piezoeléctrico o piezoresistivo). Dependiendo de la diferencia de presión a que se somete el diafragma se distinguen los siguientes tipos:

- *gage pressure transducer* (de referencia, respecto a la atmósfera).- el diafragma se somete por un lado a la presión desconocida y por otro está abierto a la atmósfera. La medición varía, lógicamente, con la presión atmosférica (que se emplea como referencia).
- *sealed gage pressure transducer* (presión de referencia sellada).- la presión se mide respecto a una cámara sellada cerrada por el diafragma, en la cual se ha establecido una presión de referencia de 1 atm.

- *absolute gage pressure transducer* (presión de referencia absoluta).- en este caso, en la cámara sellada se hace el vacío (se mide la presión absoluta respecto al vacío).
- *differential pressure transducer* (transductor de presión diferencial).- a ambos lados del diafragma se establecen presiones desconocidas de las cuales lo único que interesa es la diferencia.

Es frecuente que tanto el diafragma como el elemento piezoresistivo, si es el caso, se fabriquen de silicio y lleven la electrónica incorporada; se obtiene entonces un sensor de estado sólido que puede encapsularse. La resolución es muy alta, pero el rango de medida es limitado. Suelen ser más baratos que otros sensores tradicionales, fabricados con diafragma de acero inoxidable, con la electrónica externa, que tienen como ventaja la solidez mecánica y en ambientes agresivos, y un rango de medida más amplio.

## 1.5. Detectores de luz

Hay semiconductores en los que un fotón incidente da lugar a un par electrón-hueco. Con ellos se fabrican detectores de luz. Los principales inconvenientes de tales detectores son las funciones de E/S, de forma complicada, y que la eficiencia del dispositivo depende fuertemente de la frecuencia del fotón.

Una unión P-N de  $\text{SiO}_2$  presenta una característica I/V que permite utilizarlo como detector logarítmico en dos regímenes: la región fotovoltaica (no se aplica  $V$ ) y la región fotoconductiva (se aplica un voltaje de polarización). En la primera, en la que el fotodiodo funciona como un convertidor I/V, se obtiene una gran sensibilidad a bajos niveles luminosos, pero el ancho de banda ( $\sim$  kHz) es más limitado que en la segunda, que puede llegar a los MHz.

Es interesante el empleo de fotodiodos diferenciales (que miden la asimetría de la luz incidente sobre un elemento sensor alargado) y los de 4 cuadrantes, con los cuales se obtiene una sensibilidad a la posición de un haz de luz según dos ejes. Se denominan genéricamente PSD (*Position Sensitive Diodes*). En conjunción con un láser de baja potencia, permiten registrar la posición de un objeto en el que se refleja el haz de manera no invasiva.

En el fototransistor, el semiconductor sensible a la luz constituye la base del transistor, cuya ganancia es función de la intensidad luminosa. La sensibilidad es muy grande, y se suele usar como interruptor (relé todo / nada). Si se necesita medir la posición de un haz luminoso es mejor emplear un fotodiodo.

Los sensores infrarrojos miden la radiación total recibida en una cierta banda del espectro electromagnético. Suelen ser caros (varios miles de euros) y necesitan

refrigeración por nitrógeno líquido.

Los tubos fotomultiplicadores aumentan la intensidad luminosa recibida por un efecto de avalancha, que funciona cuando los electrones sobre los que inciden los fotones se encuentran a un voltaje elevado (p.ej. 3000 V).

Uno de los mayores fabricantes del mundo de elementos sensibles a la luz es Hamamatsu.

## 1.6. Otros captore

- Flujo.- Se emplean elementos que miden la diferencia de presión (ecuación de Bernoulli) en los extremos de un estrangulamiento, o se mide la velocidad en una tubería de sección conocida, mediante por ejemplo la técnica del hilo caliente.

Se puede medir también la velocidad del flujo con ultrasonidos, evaluando el efecto Döppler. Es un método no invasivo, disponible comercialmente, pero caro y de montaje complejo.

- Acústica.- Los micrófonos piezoeléctricos pueden usarse como transductores bidireccionales de ultrasonidos. Existen también micrófonos capacitivos y de electrete (dieléctrico permanentemente polarizado). Un gran fabricante mundial es Brüel & Kjær (<http://www.bk.dk>).
- Aparte de los sensores recensados, existen otros muchos elementos sensibles a otras magnitudes, como la humedad, la conductividad, la gravedad, los humos, etc.

# Capítulo 2

## Acondicionamiento de la señal \*

La salida que proporciona el sensor no siempre se puede conectar directamente al aparato de medida. Los motivos son variados: ya sea porque la salida del sensor es débil y el instrumento no es capaz de detectarla, ya porque interesa convertir la señal de intensidad o frecuencia a voltaje, o por otras razones diversas. Es necesario entonces “preprocesar” la señal antes de que llegue al instrumento.

Considérese el caso de una señal débil. Aunque su nivel esté dentro del rango de medida del aparato, el lapso de tiempo que éste necesita para tomar la medida (llamado tiempo de apertura) depende de la magnitud de la señal: para medir una señal débil, el tiempo de apertura es mayor. Si se quieren realizar muchas mediciones seguidas (una salva) es necesario *amplificar* la señal antes de que llegue al aparato. En la primera sección se plantea esta situación, para determinar las necesidades de condicionamiento de la señal. Posteriormente, se trata del amplificador operacional y se describe el montaje de algunos circuitos electrónicos simples con los que llevar a cabo ese cometido.

### 2.1. Nociones preliminares

#### 2.1.1. Muestreo

Sea  $\mathbf{x}(t)$  una magnitud física que varía con el tiempo. Se define **muestreo** como la obtención de una señal discreta a partir de  $\mathbf{x}(t)$  tomando medidas en ciertos instantes de tiempo. Si los intervalos temporales entre las mediciones son constantes, el muestreo se llama periódico. Para distinguir la señal continua original de la señal discreta obtenida, se designará esta última como  $x[n]$ , donde  $n$  es un número entero (puesto que  $x$  es discreta). En el caso del muestreo periódico,

---

\*Este capítulo puede ser omitido por quien ya posea conocimientos de electrónica

se puede escribir

$$x[n] = \mathbf{x}(nT) \quad \text{con } -\infty < n < \infty$$

donde  $T$  se llama **tiempo de muestreo**, porque cada intervalo de tiempo  $T$  se “muestra” la señal continua. Se define **frecuencia de muestreo** o **tasa de muestreo** (en inglés, *sampling rate*) a la inversa de  $T$ :  $f_m = \frac{1}{T}$ , que se especifica en *muestras por segundo* y sus múltiplos.

Esa es una de las operaciones realizadas en los instrumentos digitales. El dispositivo interno que realiza la conversión de  $\mathbf{x}(t)$  a  $x[n]$  se llama precisamente *convertidor analógico-digital*, abreviadamente ADC (de las siglas en inglés de *Analog to Digital Converter*). Así,

$$x = \sum_n \mathbf{x}(t) \delta(t - nT)$$

La señal  $x$  se almacena luego numéricamente.

Sin embargo, esta fórmula es una aproximación. En realidad, para obtener un valor de  $x$  el aparato integra durante un cierto tiempo la señal continua  $\mathbf{x}$ ; como se indicó, este tiempo se llama tiempo de apertura. Lo correcto sería reemplazar la función  $\delta$  por una integral. Es fácil comprender que si la señal  $\mathbf{x}$  es débil el tiempo de apertura tenga que alargarse para proporcionar un valor razonable de  $x$ . De lo dicho se deduce, además, que el muestreo es irreversible, puesto que involucra una integración. Todas las fluctuaciones de  $\mathbf{x}$  durante el tiempo de integración son promediadas irremediablemente. Dicho de otra manera, con el muestreo se pierden todas las frecuencias de  $\mathbf{x}$  mayores que  $f_m$ .

Es evidente que si se desea registrar una frecuencia de  $\mathbf{x}$  más elevada que ésta el método más directo consiste en muestrear más rápido. La pregunta que surge es: ¿cuál es la mínima frecuencia de muestreo necesaria para detectar una cierta frecuencia en la señal? O viceversa: dada una frecuencia de muestreo, ¿cuál es la frecuencia máxima detectable en la señal?

**Teorema de Nyquist** Se da sin demostración este teorema, también llamado “teorema del muestreo” o “teorema de Shannon”.

Si una señal  $\mathbf{x}$  tiene un ancho de banda delimitado por  $f_s$  (es decir, la transformada de Fourier de  $\mathbf{x}$  es nula para  $f > f_s$ ) entonces  $\mathbf{x}$  queda totalmente determinada por las muestras

$$x[n] = \mathbf{x}(nT) \quad \text{con } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty \quad \text{sii } f_m = \frac{1}{T} > 2f_s$$

A  $f_s$  se le llama frecuencia de Nyquist, y a  $f_m$  tasa de Nyquist, aunque a veces –por abuso del lenguaje– se designa también a  $f_m$  como frecuencia de Nyquist.

Varias restricciones suplementarias imponen que la frecuencia de muestreo deba ser aún mayor. Por un lado, todas las señales son finitas en el tiempo. Por otro, los valores de  $x$  no se conocen con precisión infinita, y están afectados por el ruido. En la práctica, resulta que para detectar correctamente se debe muestrear a una tasa  $f_m \geq 10f_s$ .

### 2.1.2. Preamplificación

Como corolario de lo dicho, interesa muestrear a una tasa  $f_m$  un orden de magnitud mayor que la frecuencia que se quiera detectar en la señal  $f_s$ . Pero el tiempo de apertura del instrumento puede que no dé de sí. Ahora bien: como el tiempo de apertura está relacionado con la amplitud de la señal, si se consigue multiplicar la señal por un factor constante se puede aumentar el tiempo de muestreo. A eso se le denomina *preamplificación*. La solución pasa, pues, por condicionar la señal, amplificándola.

Dos condiciones se demandan del amplificador: la *linealidad*, para que la señal no sea distorsionada, y la *rapidez*, es decir, que el ancho de banda del amplificador debe abarcar holgadamente todas las frecuencias de la señal. Esas características las cumple el amplificador operacional.

Aprovechando la etapa de preamplificación, y a costa de introducir muy pocos componentes electrónicos adicionales, se puede realizar en simultáneo algún otro condicionamiento de la señal, como puede ser la conversión de intensidad a voltaje, el filtrado de ruido electrónico, etc.

## 2.2. El amplificador operacional

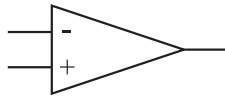
El *amplificador operacional* (AO) es un amplificador, cebado con corriente continua, que posee una entrada diferencial y un solo terminal de salida. Al factor de amplificación se le denomina ganancia.

Las características del amplificador operacional ideal se pueden resumir en

- Ganancia infinita. Se designa por  $A_0$  la ganancia en bucle abierto (su significado se explica más adelante; la mayoría de las veces se configura el AO de manera que la ganancia sea mucho menor). En la práctica se obtiene fácilmente  $A_0 \approx 50,000$ . Eso quiere decir que si a la entrada hay una diferencia de potencial de sólo 0.1 mV a la salida se tienen 5 V.
- Ancho de banda infinito. El ancho de banda disminuye con la ganancia, pero se obtienen sin problemas anchos de banda del orden de Mhz para ganancia 1 y de 100 kHz para las ganancias más usuales.

- Impedancia de entrada infinita. Típicamente se obtienen decenas de  $M \Omega$ .
- Impedancia de salida nula. Los  $100 \Omega$  que puede haber a la salida son despreciables.
- *Offset* nulo. Es decir, si el voltaje en ambas entradas es nulo, el voltaje a la salida también lo es. En realidad se encuentran derivas de  $100 \mu V$ , que pueden corregirse externamente si interesa.

Se representa así:



A la entrada  $e_1$  se le llama entrada inversora, porque si  $e_1$  varía, la salida lo hace con la misma polaridad; y a  $e_2$  se le llama entrada no inversora, porque ocurre lo contrario. El amplificador operacional funciona, por tanto, amplificando la diferencia de potencial entre las entradas. La capacidad de llevar a cabo esa amplificación se mide con una especificación llamada *Common Mode Rejection Ratio* (CMRR, relación de rechazo del modo común). Se define de la siguiente manera. Sea  $V_d = V_+ - V_-$  la diferencia de potencial entre las entradas, y llamemos “modo común” a  $V_c = \frac{1}{2}(V_+ + V_-)$ . Designemos por  $A_-$  y  $A_+$  las amplificaciones correspondientes a las entradas inversora y no inversora respectivamente. Se puede escribir entonces el voltaje de salida  $V_s = \frac{1}{2}(A_- - A_+)V_d + (A_- + A_+)V_c$ , esto es,  $V_s = A_d V_d + A_c V_c$ , donde  $A_d$  es la amplificación del “modo diferencial”  $V_d$  y  $A_c$  la del modo común. Entonces,  $CMRR = \frac{A_d}{A_c}$ , que es un factor de mérito del AO. Idealmente,  $CMRR = \infty$ . En la práctica, se encuentran valores del orden de 100 dB.

El amplificador operacional encapsulado tiene 8 terminales: las dos de entrada, la de salida, dos para cebar el AO con corriente continua ( $+V_{cc}$  y  $-V_{cc}$ ) y otras dos para compensar el *offset*; la última se deja sin conectar. En algunos AO especiales varía la disposición. El valor de  $V_{cc}$  es típicamente 12 V ó 15 V, aunque el AO funciona con  $V_{cc}$  entre 3 y 30 V.

Cada fabricante ofrece las especificaciones de sus modelos y la conexión que corresponde a cada pata del circuito integrado ya encapsulado <sup>1</sup>. A título de ejemplo, las conexiones y características del OP07 de Texas Instruments son las siguientes:

***offset***  $60 \mu V$

<sup>1</sup>Véase, por ejemplo, la sección de semiconductores del catálogo RS



**ganancia en bucle abierto**  $400 \text{ V/mV}$  , esto es,  $4 \cdot 10^5$

**ancho de banda** (para ganancia unidad)  $0.6 \text{ MHz}$

**resistencia de entrada**  $R_{in} = 31 \text{ M}\Omega$

**CMRR**  $110 \text{ dB}$

**tiempo de subida** (*slew rate*)  $0,3 \text{ V}/\mu\text{s}$

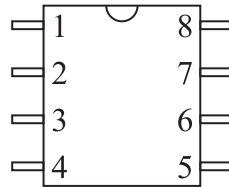
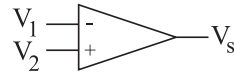


Figura 2.1: Conexiones del OP07. Offset: 1,8;  $V_-$ : 2;  $V_+$ : 3;  $V_{CC-}$ : 4;  $V_{CC+}$ : 7;  $V_s$ : 6

**Ejemplo: Comparador** Estudiemos un amplificador operacional en el cual se conecta a la entrada no inversora un voltaje de referencia  $V_2$ :



El voltaje de salida es  $V_s = A_0(V_2 - V_1)$ . Como  $A_0 \approx \infty$ , el AO estará siempre saturado: si  $V_1 > V_2$  entonces  $V_s = -V_{cc}$  y si  $V_1 < V_2$ ,  $V_s = V_{cc}$ . Si  $V_1 = V_2$  el voltaje de salida puede tomar cualquier valor.

Con circuitos así se construyen *triggers* (disparadores).

En el comparador, el AO está siempre en saturación. Se dice que funciona en régimen no lineal; cuando el voltaje de la entrada inversora es muy parecido al de la entrada no inversora, una pequeña variación de  $V_1$  provoca una gran diferencia en  $V_s$ , que pasa de  $+V_{cc}$  a  $-V_{cc}$ . Para conseguir que el AO funcione en régimen lineal hay que introducir algunas variaciones en el montaje que reducen la amplificación diferencial, de modo que la salida es proporcional a la diferencia  $+V_{cc} - V_{cc}$  con un factor multiplicativo mucho más pequeño.

**Realimentación** Como se ha visto, la impedancia de entrada del AO es prácticamente infinita. Internamente se puede representar el AO por el modelo de la Fig. 2.2.

Si ahora se conecta la salida a una de las entradas mediante una impedancia  $z_2$  (Fig. 2.3), toda la intensidad que llegue al AO debe encauzarse por otro camino. A esta técnica, consistente en conectar la salida a una entrada, se la denomina *realimentación*.

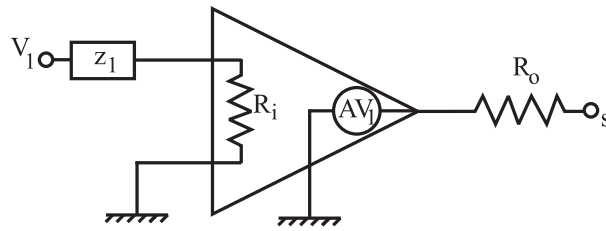


Figura 2.2: Modelo de amplificador operacional

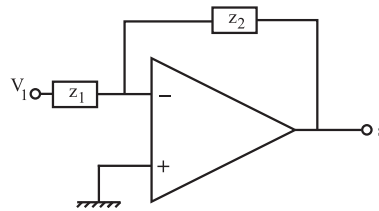


Figura 2.3: Esquema general de amplificador operacional realimentado

**Ejemplo: Seguidor de tensión** Consideremos el montaje de la Fig. 2.4. Por construcción,  $V_s = V_-$ ; pero como  $V_s = A_0(V_+ - V_-)$ , la única manera de que esa relación sea válida es que  $V_+ = V_-$ . (Como se ha visto, en ese caso  $V_s$  puede tomar cualquier valor). En consecuencia,  $V_s = V_1$ : la salida sigue a la entrada. Este montaje se usa para acoplar impedancias, puesto que la resistencia de entrada del AO es muy grande y la resistencia de salida muy pequeña.

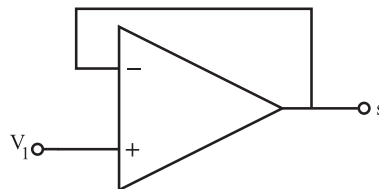


Figura 2.4: Seguidor de tensión

**El principio de la masa virtual** Supongamos ahora que entre  $V_e$  y la entrada inversora se coloca una impedancia  $z_1$ , y entre esa entrada y la salida se coloca una impedancia de realimentación  $z_2$ , mientras que la entrada no inversora se conecta a la masa, como en la Fig. 2.3.

Puesto que  $V_+ = V_-$ , en la entrada inversora se tiene una *masa virtual*. Además, en el AO no puede entrar ninguna corriente. De este modo,  $I_1 = I_2$ . Entonces

$$\frac{V_e}{z_1} = I_1 = I_2 = -\frac{V_s}{z_2} \text{ o sea } V_s = -V_e \frac{z_2}{z_1}$$

Nótese que la amplificación ya no depende de la ganancia en bucle abierto  $A_0$  (se llama en bucle abierto por oposición a realimentación), sino de los elementos exteriores al AO y especialmente de la impedancia de realimentación.

## 2.3. Circuitos electrónicos simples

**Amplificador inversor** (Fig 2.5.a) Aplicando el principio de la masa virtual, el circuito se puede representar como indica la Figura 2.5.b, de modo que  $V_s = -V_e \frac{R_2}{R_1}$ .

**Amplificador no inversor** (Fig 2.5.c) Como  $V_A = V_e$ , se tiene que

$$\frac{V_s - V_e}{R_2} = \frac{V_e}{R_1} \Rightarrow V_s = V_e \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

**Sumador** (Fig 2.5.d) En  $V_-$  se tiene una masa virtual, y como  $I_3 = I_1 + I_2$ ,

$$-\frac{V_s}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1} \Rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1}(V_1 + V_2)$$

**Restador** (Fig 2.5.e) Siguiendo el mismo razonamiento,  $V_s = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$

**Trigger de Schmidt** (Fig 2.5.f)

**Integrador** (Fig 2.5.g) Aplicando el paradigma de la masa virtual, se tiene que el condensador  $C$  soporta un voltaje  $V_s$ , y por tanto  $V_s = \frac{q}{C} = -\frac{\int I dt}{C}$  pero como  $I = V_e/R$ , la salida es  $V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt$

**Diferenciador** (Fig 2.5.h) En el circuito indicado,  $V_s = IR$ ; y como en  $V_-$  se tiene una masa virtual,  $V_e = \frac{q}{C} = \frac{\int I dt}{C}$ , por tanto  $C \frac{dV_e}{dt} = I = -\frac{V_s}{R}$ , o sea que  $V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$

**Conversor  $I \rightarrow V$**  (Fig 2.5.i)

**Conversor  $V \rightarrow I$**  (Fig 2.5.j)

Estos y otros muchos circuitos se encuentran descritos con todo lujo de detalles en [2].

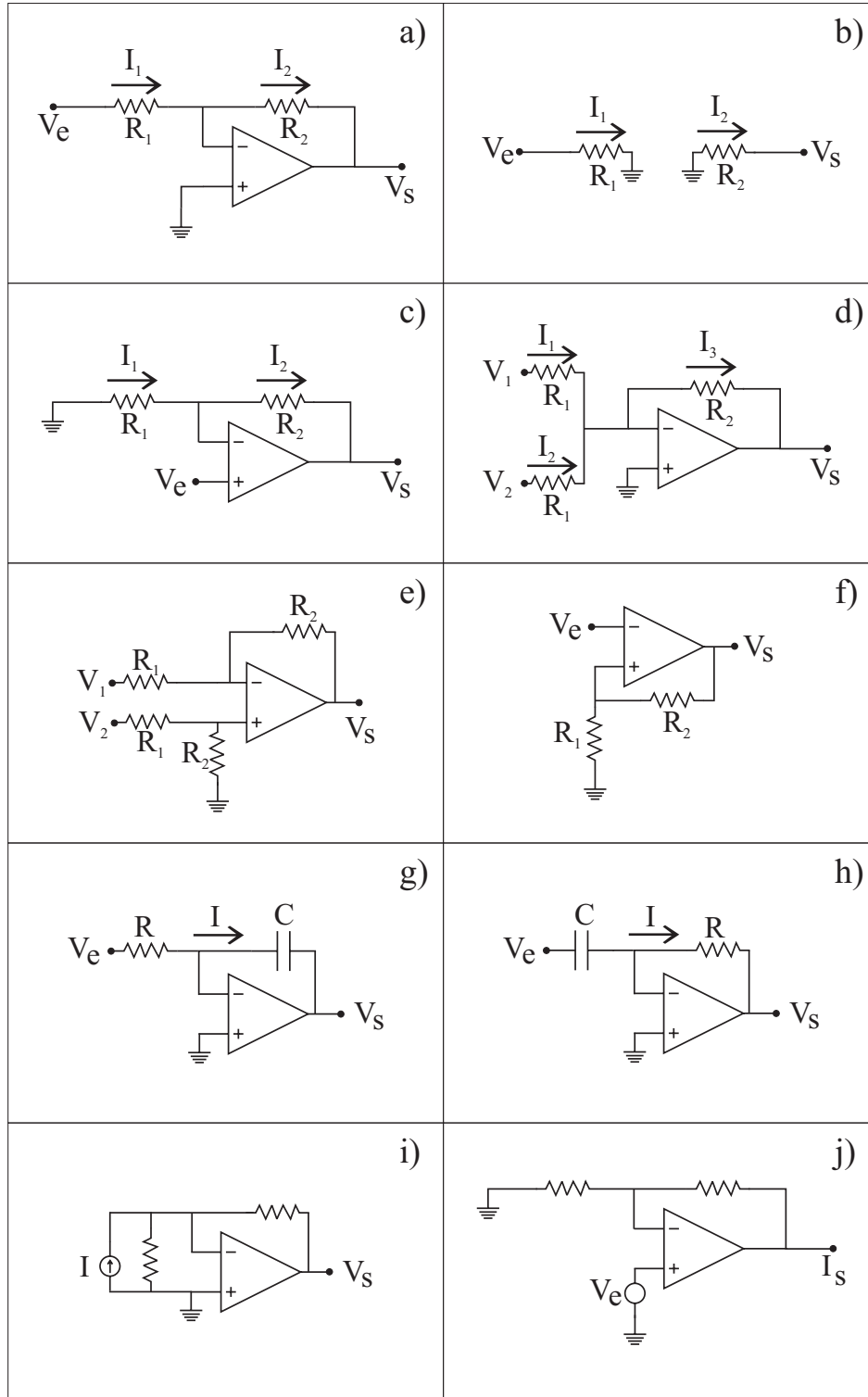


Figura 2.5: Montajes básicos con amplificadores operacionales

# Capítulo 3

## Filtros

Un sistema que transforma una señal de entrada en una señal de salida: tal es la noción más general de filtro. En sentido amplio, es un filtro un sensor – como se indicó en el apartado 1.1–; un instrumento de medida; un amplificador; y también un filtro propiamente dicho que quita ruido de la señal en la etapa de preamplificación.

La caracterización de los filtros se lleva a cabo con la *función de transferencia*. Aunque el filtro queda definido con la función de E/S (la salida en función de la entrada), el formalismo de la función de transferencia es mucho más potente y elegante. Para poder definir la función de transferencia, se repasan en una primera sección las matemáticas necesarias.

### 3.1. Nociones matemáticas

Tomemos una señal discreta que provenga de una señal continua muestreada periódicamente cada intervalo temporal  $T$ :  $x[n] = x(nT)$ . La señal discreta puede considerarse una *sucesión*, y a partir de ahora se usará indistintamente  $x[n]$  y  $x_n$  para designar tanto un término particular ( $n$  fijo) como la sucesión completa ( $n$  toma todos los valores posibles; en rigor habría que escribir  $\{x_n\}$ ). Como  $n$  depende del tiempo, a la sucesión se le puede llamar una secuencia temporal.

#### Secuencias notables

- Impulso.- Se define de la siguiente manera:

$$\delta_n = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

Es el análogo discreto de la delta de Dirac (Fig. 3.1.a).

- Escalón.- (Fig. 3.1.b)

$$u_n = \begin{cases} 1 & n \geq 0 \\ 0 & n < 0 \end{cases}$$

Es el análogo discreto de la función  $\Theta$  de Heaviside.

- Exponencial.- Se define como

$$a^n u_n \text{ con } a \in \mathfrak{R}, \text{ esto es, } \begin{cases} a^n & n \geq 0 \\ 0 & n < 0 \end{cases}$$

Para  $a > 1$  se obtiene una exponencial creciente, para  $0 < a < 1$  una exponencial decreciente (Fig. 3.1.c) y si el valor de  $a$  es negativo se dan oscilaciones (Fig. 3.1.d).

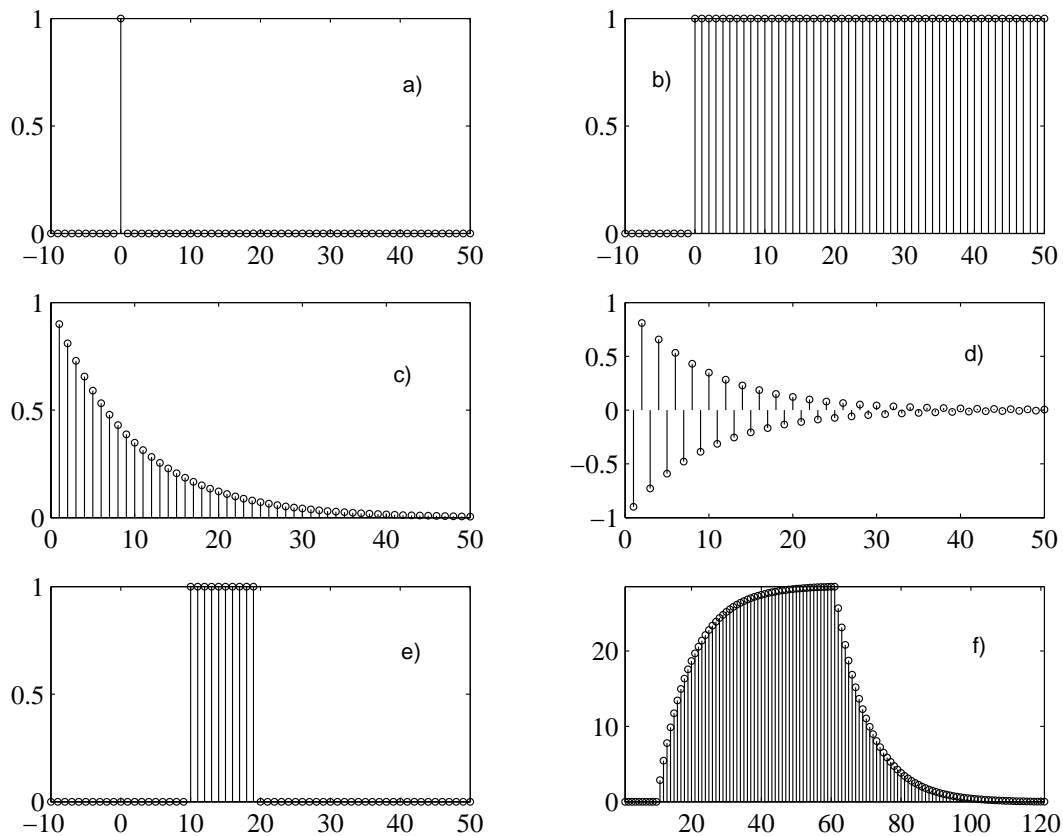


Figura 3.1: Algunas secuencias notables

Se puede introducir fácilmente un *retraso* en cualquier secuencia restando al argumento el intervalo deseado:  $x[n] \rightarrow x[n - n_1]$ . Por ejemplo, un pulso

rectangular (Fig. 3.1.e) se escribe así:

$$p[n] = u[n - n_1] - u[n - n_2]$$

Para fijar conceptos, se dan a continuación algunas definiciones.

Filtro.- Sistema que opera sobre una secuencia y produce otra.

Filtro discreto.- Es el que actúa sobre una señal discreta.

Filtro digital.- El que opera sobre una señal de entrada cuantizada en amplitud y produce otra también cuantizada.

Filtro lineal.- Cumple lo siguiente:

$$\left. \begin{array}{l} x_1[n] \longrightarrow y_1[n] \\ x_2[n] \longrightarrow y_2[n] \end{array} \right\} \Rightarrow ax_1[n] + bx_2[n] \longrightarrow ay_1[n] + by_2[n]$$

Filtro invariante temporal.- (en inglés, *time invariant* o *shift invariant*): si cumple que

$$x_n \longrightarrow y_n \Rightarrow x_{n-d} \longrightarrow y_{n-d}$$

Filtro causal.- El que no responde antes de que llegue la señal:

$$\text{si } x[n] = 0 \text{ para } n < 0 \Rightarrow y[n] = 0 \text{ para } n < 0$$

Los filtros que operan sobre secuencias ya almacenadas en un ordenador, por ejemplo, pueden empezar a responder a la señal de entrada antes de que ésta llegue, pues ya se conoce toda la secuencia de antemano.

**Convolución** Se denomina convolución (o producto de convolución) de dos vectores, y se representa  $\vec{c} = \vec{x} * \vec{y}$ , a la operación definida por

$$c_i = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_{i-k} y_k$$

donde  $c_i$  es la  $i$ -ésima componente de  $\vec{c}$ . De la definición se obtiene que  $\vec{x} * \vec{y} = \vec{y} * \vec{x}$ .

Gráficamente, el producto de convolución consiste en dar la vuelta a un vector y “pasarle” junto al otro avanzando un componente cada vez (la Fig. 3.1.f muestra la convolución de una exponencial y un pulso rectangular). La misma operación sin dar la vuelta al primer vector se denomina **correlación cruzada**, o simplemente correlación.

**Respuesta a un impulso** La respuesta del filtro a una entrada  $\delta_n$ , que llamaremos  $h_n$ , es interesante porque –como veremos más adelante– el filtro queda totalmente definida por ella.

Sea un filtro discreto, lineal e invariante temporal. Cualquier señal  $x[n]$  puede escribirse como la suma  $x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \delta[x - k]$ . Si la respuesta del filtro a un impulso  $\delta[n]$  es  $h[n]$ , entonces la respuesta a  $\delta[n - k]$  es  $h[n - k]$ , por ser invariante temporal. Además, por linealidad, la respuesta a  $x[k] \delta[x - k]$  será  $x[k] h[n - k]$ . Por tanto, la salida correspondiente a la señal de entrada  $x[n]$  se puede escribir

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] h[n - k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n - k] h[k], \text{ o sea, } y[n] = x[n] * h[n]$$

o bien, abreviadamente,  $y = x * h = h * x$ .

Supongamos conocida  $h[n]$ : sea por ejemplo  $h[n] = a^n u[n]$  con  $a \in (0, 1)$  (una exponencial decreciente). La respuesta a un escalón es entonces  $y[n] = u[n] * h[n] = u[n] * a^n u[n]$ . Se deja su cálculo como ejercicio.

**Transformada z** Sea una secuencia  $x[n]$ . Se llama transformada z de  $x$  y se denota por  $X$  a

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] z^{-n}$$

Es el análogo a la transformada de Laplace para secuencias discretas. La definición se completa dando el radio de convergencia de la serie.

### Propiedades

- Sea  $w[n] = x[n] * y[n]$ . Entonces  $W(z) = X(z) Y(z)$ : la transformada z de la convolución es el producto de las transformadas.
- Sea  $w[n] = x[n - n_d]$ . Entonces  $W(z) = z^{-n_d} X(z)$ .

### Ejemplos

1. Sea  $x[n] = \delta[n]$ . Entonces  $X(z) = z^{-0} = 1 \forall z$ .
2. Sea  $x[n] = u[n]$ . Entonces

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} 1 z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{z^n} = \frac{1}{1 - \frac{1}{z}} \text{ para todo } |z| > 1$$

3. Sea  $x[n] = a^n u[n]$ . La transformada z es

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a^n z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{a}{z}\right)^n = \frac{z}{z - a} \forall |z| > a$$



## 3.2. Función de transferencia

Para un filtro lineal invariante temporal cuya respuesta a un impulso sea  $h[n]$  se puede escribir que la salida  $y[n]$  correspondiente a una entrada  $x[n]$  es  $y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n-k]h[k]$  o abreviadamente,  $y = x * h$ . Tomando a ambos lados la transformada  $z$  se obtiene que  $Y(z) = X(z)H(z)$ . A la transformada  $z$  de  $h[n]$  se le llama *función de transferencia*:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

La función de transferencia determina completamente el comportamiento del filtro, si se conoce la manera de obtener  $y[n]$  a partir de  $Y(z)$ .

### Transformada $z$ inversa

El teorema de Cauchy dice que

$$\frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} z^{k-1} dz = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

donde  $\Gamma$  es un camino de integración que encierra al origen, recorrido en sentido contrario a las agujas del reloj, comprendido en la región de convergencia.

Como  $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}$ , se tiene que

$$\frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} X(z)z^{k-1} dz = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}z^{k-1} dz = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \left( \frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} z^{k-n-1} dz \right)$$

Pero el último paréntesis vale 1 para  $n = k$ , y 0 en caso contrario (por el teorema de Cauchy); en consecuencia,

$$\frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} X(z)z^{k-1} dz = x[k]$$

lo cual nos proporciona el método para obtener  $x$  a partir de  $X$ . La integral cerrada, además, suele ser fácil de obtener, pues el teorema de los residuos de Cauchy asegura que

$$\frac{1}{2\pi i} \oint_{\Gamma} X(z)z^{n-1} dz = \sum_i \rho_i$$

donde  $\rho_i$  son los residuos de  $X(z)z^{n-1}$  en los polos contenidos en  $\Gamma$ . Recuerdese que el residuo de una función  $\frac{\Phi_i(z)}{(z-p_i)^k}$  en el polo  $p_i$  de orden  $k$  viene dado por

$$\rho_i = \frac{1}{(k-1)!} \left. \frac{d^{k-1}\Phi_i(z)}{dz^{k-1}} \right|_{z=p_i}$$

El caso particular dicta si la manera más fácil de obtener  $y$  es a través de la transformada  $z$  inversa de  $Y$  o calculando directamente el producto de convolución  $y = x * h$ .

**Respuesta en frecuencia** Sea la secuencia  $x[n] = e^{i\omega nT}$ . Nótese que la variable no es  $T$  –el período de muestreo– sino  $n$ , que va de  $-\infty$  a  $\infty$ . La salida del filtro es

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n-k] h[k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] e^{i\omega(n-k)T} = e^{i\omega nT} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] e^{-i\omega kT}$$

El último sumatorio es precisamente la transformada  $z$  de  $h$  pero con  $z = e^{-i\omega T}$ :

$$y[n] = e^{i\omega nT} H(z)|_{z=e^{i\omega T}} = e^{i\omega nT} H(e^{i\omega T})$$

Esa definición se corresponde precisamente con la transformada discreta de Fourier  $\mathcal{F}$ :

$$\begin{aligned} \text{caso continuo} \quad \mathcal{F}(\omega) &= \int_{t=0}^{\infty} f(t) e^{i\omega t} dt \\ \text{caso discreto} \quad \mathcal{F}(\omega) &= \sum_{k=0}^{\infty} f(k) e^{i\omega kT} \end{aligned}$$

Se llama **respuesta en frecuencia** del filtro y se designa por  $H'(\omega)$  a la transformada de Fourier de la respuesta a un impulso  $h$ :

$$H'(\omega) = H(e^{i\omega T})$$

de modo que se puede escribir

$$y[n] = x[n] H'(\omega)$$

Otra definición equivalente de la respuesta en frecuencia:  $H'(\omega)$  es la transformada  $z$  de  $h[n]$  evaluada en el círculo unidad del plano complejo:  $|z| = |e^{i\omega T}| = 1$ .

La respuesta a una señal continua ( $\omega = 0$ ) corresponde a  $z = 1$ . La respuesta a la frecuencia de Nyquist ( $\omega = \pi/T$ ) corresponde al punto  $z = e^{i\pi} = -1$ . Como  $h[n]$  es real,  $h[n] = h^*[n]$ , por tanto  $H'(\omega) = [H'(-\omega)]^*$ , o lo que es lo mismo,  $|H'(\omega)|$  es simétrica respecto al punto medio  $\pi/T$ . En cambio la fase (en rigor, el *desfase*) introducida por el filtro es antisimétrica.

**Ecuaciones en diferencias** Muchos filtros lineales e invariantes temporales cumplen que

$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{m=0}^M b_m x[n-m]$$

y reescalando (tomando  $a_0 = 1$ ) se obtiene que

$$y[n] = \sum_{m=0}^M b_m x[n-m] - \sum_{k=1}^N a_k y[n-k]$$

es decir, que la salida  $y[n]$  se obtiene de  $M$  entradas discretas y  $N$  salidas discretas anteriores más la entrada actual ( $m = 0$ ). Se llama orden del filtro al máximo de  $\{M, N\}$ . Los factores  $a_k, b_k$  se denominan factores de ganancia (*gain factors*). Si el filtro no depende de las salidas anteriores, se llama no recursivo ( $a_k = 0$ ). En caso contrario, se llama recursivo.

La función de transferencia de un filtro así es fácil de calcular. Tomemos la transformada  $z$  (operación que designaremos por el operador  $\mathcal{Z}$ ) a ambos lados de la igualdad  $\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{m=0}^M b_m x[n-m]$ :

$$\sum_{k=0}^N a_k \mathcal{Z}(y[n-k]) = \sum_{m=0}^M b_m \mathcal{Z}(x[n-m])$$

Como  $k$  y  $m$  se pueden considerar como retrasos,

$$\sum_{k=0}^N a_k z^{-k} Y(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m} X(z)$$

Por tanto la función de transferencia  $Y(z)/X(z)$  se puede escribir así:

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}}$$

es decir: el cociente de dos polinomios en  $z^{-1}$  cuyos coeficientes son los factores de ganancia.

### 3.3. Implementación de filtros

Un filtro queda completamente especificado por alguna de las maneras que se indican a continuación:

1. Definiendo la función de E/S.
2. Con la respuesta a un impulso  $h[n]$ .
3. Especificando la respuesta en frecuencia  $H'(\omega)$ .
4. Proporcionando la función de transferencia  $H(z)$ . En el caso de que se pueda expresar la salida en función de la entrada como una ecuación en diferencias,  $H(z)$  queda determinada por dos vectores cuyas componentes son los factores de ganancia:

$$\vec{b} = (b_0, b_1, \dots, b_M) \quad \text{y} \quad \vec{a} = (a_0, a_1, \dots, a_N)$$

### 3.3.1. Filtros *software*

Un programa que procese las secuencias de datos almacenadas en el ordenador puede considerarse un filtro. Una de las maneras de hacerlo es emplear el *Signal Processing Toolbox* de Matlab [10]. En Matlab, dados los factores de ganancia  $\vec{a}$  y  $\vec{b}$  y la secuencia de entrada  $x[n]$ , se obtiene la salida sin más que ejecutar en el *prompt* la orden

$$y = \text{filter}(\mathbf{b}, \mathbf{a}, \mathbf{x})$$

A continuación se reseñan algunos filtros particulares. Como ejercicio, se propone estudiar –para cada ejemplo– la una interpretación geométrica de  $H'(\omega)$  en función de los ceros  $\{c_i\}$  y los polos  $\{p_i\}$  de la función de transferencia. En efecto, se puede escribir

$$H(z) = \frac{b_0 \prod_{m=1}^M (1 - c_m z^{-1})}{a_0 \prod_{k=1}^N (1 - p_k z^{-1})}$$

Si se pone

$$(z - c_m) = B_m e^{i\theta_m} \quad \text{y} \quad (z - p_k) = A_k e^{i\phi_k}$$

se tiene que

$$H(z) = z^{N-M} \frac{b_0 \left( \prod_m B_m \right) \exp \left\{ i \sum_m \theta_m \right\}}{a_0 \left( \prod_k A_k \right) \exp \left\{ i \sum_k \phi_k \right\}}$$

Como  $H'(\omega)$  es  $H(z)$  en el círculo unidad, pues  $H'(\omega) = H(e^{i\omega T})$ , se tiene que

$$|H'(\omega)| = \frac{b_0 \prod_m B_m}{a_0 \prod_k A_k}$$

Se sugiere además emplear las funciones `impz`, `zplane` y `freqz`.

**Running average (media móvil)** Es un filtro cuya operación consiste en sustituir cada punto de la secuencia de entrada por la media obtenida con todos los puntos que le rodean dentro de un cierto radio; a ese intervalo centrado en el punto que se considera se le llama *ventana*. Con ello se consigue suavizar los puntos. Consideremos una variante causal del filtro consistente en sustituir cada punto por la media de los  $L$  puntos anteriores ( $L$  es la anchura de la ventana). Así, la salida (los puntos filtrados) no dependen más que de las entradas anteriores: es un filtro causal y no recursivo.

De la definición se puede escribir que

$$y[n] = \sum_{m=0}^{L-1} b_m x[n-m]$$

Los coeficientes  $b_m$  indican los “pesos estadísticos” que se conceden a cada punto de la señal de entrada. A veces se toma un peso mayor cuanto mayor sea  $m$ . En el caso considerado, la media es no ponderada y se toman todos los coeficientes iguales:  $b_m = 1/L$ . Por tanto, los factores de ganancia son:

$$\vec{a} = (1) \text{ y } \vec{b} = \left( \frac{1}{L}, \frac{1}{L}, \dots, \frac{1}{L} \right) \text{ (con } L \text{ componentes)}$$

De la definición se obtiene por identificación con  $y[n] = h[n] * x[n]$  que la respuesta del filtro a un impulso es precisamente  $h[n] = \{b_m\}$ . Tomando la transformada  $z$  se obtiene la función de transferencia  $H(z) = \sum_{m=0}^{L-1} b_m z^{-m}$ .

Los filtros cuya respuesta a un impulso sean diferentes de cero sólo durante un intervalo de tiempo finito (como el caso presente: la respuesta a un impulso es un pulso rectangular de anchura  $L$ ) se llaman filtros FIR (*Finite Impulse Response*). En caso contrario, se llaman filtros IIR (*Infinite Impulse Response*).

**Integrador** Es un filtro recursivo:

$$y[n] = x[n] + ay[n-1] \text{ con } |a| < 1$$

Tomando la transformada  $z$ , se obtiene que  $Y(z) = X(z) + az^{-1}Y(z)$ , por lo tanto

$$H(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}}$$

lo cual –como se ha visto– corresponde a una respuesta al impulso  $h[n] = a^n u[n]$ . Por lo tanto, el integrador es un IIR. Los filtros recursivos suelen ser IIR, y los no recursivos FIR.

**Filtros pasabajos y pasaaltos**

- Filtro pasabajos de un polo:

$$\left. \begin{array}{l} b_0 = 1 \\ a_0 = 1 \quad a_1 = a \end{array} \right\} H(z) = \frac{1}{1-az^{-1}}$$

- Filtro pasabajos de primer orden más general:

$$H(z) = k \frac{1 + z^{-1}}{1 - az^{-1}}$$

- Filtro pasaaltos de primer orden:

$$H(z) = k \frac{1 - z^{-1}}{1 - az^{-1}}$$

**Construcción de otros filtros con Matlab**

Como se ha indicado, la manera de filtrar un archivo de datos  $x$  con un filtro de factores de ganancia  $\vec{b}$ ,  $\vec{a}$  con Matlab es a través del comando **filter**:

$$y = \text{filter}(b,a,x)$$

Por ejemplo: para implementar un *running average* de anchura de ventana  $L = 10$  se hace

```
L=10;
a=[1];
b=ones(1,L)*1/L;
y=filter(b,a,x)
```

Para obtener los valores de las componentes de  $\vec{b}$  y  $\vec{a}$  en otros casos en los que no sea inmediato, existen otros comandos de Matlab. Por ejemplo: para un filtro butterworth de orden  $n$  y frecuencia de corte  $f_c$ , el comando es:

$$[b,a]=\text{butter}(n,fc)$$

Comandos análogos que proporcionan los factores de ganancia de otros filtros son **cheby1** o **fir1**.

Ejemplo.- Para obtener los coeficientes de un filtro butterworth de tercer orden y una frecuencia de corte del 10 % (respecto a la frecuencia de Nyquist) se emplea la sintaxis

$$[b,a]=\text{butter}(3,0.1)$$

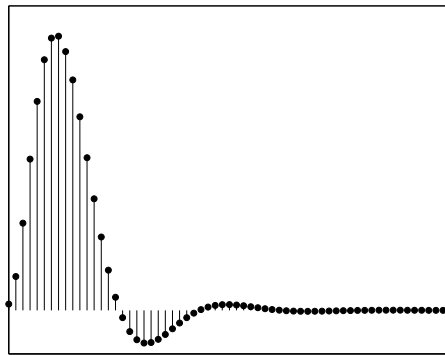


Figura 3.2: Respuesta a un impulso, filtro butterworth

La respuesta al impulso se obtiene así:

`impz(b,a)`

que proporciona el gráfico que se muestra en la Fig. 3.2. Los ceros y los polos, con su orden correspondiente, los da la función

`zplane(b,a)`

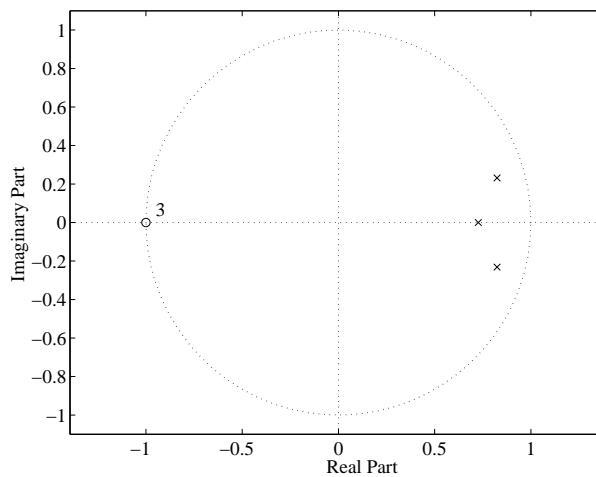


Figura 3.3: Ceros y polos (el orden se indica al lado del símbolo)

(la salida correspondiente es la de la Fig. 3.3.) y la respuesta en frecuencia se representa en un gráfico como el de la figura 3.4. con la orden

`freqz(b,a)`

En los manuales de Matlab [10] se puede encontrar más información.

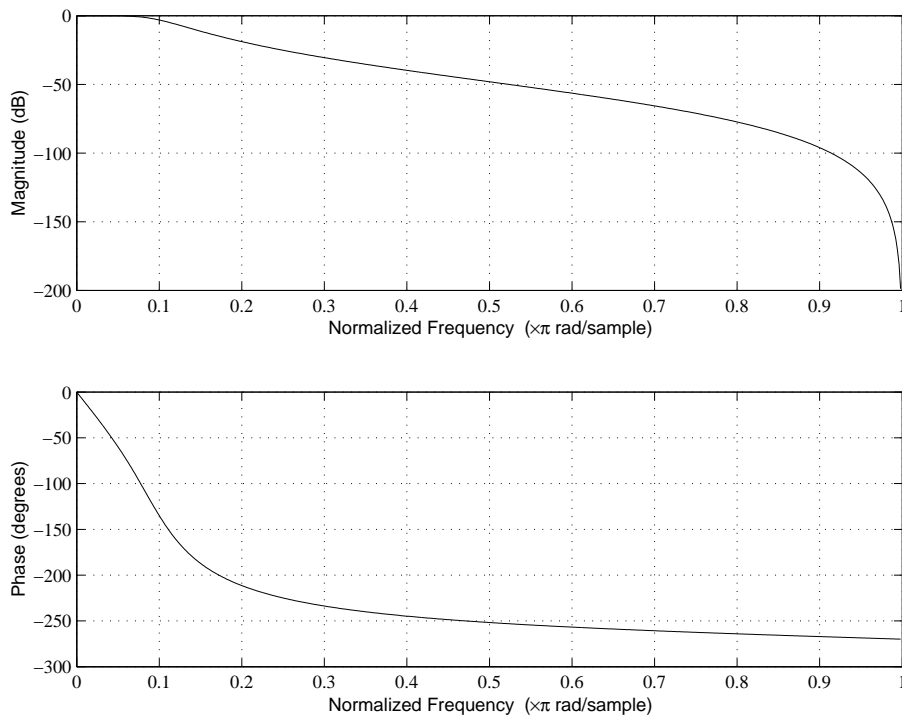
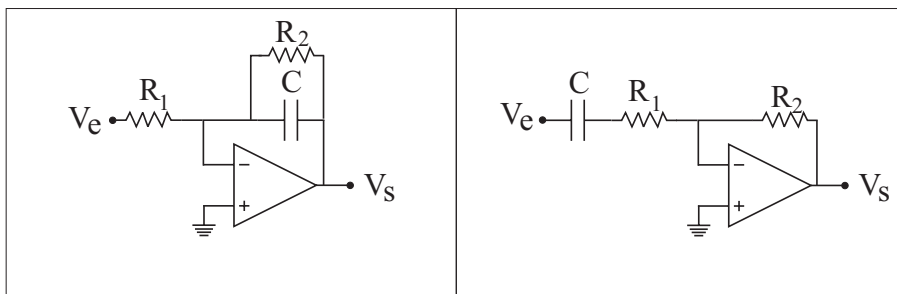


Figura 3.4: Respuesta en frecuencia

### 3.3.2. Filtros *hardware*

Aprovechando la etapa de preamplificación, y con muy poca complicación adicional, se puede filtrar la señal. El inconveniente de este filtrado es que es irreversible (los datos registrados están filtrados). Por otro lado, si claramente hay que aplicar un filtro sistemáticamente a la señal (p. ej. para quitar el ruido de 50 Hz) resulta más fácil hacerlo en la etapa de preamplificación. En la Fig. 3.2. se indican algunos circuitos electrónicos que realizan este cometido.

Figura 3.5: Filtros hardware: filtro pasabajos (*izquierda*) y pasaaltos (*derecha*)

En los manuales de electrónica [2, 9] se puede encontrar información adicional sobre estos filtros y otros de orden superior.



# Capítulo 4

## Manejo de instrumentos

### 4.1. Sistemas de instrumentación programables

Una vez que la señal está preparada para ser aceptada por un instrumento, hay que atender a la correcta configuración de éste. La naturaleza de la señal dicta el instrumento de medida adecuado. Los dos primeros parámetros a tener en cuenta son la frecuencia y el nivel de la señal. Desde el punto de vista de la instrumentación, una señal es rápida o lenta si sus variaciones son de una frecuencia superior o inferior a 2 Hz respectivamente. En el primer caso, el instrumento básico es el osciloscopio (en sentido amplio; puede ser un analizador dinámico de señal, un analizador de espectro, un digitalizador, etc.) Su banda pasante puede llegar a ser del orden de 1 GHz y son habituales tasas de muestreo de 1 Gmuestra/seg. Si la señal es lenta se puede emplear un voltímetro (también entendido en sentido amplio: puede ser un multímetro digital, un medidor RLC, etc.). El voltímetro es un instrumento más lento (frecuencia de muestreo típica: 10 muestras/seg). Pero a cambio suele ofrecer una exactitud, una precisión y una resolución mucho mayor que la de un osciloscopio (llegan con facilidad a medir  $1\ \mu V$ , mientras que los osciloscopios comienzan en el rango de los milivoltios). En resumen: los multímetros son adecuados para señales lentas, de bajo nivel, mientras que los osciloscopios son apropiados para señales rápidas, pero de alto nivel. Siempre queda la opción de preamplificar una señal de bajo nivel que varía rápidamente para poderla medir con un osciloscopio; o emplear un multímetro en una configuración especial para medir salvas o ráfagas (*bursts*).

Pero la instrumentación necesita frecuentemente un componente adicional. Por un lado, las mediciones que toma un instrumento no son fácilmente accesibles (salvo en la pantalla) ni almacenables. Por otro, muchas veces es necesario llevar a cabo tareas adicionales: sincronizar varios instrumentos que concurren a la medida; controlar el estado de otros aparatos (como fuentes de alimentación o

generadores de señal); automatizar tareas repetitivas; comunicar los instrumentos para que interaccionen entre sí y con el sistema físico, si es necesario; reconfigurar la medición cuando cambien las condiciones de la señal ... en suma: los instrumentos deben ser controlados de forma automática por un ordenador.

El elemento clave de la programación de instrumentos consiste en un canal de intercambio de información al que puedan acceder tanto los aparatos como el ordenador. Dicho en otras palabras, un **bus** de datos.

Este sistema de transmisión de datos debe normalizarse precisando una serie de características. Para empezar, deben determinarse los conectores, los cables y el material a emplear. Luego deben definirse los significados de las señales eléctricas que se envíen. Además, deben establecerse las reglas de comunicación (un protocolo) que permitan a todos los equipos con acceso al bus proceder ordenadamente y ajustarse para compartir el canal de comunicación. Y finalmente, se puede fijar también un lenguaje de comunicación. Con ello queda especificado el bus:

$$\begin{array}{l}
 \text{Propiedades físicas} \left\{ \begin{array}{l} \text{mecánicas} \left\{ \begin{array}{l} \text{conectores} \\ \text{cables} \end{array} \right. \\ \text{eléctricas} \left\{ \begin{array}{l} \text{voltajes} \\ \text{niveles lógicos} \end{array} \right. \end{array} \right. \\
 \\
 \text{Propiedades informáticas} \left\{ \begin{array}{l} \text{funcionales} \quad \text{protocolo} \\ \text{operacionales} \left\{ \begin{array}{l} \text{operaciones realizables} \\ \text{formato de datos} \\ \text{lenguaje} \end{array} \right. \end{array} \right.
 \end{array}$$

A continuación se trata de los dos buses más empleados en sistemas de instrumentación: el bus RS-232 y el bus GPIB (también llamado HPIB e IEEE.488). Los comandos que se pueden enviar a un instrumento no dependen del bus, sino que vienen fijados por el instrumento mismo; pero los comandos SCPI, que gozan de gran aceptación y están muy difundidos, se nombran brevemente en la misma sección que el bus IEEE.488 porque se suelen emplear conjuntamente.

Además de los buses RS-232 y del IEEE.488, existen otros sistemas de instrumentación menos extendidos con características más avanzadas (PXI, VXI, FireWire, etc.) de los que no se habla aquí.

## 4.2. El bus RS-232

El bus RS-232 data de 1962. Fue concebido para conectar un ordenador (genéricamente *Data Terminal Equipment*, DTE) con un módem (genéricamente *Data Communication Equipment*, DCE), pero luego su uso se extendió a otros muchos cometidos. Es un bus en serie; es decir, los datos se envían bit a bit por la línea de transmisión.

**Propiedades físicas** El conector empleado es el DB-9 (de 9 patillas) o el DB-25 (de 25) en el que sólo 9 están definidas, quedando el resto para funciones no recogidas en la normativa. De las 9 líneas, 2 son de transmisión y recepción de datos, una es la masa y el resto son de control (se emplean para implementar el protocolo). Las líneas son las siguientes:

DB-9	DB-25	Línea	Acrónimo
3	2	Transmisión de datos ( <i>transmit</i> )	TXD
2	3	Recepción de datos ( <i>receive</i> )	RDX
7	4	Petición de envío ( <i>request to send</i> )	RTS
8	5	Dispuesto para enviar ( <i>clear to send</i> )	CTS
6	6	Dispositivo de datos listo ( <i>data set ready</i> )	DSR
5	7	Circuito común ( <i>signal ground</i> )	SG
1	8	Detección de portadora ( <i>data carrier detect</i> )	DCD
4	20	Terminal de datos lista ( <i>data terminal ready</i> )	DTR
9	22	Indicador de llamada ( <i>ring indicator</i> )	RI

Para comunicar datos bastan 3 líneas: TXD, RXD y SG. El resto se emplean para el protocolo.

En cuanto a las señales eléctricas, se especifica que una línea está «alta» (*high*) si su voltaje es de +15 V y que está «baja» (*low*) si su voltaje es de -15 V. Las tolerancias que se permiten son amplias: para la salida, vale entre +5 V y +15 V y entre -5 V y -15 V respectivamente; mientras que a la entrada, las variaciones permitidas son de +3 a +15 V y de -3 a -15 V. Se emplea lógica negativa: una línea baja se dice que está «afirmada» o «habilitada» (*asserted*), lo que corresponde al 1 lógico; una línea alta se dice «negada» o «inhibida» (*negated*), que es el 0 lógico.

**Propiedades informáticas** Las cuestiones de protocolo en las transmisiones RS-232 son bastante laxas. Ello se debe en gran parte a que se ha utilizado este bus para conectar dispositivos muy dispares y que se alejan mucho del esquema DTE-DCE que se mencionó: impresoras, aparatos industriales, conexión de ordenador a ordenador, periféricos de todo tipo, etc. A veces ocurre que se quieren conectar

entre sí dos dispositivos del tipo DTE<sup>1</sup>. En este caso, hay que conectar la línea TXD de un dispositivo con la RXD del otro, e igualmente deben conectarse cruzadas las líneas DSR y DTR. La línea SG debe ser común, naturalmente. Las líneas RTS y CTS deben puentearse dentro de cada dispositivo, y las DCD y RI se pueden dejar abiertas. Otra posibilidad es no establecer ningún control de flujo y emplear sólo las tres líneas de transmisión de datos: TXD, RXD y SG.

La transmisión de datos se realiza, como se ha dicho, en serie: bit a bit. La velocidad de transmisión es fija, y se mide en *baudios* (bits por segundo). Se lleva a cabo de la siguiente manera (Fig. 4.1). La línea está a 1 (“*mark state*”) hasta que comienza el paquete de datos con un bit de comienzo (“*start bit*”): la línea pasa a 0. A partir de ahí se transmiten en serie los bits en un paquete que va del bit menos significativo hasta el más significativo; son los bits de datos (“*data bits*”). En el caso de la figura hay 8 bits de datos, es decir, un byte, pero se permiten entre 5 y 8. Tras los bits de datos puede ir –opcionalmente– un bit de comprobación llamado bit de paridad (“*parity bit*”) y finalmente se envía un bit 1, que es el bit de parada (“*stop bit*”), aunque en algunos casos pueden ser dos bits o ninguno. Tras ello, la línea queda de nuevo en espera (“*idle*”) en 1.

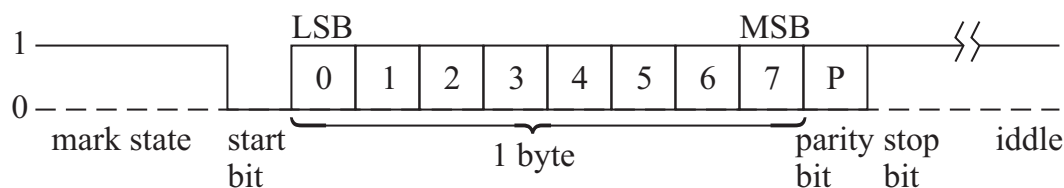


Figura 4.1: Transmisión de un byte

El protocolo empleado dicta la configuración del puerto RS-232. En los instrumentos, la configuración del puerto bien es fija, bien puede cambiarse manualmente. Los puertos RS-232 del ordenador (los puertos COM $n$ :) son mucho más flexibles. Los parámetros básicos que hay que especificar son:

- velocidad (“*baud rate*”), en baudios.
- número de bits de datos, que puede ir entre 5 y 8.
- control de flujo.- Se realiza a través de diversos mecanismos, como son el empleo de las líneas DTR/RTS, o enviando los caracteres de control Xon/Xoff (los caracteres ASCII ‘17’ y ‘19’ respectivamente) en el momento

<sup>1</sup>Para saber si un dispositivo es de tipo DTE o DCE se puede hacer uso de una de las normas del bus: el transmisor siempre está a voltaje negativo si no se transmiten datos. Basta entonces medir el voltaje de las patillas 2 y 3 para decidir si el dispositivo es de tipo DTE (línea TXD negativa) o DCE (línea RXD negativa).

en que el *buffer* se llena, para detener y reanudar la transmisión. Pero es corriente prescindir totalmente del control de flujo, si los dispositivos procesan la información a una velocidad mayor que la del bus.

- bits de comienzo y parada.- En general hay un bit de inicio y 0, 1 ó 2 bits de parada.
- paridad.- El bit de paridad se pone a 1 ó a 0 según el número de bits de datos a 1 sea par o impar. Ello permite al menos una comprobación de la transmisión por parte del receptor. Evidentemente, si durante la transmisión cambiaran dos bits la comprobación quedaría falseada, pero la probabilidad es pequeña. La paridad se puede definir como par (“*even*”) o impar (“*odd*”). En el primer caso el bit de paridad está a 1 si el número de bits de datos a 1 es par, y a 0 si es impar; y al revés en el segundo caso. Se puede prescindir del bit de paridad.

**Funciones de E/S** Para enviar y recibir comandos y datos a través del bus, es necesario disponer de alguna función que realice este cometido e invocarla desde un lenguaje de programación de alto nivel.

Los puertos COM1: y COM2: están presentes en todos los PC. Estos puertos se comunican con el bus interno del ordenador mediante una tarjeta insertada en una de las ranuras disponibles, que sigue la normativa UART ( *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) o alguna otra compatible. A veces esta funcionalidad se integra en la placa madre. Los *drivers* (es decir, la informática que permite establecer la comunicación a través de esos dispositivos) forman parte del sistema operativo. Ello permite una forma muy simple de enviar un comando a través del puerto serie. Basta escribir el comando en un archivo y enviar éste al puerto. En DOS se puede hacer así:

```
COPY archivo.txt COM2:
```

Para establecer la comunicación desde un lenguaje de programación de alto nivel, se puede escribir directamente en el puerto; pero resulta complicado. Existen, sin embargo, funciones simples que permiten enviar y recibir cadenas de caracteres al puerto serie. El inconveniente que presentan es que no son *standard* del lenguaje, sino que dependen del compilador. En los compiladores Microsoft C y Borland C existe una función llamada `_bios_serialcom`. Más simple es utilizar la interfaz de Matlab, que contiene algunas funciones de alto nivel para acceder al puerto serie. En el apéndice A1 se ofrece un ejemplo.

Las ventajas y los inconvenientes de este bus se desprenden de lo dicho. Por un lado, al venir de serie en los ordenadores y en muchos aparatos, el gasto necesario es muy pequeño. Cualquier lenguaje informático permite además una comuni-

cación a través del puerto serie. Pero hay que tener en cuenta las desventajas: sólo se puede comunicar el ordenador con un aparato; la velocidad es muy lenta; y aunque las especificaciones –tanto físicas como informáticas– son sencillas, el diseño es endeble frente a fallos.

### 4.3. El bus GPIB

**Historia** Antes de entrar en materia es conveniente exponer brevemente cómo se desarrolló este bus para luego poder comprender mejor algunas particularidades.

Hacia 1965, los ingenieros de Hewlett-Packard diseñaron un bus específicamente destinado a la instrumentación, al que denominaron *Hewlett-Packard Interface Bus* (HP-IB). Ante el auge que alcanzó, la IEEE lo adoptó en su normativa IEEE.488 de 1975, la cual se modificó en 1987 y pasó a denominarse IEEE.488.2, quedando la de 1975 como IEEE.488.1. A partir de entonces se le llama también bus GPIB (*General Purpose Interface Bus*); los tres nombres (GPIB, IEEE.488 y HPIB) pueden considerarse sinónimos.

La normativa IEEE-488.1 –recogiendo las especificaciones del HPIB– definía las características físicas y funcionales, pero no el lenguaje que debían emplear los aparatos. Cada fabricante desarrollaba un lenguaje propio para cada instrumento; muchas veces los comandos constaban de una letra seguida de una cifra; a este tipo de lenguajes se le dio en llamar “R2D2” por su aspecto y sonoridad; por ejemplo,

A 100, B 10, T0, X

es la orden para un filtro de marca IOtech que configura la frecuencia de corte a 100 Hz, la amplitud a 10 V, *trigger* inmediato, y ejecuta el comando.

Más tarde, la normativa IEEE.488.2 definió –entre otras cosas– algunos comandos generales a los que todos los instrumentos deben responder; desde entonces, cualquier instrumento que se atenga a la normativa debe aceptar la orden \*RST y realizar al recibirla un *reset*. También se definieron algunas características que debían cumplir los instrumentos para acelerar la comunicación, estrechamente relacionadas con el protocolo del bus. Así, todos los instrumentos deben poseer un byte en el que se contiene un resumen del estado del aparato (el *Status Byte*), muy rápido de leer.

Sin embargo, la norma IEEE.488.2 no impuso un lenguaje común para los comandos reconocidos por los instrumentos. De modo paralelo a la fijación de normativas para el bus, algunos fabricantes<sup>2</sup> suscribieron en 1990 el lenguaje SC-

---

<sup>2</sup>El consorcio SCPI estaba originalmente formado por Hewlett-Packard –que desde hacía un tiempo preconizaba la idea–, Tektronix, Fluke/Philips, Wavetek, Racal-Dana, Keithley, Brüel

PI (*Standard Commands for Programmable Instruments*, pronunciado “skippy”). Así,

```
:HORIZONTAL:MAIN:SCALE 20E-3
```

configura cualquier osciloscopio SCPI con una base de tiempos de 20 ms/div. La portabilidad entre diferentes fabricantes está, pues, garantizada.

**Propiedades físicas** El bus IEEE.488 es una interfaz de comunicación bidireccional en paralelo, con una normativa estricta tanto en el material como en la informática, lo que redundará en una uniformidad positiva desde el punto de vista de la simplicidad. Las especificaciones que se dan a continuación garantizan el correcto funcionamiento del bus, pero no son tan rígidas como pudieran parecer: es posible que el sistema de comunicación siga funcionando aunque no se cumplan.

Los conectores empleados son de un tipo especial, apilables, que permiten conectar varios equipos al mismo bus (hasta un máximo de 15) en topología libre (se pueden disponer anillos o estrellas). La longitud máxima del cable es de 20 metros, con un máximo de 4 metros entre dos equipos. El bus es síncrono; la velocidad la impone el equipo más lento de los conectados al bus, puesto que todos los dispositivos pueden recibir a la vez. En teoría se pueden alcanzar velocidades de hasta 1 Mbaud, si bien es mucho más habitual encontrarse con tasas un orden de magnitud menor. Sigue un protocolo paralelo: los datos se envían de byte en byte a través de 8 líneas de datos. Además hay 8 líneas de protocolo: 3 de control de flujo y 5 de control del bus. Teniendo en cuenta que hay además ocho líneas de tierra, eso da un total de 24 cables, distribuidos como sigue:

Patilla	Descripción	Acrónimo
1-4	Líneas de datos 1-4 ( <i>Digital Input-Output</i> )	DIO1-DIO4
5	<i>End or identify</i>	EOI
6	<i>Data valid</i>	DAV
7	<i>Not ready for data</i>	NRFD
8	<i>Not data accepted</i>	NDAC
9	<i>Interface clear</i>	IFC
10	<i>Service Request</i>	SRQ
11	<i>Attention</i>	ATN
12	Blindaje	SHIELD
13-16	Líneas de datos 5-8 ( <i>Digital Input-Output</i> )	DIO5-DIO8
17	<i>Remote enable</i>	REN
18-23	Tierra	GND
24	Tierra lógica	Logic GND

---

& Kjær y National. Luego se unieron otros.

Se emplea la lógica negativa: falso ó 0 corresponde a una línea alta (la especificación estipula que su voltaje sea mayor que 2 V) y verdadero ó 1 corresponde a una línea baja (voltaje menor que 0.8 V). Las especificaciones eléctricas son compatibles TTL.

**Propiedades informáticas** A través de las 8 líneas de datos se transmiten por el bus los bytes en formato ASCII de 7 bits (128 caracteres) más otro bit reservado a la paridad, que puede emplearse opcionalmente, o en formato binario (con dos posibilidades: formato binario de 32 bits o de 64 bits). El protocolo de emisión/recepción se realiza para cada byte a través de las 3 líneas de control de flujo (*handshake lines*): DAV (*Data Valid*), NRFD (*Not Ready For Data*) y NDAC (*Not Data Accepted*). Al revés de lo que ocurre en el bus RS-232, este protocolo está estrictamente determinado, lo que permite pasar por alto los detalles puesto que no se deja nada a la intervención del usuario. Baste decir que con esas líneas de control de flujo se envían tres mensajes que podrían resumirse como «preparado», «aquí están los datos», «recibido».

Las líneas de control del bus (*bus management lines*) se emplean para organizar la comunicación entre los dispositivos. A continuación se explica en pocas palabras el cometido básico de cada una:

- ATN (*attention*).- Indica si se envían comandos o datos.
- IFC (*interface clear*).- Inicializa el bus y se hace con el control.
- REN (*remote enable*).- Los aparatos pasan a ser controlados por el bus y se inhabilita su panel frontal.
- EOI (*end or identify*).- Final de mensaje (del *talker*) o identificación (en un *Parallel Poll*).
- SRQ (*service request*).- Solicitud asíncrona de servicio.

Al haber varios dispositivos conectados al bus, es necesario establecer una identificación particular para poder dirigirse a cada uno. Eso se hace a través de una **dirección**. Cada dispositivo contiene esa información almacenada en 7 bits. Los dos primeros indican si el dispositivo transmite o recibe (*listen, talk*). Con los otros 5 bits se pueden numerar los dispositivos del 0 al 31. Teniendo en cuenta que hay dos bits reservados (uno de ellos para el ordenador), quedan 30 direcciones válidas para los equipos: del 1 al 30.

A un mismo ordenador pueden conectarse varios buses GPIB, cada uno de ellos con su tarjeta correspondiente. Por eso, la identificación completa incluye



también un número correspondiente a la tarjeta de interfaz. Por razones históricas, el número que se le da por defecto a la tarjeta (caso de que sólo haya una instalada) es el 7. Adicionalmente, en el caso de que se tengan instrumentos dentro de instrumentos –como es el caso en un *mainframe* VXI– se necesita una dirección secundaria, de dos cifras. Por ejemplo: la dirección 70913 indica la tarjeta número 7, dirección principal 9, dirección secundaria 13. En el caso de instrumentos elementales, la dirección consta de tres cifras.

En cuanto a las características operacionales, quedaron definitivamente estipuladas con la norma IEEE.488.2. Se precisó en ella el formato permitido de los datos que se transmiten y el significado de los sufijos que pueden acompañarlos. También se establecieron unos comandos comunes que todos los aparatos deben aceptar, y que comienzan por un asterisco; por ejemplo: todo instrumento debe aceptar el comando *\*IDN?* y devolver una cadena de caracteres con su identificación (modelo, etc.). Y se determinaron también algunas particularidades de la arquitectura de los instrumentos; en concreto, el funcionamiento del *Status Byte*. En resumen, todos los instrumentos deben ser capaces de realizar ciertas operaciones internas básicas y comunicar su estado al bus de manera definida.

Para comprender mejor el alcance de estas características, consideremos la secuencia típica de operaciones necesarias para realizar una medición (por simplicidad supongamos que se utiliza un sólo instrumento):

1. Configurar el bus y el instrumento (ajustar todos los parámetros para la medición).
2. Montar el *trigger*. El instrumento está listo para realizar la medición en cuanto reciba la orden de disparo.
3. Esperar a que se complete la medida (o interrumpir el proceso si se produce un error).
4. Recibir los datos del instrumento y almacenarlos.
5. Volver al paso 2 hasta que acabe el proceso.

Examinemos el tercer paso. La única manera que tiene el controlador (el ordenador) de determinar si la medida ha sido realizada es interrogar al aparato repetidamente. Pero ese procedimiento es lento. Para agilizar la respuesta de los aparatos, se suele emplear una estrategia más eficiente. El ordenador no interroga a los aparatos sino que supervisa únicamente la línea SRQ del bus. Como se indicó, la petición de servicio puede ser realizada de forma asíncrona (en cualquier momento). Cuando el aparato acaba de medir, o en otras situaciones específicas,

puede habilitar esa línea del bus. Como cualquier dispositivo puede solicitar servicio, cuando el ordenador detecta una petición (línea SRQ habilitada), no consta quién la ha cursado. Para ello, debe interrogar a todos los aparatos conectados al bus, a fin de averiguar quién reclama atención: a eso se llama una **encuesta** (*Poll*).

Existen dos técnicas básicas para realizar el sondeo o encuesta: en paralelo (todos los aparatos a la vez) o en serie (uno por uno). El sondeo en paralelo (*Parallel Poll*) exige reconfigurar los aparatos y las líneas del bus para que el dispositivo que realice una petición de servicio se identifique (usando las otras líneas del bus). En el sondeo en serie (*Serial Poll*) el controlador pregunta a todos los dispositivos conectados al bus, de manera secuencial, si necesitan servicio. El problema es que la reconfiguración del bus necesaria para un sondeo en paralelo lleva más tiempo en general que un sondeo en serie; por eso, el sondeo en paralelo ha caído en desuso.

Como se ve, al hacer la encuesta, es conveniente que el aparato responda rápidamente si ha realizado una petición de servicio, junto con un informe (aunque sea resumido y somero) de su estado. Eso es lo que contiene el *Status Byte*<sup>3</sup>. Este byte es muy rápido de leer, y entre los comandos obligatorios estipulados por la normativa IEEE.488.2 hay algunos destinados a este fin. Como en un byte se puede almacenar muy poca información, se definió también otro byte, llamado el *Standard Event Status Register*, en un nivel adicional de profundidad, y se dejó abierta la posibilidad de que los fabricantes utilizaran otros bytes adicionales para registrar la información del aparato.

Así, en el caso general en el que se tengan diversos aparatos conectados al bus, el procedimiento más corriente consiste en configurarlos de manera que cada uno de ellos lance una petición de servicio cada vez que necesite la intervención del ordenador. El ordenador, una vez configurados los instrumentos y armado el disparo, simplemente espera supervisando la línea SRQ. En el momento en el que esa línea se habilite, el ordenador determina mediante una encuesta qué aparato requiere servicio y lo presta.

**Los bytes de estado** A continuación se expone la información contenida en los bytes de estado, según la normativa<sup>4</sup>, así como los comandos específicos que hacen referencia a ellos. Comencemos por el *Standard Event Status Register* (abreviadamente, SESR). Los bits de este registro se definen de la siguiente manera:

---

<sup>3</sup>Se denomina *Status Register* a la memoria física y *Status Byte* a la información contenida en ella; pero –salvo exigencia de rigor– se pueden emplear ambos términos indistintamente.

<sup>4</sup>Algunos fabricantes empleaban ya un *Status Byte* antes de que apareciera la norma IEEE.488.2, con otras definiciones diferentes

7	6	5	4	3	2	1	0
Power On	User Request	Command Error	Execution Error	Device-Dependent Error	Query Error	Request Control	Operation Complete

Como se ve, estos bits recogen información de los errores, de la finalización de los comandos recibidos, y de otras situaciones. En el *Standard Event Status Register*, una vez habilitado un bit (es decir, si se pone a uno), permanecerá así hasta que sea leído, aunque la condición que lo provocó desaparezca (en inglés, a los bits así se les llama *latched*).

Es de suponer que de todas estas situaciones sólo algunas resulten interesantes. Para escoger los bits a los que se presta atención, se define una “máscara”, que es otro byte (el *Standard Event Status Enable Register*) cuyos bits (puestos a 0 ó a 1 por el usuario) se multiplican uno a uno por los bits del *Standard Event Status Register*. Con otras palabras, se realiza un AND lógico entre los dos bytes. De esta manera, si sólo se estuviera interesado en los errores, la máscara sería 0 0 1 1 1 1 0 0, que en binario equivale al valor 60.

Las definiciones de los bits del *Standard Event Status Register* son las siguientes:

7	6	5	4	3	2	1	0
N/A	SRQ MSS	ESB	MAV	N/A	N/A	N/A	N/A

El bit 4, MAV (*Message Available*) se pone a 1 si hay un mensaje en la cola de salida. El bit 5 (*Event Status Bit*) se activa si alguno de los bits del *Standard Event Status Register* y su correspondiente bit de la máscara está habilitado (o sea, se hace un OR lógico del *Standard Event Status Register* una vez pasada su máscara). El bit 6 (*Request Service* o *Master Status Summary*) es un poco special: si se activa, se habilita la línea SRQ del bus. Los demás bits no están definidos y quedan a libre disposición del fabricante. Los bits del *Status Byte* no se borran al leerlos, y se ponen a cero si cesa la condición que los habilitó (son *non-latched* bits).

Al igual que pasa con el *Standard Event Status Register*, existe otra máscara para el *Status Byte* a fin de escoger los sucesos que interesen en cualquier situación. A ese byte se le llama *Service Request Enable Register*, que sirve para hacer un AND lógico con el *Status Byte*. Tiene una particularidad: el bit 6 (el correspondiente a la petición de servicio) no se puede enmascarar. Este bit se pone a uno si cualquiera de los bits del *Status Byte* y el correspondiente de su máscara

están activados, es decir, si el OR lógico del AND lógico del *Status Byte* y su máscara da uno. En ese caso, como se indicó, se activa la petición de servicio.

El esquema resumido de los bytes de estado definidos por la normativa IEEE.488.2 se muestra en la Figura 4.2.

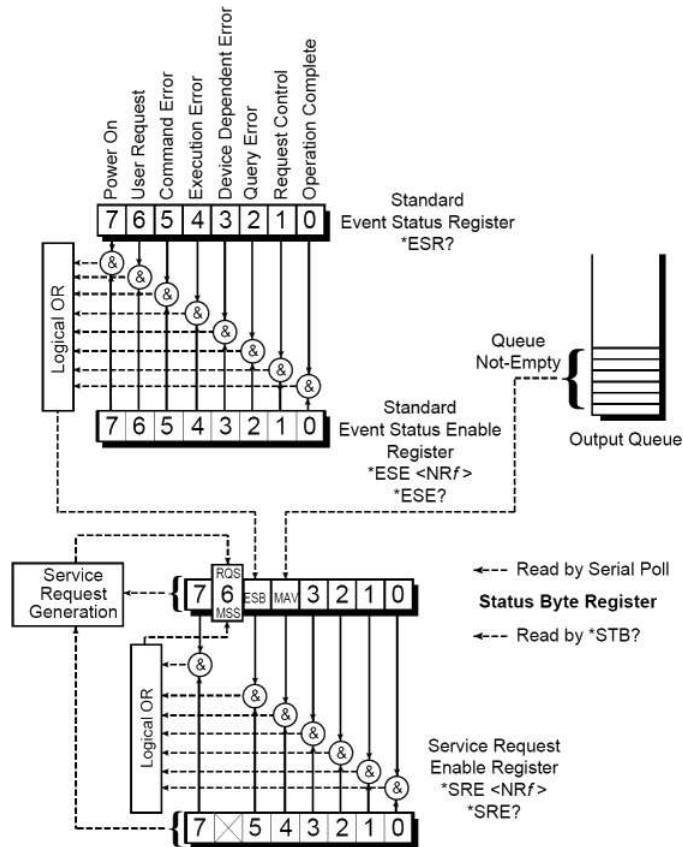


Figura 4.2: Resumen del sistema de información de estado

Téngase en cuenta que el sistema de información de estado de un instrumento particular puede ser más complejo que el mostrado aquí, puesto que el fabricante puede haber empleado los bits sin definir para reportar diversas condiciones, a veces haciendo referencia a otros bytes de un nivel de profundidad mayor.

**Comandos comunes especificados por la norma IEEE.488.2** Junto con el sistema de bytes de estado que se acaba de describir, se estipularon una serie de comandos, que deben ser aceptados por todos los instrumentos. Muchos de ellos van encaminados precisamente a la lectura o escritura de los bytes de estado

y sus máscaras. Son los siguientes:

*IDN?	Solicitud de identificación
*RST	<i>Reset</i>
*OPC	Operación completa
*OPC?	Demanda de operación completa
*WAI	Espera a que la operación acabe
*CLS	Borra los bytes de estado
*ESR?	Demanda el SESR ( <i>Standard Event Status Register</i> )
*ESE	<i>Enable Standard Event Status Register</i> (máscara del SESR)
*ESE?	Demanda de la máscara del SESR
*SRE	<i>Status Register Enable</i> (máscara del <i>Status Register</i> )
*SRE?	Demanda la máscara del <i>Status Byte</i>
*STB?	Demanda el <i>Status Byte</i>
*TRG	<i>Trigger</i> (orden de disparo para todos los aparatos)

Aparte de estos comandos, hay otros más opcionales.

**Comandos SCPI** La especificación SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) define un lenguaje de programación, a nivel de los instrumentos, que unifica y normaliza las funciones que pueden éstos realizar, aumentando además su legibilidad. Esta normativa nada tiene que ver con el bus; su implementación se lleva a cabo totalmente en los aparatos.

Se parte de un "modelo de instrumento" que agrupa en unas cuantas categorías (muy amplias) todo lo que el dispositivo puede hacer. Una categoría, por ejemplo, es *TRIGGER*; otra, *MEASURE*; otra, *DISPLAY*, y así sucesivamente. Cada una de esas categorías (a veces se les llama también "sistemas") se subdivide a su vez en otras: por ejemplo, dentro de *TRIGGER* se encuentra *SOURCE*, *TIMER* y *COUNT*. No todos los aparatos cuentan con todas esas categorías (por ejemplo, una fuente de alimentación que no mida nada no tendrá la categoría *MEASURE*). Los comandos SCPI consisten simplemente en enunciados de esas categorías, con sus ramificaciones, y opcionalmente parámetros. La ventaja que tiene este esquema es que si dos aparatos son capaces de realizar la misma acción (por ejemplo: recibir un *trigger* del bus) entonces el comando SCPI es el mismo para ambos:

```
:TRIGger:SOURce BUS
```

La sintaxis de los comandos SCPI guarda ciertas reglas. Para pasar un comando se da la categoría y la ramificación completa separando cada rama por dos puntos (:). Así,

```
:SENSe:VOLTage:RANGe:AUTO
```

configura un multímetro para medir voltaje con selección del rango automática<sup>5</sup>. La categoría **SENSe** incluye una subcategoría llamada **VOLTage** a la que pertenece **RANGe**. Como se puede observar, este lenguaje es menos críptico que los sistemas de comandos propios de cada aparato usados hasta entonces.

Las convenciones usadas para la sintaxis de los comandos son las siguientes:

- Los corchetes ([ ]) indican parámetros opcionales.
- Las llaves ({ }) indican conjuntos de parámetros entre los que se debe elegir uno.
- La barra vertical (|) separa las diferentes elecciones que se pueden escoger.
- Un parámetro entre los símbolos <> significa que se debe proporcionar su valor o su nombre.

Algunas instrucciones admiten al final un signo de interrogación. La demanda (*query*) provoca que el aparato responda poniendo en las líneas de datos del bus la respuesta; el controlador debe encargarse de leerla antes de enviar otro comando. Los comandos se pueden abreviar; en los manuales aparece en mayúsculas la forma corta, completada en minúsculas con la forma larga.

La mayoría de los comandos SCPI son autoexplicativos; el lenguaje es de alto nivel (próximo al lenguaje humano). Si se busca en un manual la orden que aparece en la categoría **TRIGGER** para poner en marcha un cronómetro que deje pasar un lapso de tiempo entre barrido y barrido se encuentra

```
TRIGger:TIMer[?] {<seconds>| MIN | MAX }
```

Eso significa que el comando **TRIGGER:TIMER** admite forma de *query* (es decir: al recibir la demanda **TRIGGER:TIMER?** el aparato responde indicando los segundos que va a dejar pasar entre el comienzo de dos barridos consecutivos), y que se puede configurar el cronómetro para que provoque un disparo indicando el número de segundos, el mínimo lapso posible y el máximo. Por ejemplo: **TRIG:TIM 10** (forma abreviada) configura el cronómetro para que dispare el *trigger* de modo que los barridos comiencen cada 10 segundos.

Como los comandos SCPI no son propios del bus, sino del instrumento, pueden emplearse sea cual sea el sistema de comunicación, siempre que el aparato sea compatible con la normativa SCPI.

---

<sup>5</sup>El sentido de las mayúsculas y minúsculas se verá seguidamente.

## 4.4. Programación de instrumentos por GPIB

Las ventajas del bus GPIB sobre el RS-232 son evidentes, según se desprende de la sección anterior: se pueden conectar muchos aparatos al mismo bus; la comunicación llega a ser 100 veces más rápida; y las propiedades más robustas –tanto físicas como informáticas– aseguran una transmisión más fiable.

Pero el bus IEEE.488 presenta una complicación, a saber, que no está incluido en el sistema operativo, al revés de lo que ocurre con los puertos serie. Por consiguiente, para instalarlo hay que realizar las siguientes operaciones.

- Instalar la interfaz, que consiste en una tarjeta colocada en un *slot* del ordenador con un conector IEEE.488 de salida. Como el puerto IEEE.488 no está gestionado por el sistema operativo, hay que instalar además un programa, llamado controlador (*driver*), que se ocupe de las comunicaciones entre el ordenador y la tarjeta. El controlador es un pequeño programa, proporcionado por el fabricante de la interfaz, que a través de los registros de Entrada/Salida del microprocesador abre un canal de comunicación con el puerto IEEE.488. A partir de entonces el puerto queda disponible para otras aplicaciones.
- Instalar las librerías con las funciones que permitan comunicarse por el bus. Empleando estas funciones, escritas en un lenguaje de alto nivel (como C, Basic, etc.), se pueden enviar y recibir mensajes a través del puerto IEEE.488 a partir de un programa escrito en ese lenguaje. También las proporciona el fabricante de la interfaz.
- Configurar la interfaz de usuario elegida. Se pueden distinguir dos grandes tipos de ambientes de programación. Por un lado, el propio de los lenguajes de alto nivel (como C, VisualBasic, Matlab, etc.). Y por otro, el de interfaces gráficas de usuario específicas (como LabView, HP-VEE, HP-ITG, TestPoint, etc.) en las cuales no hace falta «programar» en el sentido tradicional, porque los instrumentos y las acciones están representadas por iconos y elementos gráficos. Las primeras tienen como ventaja una mayor velocidad de comunicación; la flexibilidad para integrar otras funcionalidades y recursos además de la adquisición de datos; y la portabilidad. Sin embargo, la programación requiere más esfuerzo. Las interfaces gráficas de usuario, por su parte, aportan una gran simplicidad de manejo, la capacidad de organizar rápidamente un sistema automatizado de adquisición de datos y un entorno robusto. Pero son más caras, la portabilidad es incierta y el ambiente gráfico suele suponer una merma de la velocidad de comunicación. La elección entre una u otra opción la determinan –además de las

particularidades de la aplicación– las preferencias del usuario.

A continuación se indican algunos aspectos generales de programación. En el apéndice A se pueden encontrar algunos programas de ejemplo comentados.

**Direcciones** Una de las consecuencias de instalar la tarjeta GPIB en el ordenador es la asignación de un número a ese puerto. Por razones históricas, suele ser el 7. Para establecer la comunicación con un aparato, hay que añadir a ese número la dirección propia del instrumento en el bus IEEE.488, que estará comprendida entre 1 y 30. Por ejemplo: la dirección 709 es la correspondiente al instrumento cuya dirección en el bus es la 9, estando designado el puerto GPIB como 7.

**Librerías de programación GPIB** En su tiempo, fue muy empleado el lenguaje HP-Basic, que incluso formaba parte del sistema operativo de algunos ordenadores. La comunicación se establecía con dos funciones básicas, una de entrada y otra de salida:

```
OUTPUT 722;"MEAS:VOLT:DC?"
ENTER 722;Volts
```

Más adelante, la popularización de los lenguajes compilados de alto nivel, y en especial el C, propició la aparición de otras librerías, cada una propia de la tarjeta GPIB correspondiente. Así, con la interfaz HP-IB 82335 se proporcionaba la “HP-IB Command Library”, luego ampliada para ser utilizada con otras tarjetas. Esta librería (y otras similares) es mucho más completa, en el sentido de que proporciona una mayor flexibilidad y capacidad de control de la comunicación. Además de gestionar la entrada y la salida (con las funciones IOENTER, IOOUTPUT y otras parecidas), se incluyen funciones específicas destinadas a cometidos concretos, como un sondeo serie (IOS POLL) o el disparo de un aparato particular (IOTRIGGER). En el apéndice A.3 se incluye un programa que emplea esta librería.

Posteriormente, se comenzaron a difundir librerías genéricas que funcionan con muchas interfaces, como la librería SICL (*Standard Instrument Control Library*) de Hewlett-Packard, y la VISA (*Virtual Instrument Standard Architecture*), que es incluso independiente del fabricante. Son universales, en el sentido de que engloban diferentes lenguajes de programación (C, C++, Visual Basic, etc.) y diversos sistemas operativos (linux, Windows, etc.; pero no existe soporte para DOS).

En estas librerías, a cada instrumento se le asigna un puntero –al estilo de como se hace con un fichero o un *stream*– con el que se referencia. Las funciones



de entrada y salida tienen un formato semejante a las propias del C. Por ejemplo, la siguiente línea es una función SICL:

```
iprintf( dmm, ":MEASURE:VOLTAGE:DC?\n");
```

donde `dmm` es del tipo de variable INST, definida en los ficheros de cabecera de la SICL, y tiene propiedades similares a los punteros.

El aspecto de las instrucciones VISA es parecido:

```
err = viScanf( dmm, "%f\n", &v)
```

(todas las funciones VISA comienzan por `vi`).

Ambas librerías pueden utilizarse a la vez en un mismo programa, pero un instrumento no puede estar accesible a ambas simultáneamente. Se incluyen funciones con las que es posible establecer una comunicación de entrada/salida binaria, que resulta más rápida: en VISA son `viRead()` y `viWrite()`. El control del bus es mucho más fácil con funciones como `igpibusstatus( hpib, I_GPIB_BUS_SRQ, &n )` (que lee directamente el estado de una línea del bus), y en ambas librerías se encuentran también funciones para demandar el *Status Byte* de un aparato (`ireadstb()` en SICL, `viReadSTB()` en VISA). En el apéndice A.4 se proporciona un programa realizado en C con estas librerías.

**Otros entornos de programación** Además de los paquetes informáticos que proporcionan un ambiente gráfico de programación de instrumentos, es posible establecer una comunicación con el puerto IEEE.488 desde otros entornos a través de un servidor DDE<sup>6</sup> o de controles ActiveX<sup>7</sup>. Sin embargo, la complicación es notable, y se debe considerar detenidamente si las ventajas de acceder al bus desde ese entorno justifica su empleo.

Un avance notable ha sido la inclusión en el entorno Matlab del *Instrument Control Toolbox*, que permite acceder al puerto GPIB. Sin embargo, no es mucho más sencillo que programar en C con librerías VISA o SICL. Se ofrece un ejemplo en el apéndice A.1.

Acabemos este capítulo reiterando que lo expuesto no son más que los conceptos elementales. La programación de instrumentos es un tema amplio que constituye todo un arte. Se citan en la bibliografía algunas obras: [3, 11].

---

<sup>6</sup>Para ello es necesario que con la tarjeta se incluya un servidor DDE asociado; sólo la HP-IB 82335, considerada obsoleta, se vende con uno.

<sup>7</sup>Con controles ActiveX se puede realizar una adquisición de datos directamente a una hoja de cálculo Excel, por poner un caso.



# Apéndice A

## Programas

### A.1. Matlab: puerto RS-232 y IEEE.488

Con este programa se controlan dos instrumentos: una balanza, conectada por el puerto RS-232, y un multímetro HP34970 conectado por un puerto IEEE.488.

Algunos comentarios:

- Para abrir un puerto serie se utiliza la función `serial`, que devuelve un *handle* (especie de puntero), al que se da el nombre de `balanza`. Posteriormente, con la función `set`, se configura el puerto. Nótese la especificación de los parámetros.
- El puerto IEEE.488 es muy fácil de abrir: se utiliza la función `gpib`, que toma como argumentos un *driver* y la dirección del aparato (en este caso, el multímetro está en la dirección 709).
- El cuerpo del programa incluye el bucle de medida. Se realizan tres tareas cada vez, a saber: abrir un actuador —conectado al multímetro— y cerrarlo, obtener el peso de la balanza, y guardar los datos.
- Para escribir y leer en los puertos se utiliza `fprintf` y `fscanf`. La balanza requiere un formato de datos difícil de interpretar; la función `pesar` contiene esas instrucciones, pero se omite aquí. Son parecidas a las que se incluyen tras la tara de la balanza.
- En las últimas líneas se cierran los puertos.

```
clear
```

```
%configurar el puerto serie
```

```

balanza=serial('com1');
set(balanza, 'baudrate', 9600);
set(balanza, 'terminator', 'cr/lf');
set(balanza, 'parity', 'odd');
set(balanza, 'databits', 7);
set(balanza, 'flowcontrol', 'hardware');
set(balanza, 'stopbits',1);
set(balanza, 'timeout', 5);
%definir multmetro
multmetro=gpib('agilent', 7, 9);
%abrir e identificar multmetro
fopen(multmetro)
fprintf(multmetro,'%s','*idn?')
fscanf(multmetro, '%s')
%abrir y tarar balanza
fopen(balanza)
fprintf(balanza,'%s',sprintf('\033T'))

%%%%%%%%%%%%%%

clear muestra ar contador m
% parámetros
t_soplado=0.4;
p_bolas=0.03468; %para d=3
t_espera=5;
peso_max=3600;
%variables
contador=0;
nada=0;

%Tara de la balanza
disp('Tara')
fprintf(balanza,'%s',sprintf('\033T'))
pause(1)
fprintf(balanza,'%s',sprintf('\033P'))
pause(0.1)
m=fscanf(balanza,'%s')
pesada=str2num(m(1:end-1));

%comprobar que el fichero no existe y crearlo

```

```

presente=fopen('peso.dat','r');
if(presente~-1)
    fclose(presente);
    disp('Cambie de nombre peso.dat')
    error('El fichero peso.dat ya existe')
else
    clear presente
    ar=fopen('peso.dat','wt');
    fclose(ar);
end

%bucle de medida
p_ant=0;
while(pesada<peso_max)
    contador=contador+1;

    %soplar
    fprintf(multimetro,'%s','route:close (@304)')
    pause(t_soplado)
    fprintf(multimetro,'%s','route:open (@304)')
    %pesar
    pause(t_espera)
    contador
    pesada=pesar(balanza)
    %guardar datos
    p_ava=pesada-p_ant;
    n_bolas=p_ava/p_bolas;
    ar=fopen('peso.dat','at');
    fprintf(ar,'%d\t%6.2f\t%6.2f\t%5.1f\n',contador,pesada,p_ava,n_bolas);
    fclose(ar);
    p_ant=pesada;
end

fclose(balanza)
freeserial(balanza)
clear balanza
fclose(multimetro)
delete(multimetro)
clear multimetro

```

## A.2. BASIC

A continuación se transcribe un programa realizado en HP-BASIC. Algunos comentarios preliminares:

- Con el comando **ASSIGN** se referencia la dirección de un instrumento, dándole un nombre más fácil de identificar. **@Tek** es un osciloscopio Tektronix, y **@Lecroy** es un osciloscopio Lecroy.
- Los comandos no son estrictamente SCPI, aunque son muy próximos.
- Nótese que –aparte de **ASSIGN**– las únicas funciones empleadas para comunicación con los instrumentos son **CLEAR**, **OUTPUT** y **ENTER**.

```

10   CLS
20   DIM Resp$[80],Cmd1$[80],Cmd2$[80]
30   ASSIGN @Tek TO 708
40   CLEAR @Tek
50   ASSIGN @Lecroy TO 713
60   CLEAR @Lecroy
70   OUTPUT @Lecroy;"*IDN?"
80   ENTER @Lecroy;Resp$
90   PRINT Resp$
100  OUTPUT @Lecroy;"TRSE STD,SR,LINE;:TRMD AUTO"
110  OUTPUT @Lecroy;"C1:CPL D50; OFST 0V; TRA ON"
120  OUTPUT @Lecroy;"C2:CPL D1M; OFST 0V; TRA OFF"
130  OUTPUT @Tek;"SELECT:CH1 ON; CH2 ON; CH3 ON; CH4 ON"
140  OUTPUT @Tek;"ACQUIRE:STATE RUN;:TRIGGER FORCE"
150  !
160  PRINT "Mettre l'offset a 0 avec le potentiometre"
170  PRINT "Tapez ENTREE pour continuer"
180  ENTER 2           !input from keyboard: enter, intro
190  !
200  OUTPUT @Lecroy;"C1:TRA ON; VDIV 10MV; OFST -35MV"
210  OUTPUT @Lecroy;"C2:TRA ON; VDIV 200MV; OFST -760MV"
220  OUTPUT @Lecroy;"TDIV 50US"
230  OUTPUT @Lecroy;"BWL ON"
240  !
250  !
260  OUTPUT @Tek;"*IDN?"
270  ENTER @Tek;Resp$

```

```

280 PRINT Resp$
290 OUTPUT @Tek;"CLEARMenu"
300 OUTPUT @Tek;"ZOOM:STATE OFF"
310 !
320 OUTPUT @Tek;"CH1:BAN TWE;COUP DC;IMP MEG;OFFS 0;SCA 100E-03;POS 3E01"
330 OUTPUT @Tek;"CH2:BAN TWE;COUP DC;IMP MEG;OFFS 0;SCA 100E-03;POS 2E01"
340 OUTPUT @Tek;"CH3:BAN TWE;COUP DC;IMP MEG;OFFS 0;SCA 10E-03;POS -3E-01"
350 OUTPUT @Tek;"CH4:BAN TWE;COUP DC;IMP MEG;OFFS 0;SCA 1E+0;POS 3E+0"
360 OUTPUT @Tek;"HORIZONTAL:SCALE 5E-6; RECORDLENGTH 5000"
370 OUTPUT @Tek;"HORIZONTAL:TRIGGER:POSITION 40"
380 OUTPUT @Tek;"ACQ:MODE HIR;:ACQ:REPE OFF"
390 !
400 !
410 INPUT "Trigger level? (Set in Volts with one decimal place)",Triglev$
420 Cmd1$="EX10:TRCP DC; TRSL POS; TRLV "&Triglev$&"V"
430 Cmd2$="TRIG:MAIN:LEVEL "&Triglev$&"E+0; MODE NORM"
440 OUTPUT @Lecroy;Cmd1$
450 OUTPUT @Lecroy;"TRDL 40PCT"
460 OUTPUT @Lecroy;"TRSE STD,SR,EX10"
470 OUTPUT @Lecroy;"TRMD SINGLE"
480 WAIT 0.5
490 OUTPUT @Lecroy;"ARM"
500 OUTPUT @Tek;"TRIG:MAIN:EDGE:COUP DC; SLO RIS; SOU CH4"
510 OUTPUT @Tek;Cmd2$
520 OUTPUT @Tek;"ACQUIRE:STOPAFTER SEQ"
530 OUTPUT @Tek;"ACQUIRE:STATE RUN"
540 !
550 PRINT "Trigger set to level=",Triglev$," V, 40%, single"
560 PRINT "Enlever le chanel ext. pour voire si le trigger marche"
570 PRINT "Tapez sur ENTREE pour continuer"
580 ENTER 2 ! input from keyboard: enter, intro
590 !
600 OUTPUT @Lecroy;"ARM"
610 OUTPUT @Tek;"ACQUIRE:STATE RUN"
620 PRINT "*** ready ***"
630 STOP
640 END

```

Como el BASIC no es un lenguaje compilado, el programa es lento, pero para configurar los instrumentos no hay ningún problema.

### A.3. *H-P Command Library*

El siguiente programa está realizado con las librerías de Entrada/Salida de la tarjeta HP-IB 82335, y compilado con Microsoft C 6.0. El aparato que se programa es un multímetro digital HP-3478 con la dirección 23, en cuyas terminales se ha colocado una resistencia que se trata de medir.

Quizá este código sea el más adecuado de los que se ofrecen en este apéndice para entender las nociones básicas de programación de instrumentos. Es un buen ejercicio intentar comprender todos sus pasos. Algunos puntos que se pueden resaltar son:

- Los ficheros de cabecera que vienen con las librerías son `chpib.h` y `cfunc.h`.
- Con algunos `DEFINE` se cambia el nombre con el que se referencian los aparatos, la interfaz y la línea SRQ.
- La programación modular facilita la legibilidad: la función `main` es breve y autoexplicativa; cada paso se realiza llamando a una función específica.
- Se emplea la técnica de *error trapping*. Cada función devuelve un código, que se envía a la función `error_handler`. Si se produce algún error, esta función detiene el programa y proporciona información sobre el problema. Una manera compacta de realizar este cometido se puede ver en la función `trigger_multi`
- El ordenador va mucho más rápido que los aparatos. Es conveniente esperar un poco en determinados pasos, como se hace en este programa después de la inicialización del multímetro, mediante la función `Sleep`.
- Los nombres de las funciones de la *Command Library* van escritos en mayúsculas y comienzan por `I0`.
- El instrumento en cuestión no es SCPI: el comando de inicialización "F3 RA M01 T4 Z1 N4" es típicamente "R2D2".
- El bucle contenido en la función `leer_multi()`. es el núcleo del programa. Se lee la línea SRQ del bus (con la función `I0STATUS`) hasta que la respuesta sea afirmativa; y en ese caso se realiza una encuesta serie (`I0SPOLL`) para ver si el *Status Byte* indica que la medida ha terminado. El valor de este byte (en este caso 65) depende del aparato en cuestión; la máscara adecuada se envió en el comando de configuración (`M01`).



```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <dos.h>
#include <time.h>
#include "c:\hpib\chpib.h"
#include "c:\hpib\cfunc.h"

#define IHP 7L /* código interfaz HPIB */
#define MULTI 723L /* dirección HPIB multímetro */
#define SRQLINE 1 /* línea SRQ para STATUS */

int error, mensaje;
char *llamada;
float medida;
int contador;

int error_handler(int error, char *llamada );
int ini_tarjeta_hpib(void);
int inicializar_multi(void);
void trigger_multi(void);
void leer_multi(void);
void Sleep( clock_t espera );

void main()
{
    if(ini_tarjeta_hpib()==1)
        printf("Inicialización de la tarjeta HPIB : OK \n");
    if(inicializar_multi()==1)
        printf("Inicialización del multímetro : OK \n");
    Sleep( (clock_t) 3000);

    contador=10;
    while(contador--)
    {
        trigger_multi();
        leer_multi();
        printf("La medida es %f ohms\n",medida);
        /* Sleep( (clock_t) 3000); */
    }
}
```

```

/*****/

int error_handler(error, llamada)

int    error;
char   *llamada;

{
    char   ch;

    if (error != NOERR)
    {
        printf("Error en la orden %s \n", llamada);
        printf(" Error = %d : %s \n", error, strerror(error));
        printf("Apretar <ENTER> : el programa va a finalizar\n");
        scanf("%c", &ch);
        exit(0);
        return(0);
    }
    else return(1);
}

/*****/

int ini_tarjeta_hpib()
{
    error = IORESET(IHP);
    error_handler(error, "IORESET");
    error = IOTIMEOUT(IHP, 5.0);
    error_handler(error, "IOTIMEOUT");
    error = IOCLEAR(IHP);
    error_handler(error, "IOCLEAR");
    return(1);
}

/*****/

int inicializar_multi()
{

```

```

    char    *codigo;

    codigo = "F3 RA M01 T4 Z1 N4";
    error = IOOUTPUTS(MULTI, codigo, 18);
    error_handler(error, "IOOUTPUTS");

    return(1);
}

/*****/

void trigger_multi()
{
    error_handler(IOTRIGGER(MULTI), "IOTRIGGER");
}

/*****/

void leer_multi()
{
    int     respuesta;

    do
    {
        do
        {
            error = IOSTATUS(IHP, SRQLINE, &respuesta);
            error_handler(error, "IOSTATUS");
        }
        while(respuesta==0);
        error = IOSPOLLMULTI(&respuesta);
        error_handler(error, "IOSPOLLMULTI");
    }
    while((respuesta&65) != 65);

    error=IOENTER(MULTI, &medida);
    error_handler(error, "IOENTER");
}

/*****/

```

```

void Sleep( clock_t espera )
{
    clock_t    retraso;

    retraso = espera + clock();
    while( retraso > clock() ) ;
}

```

## A.4. Librerías SICL y VISA

A continuación, se ofrece una porción de programa en C en la que se utilizan estas librerías. La función `init_adc` inicializa un convertidor analógico digital, y `lect_adc` lee los datos (tras esperar a que la medición se complete leyendo el *Status Byte*). `inic_tek` configura un osciloscopio Tektronix; son comandos SCPI. Finalmente, `lecture` obtiene los puntos de ese instrumento. Nótese que para ganar velocidad se emplean funciones de Entrada/Salida en binario; son `viRead` y `viWrite`.

```

void init_adc(ViSession adc)
{
    char    buf_adc[256];

    viClear(adc);
    viPrintf(adc, "N%dX\n", Nmesep);
    viPrintf(adc, "C1,3X\n"); //selection des canal 1&3
    viPrintf(adc, "R1,0X\n");
    viPrintf(adc, "C? R?X\n");
    viScanf (adc, "%t", buf_adc);
    printf ("setting ADC: %s\n", buf_adc);
}

void lect_adc(ViSession adc)
{
    unsigned short    status;
    char              buf_p[25],buf_e[25];

    do{
        viReadSTB (adc, &status);
    }while (status<128);
}

```

```

printf("status ADC = %d \n", status);
viPrintf(adc,"POX\n");
puts("Sto salvando la misura dell ADC numero ...");
for (i=0;i<=Nmesep-1;i++)
{
    viScanf (adc, "%t", buf_e);
    viScanf (adc, "%t", buf_p);
    fprintf(ficha," %5d %8.4f %8.4f\n",i,atof(buf_e),atof(buf_p));
    printf("%d\r",i+1);
}
fclose(ficha);
printf("\n");
}

void inic_tek(ViSession tektro)
{
    int    can;
    char   buf_tek[256];

    viClear (tektro);
    espera(3);
    if(VI_SUCCESS==viPrintf (tektro, "ACQUIRE: MODE HIRES\n"))
        puts("Settings");
    viPrintf (tektro, "ACQUIRE:REPET OFF\n");
    viPrintf (tektro, "HORIZONTAL:MAIN:SCALE 20E-6\n");
    viPrintf (tektro, "TRIGGER:MAIN:EDGE:SOURCE AUX\n");
    viPrintf (tektro, "DATA:ENCDG RIBINARY \n");
    viPrintf (tektro, "DATA:WIDTH 1\n");
    viPrintf (tektro, "HORIZONTAL:RECORDLENGTH 1000\n");
    viPrintf (tektro, "DATA:START 1\n");
    viPrintf (tektro, "DATA:STOP 1000\n");
    viPrintf (tektro, "HEADER OFF\n");
    viPrintf (tektro, "HORIZONTAL:TRIGGER:POSITION 30 \n");
    for (can=1;can <= 4; ++can)
    {
        viPrintf (tektro, "CH%d:POSition 0\n", can);
        viPrintf (tektro, "CH%d:VOLTS 2E-03\n", can);
        viPrintf (tektro, "CH%d:BANDWIDTH TWENTY\n", can);
    }
    viPrintf (tektro, "HORizontal:MAIn:SCALE?\n");
}

```

```

espera(1);
viScanf (tektro, "%t",&buf_tek);
printf("Horizontal Scale of Tektro: %s\n",buf_tek);
viPrintf (tektro, "ACQUIRE:STOPAFTER SEQUENCE\n");
}

void lecture(ViSession inst)
{
    char          fichero[12], nm[20];
    char          rep[12], resp[12];
    short        PUNTOS[1000];
    unsigned long actual;
    int          mes,mes_a_enreg;
    clock_t      inicial, final, tempo[n_mes];
    double       duracion;

    inicial=clock();
    printf ("Misure del TEKTR0\n");
    for (mes=1;mes <=n_mes;++mes)
    {
        viWrite (inst, (ViBuf)"ACQUIRE:STATE RUN\n", 18,&actual);
        do
        {
            viQueryf (inst, "ACQUIRE:STATE?\n", "%t", &rep);
        } while(rep[0]!='1');
        tempo[mes-1]=clock();
        viWrite (inst, (ViBuf)"DATA:SOURCE CH1,CH2,CH3,CH4\n",28,&actual);
        viWrite (inst, (ViBuf)"Curve?\n",7,&actual);
        viRead (inst, (ViBuf)lecin[mes-1],4028,&actual);
        printf ("%d\n",mes);
    }
    final=clock();
    duracion=(double)(final-inicial)/CLOCKS_PER_SEC;
}

```

# Bibliografía

- [1] J. Fraden, **Handbook of Modern Sensors**, AIP Press. FIS(4) 1269.  
*Principios físicos de los sensores. Expone el funcionamiento de muchos de ellos. Libro de referencia. Nivel avanzado. En lo que se refiere a los sensores de temperatura, hay otros textos más sencillos y detallados.*
- [2] P. Horowitz & W. Hill, **The art of electronics**, Cambridge University Press. FIS(4) 1262.  
*Explicaciones teóricas y detalles prácticos sobre los circuitos electrónicos. Es una obra muy completa donde se suelen encontrar las respuestas adecuadas a los problemas que se plantean en el laboratorio. Contiene muchos ejemplos de circuitos con las especificaciones de los componentes.*
- [3] T.P. Morrison, **The art of computerized measurement**, Oxford University Press. FIS(2) 1678.  
*Una obra muy atinada sobre el uso del ordenador en el laboratorio. No se detiene en detalles, pero sí que es muy útil para comprender la jerga técnica, para entender los conceptos, para hacerse una idea de la manera de utilizar los aparatos en conexión con los ordenadores. La última parte, que trata de programas para presentar datos en la pantalla, puede dejarse de lado, puesto que tenemos abundantes programas comerciales para esa tarea.*
- [4] L. B. Jackson, **Digital Filters and Signal Processing**, Kluwer. MAT 2743.  
*Muestreo, señales discretas, filtros. Está muy bien explicada la función de transferencia. Libro muy completo y consistente. Nivel avanzado.*
- [5] J. C. Russ, **The Image Processing Handbook**, CRC Press. CIB 2129.  
*Sin matemáticas. Se consideran muchos aspectos de la adquisición y el tratamiento de imágenes, desde las cámaras hasta las representaciones en 3 D. Las descripciones son muy breves, pero son útiles si uno quiere saber en pocas palabras lo que hace un determinado filtro, por poner un caso. Es de muy fácil comprensión.*

## Bibliografía adicional

- [6] R. Pallás, **Sensores y acondicionadores de señal**, Ed. Marcombo. FIS(4) 1276.

*Trae unas secciones muy bien cuidadas sobre el acondicionamiento de señal.*

- [7] A.V. Oppenheim & R.W. Schaffer, **Discrete-Time Signal Processing**, Prentice Hall. MAT 2754.

*Un libro muy bueno sobre señales discretas y filtros. Nivel avanzado. Trata también sobre la transformada de Fourier.*

- [8] Catálogos de Omega Eng.

*Una amplia colección de sensores (temperatura, presión, fuerza, posición, flujo) de diferentes tipos, con sus especificaciones y precios. Las secciones técnicas, donde se cuenta, por ejemplo, el funcionamiento de los sensores, la realización de montajes prácticos o cómo ajustar un bucle PID, pueden ser muy útiles.*

- [9] R. Bourgeron, **Guide pratique de l'électronique**, Ed. Hachette. FIS(4) 1273. *Prontuario de montajes electrónicos sencillos.*

- [10] Manual de **Matlab**, especialmente **Signal Processing Toolbox**. CIB 2150. *Programación de filtros. Las explicaciones teóricas están muy resumidas.*

- [11] J. Díaz Rodríguez et al., **Sistemas de instrumentación**, Universidad de Alcalá. CIB 2115.

*Interfaz GPIB (sobre todo, descripción de la normativa).*

- [12] F. Durst, A. Melling & J.H. Whitelaw, **Principles and practice of laser-Döppler anemometry**, Academic Press. FIS(2) 1493.

*Libro de referencia, con capítulos muy detallados y claros sobre las diferentes maneras de implementar la técnica. Quizá esté un poco anticuado, pero sigue siendo una recopilación básica sobre la velocimetría láser-Döppler.*

- [13] M. Raffel, C. Willert & J. Kompenhans, **Particle Image Velocimetry**, Springer Verlag. FIS(2) 1738.

*Una guía muy completa sobre esas técnicas.*

- [14] SEXTANT, **Optique expérimentale**, Ed. Hermann. FIS(6) 1074.

*Libro excelente sobre diversos métodos ópticos, la mayor parte de los cuales no se tratan en este curso.*