

Apuntes de

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

Por

Francisco Javier Franco Peláez
*Facultad de Ciencias Físicas
Universidad Complutense de Madrid*

Madrid, 2022

Disponible en Eprints UCM
<https://eprints.ucm.es>



UNIVERSIDAD COMPLUTENSE
MADRID

Prólogo

Hace algunos años, mi departamento me encargó la docencia en la asignatura “Instrumentación Electrónica”, del recién implantado Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones. Posteriormente, me asignaron también “Electrónica para la Instrumentación”, luego llamada “Medidas Electrónicas de Precisión”, del Máster de Nuevas Tecnologías Electrónicas y Fotónicas de la Facultad de Física de la Universidad Complutense de Madrid. Ambas asignaturas comparten temática, pero hay claras diferencias entre ellas. Así, una está orientada a futuros ingenieros de telecomunicaciones, con lo que se debe incidir en esta faceta, y la otra está destinada a físicos que desean especializarse en electrónica.

Tengo la costumbre de empezar a elaborar material para los alumnos de mis asignaturas que complementen las notas que han tomado en clase. Comencé por los temas finales, algo ilógico hasta que comprendes que, en caso de que se produzca alguna incidencia durante el cuatrimestre, estos son los que tienen más riesgo de no impartirse, y terminé por los primeros. Cada año iba completando temas y retocando los que ya había escrito, eliminando puntos obsoletos, corrigiendo aquellos poco claros, ambiguos o que indujeran a confusión, y agregando nuevos apartados según iban adquiriendo importancia. Este proceso se aceleró con la llegada de la COVID-19, que obligó a terminar cuanto antes todo el material en línea para disponer de suficientes herramientas en caso de nuevos confinamientos generales, o particulares de estudiantes. Ahora que los apuntes se han terminado, llega el momento de publicarlos de manera libre, siguiendo la política de permitir el fácil acceso a documentos que se hayan financiado con fondos públicos. A fin de cuentas, estos documentos se han creado en mi jornada laboral como empleado público, y creo que no son del todo míos, sino también de los que me han pagado religiosamente el sueldo todos los meses.

Este extraño método de trabajo explica por qué en los últimos temas se hace referencia a 2018, cuando se elaboraron algunas tablas comparativas, y en los primeros se habla, por ejemplo, de los problemas de adquisición de material electrónico durante el año 2021. Pido disculpas por este extraño aspecto, pero confieso que me daba pereza actualizar algunos datos si veía que el ejemplo seguía siendo válido.

He planteado este documento como la fusión de ambas asignaturas. Aunque la mayor parte de los temas corresponden a la asignatura de Ingeniería Electrónica, algunos son propios de la de máster. He decidido englobar todo en un único documento por simplicidad. Por otra parte, el lector o lectora debe considerar este texto como algo más que unos apuntes, pero sin llegar a ser un libro de texto. Son más que unos apuntes, pues decidí incluir en los distintos apartados contenidos más profundos que los que se impartieron en clase, con el objeto de satisfacer la curiosidad del estudiante y de ayudar en caso de que necesitase un conocimiento más avanzado para su trabajo fin de grado o, ya puestos, en su futura vida laboral. Pero tampoco llega a ser un libro completo, ya que faltan ejercicios resueltos, bibliografía avanzada, etc. Tampoco ha sido revisado por otras personas, con lo que espero que quien lea esto perdone algún error ortográfico, fallos de concordancia y, en especial, los signos de puntuación, que aún no domino bien a mis cuarenta y tantos añetes.

Es posible que se eche en falta algún tema que suele encontrarse en libros de instrumentación electrónica. Por ejemplo, ¿dónde están los sensores inductivos? Como se dijo antes, estos apuntes nacen para completar la formación de ingenieros de telecomunicaciones y de físicos, y se han omitido elementos propios de la electrónica industrial. De ahí su ausencia. Por otra parte, se han incluido algunos temas, como los sensores de dióxido de estaño, por haber sido una de las líneas de trabajo de mi antiguo grupo de investigación. A veces, nos encariñamos con algo inmaterial. Por otra parte, no he abordado algunos puntos que están recogidos en otras asignaturas de los planes de estudio de las titulaciones. Por ejemplo, en el tema de los protocolos de comunicación omito puntos tan importantes como las comunicaciones inalámbricas por radiofrecuencia, ya que se imparten con mayor rigor ahí. Sí explico, en cambio, algo menos

usado como la comunicación por infrarrojos, al no estar incluida en ningún otro lugar y estar fuertemente relacionada con otros elementos de la asignatura.

A lo largo del texto, se encontrarán muchos enlaces a páginas web. Estaban operativos en el momento de la escritura, y espero que lo estén durante mucho más tiempo. O, al menos, que el servidor redirija el navegador a la nueva página. De fallar alguno, siempre se puede recurrir a buscadores con palabras clave. Muchos de estos enlaces remiten a páginas de fabricantes o de distribuidores de componentes. No estoy haciendo propaganda de ningún tipo, y no me llevo ninguna recompensa. Simplemente, considero que, en la actualidad, dominar la electrónica requiere saber quiénes son los principales fabricantes, cuáles son las novedades que introducen y qué cosas retiran, y qué datos técnicos y prácticos comparten. Por ello, ofrezco información lo más variada posible para que quien lea esto pueda saber qué elegir para su diseño. En muchos casos, he puesto ejemplos de dispositivos que yo suelo utilizar. Finalmente, me he tomado la libertad de hacer capturas de pantalla de documentos públicos de algunos fabricantes y distribuidores, con lo que se me ha facilitado el trabajo y, como siempre incluyo referencias a pie de figura, creo que la pequeña publicidad que hago compensa el posible abuso.

Si el lector/a desea ampliar conocimientos, propongo algunos textos que he utilizado como base de este trabajo y que recomiendo como bibliografía en mi asignatura. Estos son:

- M. A. Pérez García. *Instrumentación Electrónica*. Editorial Paraninfo, 2014. ISBN: 978-84-2833-702-1. Recomiendo este texto para cualquier docente que desee organizar una asignatura de Instrumentación Electrónica.
- T. C. Carusone, D. Johns, K. W. Martin. *Analog Integrated Circuit Design*. Editorial John Wiley and Sons, 2014, 2nd Ed. ISBN: 978-84-118-09233-0. Libro de interés para el estudio de la conversión entre variables analógicas y digitales, y circuitos de capacidades conmutadas
- A. J. Peyton y V. Walsh. *Analog Electronics with Op Amps. A source book of practical circuits*. Cambridge University Press. 1993. ISBN: 0-521-33305-9 / 0-521-33604-X. Sin duda, el mejor libro donde se pueden encontrar las descripciones y trucos de uso de los amplificadores de instrumentación, de aislamiento, de ganancia variable y de filtros activos.
- Keithley/Tektronix. *Low Level Measurements Handbook, 7th edition*,. Disponible en formato online gratuitamente en https://download.tek.com/document/LowLevelHandbook_7Ed.pdf. Es idóneo para conocer todo lo que quiera saber sobre cómo se realizan las conexiones eléctricas a larga distancia en sistemas de instrumentación.

Hay además una gran cantidad de documentos en línea, proporcionados normalmente en la secciones de *Application Notes*, *Technical Reports*, etc. de las compañías más importantes. Por su gran tamaño y posible volatilidad, he preferido no incluirlos en este lugar.

Aprovecho para mencionar que prácticamente todo este trabajo ha sido realizado utilizando software libre. Por tanto, es justo reconocer la labor de esas personas anónimas que han dedicado su tiempo a desarrollar programas muy potentes y que han permitido que completara este texto. Voy a hacer una pequeña lista para reconocer que, sin ellos, estos apuntes quizás no se hubieran terminado:

- **TeXstudio** y **Lyx**: potentes editores para la escritura de documentos \LaTeX , localizables en sus respectivas páginas web (<https://www.texstudio.org/> y <https://www.lyx.org/>). Inicié este documento con el segundo, que es un buen editor WYSWYM, pero acabé usando el primero una vez que adquirí un poco de soltura en \LaTeX .
- **XCircuit**: maravilloso programa para la confección de circuitos electrónicos. Aunque puede parecer un poco extraño, con una interfaz alejada de la de otros programas, y con un aspecto que recuerda al de los primeros entornos gráficos en sistemas Unix, los circuitos que permite diseñar son completos, con formas bien definidas, y de tamaño ligero. Puede encontrarse en <http://opencircuitdesign.com/xcircuit/>.
- **LibreOffice**: poco se puede decir de este entorno ofimático, que compite con otros similares. En particular, algunas figuras han sido realizadas con LibreOffice Draw (<https://es.libreoffice.org/descubre/draw/>).

- **Gnome Screenshot:** varias figuras son capturas de pantalla de algunas páginas web o documentos en formato PDF. Usé para ello este programa, que permite elegir el área que capturar y guardarla como forma-to de imagen (<https://gitlab.gnome.org/GNOME/gnome-screenshot/tree/master/>).
- **Engauge Digitizer:** a veces, había que hacer un poco de ingeniería inversa y descubrir qué valores se escondían detrás de los puntos de una gráfica. Esta herramienta es fundamental para extraer estos datos (<https://markummittchell.github.io/engauge-digitizer/>).
- **NGSpice:** si encuentras alguna simulación de circuitos en este texto, no tengas duda de que se ha realizado en este potente simulador, heredero del de Berkeley (<http://ngspice.sourceforge.net/>).
- **Maxima y WxMaxima:** entorno matemático para el álgebra computacional e interfaz amigable que intentan realizar las mismas funciones que Mathematica, y consiguen, al menos, las que necesitaba! Se encuentra en <https://maxima.sourceforge.io/es/index.html> y e <https://wxmaxima-developers.github.io/wxmaxima/>.

Y todos estos programas se usaron en ordenadores con Ubuntu Budgie (<https://ubuntubudgie.org/>) o Xubuntu (<https://xubuntu.org/>) como sistemas operativos.

Voy a agradecer también la ayuda que me dieron mis colegas de departamento, tanto docentes como técnicos, así como la que me han prestado los y las estudiantes durante estos años. A veces, no son conscientes de que me prestaron ayuda, pues solo realizaron algún comentario aparentemente fútil en el momento justo, lo que me ayudó a retocar o incluir algo nuevo para hacer el texto más interesante.

Bien, concluyo con esto este breve prólogo que, como era previsible, es lo último que he escrito. Procedo a subir este documento al repositorio de acceso libre de la Universidad Complutense de Madrid, confiando en que tenga el mismo éxito que su hermano mayor, "*Apuntes de Electrónica Analógica*", que lleva en el servidor desde 2015 (<https://eprints.ucm.es/id/eprint/57943/>), siendo descargado unas 80 veces al día según las estadísticas del sistema, especialmente desde países latinoamericanos como México, Perú o Colombia. Quiero pensar que este documento va a ayudar a alguien de cualquier parte del mundo hispanohablante a conocer mejor la asignatura que está estudiando.

Sin más, concluyo este texto a 14 de febrero de 2022, casualmente Día de San Valentín.

Francisco J. Franco Peláez
Dpto. EMFTEL - Fac. Físicas UCM
fjfranco@fis.ucm.es

Tema 1

Introducción

Iniciaremos la asignatura con un tema variopinto, repasando conceptos conocidos como el ruido y asimilando conocimientos muy generales aplicables a sistemas de instrumentación. Pido disculpas con antelación por el aparente desorden, pues en apariencia son líneas que no están relacionadas entre sí, pero que son necesarias para afrontar los temas siguientes.

En primer lugar, estudiaremos qué es la instrumentación electrónica y aprenderemos conceptos muy generales relacionados con la topología de los sistemas de instrumentación. A continuación, repasaremos los conceptos de ruido, incertidumbre, etc. y cómo afectan a la salida de los sistemas. Finalmente, veremos conceptos generales relacionados con la calidad de la medida, de cómo influyen en ella los sensores, cómo mejorarla y cómo interpretar correctamente los datos.

1.1 Conceptos generales de instrumentación electrónica

1.1.1 Definición y áreas

Parece claro que lo más lógico es comenzar la asignatura explicando qué es la **instrumentación electrónica**. Esta se define como:

“la parte de la electrónica que permite transformar variables físicas en magnitudes eléctricas para mostrar su valor al observador o actuar en consecuencia”.

Por **variables físicas** se entienden magnitudes de uso común como la temperatura, presión, campo magnético, distancia, potencia luminosa, etc., pero también otras menos esperables: presencia y/o concentración de productos químicos, presencia de objetos, color, etc. Se verán con mayor detalle en la sección 1.2.1. Por **magnitudes eléctricas** se entienden la resistencia, la capacidad, la inducción, la corriente eléctrica, etc. y, por supuesto, la tensión. En la práctica, veremos que, en la mayor parte de los casos, las variables físicas se transforman en alguna magnitud eléctrica para que, convenientemente tratada, acabe produciendo una tensión DC medible. Por ejemplo, la temperatura afecta a la resistencia de algunos sensores y estos se pueden convertir con una fuente de corriente en dicha tensión medible.

La instrumentación electrónica se divide clásicamente en dos grandes ramas:

- En un primer caso, el objetivo es conocer el valor de una variable física de interés. Para ello, un *sensor* transforma la variable en una señal eléctrica, que es ampliada, corregida, filtrada, etc. (*acondicionamiento de la señal*) y leída por un sistema inteligente para, por ejemplo, mostrárselo al usuario. Esta sería la **instrumentación de medida**.
- En un segundo caso, el sistema interviene para cambiar el valor de la variable previamente medida por medio de *actuadores*. Por ejemplo, en función de la temperatura medida puede encender un calefactor para calentar o el motor de un ventilador para disipar. Este nuevo aspecto de la ciencia se llama **instrumentación de control**.

En esta asignatura nos centraremos en la primera, que es la instrumentación propiamente dicha, dejando la otra rama para otras asignaturas.

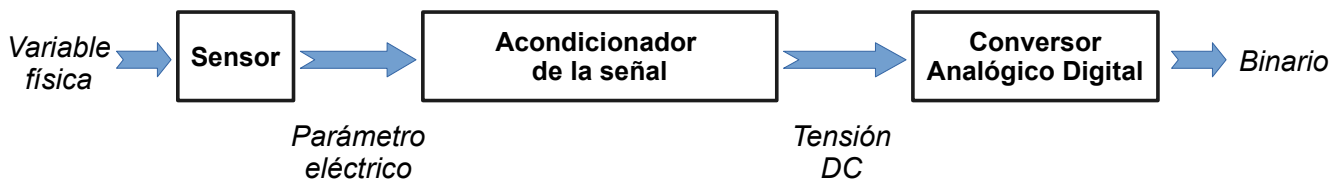


Figura 1.1: Estructura típica de un sistema de instrumentación.

1.1.2 Bloque de acondicionamiento de la señal

En general, todo sistema de instrumentación de medida va a constar de tres bloques. En primer lugar, nos encontraremos con un **sensor**, que convierte la señal en una señal eléctrica. A continuación aparece el llamado **bloque de acondicionamiento de la señal**, que se encarga de transformar la señal en una tensión DC cuyo valor depende de la salida del sensor (amplificar, corregir el valor DC, filtrar para eliminar el ruido, polarizar el el sensor, etc.) y, finalmente, de un **convertor analógico-digital** que transforma esta señal en un número binario. Este es recogido por un microcontrolador, microprocesador, FPGA, etc., que lo utiliza para:

- Convertirlo a un texto legible por el usuario y mostrarlo por pantalla.
- Usar ese valor para corregir otra de mayor interés. Por ejemplo, un robot que detecte distancias por ultrasonidos necesita conocer la temperatura ambiente y la presión atmosférica para determinar la velocidad del sonido en ese ambiente y, a partir de este valor exacto, calcular la distancia.
- Distribuirlo a un elemento en un nivel de decisión más alto. Por ejemplo, a un ordenador que gobierna una red de elementos más simples.
- Lanzar un actuador para controlar la variable en cuestión (por ejemplo, activar un ventilador si la temperatura es alta).

Fig. 1.1 muestra el esquema típico de los sistemas de instrumentación con un sensor, un bloque acondicionador de la señal y un convertor analógico-digital. Cada uno de estos elementos se estudiará en el tema o temas correspondientes. Existen algunas variaciones respecto a esta estructura (por ejemplo, algunos sistemas antiguos carecen de convertor y, en los modernos *smart sensors*, todo puede estar integrado en el mismo chip), pero es la que se va a encontrar en general.

Estudiemos ahora los sistemas de instrumentación de medida de acuerdo con su topología. En muchos casos, la salida del bloque acondicionador de la señal no afecta a las características del sistema de medida (Fig. 1.2a). Estos sistemas se denominan en “**lazo abierto**”. Sin embargo, en muchas ocasiones nos interesa cambiar las características del bloque acondicionador en función de las de la salida (Fig. 1.2b). El ejemplo típico es el de un bloque amplificador cuya ganancia cambia dependiendo del valor de la señal de entrada: si es alto, disminuye; si es bajo, aumenta. De este modo la salida del bloque permanece en torno a un nivel más o menos constante. O puede compensar el nivel de referencia realizar un ajuste a cero) por medio de un convertor digital-analógico. Y no solo se puede cambiar el bloque acondicionador, sino también el convertor analógico-digital, pues en algunos modelos se puede cambiar la ganancia, resolución, nivel de referencia, etc., como se verá en el tema correspondiente. Estos bloques se denominan “**realimentados**”.

1.1.3 Arquitectura de los sistemas de instrumentación

Imaginemos ahora que nos encontramos con un sistema de muchos sensores con su bloque acondicionador correspondiente y nos planteamos como organizar la recepción de las señales de los dispositivos. Una solución clásica consiste en utilizar un multiplexor para seleccionar la salida de un acondicionador en particular y dirigirla hacia un único convertor analógico-digital (Fig. 1.3a). Esta organización se denomina “**multiplexada**”. O bien se pueden multiplexar directamente los sensores y compartir el bloque acondicionador (Fig. 1.3b).

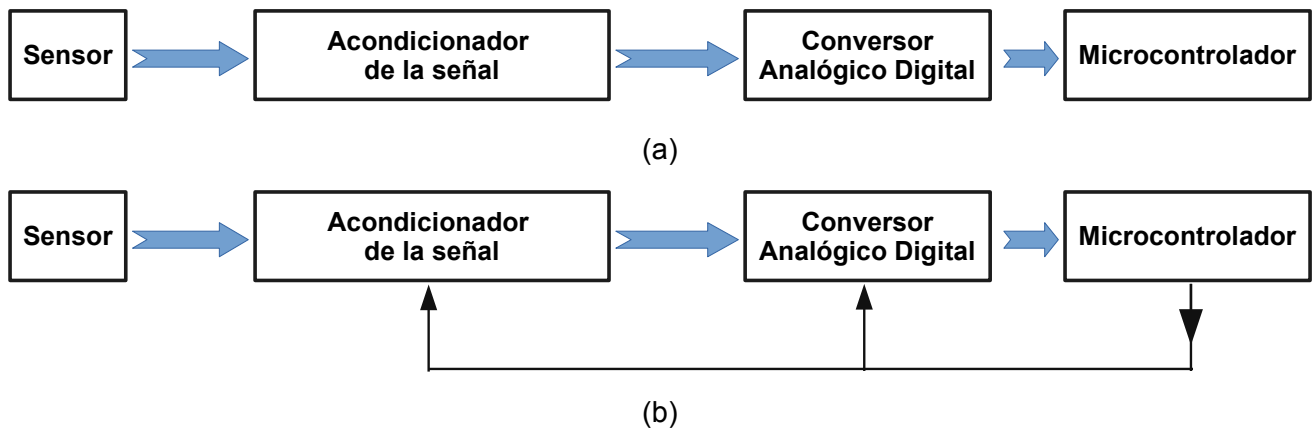


Figura 1.2: Sistema en lazo abierto (a), en el que las características de los bloques anteriores no pueden cambiarse a voluntad. En cambio, en un sistema realimentado (b), el microcontrolador puede cambiar las características del acondicionador o del convertor.

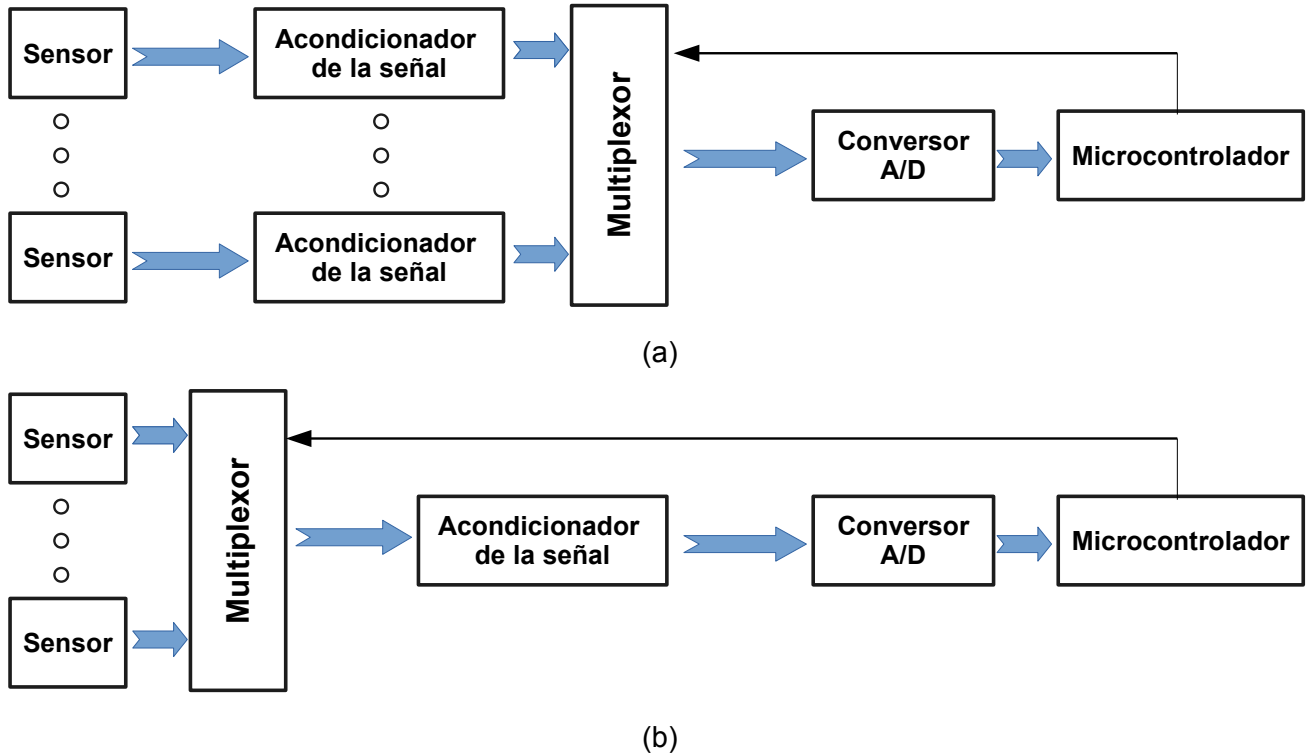


Figura 1.3: Ejemplos de sistemas multiplexados en los que se selecciona la salida del bloque acondicionador (a) o directamente el sensor (b).

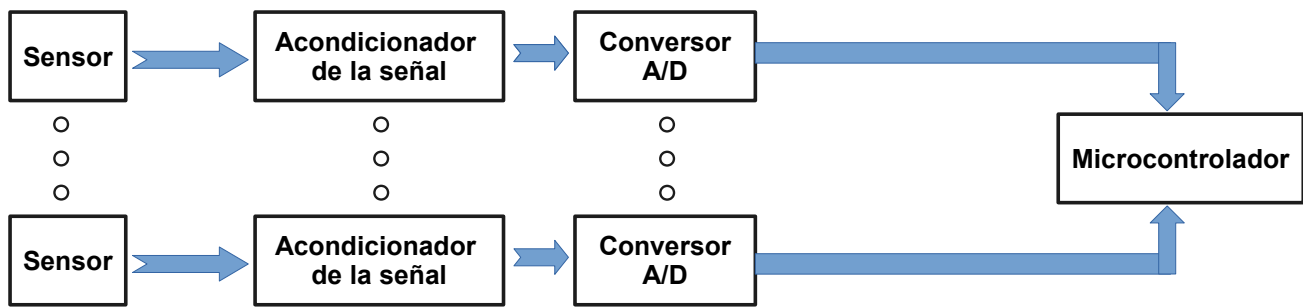


Figura 1.4: Sistema multicanal, en el que los convertidores transmiten directamente la salida al microcontrolador o dispositivo lógico de control.

La otra posibilidad es hacer que cada sensor tenga su propio bloque acondicionador y su convertor, y que todos se comuniquen directamente con el microcontrolador, bien por una conexión exclusiva, bien a través de un bus. Nos encontraríamos entonces con un sistema “**multicanal**” (Fig. 1.4).

Esta distinción entre sistemas no es evidente muchas veces. Pongamos un par de ejemplos. Los microcontroladores llevan integrados convertidores analógico-digitales y tienen varios puertos de entrada con capacidad de conversión a los que se puede conectar directamente la salida del acondicionador. Podría parecer entonces que nos encontramos con un sistema multicanal, pero no es así. En muchos casos, el microcontrolador dispone de un solo convertidor y multiplexa puertos, con lo que nos encontramos en realidad frente a un sistema multiplexado, con muchos elementos ocultos.

Otro ejemplo es el de conexión por bus directamente desde los convertidores al microcontrolador. En este caso, no hay un multiplexor propiamente dicho, pero, como veremos en los temas finales, los convertidores deben esperar a que el bus esté libre y, si algún elemento estuviera transmitiendo, aguardar al turno¹. Nos encontraríamos, por tanto, en un estadio intermedio entre ambas configuraciones. En el Tema 9, referido a los protocolos de transmisión de datos, veremos otra clasificación de sistemas, basada en el modo de comunicación de los elementos con el controlador, bien en **estrella**, bien en **bus**. Sin embargo, se dejará para más adelante su estudio.

Como es lógico, un sistema puede describirse con diferentes características. Así, podremos hablar de un sistema realimentado y multicanal en bus con perfecto sentido, ya que involucran propiedades distintas y compatibles entre sí.

1.2 Variables, señales y ruido

1.2.1 Variables físicas

Los términos “variables físicas” y “señales eléctricas” se mencionaron de pasada en la sección anterior. Ha llegado el momento de definir las con claridad. Entendemos por “**variable física**” como:

“cualquier parámetro físico que evolucione en el tiempo”

Algunas de estas variables físicas son sobradamente conocidas y tienen, por ejemplo, unidades asociadas: temperatura, distancia, presión, aceleración, luminosidad, humedad relativa, concentración de componentes químicos, etc. Fijémonos en que algunas de estas variables son más bien químicas que físicas, pero esta distinción es irrelevante en el campo de la instrumentación. Todas estas variables presentan un rango de valores continuo y por ello reciben el nombre de variables de tipo **analógico**. No obstante, existen otras variables físicas que no se pueden describir con tanta precisión. Por ejemplo, presencia o no de objetos en el rango de alcance, superación de un nivel, color de una muestra, etc. Evidentemente, estas variables físicas pueden describirse asociando variables de tipo analógico adicionales. Ejemplo de ello es el color,

¹En algunos protocolos avanzados como CAN existe una jerarquía en los dispositivos de modo que hay elementos que pueden interrumpir a otros, mandar el mensaje y luego indicarle al otro que siga hablando

que se puede describir como una superposición de ondas con distintas longitudes e intensidades. Se pueden definir, entonces, combinaciones de números para clasificar un color. Asimismo, la presencia de un objeto se modela con la distancia de un objeto al sensor. Sin embargo, en muchas ocasiones nos basta con contestar a la pregunta “¿hay obstáculos cerca o no?”, “¿el objeto es rojo o no”, “¿hay un campo magnético suficientemente potente?”, etc. Los valores admitidos para estas variables son, simplemente, sí o no, que en términos electrónicos equivalen a una función digital. Se llaman, por tanto, “**variables digitales**”.

Podríamos incluir, además, un tercer grupo de variables físicas que no son puramente analógicas como, por ejemplo, el número de objetos cercanos, el número de fotones recibidos en oscuridad, el número de veces que se ha cruzado una barrera, la salida de una conversor A/D, etc., en la que el valor es un entero o natural. Sin embargo, a efectos prácticos, las consideraremos similares a las estrictamente analógicas.

1.2.2 Señales eléctricas

Si la variable física es de tipo eléctrico, y más concretamente una tensión o corriente, será también una “**señal eléctrica**”. Las señales eléctricas se clasifican en dos grandes tipos: *Deterministas* y *ruido*.

Las señales **deterministas** son aquellas cuyo valor puede conocerse con exactitud en el tiempo, al menos teóricamente. Así, es determinista cualquier señal que se pueda representar como una función del tiempo $f(t)$: senos y cosenos de una determinada frecuencia, cualquier señal periódica, o incluso señales que no son teóricamente conocidas, pero que podrían ser modeladas con artificios matemáticos: por ejemplo, el sonido de la voz, puesto que puede ser registrado y reproducido con facilidad. En general, se puede asociar predictibilidad y repetibilidad con determinismo.

Hay otras señales que no pueden conocerse a priori y que no son repetibles. La primera de estas son las **interferencias**, que provienen de puntos ajenos al circuito y que entran a través de él por efecto antena: radiación desde los circuitos de red, motores que se ponen en marcha en las cercanías, etc. Estos fenómenos ya han sido estudiados en otras asignaturas de la titulación y no se tocarán en esta. De más interés son los fenómenos de **ruido**. Es tan importante su estudio que se abre a continuación un apartado específico.

1.2.3 Ruido eléctrico

El ruido eléctrico es una señal de tipo aleatorio, modelable muchas veces de manera estadística², e inherente a cualquier sistema físico. Su aparición es inevitable, pero puede ser atenuado mediante control de variables físicas como la temperatura, o mediante filtrado. A veces, nos basta con saber que el ruido total en la salida de un sistema es suficientemente bajo como para cumplir los requerimientos de diseño. Lógicamente, hay que saber cómo calcularlo.

En este apartado, supondremos que las tensiones y corrientes en el punto de trabajo no son constantes, sino que se desvían aleatoriamente respecto de sus valores siguiendo una patrón estadístico. Asimilarémos el valor eficaz del ruido con la desviación típica de esta distribución. Además, al ser el ruido equivalente a una desviación, que se identifica en Física con el error aleatorio, podremos usar las herramientas matemáticas especiales de este campo.

1.2.3.1 Ruido y probabilidad

El ruido eléctrico asociado a un determinado elemento de un circuito puede modelarse como una fuente de tensión en serie con él o como una fuente de corriente en paralelo. El valor exacto de esa tensión en un instante determinado sigue un patrón de probabilidad, y esto es lo que se suele utilizar para estimar la influencia en el sistema.

¿Cuáles son las características de esta distribución de probabilidad? En este estudio se supondrá que el ruido eléctrico es una fuente de tensión. Evidentemente, los resultados que obtengamos se extrapolan sin mayor problema al caso de las fuentes de corriente. A continuación, representaremos la función de probabilidad como $P_t(v)$, que indica que la probabilidad de que el ruido eléctrico tenga un valor entre $[v, v + dv]$ en un instante t es $P_t(v) \cdot dv$. Esta función de probabilidad tiene las siguientes características:

²Veremos que muchos tipos de ruido se modelan a partir de una desviación típica, excepto algunos como el ruido de palomitas.

- Los valores de v pueden ser tanto positivos como negativos.
- Por consideraciones termodinámicas, el valor medio de v , definido como $\langle v \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} v \cdot P_t(v) \cdot dv$, es cero: $\langle v \rangle = 0$.
- La desviación típica, definida como $\sigma^2 = \langle v^2 \rangle - \langle v \rangle^2 = \int_{-\infty}^{\infty} v^2 \cdot P_t(v) \cdot dv$, puesto que $\langle v \rangle = 0$, es mayor que 0.

Fijémonos en que las dos primeras condiciones no implican necesariamente que la distribución de probabilidad sea simétrica ($P_t(v) = P_t(-v)$), aunque la mayor parte de los modelos matemáticos así lo consideran. Así, existe un tipo de ruido llamado “gaussiano” en el que la distribución de probabilidad es normal, de la forma $P_t(v) = (\sigma\sqrt{2\pi})^{-1} \cdot \exp(-v^2/2\sigma^2)$. Otro caso, que se verá más adelante, el ruido de cuantización, tiene la forma $P_t(v) = 1/L$, si $|v| \leq L/2$, 0 en caso contrario.

En cualquier caso, una propiedad muy común a todas las distribuciones de probabilidad es que **los valores más probables se encuentran en el rango $\langle v \rangle \pm k \cdot \sigma$** , siendo k un número real que puede ser elegido a voluntad del usuario. Lo más sencillo es suponer $k = 1$, aunque nada impide usar valores distintos. Lo importante es mantener el criterio durante todo el estudio. Por otra parte, como $\langle v \rangle = 0$, **los posibles valores de tensión debidos al ruido se encuentran en el intervalo $\pm k \cdot \sigma$** .

Ocurre que la definición de desviación típica es extremadamente similar a la de “valor eficaz”. Por ejemplo, en el caso de una tensión, el valor eficaz se define como

$$v_n^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_{-T/2}^{+T/2} v(t)^2 \cdot dt$$

que se puede extender a funciones no periódicas haciendo $T \rightarrow \infty$. Un estudio detallado para este último caso implica que no solo hay una similitud, sino que son formalmente equivalentes. Por tanto, **podremos identificar la desviación típica de la distribución de probabilidad de la tensión (o corriente) con el valor eficaz de la tensión**.

En Física, esta desviación típica equivale al valor del “error aleatorio”. En consecuencia, la tensión eficaz del ruido se propaga como tal hasta la salida del sistema. Esto se analizará en detalles en próximos apartados, en los que se estudia cómo hay que combinar dos o más fuentes de ruido o cómo se reflejan en la salida de un sistema.

1.2.3.2 Tipos de ruido según su comportamiento en frecuencia

En apartado anterior se esbozó la relación que existe entre la desviación típica de los valores de ruido y su valor eficaz. Un hecho relevante que se observó estudiando experimentalmente el ruido fue que la distribución de esta señal en el rango de frecuencias no es homogénea.

Antes de continuar con esta línea, hay que resolver una paradoja. Normalmente, cuando se habla de distribución en frecuencia de una señal se piensa en su transformada de Fourier, que acaba conduciendo a un diagrama de Bode doble, uno en amplitud y otro en fase. Como los diagramas de Bode son reversibles, se podría reconstruir la señal original, violando así la idea de que el ruido sea aleatorio. Por tanto, todo estudio teórico inspirado en la observación experimental que pretenda proporcionar los diagramas de Bode típicos está abocado al fracaso. ¿Cómo se soluciona esto? Centrándonos en **el diagrama de Bode de la distribución espectral de energía**, en el que no se requiere la fase y, por tanto, donde se ha perdido información que impide la reconstrucción de la señal.

En conclusión, cuando se hable de espectro de una señal de ruido, tenemos que pensar en la energía de la señal de ruido en el intervalo $f, f + df$, y no en la amplitud y fase. Ocurre, por otra parte, que la energía que proporciona una fuente de tensión o de corriente es proporcional a v_{eff}^2 o a i_{eff}^2 , donde estas magnitudes indican el valor eficaz de la señal. Por tanto, a la hora de estudiar el ruido, no se suele estudiar como potencia estrictamente dicha, sino en términos de valor eficaz.

Así, se van a buscar funciones de la forma $S_n(f)$ que nos indican que la contribución al valor eficaz del ruido del intervalo $f, f + df$ sea:

$$d(v_n^2) = S_n(f) \cdot df \quad d(i_n^2) = S_n(f) \cdot df$$

dependiendo de si el ruido es describible como tensión o como ruido. Hay que indicar que **jamás** hay que operar con el término cuadrático en el interior del diferencial para simplificar la expresión. Nunca, absolutamente nunca, hay que realizar la transformación $d(v_n^2) = 2 \cdot v_n \cdot dv_n$, ya que conduce a callejones sin salida, y demuestra una ignorancia absoluta en la materia.

Hay que operar del modo siguiente. Si sabemos que nuestra señal está restringida al intervalo $f_0, f_0 + BW$, donde BW es el ancho de banda (*Bandwidth*) de nuestra señal, debido bien a que la señal está filtrada, bien a las características físicas del ruido, etc., la potencia total del ruido así como su valor eficaz serían:

$$v_n^2 = \int_{f_0}^{f_0+BW} S_n(f) \cdot df \rightarrow v_n = \sqrt{\int_{f_0}^{f_0+BW} S_n(f) \cdot df} \quad (1.1)$$

si el ruido es describible como fuente de tensión e:

$$i_n^2 = \int_{f_0}^{f_0+BW} S_n(f) \cdot df \rightarrow i_n = \sqrt{\int_{f_0}^{f_0+BW} S_n(f) \cdot df} \quad (1.2)$$

si lo es como fuente de corriente. Los términos v_n e i_n son los valores eficaces del ruido o, lo que es lo mismo, la desviación típica asociada a la distribución de probabilidad de estos ruidos. Sabiendo esto, ¿qué se puede decir de la función distribución espectral $S_n(f)$? La respuesta es muy simple:

- En algunos casos, se observó que esta función era prácticamente constante e independiente de la frecuencia. Es decir, $S_n(f) \equiv S_n$, aunque este término podría depender de otros parámetros físicos o constantes fundamentales como veremos más adelante. A semejanza de la luz solar, que se concibe como una combinación de todas las longitudes de onda visibles, se conoce a este tipo de ruido como **“ruido blanco”**.

Este es el tipo de ruido más fácil de estudiar ya que:

$$\int_{f_0}^{f_0+BW} S_n(f) \cdot df = S_n \cdot \int_{f_0}^{f_0+BW} df = S_n \cdot BW \quad (1.3)$$

- A veces ocurre que la potencia de ruido depende fuertemente de la frecuencia. No todas los valores de frecuencia contribuyen de la misma forma y algunas predominan sobre las otras. En estas circunstancias, el ruido se denominará **“coloreado”**, **“rosa”** o **“rosado”**. Hay que calcular el valor exacto como se recoge en las ecuaciones anteriores.

Deben precisarse, sin embargo, tres datos relevantes. En primer lugar, **el ruido blanco puro no puede existir**. El motivo es que, de hacerlo, el ancho de estudio podría extenderse en un intervalo infinito de frecuencias, con lo que el valor eficaz del ruido blanco deducido de Eq. 1.3 se haría infinito, y esto es absurdo. En la práctica, **cualquier tipo de ruido blanco no existe más allá de frecuencias del orden del GHz**. A partir de este rango, S_n cae abruptamente. Sin embargo, en la mayor parte de los circuitos de instrumentación electrónica no se trabaja ni de lejos en un rango de frecuencias tan alto, así que, a efectos prácticos, el ruido es blanco en el rango de frecuencias típicas.

Además, pueden aparecer **limitaciones a las frecuencias de interés introducidas por los polos y ceros** de los circuitos integrados, filtros, frecuencias de muestreo de señal, etc. que limiten el valor efectivo de BW . Claro que esto introduce una cuestión nueva: **los filtros deforman el espectro de frecuencias de las señales de ruido**. Así, salvo en el caso de los filtros ideales, la respuesta en frecuencia cambia. El tratamiento matemático es muy complejo y no se verá aquí.

Para finalizar, hay que indicar que **en un mismo dispositivo pueden convivir dos tipos de ruido distintos con valores eficaces propios**, quizás ambos del mismo tipo, quizás uno blanco y otro coloreado. Como veremos más adelante, el valor eficaz equivalente en la salida es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados, siempre y cuando las señales de ruido sean del mismo tipo (tensión-tensión, corriente-corriente). Esto es así porque se tratan como desviaciones típicas, que no son más que incertidumbres de tipo aleatorio. Si el tipo no coincide, o bien están dentro de un equivalente circuital más complejo, hay que recurrir a estudios más detallados que se verán al finalizar el apartado.

1.2.3.3 Tipos de ruido asociados a su origen físico

El ruido ha podido ser estudiado en distintos tipos de dispositivo y se han podido obtener resultados sencillos, pero bastante útiles.

- **Ruido Térmico:** Llamado también “*de Johnson-Nyquist*” en homenaje a quien lo observó experimentalmente y a quien lo explicó. Aparece en resistencias y, en general, en dispositivos electrónicos donde la corriente eléctrica se propague por medio de portadores mayoritarios. En un material neutro, las cargas positivas y negativas están compensadas entre sí, pero los portadores oscilan respecto a su posición de equilibrio por agitación térmica. Esto ocurre incluso cuando los portadores están siendo arrastrados por un campo. Este movimiento hace que los centros de carga positiva y negativa de los componentes no coincidan, provocando una pequeña diferencia de tensión, de valor y signo aleatorio.

El análisis estadístico es relativamente complejo y no lo vamos a realizar aquí. Simplemente, vamos a llevar a cabo un pequeño razonamiento.

- Se considera que los portadores se mueven respecto el punto de equilibrio como osciladores de amplitud A .
- La energía mecánica de estos osciladores es proporcional a A^2 , como se conoció en cursos elementales de Física.
- De acuerdo con el Principio de Equipartición de la Termodinámica, la energía mecánica media de las partículas asociada a este movimiento en una única dirección es proporcional a $k_B \cdot T$, con k_B la constante de Boltzmann y T la temperatura absoluta.
- Por tanto, $A^2 \propto k_B \cdot T$.
- Evidentemente, la tensión que se produce por los movimientos de las cargas es proporcional a la máxima elongación posible. Dado que esta varía aleatoriamente, la desviación típica de los valores posibles es proporcional a este número de modo que $\sigma \propto A \propto \sqrt{k_B \cdot T}$.
- Sin embargo, hemos identificado σ con el valor eficaz del ruido. Por tanto, $v_n^2 = \sigma^2 \propto k_B \cdot T$.

Con este razonamiento tan simple, hemos deducido que la tensión eficaz del ruido térmico es proporcional a $T^{1/2}$, siendo T la temperatura absoluta en kelvin.

Un estudio más detallado, realizado por Nyquist, nos acabaría conduciendo a que el valor de la distribución espectral de ruido es:

$$S_n(f) = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \quad \rightarrow \quad d(v_n^2) = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot df \quad (1.4)$$

Fijémonos en las características de este ruido:

- La distribución espectral de ruido permite calcular una tensión que se debe poner en serie con la resistencia.
- S_n es independiente de la frecuencia. Por tanto, nos encontramos frente a un *ruido blanco*.
- Si se limitara la señal a un determinado ancho de banda $[f_0, f_0 + BW]$, la tensión eficaz de este ruido térmico sería:

$$v_n^2 = \int_{f_0}^{f_0+BW} 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot df = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot BW \quad (1.5)$$

Fig. 1.5a muestra cómo hay que colocar la fuente de tensión equivalente con respecto a la resistencia. En las otras dos subfiguras, se puede ver cómo hay que colocarlas si hay dos en serie y manipularlas siguiendo las leyes de la teoría de circuitos. ¿Y cuánto valdría el ruido equivalente entre los terminales? Para ello, vaya a la sección 1.2.3.4 .

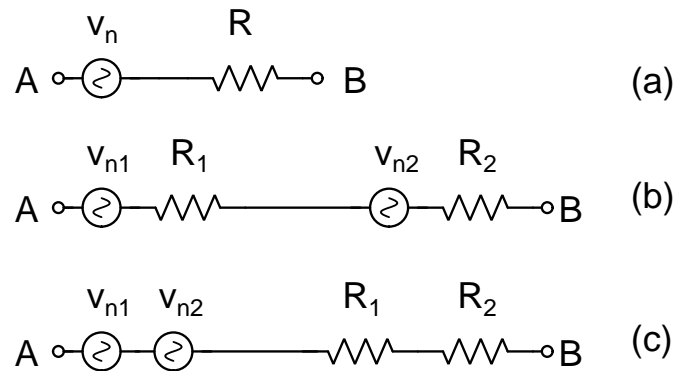


Figura 1.5: *Ruido térmico en resistencias: Se modela como una resistencia en serie con una señal de tensión en alterna (a). Si hay dos o más resistencias en serie, se pueden reordenar siguiendo las leyes de la teoría de circuitos, ya que da igual el orden en que estén los elementos en una rama. Así, (b) y (c) serían formalmente equivalente.*

- **Ruido de disparo:** Este ruido aparece en materiales semiconductores donde la corriente se propague por medio de portadores minoritarios. Esto produce una clara diferencia con el ruido térmico. Así, se observará en diodos o en transistores bipolares, pero no en transistores de efecto campo³.

El origen de este ruido es la cuantización de la carga eléctrica de los portadores. Imaginemos que por una unión PN circula una corriente I . Esto implica que, en un tiempo Δt , la atraviesa un número medio de portadores $\bar{N} = I \cdot \Delta t / q$, siendo q la carga de los portadores. Ocurre que, en este caso, la desviación típica que controla las fluctuaciones respecto al valor medio puede calcularse según la estadística de Poisson, con lo que

$$\sigma_N = \sqrt{\bar{N}} = \sqrt{I \cdot \Delta t / q}.$$

Recordemos que estas son variaciones respecto al número de portadores. La variación en la corriente que circula es:

$$\sigma_I = \frac{q \cdot \sigma_N}{\Delta t} = \sqrt{\frac{q \cdot I}{\Delta t}}$$

Y, aunque este estudio tan sencillo contiene carencias, ya que no descubre, por ejemplo, el efecto de la frecuencia, nos permite comprender algunas de las características del ruido de disparo, como la dependencia que tiene de la corriente. Más detalladamente:

- Este ruido es de tipo corriente y se debe poner en paralelo con el dispositivo. Más concretamente, con la unión PN ideal contenida en el elemento real.
- Es un ruido blanco, independiente de la frecuencia.
- La densidad espectral de potencia de este ruido es:

$$S_n(f) = 2 \cdot q \cdot I \quad \rightarrow \quad d(i_n^2) = 2 \cdot q \cdot I \cdot df \quad (1.6)$$

que, restringida a un intervalo $[f_0, f_0 + BW]$, se convierte en:

$$i_n^2 = 2 \cdot q \cdot I \cdot BW \quad (1.7)$$

Como se ha dicho, el ruido de disparo es una fuente de corriente en alterna en paralelo con el diodo (Fig. 1.6a). Si el diodo fuera real, se mantendría esta posición entre elementos y el resto de elementos se colocarían de manera usual (Fig. 1.6b). Fijémonos en esta estructura: además del ruido de disparo, la resistencia parásita R_S aporta un poco de ruido térmico, ya que es una resistencia real. En cambio, R_P no aporta ruido, pues es ficticia y solo da cuenta de un fenómeno físico (el cambio en el ancho de la zona de vaciamiento al cambiar la tensión aplicada).

³Excepto, quizás, en las uniones drenador-sustrato y fuente-sustrato inversamente polarizadas.

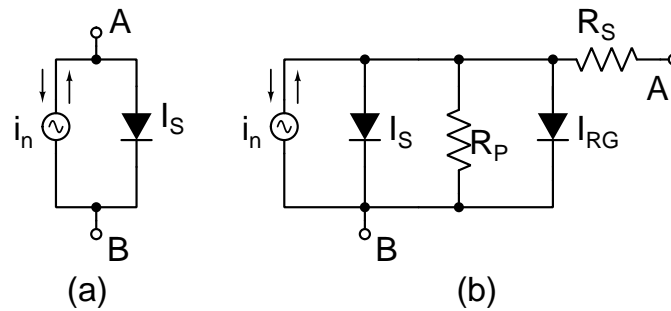


Figura 1.6: Ruido de disparo equivalente asociado a un diodo y, en general, a cualquier unión PN (a). Si el diodo tuviera resistencias parásitas R_P , R_S o componentes de generación-recombinación, se agregarían tal cual al núcleo principal, considerando indivisibles el diodo ideal y el ruido.

- **Ruido de palomitas:** También conocido como “popcorn noise” o ruido del telegrafista. Se observó experimentalmente en los albores de la tecnología electrónica. Al conectar altavoces a los primitivos amplificadores de audio, se observaban extraños chasquidos sin ningún patrón de repetición, semejantes al ruido que produce el maíz cuando se calentaba para hacer palomitas. No se conoce con exactitud el origen de este fenómeno, aunque se sospecha que tiene que ver con las imperfecciones en la red cristalina del semiconductor, que acumulan energía y que se libera de manera súbita. Es justo reconocer que este tipo de ruido ha dejado de ser tan relevante en las tecnologías actuales por las mejoras introducidas en el proceso de fabricación. Por otro lado, este fenómeno no es describible con los modelos de ruido blanco o rosado. Hay que utilizar modelos predictivos distintos en los que se evalúa la probabilidad de que se produzca un disparo en un determinado instante dependiendo del tiempo que haya transcurrido desde el último disparo.
- **Ruido flicker:** Se cree que este ruido aparece por las fluctuaciones que introducen los defectos cristalinos en el movimiento de los portadores eléctricos. Tiene un comportamiento similar a los primeros dos ruidos típicos y es posible calcular el valor eficaz asociado. Esto lo diferencia del ruido de palomitas, a pesar de que se cree que ambos se originan por la presencia de imperfecciones. Sin embargo, es de resaltar que, a diferencia de los dos primeros ruidos, es de tipo rosa, no blanco. Así, se ha observado experimentalmente que la densidad espectral de potencia es proporcional a $f^{-\alpha}$, con $\alpha > 1$ para que sea posible realizar la integración. El valor de este parámetro y de la constante de proporcionalidad depende de cada dispositivo. Además, en algunos de estos es definible como una fuente de tensión, y en otros de corriente. En general, si nos restringimos a un intervalo de frecuencia, el valor eficaz del ruido se calcula como:

$$s_n^2 = \int_{f_0}^{f_0+BW} K_s \cdot f^{-\alpha} \cdot df \quad (1.8)$$

representando s_n un valor eficaz tanto de tensión como de corriente.

- **Ruido de avalancha:** Aparece en uniones PN inversamente polarizadas cerca de la tensión de ruptura. El paso de portadores a través de la unión es acrecentado por efectos avalancha al producirse choques con otros portadores y ser arrastrados por los potentes campos eléctricos. No es habitual en la mayor parte de los circuitos electrónicos, aunque es posible observarlo en algunos fotodiodos, que son los sensores típicos de luz. Como el térmico y el de avalancha, es un ruido blanco.
- **Ruido de cuantización:** Asociado a los conversores analógico-digitales. Da cuenta del error que se produce en la cuantización. No es un ruido propiamente dicho, ya que es determinista, pero, por simplicidad, se prefiere modelarlo como tal. Sería de tipo blanco y se estudiará con mucho rigor en el tema correspondiente a los conversores analógico-digitales (Ver Sec. 8.3.3).

1.2.3.4 Propagación del ruido en un sistema complejo

Lógicamente, quedarnos en saber cómo afecta el ruido a un único dispositivo carece de utilidad práctica. Nos interesa conocer cómo los distintos elementos de un sistema producen ruido y cómo se transmite al punto que nos interesa, que es la salida.

Vamos a ver de qué modo general habría que proceder. Imaginemos que tenemos un sistema, no lineal por universalidad, con una salida en tensión V_O (también podría ser en corriente). Los pasos que habría que dar son los siguientes:

1. Añadiremos todas las fuentes de ruido posibles al circuito.
2. Vamos a considerar que las fuentes de ruido son perturbaciones en torno al punto de operación. Por tanto, reemplazaremos el circuito por su equivalente en pequeña señal excitado únicamente por las fuentes de ruido. Si el circuito es lineal, podemos omitir este paso y ceñirnos a eliminar las fuentes de tensión y corriente constantes.
3. Escogeremos una de las fuentes de ruido, que supondremos de tensión y la llamaremos $v_{n,1}$ y anularemos el resto (reemplazando las fuentes de tensión como cortocircuitos y las de corriente por abiertos).
4. Calculamos la contribución de esta fuente de ruido a la salida, que llamaremos $v_{O,n,1} = S_{V,1} \cdot v_{n,1}$.
5. Anotamos el factor $S_{V,1}$, que denominaremos “sensibilidad de la salida a la fuente de ruido $v_{n,1}$ ”.
6. Repetimos los pasos 3-5 para todas y cada una de las fuentes de ruido del circuito, creando un conjunto de sensibilidades de valor $S_{V,k}$ para las fuentes de ruido en forma de tensión y $S_{I,k}$ para las que tienen forma de corriente. No hay que asustarse si aparecen valores de distinto signo.
7. Ahora nos queda el paso definitivo. En un circuito en pequeña señal normal, las contribuciones parciales se sumarían linealmente. Sin embargo, recordemos que las fuentes de ruido representan valores eficaces y que derivan de incertidumbres de tipo aleatorio. En este caso, hay que aplicar una regla matemática sobradamente conocida para tratar errores aleatorios: el error final es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los errores individuales. Por tanto, el ruido equivalente en la salida es:

$$v_{O,n}^2 = \sum_{k \in A} (S_{V,k} \cdot v_{n,k})^2 + \sum_{k \in B} (S_{I,k} \cdot i_{n,k})^2 \quad (1.9)$$

donde A y B son los conjuntos de fuentes de ruido en tensión y corriente respectivamente.

Veamos un ejemplo simple. En el par de resistencias en serie de Fig. 1.5 es fácil ver que la contribución de cada una de las tensiones de ruido a la tensión V_{AB} es $v_{O,n,1} = v_{n,1}$ y $v_{O,n,2} = v_{n,2}$, con lo que el ruido total es $v_{O,n}^2 = v_{n,1}^2 + v_{n,2}^2$. Y este resultado no debería resultar extraño, puesto que, si suponemos que el ruido térmico está restringido a un intervalo de frecuencias de anchura BW , el resultado anterior se convierte en:

$$v_{O,n}^2 = v_{n,1}^2 + v_{n,2}^2 = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_1 \cdot BW + 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_2 \cdot BW = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot (R_1 + R_2) \cdot BW$$

Es decir, que el ruido térmico equivalente de dos resistencias en serie es igual al ruido del equivalente serie de ambas. Algo parecido se puede encontrar con dos o más resistencias en paralelo.

En general, esta técnica es válida para sistemas lineales y ahí se incluye cualquier circuito con amplificadores operacionales, que en pequeña señal no cambian de forma. Así, supongamos que tenemos un amplificador no inversor de ganancia $V_{OUT} = (1 + R_2/R_1) \cdot V_{IN}$ y que la entrada tiene una tensión de ruido equivalente $v_{in,n}$. Centrémonos únicamente en esta por simplicidad. Estaría en serie con la fuente de tensión principal y, por ello, la tensión de ruido equivalente en la salida debida a esta sería, directamente, $(1 + R_2/R_1) \cdot v_{in,n}$. Evidentemente, las resistencias introducen ruido y habría que incluirlas en los cálculos. Se deja al alumno que demuestre que el ruido asociado a R_1 se amplifica con la ganancia del sistema y que la asociada a R_2 se propaga tal cual a la salida.

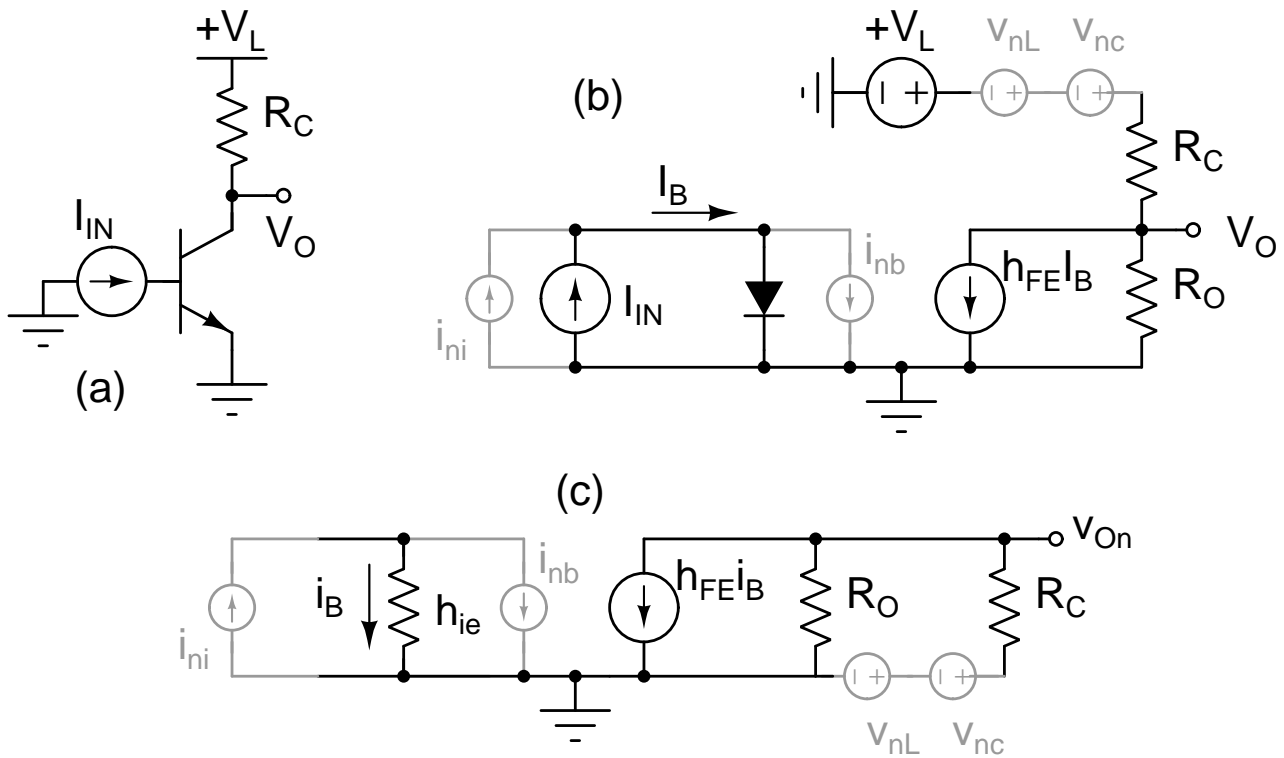


Figura 1.7: Circuito sencillo con transistor bipolar (a). Equivalente circuital con distintas fuentes de ruido (b). Modelo en pequeña señal equivalente (c).

Veamos ahora el ejemplo de un sistema no lineal como el de Fig. 1.7. En (a), se muestra un sistema sencillo formado por una fuente de corriente que se transforma en tensión. Si el transistor está en zona activa directa, la relación entrada-salida del sistema es

$$V_O = V_L - R_C \cdot h_{FE} \cdot I_{IN}.$$

Ocurre que hay varias fuentes de ruido:

- el ruido asociado a la fuente de corriente de la entrada;
- el de la tensión de polarización;
- el ruido térmico asociado a la resistencia de colector;
- el ruido de disparo de la unión BE.

No vamos a entrar en detalles sobre cómo fueron calculados. Estos elementos se pueden ver en Fig. 1.7b, donde se ha reemplazado el transistor por su equivalente del modelo de transporte. Aparece un diodo en la unión BE, una fuente de corriente controlada por corriente y una resistencia ficticia R_O para dar cuenta del efecto Early. Por tanto, no hay ruido térmico asociado a esta resistencia, ya que no es real.

Fig. 1.7c muestra el equivalente en pequeña señal del sistema. Por simplicidad, se ha prescindido de elementos secundarios como capacidades parásitas. Vemos que se ha reemplazado el diodo por su resistencia equivalente y solo permanecen las fuentes de ruido. No es difícil demostrar que las contribuciones parciales del ruido a la salida son:

$$v_{O,n1} = -h_{FE} \cdot (R_O // R_C) \cdot i_{ni}$$

$$v_{O,n2} = +h_{FE} \cdot (R_O // R_C) \cdot i_{nb}$$

$$v_{O,n3} = \frac{R_O}{R_O + R_C} \cdot v_{nL}$$

$$v_{O,n4} = \frac{R_O}{R_O + R_C} \cdot v_{nC}$$

El ruido total es, simplemente, $v_{O,n}^2 = v_{O,n1}^2 + v_{O,n2}^2 + v_{O,n3}^2 + v_{O,n4}^2$. Parece innegable que los cálculos se van haciendo cada vez más complejos conforme la red incorpora elementos, siendo irreal buscar una solución analítica incluso con circuitos relativamente sencillos. En estas circunstancias, solo quedan dos caminos: seavrecurrir a simulaciones, sea a la construcción del circuito y a la medida directa del ruido. Simuladores electrónicos típicos como SPICE tienen la posibilidad de incluir fuentes de ruido y evaluar el ruido total con la opción `.noise`, aunque la descripción del sistema es incompleta. Esto conlleva que los resultados son solo parciales y orientativos. La otra opción es más interesante, pues nos proporciona datos reales. Es, sin embargo, más cara, ya que hay que realizar la fabricación de un prototipo y se requieren dispositivos especiales como analizadores de espectro.

Es especial el caso de los **circuitos integrados**. Algo tan típico como un amplificador operacional está formado por varias decenas de transistores y resistencias, con lo que no hay una única fuente de ruido. Además, se suele desconocer la topología interna y, por supuesto, detalles clave como las características de los elementos, así que ni se pueden hacer cálculos ni realizar simulaciones. A pesar de ello, el usuario necesita que se le describa el ruido de algún modo. Por ello, los fabricantes recurren a proporcionar en la hoja de características del dispositivo alguno de estos dos parámetros:

- **Valor pico-pico observado en la salida en circunstancias típicas.** Por ejemplo, en una referencia de tensión, con un valor constante en la salida, se puede indicar que el valor eficaz de ruido en unidades de voltio pico-pico o, más comúnmente, de microvoltio pico-pico. En otras ocasiones, se da el valor de ruido equivalente en la entrada si es un sistema amplificador.
- **Potencia media espectral**, expresada en, p.e., nV/\sqrt{Hz} . Si este valor es P y el sistema trabaja en un rango de frecuencias de ancho BW , el valor eficaz del ruido se calcularía como:

$$v_n^2 = P^2 \cdot BW.$$

En algunos casos, se dará como corriente. Como vemos, se está considerando por simplicidad que el ruido es blanco aunque, en algunos casos, el fabricante proporciona datos para distintos rangos de frecuencia.

1.2.4 Incertidumbre en los valores de los parámetros del sistema

1.2.4.1 Origen físico de la incertidumbre y concepto de tolerancia

El ruido eléctrico no es la única fuente de incertidumbre en un sistema electrónico. Otra procede que es imposible saber con absoluta precisión la relación entrada-salida de un sistema por el conocimiento limitado de las características de los componentes internos. En general, los parámetros característicos de los dispositivos electrónicos muestran fluctuaciones en torno al valor esperado.

Los motivos por los que ocurre esta variación son diversos. En primer lugar, **es imposible que dos dispositivos electrónicos similares sean exactamente iguales**. Imaginemos dos resistencias aparentemente idénticas y provenientes del mismo fabricante. Durante el proceso de elaboración, pueden aparecer diferencias entre ellas: quizá la materia prima era distinta, quizás hubo pequeñas variaciones en la temperatura o humedad, quizá la máquina que lo fabricó sufrió vibraciones mecánicas o que no estaba correctamente ajustada, etc. Estas variaciones son más acusadas entre lotes distintos de un componente fabricados en diferentes periodos o de líneas de fabricación.

Otro motivo que explica las variaciones del valor de un componente o de alguno de sus parámetros es el **envejecimiento**, ya que los átomos que lo constituyen no permanecen quietos, se recolocan y la estructura interna del dispositivo cambia. Así, una resistencia, un condensador, etc. que haya salido de fábrica con un determinado valor experimentará cambios a lo largo de los años, dependiendo de las condiciones de almacenamiento si no se utiliza, o del régimen de trabajo (tensión aplicada o potencia disipada) que se le dé en el sistema donde esté inserto. Este fenómeno se denomina “*envejecimiento*”.

Como curiosidad, existe una subdisciplina en la electrónica que se encarga de predecir la esperanza de vida y la probabilidad de fallo de sistemas electrónicos, usando para ellos detalles como el encapsulado,

tensión y corrientes envueltas, ciclos de trabajo, condiciones ambientales, etc. Si el lector está interesado, recomiendo que eche una ojeada al sitio web <https://www.fides-reliability.org/>, donde puede conocer el protocolo FIDES, usado en la industria aeronáutica europea, así como descargar gratuitamente las herramientas de predicción.

Finalmente, las características de un dispositivo pueden variar por los **cambios en la temperatura**. Esto es fácilmente comprensible, por ejemplo, en las resistencias, pues este es un parámetro que depende claramente de la temperatura. Por tanto, si un sistema está pensado para trabajar dentro de un rango determinado de temperaturas, todos los parámetros internos cambiarán en mayor o menor medida entre un extremo y otro del rango. Y, con ellos, las características del sistema completo.

¿Qué se puede hacer entonces? La solución que se adopta es dar un **valor nominal** de un parámetro y dar especificaciones de la variación esperada del valor de la resistencia. Hay varias formas de hacerlo. En primer lugar, en muchos dispositivos sencillos basta con dar el valor de la **tolerancia**. Esta suele darse en unidades de tanto por ciento o por mil referido al valor nominal. Así, si un fabricante ofrece una resistencia de valor nominal de 1 k Ω con una tolerancia del 5 %, tenemos la garantía de que el valor real de la resistencia estará entre 950 y 1050 Ω en todo el rango de temperaturas definido para el dispositivo y sea cual sea el ejemplar elegido.

Sin embargo, estos valores extremos son los peores casos posibles y, en la práctica, la mayor parte de los valores reales están centrados, al menos a temperatura ambiente, en torno al valor nominal. En el caso de dispositivos sencillos como resistencias, condensadores, etc., se suele asumir por simplicidad que los valores reales se distribuyen de manera equiprobable entre los dos valores máximos. No obstante, es más realista aceptar que la distribución estadística es de tipo gaussiano, aunque el tratamiento matemático sea más laborioso. En otros dispositivos más complejos, el fabricante puede proporcionar distribuciones estadísticas basadas en datos experimentales, pero no es lo habitual.

1.2.4.2 Dispositivos discretos de precisión y temperatura de trabajo

Aprovechemos ahora para definir dos términos muy interesantes apropiados para describir dispositivos. El primero de ellos hace referencia a los dispositivos pasivos discretos como resistencias y, en menor medida, condensadores. La tolerancia típica de las resistencias varía desde un 10 % hasta un 0,1 %. Las resistencias con una tolerancia igual o inferior al 1 % se suelen denominar "**precisión**". En general, se suele utilizar este término para aquellos dispositivos electrónicos cuyas características son mucho más estables que otros similares.

Asimismo, los fabricantes suelen indicar el **rango de temperaturas admisible** para el funcionamiento de los dispositivos. En general, los dispositivos denominados "*comerciales*" trabajan de manera típica entre 0 y 70 °C, los "*industriales*" entre -20 y 120 °C y, finalmente, los "*militares*" entre -55 y 120 °C. Incluso un modelo puede ofrecerse en varias versiones que únicamente difieren en el rango de trabajo. Evidentemente, hay que determinar con claridad en qué condiciones va a estar nuestro sistema y elegir la versión del modelo de manera acorde.

Y, lógicamente, mejores características implican mayor precio. En general, hay que buscar un compromiso entre coste y fiabilidad.

1.2.4.3 Efectos de la incertidumbre en la salida del sistema. Aproximación analítica.

Imaginemos que tenemos un sistema cuyas características de salida se pueden calcular a partir de los valores de sus parámetros internos. De este modo, podemos crear una función $F(X)$ donde se relacione F , el parámetro de salida que nos interese, con un conjunto de parámetros X . Pongamos un ejemplo: nos fijaremos en la ganancia de un amplificador no inversor, en el que:

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

con lo que la ganancia G es nuestra función F y los valores de resistencia R_1, R_2 constituirán nuestro conjunto de variables X .

Ahora, procederemos a calcular las sensibilidades de la función F respecto de todos los parámetros de interés. Recordemos que la sensibilidad de F respecto de $x_i \in X$ se calcula como:

$$S_{x_i}^F = \left. \frac{\partial F}{\partial x_i} \right|_Q \quad (1.10)$$

donde Q simboliza el conjunto de variables esperados en el sistema: valores nominales o medios de los parámetros; tensiones y corrientes en el punto de operación del circuito, etc. En nuestro caso particular, vemos que G solo depende de dos resistencias y no del punto de operación del circuito, con lo que:

$$S_{R_1}^G = \left. \frac{\partial G}{\partial R_1} \right|_Q = -\frac{R_2}{R_1^2}$$

$$S_{R_2}^G = \left. \frac{\partial G}{\partial R_2} \right|_Q = \frac{1}{R_1}$$

Una vez que hemos calculado las sensibilidades, la variación esperada en la función F debido a la fluctuación del parámetro x_i es, aplicando el cálculo diferencial, $\Delta F = S_{x_i}^F \cdot \Delta x_i$. Recordemos, sin embargo, que no estamos trabajando con elementos diferenciales propiamente dichos, sino con errores aleatorios. Por tanto, las variaciones no se deben sumar directamente, sino hacer la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados:

$$\Delta F_{Total} = \sqrt{\sum_{x_i \in X} (S_{x_i}^F \cdot \Delta x_i)^2} \quad (1.11)$$

Así, en el ejemplo elegido, la incertidumbre esperada en la salida sería:

$$(\Delta G)^2 = \left(-\frac{R_2}{R_1^2} \cdot \Delta R_1 \right)^2 + \left(\frac{1}{R_1} \cdot \Delta R_2 \right)^2$$

Supongamos que las dos resistencias tienen la misma tolerancia, TOL , con lo que $\Delta R_1 = TOL \cdot R_1$ y $\Delta R_2 = TOL \cdot R_2$. Utilizando estos términos en la expresión anterior, se puede acabar deduciendo que la incertidumbre en la salida es:

$$\Delta G = (G - 1) \cdot TOL \cdot \sqrt{2}.$$

Así, si utilizáramos dos resistencias del 1 % de 10 y 1 k Ω , la incertidumbre en la ganancia $G = 1 + 10/1 = 11$ sería:

$$\Delta G = (11 - 1) \cdot 0,01 \cdot \sqrt{2} \approx 0,14$$

Por tanto, la ganancia real del sistema estaría, en realidad, entre 10,86 y 11,14. Habría que realizar un ajuste de ganancia⁴ de algún modo o incluir esta posible desviación en los cálculos.

1.2.4.4 Efectos de la incertidumbre en la salida del sistema. Aproximación numérica

En la sección anterior, se vio un ejemplo práctico de un sistema simple muy utilizado en contextos académicos e incluso de desarrollo. Sin embargo, esto no es lo habitual. En general, los sistemas son relativamente complejos e incluyen muchos componentes, teniendo algunos de ellos tantos parámetros que es inviable realizar un estudio analítico.

¿Qué podemos hacer entonces? En este caso, es necesario recurrir a técnicas estadísticas. Así, en simuladores típicos como SPICE existe la opción de realizar análisis de Monte Carlo y de Peor Caso. Veamos qué es cada cosa:

- **Monte Carlo:** Se realiza una descripción del circuito en SPICE indicando cuáles son los valores nominales de los parámetros de los dispositivos del circuito, la tolerancia de cada uno de ellos e incluso el tipo de distribución estadística que mejor describe las desviaciones: constante o gaussiana.

⁴El concepto de calibración se tratará en la última sección. En los temas siguientes aprenderemos técnicas que permiten corregir errores innatos del sistema.

A continuación, se realiza un gran número de simulaciones independientes en las que varíen de manera aleatoria todos los parámetros, y de las que solo se conserven los parámetros que nos interesen en nuestro estudio: la ganancia de un amplificador, la frecuencia de resonancia de un reloj, etc. Una vez completados los cálculos, se muestran en pantalla los resultados y se determina la distribución estadística esperada a partir de los datos introducidos. Esta información es mucho más útil incluso que las estimaciones obtenidas del modelo analítico, pues proporcionan datos acerca de la forma de la distribución.

¿De dónde viene el nombre de Monte Carlo? Simplemente, de la comparación entre elegir valores al azar con los puntos obtenidos en los juegos propios de los casinos como los que dieron a conocer a la ciudad de Monte Carlo.

- **Peor caso:** Esta técnica, también conocida como “*worst-case*”, también se basa en la realización de múltiples simulaciones en las que se varían los parámetros de manera aleatoria, pero donde solo se conservan los valores extremos de la simulación, que son los peores casos esperados. Si el sistema continúa cumpliendo los requisitos incluso en las circunstancias más extremas, podemos dar por válido el diseño.

Evidentemente, todo análisis de Monte Carlo lleva asociado uno de peor caso, pero no al revés, ya que solo hay que tomar los extremos de la distribución. Por otro lado, estas técnicas son universales y no están restringidas al mundo de la electrónica.

1.2.5 Error instrumental

En los apartados anteriores, se ha estudiado cómo afectan a la salida el ruido y la incertidumbre en los parámetros del sistema. Ambos fenómenos son de tipo aleatorio y la propagación se propaga a la salida como tal: sumando cuadráticamente.

Ocurre que existen fuentes de error que no son puramente aleatorias, sino que son más bien de tipo instrumental, resultado de un redondeo del valor real. Esto va a ocurrir, por ejemplo, al analizar datos procedentes de instrumentos de medida como voltímetros, osciloscopios, etc. o en convertidores. Sin embargo, los primeros solo se estudian brevemente en el último tema, y de los segundos ya se ha indicado que se suele preferir tratar este error como si fuera un ruido aleatorio. En cualquier caso, si llegara la ocasión, hay que aplicar las reglas de transmisión de errores. Así, Eq. 1.11 se convertiría en:

$$\Delta F_{Total} = \sum_{x_i \in X} |S_{x_i}^F| \cdot \Delta x_i \quad (1.12)$$

1.3 Calidad en la medida

Cuando intentamos medir una variable física, la realidad es que procedemos a determinar el valor de una señal o parámetro eléctrico y, a partir de él, a extraer matemáticamente la variable a partir de ese dato. Lamentablemente, nos vamos a encontrar con dos escollos a la hora de realizar esta conversión.

Por un lado, es necesario establecer una ley matemática que determine la relación entre el valor de la señal eléctrica y el parámetro físico medido. Este proceso no es trivial y requiere un estudio previo que nos permita obtener un modelo del sensor que no solo sea realista, sino utilizable en aplicaciones prácticas. Aunque estos modelos se van a describir de manera particular para cada tipo de sensor, existen conceptos comunes que serán vistos en este tema de manera general.

Por otro lado, es necesario saber si nos podemos fiar del sistema de medida. En consecuencia, habrá que determinar qué se entiende por calibración de un sistema para realizar la medida correcta y términos como fiabilidad, resolución y precisión, no intercambiables entre sí.

1.3.1 Caracterización de sensores

Supongamos que un sensor (o incluso un sistema) muestra una salida Y que depende de un parámetro físico X . La función que los relaciona es $Y = F(X)$, que puede ser relativamente complicada, pero

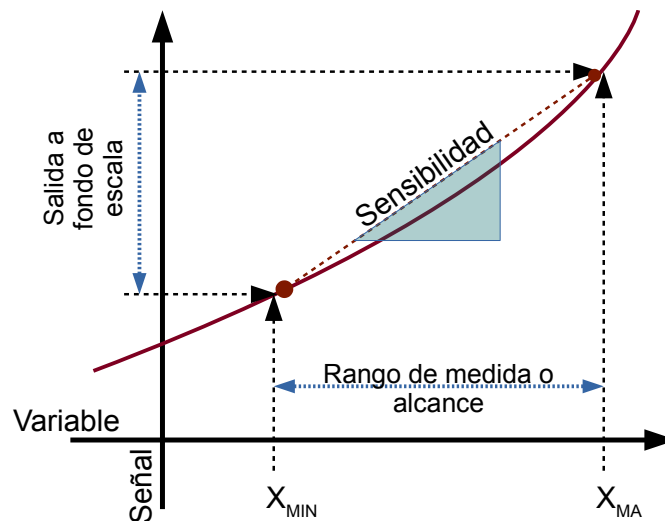


Figura 1.8: Relación entre la salida de un sensor y la variable física. Se han definido los parámetros principales del sensor, definiéndose la sensibilidad con el criterio de los extremos.

que es, en muchos casos, analítica y expresable como una serie de polinomios, funciones potenciales, etc. Es necesario, sin embargo, que la función sea biyectiva en el rango de medida, lo que la fuerza a ser monótonica y a no alcanzar un máximo o mínimo en el rango de medida.

Aceptemos que el sensor/sistema de medida tiene una relación entrada/salida similar a la mostrada en Fig. 1.8. En ella, se ha representado la función F como una curva creciente sin comportamientos extraños. Definimos en ella los siguientes parámetros:

- **Rango de medida o alcance:** corresponde a la diferencia entre los valores máximo y mínimo de la variable física, $|X_{MAX} - X_{MIN}|$. Es un valor que puede ser **absoluto**, si se habla de los valores extremos para los que el sensor puede trabajar, o **restringido**, si ha sido definido por los diseñadores para el rango que resulta de interés. Por ejemplo, un sensor de temperatura puede trabajar entre -200 y 750 °C, que sería el rango absoluto y que se utilice solo para un rango entre 0 y 100 °C, que sería el rango restringido.
- **Salida a fondo de escala:** corresponde al valor de $|F(X_{MAX}) - F(X_{MIN})|$ y depende, lógicamente, de la definición que se haga del rango de medida.
- **Sensibilidad:** matemáticamente, representa la pendiente media de la función F en el rango de medida. Hay tres métodos para calcularla:
 1. Si se conoce la expresión exacta de la función F y esta es derivable, podemos calcular la función derivada y evaluarla en el punto que nos interese. Evidentemente, el valor de la sensibilidad va a cambiar de punto a punto.
 2. Es posible que se defina la sensibilidad a partir de los puntos extremos y sacarla de:

$$\bar{S} = \frac{F(X_{MAX}) - F(X_{MIN})}{X_{MAX} - X_{MIN}} \quad (1.13)$$

Esta es la manera más simple de calcularla aunque no es la más precisa.

3. A veces, se cuenta varios puntos (X_i, Y_i) que relacionan la variable física con la señal. En ese caso, se puede realizar un análisis por mínimos cuadrados que nos dará el valor de la sensibilidad ajustada a ese intervalo. Evidentemente, el valor exacto puede cambiar según se elijan los puntos.

La sensibilidad, que puede ser positiva o negativa, aporta información muy interesante acerca de la capacidad de un sensor para medir con precisión una variable física. Lógicamente, un sensor es mejor cuanto mayor sea su sensibilidad.

Por otra parte, la sensibilidad es un parámetro que nos permite **linealizar la respuesta del sensor**. Esto consiste en asumir que la relación entre variable física y eléctrica es lineal, de la forma $Y = A + S \cdot X$, cosa que se realiza por dos motivos. En primer lugar, por que es una relación perfectamente invertible y que requiere un procesamiento matemático muy simple. Por ejemplo, un tipo de sensor llamado “termopar”⁵ relaciona la temperatura centígrada con una salida en tensión que es describible en su rango de trabajo con un polinomio de grado 9 o 10. No hay impedimento teórico para resolver esta ecuación mediante técnicas numéricas como el método de Newton-Raphson, pero esto requiere una capacidad de cómputo en el microcontrolador que podría afectar a la velocidad de respuesta total del sistema. Al linealizar, se puede perder algo de precisión, aunque los cálculos serían extremadamente rápidos.

El otro motivo es que, en física, es costumbre linealizar un sistema para simplificar diseños. Pensemos, por ejemplo, en el clásico termómetro de alcohol, que se construye midiendo la altura de la columna de líquido cuando está en hielo fundente (0 °C) y en agua hirviendo a nivel del mar (100 °C). Luego hay que dividir la distancia que los separa en 100 partes iguales. Esta aproximación introduce fallos, ya que la dilatación simultánea del alcohol y del recipiente que lo contiene no es lineal. Sin embargo, se prefiere considerarla así para poder completar un termómetro que, aunque ligeramente impreciso, esté disponible. El lector estará de acuerdo con que esto es mucho mejor que un termómetro perfecto que nunca termina de fabricarse.

Como se ha indicado, un sensor puede mostrar distintas sensibilidades. Pongamos el caso del sensor de temperatura PT100. Este se estudiará más adelante en el tema de los sensores resistivos, pero, por el momento, basta con saber que es una resistencia cuyo valor depende de la temperatura centígrada según la fórmula:

$$R_{PT100}(T) = 100 + 0,3926 \cdot T - 7,5 \cdot 10^{-5} \cdot T^2 \quad (\Omega)$$

Vamos a restringirnos al intervalo [0, 100 °C]. Podemos calcular la sensibilidad de varios modos. Por un lado, se puede ver que la sensibilidad media tomando los extremos del intervalo es:

$$\bar{S} = \frac{R_{PT100}(100) - R_{PT100}(0)}{100 - 0} = 0,3851 \Omega/^\circ\text{C}$$

Con este valor, podemos linealizar el comportamiento del sensor a

$$R_{PT100}(T) \approx R(T_0) + \bar{S} \cdot (T - T_0) = 100 + 0,3851 \cdot T,$$

que es la expresión punto-pendiente de una recta que pasa por el punto $T_0, R_{PT100}(T_0)$, con $T_0 = 0^\circ\text{C}$. Claro que, si hubiéramos escogido los valores de resistencias correspondientes a 0, 10, 20, ..., 100 °C, el ajuste lineal nos hubiera llevado a la ecuación:

$$R_{PT100}(T) \approx 100,11 + 0,3851 \cdot T.$$

La recta es distinta aunque, por azar⁶, haya salido la misma pendiente (sensibilidad). Por otro lado, si hubiéramos escogido la expresión analítica, la sensibilidad en cada punto sería

$$S(T) = 0,3926 - 1,5 \cdot 10^{-4} \cdot T.$$

Otro hecho curioso es que si hubiéramos escogido el intervalo [0, 200 °C], la sensibilidad media sería 0,3776 Ω/°C.

Todo esto nos lleva a plantearnos: ¿cuál es la sensibilidad real del sensor? ¡Todas y ninguna! En realidad, no tiene sentido decir cuál es el valor de la sensibilidad de un sensor si no se especifica cómo se ha calculado.

⁵Ver sección 5.2.1.2.

⁶En realidad, no hay tal azar, sino una consecuencia de ajustar linealmente puntos equiespaciados de una parábola.

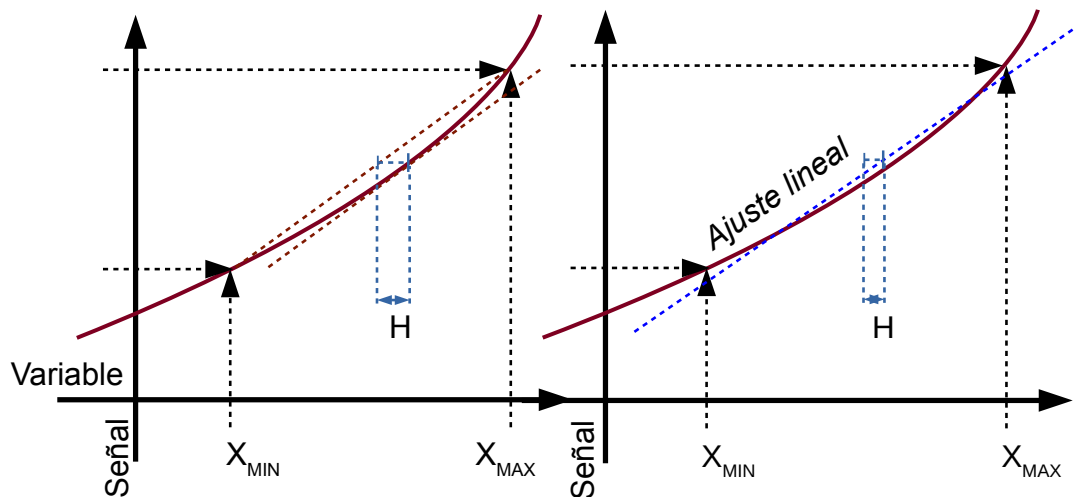


Figura 1.9: Comparación entre métodos de determinación de la sensibilidad: Usando extremos (izquierda) y usando linealización (derecha). H muestra el error máximo en la medida.

- **No linealidad:** imaginemos que hemos linealizado un sensor (o sistema) por medio de una función $Y = A + B \cdot X$, aunque sabemos que la función correcta, no lineal, es $Y = F(X)$. Esta función es, al menos numéricamente, invertible punto a punto. Es decir, medido Y , podemos calcular $X = F^{-1}(Y)$. Sabemos además que la variable física está definida entre X_{MIN} y X_{MAX} , lo que conduce a que la salida a fondo de escala esté acotada por $F(X_{MIN})$ y $F(X_{MAX})$. Recordemos que $F(X)$ es monótona. Supongamos que hemos medido la salida del sensor y obtenemos un valor Y_M . Definimos el **error en la medida** de la variable física como la distancia entre el valor real de la variable física, calculado como $X_M = F^{-1}(Y_M)$, y el calculado a partir de la aproximación lineal, $X'_M = (Y_M - A)/B$:

$$\Delta X = |X_M - X'_M|$$

Fig. 1.9 muestra ejemplos para los dos tipos de linealización: con sensibilidad entre extremos y con mínimos cuadrados. Puede verse que el error cometido en el primer caso es mínimo cerca de los extremos del intervalo e incluso nulo en estos por definición. No puede decirse lo mismo del otro método de cálculo.

Se define la **no linealidad** como el cociente entre el máximo valor observado de ΔX y la anchura del rango de medida:

$$NL = \frac{\max(\Delta X)}{|X_{MAX} - X_{MIN}|} \quad (1.14)$$

Se mide en tantos por ciento, por mil, partes por millón (ppm), etc. Este parámetro es fácil de definir, pero no tanto de calcular. Pensemos que, en muchos casos, solo conocemos del sensor unos cuantos puntos obtenidos de manera experimental o una función con problemas para invertir. Debe darse, al menos, una solución aproximada.

En el caso del sensor PT100, se observa que al usar la sensibilidad entre los extremos, el error alcanza su máximo en torno a 50 °C. Así, si se da esta temperatura real, la salida del sensor sería 119,44 Ω , que se interpretaría como 50,49 °C. Esto nos lleva a un error de 0,49 °C y a una no linealidad de 0,49 %.

Sin embargo, de haber usado el ajuste con mínimos cuadrados, se hubiera concluido que el máximo error se comete en torno a 100 °C, donde la salida 138,51 Ω sería interpretada como 99,61 °C, con lo que el error cometido sería de 0,39 °C y, por tanto, la no linealidad sería de 0,39 %. No es casualidad que la no linealidad sea menor que en el otro caso, puesto que el método de los mínimos cuadrados busca los valores que minimicen la desviación de la nube de puntos medidos sobre la línea. Es, por tanto, un método que va a dar valores mínimos de no linealidad.

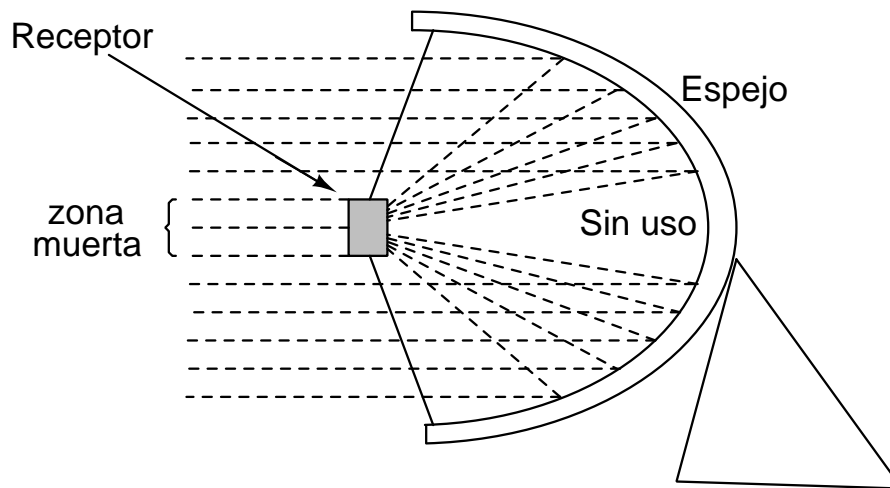


Figura 1.10: Zona muerta en telescopio. Los rayos provenientes de un objeto en el infinito se reflejan y convergen en la cámara o receptor. La cámara crea una zona de sombra en el centro de la imagen que impide recoger datos en torno a la zona central.

- **Zona muerta:** en algunos sensores o sistemas, existe una región del rango de medida donde es imposible realizar la medida. Un bonito ejemplo de un sistema con zona muerta es un telescopio de reflexión, que puede interpretarse como un gigantesco sensor óptico en el que los rayos de luz se reflejan en un espejo parabólico y convergen en el foco, donde se encuentra una cámara (Fig. 1.10). Lamentablemente, la cámara produce una pequeña sombra en el telescopio que impide observar la luz que llega en las cercanías del eje. Otro ejemplo son los sensores de distancia por ultrasonidos, que no pueden detectar la distancia de objetos al sensor si esta es del orden de la longitud de onda del sonido o menor.
- **Saturación:** este fenómeno aparece cuando se alcanzan los valores máximo y mínimo de salida del sensor o sistema y no se observan cambios a pesar de que varíe la variable física. Este fenómeno es fácil de entender en los sistemas que proporcionan una salida en tensión, donde esta está limitada al menos por las de alimentación.
Asimismo, este es el fenómeno que aparece en las cámaras de los móviles cuando reciben una luz muy intensa: los sensores ópticos CMOS recogen la máxima carga posible, sin poder distinguir entre niveles de intensidad, que en cualquier caso exceden el límite. En consecuencia, la imagen se muestra de color uniforme y blanco.
- **Histéresis:** este fenómeno aparece en algunos sensores en los que la relación entrada-salida es distinta según si la variable física está creciendo o disminuyendo. Este fenómeno es característico de algunos sensores magnéticos, inductivos, etc. y es posible que no sea algo innato del sensor, sino del circuito de acondicionamiento de la señal, en el que se han implementado dispositivos electrónicos con histéresis para eliminar, por ejemplo, el efecto del ruido.
- **Tiempos de respuesta de un sensor:** son muy variados. Así, por ejemplo, los de un fotodiodo son extremadamente cortos, del orden de nanosegundos, lo que los hace más rápidos que el sistema de medida. En cambio, los sensores de óxido de estaño, utilizados para detectar productos químicos, pueden tardar varios minutos en responder.

En general, se suele considerar que la relación temporal entre la salida del sensor y el valor de la variable es sencilla y que, en muchos casos, se puede modelar como si hubiera un único polo. En otras palabras, la salida de un sensor cuyo valor en equilibrio es $Y = F(X)$ evoluciona en el tiempo siguiendo la expresión:

$$\tau \cdot \frac{dY}{dt} + Y(t) = F(X(t)).$$

Pueden hacerse representaciones más complejas, pero esta es válida para nuestro caso. Ahora supongamos que la variable física X experimenta un salto brusco en $t = 0$ desde un valor X_0 a otro

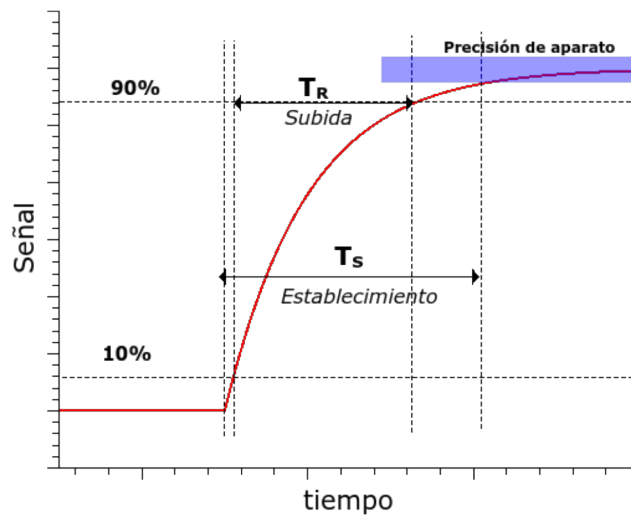


Figura 1.11: Respuesta temporal de un sensor de un único polo frente a cambios bruscos.

$X_1 = X_0 + \Delta X$. Es de esperar que la salida del sensor cambie desde $Y_0 = F(X_0)$ a $Y_1 = F(X_1)$. Sin embargo, el cambio no es instantáneo. En este caso, la salida del sensor cambia de un modo exponencial y esto hace que el valor se vaya aproximando al estacionario (Fig. 1.11)

Y en esta figura se distinguen claramente dos tiempos que marcan la respuesta de un sensor. En primer lugar, se define el **tiempo de subida** como el que tarda la salida del sensor en ir desde el 10 al 90 % de la respuesta. Lo hemos simbolizado T_R en la figura. El otro tiempo, llamado **de establecimiento**, se define de un modo más sofisticado. En primer lugar, se supone que la salida del sensor está siendo medida con un dispositivo electrónico, más o menos complejo, con un error instrumental δ . Esto hace que el sistema de medida no pueda distinguir entre valores de salida que difieran $\pm\delta$. El tiempo de establecimiento se define entonces como el tiempo mínimo T_S que transcurre entre el cambio de la variable física y que $|Y(t) - Y_1| < \delta, t > T_S$.

Estos son los parámetros generales que se pueden definir en un sensor o sistema. Sin embargo, cada tipo en particular puede tener particularidades que serán estudiadas en los temas correspondientes como, p. e., **la vida útil**, que es prácticamente infinita en algunos como los sensores de temperatura, pero limitada en los sensores con elementos mecánicos, como los de esfuerzo.

1.3.2 Calibración: Ajustes de cero y de ganancia

En la sección anterior se indicó que un paso en la medida consiste en modelar un sistema haciendo que su valor sea una función lineal. También nos gustaría que la salida tuviera valores conocidos para los extremos del rango. Así, por ejemplo, podría interesarnos que la salida de un sistema que mide la temperatura fuera 0 V a 0 °C y +5 V a 100 °C.

Sin embargo, va a darse el caso de que, una vez construido el sistema y debido a la dispersión de los valores reales de los componentes, la salida no sea exactamente la pretendida. Podrían ser, por ejemplo, 0,12 V y 4,93 V. Para obtener un comportamiento correcto, hay que calibrar el sistema y realizar un ajuste a cero y de ganancia.

El **ajuste a cero** consiste en desplazar *todos* los valores de salida hacia arriba o hacia abajo hasta conseguir el valor correcto de salida para el mínimo de la variable física. Así, en el ejemplo mostrado, deberíamos restar de algún modo $-0,12$ V a todos los valores de salida. Esto nos llevaría a obtener salidas de 0 V a 0 °C y de 4,81 V a 100 °C. Tras este ajuste a cero, hay al menos un punto que alcanza su valor correcto.

Para corregir el otro, no basta con realizar el desplazamiento, sino que hay que **alterar la ganancia**. Inicialmente, la ganancia era de $(4,93-0,12)/100 = 0,0481$ V/°C cuando debería ser en realidad 0,0500 V/°C. Debemos ajustar esta ganancia hasta conseguir el valor requerido.

Este proceso es el que se conoce como **calibración**. ¿Cómo se consigue? El ajuste a cero se puede

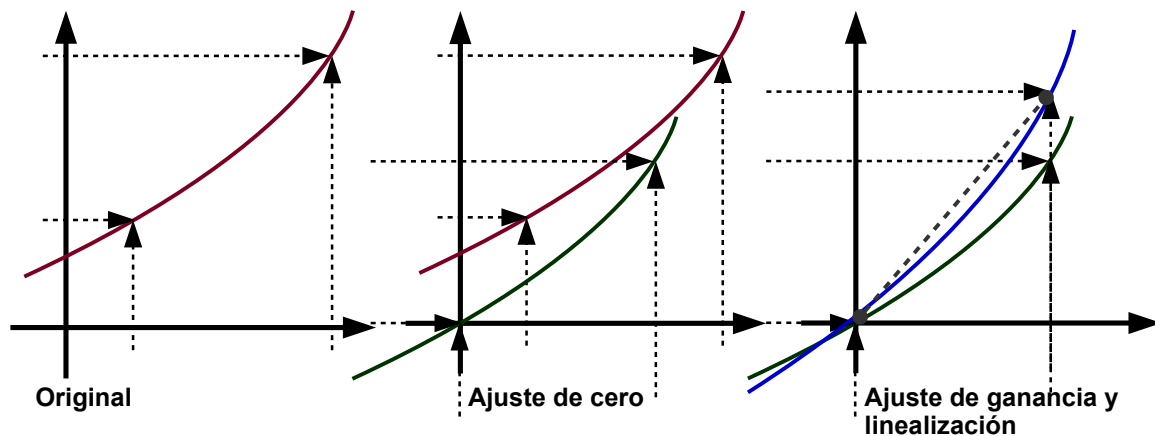


Figura 1.12: Evolución entre la entrada y la salida de un sistema tras ajuste a cero, ganancia y linealización. Este proceso se denomina calibración.

realizar agregando tensiones a circuitos sumadores, modificando las tensiones de *offset* de amplificadores⁷ con potenciómetro, etc. Incluso es posible realizar un ajuste automático de cero con técnicas que veremos más adelante.

La ganancia se corrige fácilmente con potenciómetros, ya que en muchos sistemas amplificadores depende de la relación entre resistencias. La intercalación de potenciómetros permite modificar los valores de estas resistencias y, por tanto, la ganancia. Esta técnica no es, sin embargo, muy recomendable al ser un proceso lento y nada duradero al volver a desequilibrarse el sistema si cambian las condiciones de trabajo: temperatura, tensiones de alimentación, envejecimiento, etc. Es más inteligente realizar la medida de un valor de referencia perfectamente calibrado y, a continuación, ajustar por *software* en el núcleo inteligente del sistema.

Finalmente, una vez colocados los valores donde se desea, se va a considerar que el sistema es lineal. Este es el último paso. Todo el proceso de calibración se muestra en Fig. 1.12.

1.3.3 Fiabilidad, resolución y precisión

Vamos a concluir este tema discutiendo tres conceptos que se suelen tomar como sinónimos en el lenguaje coloquial, pero que, en el mundo de la instrumentación, tienen significados diferentes.

Imaginemos que disponemos de tres básculas distintas y colocamos sobre ella una pesa patrón de 10,000... kg. La primera báscula marca $10,0 \pm 0,1$ kg, la segunda marca $10,5364 \pm 0,0001$ kg y la tercera $10,0000 \pm 0,0001$ kg. ¿Cuál es la mejor medida?

Podemos ver que la primera báscula da el peso correcto, ya que el peso real está en el margen marcado por el error instrumental de la báscula (9,9–10,1 kg). Diremos entonces que esta báscula es **fiable**. El sistema está correctamente calibrado y da el valor correcto en el rango de incertidumbre del aparato de medida, aunque este sea muy elevado.

En cambio, la segunda nos da un valor con una incertidumbre de 0,0001 kg, pero el valor real no está dentro del intervalo acotado por el error instrumental, 10,5363–10,5365 kg. Diremos entonces que el aparato no es fiable, pero que tiene una **resolución** muy alta.

Fijémonos entonces que, en contra de la impresión inicial, la primera báscula es mejor que la segunda, puesto que proporciona un valor correcto, aunque con mucho margen. La segunda miente y su valor es inútil por muchos decimales que muestre.

La resolución es mayor cuantas más cifras significativas proporcione una medida. Se ha mostrado un ejemplo de un aparato de medida, donde se ve claramente el concepto de resolución, pero puede extenderse a otros contextos. Así, veremos en el tema de la conversión analógico-digital que la resolución de un conversor es un número natural, que es de manera muy general el número de entradas o salidas.

⁷Este concepto se verá en los próximos temas.

Otro aspecto interesante es que muchas veces la resolución y la velocidad de medida van la una contra la otra. Medir bien puede requerir tiempo y esto obliga a reducir la velocidad. Se puede poner el caso de los conversores analógico-digitales de tipo doble rampa, en los que aumentar la resolución un bit⁸ conlleva aumentar dos veces el tiempo de conversión. Esta tendencia aparece incluso en sistemas complejos como multímetros.

Volvamos al caso de las básculas. La tercera indica que el peso está entre 9,9999 y 10,0001 kg. No solo tiene la misma resolución que la segunda, sino que es fiable, pues el valor correcto está en ese intervalo. Diremos entonces que la báscula es **precisa**.

No existe un valor que nos diga si un aparato es preciso o no. Es evidente que tiene que ser fiable, ya que, en caso contrario, el problema no tiene sentido. Sin embargo, podemos afirmar con total seguridad si un aparato es más preciso que otro.

Discutidos estos último términos, concluimos este tema en el que se han visto conceptos muy genéricos para abordar otros ya más centrados en lo que es propiamente la asignatura de Instrumentación Electrónica.

⁸Ver tema correspondiente

Tema 2

Interconexión

Cualquier sistema electrónico que pretenda realizar medidas electrónicas precisas puede estar condenado al fracaso si las conexiones eléctricas, tanto dentro de las placas como con cables, han sido hechas con poco sentido y conocimiento. Esta afirmación es válida tanto para sistemas construidos con elementos discretos como para aquellos que se basan en complejos aparatos electrónicos. Por cierto, en este tema se supone que el alumno sabe ya que las conexiones eléctricas deben ser de ida y vuelta, con un cable para medir la señal y otro para establecer un nivel de referencia, bien tierra, bien una tensión que restar si usamos entrada diferencial.

Sabrán también que la manera más simple de colocar los cables es como **hilos independientes**. Claro que, en estas circunstancias, los cables captarán interferencias que ensuciarán la medida. Se han propuesto soluciones que potencian sencillez, coste o efectividad. Así, la opción más simple es el **cable bifilar**, en el que los hilos se han pegado en paralelo. No ofrece mucha protección frente a interferencias pero, al menos, es sencillo de manejar y ocupa poco espacio. Esta solución se utiliza, por ejemplo, en dispositivos de sonido sencillos como auriculares o teléfonos. Otra opción más avanzada consiste en el **cable trenzado**, que es un cable bifilar retorcido en el que se produce una compensación de interferencias. Es ligeramente más costoso y pesado que el bifilar paralelo, ya que, al formar una línea helicoidal y no una recta entre dos puntos, se requiere más cable para cubrir una misma distancia. Finalmente, se pueden usar **cables coaxiales** apantallados, más caros, pesados y rígidos pero prácticamente inmunes a interferencias.

El efecto de las interferencias en los circuitos y cómo realizar una compensación se estudiará en la disciplina de la Compatibilidad Electromagnética. Sin embargo, en este tema daremos algunas indicaciones para evitar cometer los errores típicos de un diseñador o científico inexperto y que estén estrechamente relacionados con la instrumentación electrónica.

Los puntos que tratar serán:

- Transmisión en modo tensión frente a modo corriente.
- Medidas de resistencias a dos y cuatro hilos.
- Bucles de tierra.
- Separación de tierras.
- Fugas en el aislante. Guardas.

2.1 Transmisión en modo tensión frente a modo corriente

Imaginemos que deseamos mandar una señal hacia otro bloque **destino** desde un bloque **origen**, que puede ser la salida de un sensor, de un bloque acondicionador de la señal o incluso una señal lógica si se ha realizado una codificación digital. En las figuras de estos apuntes, el bloque origen estará a la izquierda y el destino a la derecha.

De forma general, vamos a considerar que el bloque destino, cuya función es la lectura de la señal, equivale a una impedancia de entrada de valor Z_{IN} , que será muy alta si es similar a un voltímetro o muy baja si es a un amperímetro.

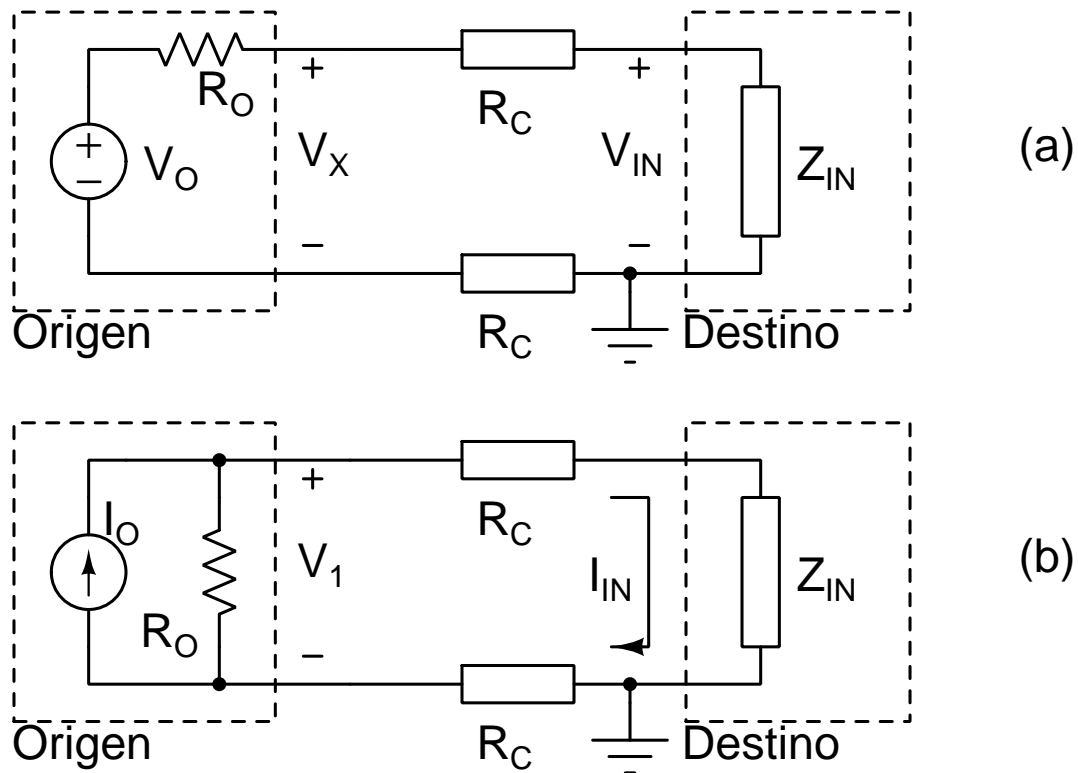


Figura 2.1: Modo tensión (a) frente a modo corriente (b). En el primero se busca que $V_O = V_{IN}$ y en el segundo que $I_O = I_{IN}$.

El bloque de origen se va a modelar bien como una fuente de tensión real de valor V_O con una resistencia serie, R_O , bien como una fuente de corriente, I_O , con una resistencia parásita R_O . Para concluir, hay dos cables para conectar los dos bloques, cada uno de ellos con una resistencia de valor R_C .

Fig. 2.1 muestra ambas posibilidades. En el primer caso, el origen produce una señal V_O y se necesita que la señal que se mide en destino, V_{IN} , sea lo más parecida posible a aquella. Dado que se trabaja exclusivamente con señales de tipo tensión, se denomina a esta configuración “modo tensión”. En el segundo caso, el bloque de origen envía una señal en forma de corriente hacia el bloque final, por lo que se representa como una fuente de este tipo. En este caso, interesa que la corriente que se pretende enviar sea exactamente la que llega al otro bloque, I_{IN} . Llamaremos a esta configuración “modo corriente”.

Estudiemos las relaciones matemáticas entre los parámetros de interés de ambos bloques. En el modo tensión, es fácil demostrar que:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} = \frac{Z_{IN}}{Z_{IN} + 2 \cdot R_C + R_O} \quad (2.1)$$

Solo hay una malla por donde puede circular corriente y el resultado es inmediato. En cambio, en el modo corriente, la relación entre las dos corrientes es:

$$\frac{I_{IN}}{I_O} = \frac{R_O}{R_O + 2 \cdot R_C + Z_{IN}} \quad (2.2)$$

Nos interesa que ambas expresiones tiendan a 1. Esto suele ser extremadamente sencillo en el caso del modo corriente ya que, en general, $R_O \gg R_C, Z_{IN}$, con lo que Eq. 2.2:

$$\frac{I_{IN}}{I_O} \approx 1 - \frac{2 \cdot R_C + Z_{IN}}{R_O}$$

y, en la mayor parte de los casos, el factor de corrección es muy pequeño. Más aún, si la fuente es ideal, la corriente que llega al sistema de medida en el destino es exactamente la misma que salió del origen. No estamos viendo más que el principio de conservación de la carga: la corriente que entra por un extremo

del cable debe salir por el otro. En cambio, en el modo corriente, la corrección sería:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} \approx 1 - \frac{2 \cdot R_C + R_O}{Z_{IN}}$$

En este caso, incluso suponiendo que la fuente es ideal ($R_O = 0$) se consigue que la relación sea 1 por los efectos parásitos del cable. Además, hay sistemas en los que ni siquiera se puede garantizar que Z_{IN} sea mucho mayor que las otras dos resistencias. Por ejemplo, los termopares (Sec. 5.2.1.2) tienen una impedancia de salida muy alta, y algunas configuraciones basadas en amplificador operacional como el inversor o algunos conversores analógico-digitales tienen una impedancia de entrada relativamente baja.

Sin embargo, **no es la única diferencia entre ambos modos de transmisión**. Los efectos de las interferencias también son radicalmente distintos. Si los cables no están protegidos o no han sido trenzados, el bucle formado por los cables y el sistema en los esquemas de Fig. 2.1 puede tener una superficie considerable. Las fluctuaciones naturales del campo electromagnético provocan una fuerza electromotriz en el bucle, que denominaremos ϵ .

En el circuito con modo tensión, la interferencia se pone en serie con los elementos del circuito y se sumaría directamente a la fuente de tensión, con lo que el valor efectivo es $V_O^* = V_O + \epsilon$. El error cometido puede llegar a ser muy grande.

En cambio, en el circuito en modo corriente, la fuerza electromotriz introduce una corriente adicional de valor ϵ/R_O . Dado el gran valor que puede alcanzar R_O , el error introducido es despreciable en comparación con I_O . Por tanto, **el modo corriente tolera mucho mejor las interferencias que el modo tensión**.

Por todos estos motivos, es recomendable transmitir señales a larga distancia en modo corriente, aunque eso signifique aumentar la complejidad de los circuitos con la adición de conversores tensión-corriente. Sin embargo, el diseñador debe valorar en todo momento si merece la pena o no tomar esta decisión ya que es posible que, introduciendo modificaciones simples en el bloque de destino o dependiendo de cuán íntegra debe llegar la señal (no es lo mismo enviar señales digitales que analógicas), no sea necesaria esta transformación del circuito. Pueden encontrarse circuitos integrados específicos y topologías variadas en el Tema 9.

2.2 Medida de resistencias a dos y cuatro hilos

Medir resistencias es un problema relativamente sencillo que se puede complicar si la resistencia es pequeña y se encuentra a una distancia considerable del sistema de medida. En estas circunstancias, no podemos considerar nula la resistencia de los cables. Supongamos que hemos construido un sistema acondicionador de señal con una fuente de corriente y un bloque de medida de la tensión. La resistencia está lejos y hay que lanzar dos cables para llevar la fuente de corriente hasta la resistencia y devolverla al sistema (Fig. 2.2).

Ahora, el problema es saber dónde conectar los terminales del sistema de medida. La primera solución es conectarlo directamente a los terminales de salida de la fuente de corriente, como se muestra en Fig. 2.2a. Esta técnica se llama “*medida a dos hilos*” y es la más simple de realizar. El problema es que no estamos midiendo en realidad la caída de tensión en R_S , sino en el equivalente serie de $R_S + R_{C1} + R_{C2}$. Esta técnica es apropiada única y exclusivamente si $R_S \gg R_{C1} + R_{C2}$, ya que, si no, se estaría introduciendo una imprecisión muy grande en la medida.

En caso de que esta condición, no se cumpla, hay que recurrir a la “*medida a cuatro hilos*” (Fig. 2.2b). Se agrega un nuevo par de cables que van directamente del sistema de medida hasta la resistencia. Esta técnica es mucho más precisa aunque, como está claro, requiere más material para construirlo.

La técnica de medida a dos hilos es la que se suele encontrar en ohmímetros de bajo coste. En cambio, en dispositivos más avanzados se pueden encontrar hasta cuatro terminales para poder elegir la medida que se desee. Para más información sobre la aplicación de esta técnica en aparatos de instrumentación, se recomienda ver la sección 10.1.3.

Estrechamente relacionado con este método se encuentra el de las “*medidas a cuatro puntas*”. En este caso, el objetivo no es medir el valor de una resistencia, sino el de la resistividad superficial. Cuatro

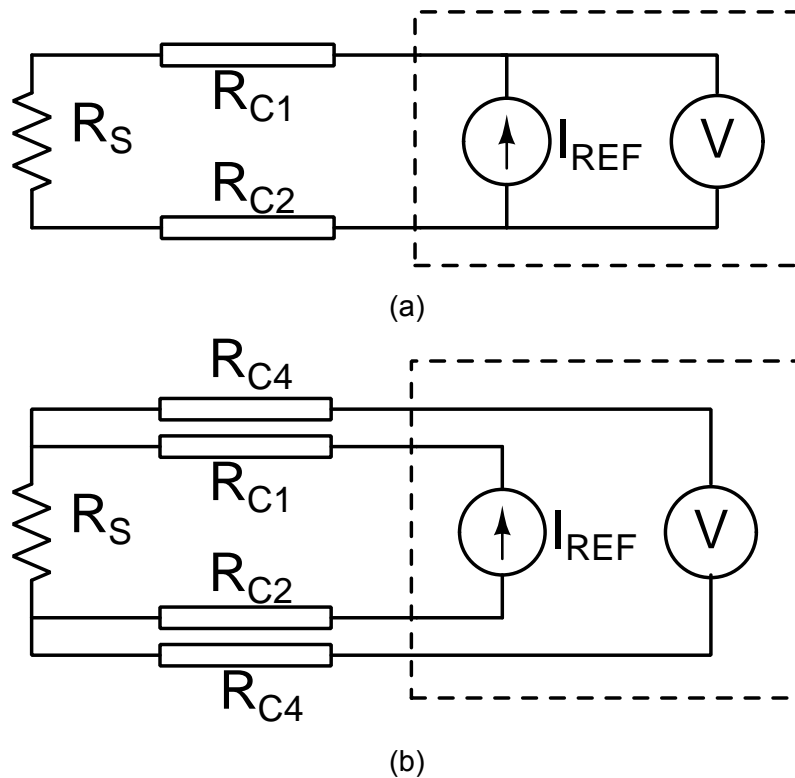


Figura 2.2: Técnica de medida a dos hilos (a) y a cuatro hilos (b).

puntas finas, desempeñando el papel de electrodos, se clavan en el material (p.e., para medir la resistividad del suelo) o se colocan con extrema delicadeza sobre la superficie de un material (p.e., silicio).

Yendo un paso más allá, debe mencionarse una última técnica llamada de “*van der Paw*”. Esta técnica está basada en la de cuatro puntas y se usa para medir resistividades de materiales de manera simple. Para ello, se deben colocar los cuatro electrodos en el perímetro de la muestra, medir tensiones al introducir corrientes cambiando el papel de los electrodos para obtener distintos valores en bruto, y luego combinarlos entre sí.

Finalmente, existe un último método relacionado con un nombre semejante a los de los dos primeros, el “*método de medida a tres hilos*”. Este método también se usa para mejorar la medida de sensores resistivos, aunque está restringido a un método muy específico basado en el Puente de Wheatstone (Ver Fig. 4.8 en la sección 4.1.4.1).

2.3 Bucles de tierra

Un bucle de tierra aparece cuando, por error, se establece un camino cerrado formado por cables u otras conexiones pertenecientes al nudo de tierra. Para entender fácilmente el concepto, vamos a poner como ejemplo una situación práctica que ocurre a veces en un laboratorio cuando realiza el montaje una persona no entrenada suficientemente.

Fijémonos en Fig. 2.3a. La idea es muy simple: en el laboratorio hay una fuente de tensión; un circuito que, una vez alimentado, produce una salida; y un voltímetro que mide esta. Parece claro que hay que conectar la salida de la fuente a la alimentación del circuito, el terminal positivo del voltímetro a la salida pero... ¿cómo hay que conectar los nudos de tierra? La solución más acertada es lanzar dos cables de tierra desde el voltímetro y la fuente, y unirlos directamente en el terminal de tierra del circuito. De este modo, la lectura del voltímetro está referida de manera exacta a la tierra del circuito, dándonos un valor fidedigno.

También se podrían haber conectado en el terminal de tierra de la fuente, pero se cometería un ligero error, ya que se podría producir una pequeña caída de tensión en el cable de tierra (ver Sec. 2.4) que se sumaría a la salida del circuito. Sin embargo, eso no es lo más peligroso.

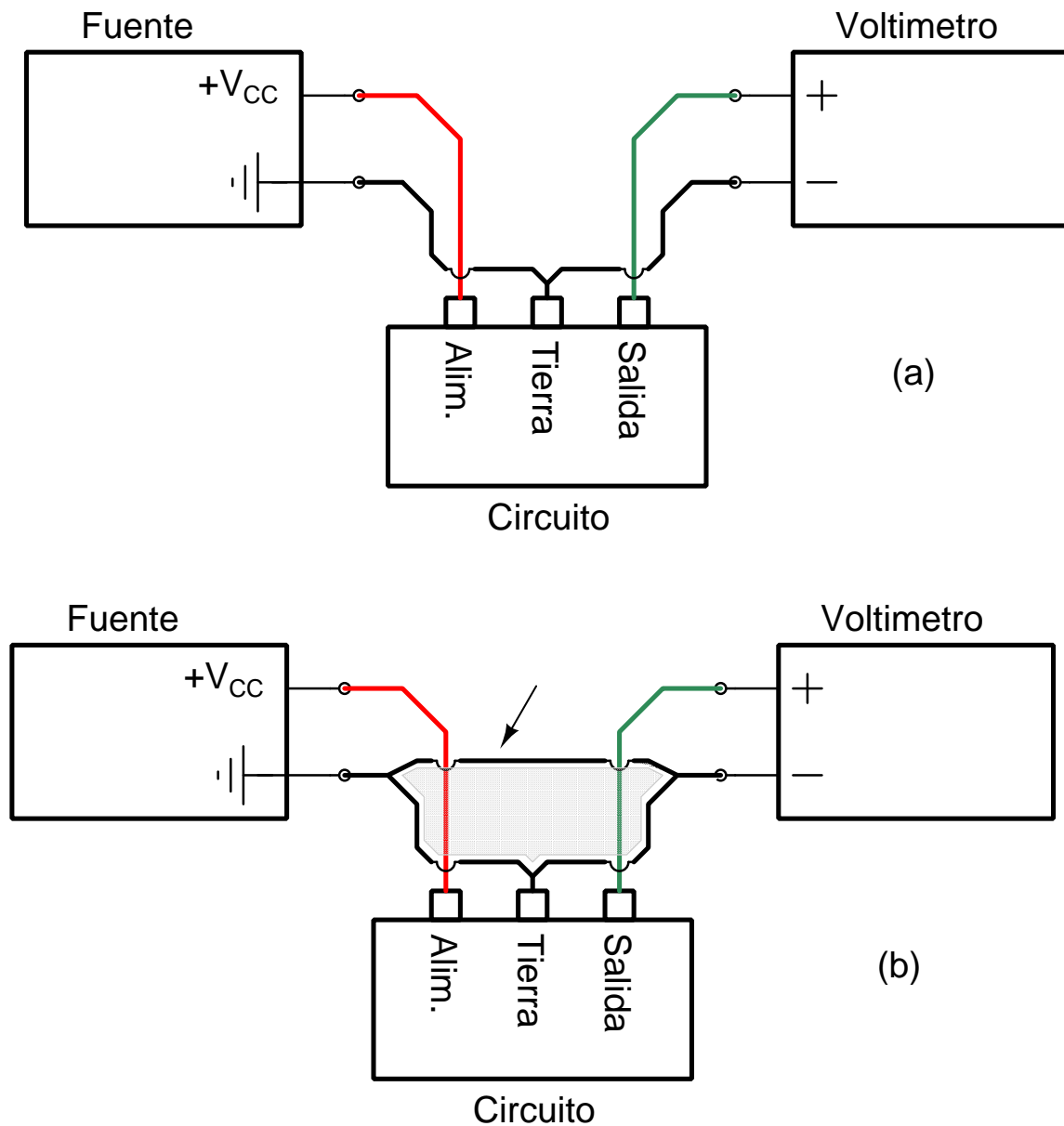


Figura 2.3: *Bucles de tierra. En (a) se muestra cómo se deben conectar tres elementos que comparten el nudo de tierra para evitar problemas en la medida. En (b), se muestra como, en el nudo de tierra, se crea accidentalmente un circuito cerrado con el cable marcado por la flecha.*

Imaginemos que, en un exceso de prudencia, quizá pensando que se puede soltar la conexión por un mal movimiento, el montador del circuito decide¹ agregar un cable adicional uniendo las tierras del voltímetro y la fuente (Fig. 2.3b). Esta decisión es, sin embargo, nefasta. Fijémonos ahora detalladamente en el dibujo y veremos que se ha creado un circuito cerrado, sombreado para que se aprecie con mayor claridad. Desde el punto de vista eléctrico, esto es similar a una espira, quizá muy deformada, y cuya superficie puede ser enorme. De acuerdo con la ley de Faraday-Henry, cualquier campo electromagnético variable en el tiempo que la atravesase producirá una fuerza electromotriz cuyo valor es proporcional a la derivada del flujo magnético respecto al tiempo, que es a su vez proporcional a la superficie de la espira y también depende de la orientación respecto al campo.

No se puede garantizar entonces que todos los puntos del nudo de tierra se encuentren a la misma tensión. Es posible que, en algunos casos, no solo se produzcan variaciones de punto a punto del orden de voltios, sino que es un factor totalmente aleatorio que imposibilita cualquier medida. Todo se soluciona desconectando el cable que se puso al inicio.

Los nudos de tierra pueden aparecer inesperadamente en cualquier instante. Otro ejemplo es cuando

¹Basado en hechos reales. El par de cables abarcaban un área de 40 m×2 m

se conecta a tierra el apantallamiento de un cable coaxial en ambos extremos. Si hay dos coaxiales, las cubiertas de los cables forman el bucle.

2.4 Separación de tierras

No es extraño que, algunas veces, el sistema conste de dos bloques separados una gran distancia, uno principal y otro secundario, y que este, aparte de elementos de medida, disponga de dispositivos de potencia como motores, calefactores, etc., que requieran un gran consumo de corriente. Otra opción es, por ejemplo, que alguno de los elementos de medida tengan un gran consumo de corriente por las circunstancias que sean.

Fijémonos en Fig. 2.4a. El bloque de la izquierda va a ser alimentado desde el de la derecha y va a proporcionar una salida V_O referida a su propia referencia, que es Ref . La vamos a medir con un amplificador diferencial de muy alta impedancia (lo veremos con más detalle en próximos temas). Hay tres cables de resistencia R_C . A través del superior fluye una corriente hacia el circuito de valor I_{CC} que vuelve prácticamente íntegra a través del inferior, que va de Ref a la tierra del circuito principal.

Esto provoca que, en el cable inferior, se produzca una caída de tensión de valor $V_{cb} = R_C \cdot I_{CC}$. El amplificador, que tiene una impedancia de entrada infinita, ve una caída de tensión entre sus terminales de valor:

$$V_{IN+} - V_{IN-} = V_O + V_{cb} = V_O + R_C \cdot I_{CC}$$

Valores tan normales como 100 mA y 1Ω conducen a caídas de tensión de 0,1 V en el cable, que cambian la medida. ¿Cómo se puede solucionar esto? Una opción consiste en aumentar la sección del cable de retorno para evitar esta caída. A veces es suficiente con hacerlo, siendo este el motivo de que, al realizar diseños de circuito impreso, el nudo de tierra se convierta en un plano, que además apantalla el circuito.

A veces, esta solución no funciona. Con un cable adicional se puede plantear la opción mostrada en Fig. 2.4b. La entrada inversora del amplificador diferencial se conecta directamente a la referencia del bloque de la izquierda y, como se supone de impedancia infinita, no hay corriente de retorno a través del nuevo cable y la tensión que se mide es la correcta. Por cierto, no se debe realizar la conexión entre $IN-$ y GND en la parte de la derecha, ya que se crearía un funesto bucle de tierra.

Hay, finalmente, una última solución más drástica que consiste en separar completamente parte de instrumentación y parte de potencia. Hay dos fuentes distintas y cada una de ellas dispone de su propia tierra. Así, la corriente elevada no afectaría para nada al circuito y solo la corriente de alimentación específica del sistema de instrumentación podría afectar a la medida. Esta solución permite, además, eliminar posibles interferencias de los elementos de potencia y, añadiendo un quinto cable, se puede realizar una combinación de las soluciones (b) y (c) para conseguir la mejor medida posible siempre y cuando sea necesaria.

La conexión entre los elementos aislados para el control y coordinación se llevará a cabo usando elementos específicos como los optoacopladores o las amplificadores de aislamiento. Estos se estudiarán con más detalle en Sec. 3.8.

2.5 Fugas a través del aislante. Guardas.

Imaginemos que necesitamos medir la salida en tensión de un sistema que se encuentra alejado del de medida. Como deseamos una medida correcta, hemos realizado la conexión con un cable coaxial apantallado a tierra. Vamos a suponer que se dan dos condiciones desafortunadas:

1. La impedancia de salida del sistema es relativamente alta.
2. El aislante falla, con lo que la impedancia entre núcleo y pantalla cae.

Este último fenómeno puede ocurrir por varias razones: quizás el cable es viejo, quizás hay una excesiva humedad ambiental y se produce condensación, etc. En estas circunstancias, la impedancia del aislante es comparable a la de salida del dispositivo y hay una caída perceptible en el valor de la tensión medida.

Fig. 2.5 ilustra este fenómeno. En esta configuración, se utiliza la funda no solo para proteger, sino para llevar la tierra de un sistema a otro. De manera simplificada, podemos suponer que existe una impedancia entre el cable interno del coaxial y la funda de valor Z_F . En estas circunstancias, la tensión medida por el voltímetro es la de un puente de impedancias:

$$V_{IN} = \frac{Z_F}{Z_0 + Z_F} \cdot V_O$$

La solución propuesta para estos casos consiste en **la inserción de una guarda** (Fig. 2.6). Internamente, se agrega un seguidor de tensión para polarizar la malla envolvente y eliminar la caída de tensión que condujo a las fugas. Hay que considerar un nuevo terminal asociado al voltímetro. Asimismo, la tierra se puede llevar con otro cable coaxial, que no necesitaría guarda, ya que núcleo y malla están conectados al mismo nudo, o con un simple cable conectado a la malla superior con una resistencia.

Otra solución muy habitual consiste en usar cables triaxiales. Estos cables constan de un núcleo y dos mallas concéntricas. El núcleo manda la señal, la malla externa se reserva para tierra y la central se reserva para la guarda. Evidentemente, el montaje es más sencillo, pero el coste mayor.

Hay incluso un último e interesante beneficio que aportan las guardas: mayor velocidad de lectura. Pensemos de nuevo en Fig. 2.5: en ella, no se indicó claramente que las fugas del cable se modelaran como una resistencia, sino como una impedancia generalizada. Supongamos que la impedancia es puramente capacitiva. En este caso, se modelaría como una $Z_F = 1/C_F s$, y se deduciría que los saltos bruscos en la señal proveniente del bloque origen se amortiguarían con una constante de tiempo $\tau = R_O \cdot C_F$. Pero, al agregar la guarda y anular la diferencia de tensiones, desaparece la influencia que pudiera ejercer la capacidad en la propagación señal. Sea cual sea la capacidad, no fluye corriente a través de ella y se convierte, en la práctica, en un circuito abierto.

Es relativamente fácil estudiar este fenómeno desde el punto de vista circuital. Fijémonos en Fig. 2.6. Ocurre que:

$$\frac{V_O - V_{IN}}{Z_O} = \frac{V_{IN} - V_G}{Z_F}$$

Supondremos que el amplificador operacional tiene una ganancia en lazo abierto A_D de modo que:

$$V_G = A_D \cdot (V_{IN} - V_G)$$

Por simplicidad, asumiremos que $Z_O \equiv R_O$ y que $Z_F = 1/C_F s$. Operando, se acaba deduciendo que:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + A_D^{-1} + A_D^{-1} \cdot R_O \cdot C_F \cdot s} \approx \frac{1}{1 + A_D^{-1} \cdot R_O \cdot C_F \cdot s}$$

Vemos entonces que el sistema tiene un único polo, pero la constante de tiempo asociada se ha reducido varios órdenes de magnitud, pues ahora $\tau^* = \tau/A_D$. Por tanto, la señal llega con más rapidez al bloque de medida. Ahora la velocidad estaría limitada por otros factores: velocidad de respuesta del amplificador operacional, capacidad parásita de la entrada no inversora, etc. En cualquier caso, el beneficio es significativo.

Por último, es interesante indicar que las guardas no se usan solo en dispositivos de gran tamaño. En muchas estructuras semiconductoras como diodos, transistores, etc., se suele rodear el dispositivo con un anillo de alta conductividad para crear una superficie equipotencial con la función de una guarda y así evitar corrientes de fuga. Una técnica similar se utiliza durante el desarrollo de placas de circuitos impresos con el objeto reducir las corrientes de fuga.

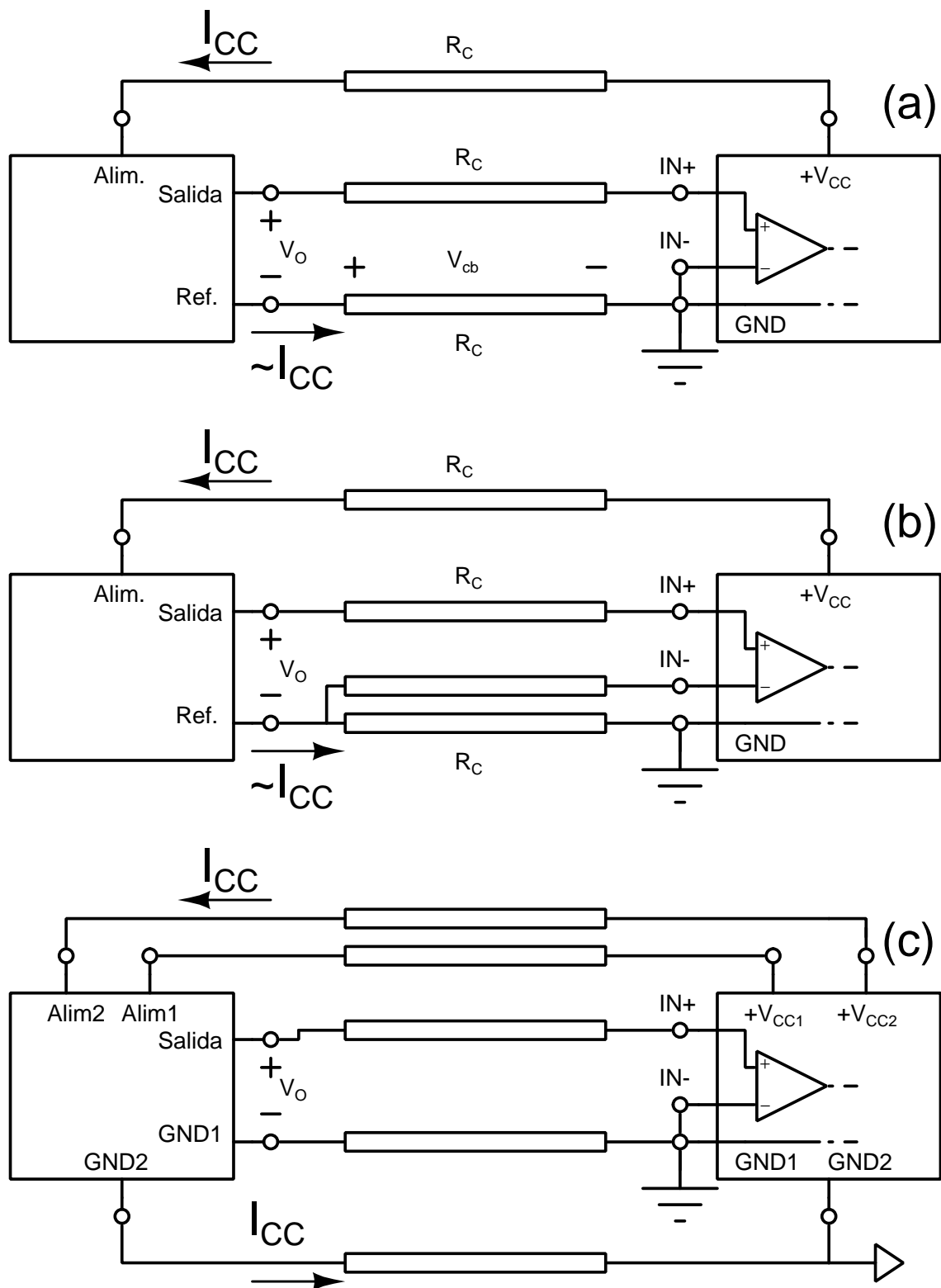


Figura 2.4: Problemas asociados a medir tensiones en circuitos alimentados por el propio bloque de medida. La caída de tensión en el cable de retorno se agrega a la tensión desconocida, falseando la medida (a). Medir directamente en la referencia del circuito, al otro extremo del cable, soluciona este problema, aunque se corre el peligro de crear un bucle de tierra (b). Una separación completa de partes de medida y de potencia solucionan el problema (c).

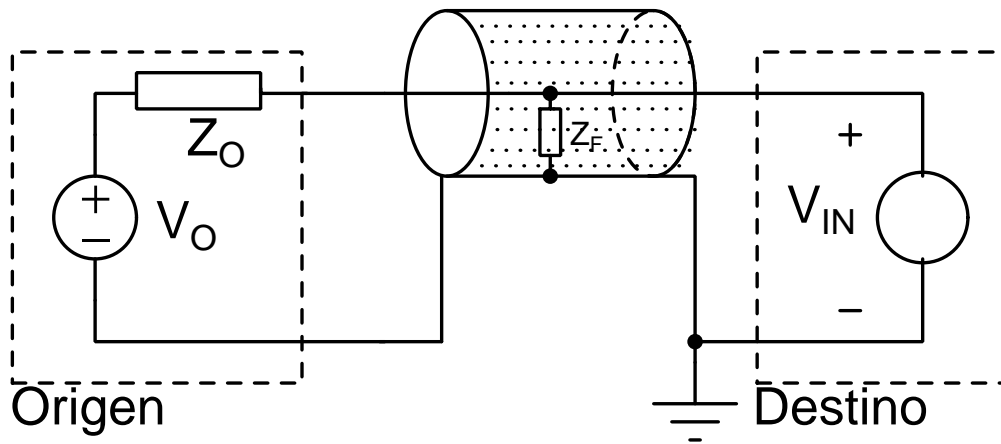


Figura 2.5: Conexión sin guarda para medida de tensión. La impedancia finita del cable provoca una caída en tensión al ser comparable a la de salida del bloque origen.

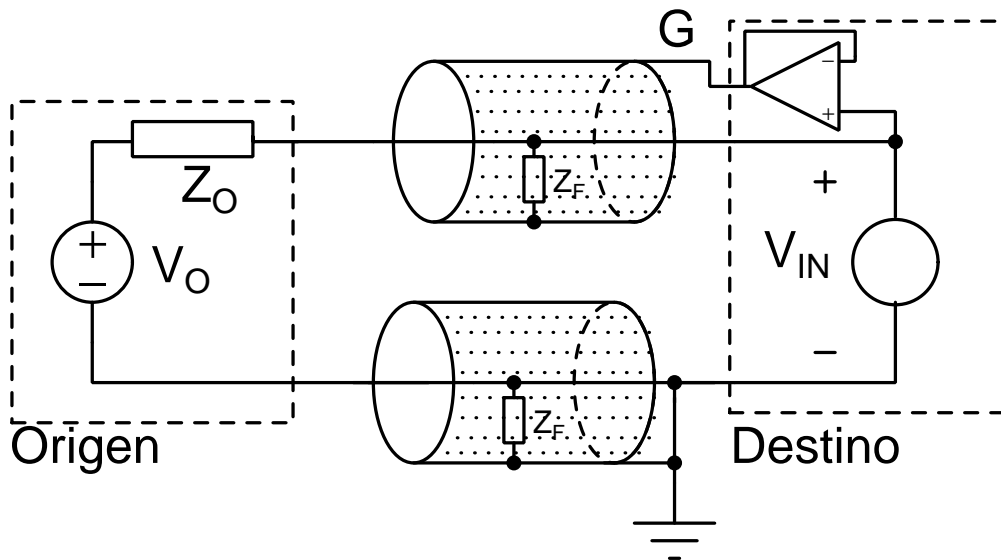


Figura 2.6: Conexión con guarda para medida de tensión. La impedancia finita del cable provoca una caída en tensión.

Tema 3

Elementos para el Acondicionamiento de la Señal

El proceso de lectura de un sensor suele consistir en transformar una señal eléctrica de cualquier tipo en una tensión situada en el rango de entrada permitido de un conversor analógico-digital. Para ello, se construirá un bloque, llamado **“acondicionador de la señal”**, que debe presentar una serie de características, de las que enumeraremos algunas de ellas:

1. El sensor **debe ser polarizado**. Es posible que este solo funcione si existe una diferencia de tensión suficiente entre sus extremos, como les ocurre a algunos sensores generadores de corriente, o que sea un elemento pasivo, como una resistencia o condensador, y que requiera de una alimentación externa para poder proporcionar una señal medible.
2. La salida del sensor **debe linealizarse** si es muy no lineal. Este requerimiento no es obligatorio, pero sí muy interesante. Si bien es cierto que el procesado de la señal permite deducir la variable física a partir de la salida del sensor sea cual sea la función que las relaciona, el tiempo de cálculo puede ser demasiado alto. En cambio, una relación lineal entre la variable física y la señal es mucho más rápida de procesar. Por ese motivo, si hubiera técnicas que permitieran realizar esta linealización, deberían aplicarse. Este hecho se tratará en profundidad en el próximo tema, dedicado a los sensores resistivos.
3. Si la salida de un sensor es una tensión diferencial, el efecto de la tensión del **modo común** en la salida del bloque acondicionador debe mitigarse e incluso anularse.
4. El sistema debe realizar **un ajuste a cero** si fuera necesario.
5. El bloque de acondicionamiento de la señal debe **amplificar** la señal de entrada.

Este punto suele ir en combinación con el anterior. Supongamos que la salida de un sensor, IN , es de tipo tensión y su rango está entre dos valores posibles, V_1 y V_2 . Queremos que el sistema procese la señal y la transforme en una tensión, OUT , entre 0 V y V_L . Es fácil demostrar que la función que permite realizar esta transformación es $OUT = V_Z + G \cdot IN$, siendo $G = V_L / (V_2 - V_1)$ y $V_Z = -G \cdot V_1$. El término G está relacionado con la amplificación y V_Z da cuenta del ajuste a cero.

6. El bloque de acondicionamiento de la señal debe **eliminar ruido e interferencias**.

Cada tipo de sensor tiene un tipo de circuito apropiado para su funcionamiento. Todos ellos, sin embargo, requieren de circuitos integrados avanzados, muchos de ellos basados en el amplificador operacional, que deben ser conocidos por el diseñador. En este tema, veremos algunos de los elementos más comunes:

1. Elementos pasivos
2. Diodos y transistores
3. Amplificadores operacionales

4. Comparadores
5. Amplificadores diferenciales
6. Amplificadores de instrumentación
7. Amplificadores de aislamiento
8. Referencias de tensión
9. Puertas lógicas
10. Conmutadores analógicos (*Analog Switches*)

3.1 Elementos pasivos

Se entiende por “*elementos pasivos*” como aquellos que no tienen capacidad de amplificar una señal: resistencias, potenciómetros, condensadores, inducciones, etc. Se ha excluido de esta categoría a los diodos, que se verán en el apartado siguiente.

3.1.1 Resistencias

Las resistencias son dispositivos discretos de comportamiento óhmico. Comercialmente, se clasifican por su valor nominal, su tolerancia y aspecto físico. A la hora de fabricar una resistencia, es inevitable que aparezcan pequeñas variaciones en el proceso, que no es controlado perfectamente por el fabricante, que hacen que no se produzcan dos resistencias exactamente iguales (Ver Sec. 1.2.4.1). También puede ocurrir que la resistencia trabaje en un amplio rango de temperaturas y que, por tanto, sufra variaciones en su valor. Además, podrían envejecer y sufrir cambios respecto a como salieron de fábrica.

Dado que esto es inevitable, se resolverá aceptando que, en todo caso, el valor de la resistencia va a estar siempre en algún lugar entre $R_{NOM} - \Delta R$ y $R_{NOM} + \Delta R$. R_{NOM} será el valor nominal de la resistencia y ΔR la incertidumbre que se calcula como:

$$\Delta R = TOL \cdot R_{NOM} \quad (3.1)$$

donde R_{NOM} es el **valor nominal** objetivo del fabricante y TOL es la **tolerancia** de la resistencia. Este parámetro se suele expresar en tantos por ciento o por mil: 20 %, 10 %, 5 %, 1 ‰, etc. Lógicamente, a menor tolerancia, mayor coste.

Otro aspecto interesante de las resistencias es la **tensión máxima** soportada así como la **potencia máxima** disipable. La primera suele ser muy alta y no suele ser un problema en la mayor parte de los sistemas de instrumentación electrónica. De acuerdo con la ley de Joule, la potencia que disipa una resistencia es $W = V^2/R$, siendo V la tensión entre los extremos y R el valor. Si el fabricante especifica que la potencia máxima es, p.e., 0,125 -W, se entiende que, bajo ningún concepto, se puede superar este valor, ya que se produciría la destrucción del dispositivo. El diseñador debe ser cuidadoso a la hora de elegirlos.

Estrechamente relacionada con la potencia disipada está el **encapsulado**, que puede entenderse el aspecto externo de la resistencia. Hay dos familias de encapsulados típicas de las resistencias:

- **Axial**: Se muestra en Fig. 3.1a. Como se ve, este es el aspecto de las resistencias que se suelen usar en los laboratorios docentes. En muchos casos, pueden distinguirse franjas de colores, que nos permiten conocer su valor utilizando un código sobradamente conocido. Es habitual incluir la longitud y grosor del cuerpo de la resistencia, excluyendo conectores, en los catálogos de los fabricantes y distribuidores.
- **Surface Mount Device (SMD)**: Estas son resistencias que carecen de terminales alargados y que se deben soldar directamente sobre un único lado de la placa. Son más difíciles de manipular, pero permiten conseguir una mayor densidad de integración. Además de indicar que se encuentran en formato SMD, se suele agregar un término del tipo 0805, 0603, etc., indicando sus dimensiones en centésimas de pulgada. Así, el formato 0805 es un rectángulo de $0,08 \times 0,05$ pulgadas ($2,03 \text{ mm} \times 1,27 \text{ mm}$). Un ejemplo se muestra en Fig. 3.1b.

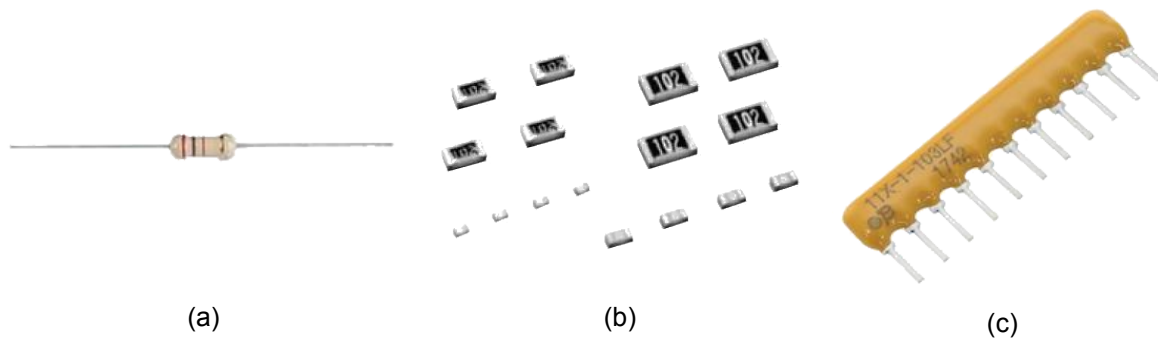


Figura 3.1: Ejemplos de resistencias típicas: Axial de orificio pasante (a), resistencia SMD (b) y juego de resistencias (c). Imágenes tomadas del catálogo de la empresa distribidora Mouser (<https://www.mouser.es/>).

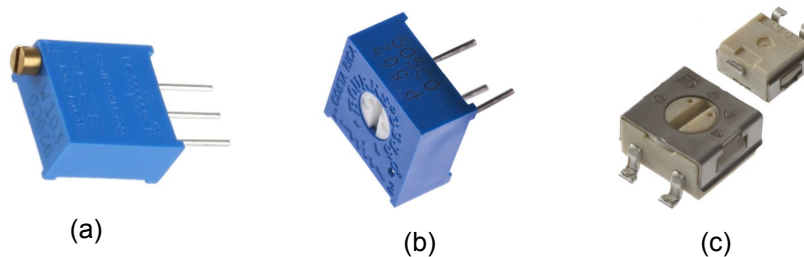


Figura 3.2: Ejemplos de potenciómetros: multivuelta con orificio pasante (a), univuelta con orificio pasante (b) y univuelta de montaje superficial. Todas las imágenes extraídas de la web del distribidor RS (<https://es.rs-online.com/web/p/resistencias-variables>).

- **Juegos (arrays) de resistencias:** Son dispositivos de $n + 1$ terminales (Fig 3.1c). Hay n terminales unidos a los de sendas resistencias, iguales entre sí. Los terminales restantes de todas ellas están conectados a un nudo común, que es el último terminal del juego de resistencias. La gran ventaja de estos dispositivos es que todas las resistencias se han construido simultáneamente con lo que, si bien no conocemos el valor exacto, sí sabemos que son exactamente iguales entre sí.

3.1.2 Potenciómetros

Los potenciómetros son elementos resistivos con tres terminales, que llamaremos 1, 2 y 3, siendo este último el central. La resistencia entre los terminales extremos es constante, R_{12} , que es el valor nominal, pero las resistencias entre cada uno de estos y el central varía al girar un tornillo. Siempre se va a cumplir que $R_{13} + R_{32} = R_{12}$.

Los potenciómetros pueden ser de tipo **simple** o **multivuelta**, con mayor precisión. En Sec. 4.2.2, se estudiarán con más detalle los potenciómetros como sensores y se explicará cómo se construyen. Fig. 3.2 muestra ejemplos de algunos potenciómetros típicos usados en el laboratorio.

En diseño electrónico, es costumbre utilizar los potenciómetros como si solo existieran dos terminales. Para ello, se recomienda cortocircuitar el tercer terminal con cualquiera de los otros dos. No se recomienda usar dejar los pines 1 o 2 al aire y usar la resistencia entre el terminal restante y 3, pues así se evita el efecto antena en el terminal situado al aire.

3.1.3 Condensadores

Los condensadores, dispositivos en el que la corriente que lo atraviesa es proporcional a la derivada temporal de la tensión entre sus extremos, tienen un amplio uso en instrumentación electrónica. El rango de valores va desde varios picofaradios hasta en el orden de milifaradios. Hay que distinguir diversos tipos: **plásticos**, **cerámicos** y **electrolíticos**, estos últimos tanto de tántalo como de aluminio. Los condensadores plásticos y cerámicos son muy estables, con una tolerancia muy baja. El problema es que la relación capacidad/volumen es demasiado baja. Esto no ocurre con los condensadores de tipo electrolítico, en los

que se pueden conseguir capacidades elevadas en pequeños volúmenes. El problema es que deben estar polarizados correctamente, ya que la tensión de un extremo, llamado “positivo”, y marcado generalmente con una cruz, siempre debe ser superior a la del otro. En caso contrario, el dispositivo estalla. Esto impide que se puedan usar, por ejemplo, con señales AC. Dentro de los condensadores electrolíticos se distinguen los de **aluminio**, con su característica forma cilíndrica y terminales pasantes, y de **tántalo**, de menor tamaño y que se pueden encontrar con terminales pasantes o en formato SMD. Como curiosidad, estos últimos se utilizan ampliamente en telefonía móvil.

Los condensadores vienen de fábrica con un valor nominal característico y una tolerancia, como las resistencias. Entre sus características relevantes aparecen:

- **Tensión máxima soportada:** máximo valor que puede soportar, de manera continua o en pulsos cortos, sin estallar. Se entiende que, si el condensador es electrolítico, debe estar correctamente polarizado.
- **Resistencia parásita en paralelo,** R_P : modela las corrientes de fuga entre los terminales del condensador y está en paralelo con el condensador propiamente dicho. Su influencia se hace notoria cuando $C \cdot \omega \ll R_P^{-1}$, como ocurre al retener valores de carga.
- **Resistencia serie equivalente:** o *ESR*, de su nombre inglés. Es una resistencia serie, de unos pocos ohmios o incluso menos, en serie con el conjunto C y R_P . Es importante cuando se producen conmutaciones bruscas en la polarización del dispositivo.

3.1.4 Inducciones

No son dispositivos que se suelen utilizar en instrumentación electrónica, ya que tienen una tolerancia excesivamente alta. Esto no impide que cada diseñador pueda utilizarlas si lo considera necesario. Hay una familia de sensores, de tipo inductivo, utilizados en ambientes industriales, pero que no están incluidos en el temario de este curso. Por otra parte, recordemos que tienen amplio uso en electrónica de potencia.

3.1.5 Otros dispositivos

No debemos olvidarnos de otros elementos pasivos típicos que deben estar presentes en todos los circuitos electrónicos, tanto de instrumentación o no: **conectores** (¡no se puede olvidar que el circuito debe comunicarse con otros!), **jumpers**, **zócalos**, **interruptores**, **botones**, **teclados**, **pantallas**, etc.

Nunca perdamos de vista que un circuito de instrumentación debe tener un uso final y, por tanto, debe permitir que el usuario interactúe con él y que se pueda comunicar con el exterior. Tiempo atrás, se dio el caso de unos alumnos que entregaron para evaluación el plano de una placa para circuito impreso que realizaba una determinada función y donde habían olvidado poner los conectores: no había manera de conectarlo a una fuente de alimentación, con lo que era un trasto inútil que había costado bastantes horas de trabajo.

3.2 Diodos y transistores

3.2.1 Diodos

Empecemos ahora a estudiar los dispositivos electrónicos propiamente dichos. En primer lugar, comencemos con los diodos, o **uniones PN**. Estos dispositivos ya han sido estudiados de manera teórica en asignaturas anteriores y sabemos que permiten el **paso de corriente en un sentido y la bloquean en el inverso**. Además, es posible que, en algunos casos, se produzca una **ruptura controlada en inversa**, lo que nos permite conseguir tensiones relativamente estables. Asimismo, estos dispositivos tienen unas características en alterna que vienen definidas por las capacidades de **difusión** y de **unión**.

En la práctica, el fabricante puede haber introducido cambios en el proceso de fabricación para potenciar algunas de sus propiedades. Por ello, los diodos reales se clasificarán en diversas familias atendiendo a sus características:

- **Tipo de unión:** la mayor parte de los diodos comerciales son **uniones PN de silicio**, con una tensión de codo de 0,6–0,7 V para realizar rectificaciones. En algunos casos, es posible encontrar diodos tipo **Schottky** (unión metal-semiconductor) o de **germanio**. Ambos se caracterizan por una tensión de codo menor ($\approx 0,3$ V), pero con peor capacidad de retención en inversa. Ejemplo de estos diodos menos usuales son el 1N5819¹ (Schottky) y el OA49 (germanio). Los diodos de germanio son difíciles de encontrar, retirados ya por sus fabricante, en tanto que los Schottky siguen siendo populares por su rapidez en la conmutación al carecer de cargas de difusión.

Y, por supuesto, hay que agregar los **diodos emisores de luz**, *LED*, utilizados para avisar al usuario de problemas, actividad, funcionamiento correcto, etc. También se utilizan, como veremos en siguientes temas, en conjunción con los fotorreceptores para crear detectores de presencia, transmitir datos, etc. Están contruidos con semiconductores de tipo directo como el GaAs y mixtos y pueden encontrarse en diversos colores y en infrarrojo. Como ejemplo de los primeros, pondremos la familia HLMP² y, entre los infrarrojos, usados en otros contextos, el IR323³.

- **Función:** los diodos, generalmente de silicio, se clasificarán en grupos atendiendo a las características que se han optimizado. Así, podremos encontrar especializados en realizar las siguientes funciones:
 - *Puramente rectificadores:* sin ninguna característica especial y de propósito general. Por ejemplo, el modelo 1N4001⁴.
 - *Conmutación rápida:* al agregar impurezas especiales, se consigue que se reduzcan los tiempos de conmutación de estos diodos. Un ejemplo es el popular 1N4148⁵. Los diodos Schottky se pueden encuadrar en esta categoría.
 - *De pequeña señal:* muy lineales en torno al punto de operación y, por tanto, aptos para circuitos de amplificación. Ejemplos son el 1N3064⁶ y el propio 1N4148. No es casualidad: muchos diodos de conmutación rápida también lo son de pequeña señal.
 - *De potencia:* opuestos a los de pequeña señal. El uso de menores dopados disminuye la tensión de codo y el aumento de la superficie de unión la resistencia parásita del diodo. El problema es que se vuelven lentos y con corrientes de fuga relativamente grandes. No suelen usarse en instrumentación electrónica, sino en electrónica de potencia. Como ejemplo, se propone el UF4004⁷.
 - *Zener:* estos son diodos que trabajan en inversa y que, bien por efecto túnel, bien por avalancha, rompen a una tensión determinada y permiten conseguir tensiones más o menos constantes, regular tensiones de salidas evitando que sobrepasen un cierto límite, etc. Como ejemplo pondremos la familia 1N5221B–1N5263B, que rompen a tensiones entre 2,4 y 56 V⁸.

Otros dispositivos reciben el nombre comercial de diodos, pero no lo son en realidad. Por ejemplo, los **diodos supresores de transitorios de tensión** (TVS) son pequeños circuitos integrados con dos diodos normales y un Zener, y se usan para proteger circuitos de sobretensiones en la tensión de alimentación. Otros, llamados “**de corriente constante**”, son transistores JFET con la puerta unida a la fuente para llevar al dispositivo a saturación y así proporcionar, si está bien polarizado, una corriente constante.

- **Encapsulado:** El diodo típico tiene un encapsulado de tipo axial de orificio pasante, muy parecidos a las de las resistencias. Pueden encontrarse también en formatos de montaje superficial. El tamaño de los dispositivos tiene que ver estrechamente con la cantidad de potencia que pueden disipar. Caso aparte es el de los LED, con cubierta transparente o coloreada, en formato de orificio pasante o SMD.

¹<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5817-D.PDF>

²<https://docs.broadcom.com/doc/AV02-1557EN>

³<http://www.everlight.com/file/ProductFile/IR323.pdf>

⁴<http://www.vishay.com/docs/88503/1n4001.pdf>

⁵<http://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>

⁶<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N3064-D.pdf>

⁷<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/UF4007-D.pdf>

⁸<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5221B-D.PDF>

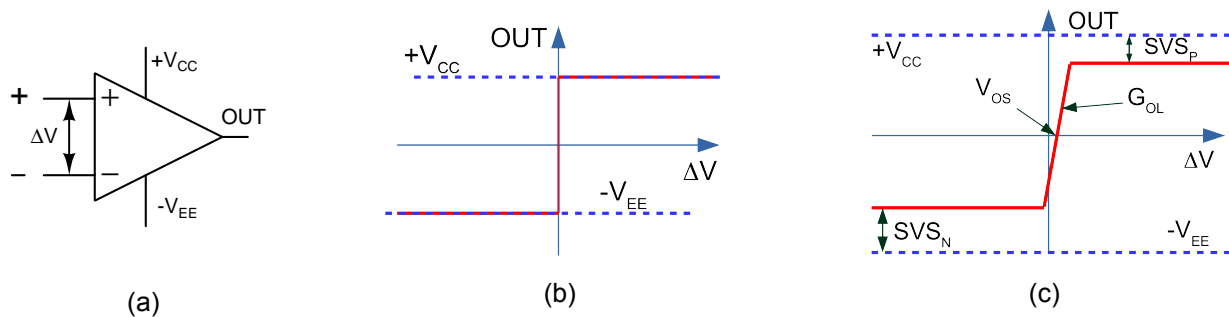


Figura 3.3: El amplificador operacional: Símbolo (a), relación entrada-salida ideal (b) y real (c).

3.2.2 Transistores

Los transistores bipolares de unión, bien de tipo NPN o PNP, así como los MOS de efecto campo, de canal N o P, pueden utilizarse en sistemas de instrumentación electrónica. Pueden usarse para crear sumideros o fuentes de corriente, control de alimentaciones, etc. Se verán ejemplos prácticos en los próximos temas.

Como en el caso de los diodos y resistencias, estos dispositivos pueden encontrarse en formatos de orificio pasante (TO-3, TO-92) o de montaje superficial.

3.3 Amplificadores operacionales

3.3.1 Introducción

El amplificador operacional es un dispositivo que se ha estudiado varias veces y a distintos niveles de profundidad en años anteriores. Vale la pena, sin embargo, recordar algunas características de estos dispositivos. Nos encontramos con un elemento de 5 terminales:

- Entrada no inversora (+)
- Entrada inversora (-)
- Salida
- Alimentación positiva ($+V_{CC}$)
- Alimentación negativa ($-V_{EE}$)

El símbolo se muestra en Fig. 3.3a. El mecanismo de actuación es sobradamente conocido: idealmente, si $\Delta V > 0$, la tensión de salida es igual a la tensión de alimentación positiva. Si $\Delta V < 0$, a la negativa. Ambas zonas de trabajo se llaman de “**saturación**”. Sin embargo, nos interesa que la entrada sea nula, $\Delta V = 0$, en la que V_{OUT} puede valer cualquier cosa entre $+V_{CC}$ y $-V_{EE}$. Estaríamos, entonces, en la **zona lineal**. Generalmente, el proceso deductivo que se debe seguir es el inverso: si de algún modo descubrimos que el dispositivo no puede estar en saturación por producirse alguna incoherencia lógica, debe estar forzosamente en zona lineal, con lo que las tensiones de ambos terminales se harán iguales.

Esto nos permite definir estructuras sobradamente conocidas: seguidor de tensión, amplificador no inversor, inversor, etc., como las mostradas en Fig. 3.4. Sin embargo, la realidad es más compleja. Así, por ejemplo, la relación entrada-salida de los amplificadores operacionales es más bien similar a la de Fig. 3.3c. En ella se ve que la zona lineal está descentrada y no es perfectamente vertical, y que las tensiones de saturación no alcanzan las de alimentación. Los parámetros que aparecen, V_{OS} , G_{OL} y SVS_X , llamados *tensión de offset de la entrada*, *ganancia en lazo abierto* y *de desplazamiento de la tensión de saturación*, se explicarán en el próximo apartado.

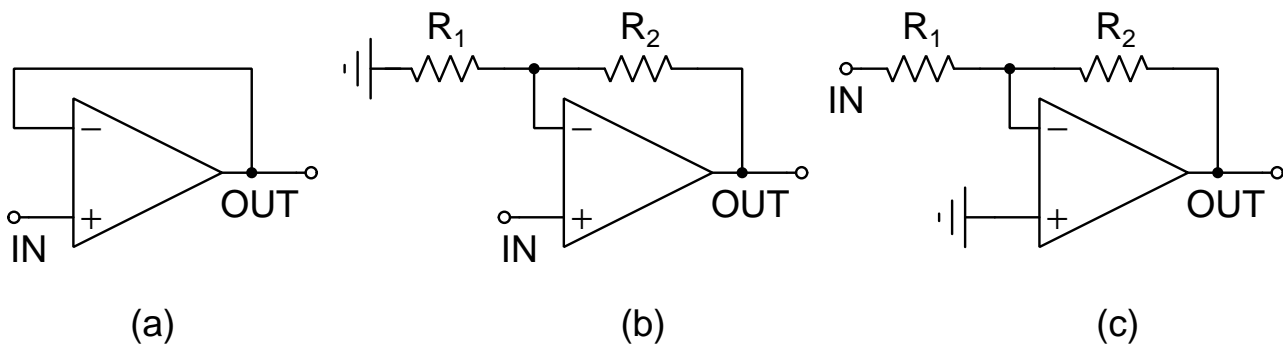


Figura 3.4: Estructuras típicas con amplificador operacional (op amp) realimentado: Seguidor de tensión, donde $V_{OUT} = V_{IN}$ (a), amplificador no inversor, con $V_{OUT} = (1 + R_2/R_1) \cdot V_{IN}$ (b), amplificador inversor, con $V_{OUT} = -R_2/R_1 \cdot V_{IN}$ (c).

3.3.2 No idealidades del amplificador operacional

Hay más de 50 parámetros que caracterizan a un amplificador operacional. Solo veremos unos cuantos, con especial interés en instrumentación electrónica. Estos parámetros se dividen en **DC**, observables con señales de entrada continua, y **AC**, con señales variables en el tiempo.

3.3.2.1 Parámetros DC

- **Tensión de offset de la entrada:** es el parámetro V_{OS} de Fig. 3.3c y da cuenta de las asimetrías en el diseño del amplificador operacional. El salto no se produce cuando $\Delta V = 0$, sino cuando $\Delta V = V_{OS}$.

En la práctica, hay considerar que la tensión efectiva en el terminal inversor es $V_- = V_+ + V_{OS}$. Al emplazarlo en las ecuaciones, se deduce, por ejemplo, que la tensión de un seguidor de tensión es, en realidad, $V_{OUT} = V_{IN} + V_{OS}$, en el no inversor $(1 + R_2/R_1) \cdot (V_{IN} + V_{OS})$, ¡pero, ojo, $-R_2/R_1 \cdot V_{IN} + (1 + R_2/R_1) \cdot V_{OS}$ en el inversor!

La etapa de entrada de un amplificador operacional contiene siempre **un par diferencial**. Mínimas diferencias entre los dos transistores supuestamente idénticos del par son las que hacen aparecer el *offset*. El valor típico de cada modelo vendrá en la hoja de características proporcionadas por el fabricante, así como los valores máximo y mínimo. Debe tenerse en cuenta que se da un valor absoluto, y que puede ser positiva y negativa. En algunos casos, el fabricante puede proporcionar incluso datos estadísticos para hacer análisis de Monte Carlo del diseño completo.

Se ha observado que si los transistores del par de entrada son de **efecto campo** (tecnologías MOS⁹, bipolares con etapa de entrada JFET¹⁰, etc.), la tensión de *offset* es elevada, y puede alcanzar valores del orden del milivoltio. Puede parecer poco, pero hay que recordar que este es el orden de muchas señales que se desean medir. En el caso de las tecnologías **puramente bipolares**¹¹, los valores son un orden de magnitud o dos menor (10-100 μV). Hay excepciones a esta regla general, ya que el fabricante puede incorporar elementos de compensación internos, pero nos da una idea de lo que podemos esperar al elegir un modelo u otro.

Por otro lado, recordemos que muchos modelos incorporan dos pines que, conectados a un potenciómetro, permiten corregir manualmente la tensión de *offset* del amplificador.

- **Deriva térmica:** en general, todos los parámetros del dispositivo sufren cambios con la temperatura. Sin embargo, el más relevante y que se incluye en las hojas de las temperaturas es la de la tensión de *offset*, expresada en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

⁹P. e., MCP6021 de Microchip : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001685E.pdf>

¹⁰P. e., TLE2071 de Texas Instruments: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tle2071.pdf>

¹¹P. e.: OP-07 de Analog Devices: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP07D.pdf> o LM2904 de ST: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lm2904.pdf>

- **Razón de rechazo de las tensiones de alimentación (PSRR):** el acrónimo viene de la expresión en inglés, “*Power Supply Rejection Ratio*”. De manera simplificada, se puede definir como el parámetro que nos permite corregir la tensión de *offset* de la entrada del siguiente modo:

$$V_{OS} = V_{OS,0} + PSRR \cdot [(V_{CC} - (-V_{EE})) - (V_{CC,0} - (-V_{EE,0}))] \quad (3.2)$$

donde $V_{OS,0}$, $V_{CC,0}$ y $V_{EE,0}$ son las tensiones de referencia y V_{CC} y V_{EE} las que nos interesan en particular. Tal y como está expresada la fórmula, todos los valores son positivos. En propiedad, cada alimentación debería tener su propio valor de PSRR, pero se suele optar por la expresión anterior, más simple.

Un detalle curioso: algunos fabricantes proporcionan el valor de la PSRR definida como $\Delta V_{OS}/\Delta V_{CC}$ y lo expresan en $\mu V/V$. Otros, en cambio, y sin cambiar el nombre, lo definen al revés, expresando el parámetro en dB.

- **Corriente de polarización de la entrada:** o “*Bias current*”, de ahí su símbolo, I_B . El origen de esta no idealidad es fácil de entender repasando cómo se construye un op amp. Si el núcleo de la etapa de entrada es un par diferencial con dos transistores bipolares, estos tienen que trabajar en la zona activa directa. Por tanto, debe aparecer una corriente de base no nula, y recordemos que las bases de estos transistores son las entradas del amplificador. Esta corriente debe provenir, en última instancia, de la red de realimentación y provocan caídas de tensión adicionales en resistencias, se alteran fuentes de corriente, etc.

En puridad, habría que hablar de dos corrientes de polarización, I_{B+} e I_{B-} , una para cada entrada. Idealmente son similares, pero nunca lo son debido a diferencias inevitables entre transistores. Por eso, se van a definir dos parámetros adicionales, I_B o “*corriente de polarización de la entrada*”, e I_{OS} , o “*corriente de offset de la entrada*”, definidas como:

$$I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} \quad I_{OS} = \frac{I_{B+} - I_{B-}}{2} \quad (3.3)$$

de lo que se deduce que:

$$I_{B+} = I_B + I_{OS} \quad I_{B-} = I_B - I_{OS} \quad (3.4)$$

Los fabricantes proporcionan los valores de I_B e I_{OS} aunque, en honor a la verdad, estos son dos parámetros medios, con significado puramente estadístico. Permiten al diseñador hacer una estimación del posible error cometido. ¿Cuánto sería este error? No es difícil demostrar que agregar una fuente de corriente a cada entrada del amplificador que llegue al nudo de tierra no conduce a cambios en el seguidor de tensión, pero sí a la aparición de un nuevo componente en la salida, de valor $-I_{B-} \cdot R_2$, en Fig. 3.4b-c. De ahí que, a veces, se añada una resistencia de valor R_2 en serie con el terminal no inversor para compensar este error.

¿Qué valores deberíamos esperar para estos parámetros? Al contrario que en la tensión de *offset* de entrada, estas corrientes son minúsculas en el caso de los amplificadores con un par de entrada formado por transistores de efecto campo. Deben esperarse corrientes del orden de picoamperio en **bipolares con entrada JFET**, puesto que las corrientes de polarización son las de fuga de la unión PN, y de femtoamperios en los **CMOS**. En cambio, en los amplificadores de **tipo bipolar**, las corrientes son del orden de nanoamperios o superior, dependiendo de las estrategias que haya usado el diseñador del dispositivo para combatir este problema.

En contra de la percepción habitual, son estas corrientes y no la **impedancia de entrada** la que determina los efectos de carga del amplificador en la red completa donde se coloca. Este parámetro, que proporciona el fabricante, solo tiene utilidad a frecuencias altas.

- **Ganancia en lazo abierto:** u “*Open Loop Gain*”, G_{OL} . El amplificador operacional es un caso particular del diferencial, ya que resta dos tensiones y multiplica la diferencia por un determinado valor, que es G_{OL} , para obtener la tensión de salida.

$$V_{OUT} = G_{OL} \cdot (V_+ - V_- + V_{OS}) \quad (3.5)$$

Idealmente, $G_{OL} \rightarrow \infty$, con lo que $V_+ - V_- = V_{OS}$ en la zona lineal. Sin embargo, en la práctica, habría que plantear las ecuaciones matemáticas de un modo más completo. Así, en el caso del seguidor de tensión, no bastaría con decir que $V_{OUT} = V_- = V_+ = V_{IN}$, sino que tendríamos que plantear el siguiente sistema de ecuaciones (se desprecia la tensión de *offset*):

$$V_+ = V_{IN}$$

$$V_- = V_{OUT}$$

$$V_{OUT} = G_{OL} \cdot (V_+ - V_-)$$

Lo que nos lleva a:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + G_{OL}^{-1}}$$

En el caso del no inversor, la influencia es más acusada. Si $K = R_2/R_1$, el valor de la ganancia en lazo cerrado es:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1 + K}{1 + K \cdot G_{OL}^{-1}}$$

En general, la ganancia en lazo abierto es del orden de 10^5 a 10^7 V/V, con lo que su efecto parece nimio. Sin embargo, **existen dos casos donde adquiere especial relevancia**. En primer lugar, si la ganancia en lazo cerrado es relativamente alta y $K \cdot G_{OL}^{-1}$ no es despreciable frente a 1. En segundo lugar, cuando trabajamos a frecuencias relativamente altas, ya que, como veremos en el apartado siguiente, la ganancia en lazo abierto de los amplificadores operaciones decrece con la frecuencia de trabajo, tal y como predice el modelo del polo dominante.

- **Razón de rechazo del modo común:** simbolizada como CMRR, del inglés “*Common Mode Rejection Ratio*”. En todos los amplificadores diferenciales, el modo común, que es igual a la media de ambos valores y, en la práctica a $V_+ \approx V_-$, es amplificado levemente con ganancia G_C . A partir de ahí definimos la CMRR como:

$$CMRR = \frac{G_{OL}}{G_C} \quad (3.6)$$

Este valor es del orden de 100 dB, por lo que no suele tener mayor interés en la mayor parte de los casos.

- **Desplazamiento de la tensión de saturación:** Simbolizado como SVS, o “*Saturation Voltage Swing*”. Es la distancia entre la tensión de saturación y la de alimentación (Fig. 3.3c). Estos valores dependen de la topología y características de la etapa de salida de un amplificador. Si un amplificador operacional tiene valores para el desplazamiento de las tensiones de saturación, SVS_P y SVS_N , el posible rango de tensiones de salida es:

$$-V_{EE} + SVS_N \leq V_{OUT} \leq +V_{CC} - SVS_P$$

Esto nos permite descubrir un hecho relevante: es necesario que $V_{CC} - (-V_{EE}) > SVS_P + SVS_N$. Existe una **tensión de alimentación mínima** para que un amplificador funcione, que el fabricante proporcionará en la hoja de características. No tiene por qué ser exactamente igual a $SVS_P + SVS_N$.

- **Corriente en cortocircuito o máxima de salida:** la vamos a simbolizar como I_{shCC} . Es la máxima corriente que puede **proporcionar o absorber** un amplificador. En los amplificadores típicos, es del orden de varias decenas de miliamperios y, en rigor, hay dos valores, uno positivo y otro negativo aunque, en la práctica, solo se suele proporcionar uno. El amplificador nunca proporcionará más corriente de la que puede. En consecuencia, se puede contraer el rango de tensiones de salida.

Es importante reseñar que, en contra de la creencia popular, la **resistencia de salida** del amplificador operacional no se utilizan para estudiar los efectos de carga. El papel más importante lo desempeña la corriente en cortocircuito. La resistencia de salida existe, pero solo se usa para estudiar el efecto que produce la carga en la reducción de la ganancia en lazo abierto.

- **Consumo de corriente:** en inglés, “*quiescent current*”. Este parámetro se define como la mínima corriente que necesita el amplificador operacional para funcionar. Se mide configurando el dispositivo como seguidor de tensión y llevando la entrada a tierra o, en general, a un valor de tensión a medio camino entre los dos valores de alimentación.

Este valor nos permite determinar el consumo en estática del dispositivo y, sumando las contribuciones individuales, el del sistema completo. Puede ir de unas décimas a varias decenas de miliamperio en amplificadores operacionales de potencia. Valores bajos del consumo ayudan a seleccionar aquellos componentes idóneos para diseños donde minimizar el consumo es relevante. Así, los amplificadores de **micropotencia** son aquellos en los que el consumo se ha reducido a unos microamperios, quizás algunas centenas. Los dispositivos de micropotencia son especialmente indicados para sistemas alimentados por baterías, aunque tienen el inconveniente de que son más lentos que sus equivalentes no especializados.

Hay más parámetros además de los mostrados. Sin embargo, su uso no es tan importante como el de los anteriores en la mayor parte de los diseños que se tratarán en esta asignatura.

3.3.3 Parámetros AC

Estos parámetros se aplican si la señal de entrada es **variable en el tiempo**. Básicamente, hay dos parámetros: **producto ganancia-ancho de banda** y **slew rate**. No obstante, se añade también el **ruido intrínseco** del dispositivo a esta categoría.

- **Producto Ganancia-Ancho de Banda:** se conoce también como “*frecuencia de ganancia unidad*”, o f_U . Al construir un amplificador operacional, se definen claramente tres etapas: entrada, que ya dijimos que es un par diferencial, ganancia y salida. Para estabilizar el sistema, se coloca un condensador entre la entrada y la salida de la etapa de ganancia, que recoloca los polos y ceros del sistema. Así, aparecerá un polo a muy baja frecuencia y el resto de valores críticos se desplazarán a frecuencias tan altas que no tendrán influencia en el circuito. En este momento, el amplificador operacional se puede modelar con el *modelo del polo dominante*, que postula que la ganancia en lazo abierto dependa de la frecuencia del siguiente modo:

$$G_{OL}(s) = \frac{G_{OL,DC}}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (3.7)$$

donde $G_{OL,DC}$ es la ganancia en lazo abierto en modo DC, explicada en la sección anterior, y f_0 , definida como $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$, una frecuencia del orden del hercio.

Este modelo es más realista cuanto mayor sea la ganancia en lazo cerrado. Así, en el caso de reemplazar la ganancia en lazo abierto en la configuración no inversora por la completa de Eq. 3.7, se deduce que:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1 + K}{\left(1 + \frac{1+K}{G_{OL}^{-1}}\right) + \frac{s}{\omega_0^*}} \approx \frac{1 + K}{1 + \frac{s}{\omega_0^*}}$$

donde $\omega_0^* = \omega_0 \cdot G_{OL} \cdot (1 + K)^{-1}$ el nuevo polo del sistema. Cambiando la frecuencia angular por la natural y reordenando la expresión, se deduce que $f_0^* \cdot (1 + K) = f_0 \cdot G_{OL,DC}$. Este dato es muy importante: sea cual sea la ganancia en lazo cerrado, el polo se coloca en el valor adecuado para que el producto $(1 + K) \cdot f_0^*$ se mantenga constante e igual a $G_{OL}^{-1} \cdot f_0$. Este valor, llamado “*producto ganancia-ancho de banda*” o “*frecuencia de ganancia unidad*”, que simbolizaremos como f_U , debe ser proporcionado por el fabricante.

El amplificador operacional es, por tanto, un filtro pasa-baja que solo permite el paso de componentes por debajo del valor de esta frecuencia límite.

- **Slew rate:** otro de los efectos de la presencia del condensador es que la variación de la tensión de salida del siguiente modo:

$$\left| \frac{dV_{OUT}}{dt} \right| < SR \quad (3.8)$$

Este valor será proporcionado por el fabricante y distorsiona la salida. Se expresa en $V/\mu s$ y es el responsable de la ralentización y distorsión de las señales alternas que no cumplen la condición de Eq. 3.8. El ejemplo clásico es el de una señal cuadrada que se transforma en una señal trapezoidal o incluso triangular debido a que el amplificador no puede seguir las fases con transiciones abruptas. Este comportamiento difiere del esperado por el efecto del polo dominante, que predice un tren de exponenciales como respuesta a la señal cuadrada.

En propiedad, habría que distinguir entre dos valores de *slew rate*, uno creciente (SR_R) y otro decreciente (SR_F), con lo que la última ecuación sería, en realidad:

$$-SR_F \leq \frac{dV_{OUT}}{dt} \leq SR_R$$

aunque, en la práctica, estos valores se tienen que descubrir examinando el dispositivo, ya que no los suele proporcionar el fabricante, que da únicamente el menor de ellos.

Para finalizar, solo hay que indicar que, en los amplificadores puramente bipolares como el clásico uA741 (LM741 en otras compañías), existe una relación intrínseca entre el valor del *slew rate* y el producto ganancia-ancho de banda, pues

$$SR = 4 \cdot \pi \cdot V_T \cdot f_U$$

que se convierte en $SR = 0,327 V \cdot f_U$ a temperatura ambiente. Esta igualdad es, en realidad, aproximación, pues hay que tener en cuenta efectos de segundo orden dentro de los bloques internos del amplificador.

- **Márgenes de fase y de ganancia:** se utilizan para determinar la estabilidad de un circuito según la ganancia de la red de realimentación.
- **Ruido en la salida:** todo amplificador operacional, y en general cualquier dispositivo electrónico medianamente complejo, está compuesto por transistores, diodos, resistencias, etc. Cada uno de ellos tiene asociada una o más fuentes de ruido, como se vio en los primeros temas. Estas se propagan a la salida observándose entonces ruido en ella.

El modelado de este ruido es complejo, ya que es la superposición de ruidos blancos y coloreados así que el fabricante suele proporcionar la densidad de ruido en la entrada para diversas frecuencias, que se mide en $nV/Hz^{1/2}$. Por ejemplo, Analog Devices indica que el modelo OP-27¹² muestra un ruido a la entrada de 3,5 $nV/Hz^{1/2}$ a 10 Hz, 3,1 a 30 Hz y 3,0 a 1 kHz. El cálculo final se realizaría con la integración:

$$v_n = \sqrt{\int_0^{BW} v_n^2(f) \cdot df} \quad (3.9)$$

siendo BW el ancho de banda. Al modelarlo como una fuente de ruido a la entrada, se amplifica en la salida con la misma ganancia que la tensión de *offset*. A veces, también modelan el ruido como fuentes de corriente.

3.3.4 Selección del amplificador operacional apropiado

Si visitamos la página web de cualquier fabricante de amplificadores operacionales, veremos que hay una gran cantidad de modelos aparentemente similares. Por ejemplo, un distribuidor típico como es Farnell ofrece, a fecha de escritura, 7356 modelos distintos de amplificadores operacionales. ¿Cómo elegir el dispositivo que nos interesa?

La clave está en que los amplificadores han sido optimizados para cumplir diversas funciones. Vamos a ver algunas de ellas.

¹²<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP27.pdf>

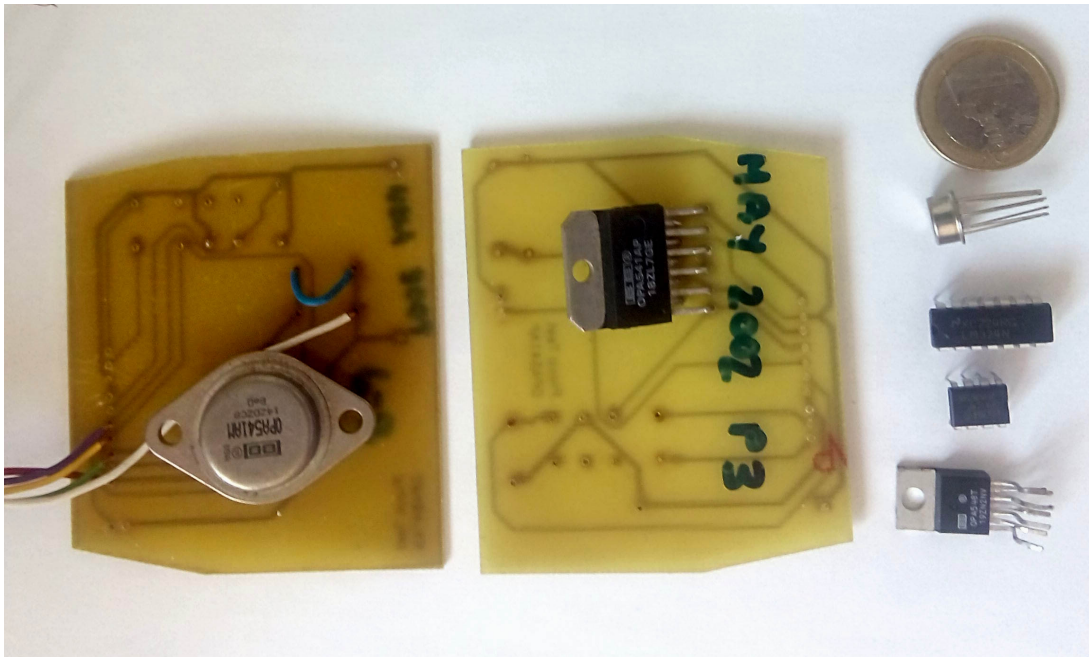


Figura 3.5: Ejemplos de amplificadores operacionales con distintos encapsulados. A la izquierda, dos amplificadores operacionales de potencia, de gran tamaño; abajo a la derecha, un amplificador de mediana potencia; encima, un clásico op amp en formato DIP8; encima, uno dual en DIP14 y, finalmente, en encapsulado TO-8 metálico.

- **Encapsulado:** aunque todos los amplificadores operacionales son similares desde el punto de vista eléctrico, su aspecto exterior es extremadamente variado, como se puede apreciar en Fig. 3.5. Así, podremos encontrar dispositivos de pequeño tamaño en formatos de montaje superficial (SMD, SOIC, SOT, etc.), también en formatos de orificio pasante y de mayor tamaño (DIP, TO-X), etc. Finalmente, los de potencia tienen un gran tamaño, que les permite disipar eficientemente el calor gracias a la enorme superficie expuesta al aire y a la placa.
- **Según el parámetro optimizado:** se pueden encontrar amplificadores de bajo ruido, de bajo *offset*, alta ganancia, alta velocidad, etc. El diseñador podrá elegir el que más le interese.
- **Potencia:** son amplificadores preparados para poder trabajar con tensiones especialmente elevadas, altas corrientes de salidas, o ambas. Se caracterizan por su gran tamaño como se muestra en Fig. 3.5. En la parte izquierda, se muestran dos ejemplares con distinto formato del OPA541¹³, de Texas Instruments.
- **Micropotencia o de bajo consumo:** al contrario que los anteriores, están adaptados para que el consumo sea mínimo y que trabajen con bajas tensiones de alimentación. Se usan en sistemas alimentados por baterías.
- **Rail-to-rail:** es probable que el alumno haya trabajado en cursos anteriores con el amplificador operacional alimentado con tensiones positivas y negativas. Esto permitía que la salida pudiera alcanzar sin problemas el límite de 0 V. Sin embargo, en muchas aplicaciones reales solo hay una alimentación, y esto fuerza a unir la entrada de alimentación negativa del amplificador a tierra. Se alimenta, por tanto, entre 0 y V_{CC} . El problema es que la salida solo puede alcanzar valores entre $0 + SVS_N = SVS_N$ y $V_{CC} - SVS_P$. ¡Es imposible que la salida alcance 0 V a menos que $SVS_N \approx 0$.

Los amplificadores con esta propiedad se denominan “*Rail-to-rail*”. Esta denominación es aplicable, en general, a cualquier otro tipo de amplificador.

- **Single, dual, quad:** los fabricantes han desarrollado circuitos integrados con un único amplificador (cualquiera de los vistos en páginas anteriores), denominados *single*, pero, para ahorrar espacio en

¹³<http://www.ti.com/lit/ds/sbos153b/sbos153b.pdf>

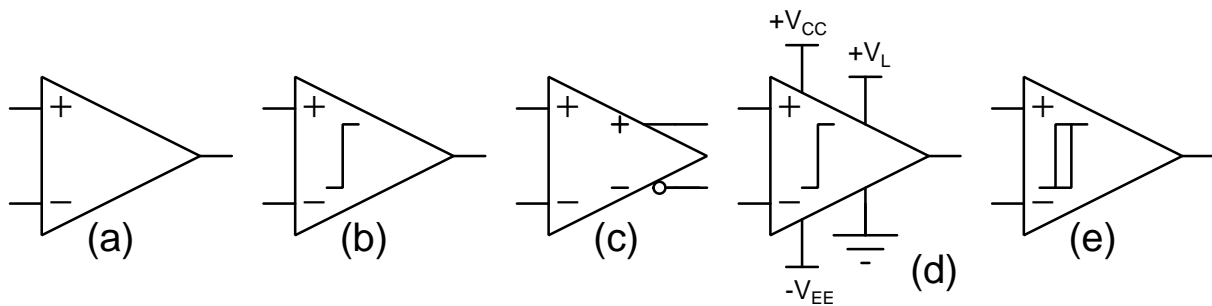


Figura 3.6: Símbolos típicos de un comparador: similar a op amp (a), con línea quebrada para distinguirlos de estos (b), con salidas complementadas (c), con doble par de alimentaciones (d) y con histéresis (e). Lógicamente, hay más combinaciones posibles.

la placa, también pueden meter dos (*dual*) o cuatro (*quad*) en un único chip. Como ejemplo de dual se ofrece el LM258¹⁴ y de tipo *quad*, el clásico LM324¹⁵.

- **Precio y disponibilidad:** no es un condicionamiento tecnológico, pero es algo crucial y aplicable a cualquier dispositivo electrónico. Los presupuestos de fabricación suelen estar limitados, y hay que optimizar gastos. Por ello, hay que valorar siempre elegir aquellos modelos que sean más baratos entre los que sean válidos para las especificaciones del diseño. Además, los modelos elegidos deben estar disponibles para el momento de fabricación. No se puede olvidar la crisis de suministro de 2021, durante la que se agotaron los dispositivos electrónicos en *stock*, retrasándose las fechas de entrega a los distribuidores de 6 a 12 meses.

3.4 Comparadores de tensión

En el apartado anterior, se ha insistido en que hay que trabajar en la zona lineal de la relación entrada-salida del amplificador operacional. Sin embargo, también puede ser interesante trabajar en la zona de saturación, ya que nos permite saber fácilmente si la tensión V_+ es mayor o menor que V_- . La posibilidad de comparar dos tensiones permite tomar decisiones según el resultado. En temas posteriores veremos ejemplos de aplicación, y es posible que también se haya encontrado con casos similares en electrónica de potencia.

Sin embargo, hay que evitar caer en un error muy extendido: no es recomendable utilizar amplificadores operacionales para realizar esta operación. En su lugar, hay que utilizar **comparadores de tensión**, que son dispositivos electrónicos estrechamente relacionados con los amplificadores operacionales, pero optimizados para trabajar en régimen de saturación, y no en el lineal. Fig. 3.6 muestra distintos símbolos utilizados para representar los comparadores. Las formas básicas son (a) y (b). El resto se explicará con posterioridad.

3.4.1 Comparadores frente a amplificadores operacionales

Las similitudes entre comparadores y amplificadores operacionales son claras. Ambos son dispositivos diferenciales, con una alta ganancia y elevada impedancia de entrada. Sin embargo, aquí terminan las semejanzas, ya que se han introducido algunas variaciones para mejorar sus propiedades. Vamos a ver algunas de ellas:

- **Ausencia de capacidad interna, C_C :** ya se contó anteriormente que, en los amplificadores operacionales, se añade una capacidad de compensación entre la entrada y la salida de la etapa de ganancia, con el objetivo de estabilizar el sistema transformándolo en uno con un único polo. El precio que hay que pagar entonces es la ralentización del amplificador, relacionable con la frecuencia de ganancia unidad y el *slew rate*.

¹⁴<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm358-n.pdf>

¹⁵<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324.pdf>

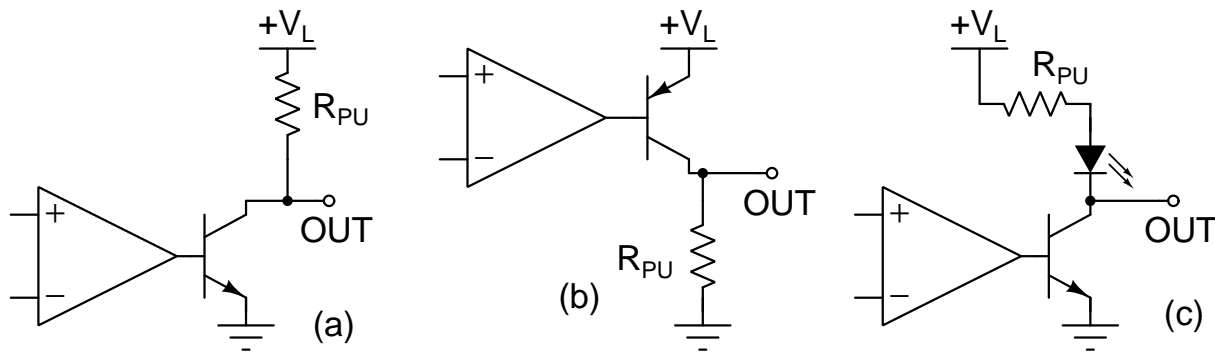


Figura 3.7: Comparadores con salida de colector abierto. Téngase en cuenta que el transistor está integrado dentro del comparador, aunque, por motivos didácticos, se ha representado fuera. Con salida NPN y resistencia de pull-up (a), con salida PNP y resistencia de pull-down (b) y con un LED que se enciende si la $V_+ > V_-$ (c).

Un comparador no necesita ser estable, ya que no va a trabajar en zona lineal. Además, interesa que sea rápido para ejecutar las transiciones de salida en el menor tiempo posible. Por tanto, los comparadores **carecen** de la capacidad interna de estabilización.

- **Caracter binario de la salida:** la salida del amplificador operacional puede tomar cualquier valor entre las dos tensiones de alimentación, aunque corregidas por los respectivos desplazamientos. En un comparador solo están permitidos dos valores, por lo que nos encontramos con un dispositivo con salida binaria y, por tanto, interpretable como “0” y “1” desde el punto de vista lógico.

Existen algunos comparadores en los que se proporciona tanto la salida verdadera como la complementada para facilitar el trabajo de los diseñadores de circuitos (Fig. 3.6c).

- **Dobles alimentaciones:** puesto que la salida del dispositivo es interpretable como una señal lógica, ¿por qué no ir un poco más allá y que sean salidas compatibles con valores lógicos conocidos? Por ejemplo, que tenga un valor entre 0 y +5 V si la lógica es compatible TTL, 0 y 3,3 V, etc. Por ello, es habitual que los comparadores tengan un par de alimentaciones para la parte analógica del sistema y otro para definir los valores lógicos (Fig. 3.6d). El rango permitido de tensiones de entrada es, más o menos, el definido por las dos alimentaciones analógicas.
- **Eliminación de la etapa de salida:** los comparadores suelen atacar dispositivos digitales con una elevada impedancia de entrada. No es necesario, por tanto, que tengan una etapa de salida capaz de proporcionar corriente para polarizar una carga. Esto redundaría, además, en la velocidad del dispositivo al eliminar retrasos.

En algunos casos, la etapa de salida se reduce a un simple transistor, bipolar o MOS, cuyo emisor se conecta a tierra en el caso de los NPN o NMOS, o a V_L si es PNP o PMOS. La base/puerta está controlada por la etapa de ganancia y la salida del comparador es la del colector/drenador. No hay nada conectado al colector/drenador, con lo que se los llama “**de colector (o drenador) abierto**”. Hay que conectarlos con un elemento externo a una tensión de alimentación para que el circuito funcione (Fig. 3.7). El transistor funciona como una fuente de corriente que pasa de 0 a una corriente máxima por lo que, para transformarla en tensión, hay que agregar una resistencia llamada *pull-up* si une el colector a la tensión positiva y *pull-down* si lo hace con tierra. Esta resistencia debe ser lo suficientemente grande para que, en conducción, el transistor alcance la zona de saturación, aunque se corre el riesgo de ralentizarlo si la resistencia es demasiado alta. Un ejemplo típico de comparador con colector abierto es el LM311¹⁶.

- **Ciclos de histéresis:** al igual que algunos dispositivos digitales, algunos comparadores presentan un ciclo de histéresis en la relación entrada-salida para evitar rebotes en la salida por efecto del ruido. Como ejemplo, podemos mencionar el MAX931¹⁷.

¹⁶<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf>

¹⁷<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX931-MAX934.pdf>

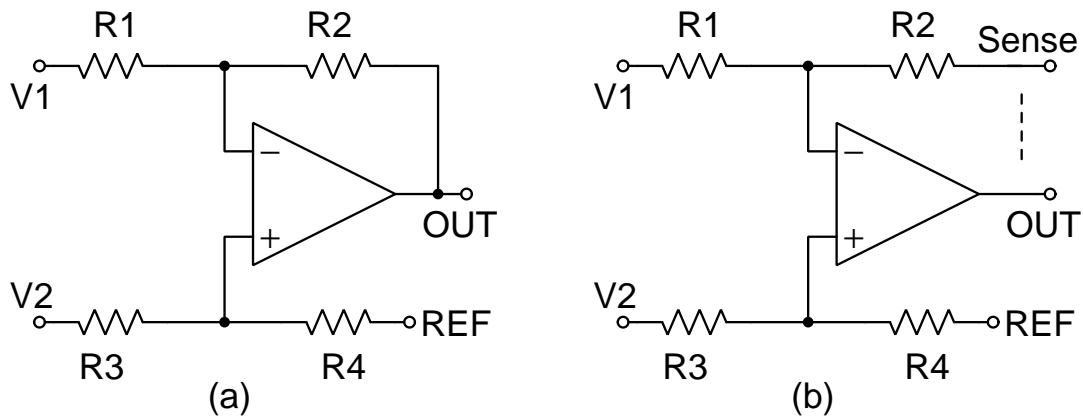


Figura 3.8: Opciones de polarización de un sensor resistivo con una fuente de corriente

3.4.2 Parámetros de un comparador

A semejanza del amplificador operacional, podemos definir una serie de parámetros de fácil interpretación:

- **Tensión de *offset* de la entrada:** es el valor en el que se produce la conmutación. Se representa como V_{OS} , y define la frontera entre los dos posibles valores de salida, marcados por las desigualdades $V_+ - V_- > V_{OS}$ y $V_+ - V_- < V_{OS}$.
- **Ganancia diferencial:** pendiente de la zona de transición. En general, muy elevada y sin apenas interés.
- **Tiempos de conmutación y subida/bajada:** representan los tiempos requeridos para que, una vez se atraviesa la frontera $V_+ - V_- = V_{OS}$, la salida abandone el valor inicial y llegue al final. Se definen igual que en cualquier dispositivo digital.

En los comparadores de colector/drenador abierto estos tiempos dependen del valor elegido para la resistencia de *pull-up/pull-down*.

- **Anchura del ciclo de histéresis:** En los comparadores con histéresis, marca la distancia entre las tensiones de conmutación con valores de entrada crecientes y decrecientes.

Se pueden definir más parámetros, pero son lo suficientemente claros o con gran semejanza con sus equivalentes en el amplificador operacional.

3.5 Amplificadores diferenciales

3.5.1 Estructura básica

El amplificador diferencial es una estructura muy conocida, estudiada probablemente en cursos anteriores. Está formada por un amplificador operacional y cuatro resistencias distintas, como se muestra en Fig. 3.8a. En estas circunstancias, es fácil deducir que la salida del dispositivo, **OUT**, puede calcularse como:

$$V_{OUT} = \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_{REF} \quad (3.10)$$

Expresada de este modo, la ecuación no aporta mucha información. Sin embargo, si la reordenamos, se transforma en:

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_1 + \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot (V_2 - V_1) + \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_{REF} \quad (3.11)$$

En esta ecuación se advierte que la señal de salida depende linealmente de la diferencia entre las dos entradas, V_2 y V_1 . Definamos ahora:

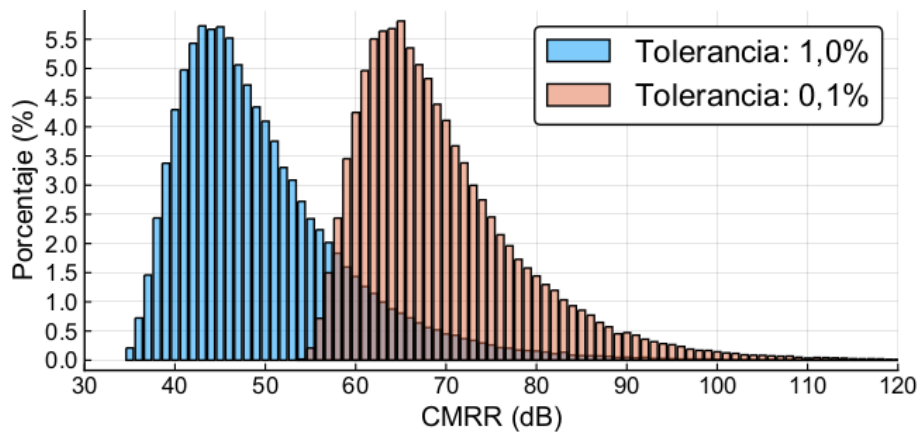


Figura 3.9: Simulación de Monte Carlo de G_C y distribución estadística de los valores de CMRR. Todas las resistencias se suponen del mismo valor nominal. Se realizaron 100.000 tiradas.

- $V_C = V_1$, o modo común.
- $V_D = V_2 - V_1$, o modo diferencial.

Con lo que Eq. 3.11 se transformaría en:

$$V_{OUT} = G_C \cdot V_C + G_D \cdot V_D + G_R \cdot V_{REF} \quad (3.12)$$

con

$$G_C = \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \quad G_D = \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \quad G_R = \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)}$$

Hay que tener en cuenta un punto importante. En teoría de circuitos, se suele definir el modo común de las dos señales como la semisuma y el modo diferencial como la semidiferencia. En este apartado, se ha tomado la decisión de redefinir estos conceptos para simplificar las expresiones y hacerlas más fáciles de usar.

Puesto que nos interesa amplificar la diferencia entre las dos señales, es necesario conseguir que $G_C = 0$. Estos se logra fácilmente suponiendo que $R_1 = R_3 = R$ y $R_2 = R_4 = k \cdot R$. Eq. 3.11 se acabaría reduciendo a:

$$V_{OUT} = k \cdot (V_2 - V_1) + V_{REF}$$

Un caso típico consiste en hacer que todas las resistencias sean iguales ($k = 1$) y así:

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) + V_{REF}$$

Lamentablemente, esto no se va a poder conseguir con resistencias discretas, ya que, incluso con tolerancias del 0,1 %, la ganancia del modo común, G_C , sería apreciable. Fig. 3.9 muestra una simulación de Monte Carlo de G_C con cuatro resistencias supuestamente iguales de tolerancias 1,0 y 0,1 %. Se aprecia que, incluso con las mejores resistencias, el CMRR puede caer apenas a 55 dB.

La solución a este problema consiste en replantearse cómo se ha de construir el amplificador diferencial. Es posible que se haya supuesto que se haya imaginado en todo instante que el amplificador diferencial se ha construido con elementos discretos. Esto no es así. En realidad, la red de Fig. 3.8a se va a fabricar dentro de un circuito integrado, donde se crea el amplificador operacional y las resistencias se construyen con láminas metálicas ajustadas por láser. De este modo, se alcanzan tolerancias extremadamente bajas y, por tanto, valores de CMRR muy altos. Si lo desea, el estudiante puede consultar las hojas de características de los amplificadores diferenciales INA133¹⁸, de Texas Instruments y con una forma similar al de Fig. 3.8a, o el INA597¹⁹, del mismo fabricante, pero con ganancia 2.

¹⁸<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina133.pdf>

¹⁹<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina597.pdf>

3.5.2 Uso del terminal SENSE

El último modelo mostrado en el párrafo anterior se asemeja, en realidad, al de Fig. 3.8b, ya que cuenta con un terminal adicional, SENSE. Este nuevo elemento debe utilizarse en cualquier caso para cerrar la realimentación del circuito porque, en caso contrario, no puede funcionar. Sin embargo, nos brinda la posibilidad de mejorar las características del sistema.

Evidentemente, la opción más sencilla consiste en cerrar con un cortocircuito SENSE y OUT. Hay, sin embargo, más opciones. Así, se pueden añadir elementos no lineales como transistores para aumentar la corriente que se puede transferir a la carga. Otra ventaja es que, si intercambiamos SENSE por V_1 y REF por V_2 , conseguimos que el dispositivo pase de tener ganancia K a $1/K$. Sin embargo, el uso más importante de este nuevo terminal es que con él se pueden eliminar los efectos de los cables largos.

Este caso se da cuando el amplificador se encuentra a una gran distancia del bloque de medida y la impedancia de entrada de este, por el motivo que sea, es relativamente baja, de tal modo que se vuelve comparable con la impedancia de los cables. Fijémonos en Fig. 3.10a. Esta es, aparentemente, la conexión más sencilla, ya que solo requiere dos cables adicionales, R_{C1} y R_{C2} para completarla. Sin embargo, esta figura se debe interpretar correctamente. En primer lugar, la tensión medida por el ADC debe tener en cuenta la caída de tensión que se produce en el cable 1 que está en serie con R_{IN} . Por otra parte, el cable 2 se encuentra en serie con R_4 , aumentando su valor efectivo. Suponiendo que todas las resistencias del amplificador son iguales y de valor R , que el valor efectivo de R_4 es, sin embargo, $R + R_{C2}$, según Eq. 3.11 la tensión a la salida del amplificador es:

$$V_{OUT} = \frac{2 \cdot R}{2 \cdot R + R_{C2}} \cdot V_S \quad (3.13)$$

Y la tensión que ve el ADC es:

$$V_{IN} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{C1}} \cdot V_{OUT} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{C1}} \cdot \frac{2 \cdot R}{2 \cdot R + R_{C2}} \cdot V_S \quad (3.14)$$

Suponiendo que $R_{IN}, R \gg R_{CX}$, es fácil deducir mediante aproximaciones de Taylor que:

$$\frac{V_{IN}}{V_S} \approx 1 - \frac{R_{C1}}{R_{IN}} - \frac{R_{C2}}{2 \cdot R} \quad (3.15)$$

Se observa, por tanto, una leve reducción de la ganancia y, probablemente, una disminución de la CMRR al introducirse una asimetría en R_4 . ¿Qué ocurre si cerramos la realimentación junto al convertidor con un tercer cable? En este caso, tendríamos que R_{C1} se pone en serie con la salida del op amp y, por tanto, desaparece a efectos prácticos, y que las otras dos resistencias se ponen en serie con las resistencias R_2 y R_4 . Echando cuentas con este nuevo diseño, y suponiendo las cuatro resistencias iguales, la ganancia diferencial se convierte en:

$$G_D = \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} = \frac{(R + R_{C2}) \cdot (R + (R + R_{C3}))}{R \cdot (R + (R + R_{C2}))} \approx 1 + \frac{R_{C3} - R_{C2}}{2 \cdot R} \quad (3.16)$$

Aquí aparece la magia: si los dos cables son similares, la ganancia es 1 y se consigue transferir adecuadamente la tensión del amplificador a la carga lejana. Por otro lado, no se rompe la simetría del amplificador y la CMRR se mantiene elevada. Evidentemente, el precio que hay que pagar es un tercer cable, tanto en coste como en espacio.

3.5.3 No idealidades de un amplificador diferencial

La mayoría de las no idealidades de estos amplificadores se heredan de los amplificadores operacionales de los que derivan. Así, se hablará de:

- **Tensión de offset** del dispositivo, que es igual a la salida del amplificador con todas las entradas a cero, y que se suma al resultado ideal obtenido a partir de las tres entradas. A este parámetro van a contribuir la tensión de *offset* del amplificador operacional y las corrientes de polarización de las entradas.

Por este motivo, no tiene sentido hablar de corrientes de polarización de entrada en estos dispositivos.

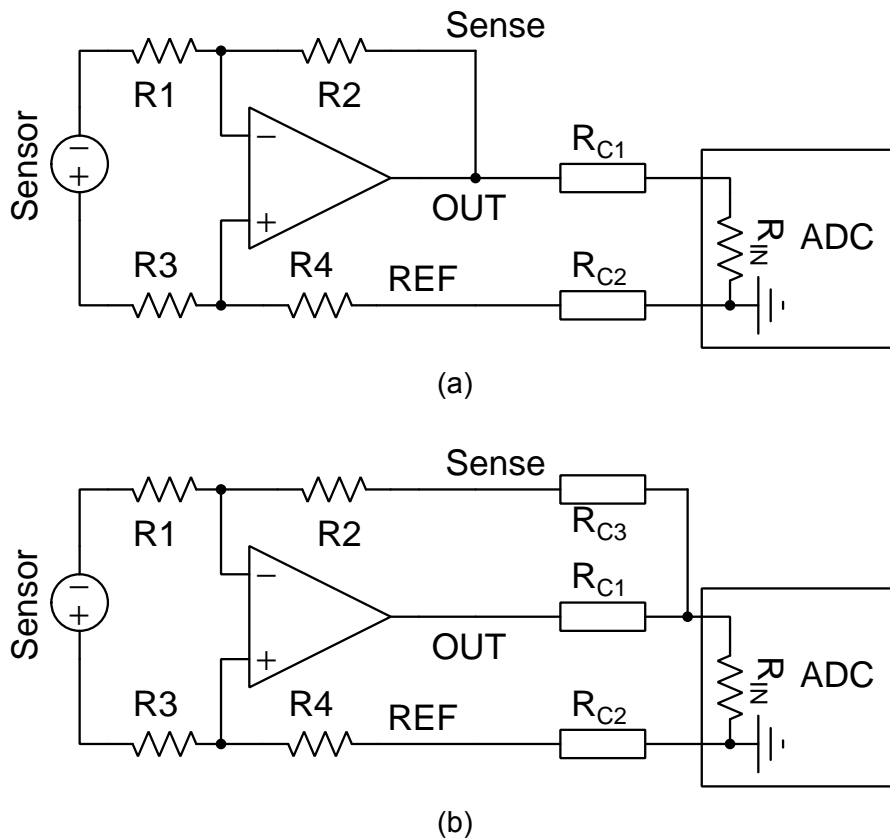


Figura 3.10: Uso del terminal SENSE para eliminar efectos de cable si la entrada del sistema es, p.e., un ADC con baja impedancia de entrada. En el primer caso, realimentación en la propia placa del amplificador (a) y, en el segundo, con un tercer cable junto al conversor (b).

- **Error en la ganancia diferencial y razón de rechazo del modo común (CMRR).**
- **Desplazamiento de la tensión de saturación.**
- **Consumo de corriente.**
- **Corriente máxima de salida.**
- ...

Hay dos puntos, como son el **comportamiento en frecuencia** y la **impedancia de entrada**, que requieren un estudio cuidadoso. Modelar el comportamiento en frecuencia requiere suponer que el amplificador operacional tiene un polo dominante

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{s_P}}$$

y así concluir que la ganancia en función de la frecuencia es:

$$V_{OUT} \approx \frac{K}{1 + s/s_K} \cdot (V_2 - V_1) \quad (3.17)$$

con $s_K = s_P/(1 + K)$. Si las entradas tienen anchos de banda desiguales, cada una de ellas se atenúa de forma distinta. Por otro lado, el **slew rate** del amplificador operacional dará lugar a ese mismo fenómeno en el amplificador diferencial.

En el amplificador diferencial, sí tiene sentido estudiar la impedancia de entrada, ya que la red contiene resistencias de poco valor. Suponiendo por simplicidad que la entrada de referencia está a tierra, Fig. 3.8a nos muestra que la entrada no inversora ve una resistencia de valor $R_3 + R_4$, con lo que, en la práctica, será del orden de 100 k Ω o incluso menos. Es un valor muy bajo para la mayoría de los casos.

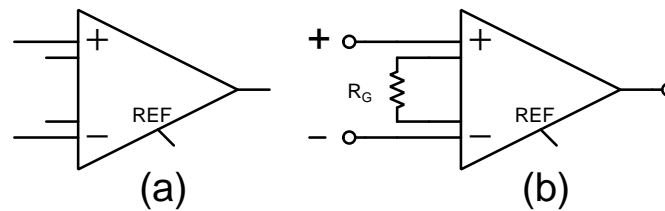


Figura 3.11: Símbolo del amplificador de instrumentación (a), con los terminales de entrada, referencia y de control de ganancia. Se han excluido las alimentaciones por simplicidad. En la segunda figura (b), se muestra el amplificador con una resistencia externa, R_G , para controlar la ganancia.

El caso de la otra entrada es aún más complicado, ya que dependerá del valor de V_2 . De este modo, la corriente que penetra en ella es:

$$I_1 = \frac{(1 + K) \cdot V_1 - K \cdot V_2}{(1 + K) \cdot R}$$

Si $V_2 = 0$, se deduciría que la resistencia que ve esta entrada es incluso menor, de valor solo igual a R . En definitiva, esta familia de amplificadores realizan la función deseada, que es restar dos señales, pero pueden provocar serios problemas por efectos de carga dada su baja impedancia de entrada. Para resolver este problema, hay que recurrir a los amplificadores de instrumentación.

3.6 Amplificadores de instrumentación

El amplificador de instrumentación es un dispositivo que es una evolución natural del amplificador diferencial y que resuelve dos problemas: en primer lugar, la baja impedancia de entrada y, en segundo, permite variar a voluntad la ganancia diferencial. Mantiene varias de sus características: restar dos señales, disponer de terminales de referencia y SENSE, y un valor de CMRR muy alto.

El símbolo eléctrico de los amplificadores de instrumentación se muestra en Fig. 3.11a. En general, la ganancia de estos amplificadores se controla con una resistencia de precisión externa cuyo valor es elegido por el diseñador (Fig. 3.11b).

3.6.1 Técnicas de construcción del amplificadores de instrumentación

La manera más popular de realizar amplificadores de instrumentación es usando la estructura clásica de tres amplificadores operacionales, que se muestra en Fig. 3.12. Enumeremos algunas fortalezas de esta configuración:

- Como en el amplificador diferencial, existen dos terminales de entrada que se restan (V_2 , V_1), uno de referencia (**REF**) y una salida, **OUT**, que puede verse complementada o no con un terminal de **SENSE** para eliminar efectos de cables largos.
- Se necesitan seis resistencias en la red. De ellas, hay cuatro que tienen el mismo valor (R_1), ya que, con uno de los amplificadores, crea un restador cuya salida es $V_B - V_A + V_{REF}$. Otras dos resistencias, R_2 , se utilizan para amplificar. En algunos modelos, $R_2 = R_1$ por simplicidad.
- Dado que las resistencias deben ser de exactamente el mismo valor, la estructura anterior estará integrada en un chip. Los tres amplificadores se encuentran en la misma oblea de silicio y todas las resistencias, excepto R_G , se habrán construido en película metálica ajustada por láser.

Como ejemplo de estos amplificadores, puede verse el modelo INA114²⁰, de Texas Instruments.

- La resistencia R_G es externa y se conecta con dos terminales adicionales. Esta resistencia debe elegirse con la mayor precisión posible y, en algunos casos, hay que tener en cuenta incluso la resistencia parásita introducida por las pistas del circuito impreso.

²⁰<https://www.ti.com/lit/ds/sbos014/sbos014.pdf>

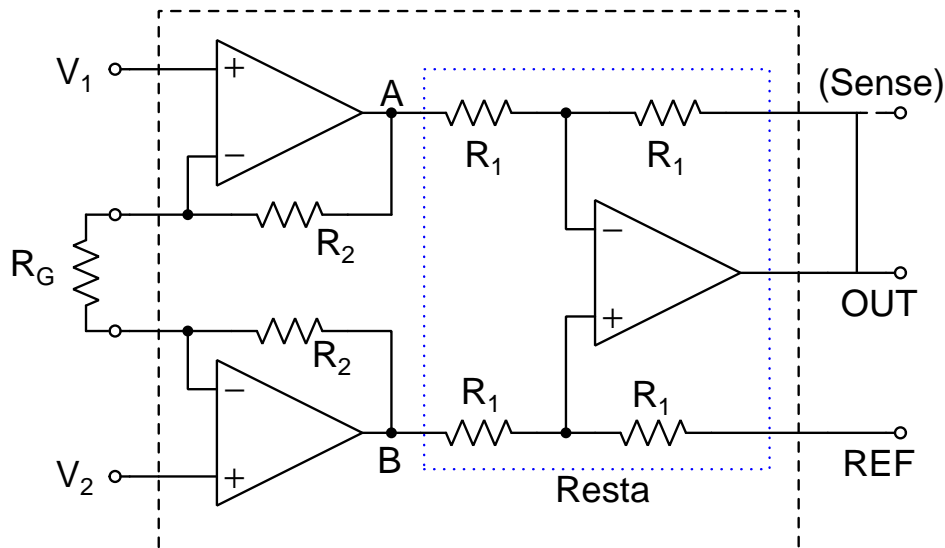


Figura 3.12: Estructura clásica de tres op amps para construir un amplificador de instrumentación. La resistencia R_G es externa.

En algunos modelos avanzados como el INA110²¹, de Texas Instruments, se han añadido resistencias integradas en el chip que permiten conseguir valores predeterminados de ganancia. En este ejemplo, los valores son elegidos manualmente conectando pines predeterminados. En otros modelos, como el LMP8358²², de Texas Instruments, la ganancia puede ser modificada digitalmente

Vamos a resolver ahora el circuito. Para ello, buscaremos calcular las tensiones en los puntos A y B, que se restarán para conocer la salida. Fijémonos que existe un camino simple entre los nudos A y B que atraviesa las dos resistencias R_2 y la resistencia R_G , que es equivalente a una única rama, ya que la corriente no puede entrar en los amplificadores operacionales. Aceptando que todos los amplificadores operacionales se encuentran en zona lineal, es posible demostrar con la ley de Kirchhoff de la conservación de las corrientes que:

$$\frac{V_A - V_1}{R_2} = \frac{V_1 - V_2}{R_G} = \frac{V_2 - V_B}{R_2}$$

Con estas ecuaciones, es posible deducir que:

$$V_A = \left(1 + \frac{R_2}{R_G}\right) \cdot V_1 - \frac{R_2}{R_G} \cdot V_2 \quad V_B = -\frac{R_2}{R_G} \cdot V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_G}\right) \cdot V_2$$

Usando estos valores como entradas del restador, se deduce que:

$$V_{OUT} = V_B - V_A + V_{REF} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_G}\right) \cdot (V_2 - V_1) + V_{REF} \quad (3.18)$$

Al contrario que el amplificador diferencial, la diferencia de tensiones de entrada se puede amplificar directamente, ya que está multiplicada por un término que depende de R_G . Esto nos permite conseguir ganancias desde 1 ($R_G \rightarrow \infty$, o circuito abierto) a, en la práctica, 1000 en la mayoría de los modelos.

La selección de la resistencia R_G es sencilla. Supongamos que necesitamos que el amplificador INA114, cuya hoja de características se indicó antes, debe tener ganancia 150. De acuerdo con el fabricante, la ganancia de este modelo se calcula como $1 + 50k\Omega/R_G$. Igualando términos, se ve que se necesita una resistencia de valor $R_G \approx 0,336 \text{ k}\Omega$. Es posible que esta resistencia no exista con lo que, o se construye con resistencias discretas en serie o paralelo, o se busca una resistencia próxima y se redefine la ganancia deseada.

Otra ventaja de esta estructura es que las entradas atacan las entradas no inversoras de amplificadores operacionales. Por tanto, y a diferencia del amplificador diferencial, la impedancia de entrada de esta estructura es prácticamente infinita.

²¹<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina110.pdf>

²²<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp8358.pdf>

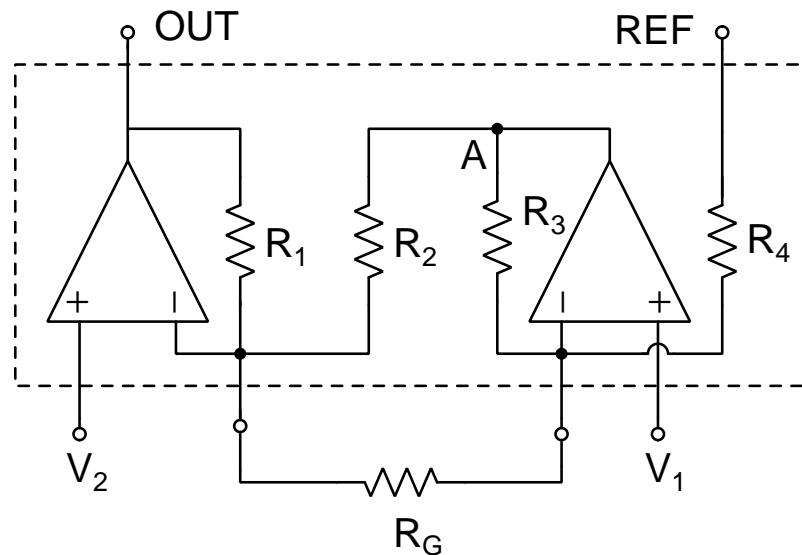


Figura 3.13: Estructura simplificada de dos op amps para construir un amplificador de instrumentación. Como en el caso más general, la resistencia R_G es externa.

Esta estructura no es, sin embargo, la única posible. Así, en algunos modelos como el INA126²³ se utiliza una estructura de dos amplificadores operacionales y cuatro resistencias para reducir costes de fabricación y disminuir el consumo (Fig. 3.13). Las ecuaciones en esta estructura son más complejas, a pesar de contar con menos componentes, ya que hay nudos no triviales:

$$\frac{V_{OUT} - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_1}{R_G} + \frac{V_2 - V_A}{R_2}$$

$$\frac{V_A - V_1}{R_3} + \frac{V_2 - V_1}{R_G} = \frac{V_1 - V_{REF}}{R_4}$$

De estas dos ecuaciones se acaba deduciendo que:

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R_1 R_3}{R_2 R_G}\right) \cdot V_2 - \left(\frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R_1 R_3}{R_2 R_G}\right) \cdot V_1 + \frac{R_1 R_3}{R_2 R_G} \cdot V_{REF} \quad (3.19)$$

En dispositivos reales, se hará $R_2 = R_3 = R$ y $R_1 = R_4 = k \cdot R$. Con estos datos se llega a:

$$V_{OUT} = \left(1 + k + \frac{2 \cdot k \cdot R}{R_G}\right) \cdot (V_2 - V_1) + V_{REF} \quad (3.20)$$

Como en el caso del otro modelo, la ganancia de esta estructura puede controlarse con una resistencia externa R_G . Sin embargo, esta estructura presenta dos problemas importantes: en primer lugar, es imposible conseguir ganancia 1, ya que el mínimo valor alcanzable es $1 + k$. Por otro lado, a diferencia de la estructura de tres op amps, en la que hay una simetría casi perfecta según el eje horizontal, en esta no existe, con lo que el valor del CMRR suele ser menor.

Hay aun más opciones como las que se muestran en Fig. 3.14, que pertenecen a los modelos AD620²⁴, de Analog Devices (a), e INA337²⁵, de Texas Instruments (b). En ambos casos, se han buscado estrategias diferentes para conseguir recrear Eq. 3.18 o similar.

3.6.2 No idealidades de los amplificadores de instrumentación

El amplificador de instrumentación va a heredar muchas de las no idealidades de los amplificadores operacionales de los que proceden. Veamos algunos ejemplos:

²³<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina126.pdf>

²⁴<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>

²⁵<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina337.pdf>

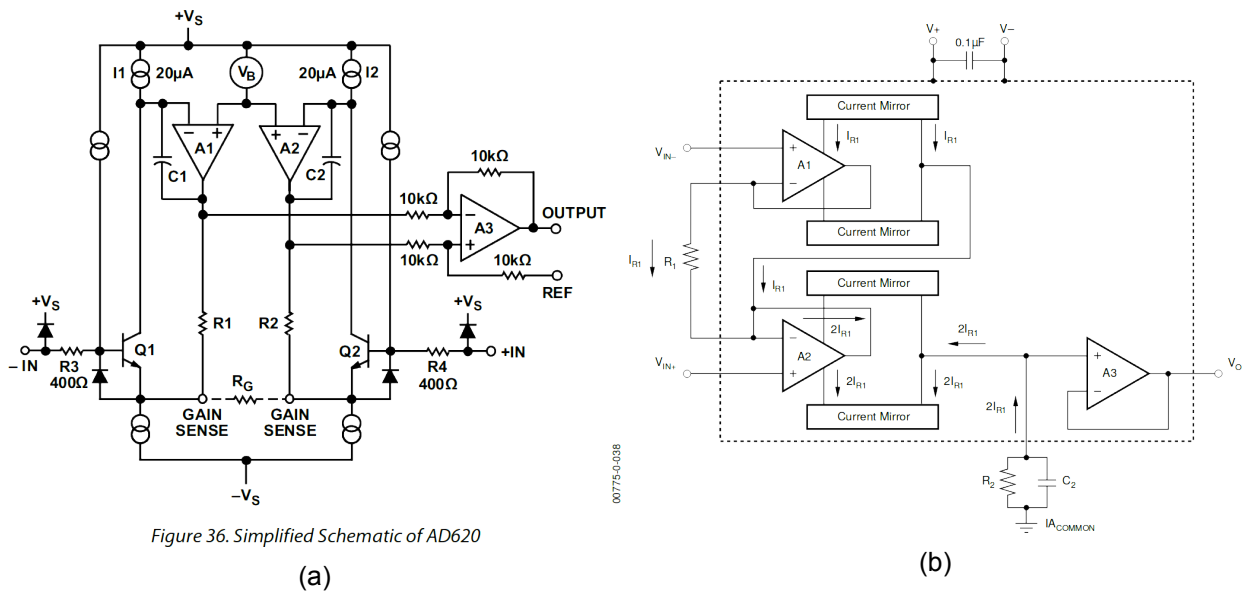


Figure 36. Simplified Schematic of AD620

Figura 3.14: Amplificadores de instrumentación con otras configuraciones alternativas. Modelo AD620, de Analog Devices, e INA337 de Texas Instruments (b). Ambas imágenes son capturas de pantalla de las hojas de características correspondientes.

- **Tensión de offset del amplificador:** si suponemos que los tres amplificadores operacionales de la estructura clásica de tres op amps tienen una tensión de *offset*, puede deducirse que, con entradas nulas, la salida es:

$$V_{OUT} = G_D \cdot (V_{OS2} - V_{OS1}) + 2 \cdot V_{OS3}$$

En esta expresión, se ha supuesto que los amplificadores operacionales no tienen corriente de polarización de la entrada por simplicidad. Se aprecia que existen dos componentes, una independiente de la ganancia y otra dependiente. En algunos dispositivos avanzados, esta distinción permanece y se hablará de “Tensión de *offset* de la entrada”, dependiente de la ganancia, y “de la salida”, que no lo es. Sin embargo, en la mayoría, esta distinción no se suele hacer, y solo se dará el de entrada, que es amplificable.

Como en el caso de los op amps, los amplificadores de instrumentación con entrada con transistores de efecto campo tendrán una tensión de *offset* más alta que los puramente bipolares.

- **Corriente de polarización de la entrada:** esta será la misma que la corriente de polarización de entrada no inversora de los dos primeros amplificadores. Como en los op amps, será más elevada en los amplificadores de instrumentación con tecnología puramente bipolar.
- **Error en la ganancia:** desviación respecto del valor nominal intrínseca al dispositivo. Obviamente, no se incluye la provocada por la tolerancia de la resistencia externa.
- **CMRR:** como todos los amplificadores diferenciales, hay que definir este parámetro.
- **Consumo de corriente y corriente máxima de salida.**
- **Slew rate:** Definido del mismo modo que en los op amps.
- f_{-3dB} : al haber tres amplificadores operacionales y aportar cada uno un polo, es imposible modelar el dispositivo con el modelo del polo único. Por ello, no tiene sentido definir el producto ganancia-ancho de banda. En su lugar, el fabricante proporcionará las frecuencias a las que el valor cae 3 dB para valores significativos de ganancia.

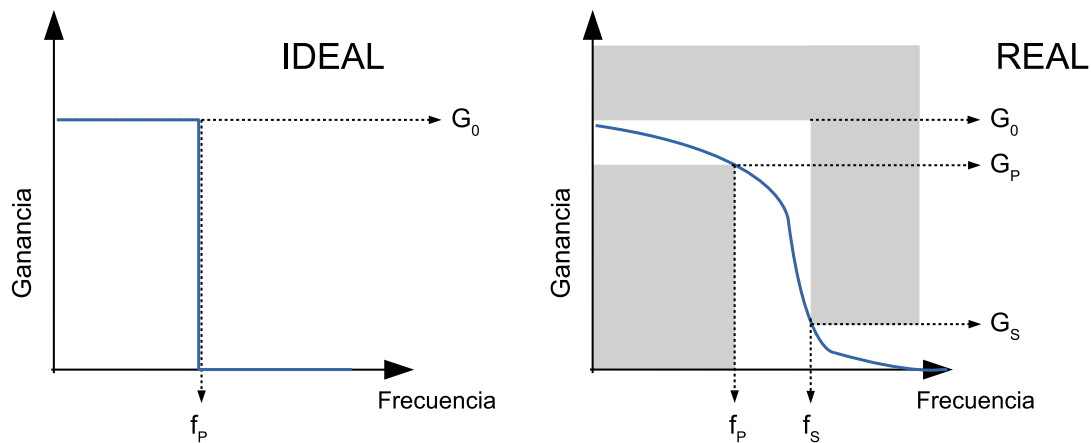


Figura 3.15: Ejemplo de un filtro pasa-baja ideal frente a uno real, así como los parámetros característicos de cada uno.

3.7 Filtros

Los filtros son bloques circuitales que se caracterizan por tener una ganancia dependiente de la frecuencia. Se pueden clasificar atendiendo a muchos criterios:

- Según la frecuencia que rechacen:
 - **Pasa - baja (LP)**: rechaza componentes de frecuencias superiores a una frecuencia de corte, f_S , y mantiene íntegras las de frecuencia inferior a ésta. En la práctica, sin embargo, hay que definir dos frecuencias, f_P o de paso, y f_S , de rechazo, existiendo un rango de valores de transición, y valores de ganancia admisibles en esos intervalos, definidos con tres parámetros: G_M o ganancia esperada en la banda de paso; G_P , o mínima ganancia admitida en ella; y G_S , o máxima ganancia admitida en la banda de rechazo. Ambos modelos se representan en Fig. 3.15.
 - **Pasa - alta (HP)**: opuesto al anterior, aunque dejando pasar única y exclusivamente las componentes de alta frecuencia. Lógicamente, en un filtro real hay que redefinir ganancias y frecuencias como se hizo en el filtro LP.
 - **Pasa - banda (BP)**: solo se dejan pasar componentes con frecuencia en un intervalo. Los parámetros f_P y f_S se duplican, apareciendo uno en cada lado de la función de transferencia.
 - **Rechazo de banda (BR)**: opuesto al anterior.
 - **Pasa-Todo (AP)**: la ganancia no cambia, pero el filtro modifica la fase de las componentes.
- Según la función matemática: Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.
- Según el modo de construcción:
 - **Filtros pasivos**: Solo resistencias, capacidades y/o inducciones.
 - **Filtros activos**: Además de los componentes pasivos, se introducen amplificadores operacionales realimentados para mejorar las características. Existen diversas topologías que cumplen esta función y que pueden encontrarse en los Apuntes de Electrónica Analógica²⁶. Sin embargo, las reglas de diseño están perfectamente establecidas, requieren cálculos complejos y, como se basan en algoritmos matemáticos, es posible automatizar el proceso. Por este motivo, es innecesario en la práctica diseñar desde cero estos filtros y se puede recurrir a herramientas informáticas de diseño, que son en muchos casos gratuitas como:
 - * **WebEnch Designer**: De Texas Instruments, disponible en <http://www.ti.com/lscds/ti/analog/webench/webench-filters.page>.

²⁶<https://eprints.ucm.es/id/eprint/57943/>

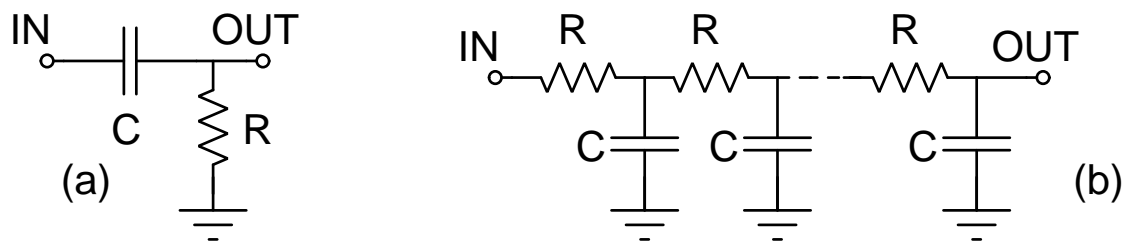


Figura 3.16: *Filtros pasivos elementales. Paso de Alta (a) y Paso de Baja (b).*

- * **Filter Lab:** De Microchip, disponible en <http://www.microchip.com/development-tools/resources/filterlab-filter-design-software>.
- * **Filter Wizard:** De Analog Devices, disponible en <http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>.
- * **eDesignSuite:** De ST Microelectronics, disponible en <https://my.st.com/analogsimulator/>.

¿Cuál es el beneficio que obtienen estas compañías? Simplemente, que ofrecen al usuario soluciones optimizadas para sus productos con el objeto de que los utilice en su diseño final.

Finalmente, se debe señalar que en instrumentación electrónica hay dos filtros pasivos muy comunes que tienen el propósito de eliminar completamente la componente de DC o, en caso contrario, mantener esta única y exclusivamente.

Para construir el primero basta un simple condensador (Fig. 3.16a), ya que el papel de la resistencia puede ser desempeñado por la impedancia de entrada del bloque conectado a la salida, OUT. Con esta estructura, se atenúan todas las señales cuya frecuencia sea menor que $1/2\pi RC$. En particular, la componente DC superpuesta a la señal de interés.

El segundo filtro, mostrado en Fig. 3.16b, va a ser capaz de determinar el valor de la componente DC eliminando las componentes en continua. Esta estructura, llamada “*Red RC en escalera*”, puede construirse con tantas etapas como se deseen, aunque, en la práctica, con dos o tres es más que suficiente. La frecuencia de corte será del orden de $1/2\pi RC$. En muchos casos, se elige el valor de R y C tales que la frecuencia de corte esté muy por debajo, ¡y no del orden!, del primer armónico de la señal para mantener solo la componente DC.

A la hora de elegir los condensadores, debe evitarse los electrolíticos de tántalo o aluminio, ya que tienen polaridad y, si la entrada toma valores negativos, pueden ser destruidos. En cambio, los condensadores cerámicos o de plástico no van a tener este problema, aunque los valores que permiten conseguir no van a estar más allá del μF .

3.8 Amplificadores de aislamiento

Los amplificadores de aislamiento forman una familia de dispositivos analógicos que se caracterizan por que **la etapa de entrada está en un circuito distinto que la de salida** o, lo que es lo mismo, no hay conexión eléctrica entre ambas etapas. Las tensiones de cada etapa (señales y alimentaciones) se refieren a dos tierras distintas, separadas físicamente, y la información se transmite por mecanismos físicos distintos del flujo de corriente eléctrica.

Esto puede ocurrir por diversos motivos:

1. Existen **tensiones de modo común tan elevadas** en el circuito que hacen inviables el uso de dispositivos analógicos simples. Pensemos, por ejemplo, que los amplificadores de instrumentación solo pueden trabajar si la tensión de modo común de la entrada tiene un valor comprendido entre los de las alimentaciones ($\sim \pm 15\text{ V}$).
2. Si existe temor de que el usuario pueda sufrir **descargas eléctricas**. Esto ocurre, por ejemplo, si se trabaja con tensiones altas y el usuario debe pulsar un botón, graduar un potenciómetro, etc.

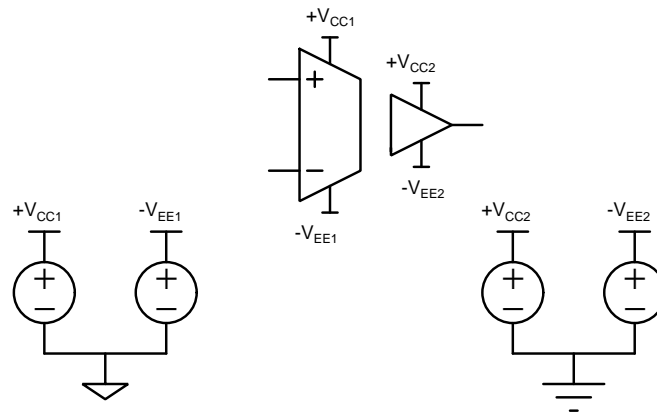


Figura 3.17: Símbolo eléctrico típico de un amplificador de aislamiento.

3. En **biomedicina**, está terminantemente prohibido que el paciente esté conectado de algún modo a la red eléctrica. Los circuitos de medida de sensores adosados al usuario deben estar aislados de la red general para evitar electrocuciones.
4. En algunos casos, son útiles para **romper bucles de tierra**.

Fig. 3.17 muestra el símbolo típico de estos dispositivos, en el que se remarca con claridad la separación física que existe entre las dos etapas. Como veremos, las tecnologías de fabricación son tan distintas que es difícil encontrar un conjunto de parámetros comunes. Hay que estudiar, por tanto, la hoja de características de cada dispositivo en particular. Si acaso, es relevante conocer la **tensión máxima de aislamiento**, tanto en continua como de valor puntual, y la **razón de rechazo del modo de aislamiento** (IMRR), que se define como:

$$IMRR = \frac{\Delta V_{ISO}}{\Delta V_{OS}} \quad (3.21)$$

donde V_{ISO} es la tensión entre etapas y V_{OS} es la tensión de *offset* de la entrada, como quiera que se haya definido en cada modelo en particular.

3.8.1 Técnicas de construcción

Al no haber forma de hacer la conexión eléctrica, es necesario recurrir a otros mecanismos para transmitir la señal de una parte a otra que, en general, son propios de cada fabricante. Veamos las estrategias más populares.

3.8.1.1 Acoplo inductivo

Se integran pequeños transformadores en el dispositivo para transmitir la información codificada desde cada una de las partes. Esta técnica ha sido desarrollada por Analog Devices. Fig. 3.18 muestra características del AD210²⁷. En ella se distingue perfectamente el bloque de entrada, que se configura como un amplificador operacional no inversor cuya salida se transmite modulada a través de un transformador a otro amplificador operacional. Asimismo, la presencia de transformadores permite crear alimentaciones para la etapa aislada. En otras palabras, no se necesitan dos juegos de alimentaciones distintos, ya que podemos alimentar la etapa de entrada desde las alimentaciones de salida.

Estos dispositivos suelen ser muy voluminosos, pues la distancia favorece el aislamiento entre etapas al reducir el valor del campo eléctrico. Algunos de ellos son capaces de soportar diferencias de tensión de varios kilovoltios. Un problema de estos dispositivos es que la frecuencia de modulación de la señal transmitida a través del transformador es del orden de unas decenas de kHz, lo que los convierte en dispositivos relativamente lentos.

²⁷<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD210.pdf>

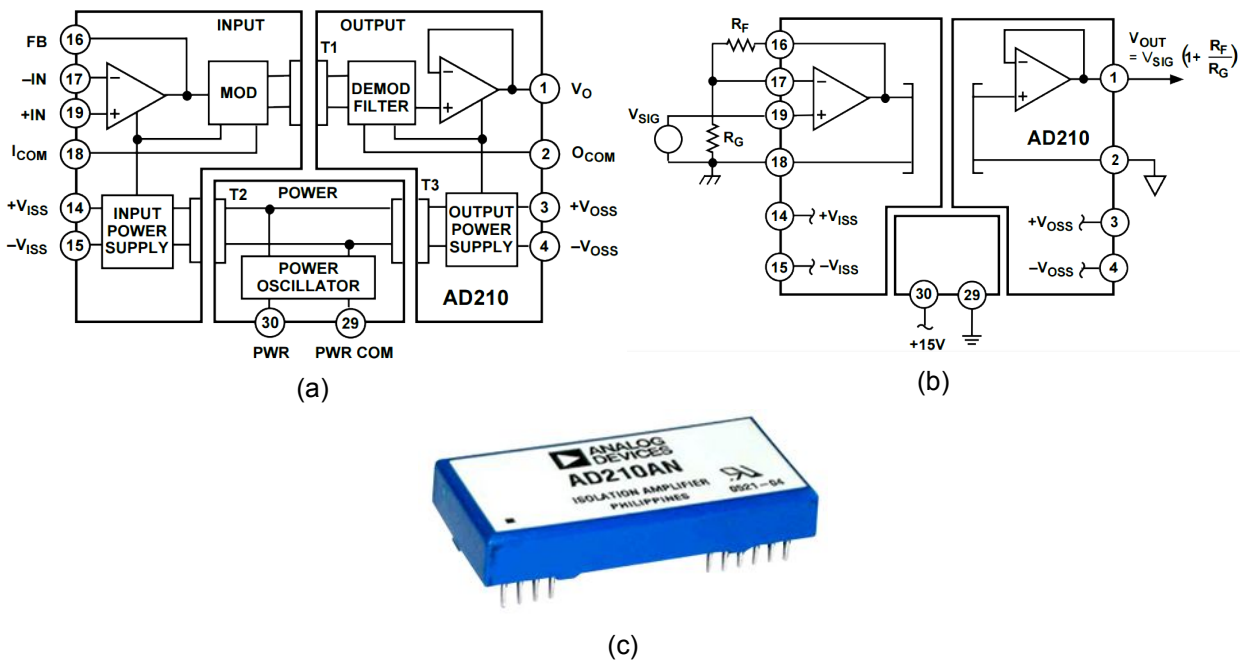


Figura 3.18: Ejemplo del amplificador de aislamiento por acoplo inductivo. La primera imagen muestra el aspecto externo (a). Los pines están separados 0,1 pulgada (2,54 mm). En (b), se descubre la distribución por bloques y, en (c), la forma típica de configuración. Figuras tomadas de la web del fabricante.

3.8.1.2 Acoplo capacitivo

En estos dispositivos, la comunicación entre etapas se realiza por medio de condensadores del orden de 1 pF. Esta tecnología fue desarrollada por Texas Instruments y se encuentra en la familia de dispositivos ISO12X y AMC1XXX. Fig. 3.19 muestra uno de estos dispositivos reales, así como su estructura de bloques. La transmisión recae en una señal cuadrada cuyo ciclo de trabajo depende de la tensión de entrada.

A diferencia de algunos de los amplificadores de aislamiento de tipo inductivo, es necesario añadir dos pares de fuentes de alimentación independientes. Por otra parte, estos dispositivos se caracterizan por funcionar como seguidores de tensión con una impedancia de entrada relativamente baja, aunque, en contrapartida, son más rápidos que los de acoplo inductivo.

3.8.1.3 Acoplamiento óptico

Los amplificadores de aislamiento con acoplamiento óptico son ya reliquias del pasado, que se pueden hallar aún en algunos catálogos antiguos, y que se encuentran en desuso al haber sido reemplazados por otros dispositivos con mejores prestaciones. Sin ninguna ventaja, se ha desterrado su uso.

Desde el punto de vista académico, resultan interesantes, ya que muestran un interesante ejemplo de cómo se puede conseguir realimentación y estabilidad utilizando luz, por mecanismos distintos de los usuales. Fijémonos en Fig. 3.20, adaptada de la hoja de características del amplificador 3652 de Texas Instruments, actualmente descatalogado. La idea de funcionamiento es la siguiente:

1. La tensión de entrada V_{IN} produce una corriente $I_{IN} = V_{IN}/R_G = I_1$ que debe atravesar un fotodiodo en inversa, CR_3 .
2. Esta corriente solo puede circular si el fotodiodo es adecuadamente iluminado. De ello se encarga el LED conectado a la salida de A_1 , por lo que la corriente que absorbe este amplificador, I_S debe adaptarse para dar exactamente la necesaria para iluminar adecuadamente el fotodiodo.
3. No toda la luz generada por el LED llega al primer fotodiodo. Por el lado opuesto, el haz fluye hacia CR_2 , situado en la etapa de salida, preparado para replicar la misma corriente de salida que CR_1 .
4. Esta corriente, I_2 , atraviesa la resistencia R_K , creando en la salida del amplificador una tensión igual

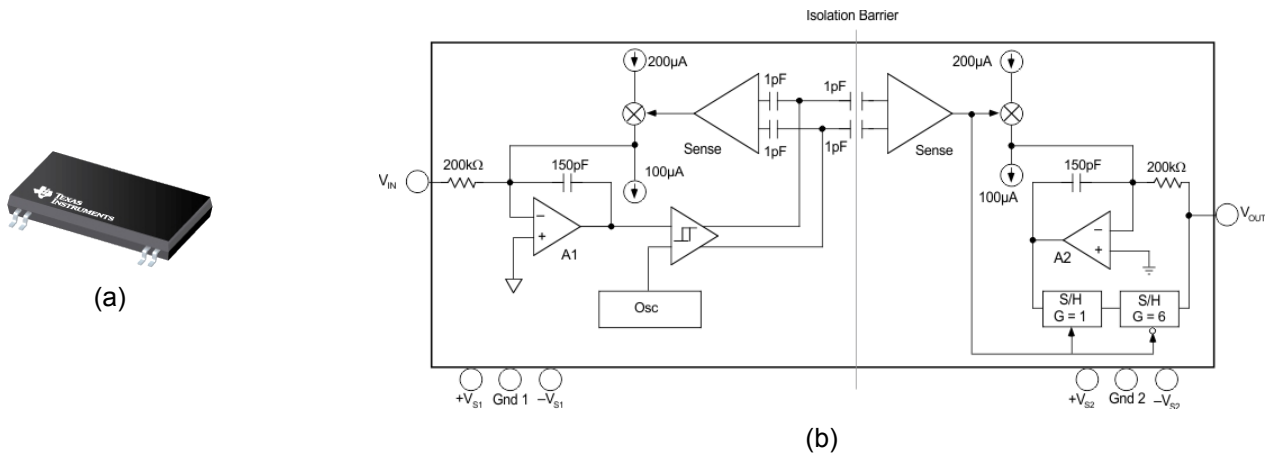


Figura 3.19: Ejemplo del amplificador de aislamiento de tipo capacitivo. La primera imagen corresponde al ISO124 (a). En el segundo, se muestra la estructura interna con los moduladores y demoduladores en anchura de pulso, así como la barrera capacitiva (b). Las dimensiones son de 2 cm×0,6 cm. Figuras tomadas de la web del fabricante.

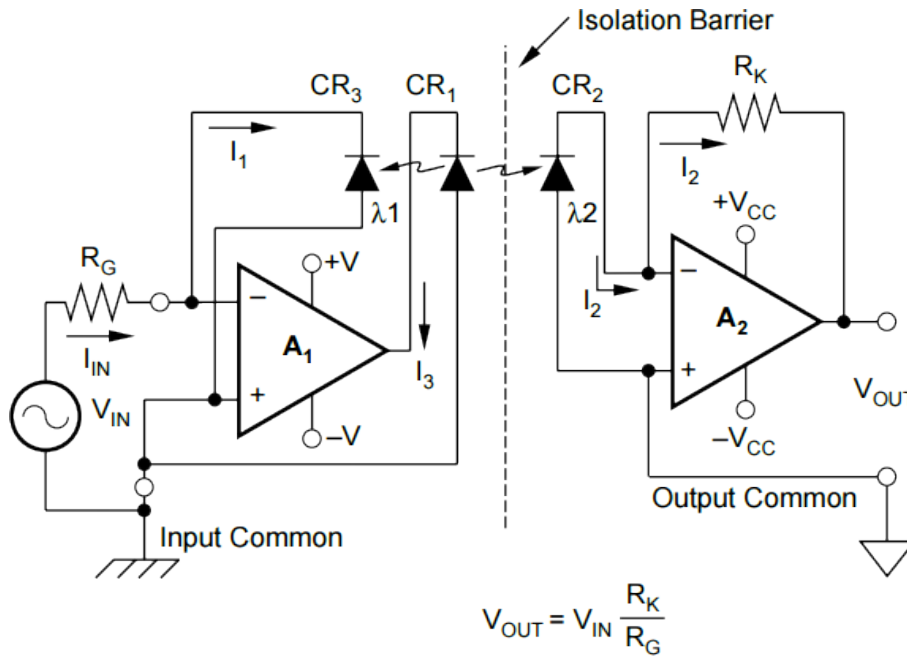


Figura 3.20: Estructura interna del amplificador de aislamiento 3652, de Texas Instruments.

a $V_{OUT} = \frac{R_K}{R_G} \cdot V_{IN}$. Fíjese que, en el dibujo, I_2 se ha representado en el sentido opuesto al que tendría naturalmente.

Está claro que esta estructura presenta serios problemas. En primer lugar, de calibrado, ya que se necesita que la respuesta de los fotodiodos sea idéntica. Por otro lado, tanto la entrada como la salida deben ser estrictamente positivas. Asimismo, las alimentaciones que se necesitan son dobles.

Demasiados inconvenientes que no pudieron resolverse a tiempo, lo que condenó esta familia a la desaparición. Sin embargo, la idea de la conexión de etapas mediante barreras ópticas permaneció en la familia de los **optoacopladores**, como el mostrado en Fig. 3.21a, utilizados para transmitir señales digitales entre etapas aisladas y muy populares en diversos campos de la electrónica, como la instrumentación y el control de potencia. Un optoacoplador consta de un LED que, con señales lógicas altas, ilumina la base de un fototransistor y fuerza la aparición de una corriente de colector significativa. Con una simple resistencia de *pull-up*, como se muestra en Fig. 3.20b, es posible regenerar una señal lógica referida a dos tierras diferentes. Hay que reseñar que la señal de salida está invertida, pues, cuando la entrada está en ALTA, el LED ilumina el fototransistor, con lo que este pasa a saturación mostrando una tensión de salida BAJA. Con entrada BAJA, el transistor está en corte y la salida en ALTA.

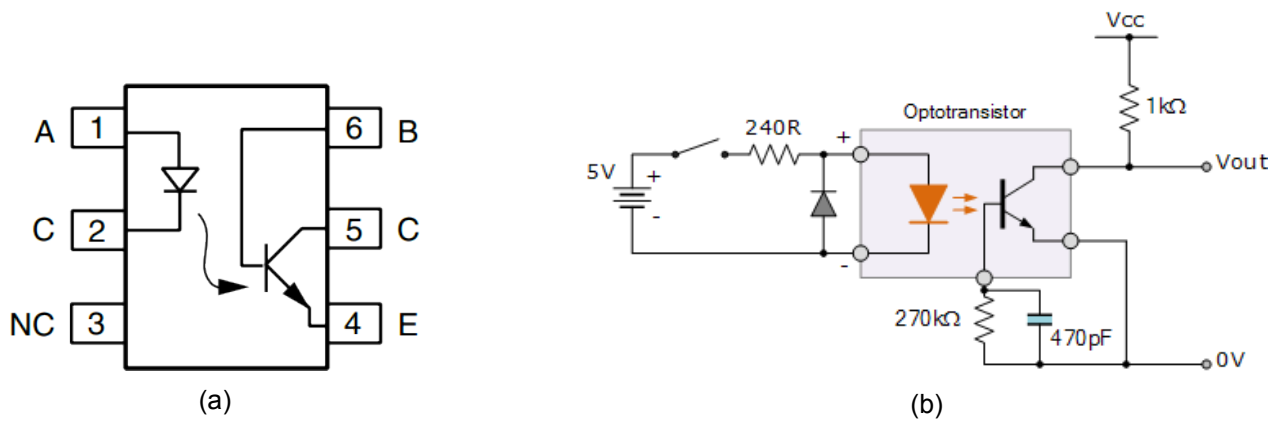


Figura 3.21: Ejemplo del amplificador de aislamiento de tipo óptico.

3.9 Referencias de tensión

Cuando llegue el momento de explicar cómo se realiza la **conversión analógico-digital** y viceversa, veremos que es necesario explicar con precisión al dispositivo qué es un voltio o, al menos, un múltiplo de este para que se pueda realizar una estimación de la entrada. Es necesario definir un patrón que sirva de guía.

Esta guía también puede ser necesaria a la hora de realizar un **ajuste a cero** de un sistema. A fin de cuentas, ajustar a cero consiste en agregar al circuito una tensión invariable, escalarla y restarla de la salida.

Todo esto nos lleva a plantearnos que es necesario disponer de dispositivos que ofrezcan una salida conocida y fija, independiente de parámetros externos como la tensión de alimentación, de la temperatura y de la corriente que tenga que proporcionar. Nos encontramos, por tanto, con un elemento similar a una fuente de tensión constante, pero con una importante salvedad: este dispositivo no está forzado a suministrar una gran corriente de salida, ya que no se le requiere polarizar circuitos muy exigentes. Estos dispositivos, en general, se conocen como "**Referencias de tensión**".

En general, las referencias de tensión proporcionan una tensión de salida positiva, aunque algunos modelos ofrecen valores negativos. No suele ser, sin embargo, muy habitual. Sí, en cambio, ocurre con los **reguladores lineales**, parientes cercanos de las referencias de tensión, y que se verán en el siguiente apartado.

Respecto a **valor nominal** que ofrecen las salidas de las referencias, se advierte que, en general, se dividen dos grandes grupos: por un lado, los valores pueden ser cifras redondas, fáciles de reconocer: +5 V, +3,3 V, +3 V, +2,5 V, etc. En otro caso, se ofrecen valores como 2,048 V, 4,096 V, etc. Se pueden reconocer potencias naturales de 2 en milivoltios. $2^{11} = 2048$, $2^{12} = 4096$, etc. Estos valores muestran su utilidad al realizar la conversión analógico-digital y digital-analógico.

3.9.1 Referencias tipo serie/paralelo. Reguladores de tensión

Independientemente del método que se utilice para crear las referencias de tensión, se pueden clasificar en dos tipos atendiendo a la **topología** y al **modo de polarización** utilizado. Así, podremos distinguir las referencias tipo **serie**, como la que se muestra en Fig. 3.22a, y de tipo **paralelo** (en inglés, "*shunt*"), que se encuentra en Fig. 3.22b. En las referencias tipos *serie*, hay tres terminales bien definidos: alimentación, tierra y salida. Se denominan así porque la corriente que se entrega a la carga a través de la salida pasa previamente por la referencia. Esta es la definición conocida de elementos en serie. En el segundo caso, solo hay dos terminales: entrada/salida y tierra. Así, la referencia y la carga están conectadas al mismo nudo y, por tanto, en *paralelo*. Fijémonos en un detalle muy interesante: las referencias tipo *shunt* se comportan exactamente igual que los diodos tipo Zener. Por tanto, en algunos circuitos la referencia tipo *shunt* se suele representar gráficamente como un diodo Zener inversamente polarizado.

Ocurre que, en general, las referencias tipo serie son mucho más fáciles de utilizar que las tipo *shunt*. Por ello, las últimas solo se emplearán en diseños con unas características muy particulares: sistemas de

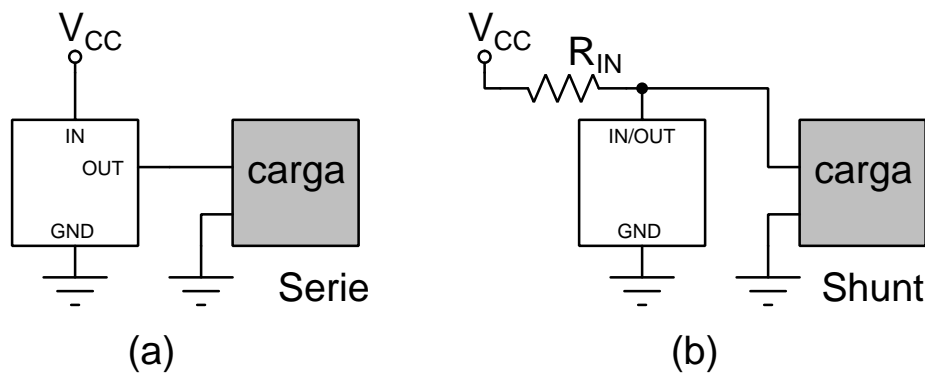


Figura 3.22: Uso de referencias tipo serie (a) y tipo shunt o paralelo (b)

instrumentación de micropotencia, con tensiones de alimentación que excedan las que pueden soportar los dispositivos, etc. Las referencias tipo serie son casi universales.

Otro detalle interesante acerca de las referencias de tensión es que su etapa de salida está optimizada para que la tensión de salida sea extraordinariamente **estable**. En contrapartida, la corriente que puede proporcionar es baja: del orden de unos 10 a 50 mA en la mayor parte de los dispositivos comerciales. Ocurre que, si se decide mejorar la etapa de salida para que sea capaz de proporcionar mucha más corriente (de 100 mA a varios amperios), incluso aunque con ello se pierda precisión, la referencia de tensión se convierte en otro tipo de dispositivo: el **regulador lineal de tensión**. A diferencia de otros tipos de convertidores de potencia, son muy fáciles de utilizar, están libres de rizado en la salida y son muy estables. El problema es que disipan demasiada energía. Así, si el dispositivo proporciona una corriente de valor I_O y dado que hay una caída de tensión en su interior de valor $V_{IN} - V_{OUT}$, se pierde en forma de calor $I_O \cdot (V_{IN} - V_{OUT})$ wattios. Por eso se suelen construir de gran tamaño y relativamente planos para poder disipar este calor. A veces, se les suelen colocar disipadores para aumentar la eficiencia radiativa.

Un error común entre los diseñadores consiste en utilizar los reguladores lineales que estabilizan las tensiones de alimentación como referencias de tensión. Esta es una mala costumbre que hay que evitar, ya que los reguladores están preparados para mantener constante una tensión en torno a la prevista, pero aun así está sujetos a demasiadas variaciones que pueden comprometer seriamente la fiabilidad de un circuito.

3.9.2 Parámetros característicos de una referencia de tensión

Pueden definirse varios parámetros que nos permiten caracterizar estos dispositivos. Rescataremos, sin embargo, los siguientes:

- **Regulación de línea:** en inglés, *Line regulation*. Este parámetro mide la influencia de la tensión de alimentación de entrada sobre la de la salida. Suele ser un parámetro estrictamente positivo y se define como:

$$L.R. = \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta V_{OUT}} \quad (3.22)$$

Es una unidad adimensional, que se suele expresar así, en dB, en V/mV, etc.

- **Regulación de carga:** en inglés, *load regulation*. Cuando conectamos una carga que exige una corriente I_O , forzamos a trabajar más a la referencia y el valor de la tensión de salida cae levemente. El parámetro se define como:

$$Lo.R. = -\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_O} \quad (3.23)$$

Se pone un signo negativo para compensar que el incremento de la tensión de salida también lo es y así conseguir que $Lo.R.$ sea estrictamente positivo. Este parámetro, aunque tiene dimensiones de resistencia, se suele medir en mV/mA .

- **Deriva térmica:** Cuando se produce un cambio en la temperatura de trabajo, bien por variaciones del entorno, bien por autocalentamiento, la tensión de salida cambia. Este fenómeno se modela con el siguiente parámetro:

$$TC = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} \quad (3.24)$$

Se mide en mV/K y es especialmente importante en el caso de los reguladores lineales de tensión, donde se pueden alcanzar altas temperaturas por las corrientes tan altas que se utilizan.

Es común definir en los dispositivos integrados un parámetro llamado “resistencia térmica”²⁸, R_θ , que se estudiará de nuevo en el tema de los sensores resistivos y que mide el incremento de temperatura respecto a la ambiental, T_{AMB} , en función de W , la potencia disipada, como $T - T_{AMB} = R_\theta \cdot W$. Es poco relevante en las referencias propiamente dichas, pero adquiere importancia en los reguladores lineales.

- **Drop-out:** parece claro que, si la tensión de salida es V_{OUT} , la tensión de alimentación V_{CC} debe ser igual o superior a ella. En la práctica, para que la referencia funcione correctamente, es necesario que $V_{CC} \geq V_{OUT} + V_{DO}$, siendo V_{DO} un parámetro característico de cada modelo llamado “drop-out”. Por ejemplo, si una determinada referencia de tensión tiene una salida nominal de +5 V y un drop-out de 1,2 V, es necesario polarizarla con una tensión de alimentación de, al menos, $5 + 1,2 = 6,2$ V. Es interesante elegir modelos de referencias con bajo drop-out para sistemas con tensiones de alimentación bajas (p.e., alimentados con dos pilas de 1,5 V).
- **Nivel de ruido en la salida:** todo circuito integrado contiene resistencias con ruido térmico asociado, dispositivos sencillos con ruido de disparo, etc. Todas estas fuentes de ruido se acaban transmitiendo a la salida. En general, los fabricantes suelen proporcionar datos como el valor pico-pico observado en la salida. Por ejemplo, la referencia de tensión REF-02 de Texas Instruments presenta ruido con $V_{PP} = 4 - 10 \mu V$.

3.9.3 Técnicas de construcción

Hay **cuatro técnicas básicas de construcción** de las referencias de tensión (y reguladores lineales): tipo *bandgap*, tipo Zener enterrado, tipo XFET y tipo *Floating-Gate Array* (FGA). Sin embargo, en la actualidad la mayor parte de las referencias comerciales son de tipo *bandgap*. Tras décadas de competencia con las Zener enterrado, han demostrado ser mucho más ventajosas por lo que las Zener enterrado han acabado desapareciendo del mercado. Las de tipo XFET, basadas en pares de JFET con diferente tensión de *pinch-off*, tienen características similares a las tipo *bandgap*, pero solo son ofrecidas por Analog Devices, estando esta tecnología no disponible para otros fabricantes. Lo mismo ocurre con las referencias de tipo FGA, desarrolladas por Intersil y ahora parte de Renesas, y que se basan en la programación de transistores con puerta aislada, similar a los de las memorias *flash*, a una tensión fija que queda grabada en el dispositivo. No son muy utilizadas en la actualidad.

3.9.3.1 Tipo Bandgap

Las referencias tipo *bandgap* se basan en la celda Brokaw. Veamos un ejemplo práctico, como los mostrados en Fig. 3.23. Ambos constan de una celda Brokaw, formada por las resistencias R , R_A y R_B , y por dos transistores bipolares con relación de áreas de emisor $K : 1$, y por una red de realimentación formada por un amplificador operacional y dos resistencias, R_1 y R_2 . La diferencia entre el primer y segundo dibujo es que el segundo está autopolarizado, ya que la celda Brokaw se alimenta directamente por la salida y el primero lo está por la tensión de alimentación. En el segundo caso, se minimiza el efecto de la entrada en la salida, aunque hay que evitar que el sistema se quede en un estado no deseado con salida idénticamente nula.

El funcionamiento de estos dispositivos es el siguiente:

²⁸NO es una resistencia eléctrica, aunque comparta el nombre y, por tanto, **no se mide en Ω** .

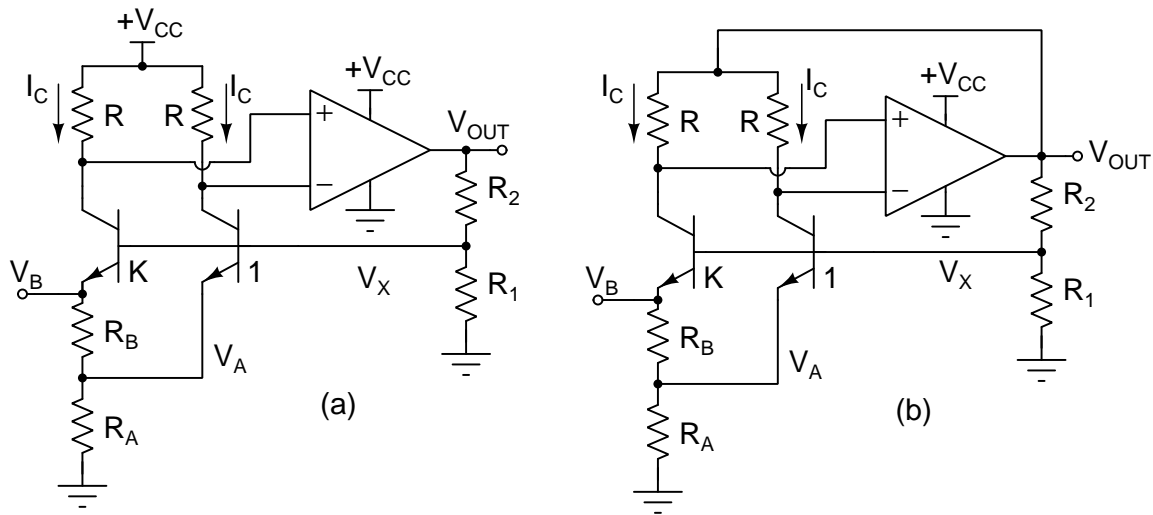


Figura 3.23: Ejemplos de referencia bandgap. En el primero, la celda Brokaw (Transistores bipolares, R_A , R_B , y $2 \times R$) están polarizados por la tensión de alimentación. En el segundo, por la salida de la resistencia. De este modo, se consigue impedir que fluctuación en la tensión de alimentación se propaguen hacia la salida.

- Aceptemos que el amplificador operacional está en zona lineal. En ese caso, las tensiones en la parte inferior de las resistencias son idénticas, con lo que la diferencia de tensiones entre sus respectivos extremos también lo es. Por tanto, por ambas circula la misma corriente I_C .
- Estas corrientes son las de colector de un par de transistores con distintas áreas de emisor. Despreciando la corriente de base, la corriente de emisor del transistor 1 es:

$$I_C \approx I_{E,1} \approx I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE,1}}{N \cdot V_T}\right)$$

donde I_S es la corriente de saturación inversa del transistor, $V_{BE,1}$ la tensión base-emisor de ese transistor, y V_T el potencial térmico equivalente. El valor de esta tensión es $V_T = k_B \cdot T/q$, con k_B la constante de Boltzmann, q la carga del electrón y T la temperatura absoluta. En el otro transistor:

$$I_C \approx I_{E,K} \approx K \cdot I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE,K}}{N \cdot V_T}\right)$$

puesto que, en este caso, la corriente de saturación inversa es K veces la del menor.

- Como $V_{BE,1} = V_X - V_A$ y $V_{BE,K} = V_X - V_B$, se puede deducir que:

$$V_X = V_A + N \cdot V_T \cdot \ln(I_C) - N \cdot V_T \cdot \ln(I_S)$$

$$V_X = V_B + N \cdot V_T \cdot \ln(I_C) - N \cdot V_T \cdot \ln(I_S) - N \cdot V_T \cdot \ln(K)$$

Combinando estas expresiones, se acaba deduciendo que:

$$V_B - V_A = N \cdot V_T \cdot \ln(K)$$

Por otra parte, a través de R_B circula I_C :

$$V_B - V_A = R_B \cdot I_C$$

con lo que:

$$I_C = \frac{N \cdot V_T \cdot \ln K}{R_B}$$

- Por otra parte, como las dos corrientes I_C acaban convergiendo en el nudo A , con lo que:

$$V_A = 2 \cdot R_A \cdot I_C = 2 \cdot \frac{R_A}{R_B} \cdot N \cdot V_T = 2 \cdot \frac{R_A}{R_B} \cdot \frac{N \cdot k_B}{q} \cdot T$$

Por tanto, ¡ V_A es proporcional a la temperatura absoluta, T ! Este es un detalle interesante que será utilizado para crear una familia de sensores de temperatura.

- Fijémonos ahora en V_X . Es fácil ver que:

$$V_X = V_{BE,1} + V_A = V_{BE,1} + 2 \cdot \frac{R_A}{R_B} \cdot \frac{N \cdot k_B}{q} \cdot T$$

Ya hemos visto que V_X aumenta con la temperatura. Sin embargo, $V_{BE,1}$ es la caída de tensión en una unión PN directamente polarizada que decrece con la temperatura. Por tanto, existe la posibilidad de que, en las circunstancias apropiadas, ambos coeficientes térmicos se cancelen entre sí. Se puede demostrar que esto ocurre si $q \cdot V_X$ es igual a la anchura de la banda prohibida del semiconductor que estemos utilizando. En el caso del silicio, la estabilidad térmica se consigue si $V_X = 1,23$ V.

Eligiendo cuidadosamente los parámetros de la celda durante el proceso de diseño, esta tensión se puede conseguir y escalar por medio de dos resistencias de valor R_1 y R_2 para obtener en la salida, V_{OUT} , el valor que nos interesa, pues la estructura es similar a la de un amplificador no inversor. La presencia de este permite además eliminar posibles efectos de carga sobre la celda, ya que es el amplificador quien proporciona la corriente. Asimismo, en caso de utilizar la opción (b) de Fig. 3.23, la única forma que tiene la tensión de alimentación de afectar a la salida es por medio de la PSRR del amplificador, empeorando de este modo el coeficiente de regulación lineal.

La gran ventaja de las celdas de tipo *bandgap* es que necesitan una tensión de alimentación relativamente baja para funcionar, y que pueden proporcionar una salida de, al menos, 1,23 V. Por ello, son capaces de funcionar con tensiones de alimentación típicas en los diseños actuales (+5 V, 3,3 V, etc.). El mayor inconveniente es su nivel de ruido en la salida, aunque no es un asunto tan grave que impida su uso. Por todo ello, han acabado desplazando a otras familias de referencias.

Ejemplos de estas referencias son la REF02, de Analog Devices²⁹, Texas Instruments³⁰, o Maxim Integrated³¹, dispositivos compatibles que proporcionan +5 V, o el modelo LM4140³² de Texas Instruments que, con apenas 1,8 V de alimentación, puede proporcionar 1,024 V.

3.9.3.2 Tipo Zener enterrado

Estas referencias utilizan como patrón una unión PN inversamente polarizada en zona de ruptura. Usan como interfaz un amplificador operacional. Hay un par de consideraciones pertinentes:

- Si el diodo rompe a tensiones relativamente bajas, el fenómeno predominante es la ruptura por efecto túnel. A altas temperaturas, los portadores están más agitados y pueden saltar la barrera con más facilidad. Por tanto, la tensión de ruptura tiene un coeficiente térmico negativo.

A tensiones altas, en cambio, el fenómeno más relevante es la ruptura por avalancha. Si crece la temperatura, los núcleos atómicos se mueven más y entorpecen el movimiento de los portadores. Por tanto, al aumentar la temperatura, la tensión de ruptura aumenta: tienen un coeficiente térmico positivo.

Si la ruptura se produce entre 6 y 8 V, ambos fenómenos conviven y se compensan de tal modo que el coeficiente térmico es nulo. Por tanto, solo tiene sentido utilizar un diodo Zener con esta tensión de ruptura en el interior de referencias.

- El diodo Zener se construye en el interior del semiconductor, lejos de la superficie cargada de defectos que provocan focos de ruido. De ahí el nombre de “*Zener Enterrado*”.

²⁹https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/REF01_02_03.pdf

³⁰<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref02.pdf>

³¹<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/REF01-REF02.pdf>

³²<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4140.pdf>

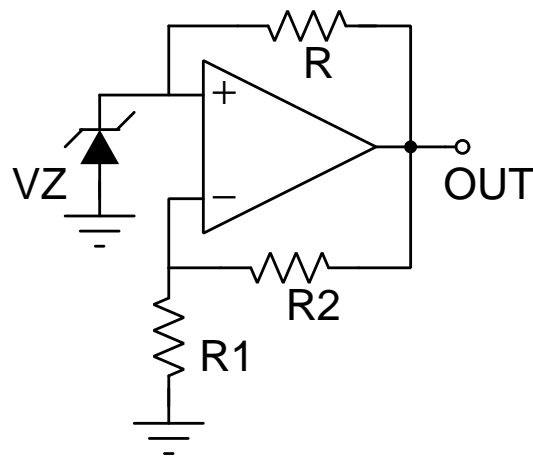


Figura 3.24: Estructura interna simplificada de la referencia de tensión REF102, de Texas Instruments.

Fig. 3.24 muestra una versión simplificada de la vieja referencia de tensión REF102³³, de Texas Instruments, que proporciona una salida de +10 V. Podemos ver que el diodo Zener está polarizado directamente por la salida de la referencia, disminuyendo de este modo el efecto de la tensión de alimentación en ella.

Estas referencias se caracterizan por tener un nivel de ruido muy bajo y una gran estabilidad. El problema es que, al necesitar una ruptura en torno a 6–8 V, tenemos que utilizar tensiones de alimentación iguales o superiores que ya no son habituales en los diseños electrónicos.

3.10 Puertas y elementos lógicos

Ya se han estudiado en otras asignaturas las puertas lógicas desde un punto de vista abstracto. Las entradas y salidas se van a medir con valores “ALTO”/“BAJO”, “1”/“0”. Los dispositivos pueden ser combinacionales (Puertas NOT, NOR, NAND, XOR, etc.), secuenciales (flip-flops, biestables, contadores, etc.), incluso dispositivos más complejos como microcontroladores, SoC, CPLD o FPGA.

Los dispositivos lógicos más complejos suelen construirse en tecnología CMOS, aunque aún siguen encontrándose con facilidad puertas en tecnología bipolar, generalmente TTL o similar, dada su robustez y facilidad de uso.

Es relevante indicar que estos dispositivos tienen amplio uso en instrumentación electrónica. Ocurre, sin embargo, que, en algunos casos, es importante conocer con exactitud los niveles de entrada y salida desde el punto de vista analógico. Por ejemplo, hay técnicas para medir la capacidad de condensadores en las que, tras hacer variar el ciclo de trabajo de una señal cuadrada y pasarla por un filtro pasa-baja, la tensión DC resultante será la que nos marque el valor de la capacidad incógnita. Sin embargo, todo esto fallará si el valor de la tensión de alimentación del dispositivo no se conoce con seguridad.

3.11 Conmutadores analógicos

No es nada extraño que la variable que se quiere medir sufra una variación considerable en todo el rango de medida que nos interesa, por lo que nos puede convenir cambiar a voluntad, de manera automática, el valor de la ganancia de un sistema. En otros casos, podemos buscar que el sistema se calibre solo, sin intervención humana, y que lo haga regularmente. Por ejemplo, haciendo que la entrada sea la de un patrón conocido, comparar lo medido con lo que se debería obtener, y realizar las correcciones necesarias por medio de software o técnica similar. En todos estos casos, queda claro que el circuito debe ser capaz de modificarse automáticamente entre distintas posibilidades. Esto se consigue mediante el uso de “**conmutadores analógicos**”, también conocidos como *analog switches*.

Un conmutador analógico puede definirse como una resistencia controlada por una señal lógica de tal modo que su valor puede variar de unos pocos ohmios a ser un abierto con cambiar el valor de una señal

³³<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref102.pdf>

lógica de control. Esto los hace bastante similares a las puertas de transmisión lógicas o los multiplexores, aunque hay una importante diferencia. En sistemas digitales, basta con que en un estado haya conducción y el otro no. Como los circuitos lógicos suelen tener una impedancia de entrada muy alta, no es necesario que la impedancia de la puerta en conducción sea muy baja. Basta con que sea lo suficientemente pequeña comparada con la del dispositivo final para que interprete correctamente el valor lógico.

Sin embargo, en instrumentación es necesario que la resistencia del conmutador en conducción sea realmente baja e invariable. Es decir, además de ser pequeña, su valor no debe cambiar apenas si las condiciones del circuito se alteran.

Hay que reseñar que existe un dispositivo electromecánico con un comportamiento similar al conmutador analógico llamado “relé”. La corriente proveniente de la señal de control genera un campo magnético que atrae hacia ella una bola de acero. Esta se ve frenada por una rendija demasiado estrecha y cortocircuita las dos partes separadas de esta. El mecanismo es similar al de los sensores REED que se verán en el Ap. 4.2.1. Son dispositivos lentos, ruidosos, con mucho consumo, de mucho volumen y con una duración limitada. Sin embargo, pueden trabajar a tensiones elevadas y sin pérdidas, lo que los hace interesantes en electrónica de potencia. Además, como en los amplificadores de aislamiento, permite una separación clara entre tierras lo que aumenta la seguridad del sistema si se corre el riesgo de descarga eléctrica.

3.11.1 Nomenclatura

En el mercado, pueden encontrarse muchos modelos de conmutadores analógicos. Varios fabricantes ofrecen una gran variedad de dispositivos para satisfacer los requerimientos del diseñador.

En general, salvo algunos modelos antiguos o destinados a ambientes extremos, se van a fabricar en tecnologías CMOS capaces de soportar tensiones elevadas, de unas decenas de voltios. Pueden venir en distintos encapsulados: DIP, SMD, SOIC, etc. Algunos otros detalles de interés acerca de la nomenclatura típica son los siguientes:

- **1×, 2×, 4×**: La inclusión de este dato indica cuantos conmutadores hay en cada dispositivo.
- **NO, NC**: *Normally Open, Normally Closed*. Indican si el conmutador está abierto (Resistencia infinita) o cerrado (Resistencia baja) si la tensión lógica aplicada es BAJA.
- **SPST, SPDT**: La primera abreviatura significa “*Single Pole - Single Through*”. En este caso, el conmutador tiene un terminal de entrada y solo uno de salida, y se puede modelar como una resistencia con dos valores posibles. Es, por tanto, similar a un interruptor clásico.

Por el contrario, SPDT equivale a “*Single Pole - Double Through*”. Hay un único terminal de entrada y la señal lógica permite elegir entre dos posibles salidas. Es equivalente, más o menos a un nudo de bifurcación de vías de tren en el que se puede elegir entre ir hacia un lado o hacia otro.

Así, un conmutador 2×NC/SPST se debe interpretar como un chip con dos conmutadores que, con entrada de control baja, se encuentran en estado de alta impedancia. El conmutador es simple y equivale a una resistencia. Fig. 3.25 muestra distintas posibilidades extraídas de la hoja de características del ADG411/ADG412/ADG413³⁴ y del ADG4536³⁵ para comprender cómo se deben interpretar textos escritos con este código.

3.11.2 Interés en instrumentación electrónica

Como se ha dicho anteriormente, su interés principal es que nos permiten cambiar la topología del circuito para adaptarlo a nuestro interés. Pongamos algunos ejemplos. En primer lugar, pensemos en el circuito de Fig. 3.26a. En él, se encuentra un amplificador de instrumentación cuya salida sería $V_{OUT} = G \cdot (V_+ - V_- + V_{OS})$. La tensión de *offset* es, en principio, desconocida. Para conocerla, un conmutador SPDT activado por la señal CTRL permite hacer $V_+ = V_- = 0$ y medir la tensión de *offset* en la salida. Como veremos más adelante, esto nos permitirá realizar una corrección del error.

³⁴https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG411_412_413.pdf

³⁵<https://www.analog.com/en/products/adg5436f.html>

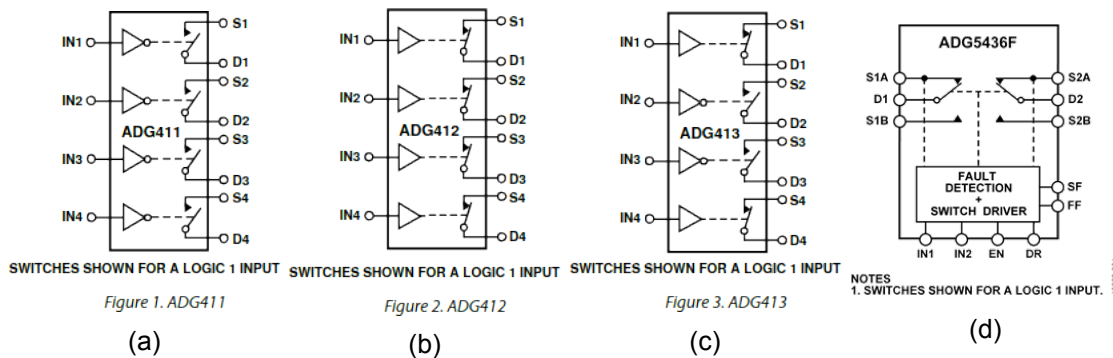


Figura 3.25: Ejemplos de la organización de diversos conmutadores analógicos. Modelos ADG411-413 (a)-(c) y ADG5436F (d).

En el segundo ejemplo (Fig. 3.26b), un conmutador 4×NC permite elegir la resistencia de realimentación del amplificador. Por ejemplo, cerrando el conmutador 4, la ganancia sería $1 + R_A/R_0$, si es el 3, $1 + R_3/R_1$. También se pueden activar varios simultáneamente para aumentar el número de valores de ganancia posibles.

El problema en esta configuración es que, en realidad, el conmutador tiene una resistencia equivalente de valor R_C . Aunque es muy pequeña (no más de 200 Ω en el peor de los casos, generalmente, mucho menos), se encuentra en serie con la resistencia. Así, en realidad, la ganancia del sistema sería $1 + (R_N + R_C)/R_0$. Por tanto, hay que tenerlas en cuenta a la hora de diseñar el sistema, bien usando en los cálculos la ganancia corregida, bien eligiendo un conmutador con la resistencia serie lo suficientemente pequeña como para que el error introducido esté dentro de las especificaciones del sistema.

3.11.3 Técnicas de construcción

Como se indicó anteriormente, los conmutadores se construyen en tecnología CMOS, de longitud de nodo elevada para soportar tensiones de varias decenas de voltio. En general, los conmutadores analógicos constan de tres partes (Fig. 3.27). Como se ve, el canal está formado por dos transistores MOS en paralelo, uno de canal N y otro de canal P. Se va a suponer que la tensión entre los dos extremos del canal es muy pequeña, ya que el conmutador no debería afectar al circuito. Por tanto, los transistores estarán bien en zona de corte si $V_C = -V_{EE}$ y $V_{C^*} = +V_{CC}$, y en zona lineal al contrario, con $V_C = +V_{CC}$ y $V_{C^*} = -V_{EE}$.

De acuerdo con el modelo cuadrático de un transistor NMOS, que es el más simplificado que existe, la corriente que circula por un transistor en zona lineal es:

$$I_{DS} \approx 2 \cdot \beta_N \cdot (V_G - V_S - V_{TH}) \cdot V_{DS}$$

siendo V_X las tensiones de los nudos característicos de un transistor, V_{TH} la tensión umbral y β_N un factor relacionado con las dimensiones de canal, del óxido de puerta, conductividad, etc. De esto se deduce que la resistencia equivalente del canal del transistor es:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{1}{2\beta_N \cdot (V_G - V_S - V_{THN})} \tag{3.25}$$

Análogamente, para el caso de los transistores PMOS, se puede deducir que su valor es:

$$R_{DS} = \frac{1}{2\beta_P \cdot (V_S - V_G - |V_{THP}|)} \tag{3.26}$$

En conducción va a ocurrir los siguiente:

- En el transistor NMOS, $V_G = +V_{CC}$ y, en el PMOS, $V_G = -V_{EE}$.
- Como la caída de tensión entre los drenadores y fuentes de canal son insignificantes si el dispositivo se emplea correctamente, podemos suponer que las tensiones de fuente de ambos transistores son la misma, identificando el V_S de Eqs. 3.25 y 3.26.

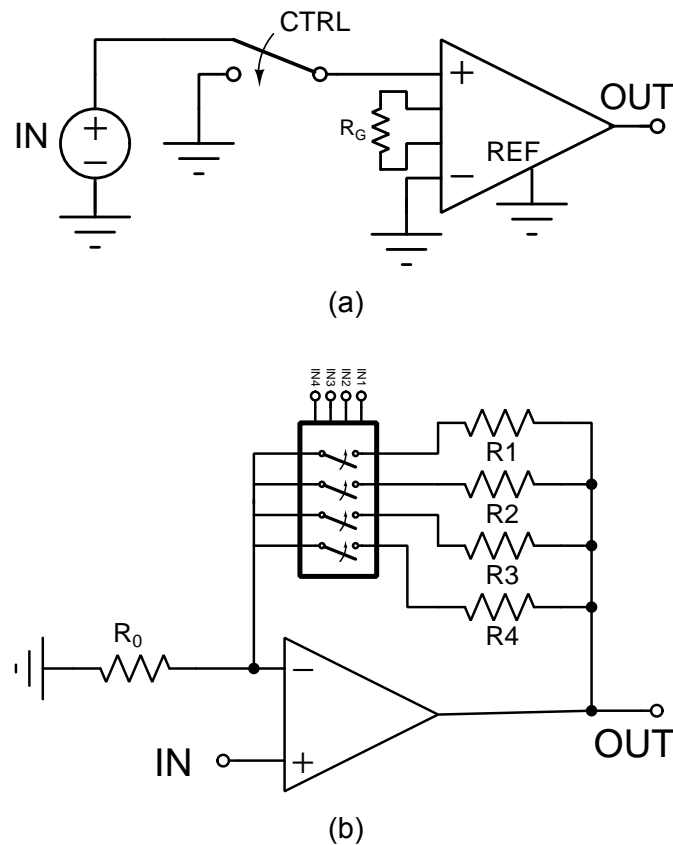


Figura 3.26: Posibles aplicaciones de los conmutadores analógicos: calibrar un amplificador (a) y cambiar la ganancia de un amplificador no inversor (b).

- Recordemos que, si $|V_{GS}| < |V_{TH}|$, la resistencia del transistor pasa a ser infinita.

No se ha indicado antes de manera explícita, pero está claro que existen resistencias parásitas en cada uno de los transistores. Fijémonos ahora en Fig. 3.28a, donde se han representado las resistencias equivalentes de los dos transistores y su valor en paralelo. Se aprecia que el valor es bastante estable, aunque tiene forma característica en M, pues depende de la tensión de drenador/fuente del conmutador. En Fig. 3.28b, se observa que existe dependencia de las tensiones de alimentación, ya que V_G es igual a ella.

Hay, sin embargo, un problema que no se ha tenido en cuenta. El efecto sustrato es un fenómeno que afecta a los transistores MOS, pues la tensión umbral depende de la tensión entre sustrato y fuente. Esto modifica las características del conmutador, aumentando la no linealidad y haciendo más acusada la forma en M.

Algunos conmutadores se diseñan asumiendo este problema y conectando directamente los sustratos a las tensiones de alimentación. Persistirá el defecto, pero hará el diseño más sencillo y, además, permitirá trabajar a tensiones de hasta ± 22 V. Estos conmutadores se llaman **de alta tensión**. En otros casos, lo que se hace es crear circuitería adicional para cambiar la tensión de sustrato del transistor NMOS según el estado del conmutador. En esta familia, llamada **de precisión**, el sustrato se conecta a $-V_{EE}$ si el conmutador está abierto, al sustrato si está cerrado.

3.11.4 No idealidades típicas de un conmutador analógico

En un conmutador analógico, que se modela como una resistencia no lineal, es crucial comprender cómo va a evolucionar este dependiendo de las circunstancias. Basta, sin embargo, con un modelado sencillo.

- **Resistencia media:** dadas las tensiones de alimentación a las que se polariza el dispositivo, la curva en M describe un máximo y un mínimo, siendo la resistencia media el valor resultante de sumarlos y dividir por dos.

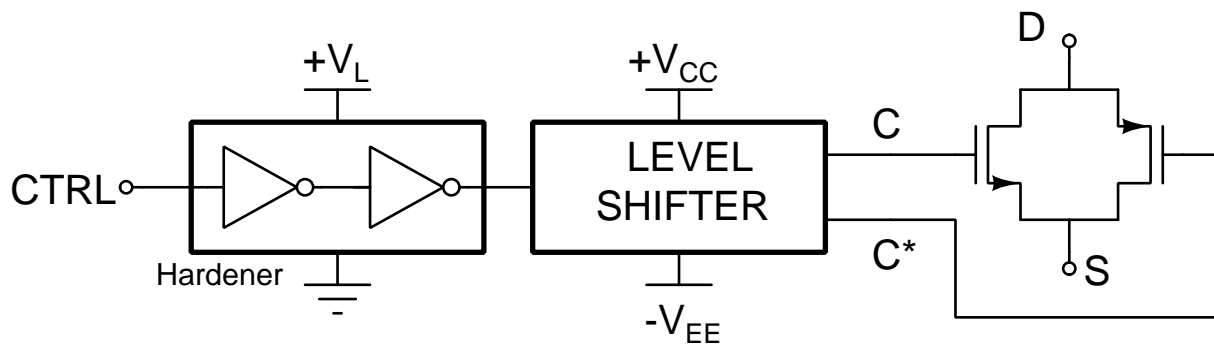


Figura 3.27: Estructura interna de un conmutador analógico. Un primer bloque, “hardener” o endurecedor, regenera la señal de control al nivel máximo eliminando incertidumbres. Se usarán uno o dos inversores según el conmutador sea NO o NC. El cambiador de nivel (“Level shifter”) adaptará los niveles de tensión de niveles lógicos a analógicos ($+V_L \rightarrow +V_{CC}$, $0 \rightarrow -V_{EE}$) y se usarán como tensión de puerta de los dos transistores MOS de carácter opuesto en paralelo. Se cumple que C y C* son complementarios y que S y D, drenador y fuente del conmutador, no tienen por qué coincidir con los de cada uno de los transistores.

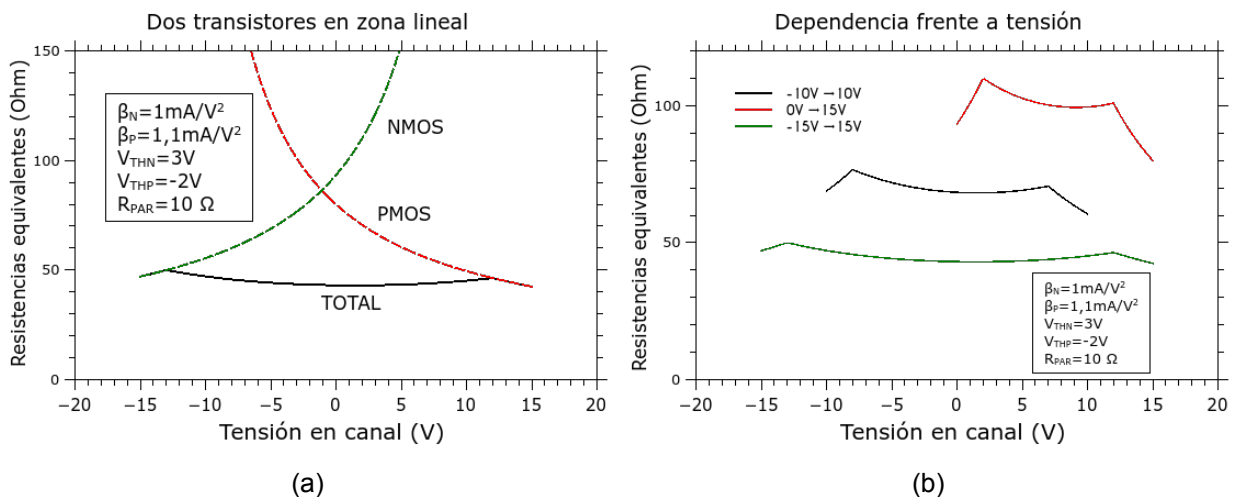


Figura 3.28: Simulación de la resistencia de un conmutador. En primer lugar, la combinación de los dos transistores permite obtener una curva casi plana (a), dependiente sin embargo de las tensiones de alimentación (b).

- **Flatness:** término que se puede traducir al castellano como “horizontalidad”. Equivale a la diferencia entre el máximo valor y el mínimo observable en una curva.

Fig. 3.29 ayuda a comprender tanto este término como el anterior. En general, hay que trabajar con el conmutador como si fuera una resistencia de valor nominal igual al medio y tolerancia igual a la horizontalidad.

- **Dependencia de las tensiones de alimentación:** este fenómeno se explicó en el apartado anterior. En general, el fabricante proporciona gráficas similares a Fig. 3.28b para cada modelo en particular. Hay que resaltar, por otra parte, que la tensión en cualquiera de los extremos del canal debe estar siempre entre los valores de las tensiones aplicadas. En caso de no hacerlo, se destruiría el dispositivo, aunque, en general, el fabricante suele introducir diodos protectores.
- **Corrientes de fuga:** en apertura, el canal no bloquea completamente el paso de corriente, ya que existen diversos mecanismos que provocan la fuga de corriente. Por ejemplo, la corriente parásita entre drenador/fuente al sustrato en los transistores. Como los transistores del canal suelen ser gigantesco para minimizar la caída óhmica, estas uniones tienen una superficie muy grande haciendo que alcancen valores del orden del nA. En cualquier caso, deben modelarse como fuentes de corriente.
- **Inyección de carga:** los transistores MOS conducen porque se produce una acumulación de carga en

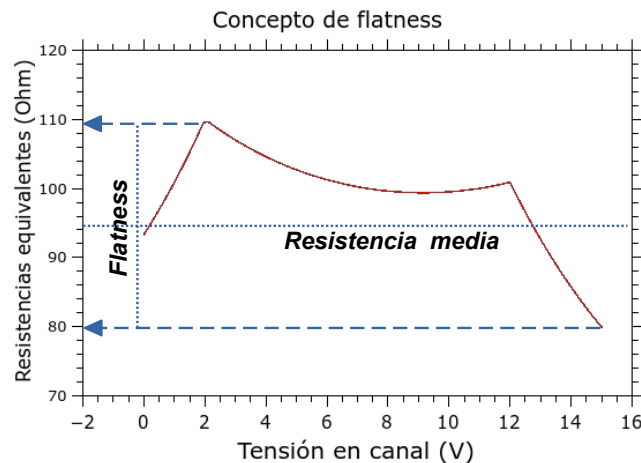


Figura 3.29: Concepto de valor medio y horizontalidad en la curva característica de un conmutador.

el canal. Cuando el canal se abre, estas cargas deben irse fuera del transistor. Esto provoca un pico de corriente inmediatamente posterior a la conmutación que puede provocar pequeños problemas de medida si los cargadores quedan atrapados en condensadores. Este fenómeno se explicará con más detalle en el tema correspondiente a los circuitos S/H.

- **Tiempos de apertura y cierre:** como en todo circuito digital, estos definen el tiempo que necesita el dispositivo para cambiar de estado.

Existen más parámetros pero, por simplicidad, se deja al lector/a que investigue por su cuenta si lo considera necesario.

3.12 ¿Qué nos depara el futuro?

3.12.1 Obsolescencia de modelos

Los primeros circuitos integrados aparecieron en los años 60 y han cubierto ya al menos dos generaciones humanas. En este tiempo, se han desarrollado tecnologías que parecían prometedoras, pero, por perderse la necesidad de uso o por la aparición de competidores mejor dotados, han acabado desapareciendo.

Hemos visto anteriormente el ejemplo de los amplificadores de aislamiento de tipo óptico, que ya no se usan desde hace mucho tiempo. Allá por el año 2000, cuando entré en mundo del diseño electrónico, el mercado de las referencias de tensión estaba dividido a partes iguales entre las de tipo *bandgap* y las de tipo Zener enterrado. A pesar de que estas últimas son más robustas y están limpias de ruido, no pudieron participar en la carrera hacia tensiones de alimentación más bajas debido a la limitación física de los diodos Zener. Esto ha hecho que su presencia en los diseños sea testimonial y que muchos modelos hayan desaparecido.

También hubo una época en la que se podían encontrar conmutadores en tecnología bipolar, pero su mayor consumo, dificultad de integración, etc. han hecho que desaparezcan, quedando restringidos a nichos muy específicos como el espacial³⁶.

Y puede ocurrir que un fabricante decida de manera unilateral eliminar algún componente de su catálogo, bien porque haya diseñado otro con las mismas funciones, pero más barato o funcional, bien porque haya renunciado a un encapsulado obsoleto.

Por ello, a la hora de elegir componentes para nuestro diseño y siempre y cuando se espere que es un sistema que va a estar produciéndose durante varios años, hay que fijarse bien en que el suministro de componentes va a estar garantizado durante este tiempo. El ciclo de vida típico de un componente electrónico presenta seis fases:

³⁶Por ejemplo, el modelo SW06: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/SW06.pdf>

1. **Introducción:** baja producción y coste elevado.
2. **Crecimiento:** mercado creciente con precio rebajado por frecuentes promociones.
3. **Madurez:** alto volumen de producción y precio estable.
4. **Decadencia:** menor demanda y producción.
5. **Previsión de cese:** el fabricante anuncia la fecha en que se parará la producción.
6. **Obsolescencia:** ya no se fabrican más dispositivos. Si se necesitan, hay que recurrir al remanente almacenado por el fabricante o distribuidores, utilizar modelos similares compatibles pin a pin o recurrir a otros fabricantes con licencia del diseñador inicial.

El fabricante suele indicar el estado agregando palabras clave a la hoja de características del modelo o a la página web. Estas palabras son:

- **Prototype:** representa que el modelo está en la fase 1.
- **Recommended for new designs:** fase 2.
- **In production:** fase 3.
- **Not Recommended for New Designs:** a veces se simboliza con NRND, se asocia a la fase 4.
- **Phased-out:** fase 5.
- **Obsolete / Discontinued:** nos encontramos entonces en la fase 6.

En general, este proceso necesita años para completarse excepto en el caso de que se produzcan crisis económicas, absorciones, etc. que conduzcan a la desaparición repentina de modelos.

No hay que olvidar tampoco posibles problemas diplomáticos. La mayor parte de las empresas de fabricación de componentes son de Estados Unidos de América excepto algunas europeas como ST, Philips, etc., chinas, coreanas o japonesas. Es posible que los países productores puedan lanzar un embargo a un determinado país (p.e., Irán o Corea del Norte en 2020) o declarar los componentes estratégicos y limitar su exportación. Y, en 2021, la crisis de suministro interrumpió la fabricación de muchos dispositivos al no haber suficiente oferta para satisfacer la demanda.

3.12.2 Dispositivos de futuro

No es fácil jugar a ser adivinos y hay muchas posibilidades de fallar. Sin embargo, si hubiera que apostar por algo, a fecha de hoy lo haría por los “*System-on-Chip (SoC)*”, que son dispositivos que integran en un único chip gran variedad de componentes. En particular, son de especial interés para la instrumentación electrónica aquellos que integran dispositivos analógicos y digitales. Un interesante ejemplo es el grupo de familias PSoC de Cypress Semiconductors³⁷, que integran dentro de un chip un microcontrolador ARM, pero también amplificadores operacionales, comparadores, conversores, etc., simplificando enormemente el diseño. Las redes resistivas se realizan con circuitos de capacidades conmutadas, que se verán en Sec. 7.2, por medio de un software específico ejecutado en un ordenador personal, y que se vuelca al dispositivo para su futuro uso.

Menos populares, pero también muy interesantes, son las “*Field-Programmable Analog Arrays*”, o FPAA. Son las equivalentes analógicas de la FPGA y permiten diseñar circuitos analógicos completos en un ordenador y volcarlos en el dispositivo. Pondremos como ejemplo las fabricadas por Anadigm³⁸.

Es evidente, por otro lado, que no se perderá el uso de los dispositivos que se han explicado en secciones anteriores. Sin embargo, la tendencia actual nos lleva hacia la miniaturización de componentes, disminución del consumo de potencia y menores tensiones de alimentación.

³⁷ Puede consultar, por ejemplo, los datos de la familia PSoC4 <https://www.cypress.com/products/32-bit-arm-cortex-m0-psoc-4>.

³⁸ <https://www.anadigm.com/fpaa.asp>

Tema 4

Sensores Resistivos

Empezamos a estudiar ahora el primer tipo de sensores, en los que una variable física afecta al valor de una resistencia. Por tanto, medir esta resistencia permite conocer el valor de la variable desconocida tras realizar el conveniente procesamiento de la señal.

4.1 Técnicas de acondicionamiento de la señal

En general, se va a buscar que la salida del bloque acondicionador sirva como entrada de un convertidor A/D combinado con un microcontrolador. La señal de entrada de un convertidor A/D es una tensión entre dos valores de referencia, por lo que el bloque acondicionador de la señal tendrá que ser preparado para convertir la resistencia en tensión. Debe quedar claro que esta es la práctica más habitual, pero no la única posible, como se verá en la sección 4.1.5.

4.1.1 Conversión de resistencia a tensión

En general, se pueden seguir dos estrategias simples para transformar una resistencia en una tensión: **excitación por fuente de corriente** y **creación de puente resistivo**.

Pero, antes de nada, conozcamos cómo se comporta un sensor resistivo y cómo se describe su comportamiento. Para ello, supondremos que el sensor resistivo depende de una variable física, x , siguiendo una ecuación no lineal que puede desarrollarse en torno a un valor x_0 como una serie de Taylor:

$$R_S(x) = R_{S0} \cdot \left(1 + \alpha_1 \cdot (x - x_0) + \alpha_2 \cdot (x - x_0)^2 + \dots \right) = R_{S0} + \alpha_1 \cdot R_{S0} \cdot \Delta x + \alpha_2 \cdot R_{S0} \cdot (\Delta x)^2 + \dots \quad (4.1)$$

siendo:

$$R_{S0} = R_S(x_0) \quad \alpha_1 = \left. \frac{\partial R_S}{\partial x} \right|_{x=x_0} \quad \alpha_2 = \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 R_S}{\partial x^2} \right|_{x=x_0} \quad \dots \quad \alpha_n = \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n R_S}{\partial x^n} \right|_{x=x_0} \quad (4.2)$$

Lo habitual es quedarse con el término constante, el lineal y algún elemento de orden superior, en general el cuadrático, para describir las no linealidades observadas.

La **excitación por fuente de corriente** consiste en crear una fuente de corriente, de valor estable y conocido, que entra en una resistencia creando así una diferencia de tensión medible. Fig. 4.1 muestra dos de las opciones posibles. En ambos casos, la caída de tensión en la resistencia es $V_{OUT} = R_S \cdot I_Q$, pero, en el primero, la tensión objetivo está referida a tierra y, en el segundo, es flotante. Así, en el primer caso se podrá realizar la medida con una red basada en el amplificador operacional, o incluso directamente con un simple convertidor A/D. En el segundo, es necesario recurrir a un amplificador diferencial o de instrumentación.

En ambos casos, el valor de la caída de tensión en la resistencia se calcula multiplicando el valor de la resistencia por la corriente de referencia:

$$V_{OUT}(x) = I_{REF} \cdot R_S(x) \approx I_{REF} \cdot R_{S0} + \alpha_1 \cdot I_{REF} \cdot R_{S0} \cdot \Delta x + \alpha_2 \cdot I_{REF} \cdot R_{S0} \cdot (\Delta x)^2 \quad (4.3)$$

Esta red tiene varias características que deben conocerse:

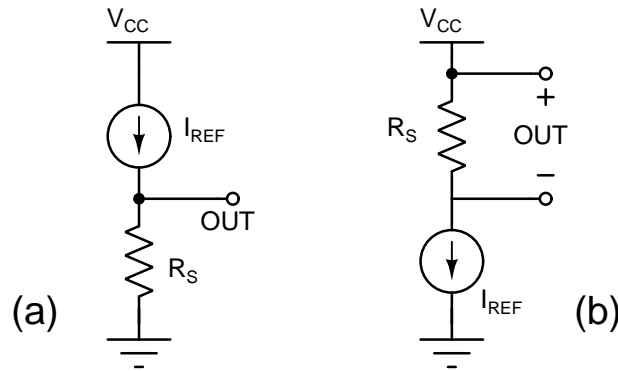


Figura 4.1: Opciones de polarización de un sensor resistivo con una fuente de corriente.

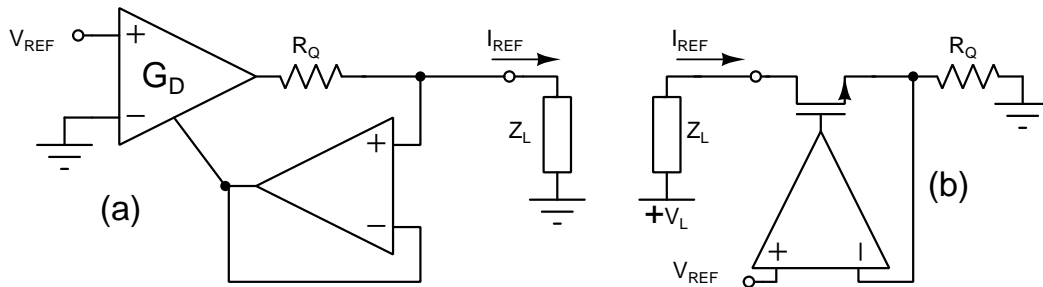


Figura 4.2: Ejemplos prácticos de fuentes de corriente: Inyección de corriente en carga (a) o drenado (b). En el primer caso, la corriente de salida es $I_{REF} = G_D \cdot V_{REF} / R_Q$ y, en el segundo, V_{REF} / R_Q .

- No altera la linealidad del sensor, ya que la tensión se obtiene multiplicando la resistencia por una constante. Así, si el sensor es totalmente lineal ($\alpha_2 = 0$), la salida lo sigue siendo. Si, por el contrario, era no lineal, no se corrige este problema.
- La sensibilidad de esta red es fácilmente calculable, $\alpha_1 \cdot I_{REF} \cdot R_{S0}$.
- Aparece un *offset* intrínseco a la medida, calculable como:

$$V_{OUT}(0) = R_{S0} \cdot I_{REF}. \tag{4.4}$$

Este valor de tensión también se amplifica en el bloque acondicionador, de tal modo que se introduce una limitación de la ganancia máxima de este, G , ya que $G \cdot R_{S0} \cdot I_{REF}$ no puede exceder las tensiones de alimentación.

- La construcción de las fuentes de corriente es relativamente compleja. Dos ejemplos se muestran en Fig. 4.2. En ambos casos, V_{REF} proviene de una referencia de tensión.

La segunda estrategia de polarización es la del **punto resistivo**. Esta es la solución más sencilla, pues solo requiere una referencia de tensión y una resistencia patrón conocida. Se muestran dos posibilidades en Fig. 4.3. En la primera estructura, la tensión de salida de la red, V_{OUT} , es:

$$V_{OUT} = \frac{R_S}{R_S + R_0} \cdot V_{REF} \tag{4.5}$$

para el circuito de Fig. 4.3a y, para la segunda versión:

$$V_{OUT} = V_{REF} - \frac{R_S}{R_S + R_0} \cdot V_{REF} = \frac{R_0}{R_S + R_0} \cdot V_{REF} \tag{4.6}$$

Es estrictamente necesario que la tensión de referencia y la resistencia de apoyo sean conocidas con precisión. La primera debe provenir de una referencia específica, y no de un regulador de tensión lineal. La segunda debe ser de una tolerancia muy pequeña.

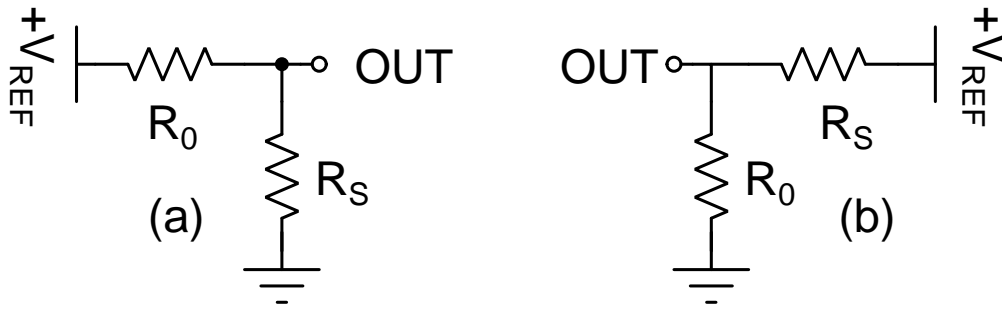


Figura 4.3: Configuraciones de puentes resistivos para medida de sensores. El sensor, R_S , puede estar en la parte inferior (a) o en la superior (b). La resistencia de referencia, R_0 , es conocida por el diseñador.

La gran ventaja de estos circuitos es su **simplicidad**. Sin embargo, tienen **dos problemas importantes**. En primer lugar, y a semejanza de la técnica basada en corriente, la salida presenta un valor distinto de cero si la variable física es nula. Así, combinando Eqs. 4.1 y 4.6 obtendríamos la ecuación:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} = \frac{R_0}{R_0 + R_{S0} + \alpha_1 \cdot R_{S0} \cdot \Delta x + \alpha_2 \cdot R_{S0} \cdot (\Delta x)^2 + \dots} \quad (4.7)$$

Si $\Delta x = 0$, esta ecuación se convierte en:

$$V_{OUT} = \frac{R_0}{R_0 + R_{S0}} \cdot V_{REF} \quad (4.8)$$

Algo similar se puede encontrar para la expresión de la red alternativa. Como en el caso anterior, esta componente limita la ganancia máxima del bloque amplificador. Otra característica que se ve afectada es la linealidad/no linealidad del sensor. Es bien sabido que, si $|x| \ll 1$, $(1+x)^{-1} \approx 1 - x + x^2 - x^3 + \dots$, Eq. 4.7 se puede reescribir como:

$$V_{OUT} = \frac{R_0 \cdot V_{REF}}{R_0 + R_{S0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\alpha_1 R_{S0}}{R_0 + R_{S0}} \cdot \Delta x + \frac{\alpha_2 R_{S0}}{R_0 + R_{S0}} \cdot (\Delta x)^2 + \dots} \quad (4.9)$$

y desarrollarse como:

$$V_{OUT} \approx \frac{R_0 \cdot V_{REF}}{R_0 + R_{S0}} - \frac{\alpha_1 \cdot R_0 \cdot V_{REF}}{(R_0 + R_{S0})^2} \cdot \Delta x + \frac{R_0 \cdot V_{REF} \cdot (\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2)}{(R_0 + R_{S0})^3} \cdot (\Delta x)^2 + \dots \quad (4.10)$$

El primer término de esta ecuación es el **offset intrínseco**, visto en Eq. 4.8. El segundo término, dependiente de Δx , determina la sensibilidad del circuito:

$$S_x^{OUT} = -\frac{\alpha_1 \cdot R_0 \cdot V_{REF}}{(R_0 + R_{S0})^2} \quad (4.11)$$

El mismo término, cambiado de signo, aparece al estudiar Fig. 4.3a. Se advierte que crece con la tensión de referencia y que depende de los valores de las resistencias. El término cuadrático se convierte en:

$$\frac{R_0 \cdot V_{REF} \cdot (\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2)}{(R_0 + R_{S0})^3} \cdot (\Delta x)^2 \quad (4.12)$$

El término original, α_2 , ha cambiado radicalmente. Esto significa que, aunque el sensor se perfectamente lineal, con $\alpha_2 = 0$, la nueva configuración ya no lo será. Esto no ocurría al utilizar la fuente de corriente. Sin embargo, puede darse el caso contrario: que **la componente cuadrática se cancele**, haciendo que la salida sea muy lineal a pesar de que el sensor no lo sea.

La siguiente elección que debemos afrontar es elegir adecuadamente el valor de R_0 . Hay, en general, dos técnicas posibles para escogerlo, aunque es posible que no sea construible con resistencias discretas, por lo que habría que buscar un compromiso entre proximidad al valor ideal y simplicidad.

En la primera estrategia se buscará el **máximo fondo de escala**. Para ello, se elegirá $R_0 = R_{S0}$ con lo que Eq. 4.10 se transformará en:

$$V_{OUT} \approx \frac{1}{2} \cdot V_{REF} - \frac{1}{4} \cdot \frac{\alpha_1 V_{REF}}{R_0} \cdot \Delta x + \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{REF} \cdot (2 \cdot R_0 \cdot \alpha_2 - \alpha_1^2)}{R_0^2} \cdot (\Delta x)^2 + \dots \quad (4.13)$$

Con esta elección, la tensión de salida está exactamente en el punto medio para $\Delta x = 0$, de tal modo que es más difícil que un valor extremo de la variable acabe saturando la salida del sistema. El segundo término es la sensibilidad de la red.

La segunda estrategia busca **eliminar la no linealidad de los sensores**. El término cuadrático de Eq. 4.10, que estima la influencia de la componente no lineal de la función de salida, tiene en su interior la expresión $\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2$. Si elegimos el valor adecuado de R_0 , podríamos anularla y así eliminar la componente cuadrática. Dejaríamos entonces únicamente los términos lineales y de los cúbicos en adelante. Esto se consigue si:

$$\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2 = 0 \quad \Rightarrow \quad R_0 = \frac{\alpha_1^2}{\alpha_2} - R_{S0} \quad (4.14)$$

Con este valor, transformaríamos Eq. 4.10 en:

$$V_{OUT} = \frac{\alpha_2 \cdot R_{S0}}{\alpha_1^2} \cdot V_{REF} + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot \left(1 - \frac{\alpha_2 \cdot R_{S0}}{\alpha_1^2}\right) \cdot V_{REF} \cdot \Delta x + O(x^3) \quad (4.15)$$

Esta técnica es aplicable solo si se cumplen diversas condiciones:

- $\alpha_2 > 0$: en caso contrario, el factor α_1^2/α_2 sería negativo y nos conduciría a un valor negativo de R_0 , totalmente absurdo. El valor α_1^2 es una potencia par de un número real y es positivo siempre.
- $\alpha_1^2/\alpha_2 > R_{S0}$: si esta condición no se diera, obtendríamos un valor de resistencia negativo. Vuelve a ser absurdo.
- $\frac{\alpha_2 \cdot R_{S0}}{\alpha_1^2} \sim \frac{1}{2}$: esta no es una condición necesaria, pero sí bastante recomendable para alejar el punto medio de la zona de saturación de la red y aumentar así la salida a fondo de escala.

¿Qué ocurre si no podemos linealizar el sensor? Nada, ya que siempre se puede realizar el procesado de datos adecuado en el microcontrolador donde acabe llegando la señal. Si en este dispositivo hemos grabado la ecuación característica del sensor, podremos resolverla utilizando algoritmos matemáticos sencillos. En todo caso, una elección adecuada de R_0 favorece una determinación mejor del valor de R_S y, por ende, de Δx .

Finalmente, hay tener en cuenta la posibilidad de que **el sensor resistivo solo tenga un par de posibles valores**, R_1 y R_2 . Al tener dos opciones, la tensión de salida solo mostrará dos posible valores de tensión, que se pueden vincular con niveles lógicos. Esto implica que no es necesario utilizar una tensión de referencia estable, sino la tensión de alimentación lógica (V_L), y que la resistencia de apoyo sea más bien *pull-up* o *pull-down*. Para elegir el valor de esta resistencia, hay que fijarse en cómo se definen los niveles lógicos. Así, si el “0” se define como cualquier tensión por debajo de V_{OL} y el “1” como cualquier tensión por encima de V_{OH} , es necesario que:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot V_L < V_{OL} \quad \frac{R_2}{R_2 + R_0} \cdot V_L > V_{OH}$$

donde R_0 es la resistencia de apoyo, colocada debajo del sensor resistivo como se indica en Fig. 4.3a. Se ha supuesto $R_1 < R_2$). De estas condiciones se deduce que:

$$R_1 \cdot \left(\frac{V_L}{V_{OL}} - 1\right) < R_0 < R_2 \cdot \left(\frac{V_L}{V_{OH}} - 1\right) \quad (4.16)$$

De no ser posible encontrar una resistencia que cumpla con estos requerimientos, siempre se puede escoger una entre ambos valores, de tal manera que se obtengan dos posibles valores de salida, V_{O1} y V_{O2} .

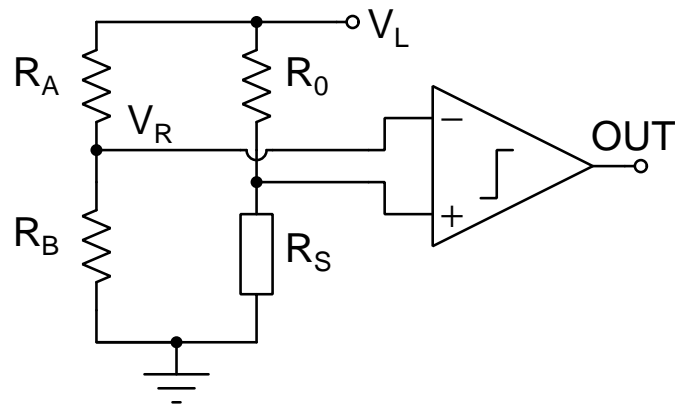


Figura 4.4: Sensor todo/nada con comparador y puente resistivo.

Se puede usar un comparador con una tensión de referencia entre ambos términos para saber si el valor del sensor es uno u otro. Esto se puede conseguir con otro puente resistivo, como se propone en Fig. 4.4. Para que esta estructura funcione, se necesita que:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_0} < \frac{R_B}{R_A + R_B} < \frac{R_2}{R_1 + R_0}$$

En el fondo, y como veremos más adelante, estamos construyendo un puente de Wheatstone similar al de Fig. 4.7a, aunque la tensión V_{BA} se va a determinar con un comparador, y no con un amplificador de instrumentación, como es habitual.

Esta técnica de medida es útil con conmutadores mecánicos, LDR, PTC, etc., de los que estudiaremos unos cuantos en secciones posteriores.

4.1.2 Influencia de la temperatura

4.1.2.1 Efectos de la red de polarización

Elijamos el método que elijamos, siempre es necesario polarizar el sensor resistivo dentro de un circuito, lo que conlleva consumo y calentamiento. Puede aplicarse la ley de Joule para calcular la potencia disipada en el sensor. Así, por ejemplo, en los circuitos de Fig. 4.3, la potencia disipada es

$$W = R_S \cdot I_{REF}^2$$

y, para cualquiera de los puentes resistivos:

$$W = R_S \cdot \frac{V_{REF}^2}{(R_0 + R_S)^2}$$

La disipación de potencia provoca un leve aumento de la temperatura del sensor que puede falsear la medida, ya que la resistencia eléctrica de todos los materiales cambia con esta, creciendo en las resistencias de tipo metálico, bajando en las de tipo semiconductor.

Para compensar este efecto, hay dos opciones. En primer lugar, puede **bajarse el valor de I_{REF} o V_{REF}** , ya que la potencia disipada depende del cuadrado de estos parámetros. Sin embargo, tomar esta decisión implica disminuir la sensibilidad del sensor, como se deduce de Eqs. 4.3 y 4.11.

Otra alternativa consiste en realizar **una corrección por software** del valor de la resistencia. Los fabricantes de los sensores resistivos y, en general, de cualquier componente electrónico proporcionan un parámetro llamado “resistencia térmica”, R_θ , medida en $^\circ\text{C}/\text{W}$, que nos permite estimar el incremento de temperatura que se ha producido¹. En honor a la verdad, todo dispositivo tiene varios valores de R_θ que dependen de que el dispositivo esté al aire, acostado en la placa, etc., aunque siempre es factible utilizar un valor aproximado.

¹¡Importante! No es una resistencia eléctrica, y es demasiado común que el alumno confunda conceptos.

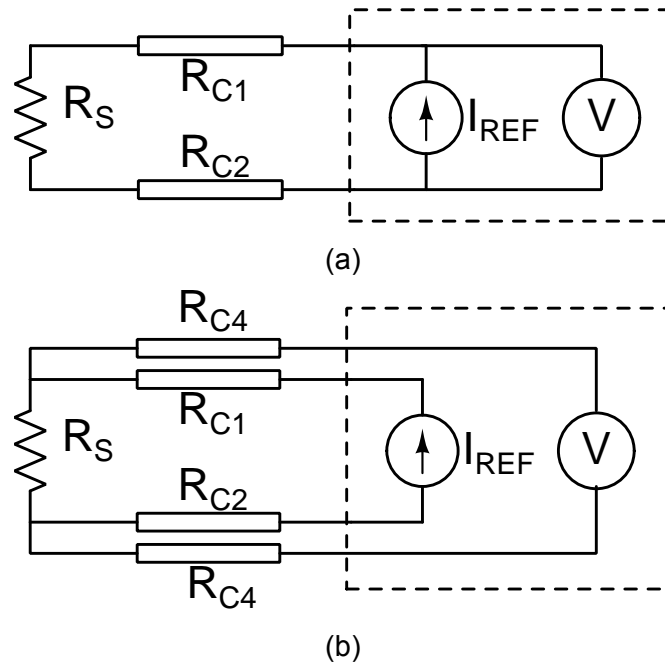


Figura 4.5: Técnica de medida a dos hilos (a) y a cuatro hilos (b).

La temperatura real del sensor es $T_{SNS} = T_{AMB} + R_{\theta} \cdot W$, siendo T_{AMB} la temperatura ambiental. Con este dato, se pueden hacer las correcciones necesarias. Este hecho es particularmente importante en el caso de los sensores de temperatura. La temperatura que midan no será la ambiental, sino la suya propia, que debe corregirse con la expresión

$$T_{AMB} = T_{SNS} - R_{\theta} \cdot W$$

$R_{\theta} \cdot W$ debe ser menor que la incertidumbre exigida en las especificaciones de diseño. Por cierto, recuerde que ya se ha introducido este concepto en Sec. 3.9.2.

4.1.2.2 Falseamiento del valor medido

Algunos sensores, como las galgas extensométricas, pueden sufrir oscilaciones térmicas tan acusadas que inducen cambios en la resistencia del mismo orden que el parámetro que se intenta medir. Por tanto, antes de extraer el valor del parámetro físico, hay que medir la temperatura ambiental con un sensor específico y corregir el valor medido de la resistencia.

Para ello, hay que utilizar el *coeficiente térmico del sensor*. Llamando a este K_T , puede demostrarse que el valor de la resistencia en el sensor es:

$$R_S(\Delta x, T) \approx R_{S0} \cdot (1 + S \cdot \Delta x + K_T \cdot (T - T_0)) \tag{4.17}$$

siendo Δx el parámetro físico medido y T_0 la temperatura de referencia, indicada por el fabricante.

4.1.3 El problema del cableado

En algunos casos, el sensor se encuentra a una distancia considerable del sistema de medida, de tal modo que no podemos considerar nula la resistencia de los cables. Supongamos que hemos construido un sistema acondicionador de señal con una fuente de corriente y un bloque de medida de la tensión. La resistencia está lejos y hay que lanzar dos cables para llevar la fuente de corriente hasta la resistencia y devolverla al sistema (Fig. 4.5).

Ahora, el problema es saber dónde conectar el sistema de medida. La primera solución es conectarlo directamente a los terminales de salida de la fuente de corriente, como se muestra en Fig. 4.5a. Esta técnica se llama “*medida a dos hilos*” y es la más simple de realizar. El problema es que no estamos midiendo en

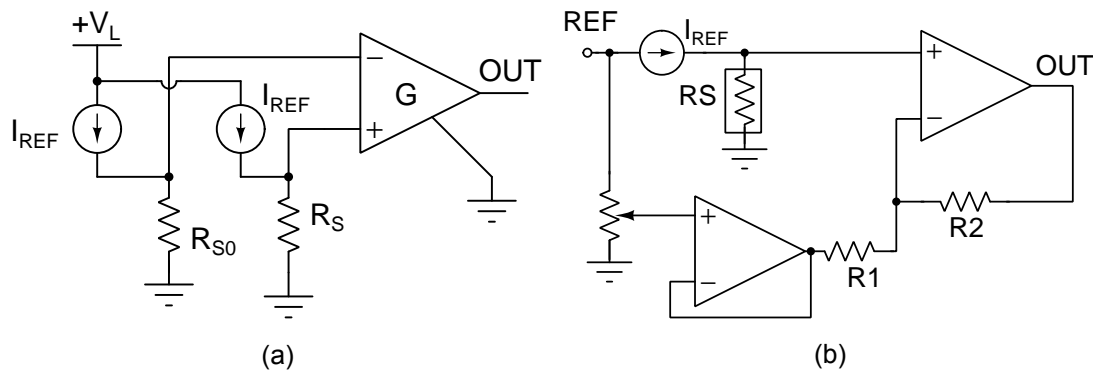


Figura 4.6: Eliminación del *offset* intrínseco en sensor resistivo polarizado por fuente de corriente: fuente gemela (a) y ajuste por referencia (b).

realidad la caída de tensión en R_S , sino en el equivalente serie de $R_S + R_{C1} + R_{C2}$. Esta técnica es apropiada única y exclusivamente si $R_S \gg R_{C1} + R_{C2}$, ya que, si no, se estaría introduciendo una imprecisión muy grande en la medida.

En caso de que esta condición, no se cumpla, hay que recurrir a la “*medida a cuatro hilos*” (Fig. 4.5b), adelantada en la sección 2.2. En este caso en particular, se agrega un nuevo par de cables que van directamente del sistema de medida hasta el sensor. Esta técnica es mucho más precisa aunque, como está claro, requiere más material para construirlo.

4.1.4 Ajuste de cero

Como se vio en el Tema 1, el bloque acondicionador de la señal debe ajustarse a cero, es decir, con variable física nula, la señal eléctrica también debe serlo o, al menos, igual al valor de referencia que hayamos escogido. Las fuentes de error son, en general, dos:

- **Offset intrínseco a la medida:** ya hemos visto en ejemplos anteriores que, cuando $\Delta x = 0$, $V_{OUT} \neq 0$. Los valores posibles se muestran en Eqs. 4.4 y 4.8. Este valor debe eliminarse para poder aumentar la ganancia del bloque acondicionador sin alcanzar la saturación.
- **Offset asociado a dispositivos no ideales:** los elementos que constituyen el bloque acondicionador, como amplificadores operacionales, de instrumentación, etc. presentan tensiones de *offset* de entrada o corrientes de polarización que acaban conduciendo a un error no nulo en la salida, incluso tras haber eliminado el *offset* intrínseco.

Veremos ahora diversas técnicas para eliminar ambas fuentes de error.

4.1.4.1 Offset intrínseco a la medida

La técnica más utilizada para eliminar este error consiste en duplicar el sistema de medida, usando uno para el sensor y otro para una resistencia patrón, y medir la diferencia de tensión entre ambos sistemas con un amplificador de instrumentación.

Fig. 4.6a muestra cómo se debería aplicar esta estrategia en el caso de polarizar el sensor con una fuente de corriente. Se elige una resistencia de valor R_{S0} polarizada con una fuente gemela y se mide la diferencia de tensión entre ambos nudos con un amplificador de instrumentación. La salida de este es:

$$V_{OUT} = G \cdot I_{REF} (R_S - R_{S0}) = G \cdot I_{REF} \cdot R_{S0} \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \Delta x + \dots - 1) \approx G \cdot I_{REF} \cdot R_{S0} \cdot \alpha_1 \cdot \Delta x$$

Como vemos, la salida es ahora proporcional a la variable buscada. Si esta excediera del valor admitido por el conversor A/D, se puede desplazar con el terminal de referencia del amplificador de instrumentación o bien ajustando R_{S0} .

Otra opción para ajustar el *offset* intrínseco con una fuente de corriente podría ser la propuesta en Fig. 4.6b, en la que se reemplaza el conjunto $I_{REF} + R_S$ por una referencia ajustada con un potenciómetro. Cualquier opción es aceptable, y hay más posibilidades perfectamente utilizables.

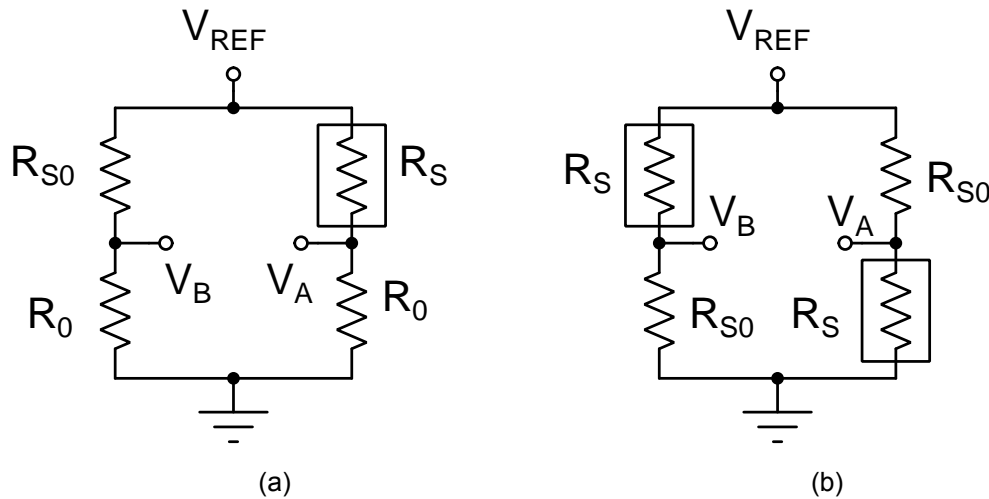


Figura 4.7: Puente de Wheatstone simple (a) y con dos sensores similares (b).

En el caso del puente resistivo, se recurre a agregar un puente gemelo donde se ha reemplazado R_S por R_{S0} , y nos aparece una figura sobradamente conocida: **el Puente de Wheatstone**. Este se muestra en Fig. 4.7a. La rama izquierda del puente está formada por resistencias discretas que proporcionan una tensión V_B igual a V_A con $\Delta x = 0$. Por tanto, la tensión V_{BA} , que puede medirse con un amplificador de instrumentación, carece de *offset* intrínseco. Así, a partir de Eq. 4.10, se deduce que:

$$V_{AB} \approx \frac{\alpha_1 \cdot R_0 \cdot V_{REF}}{(R_0 + R_{S0})^2} \cdot \Delta x - \frac{R_0 \cdot V_{REF} \cdot (\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2)}{(R_0 + R_{S0})^3} \cdot (\Delta x)^2 + \dots \quad (4.18)$$

Hay que fijarse en que el signo se ha invertido, ya que se ha decidido medir V_{BA} y no V_{AB} . Para elegir el valor de R_0 , se puede recurrir a cualquiera de las estrategias de las dos posibilidades descritas anteriormente: maximización del fondo de escala o minimizar la no linealidad.

Una variación del puente de Wheatstone se muestra en Fig. 4.7b. En el puente, **las ramas se han dispuesto de manera antisimétrica**: en una rama, el sensor está en la parte superior y, en la otra, en la inferior. Si R_S crece, V_A también lo hace, pero V_B cae. Por tanto, para una misma excitación Δx , el incremento de V_{AB} se dobla respecto al de Fig. 4.7a, y con él la sensibilidad de la red. Eq. 4.18 se convierte en:

$$V_{AB} \approx \frac{2 \cdot \alpha_1 \cdot R_0 \cdot V_{REF}}{(R_0 + R_{S0})^2} \cdot \Delta x - \frac{2 \cdot R_0 \cdot V_{REF} \cdot (\alpha_2 \cdot (R_{S0} + R_0) - \alpha_1^2)}{(R_0 + R_{S0})^3} \cdot (\Delta x)^2 + \dots \quad (4.19)$$

Por motivos prácticos, es necesario que $R_0 = R_{S0}$ para que $V_{AB} = 0$ con $\Delta x = 0$. En algunos casos, la solución es **utilizar cuatro sensores resistivos exactamente iguales** para crear este puente de los que solo dos, en posiciones opuestas, estarán sometidos a la variable física que se quiere medir.

Otra de las grandes ventajas de la configuración en Puente de Wheatstone es que permite resolver el problema de la resistencia no nula de los cables mediante **la configuración a tres hilos**. Esta se muestra en Fig. 4.8, donde se ha supuesto que el sensor está alejado y que se conecta a las otras resistencias por medio de dos cables, R_C . Un tercer cable es necesario para medir la tensión en el terminal superior del sensor, V_A , a la derecha de la figura. La otra tensión, V_B , se encuentra en el propio puente. Si el sensor estuviera junto al resto de resistencias, la tensión V_A vendría determinada por Eq. 4.5, si bien hay que tener en cuenta la presencia de los cables. La nueva tensión, V_A , sería:

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{(R_S + R_C)}{(R_S + R_C) + (R + R_C)} \cdot V_{REF} = \frac{R_S + R_C}{R_S + R + 2 \cdot R_C} \cdot V_{REF} = \\ &= \frac{R_S}{R_S + R} \cdot \frac{1 + R_C/R_S}{1 + 2 \cdot R_C/(R_S + R)} \cdot V_{REF} \end{aligned}$$

Si se diera el caso de que R_C es mucho más pequeña que la resistencia del sensor, podemos hacer la aproximación $(1 + x)^{-1} \approx 1 - x$, y la ecuación anterior se convierte en:

$$V_A \approx \frac{R_S}{R_S + R} \cdot V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_S}\right) \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot R_C}{R_S + R}\right) = \frac{R_S}{R_S + R} \cdot V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_S} - \frac{2 \cdot R_C}{R_S + R} - \frac{2 \cdot R_C^2}{(R_S + R) \cdot R}\right)$$

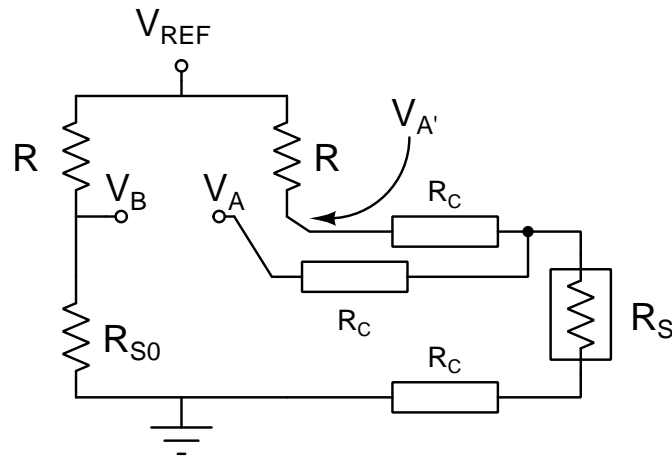


Figura 4.8: Configuración a tres hilos del Puente de Wheatstone. Los cables se encuentran representados como R_C .

Si suponemos finalmente que $R_S \approx R$, la ecuación anterior se acaba convirtiendo en:

$$\frac{R_S}{R_S + R} \cdot V_{REF} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot R_C^2}{(R_S + R) \cdot R} \right)$$

Donde la corrección sobre el valor verdadero apenas se ha reducido un factor $2 \cdot R_C^2 / (R_S + R) \cdot R$, prácticamente despreciable. De haber medido directamente en la resistencia patrón ($V_{A'}$), puede demostrarse que la corrección es del orden de R_C / R_S . Si, por ejemplo, $R_C = 0,01 \cdot R_S$, se cometería un error del 1 %, pero de apenas el 0,1 ‰ usando la configuración a tres hilos.

4.1.4.2 Eliminación del *offset* del sistema

La siguiente fuente de error que veremos será la provocada por la no idealidad de los componentes electrónicos de medida. En particular, el *offset* de entrada de los amplificadores, caídas de tensión en resistencia provocado por las corrientes de polarización, etc.

Muchos amplificadores operacionales disponen de **terminales a los que conectar un potenciómetro** y realizar la calibración. Sin embargo, esta estrategia no debe utilizarse de manera habitual salvo para prototipos. Este proceso es costoso en tiempo y dinero y, además, no garantiza la eliminación completa de la tensión de *offset*, ya que, tras el ajuste, puede variar al cambiar las tensiones de alimentación o temperatura, envejecer, etc. Por tanto, hay que recurrir a técnicas de calibración automática, que se realizan de manera distinta si el sistema tiene memoria digital o no.

Asimismo, veremos una técnica muy popular, llamada *chopper*, que permite cancelar los errores del sistema sin necesidad de medirlos.

4.1.4.2.1 Autocalibración de *offset* en sistemas con memoria digital En este caso, se hace uso de conmutadores analógicos para cambiar la configuración del circuito y, a partir de varias tomas, determinar el valor de la entrada eliminando la contribución de la tensión de *offset*.

Fig. 4.9 muestra un ejemplo de cómo se puede aplicar esta técnica. Se ha colocado un sensor resistivo entre dos resistencias de valor R . Un conmutador permite medir la diferencia de tensión entre los extremos de la resistencia y, al medir la tensión entre los extremos de la resistencia, V_S , se obtendría un valor en la salida igual a:

$$V_{OUT,1} = G \cdot (V_S + V_{OS}) + G_C \cdot V_C + V_X$$

donde G_C es la ganancia en modo común del amplificador de instrumentación y $V_C \approx 0,5 \cdot V_{REF}$ la tensión del modo común. En este instante, V_{OUT} es registrada por el ADC dentro del microcontrolador y almacenada en memoria.

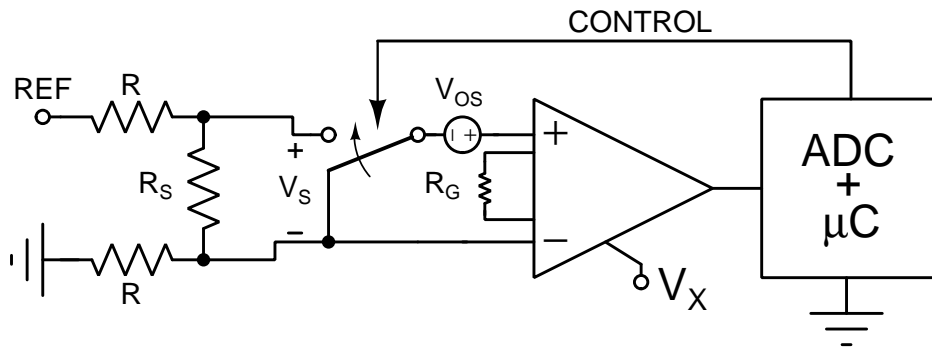


Figura 4.9: Autocalibración de offset usando procesamiento digital.

A continuación, el microcontrolador cambia el estado del conmutador, cortocircuita las entradas del amplificador. En estas circunstancias, la salida del amplificador es:

$$V_{OUT,2} = G \cdot V_{OS} + G_C \cdot V_C + V_X$$

que es leída por el microcontrolador. Si restamos ambos valores por software, se obtiene el valor real, $G \cdot V_S$, libre tanto de la tensión de *offset* como de la tensión del modo de común. Puede demostrarse que, en el proceso, el valor final $V_{OUT} = V_{OUT,1} - V_{OUT,2}$ pierde un bit de resolución, pero es un precio que puede interesar pagar para mejorar la fiabilidad.

Evidentemente, Fig. 4.9 no es la única opción posible. Hay tantas configuraciones como se les ocurran a los diseñadores de circuitos. Asimismo, variando esta técnica e incorporando más conmutadores y alguna tensión de referencia, se podría incluso calibrar la ganancia del sistema amplificador.

4.1.4.2.2 Autocalibración de *offset* en sistemas sin memoria digital En este caso, es necesario almacenar el valor de la tensión de *offset* de manera analógica utilizando condensadores. Pongamos un ejemplo puramente académico, que se muestra en Fig. 4.10a. En este circuito, una fuente V_{OS} representa la tensión de *offset* de la entrada del amplificador operacional. Los conmutadores están controlado por una única señal lógica, ϕ , que, cuando está en BAJA, lleva al circuito de Fig. 4.10b y, si en ALTA, a Fig. 4.10c.

Fijémonos en la primera configuración posible. R_2 no existe al estar en paralelo con el conmutador en estado de baja impedancia, de tal modo que se convierte en un seguidor de tensión con $V_{OUT} = V_{OS}$. Esta tensión se aplica al condensador C que se carga con $V_{AB} = V_{OS}$.

Pasamos ahora el otro estado. Al reordenar el circuito, la entrada se pone en serie con la capacidad antes de llegar al amplificador. Se puede deducir entonces que la tensión aplicada en la entrada efectiva del amplificador operacional es:

$$V_{IN}^* = V_{IN} - V_{AB} + V_{OS} = V_{IN} - V_{OS} + V_{OS} = V_{IN}$$

con lo que desaparece el efecto de la tensión de *offset*. En este preciso instante, se debe medir la tensión de salida del amplificador, que se encuentra libre de error.

Como se ha dicho, este es un ejemplo académico, pero ayuda a entender cómo se puede cancelar la tensión de *offset* conmutando capacidades. Esta técnica puede usarse también para mejorar comparadores y es la base de los amplificadores con ajuste a cero, como el AD8571² de Analog Devices.

4.1.4.2.3 Técnica del *chopper* Esta es una técnica que permite cancelar el *offset* del sistema sin necesidad de medirlo. Para aplicar esta técnica se necesita:

1. Una fuente de corriente I_Q , que varíe entre $\pm I_{REF}$, controlada por una señal de reloj ϕ , con un ciclo de trabajo del 50 % y una frecuencia f_S .
2. Un bloque amplificador de ganancia G y con una tensión de *offset*, V_{OS} , que se desea eliminar.

²<https://www.analog.com/en/products/ad8571.html>

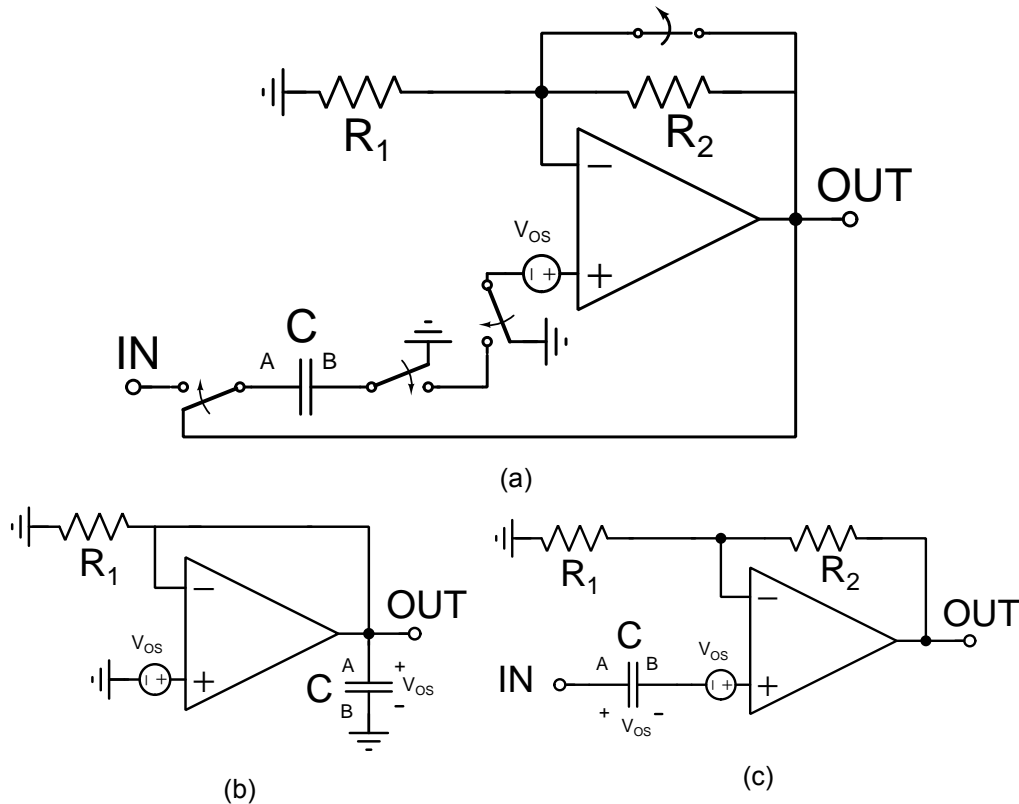


Figura 4.10: Ejemplo de sistema con autocalibración de offset: sistema completo (a), configuración equivalente en reposo para determinar la tensión de offset (b) y configuración para realizar la medida eliminando el error (c).

- 3. Un bloque rectificador de precisión.
- 4. Un filtro LP con una banda de paso $f_P \ll f_S$.

Fig. 4.11a resume lo anterior. En este circuito, la tensión en el nudo A va a ser:

$$V_A = \pm R_S \cdot I_{REF}$$

a la que hay que sumar la tensión de *offset* y multiplicar por la ganancia $G = 1 + k$ para obtener V_B :

$$V_B = G \cdot (V_A + V_{OS}) = G \cdot (\pm R_S \cdot I_{REF} + V_{OS})$$

Ahora, tenemos que suponer que $V_{OS} < |V_A|$. Al aplicar V_B al rectificador, toda tensión de signo positivo se transfiere directamente a la salida y, si es negativa, se multiplica por -1 . El primer valor posible de V_B es $G \cdot (R_S \cdot I_{REF} + V_{OS})$ que, con la suposición anterior, sigue siendo positivo. El segundo valor es $G \cdot (-R_S \cdot I_{REF} + V_{OS}) = -G \cdot (R_S \cdot I_{REF} - V_{OS})$, que es negativo por la misma razón. Al rectificarlo, se convierte en $G \cdot (R_S \cdot I_{REF} - V_{OS})$. Por tanto, la tensión V_C tiene dos valores posibles:

$$V_C = G \cdot (R_S \cdot I_{REF} \pm V_{OS})$$

Recordemos que la fuente conmuta periódicamente con lo que V_C será una señal que oscila entre ambos valores. Tendrá una componente continua, de valor $G_S \cdot R_S \cdot I_{REF}$, que es la media de ambos valores siempre y cuando el ciclo de trabajo sea 50 %, y una componente en alterna de amplitud $G \cdot |V_{OS}|$ y frecuencia f_S . Esta última componente desaparece al aplicar el filtro LP en la salida y obtener de este modo $V_{OUT} = G \cdot R_S \cdot I_{REF}$. Fig. 4.11b muestra todas las señales y los posibles valores que tienen.

Para que esta técnica funcione correctamente, es estrictamente necesario que el ciclo de trabajo sea del 50 % y que los dos posibles valores de la corriente de referencia tengan el mismo valor absoluto. Estos requerimientos técnicos son bastante estrictos. En principio, no es difícil crear osciladores con el ciclo de trabajo adecuado. Para conseguir el mismo valor de corriente, hay tres posibilidades:

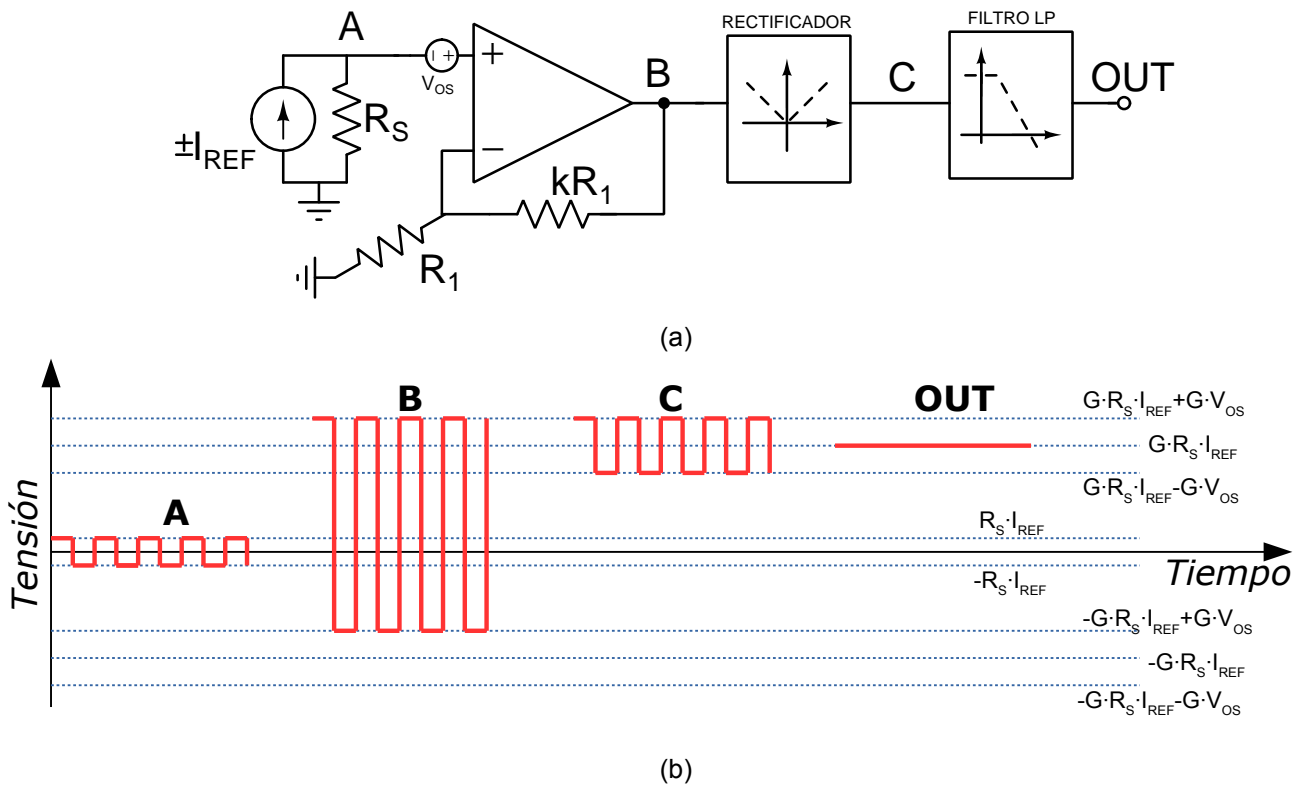


Figura 4.11: Técnica del chopper para eliminar la tensión de offset: circuito ejemplo (a) y señales características del circuito (b).

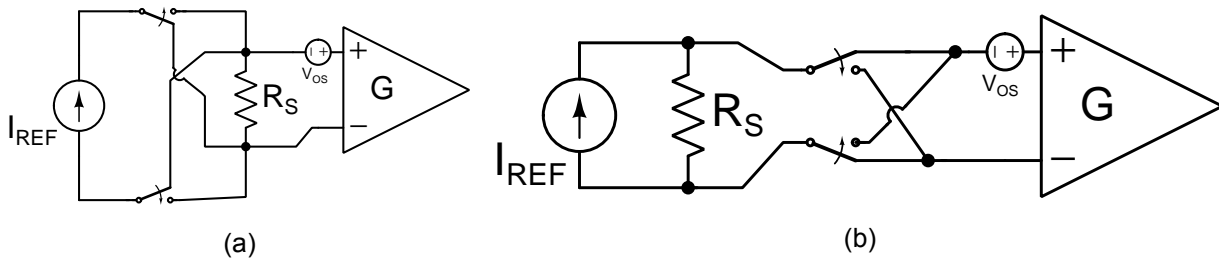


Figura 4.12: Estrategias para recrear una fuente de corriente en conmutación: inversión de sentido (a), conmutación de terminales de entrada (b).

- Usar una fuente controlable por tensión, como la mostrada en Fig. 4.2a, con una fuente de tensión que varíe entre $\pm V_{REF}$.
- En segundo lugar, se puede utilizar un juego de conmutadores analógicos para invertir el sentido de la corriente, como se muestra en Fig. 4.12a. Así, según el estado de activación de los conmutadores, la corriente puede ir de arriba a abajo de R_S o a la inversa.
- Finalmente, si se dispone de un amplificador de instrumentación, es viable utilizar conmutadores para permutar la función de los pines de entrada y mantener la fuente de corriente fija. Esto se muestra en Fig. 4.12b, en el que es posible intercambiar los roles de las entradas positivas y negativas. Además, esta estrategia también puede ser usada en Fig. 4.2a, ya que, al usar amplificadores de instrumentación, bastaría con agregar una referencia de tensión fija y conmutar los terminales del amplificador para así emular la fuente de tensión variable.

El siguiente problema que se debe resolver es el de los **rectificadores de precisión**. Lamentablemente, no son válidos los rectificadores simples con un diodo y una resistencia debido a la caída de tensión inherente al diodo. Hay que utilizar estructuras más apropiadas.

En los libros de texto de electrónica, se puede encontrar una estructura que realiza esta función a partir de amplificadores operacionales, resistencias y diodos. Así, Fig. 4.13a muestra un rectificador

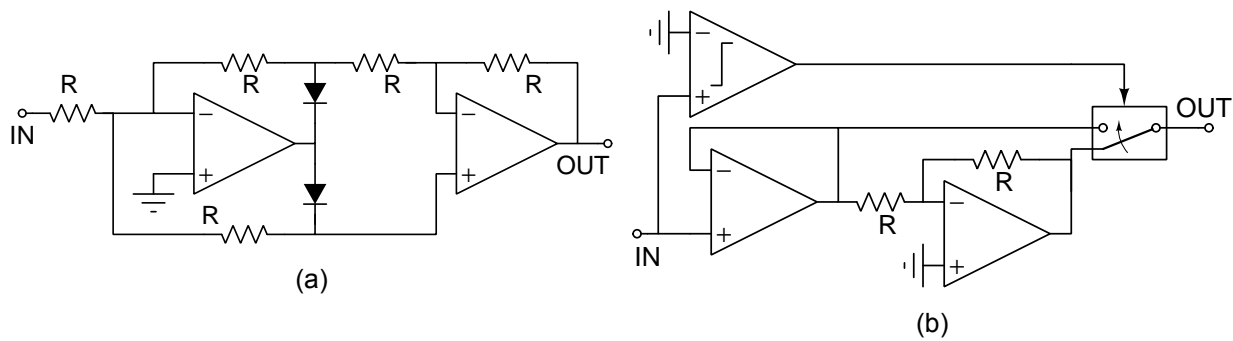


Figura 4.13: Rectificadores de precisión de onda completa: Basado en diodo (a) y demodulador síncrono (b).

de onda completa que consigue hacer $V_{OUT} = |V_{IN}|$. Sin embargo, esta estructura está limitada por la velocidad de los amplificadores y no suele usarse. Más apropiada es la estructura llamada “**demodulador síncrono**”, mostrada en Fig. 4.13b. Esta puede entenderse fácilmente sabiendo que la función de los dos amplificadores operacionales es llevar V_{IN} y $-V_{IN}$ a un conmutador SPDT, con la salida del bloque al otro lado. Un comparador con un terminal a tierra se pone en ALTA si la entrada es positiva, llevando a la salida del conmutador la tensión de entrada. Si es negativa, pasa a BAJA, cambiando el estado del conmutador y llevando a la salida la tensión de entrada con el signo cambiado. En cualquier caso, la salida es estrictamente positiva e igual al valor absoluto de la tensión de entrada.

Queda ahora por resolver un último problema, el del filtro LP. En muchos casos, basta con insertar una red RC en escalera que crea un filtro LP. En general, con dos o tres etapas se consigue un filtro más que apropiado. Es necesario elegir los valores de R y C tales que f_s sea mucho mayor que la frecuencia de corte del filtro. Otra condición adicional es que el valor de R no provoque efectos de carga en el siguiente elemento (ADC, amplificador, etc.) si este tiene una impedancia de entrada finita.

4.1.5 Otras técnicas de medida

En el apartado anterior se exploraron las dos técnicas de medida más usuales de sensores resistivos basados en la fuente de corriente y el puente resistivo. No son, sin embargo, las únicas opciones, pues se pueden utilizar otros parámetros eléctricos que dependan del valor de una resistencia. Así, por ejemplo, el periodo de un oscilador de relajación es proporcional a un producto $R \cdot C$. Manteniendo constante C y midiendo el periodo de la señal, se podría determinar el valor de la resistencia. Un ejemplo es el mostrado en Fig. 4.14a. En este oscilador, el periodo es igual a:

$$T = R_S \cdot C \cdot \ln \left(\frac{V_{H2}}{V_{H1}} \cdot \frac{V_L - V_{H1}}{V_{H2} - V_{H1}} \right)$$

Imaginemos que un microcontrolador pone a cero un contador y deja que este se incremente cada vez que el oscilador ofrezca un flanco de subida. Si deja pasar un tiempo T_C antes de leer la salida del contador en ese instante, N_C , podrá determinar el valor de T como $\sim T_C/N_C$ y, a partir de este valor, determinar R_S . Esta técnica se desarrollará con mayor rigor para los sensores capacitivos (Sec. 6.1.1.2), pero pueden usarse también para los resistivos.

Otra opción es la de Fig. 4.14b, en la que R_S se utiliza para variar la ganancia de una red de realimentación. Es posible demostrar en esta estructura que la tensión de salida es:

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_2 \cdot R_3} \cdot R_S \right)$$

Elijiendo adecuadamente los valores, podemos conseguir una tensión de salida que se ajuste a nuestros requerimientos.

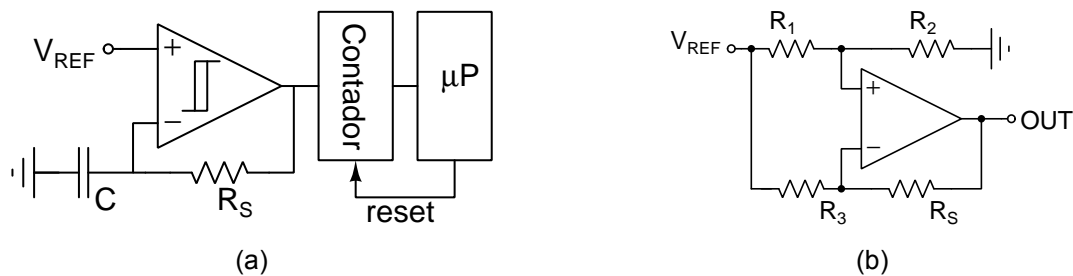


Figura 4.14: Estructuras alternativas para medir un sensor resistivo: oscilador de relajación cuyo periodo depende de un sensor resistivo(a). El inversor es tipo Schmitt, con histéresis. En segundo lugar, modificación de la salida por cambio en la resistencia de realimentación (b).

4.2 Sensores resistivos típicos

En general, la resistencia de los dispositivos está muy influida por las condiciones externas. Por ejemplo, la resistividad de los materiales depende de la temperatura. Ahí tenemos, entonces, un parámetro evidente que puede ser medido con sensores resistivos, y de los que hay que elegir, simplemente, el más adecuado para nuestro diseño atendiendo a otras características. También luz, condiciones químicas, deformaciones, campo magnético, etc. afectan a la resistividad de estos dispositivos y dan lugar a distintas familias de sensores resistivos.

Los sensores resistivos son extremadamente comunes, por lo que solo veremos algunos ejemplos muy típicos. Estos serían:

- Conmutadores mecánicos
- Potenciómetros
- Sensores de temperatura metálicos (RTD)
- Sensores de temperatura semiconductores (NTC)
- Sensores de luz (LDR)
- Galgas extensométricas
- Sensores de gases

y dejaremos en el tintero otros sensores como:

- Sensores de temperatura semiconductores con coeficiente positivo (PTC)
- Magnetorresistencias
- Bolómetros
- Sensores de humedad
- Sensores de nivel
- ...

Abordemos entonces los elementos de la primera lista.

4.2.1 Conmutadores mecánicos

Bajo este nombre se han agrupado sensores que constan de dos partes diferenciadas desde el punto de vista mecánico: una móvil y otra fija, subdividida a su vez en dos partes. El objetivo de la parte móvil es presionar la parte fija para que puedan conectarse eléctricamente sus dos subpartes. Como son metálicos, estos dispositivos pueden ser considerados sensores resistivos con dos posibles valores: cero e infinito.

Vamos a ver varios ejemplos de estos dispositivos:

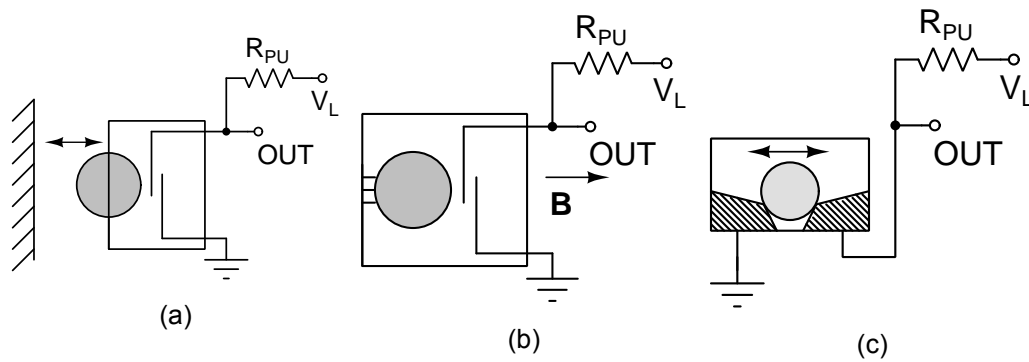


Figura 4.15: Sensores conmutadores mecánicos. Contacto (a); Campo magnético (b); Inclinómetro (c).

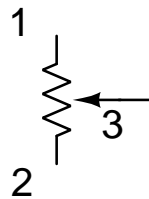


Figura 4.16: Símbolo típico de un potenciómetro

- **Sensores de contacto:** Fig. 4.15a muestra cómo funcionan. Hay dos lengüetas, una de ellas móvil. Cuando se produce un choque, la bola se desplaza y empuja la lengüeta móvil, cerrando el circuito.
- **Sensores magnéticos (reed):** se muestran en Fig. 4.15b. Son similares a los anteriores, pero el desplazamiento se produce por la acción de un campo magnético sobre un material sensible. Compiten, por tanto, en la detección de esta variable física con los de efecto Hall digitales, que se verán en el tema siguiente. Los sensores *reed* son más lentos, aunque también más robustos.
- **Inclinómetros (tilt):** en este caso, una pequeña bola metálica mantiene el circuito cerrado excepto si el dispositivo se inclina más allá de un límite establecido.

Estos sensores son extremadamente sencillos, pero aun así son ampliamente utilizados en diversos campos como, por ejemplo, la robótica. Su acondicionamiento es simple: como se ve en Fig. 4.15, basta con una simple resistencia de *pull-up* o *pull-down* en serie, completando el circuito con la tensión de alimentación lógica.

4.2.2 Potenciómetros

El potenciómetro, que el alumno debe ya conocer de sus visitas al laboratorio, es una resistencia cuyo valor depende de parámetros mecánicos y que varía de forma continua. Volvamos a pensar, por ejemplo, en los potenciómetros de una única vuelta del laboratorio. En ellos, el valor de la resistencia depende del ángulo de rotación de un determinado tornillo. Podemos deducir entonces que el valor de la resistencia del potenciómetro nos permitiría determinar con precisión el ángulo que hemos girado.

Los potenciómetros siempre tienen tres terminales, y el símbolo se muestra en Fig. 4.16. En todo potenciómetro, la resistencia entre los terminales 1 y 2, R_{12} es constante y propia de cada modelo. Por otro lado, la suma de la resistencia entre los terminales 1 y 3, R_{13} , más la existente entre los terminales 2 y 3, R_{23} , es fija e igual a R_{12} :

$$R_{12} = R_{13} + R_{23}$$

El elemento de giro permite cambiar la relación entre estas dos últimas resistencias manteniendo siempre la suma constante. Esto se consigue con estructuras similares a las de Fig. 4.17, que muestra una resistencia con forma de arco circular abierto, aunque con un ángulo total cercano a la vuelta completa. En sus extremos, se han colocado contactos que corresponderán a los terminales 1 y 2 de Fig. 4.16. A lo largo del

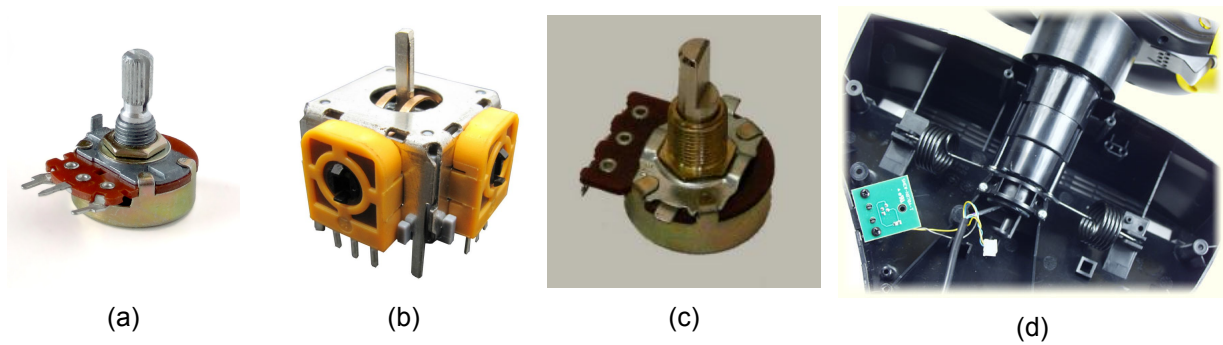


Figura 4.18: Distintos ejemplos de potenciómetros. Regulación de volumen (a), doble potenciómetro para joystick (b), potenciómetro para control de giro de un eje (c) que se utilizaría en el volante de un coche (d).

(a): Tomada de <https://en.wikipedia.org/wiki/Potentiometer>

(b): Tomada de <https://spanish.alibaba.com/>

(c y d): Tomadas de <http://www.tomshardware.com/reviews/pc-racing,470-15.html>

radio del círculo se ha colocado un hilo conductor que puede girar en torno al eje central. Adosado a este, aparece el último conector que irá al tercer terminal del potenciómetro.

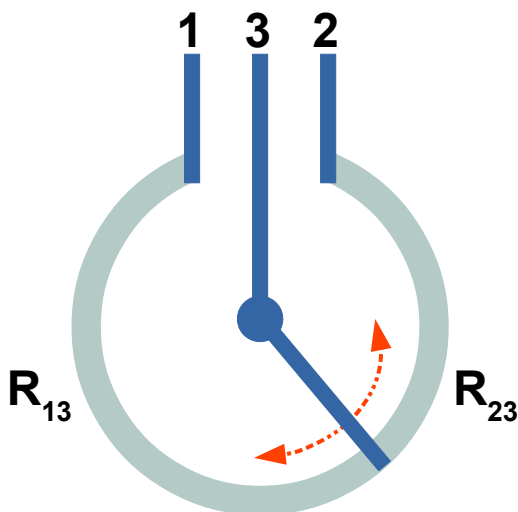


Figura 4.17: Construcción clásica de un potenciómetro de rotación.

Evidentemente, esta es una figura extremadamente simplificada, pero que resume perfectamente el mecanismo de funcionamiento de cualquier potenciómetro. Al girar el conductor radial en el sentido horario o antihorario, se cambia el ángulo abarcado y, por tanto, la longitud de arco y con ella el valor de las resistencias R_{12} y R_{13} .

Lo habitual es acondicionar los potenciómetros con la técnica del puente resistivo, ya que su forma natural invita a ello. Así, bastaría con polarizar el terminal 1 con una tensión de referencia V_{REF} , 2 a tierra, y medir la tensión en el terminal 3 para conocer el valor de la variable mecánica. Esta técnica puede evolucionar incluso a un puente de Wheatstone.

Aparece además una gran ventaja: hace la medida independiente de la temperatura. Supongamos por ejemplo que queremos medir un parámetro x con el potenciómetro y que:

$$R_{13} = k \cdot R_{12} \cdot x$$

$$R_{23} = R_{12} - R_{13} = R_{12} \cdot (1 - k \cdot x)$$

Dado que ambas resistencias forman parte del mismo elemento, deben tener forzosamente el mismo compartimento térmico. Ambas crecen y decrecen con la temperatura de manera similar. Así, a una temperatura distinta de la nominal, los nuevos valores de resistencia serían:

$$R_{13} = k \cdot R_{12} \cdot x \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad R_{23} = R_{12} \cdot (1 + \alpha \cdot x) \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T)$$

En un puente resistivo en el que $V_1 = V_{REF}$ y $V_2 = 0 V$, la tensión en el terminal 3 es:

$$V_3 = \frac{R_{23}}{R_{13} + R_{23}} \cdot V_{REF} = \frac{R_{23}}{R_{12}} \cdot V_{REF} = (1 - \alpha \cdot x) \cdot V_{REF}$$

Vemos que ha desaparecido la resistencia total y, con ella, la posible dependencia de la temperatura.

Queda, sin embargo, un último detalle que tratar sobre los potenciómetros. Al ser componentes mecánicos, sus características cambian con el tiempo por **degradación de componentes**.

Finalmente, para concluir el apartado, indicaremos que los potenciómetros se utilizan de manera habitual para medir ángulos de giro, desplazamientos, etc. Véanse algunos ejemplos en Fig. 4.18.

4.2.3 Detectores resistivos de temperatura

Con este nombre y su acrónimo en inglés RTD (*Resistive Temperature Detectors*), se conoce a una familia de sensores resistivos de temperatura de tipo puramente metálico, sean puros o en aleación. Estos sensores son resistencias cuyo valor aumenta al calentarse, hecho que los distingue de la otra familia de sensores resistivos de temperatura, los termistores, que se verán más adelante.

4.2.3.1 Propiedades físicas de un RTD

A medida que la temperatura de un metal crece, los núcleos atómicos de la red cristalina se encuentran más y más agitados, dificultando de este modo el movimiento de los electrones. A diferencia de los semiconductores, no hay aportación de nuevos portadores con lo que la resistividad del material aumenta. Dado que el incremento de la resistividad es paulatino y no sufre cambios abruptos excepto quizás cerca del cero absoluto, cuando algunos metales experimentan un súbito cambio a estado superconductor, la función que relaciona la resistividad con la temperatura, sea cual sea, se puede expresar como un desarrollo de Taylor en torno a una temperatura de referencia, T_0 :

$$\rho(T) = \rho_0 \cdot \left(1 + a_1 \cdot (T - T_0) + a_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots \right) \quad (4.20)$$

Sin embargo, no solo esto le puede ocurrir a un metal: el objeto también sufre **dilatación térmica**. Como en el caso de la resistividad, no se producen cambios súbitos en el tamaño del metal con lo que puede desarrollarse como un polinomio de Taylor. Así, si suponemos que el sensor es isótropo y que se dilata igual en todas las direcciones, todo lado cambia según la expresión:

$$L(T) = L_0 \cdot \left(1 + b_1 \cdot (T - T_0) + b_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots \right) \quad (4.21)$$

Si definimos una superficie en el metal (una cara, la sección, etc.), el cambio es igual al producto de los lados con lo que esta superficie se puede describir como:

$$S(T) = S_0 \cdot \left(1 + b_1 \cdot (T - T_0) + b_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots \right)^2 \quad (4.22)$$

Ahora recordemos que un conductor de resistividad ρ , longitud L y sección S tiene una resistencia igual a $\rho \cdot L/S$ con lo que la evolución del sensor es:

$$R(T) = \frac{\rho_0 \cdot L_0}{S_0} \cdot \frac{1 + a_1 \cdot (T - T_0) + a_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots}{1 + b_1 \cdot (T - T_0) + b_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots} = R_0 \cdot \frac{1 + a_1 \cdot (T - T_0) + a_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots}{1 + b_1 \cdot (T - T_0) + b_2 \cdot (T - T_0)^2 + \dots} \quad (4.23)$$

Como vemos, las funciones se van complicando cada vez más demostrándose entonces que la relación entre la resistencia y la temperatura puede ser muy no lineal. En general, asumiremos que la resistencia de un metal se debe expresar como:

$$R(T) = R_0 \cdot \left(1 + \alpha_1 \cdot (T - T_0) + \alpha_2 \cdot (T - T_0)^2 + \alpha_3 \cdot (T - T_0)^3 + \dots \right) \quad (4.24)$$

De esta ecuación puede deducirse que la sensibilidad del sensor es:

$$S_T = \left. \frac{\partial R}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \alpha_1 \cdot R_0 \quad (4.25)$$

Recordemos, sin embargo, que la sensibilidad también puede definirse entre puntos, como se explicó en Sec. 1.3.1. Así, si nos centramos en un intervalo $[T_1, T_2]$, la sensibilidad sería:

$$S_T = \frac{R(T_2) - R(T_1)}{T_2 - T_1} \quad (4.26)$$

Tabla 4.1: Características térmicas de los metales más comunes con $T_0 = 0$ °C. Se omiten términos de orden superior.

Metal	α_1	α_2	α_3	α_4	Rango
Platino	3902	-0,5775	$-4,183 \cdot 10^{-4}$	–	-260 → 900
Níquel	5485	6,65	0	$2,805 \cdot 10^{-5}$	-200 → 430
Cobre	4284	-0,3526	$1,494 \cdot 10^{-3}$	–	-200 → 260
	ppm/K	ppm/K ²	ppm/K ³	ppm/K ⁴	°C

4.2.3.2 Metales de uso común

No todos los metales son apropiados para construir sensores resistivos, y podemos adelantar que **los más comunes son el platino, el níquel y el cobre**. A lo largo de la historia, se han producido cambios cada pocos años en el modo de establecer la relación matemática entre la temperatura y la resistencia del sensor. Centrándonos en el caso del platino, se propuso allá por 1925 la ecuación de “Callendar-Van Dusen”, que postulaba definir a tramos el comportamiento del material:

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2) \quad \text{si } T > 0$$

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2 + \alpha_3 \cdot (T - 100) \cdot T^3) \quad \text{si } T < 0 \quad (4.27)$$

Los coeficientes son los de la primera fila de la Tabla 4.1 y es válida entre -200 °C y 661 °C. Sin embargo, el aumento de la potencia de cálculo de los dispositivos ha hecho ir olvidando poco esta ecuación y buscar otras más precisas. Así, en la actualidad, los estándares de medida recomiendan que la RTD de platino se caracterice como un polinomio de grado 12 hasta 0 °C y de grado 9 a partir de este límite. Estos polinomios se obtienen por ajuste de mínimos cuadrados sacadas de tablas de calibración fácilmente localizables.

En el caso de los otros metales, pueden usarse directamente los coeficientes de la Tabla 4.1 en Eq. 4.24 con $T_0 = 0$ para el rango completo de temperatura, o bien usar las hojas de calibración para obtener nuevos polinomios.

¿Cuál de estos tres metales es el más apropiado? El níquel tiene el mayor valor de α_1 con lo que su sensibilidad es la mejor. Sin embargo, el valor de α_2 es demasiado alto, lo que resta interés a este metal. El cobre tiene, sin embargo, un coeficiente α_2 muy pequeño, que lo hace muy lineal, aunque la sensibilidad es menor.

Fig. 4.19a muestra gráficamente cómo se incrementa la resistencia de un sensor con la temperatura. En esta gráfica, se ha representado el valor de $\alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2 + \dots$, y en ella se observa con claridad la gran sensibilidad del níquel. Sin embargo, si suponemos que se ha realizado linealización entre los valores de R a 0 y 200 °C, el error cometido por el sensor de níquel es de hasta 10 °C. En cambio, el cobre no comete prácticamente ninguno.

El platino no destaca precisamente ni por su sensibilidad ni por su linealidad. Y, sin embargo, es el más popular, ya que no solo hay que examinar las características física de los metales, sino también su estabilidad química. El platino es un metal noble, muy poco reactivo, en tanto que el cobre y el níquel se oxidan con facilidad, con lo que su uso es inadecuado en ambientes químicamente hostiles.

Dejemos por un momento los metales típicos y pasemos a ver otro más exóticos. Así, existen o existieron otras opciones. Se ha utilizado hasta hace poco una **aleación de hierro y rodio** en algunos sensores criogénicos. En el rango entre 77,4 y 300 K siguen una ecuación polinómica con valores³, $\alpha_1 \approx 3625$ ppm/K, $\alpha_2 \approx -3,6$ ppm/K² y $\alpha_3 \approx -0,012$ ppm/K³ con $T_0 = 273,16$ K. Hay que indicar, sin embargo, que son sensores que han dejado de fabricarse, y que han sido reemplazados por el platino o por otros basados en principios físicos diferentes. Sus datos se ofrecen únicamente con propósitos académicos. Otro ejemplo es el **molibdeno**. Dopado adecuadamente, puede alcanzar un coeficiente térmico del orden de 3850 ppm/K, lo que lo hace virtualmente idéntico al platino. Se ha utilizado como alternativa de bajo coste a este metal si la temperatura de trabajo está en el rango -200–200 °C. Otra ventaja que tiene es que sus coeficientes de dilatación son similares a los del platino.

³Datos obtenidos de las tablas de calibración proporcionados por la empresa Lakeshore, https://www.lakeshore.com/docs/default-source/product-downloads/literature/lstc_appendixg_l.pdf

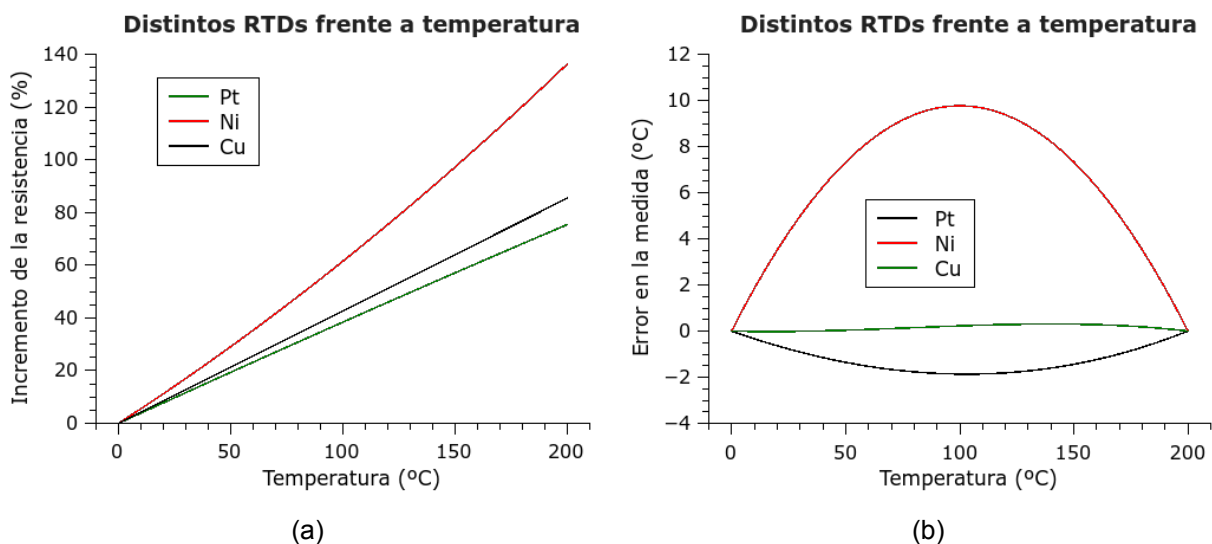


Figura 4.19: Incremento porcentual de diversos sensores RTD en función de su composición (a). Error cometido en la medida si se hubiera realizado una linealización entre 0 y 200 °C (b).

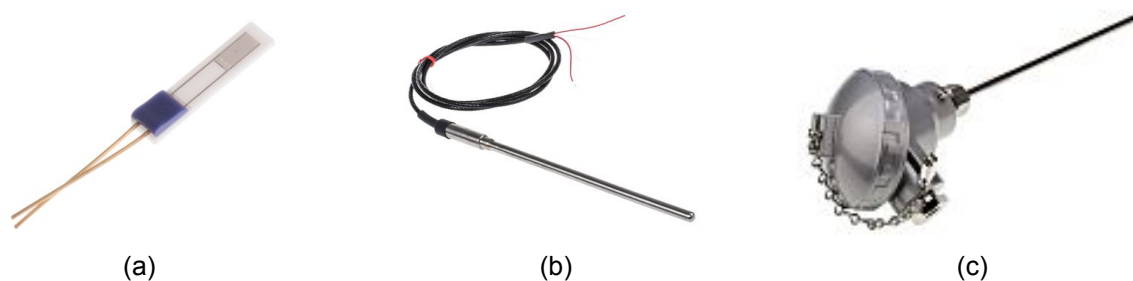


Figura 4.21: Ejemplos de sensores PT100 tomados del catálogo web del distribuidor de circuitos electrónicos RS Component (<https://es.rs-online.com/web/>). El primer modelo, de pequeño tamaño, con distancia entre pines de 0,254 cm es apto para colocación en placas (Código Distribuidor 362-9799). El segundo y tercero, con códigos de distribuidor 397-1832 y 285-633, son rígidos para ambientes industriales.

Como nota curiosa, en la literatura también se habla del wolframio como base para RTD de muy alta temperatura. Se dice que tiene una sensibilidad de 4500 ppm/K y que el rango de trabajo es de -100 a 1200 °C. Sin embargo, a la fecha de escritura de este texto, no se ha podido encontrar ningún sensor comercial fabricado con este metal. En su lugar, se van a usar termopares.

4.2.3.3 Uso práctico de sensores RTD

En primer lugar, los sensores RTD poseen símbolos característicos que los hacen reconocibles en el interior de una circuito electrónico. Estos símbolos se muestran en Fig. 4.20, siendo necesario indicar que el símbolo de Fig. 4.20a puede llevar a confusión con el de las galgas extensométricas.

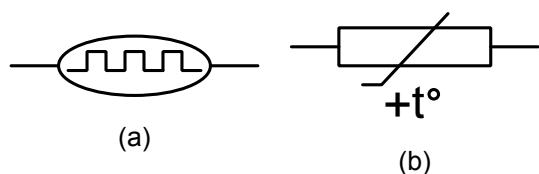


Figura 4.20: Símbolos típicos para sensores RTD. En (b), debe notarse que el signo positivo indica que la resistencia aumenta con la temperatura.

Otro aspecto de especial interés de los sensores RTD es su **forma geométrica**. Habitualmente, se construyen de pequeño tamaño para que no influyan excesivamente en el medio cuya temperatura desean medir. Además, cuanto menor sea su tamaño, menos tiempo requerirá para alcanzar el equilibrio térmico con el sistema y, por tanto, la respuesta será más rápida. Para facilitar esto, los sensores suelen construirse de forma plana o alargada para aumentar la relación superficie/masa y de este modo mejorar la transferencia térmica. Fig. 4.21 muestra ejemplos de sensores resistivos reales.

Tabla 4.2: Tolerancia permitida de sensores PT100

Clase	Rango de Temperaturas		Tolerancia Permitida
	Resistencias enrolladas	Resistencias planas	
AA	-50 → 250	-50 → 250	$\pm (0,10 + 0,0017 \cdot T)$
A	-100 → 450	-30 → 300	$\pm (0,15 + 0,0020 \cdot T)$
B	-196 → 600	-50 → 500	$\pm (0,30 + 0,0050 \cdot T)$
C	-196 → 600	-50 → 600	$\pm (0,60 + 0,0100 \cdot T)$
	°C	°C	°C

Ahora debemos fijarnos en la nomenclatura que se utiliza para identificar estos dispositivos. En general, se utiliza el símbolo del metal seguido por el valor de R_0 en ohmios. Así, un sensor muy común es el PT100, hecho⁴ de platino y con $R_0 = 100 \Omega$. Otros ejemplos, fácilmente identificables, serían el PT1000, PT500, NI120, NI1000, CU010, etc.

En el caso de las sondas de platino, que recordemos que son las más comunes, se usa asimismo la nomenclatura “Clase AA”, “Clase A”, “Clase B” y “Clase C”. Este dato define la **tolerancia y margen de error del sensor** de acuerdo con la norma IEC 60751:2008. Los valores de error esperables en cada clase, así como el rango de temperaturas de trabajo se muestran en la Tabla 4.2. En esta tabla, T representa la temperatura del sistema. Por supuesto, la clase del sensor se refleja en el precio final.

Está claro que, para conocer la **sensibilidad aproximada del sensor**, hay que multiplicar el valor de R_0 por el α_1 de la Tabla 4.1. Así, la correspondiente al sensor PT100 sería $3902 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \approx 0,39 \Omega/^\circ C$, aunque el valor exacto depende del rango de trabajo y método de definir la sensibilidad.

¿Cómo hay que polarizar estos sensores? En general, se suelen usar fuentes de corriente constante de pequeño valor para evitar el autocalentamiento. No suele usarse la técnica del puente resistivo, ya que estas resistencias suelen tener $\alpha_2 < 0$ y no son linealizables excepto en el caso del níquel. Aun en este caso, se obtienen valores de R_0 inadecuados. Usar $R_0 = R_{T_0}$ debe descartarse debido al bajo valor de R_{T_0} . Por ejemplo, si usáramos una PT100 a +5 V, la corriente que circularía por ella sería del orden de 25 mA con lo que el autocalentamiento se volvería considerable.

La linealización de estos sensores, si interesa, se debe conseguir por **software en el microcontrolador**. Así, si con la medida tomada por el conversor analógico-digital se conoce el valor de la resistencia, habría que resolver numéricamente un polinomio de segundo o tercer grado con los coeficientes de la Tabla 4.1 multiplicados por R_0 . Esto se consigue, por ejemplo, con el método de Newton-Raphson o similar. Y, si no fuera necesaria una gran precisión, bastaría con resolver la ecuación lineal $R(T) = R_0 + S \cdot (T - T_0)$.

4.2.4 Termistores

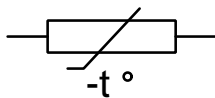


Figura 4.22: Símbolo característico de los NTC.

Los materiales semiconductores se caracterizan por que la resistencia disminuye muy rápidamente a medida que aumenta la temperatura. Esta propiedad se va a utilizar para crear una familia de sensores llamados “Termistores”⁵, o bien “*negative thermal coefficient resistors*” (NTC). Hay otra familia, los PTC, “*positive thermal coefficient resistors*”, que no se verán en este apartado. El símbolo característico de los termistores se encuentra en Fig. 4.22.

4.2.4.1 Características físicas de los termistores

Aunque se ha mencionado su carácter semiconductor, no se utilizan semiconductores típicos, sino óxidos de diversos metales (Ni, Co, Mn, Fe, ...), fuertemente dopados, pulverizados y luego prensados.

La resistencia de estos dispositivos decrece con la temperatura de un modo muy no lineal. En 1968, Steinhart y Hart propusieron la ecuación experimental que lleva sus nombres y que permite relacionar la

⁴El género gramatical es ambiguo: si lo consideramos un sensor, será masculino, si es una resistencia, femenino.

⁵Del inglés **Thermal resistor**, thermistor.

resistencia de un termistor con la temperatura *absoluta*:

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1 \cdot \ln(R_{NTC}) + A_2 \cdot (\ln(R_{NTC}))^2 + A_3 \cdot (\ln(R_{NTC}))^3 + \dots \quad (4.28)$$

en el que R_{NTC} es la resistencia del sensor, T es la temperatura absoluta y A_i parámetros numéricos experimentales. Aunque la ecuación puede tener todos los términos que se deseen, en la práctica basta con llegar a la tercera potencia para describir de manera muy precisa el sensor. Más aun, en muchos casos basta con retener A_0 , A_1 y A_3 , anulando A_2 . Esta descripción es, a pesar de todo, demasiado compleja para ser utilizada en circuitos reales, con lo que se suele trunca la expresión en dos términos:

$$\frac{1}{T} \approx A_0 + A_1 \cdot \ln(R_{NTC})$$

Si reordenamos esta ecuación y despejamos R_{NTC} obtendríamos:

$$R_{NTC}(T) \approx \exp\left(\frac{1}{A_1 \cdot T} - \frac{A_0}{A_1}\right)$$

Esta ecuación es reconocible por cualquier persona con conocimientos de Física, ya que es equivalente a una expresión de tipo Arrhenius. Así, si el resistor tiene una resistencia R_0 a una temperatura T_0 , la ecuación anterior se puede transformar en:

$$R(T) = R_0 \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}\right) \quad (4.29)$$

proponiendo las identidades:

$$B = \frac{1}{A_1} \quad R_0 = \exp\left(\frac{B}{T_0} - B \cdot A_0\right) \Leftrightarrow A_0 = \frac{1}{T_0} - \frac{\ln R_0}{B}$$

Eq. 4.29 es la utilizada comúnmente para caracterizar termistores. Solo se necesitan tres parámetros:

- Una temperatura de referencia T_0 , medida en kelvin
- La resistencia a esa temperatura, R_0
- Un parámetro característico, B , con dimensiones de temperatura absoluta.

En la mayor parte de los sensores comerciales, $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C} = 298,16 \text{ K}$ y el parámetro B aparece como $B_{25/85}$. Este cambio en la nomenclatura se explica muy fácilmente. Si medimos a dos temperaturas diferentes, T_1 y T_2 , la resistencia de una termistor arrojará dos valores, R_1 y R_2 . Es inmediato deducir de Eq. 4.29 que:

$$B = -\frac{\ln R_2 - \ln R_1}{T_2^{-1} - T_1^{-1}} \quad (4.30)$$

El fabricante se limita a medir la resistencia del sensor a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ (298,16 K) y a $85 \text{ }^\circ\text{C}$ (358,16 K) y determinar de este modo el valor de B . En general, el valor de B está entre 3000 y 4000 K.

Una interesante propiedad de la ecuación de Arrhenius es que puede **adaptarse con facilidad a cualquier otra temperatura**. Imaginemos que conocemos la ecuación a una temperatura T_0 , (Eq. 4.29), pero que nos interesa trabajar centrada a otra temperatura, T_1 . Nada más fácil:

$$\begin{aligned} R(T) &= R(T) \cdot \exp\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_1}\right) = R_0 \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}\right) \cdot \exp\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_1}\right) = \\ &= R_0 \cdot \exp\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_0} + \frac{B}{T} - \frac{B}{T_1}\right) = \left[R_0 \cdot \exp\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_0}\right) \right] \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_1}\right) = R_1 \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_1}\right) \end{aligned}$$

Como vemos, basta con determinar el valor de $R_1 = R(T_1)$ y reemplazar simplemente los valores de R_0 y T_0 por R_1 y T_1 .

4.2.4.2 Polarización de NTC

En general, los NTC se insertan en puentes resistivos, ya que se va a buscar en la medida de lo posible la linealización.

El primer paso es determinar la temperatura central del rango que deseamos medir, T_C , a la que asociaremos una resistencia R_{TC} . A continuación, hay que realizar el desarrollo de Taylor de la ecuación de Arrhenius centrada en esta temperatura:

$$R(T) = R_{TC} \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_C}\right) = R_{TC} + \alpha_1 \cdot (T - T_C) + \alpha_2 \cdot (T - T_C)^2 + O((T - T_C)^3)$$

Apliquemos la definición de Eq. 4.2 para determinar estos dos coeficientes. Antes de nada, hagamos unos cálculos previos que permiten seguir el razonamiento matemático:

$$R(T) = R_0 \cdot \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}\right) = R_0 \cdot \exp\left(-\frac{B}{T_0}\right) \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right) = U \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right)$$

donde U engloba todos los elementos que no dependen de T , y que, por tanto, son constantes al derivar sobre esta variable. Sigamos con los cálculos:

$$\frac{\partial R}{\partial T} = \frac{\partial}{\partial T} \left(U \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right) \right) = U \cdot \frac{\partial}{\partial T} \left(\exp\left(\frac{B}{T}\right) \right) = U \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right) \cdot \left(-\frac{B}{T^2}\right) = -B \cdot \frac{R(T)}{T^2}$$

$$\frac{\partial^2 R}{\partial T^2} = \frac{\partial}{\partial T} \left(\frac{\partial R}{\partial T} \right) = \frac{\partial}{\partial T} \left(-B \cdot \frac{R(T)}{T^2} \right) = -B \cdot \frac{\frac{\partial R}{\partial T} \cdot T^2 - R \cdot 2 \cdot T}{T^4} = -B \cdot \frac{-B \cdot R - 2 \cdot R \cdot T}{T^4} = B \cdot R \cdot \frac{B + 2 \cdot T}{T^4}$$

Y ahora podemos calcular fácilmente los coeficientes

$$\alpha_1 = \left. \frac{\partial R}{\partial T} \right|_{T=T_C} = -B \cdot \frac{R(T_C)}{T_C^2}$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2} \cdot B \cdot R(T_C) \cdot \frac{B + 2 \cdot T_C}{T_C^4}$$

Fijémonos que $\alpha_2 > 0$ con lo que, en principio, se puede buscar una resistencia que permita linealizar. Esta sería:

$$R_0 = \frac{\alpha_1^2}{\alpha_2} - R_{S0} = \frac{B^2 \cdot R_{TC}^2}{T_C^4} \cdot \frac{T_C^4}{\frac{1}{2} \cdot B \cdot R_{TC} (B + 2 \cdot T_C)} - R_{TC} = \frac{2 \cdot B \cdot R_{TC}}{B + 2 \cdot T_C} - R_{TC} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_0 = R_{TC} \cdot \frac{B - 2 \cdot T_C}{B + 2 \cdot T_C} \quad (4.31)$$

Recordemos que $B \sim 3000 - 4000 \text{ K}$ y $T_C \sim 300$. Esto hace que $R_0 \sim 0,67 - 0,74 \cdot R_{TC}$, lo que hace que, en general, no se pierda excesivamente el rango de salida a fondo de escala y que esta estrategia proporcione valores realistas.

Es relevante señalar que, con este valor de resistencia, la sensibilidad en la salida del puente resistivo es:

$$\left. \frac{\partial V_O}{\partial T} \right|_{T=T_C} = \left. \frac{\partial}{\partial T} \left(\frac{R_0}{R_T + R_0} \cdot V_{REF} \right) \right|_{T=T_C} = \frac{B \cdot R_0 \cdot R_{TC}}{T_C^2 \cdot (R_0 + R_{TC})^2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{B^2 - 4 \cdot T_C^2}{B \cdot T_C^2}$$

Veamos ahora un ejemplo práctico de cómo se calcula el valor de R_0 . Supongamos que tenemos un termistor con $B_{25/85} = 3970 \text{ K}$ y $R_{25} = 33 \text{ k}\Omega$. Queremos trabajar a $T_C = 45 \text{ }^\circ\text{C}$. Tendríamos que:

1. Pasar T_C a kelvin: $T_C = 273,16 + 45 = 318,16 \text{ K}$.

2. Calcular R_{TC} como:

$$R_{TC} = 33 \cdot \exp\left(\frac{3970}{318,16} - \frac{3970}{298,16}\right) = 14,29 \text{ k}\Omega.$$

3. Calcular R_0 :

$$R_0 = 14,29 \cdot \frac{3970 - 2 \cdot 318,16}{3970 + 2 \cdot 318,16} = 10,34 \text{ k}\Omega$$

Lógicamente, esta resistencia difícilmente se encontrará entre las disponibles comercialmente. Sin embargo, siempre se puede buscar una lo más cercana posible como, por ejemplo, $10 \text{ k}\Omega$, y luego recorrer el camino inverso retocando la temperatura central, T_C , para que se adapte a lo que tenemos.

4.2.4.3 Usos de los termistores

Los termistores se caracterizan por una alta sensibilidad ensombrecida por una fuerte no linealidad. Esto los hace especialmente apropiados para medir de forma barata y con precisión suficiente en un estrecho rango en torno a un valor central de temperaturas. Por ejemplo, para medir la temperatura del cuerpo humano, que está situada entre 36 y 40 °C, y que debe conocerse con una precisión de una décima de grado. Un termistor en un simple puente resistivo es más que suficiente para realizar la medida con precisión.

Otro punto donde han cobrado interés los termistores es en el mundo de la criogenia. Así, hay sensores basados en el oxinitruro de circonio⁶ que pueden medir con precisión temperaturas un poco por encima del cero absoluto.

4.2.5 Resistencias dependientes de la luz (LDR)

Comenzamos ahora a describir una familia de sensores resistivos que permiten estimar la intensidad luminosa que incide sobre ellos. Son conocidos popularmente como LDR, acrónimo de "*Light-Dependent Resistor*". Se construyen con materiales semiconductores cuya resistividad disminuye por efecto fotoeléctrico a causa de la creación de portadores libres. El semiconductor se deposita como una fina película delgada para maximizar la superficie expuesta y, al disminuir la sección, aumentar la resistencia efectiva. Para conseguir esto, también se disponen en zigzag, para así aumentar la longitud efectiva de la resistencia y acomodarla a una pequeña superficie (Fig. 4.23a).

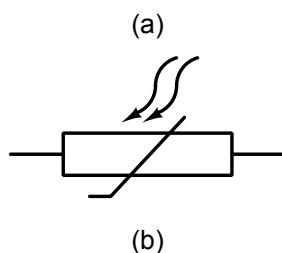
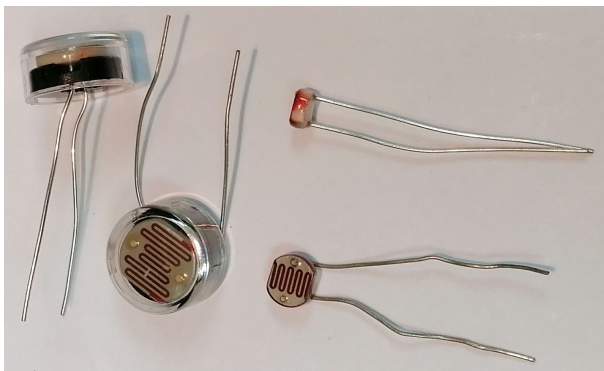


Figura 4.23: Dos LDR reales, más o menos a escala real, donde se aprecia la estructura zigzagueante de color anaranjado, que es el sensor propiamente dicho (a). Símbolo típico de una LDR (b).

El material que se suele utilizar en la construcción de las LDR es, bien el sulfuro de cadmio (CdS), bien el seleniuro de cadmio (CdSe). Estos son materiales semiconductores directos con una banda prohibida de 2,42 eV en el primero y 1,74 eV en el segundo con lo que responden ante luz cuya longitud de onda está entre 500 y 700 nm. Responden, por tanto, a la luz visible. Más aún, la existencia de esta banda con esta anchura los dota de color muy vivo, en general amarillo, anaranjado o rojizo. Por ese motivo, han sido utilizados históricamente como pigmentos⁷. Sin embargo, el cadmio es un elemento extremadamente tóxico, lo que ha hecho que su uso en la Unión Europea esté sujeto a fuertes restricciones (Directiva RoHS). Por ello, en su lugar suele utilizarse otros sensores como los fotodiodos.

El símbolo eléctrico de los LDR se encuentra en Fig. 4.23b. La ecuación que gobierna su funcionamiento es:

$$R_{LDR}(L) = R_0 \cdot \left(\frac{L_0}{L}\right)^\alpha \quad (4.32)$$

donde R_0 es la resistencia del dispositivo cuando el sensor es iluminado con una intensidad L_0 , L la luminosidad en lux o W/m^2 (Depende de L_0), y α un parámetro adimensional con un valor entre 0,7 y 1,5 (normalmente, próximo a 0,7).

El valor de R_0 cambia con la temperatura. Así, en el rango de -20 a 70 °C, el valor de R_0 puede cambiar hasta un 20 %. Además, son dispositivos muy lentos, observándose tiempos de respuesta entre 0,03 y 0,5 s. Solo son útiles en situaciones en las que no se exija rapidez como, por ejemplo, a la hora de

⁶CERNOX, por Lakeshore: <https://www.lakeshore.com/products/categories/overview/temperature-products/cryogenic-temperature-sensors/cernox>

⁷Fueron descubiertos en el siglo XIX, lo que contribuyó al desarrollo de diversas corrientes pictórica como el impresionismo.

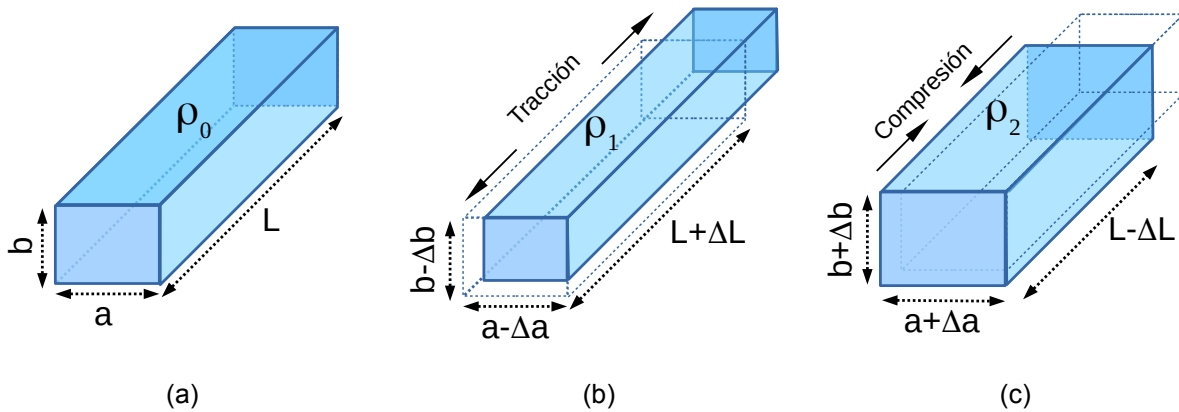


Figura 4.25: Paralelepípedo en reposo (a), sometido a tracción (b) y a compresión (c).

detectar iluminación natural. Un ejemplo clásico de uso de las LDR es el encendido automático del alumbrado público, en el que cada farola dispone de un sensor que permite saber si es de día o de noche, si la cubierta de nubes evita el paso de la luz solar, etc. Evidentemente, un segundo de retraso es perfectamente admisible.

Dado su acusada no linealidad y dependencia de la temperatura, no es recomendable utilizar las LDR para determinar la luminosidad ambiental de manera precisa. Si pueden usarse, en cambio, para saber **si se ha superado o no un determinado valor de luminosidad**. Para ello, bastaría con utilizar un Puente de Wheatstone como el de Fig. 4.7a, en el que se coloque un comparador entre las dos ramas en lugar de un amplificador de instrumentación. O bien se podrían utilizar para ajustar la frecuencia de un oscilador, como en Fig. 4.14a.

4.2.6 Galgas extensométricas

Las galgas extensométricas son sensores resistivos destinados a medir esfuerzos y deformaciones. Se utilizan, por ejemplo, para pegarlos a una viga y determinar el esfuerzo al que esta está siendo sometida. El símbolo típico de una galga extensométrica es el mostrado en Fig. 4.24.

4.2.6.1 Fundamentos físicos de las galgas extensométricas

La idea subyacente de funcionamiento es sencilla. Cualquier objeto sometido a esfuerzo se acaba deformando. Imaginemos una barra de un material indefinido con resistividad eléctrica ρ_0 y dimensiones a , b y L . Entenderemos que la sección transversal está formada por los lados a y b (Fig. 4.25a). Si sometemos a estos cuerpos a tracción (Fig. 4.25b), se debe producir un incremento de su longitud ($L \rightarrow L + \Delta L$), así como una disminución en el área de la sección transversal. Pensemos en, por ejemplo, un chicle que se estira y se va haciendo cada vez más fino. Por el contrario, si la barra es comprimida (Fig. 4.25c), la longitud se acorta y aumenta la sección transversal.

Y aquí es donde interviene un hecho crucial: la resistencia de un dispositivo es directamente proporcional a la longitud e inversamente proporcional a la sección. En consecuencia, la resistencia sometida a tracción será mayor que la sometida a compresión. La diferencia de valor entre las resistencias es pequeña, pero mensurable.

Hay que añadir un segundo fenómeno, llamado “*efecto piezorresistivo*”, que se observa en muchos materiales y que hace que la resistividad aumente si el objeto está sometido a esfuerzo. Este fenómeno se combina con el asociado a la modificación geométrica del material, siendo especialmente importante en el caso de los semiconductores.

Para entender con detalle lo que ocurre, hay que realizar primero unos cálculos matemáticos sencili-

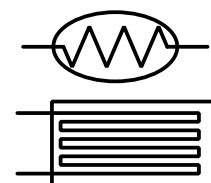


Figura 4.24: Símbolos eléctricos aceptados para galgas.

llos. Así, el paralelepípedo de Fig. 4.25 tienen como resistencia:

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S} = \rho \cdot \frac{L}{a \cdot b} \Rightarrow \Delta R = \frac{\partial R}{\partial \rho} \cdot \Delta \rho + \frac{\partial R}{\partial L} \cdot \Delta L + \frac{\partial R}{\partial a} \cdot \Delta a + \frac{\partial R}{\partial b} \cdot \Delta b$$

$$\Delta R \approx \frac{L}{a \cdot b} \cdot \Delta \rho + \rho \cdot \frac{1}{a \cdot b} \cdot \Delta L - \rho \cdot \frac{L}{a^2 \cdot b} \cdot \Delta a - \rho \cdot \frac{L}{a \cdot b^2} \cdot \Delta b$$

Si dividimos el primer miembro por R y el segundo por su valor, $\rho L/ab$, se obtendría la siguiente relación final:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta a}{a} - \frac{\Delta b}{b} \quad (4.33)$$

Cuando se estira un material, la relación que existe entre la deformación en las direcciones longitudinales (L) y transversales (a y b) está controlada por el *módulo de Poisson* del material, ν . Este se define como:

$$\nu = \frac{-\Delta a/a}{\Delta L/L} = \frac{-\Delta b/b}{\Delta L/L} \Rightarrow -\frac{\Delta a}{a} = -\frac{\Delta b}{b} = \nu \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad (4.34)$$

Se ha supuesto que el material es isótropo y que no hay diferencia entre las dos direcciones trasversales. Si el volumen se conservara, el módulo de Poisson debería ser 0,5, pero, en la realidad, el valor del módulo está comprendido entre 0,24 y 0,40 en metales rígidos (0,303 en acero, 0,33 en aluminio, níquel o cobre), y aún menos en materiales maleables como el plomo o estaño. Con este parámetro, podemos escribir Eq. 4.33 como:

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(1 + 2 \cdot \nu + \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta L/L}\right) \cdot \frac{\Delta L}{L} = K \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad (4.35)$$

donde

$$K = 1 + 2 \cdot \nu + \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta L/L} \quad (4.36)$$

se denomina "*Factor de galga*". Este es un coeficiente adimensional, propio de cada material. El término $\Delta L/L$ es la deformación relativa del dispositivo y se suele medir en "microdeformaciones". Una microdeformación, $\mu\varepsilon$, es igual a un incremento (o decremento) de 1 parte por millón, 10^{-6} . Así, es fácil deducir que una deformación del 1 % es igual a 1 000 $\mu\varepsilon$.

Hay que decir que si la galga está pegada a un objeto, la deformación relativa de la galga es la misma que la de este. Eso implica que, si se observa en una galga una deformación del 0,1 % (100 $\mu\varepsilon$) y está pegada a una viga de 10 m, esta habrá experimentado una deformación similar (1 cm).

A veces no interesa medir deformación relativa, sino fuerza. Para ello, hay que utilizar el módulo de Young, E . Se sabe que si un cuerpo es sometido a una tracción o compresión de valor F , medido en newton, con una sección transversal S perpendicular a la dirección del esfuerzo y hecha de un material con módulo de Young E , la deformación producida es:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{F}{S \cdot E} \quad (4.37)$$

que, combinada con Eq. 4.35, nos conduce a:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{K \cdot F}{S \cdot E} \quad (4.38)$$

siendo F positiva si hay tracción, y negativa si hay compresión. Pasemos ahora investigar qué ocurre con la resistividad, que puede depender la deformación. En el caso de los metales, se sabe que hay una relación proporcional entre las variaciones relativas del volumen y de la resistividad. Así:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = C \cdot \frac{\Delta V}{V} \quad (4.39)$$

en el que C es la constante de Bridgman, propia de cada material. Así, vale 4,4 en el platino y 1,13–1,15 en las aleaciones de cobre y níquel, usadas comúnmente en galgas. Como en un paralelepípedo $V = a \cdot b \cdot L$, se puede deducir que:

$$\frac{\Delta V}{V} \approx \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta L}{L} = (1 - 2 \cdot \nu) \cdot \frac{\Delta L}{L}$$

para lo que hemos usado Eq. 4.34. Combinando esta expresión con Eq. 4.36, se acaba deduciendo que, en los metales y aleaciones metálicas:

$$K = 1 + 2 \cdot \nu + C \cdot (1 - 2 \cdot \nu) \quad (4.40)$$

Esto nos acaba conduciendo a un factor de galga en torno a 2 en las aleaciones de cobre-níquel y cerca de 6 en el platino.

En el caso de los materiales semiconductores, el efecto piezorresistivo es predominante. Así, se ha observado experimentalmente que el factor de galga es del orden de 100 para algunas muestras. Además, se da un hecho curioso: en los semiconductores tipo n , el coeficiente de galga es positivo y, en los tipo p , negativo. En cualquier caso, este factor de galga tan alto hace que las galgas de tipo semiconductor sean mucho más sensibles que las equivalentes metálicas.

4.2.6.2 Otros parámetros físicos de interés

Además de lo explicado en el apartado anterior, hay que tener en cuenta varias propiedades físicas de gran importancia en galgas reales.

- **Límite elástico:** las galgas (y, en general, cualquier material deformable) puede estirarse o comprimirse hasta cierto límite, pues, a continuación, la deformación es tan importante que no puede retornar a la posición de equilibrio. Experimentalmente, se ha visto que en galgas metálicas la deformación no puede superar $40\,000 \mu\varepsilon$ (4 %) y, en las semiconductoras, apenas $3000 \mu\varepsilon$ (0,3 %).
- **Ciclos de vida:** una galga no puede ser estirada y comprimida de manera indefinida. Por envejecimiento y uso, la galga acaba perdiendo la capacidad de retorno al equilibrio. Se sabe que no pueden soportar, en general, más de 100 000 ciclos de expansión/contracción.
- **Deriva térmica:** las galgas son resistencias metálicas y, por tanto, su resistencia crece con la temperatura. En muchos casos, las galgas están sujetas a fuertes variaciones de temperaturas cuya influencia, de no ser corregida, puede conducir a malinterpretación de los datos leídos. Pensemos, por ejemplo, en una galga que esté midiendo la tensión a la que está sometida la viga que sujeta un puente y cuya temperatura cambia de invierno a verano.

Se recomienda incluir junto a las galgas un sensor de temperatura para que se puede hacer *a posteriori* una corrección del efecto de la temperatura. Una vez medida, la variación de la resistencia sería:

$$\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\Delta L}{L} + S_T \cdot (T - T_0) \quad (4.41)$$

donde S_T es la sensibilidad normalizada de la galga a la temperatura, medida en K^{-1} , que proporciona el fabricante, T la temperatura a la que se encuentra y T_0 la temperatura de referencia, normalmente unos 25 °C.

4.2.6.3 Construcción de las galgas

Las galgas metálicas se suelen construir como se muestra en Fig. 4.26. Como ya se dijo anteriormente, es habitual usar una aleación de cobre y níquel depositada sobre un sustrato que se fijará con pegamento epoxy al objeto que se desea observar.

Las galgas que se muestran en la figura constan de una fina lámina zigzagueante para incrementar la resistencia del dispositivo. Están preparadas para medir esfuerzo a lo largo de su lado más largo y, por ello, los tramos de metal que discurren paralelos a este son muy finos. En cambio, en las zonas donde el metal debe cambiar de dirección y donde, por tanto, es sensible a esfuerzos transversales, el metal se hace intencionadamente más grueso para que la contribución de estos tramos a la resistencia sea mínima, y así hacer la galga insensible a esfuerzos en esta dirección. Fig. 4.27 muestra algunos ejemplos de galgas extensométricas comerciales. Como se ve, la forma no es siempre rectangular para medir esfuerzos longitudinales, sino que pueden adoptar distintas formas dependiendo del contexto (por ejemplo, si se desea medir torsión).



Figura 4.27: Ejemplos de galgas comerciales, extraídas de la página web del distribuidor comercial RS (<https://es.rs-online.com>, con números de referencia 632-180 y 189-5584).

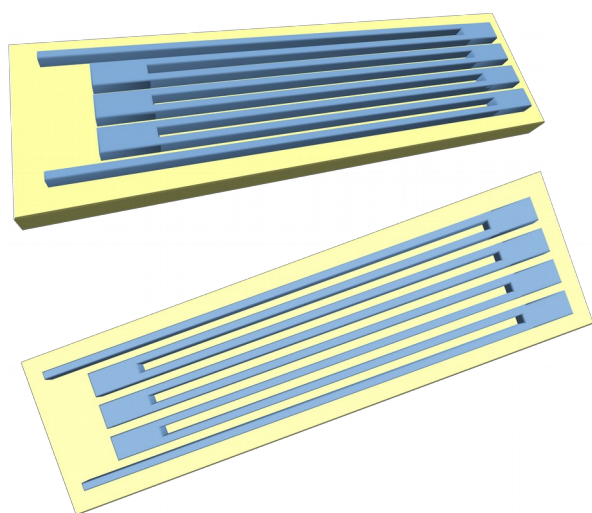


Figura 4.26: Estructura tridimensional de una galga típica.

modificando el dopado. Dada su facilidad de integración, el sistema de acondicionamiento de la señal puede estar dentro del mismo chip.

4.2.6.4 Acondicionamiento de la señal

La medida del valor de las galgas extensométricas se realiza en general por medio de **puentes de Wheatstone**. En general, todas las técnicas explicadas en la Sección 4.1.4.1 son aplicables a las galgas extensométricas: medidas a tres hilos, uso de sensores antisimétricos, etc. Más aun, en algunos casos las técnicas de medida surgieron como respuesta a los problemas a los que se enfrentan las galgas.

Relacionadas con las galgas se encuentran las **celdas de carga**. Estas son dispositivos mecánicos, muy resistentes, en cuyo interior se han colocado galgas extensométricas en puente de Wheatstone. Así, solo hay que colocar en los dos terminales correspondientes la tensión de alimentación y tierra y medir en otros dos puntos la diferencia de tensión entre las galgas. La deformación de este elemento mecánico se conoce con esta salida y así se puede determinar, por ejemplo, el peso que soporta la celda.

4.2.7 Sensores de Gases

Con estos, comenzaremos a estudiar los sensores dedicados a compuestos químicos, de los que se verán más ejemplos en los próximos temas. Los sensores resistivos de gases son dispositivos que detectan directamente la concentración de oxígeno en el aire e, indirectamente, otros gases. En general, están formados por óxidos metálicos semiconductores policristalinos depositados sobre un sustrato inerte.

El óxido metálico más común es dióxido de estaño (SnO_2). Este compuesto químico se suele dopar fuertemente para que tenga carácter *n* y, observado al microscopio, se aprecia una estructura rugosa con

¿Qué hacer si deseamos medir esfuerzos en **dos direcciones perpendiculares**? En ese caso, hay que colocar dos galgas independientes en direcciones transversales y medir así cada una de las componentes.

Queda fuera del objetivo de este curso conocer en qué posición exacta habría que colocar el sensor para realizar la medida. Esta decisión debería ser tomada por ingenieros de otras ramas que decidan dónde tiene mayor interés la medida y el número de elementos que se deban colocar.

Todo lo anterior concierne a galgas estrictamente metálicas. En el caso de las galgas semiconductoras, el diseño es mucho más sencillo, ya que se pueden construir sensores resistivos de pequeña dimensión con valores de tensión razonables simplemente

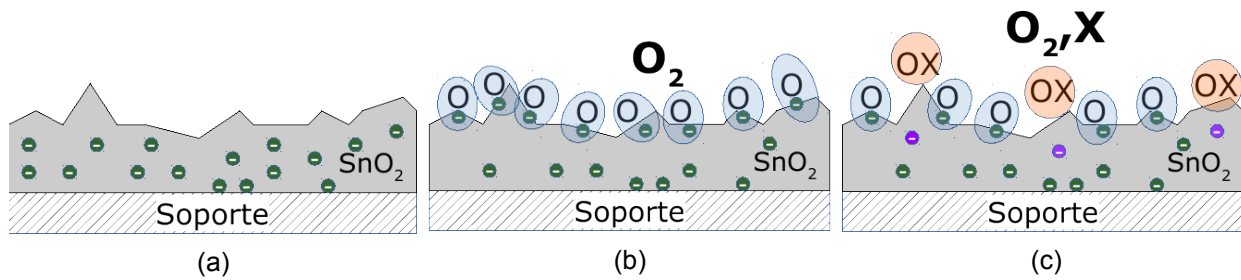


Figura 4.28: Fundamentos físicos de un sensor de gases resistivos. El dióxido de estaño (gris), creado en vacío, posee gran cantidad de electrones libres por el dopado (a). Si hay oxígeno, se capturan átomos en la superficie para lo que es necesario robar electrones al sustrato (b). Si aparece un gas reductor, se apartan átomos de oxígeno de la superficie y así se recuperan electrones (c)

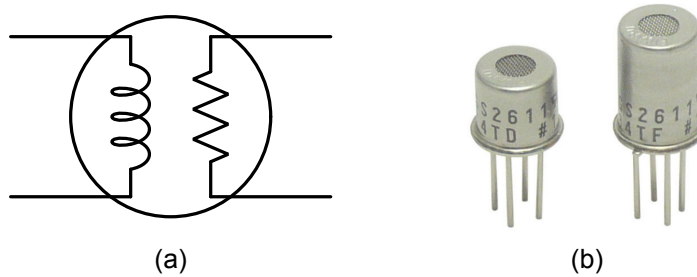


Figura 4.29: Sensores resistivos de gases. El símbolo eléctrico (a) consta del sensor propiamente dicho (derecha) y el calefactor (izquierda). En (b), una imagen del sensor TGS 2611 de Figaro (<http://www.figarosensor.com/>).

el objeto de maximizar la superficie expuesta al aire por unidad de volumen. El dióxido de estaño es un material que adsorbe oxígeno. Es decir, que tiene la capacidad de que el oxígeno se adhiera a la superficie del material. Para que esto ocurra, el oxígeno molecular debe disociarse y robar un par de electrones al dióxido de estaño. Esto provoca que el número total de electrones libres sea menor, que este dependa de la concentración de oxígeno (o, más concretamente, de su presión parcial), y que aumente la resistividad del material.

Otra posibilidad es que, de existir gases **reductores** en el ambiente (p.e., monóxido de carbono), estos pueden robar átomos de oxígeno adherido a la superficie del sensor aumentando su conductividad al liberarse electrones.

Estas dos opciones se recogen en Fig. 4.28. En cualquier caso, ambos procesos son dinámicos. Así, se establece un equilibrio químico entre ambas fases, en el que pares de átomos de oxígeno se recombinan espontáneamente y vuelven al aire, para dejar su lugar a otra molécula. Este es el motivo de que exista una fuerte dependencia de la presión parcial del gas.

Se ha demostrado experimentalmente que, en los sensores de gases, la resistividad varía en función de la presión parcial del oxígeno, p_{O_2} , como:

$$\rho = A \cdot \exp\left(\frac{E_A}{k_B \cdot T}\right) \cdot p_{O_2}^{1/N} \tag{4.42}$$

Donde A es una constante propia del sensor, E_A una energía de activación, k_B la constante de Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23} J/K = 8,62 \cdot 10^{-5} eV/K$, T la temperatura absoluta y N un factor entre 4 y 6.

Un detalle importante es que existe una **fuerte dependencia de la temperatura**. En general, los dispositivos trabajan mejor a alta temperatura, por lo que se les va a añadir un terminal que permite el calentamiento del sensor propiamente dicho. Fig. 4.29a muestra el símbolo típico de este sensor. Ahí se aprecia que, además de los dos terminales correspondientes al sensor resistivo, aparecen dos terminales adicionales para alimentar el calefactor. Los cuatro pines pueden observarse con claridad en Fig. 4.29b, en el que además se aprecia la pequeña rejilla que permite el contacto del sensor con el medio. En general, al ser el sensor diminuto, el calefactor funciona con apenas unas decenas de miliamperio.

Imaginemos ahora que introducimos un gas reductor G en el aire, alcanzando una concentración de $[X_G]$ p.p.m. De acuerdo con la teoría expuesta anteriormente, el dióxido de estaño recupera portadores

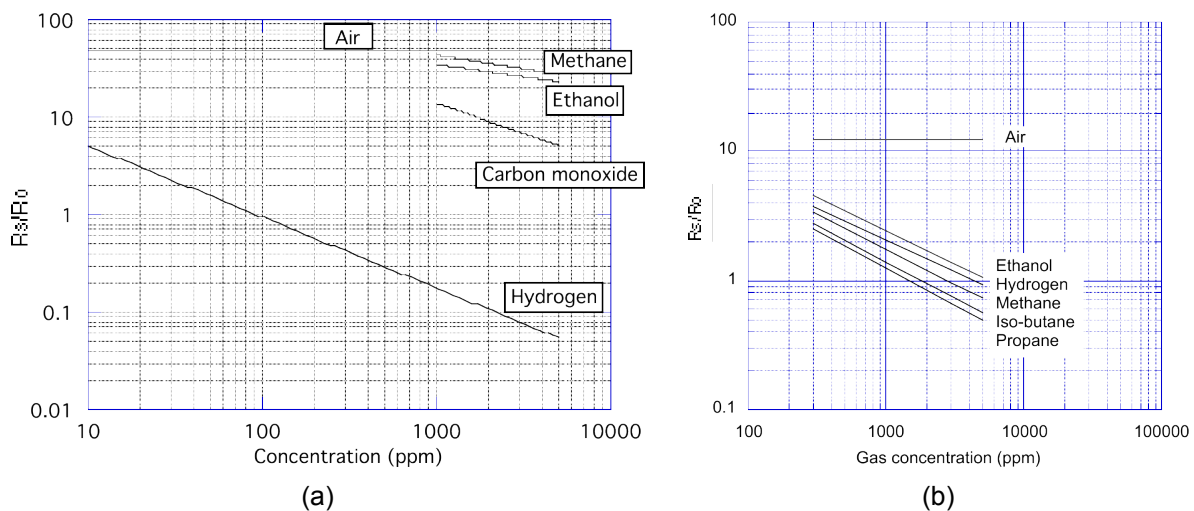


Figura 4.30: Sensores resistivos de gases. Características de los sensores TGS821 (a) y TGS2610-CD de Figaro (<http://www.figarosensor.com/>). Otros parámetros como la temperatura o la humedad han sido omitidos.

con lo que la resistencia debe disminuir. En efecto, se ha observado experimentalmente que la resistencia del sensor disminuye de acuerdo a la ley:

$$R = \frac{R_0}{(1 + K_G \cdot [X_G])^a} \quad (4.43)$$

donde K_G y a son constantes positivas que dependen del sensor y del gas estudiado.

Una característica especialmente interesante de los sensores de gases de óxido de estaño es su gran **inespecificidad**, lo que quiere decir que responden a muchos gases y con sensibilidad distinta. Esto puede verse, por ejemplo, en Fig. 4.30, que muestra la respuesta de dos sensores distintos de un mismo fabricante antes distintos gases. Aunque esto pueda parecer un inconveniente, la técnica ha permitido el desarrollo de **narices electrónicas**, en los que varios sensores comerciales se integran en una matriz y sus respectivas salidas se usan como entrada de una red neuronal inserta en un microcontrolador, que puede determinar con rapidez y precisión la presencia de gases en una mezcla y su proporción.

4.3 Notas sobre el uso de sensores resistivos

En este tema, se han explicado diversos sensores, cómo se utilizan y para qué se pueden emplear. Así, hemos sabido que podremos medir temperatura con RTD y NTC con distintas opciones de rango de trabajo y sensibilidad; luminosidad con LDR; Esfuerzo con galgas; Contaminación o humedad con sensores de óxido de estaño.

No son las únicas opciones, sin embargo. Así, cada una de las variables anteriores podrán ser medidas con otras familias de sensores generadores y capacitivos. Se deja al alumno que elija el sensor más apropiado para el problema al que se enfrente.

Ocurre, por otro lado, que el ingenio puede suplir la falta de un sensor específico para el problema al que nos estamos enfrentando. Así, por ejemplo, un sensor de temperatura expuesto al sol podría servirnos para determinar ciclos de día y noche con relativa facilidad evitando tener que usar, por ejemplo, una LDR.

Tema 5

Sensores Generadores de Señal y Detectores Ópticos

Se entiende por **sensor generador de señal** como aquel cuya salida es una **tensión**, o una **corriente**, o bien **una redistribución de cargas**.

Desde el punto de vista circuital, los sensores generadores de tensión equivalen a fuentes de tensión dependientes de la variable física (pero no de las otras tensiones del circuito y, por tanto, independientes desde el punto de vista circuital), con una impedancia de salida no nula con carácter predominantemente resistivo. Esto implica que pueden proporcionar una tensión pero es posible que no puedan proporcionar mucha corriente de salida.

Algo equivalente ocurre con los sensores generadores de corriente, modelables como una fuente de corriente con impedancia de salida finita, de carácter resistivo, y, posiblemente, bastante baja. Un caso extremo es el de los sensores generadores de carga, que se modelan como fuentes de tensión cuya impedancia de salida equivalente es una capacidad serie, no una resistencia.

En general, los sensores generadores de tensión y corriente pueden trabajar en régimen DC, entendiéndose como DC aquel en el que las tensiones varían más despacio que el tiempo entre medidas. Por el contrario, es muy difícil utilizar los sensores generadores de carga en esta configuración, ya que se descargan con rapidez a través de las resistencias del bloque acondicionador de la señal. Otro modo de verlo es que la impedancia de salida bloquea la componente en continua de la señal. Este problema no existe si el parámetro físico es variable en el tiempo, pues el condensador ya no es un obstáculo insalvable. Por ello, en algunos casos se agregan componentes mecánicos que, ingeniosamente, transforman un valor constante en variable (p. e., pirómetros).

5.1 Acondicionamiento de la señal

Cada tipo de sensor requiere circuitos acondicionadores distintos. Estudiaremos los circuitos de menor a mayor complejidad: tensión, corriente y carga.

5.1.1 Acondicionamiento para tensión

La mayor parte de estos sensores proporcionan una tensión que se puede medir directamente con técnicas usuales. El acondicionamiento es extremadamente fácil, pues va a bastar con:

- Una estructura amplificadora basada bien en amplificador operacional con resistencias, bien en amplificador diferencial, bien de instrumentación. Esta estructura debe tener una alta impedancia de entrada para evitar efectos de carga en el sensor.
- Una referencia de tensión para realizar el ajuste a cero de la salida.
- Filtros LP o BP para eliminación de ruido.

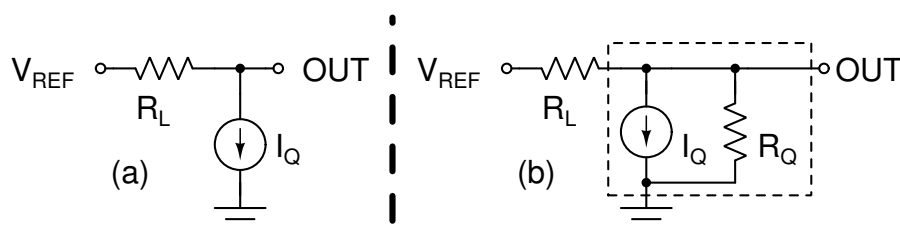


Figura 5.1: Polarización simple de sensor de corriente: ideal (a) y contando con la resistencia parásita, R_Q .

Y, en principio, nada más. Pongamos un ejemplo: las referencias de tensión tipo *bandgap* tienen una salida cuyo valor es función de la temperatura. Así, por ejemplo, la referencia de tensión REF02 de Analog Devices¹ tiene una salida, correspondiente al pin 5, cuyo valor es

$$V_{TEMP}(T) = 580 + \alpha \cdot T \text{ (mV)}$$

donde T es la temperatura expresada en grados centígrados y $\alpha = 1,96 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. Hay modelos de esta referencia que pueden trabajar entre -55 y 125 $^\circ\text{C}$, así que podríamos utilizar la referencia para medir temperaturas entre 0 y 100 $^\circ\text{C}$. Si quisiéramos realizar, por ejemplo, un acondicionamiento de señal tal que 0 $^\circ\text{C} \rightarrow 0$ V y 100 $^\circ\text{C} \rightarrow 5$ V, habría que diseñar un circuito que restara 580 mV a la señal de entrada y la amplificara luego con ganancia:

$$G = \frac{5 - 0}{(1,96 \cdot 10^{-3}) \cdot 100} = 25,51$$

Esto puede conseguirse con un amplificador operacional o de instrumentación, y resistencias. A veces, todo este sistema es innecesario, pues podría bastar un conversor analógico-digital de muy alta resolución, como los sigma-delta (Sec. 8.3.4.2.3), colocado directamente en la salida del sensor.

5.1.2 Acondicionamiento para corriente

En este caso, el sensor debe modelarse como una fuente de corriente con una resistencia de salida en paralelo que, en general, no puede despreciarse. Esto nos obliga a incluirla en los cálculos o a buscar estrategias para cancelar su influencia. Es muy común, además, imponer condiciones para que el sensor fuente de corriente esté correctamente polarizado. Así, el terminal por donde entra la corriente debe estar a una tensión superior que aquel por donde sale. En un fotodiodo, por ejemplo, es necesario que la tensión entre las zonas n y p sea nula o de decenas o incluso centenares de voltio, dependiendo de sus especificaciones. Otro ejemplo es el sensor de temperatura AD590², que debe estar polarizado al menos a 4 V y como máximo a 30 .

La forma más simple de acondicionar un sensor de corriente consiste en ponerlo en serie con una resistencia y polarizar ambos entre una tensión de referencia conocida y tierra (Fig. 5.1a). Bastaría entonces con medir la tensión en el punto intermedio para conocer el valor de la corriente. Es fácil ver que la tensión en ese punto sería

$$V_{OUT} = V_{REF} - R_L I_Q = V_{REF} - R_L I_{Q0} - \alpha \cdot R_L I_{Q0} x$$

donde se ha supuesto que $I_Q = I_{Q0} \cdot (1 + \alpha \cdot x)$, ya que es un sensor que depende de una variable x . Podemos ver que la sensibilidad es $-\alpha R_L I_{Q0}$ y que el rango de valores de entrada es

$$-\alpha^{-1} \leq x \leq \frac{V_{REF}}{\alpha \cdot R_L I_{Q0}} - \alpha^{-1}$$

Sin embargo, todo esto cambia al tener en cuenta la resistencia parásita (Fig. 5.1b), que hay que incluir en las ecuaciones. Es inmediato ver que:

$$V_{OUT} = \frac{R_Q}{R_L + R_Q} \cdot V_{REF} - \frac{R_L R_Q}{R_L + R_Q} \cdot I_Q = \frac{R_L // R_Q}{R_L} \cdot V_{REF} - (R_L // R_Q) \cdot I_Q$$

¹http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/REF01_02_03.pdf

²<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD590.pdf>

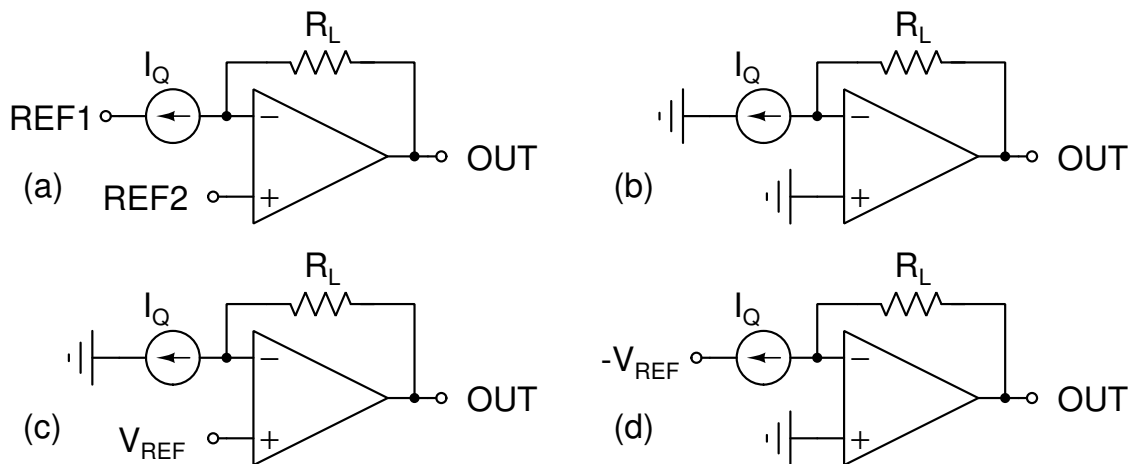


Figura 5.2: *Transresistores para polarizar sensores generadores de corriente. Caso general (a), $V_{REF1} = V_{REF2} = 0$ V (b), con referencia positiva (c) y con referencia negativa (d).*

Recordemos que el símbolo // significa “en paralelo”. No solo ha cambiado el punto de trabajo, sino que la sensibilidad se ve afectada. Así, deja de ser $-\alpha R_L I_{Q0}$ para convertirse en $-\alpha (R_L // R_Q) I_{Q0}$. Esto nos llevaría a un valor menor, pues $R_L // R_Q < R_L$ y, además de no despreciable, R_Q suele ser desconocida y no lineal.

Por ello, la estructura de Fig. 5.1b no se suele usar salvo en casos muy especiales, como aquellos sensores que trabajan en un régimen de TODO o NADA. Un ejemplo clásico de estos son los fototransistores, que tienen una corriente mínima en oscuridad ($V_{OUT} \approx V_{REF}$), y, al ser iluminados, producen tanta corriente que, con una resistencia adecuada, acaban cayendo a saturación ($V_{OUT} \approx 0,2$ V). Con esta red tan simple proporcionan una salida digital válida, que los hace apropiados para la recibir señales digitales luminosas, detección de objetos, luz/oscuridad, etc.

Por tanto, una vez descartada esta configuración sencilla, el procedimiento usual consiste en insertar el sensor en un transresistor con amplificador operacional³ (Fig. 5.2). En estas configuraciones se ha supuesto que el sensor va de derecha a izquierda por lo que la corriente debe provenir de la salida del op amp. En caso de cambiar el sentido de la fuente de corriente, hay que cambiar los signos de las tensiones. Por ejemplo, en el caso (c) habría que reemplazar V_{REF} por $-V_{REF}$ y, en (d), lo contrario.

Volviendo al caso general, (a), se perciben varios hechos relevantes:

- El sensor está sometido a una tensión de valor $V_{REF2} - V_{REF1}$, que debe ser suficiente para que este funcione correctamente, tal y como se indicó en los párrafos anteriores.
- La salida del amplificador operacional es, idealmente, $V_{OUT} = V_{REF2} + R_L \cdot I_Q$. Obsérvese que no hay dependencia explícita de V_{REF1} .
- Como $I_Q = I_{Q0} \cdot (1 + \alpha \cdot x)$, la sensibilidad de esta estructura es $\alpha \cdot R_L \cdot I_{Q0}$, que es positiva y puede ser controlada con la resistencia.
- El nivel de tensión de la salida se puede regular con la tensión $+V_{REF2}$.

¿Qué ventajas tiene esta configuración? Incorporaremos ahora a Fig. 5.2a la resistencia parásita, obteniendo la estructura de Fig. 5.3a. Solo se ha usado una de las configuraciones, pero las ideas que se mostrarán pueden extenderse sin problemas a cualquiera de las otras estructuras gemelas. En primer lugar, la inclusión de la resistencia parásita implicaría que la salida del amplificador es:

$$V_{OUT} = R_L \cdot I_Q + \frac{R_L}{R_Q} \cdot V_{REF}$$

Aunque en principio podría pensarse que no se ha solucionado el problema, fijémonos en que ahora la contribución de la resistencia es constante, puesto que depende únicamente de la tensión entre los extremos del sensor, que es fija. Por tanto, se puede tratar como una tensión de *offset* que se puede medir

³También llamado *amplificador de transresistencia* o, más generalmente, *de transimpedancia*.

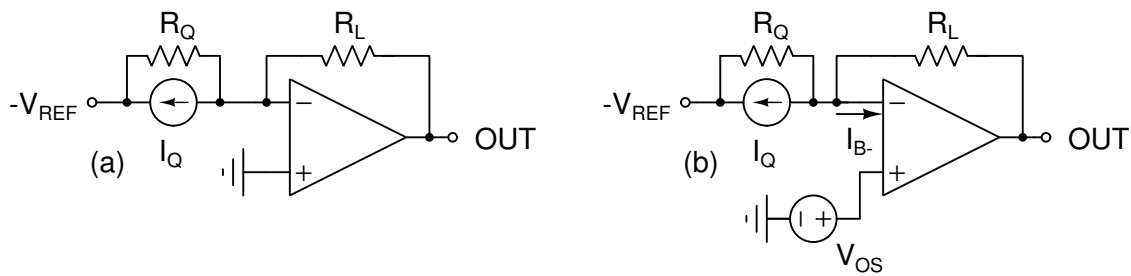


Figura 5.3: No idealidades en la configuración transresistora. En (a), se muestra la acción de la resistencia parásita del sensor. En (b), se incorporan las no idealidades del op amp.

durante la calibración del sistema y cancelar posteriormente. Más aun, si $V_{REF} = 0$, la contribución de la resistencia parásita desaparece por completo, aunque esta solución tiene inconvenientes. Así, solo es válida para algunos dispositivos como los fotodiodos y, además, se suele producir una disminución en la sensibilidad del dispositivo.

Ahora veamos qué pasa cuando tomamos en cuenta las no idealidades del amplificador. En particular, la tensión de *offset* y la corriente de polarización de la entrada (Fig. 5.3b). En este caso, puede demostrarse que la salida es

$$V_{OUT} = R_L \cdot (I_Q + I_{B-}) + \frac{R_L}{R_Q} \cdot V_{REF} + \left(1 + \frac{R_L}{R_Q}\right) \cdot V_{OS}$$

Interesa particularmente el efecto de I_{B-} , ya que, en algunos casos, su valor es comparable al de la corriente de salida del sensor que se esté midiendo. Para solucionarlo, se recomienda utilizar **amplificadores operacionales de alta impedancia de entrada**, de tipo JFET o CMOS.

Queda solo por averiguar cuál es el comportamiento en frecuencia de esta red. En primer lugar, además de la resistencia parásita, el sensor puede tener una capacidad parásita en paralelo con la que hay que contar, pues puede incluso desestabilizar el sistema. Este hecho es particularmente interesante en el caso de los fotodiodos. Asimismo, hay que tener en cuenta el producto ganancia-ancho de banda del amplificador, así como su *slew rate*.

5.1.3 Acondicionamiento para carga

En estos sensores, la variable física producirá una separación de carga entre dos lados de un sensor. Es posible modelar este fenómeno por medio de una fuente de tensión en serie con un condensador (o, aplicando el teorema de Norton, en una fuente de corriente con un condensador en paralelo). Esto se muestra en Fig. 5.4a.

En esta estructura, se ha supuesto que la carga se almacena en el condensador. El problema es que esta carga desaparece con facilidad cuando se le acopla un sistema de medida con una impedancia de entrada finita. Es, por tanto, un parámetro difícil de medir en continua. Idealmente, bastaría con utilizar un amplificador de carga similar al mostrado en Fig. 5.4b. En esta estructura, la variable física externa genera una diferencia de tensión V_S en el condensador C_S , que conlleva la aparición de una carga simétrica $q = \pm C_S \cdot V_S$ en cada uno de los terminales de este⁴. Sin embargo, como el nudo **b-c** estaba inicialmente descargado y está conectado a terminales de impedancia infinita (capacidades y operacional), la aparición de una carga de valor $-q$ en el punto **b** implica que debe aparecer una carga de valor $+q$ en el terminal **c** del condensador C_F para mantener la neutralidad de carga en el nudo. No obstante, esta carga induce una carga reflejada de valor $-q$ en el terminal **d** conectado a V_{OUT} .

En resumen, mediante compensación de cargas, el sensor ha conseguido reflejar su salida en C_F , con lo que aparecerá en él una diferencia de tensión:

$$q = C_F \cdot (0 - V_{OUT}) \rightarrow V_{OUT} = -\frac{q}{C_F} = -\frac{C_S}{C_F} \cdot V_S$$

⁴Aunque este condensador es ficticio, ya que se limita a emular el comportamiento del dispositivo, se puede estudiar sin problemas como si fuera un condensador plano clásico con dos terminales.

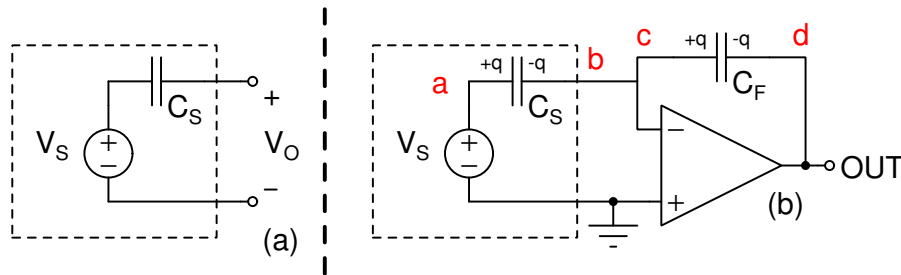


Figura 5.4: Modelo circuital de sensor generador de carga (a) y circuito amplificador de carga ideal (b).

Expresada la excitación del sensor, bien con la carga generada, bien con una tensión, la habremos transformado en una tensión perfectamente medible. Los problemas asociados a esta estructura son, sin embargo, muy fáciles de entender. Por efecto de la tensión de *offset* o de las corrientes de polarización de la entrada del amplificador, este acabaría yendo a **saturación** por lo que es necesario realizar operaciones de refresco en las que se debe descargar regularmente el condensador de realimentación. Ni siquiera el uso de amplificadores operacionales con baja corriente de polarización de la entrada, por otra parte muy recomendables, puede evitar la saturación del amplificador.

Otro fenómeno nefasto asociado también a la **presencia de corrientes de fuga** o, en general, de impedancias finitas, es que el condensador C_S se acaba descargando. El proceso de medida destruye la señal que se desea medir y hay que reponerla de algún modo para continuar el proceso de medida.

Una solución más inteligente es la mostrada en Fig. 5.5. En esta estructura, se resuelve el problema de la inestabilidad de C_F añadiendo dos conmutadores analógicos controlados por señales complementarias. Así, nos encontraríamos con dos fases posibles:

1. $\phi = "1"$: en este caso, el conmutador S_1 está cerrado y S_2 abierto. El circuito está midiendo, así que el condensador C_F procederá a cargarse.
2. $\phi = "0"$: Se desconecta el sensor, se configura el amplificador como seguidor de tensión, eliminando por completo la carga acumulada en C_F . Además, el sensor regenera la carga que se hubiera perdido durante la medida.

En la figura puede apreciarse también que se ha agregado un nuevo condensador, C_P , que da cuenta de todas las capacidades parásitas asociadas al circuito de medida. El origen de estas capacidades puede ser variado:

- *Intrínseco al sensor.* Veremos, por ejemplo, que en todo sensor piezoeléctrico o piroeléctrico aparece también una capacidad por puros motivos geométricos, ya que hay un dieléctrico envuelto por dos electrodos.
- *Cables:* Los cables que se conectan a cada uno de los terminales de entrada del sensor se acoplan entre sí generando una capacidad parásita. Este fenómeno ocurre con mayor o menor grado e independientemente del modo de conexión: cables bifilares paralelos, trenzados, coaxiales, pistas en placas, etc.

Estas imperfecciones también tienen sentido en el circuito de Fig. 5.4. En Fig. 5.5 hay que tener en cuenta, además, la capacidad parásita asociada al conmutador, tal y como se explicó en la Sección 3.11.4.

¿Qué ocurre si el estímulo externo es variable? En ese caso, el proceso de medida es mucho más sencillo, pues la señal V_S no sería continua y el condensador C_S sería incapaz de bloquearla. Además, no sería necesario interrumpir la medida para reponer la carga, pues esta se regenera continuamente. Bastaría con un filtro activo pasa-banda basado en resistencias y capacidades, que debería dejar pasar las frecuencias características de la variable física y rechazar las componentes en continua, evitando de este modo la propagación de la tensión de *offset* del amplificador y similares.

Una vez hecho esto, habría que realizar la caracterización de la señal en alterna utilizando las técnicas que se explicarán en el Ap 6.1.1. El proceso de medida en AC es tan sencillo en comparación con el DC que, en algunos casos, se prefiere transformar un parámetro físico continuo en variable para realizar el

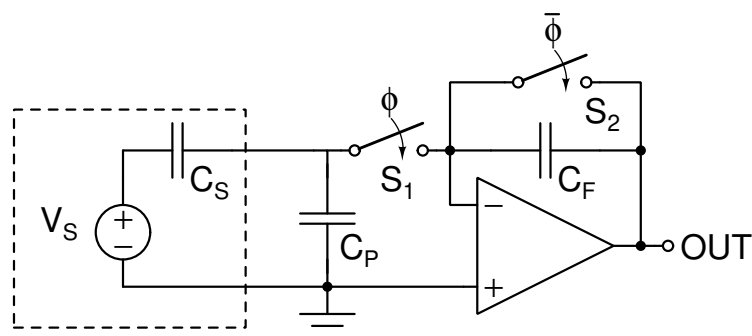


Figura 5.5: Circuito realista para medir la carga de un condensador en modo DC.

acondicionamiento de la señal en AC. Esto es lo que se usa, por ejemplo, en los pirómetros, en los que un disco perforado gira por encima de un piroeléctrico capaz de absorber la radiación infrarroja emitida por un cuerpo caliente y, en última instancia, medir la temperatura de este sin entrar en contacto con él. También se usan, por ejemplo, en los termómetros clínicos sin contacto, dirigidos a la frente, cuello u oreja del paciente. Estos sensores se verán en el apartado 5.2.3.2.

5.2 Sensores generadores de señal comunes

Como la anterior, dividiremos esta sección en tres partes según la señal que se genere: *tensión*, *corriente* y *carga*.

5.2.1 Tensión

Dentro de esta categoría, se estudiarán los siguientes sensores:

1. Sensores de temperatura tipo *bandgap*
2. Sensores de temperatura tipo termopar
3. Sensores de campo magnético tipo Efecto Hall

Lógicamente, estos no son los únicos tipos posibles, pero son lo suficientemente habituales y representativos para que merezca la pena estudiarlos. Además, se dan ideas sobre cómo tratar otros sensores.

5.2.1.1 Bandgap para temperatura

En la Sección 3.9.3.1 se describieron las referencias de tensión de tipo *bandgap*. Allí se vio que utilizaban como base la celda Brokaw, en la que se conseguía la independencia de la temperatura sumando una tensión que era proporcional a la temperatura absoluta y otra que decrecía con ella. En circunstancias que ya se vieron, ambos términos se compensaban.

Sin embargo, dado que hay un punto del circuito cuya tensión sobre el nudo de tierra es proporcional a la temperatura absoluta, basta con conectarlo a un pin externo para conocer con bastante detalle la temperatura del circuito integrado. La sensibilidad del sensor depende del circuito integrado que se esté utilizando. Ya se vio anteriormente como ejemplo que la referencia de tensión REF02 de Texas Instruments proporcionaba una salida⁵ de valor, en milivoltios, $630 + 2,1 \cdot (T - 25)$, siendo T la temperatura en grados centígrado, fácilmente medible. ¡Atención! Hay que tener cuidado, ya que, por ejemplo, el modelo equivalente de Analog Devices tiene una relación de $580 + 1,96 \cdot (T - 25)$, ligeramente distinta.

El inconveniente de este tipo de sensores es que no miden la temperatura ambiental, sino la del circuito integrado, que siempre es ligeramente superior debido a la disipación de calor en su interior. Además, no son muy lineales, de modo que el margen de error en el rango de 0 a 100 °C puede ser del orden de

⁵Pin 3 en formato DIP8.

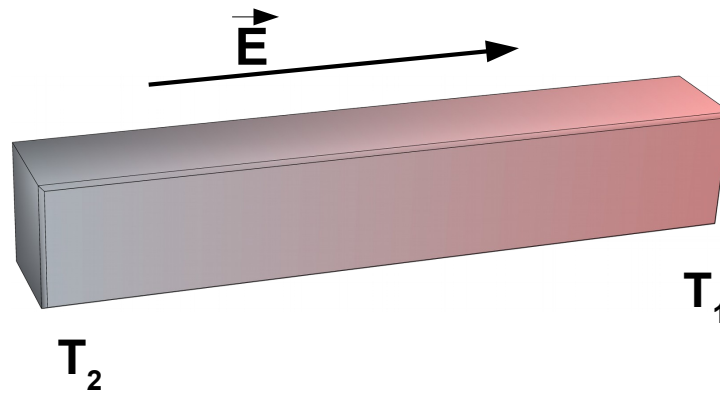


Figura 5.6: Barra de metal con extremos a distinta temperatura sometida a un campo eléctrico.

0,3 °C. Sin embargo, como están hechos de silicio, pueden añadirse sin problema a circuitos más complejos, como microprocesadores, microcontroladores, circuitos lineales de potencia, etc., de tal modo que proporcionan al dispositivo un medio para conocer su propia temperatura, y tomar medidas si fuera necesario para compensar esta circunstancia: activar el ventilador de un ordenador, disminuir la frecuencia de trabajo o, incluso, entrar en reposo forzado hasta que se restablezcan las condiciones óptimas de trabajo.

5.2.1.2 Termopares para temperatura

Estos dispositivos utilizan para medir temperatura el efecto termoeléctrico que se produce en uniones de dos metales distintos.

5.2.1.2.1 Efecto termoeléctrico o Seebeck El efecto termoeléctrico se observa cuando se superponen en un metal un campo eléctrico y un gradiente de temperatura (Fig. 5.6). En primer lugar, supongamos que el campo eléctrico es nulo y que el extremo derecho de la barra metálica está a una temperatura, T_1 , mayor que la del extremo izquierdo, T_2 . Los electrones del extremo derecho están más agitados que los del izquierdo, con lo que habrá más moviéndose hacia la izquierda, desde T_1 , que hacia la derecha, desde T_2 .

Obviamente, esto no es más que una burda aproximación para comprender el origen físico de este fenómeno, puesto que también es necesario tener en cuenta las vibraciones de iones, fonones, huecos en semiconductores, etc. Al incluir todos estos efectos con rigor, se puede demostrar que aparece una densidad de corriente en el metal de valor

$$\vec{J} = -\sigma \cdot S \cdot \vec{\nabla}T \quad (5.1)$$

donde σ es la conductividad eléctrica del metal y S es el llamado “coeficiente Seebeck” del metal, bautizado así en honor de su descubridor. Por este motivo, al efecto termoeléctrico también se lo llama por abuso de lenguaje, “efecto Seebeck”, aunque, estrictamente hablando, este solo tiene que ver con los termopares y no, por ejemplo, con el efecto Peltier, que se verá en la Sección 5.2.1.2.5. Este coeficiente se mide en V/K y puede tener tanto valores positivos (p. e., semiconductores tipo p) como negativos (mayoría de metales y semiconductores tipo n). En la Tabla 5.1 se muestra el coeficiente Seebeck de algunos materiales típicos, aunque debe tenerse claro que este varía con la temperatura haciendo que Eq. 5.1 sea más complicada en la realidad.

Veamos ahora qué ocurre si aplicamos un campo eléctrico al metal de Fig. 5.6. A la densidad de corriente de Eq. 5.1 hay que añadirle la debida a este campo. Esta contribución es conocida, pues está gobernada por la ley de Ohm, con lo que la densidad de corriente total es:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} - \sigma \cdot S \cdot \vec{\nabla}T \quad (5.2)$$

⁶Constantán: Aleación de níquel (45%) y cobre (55%).

⁷Cromel: Aleación de níquel y cromo.

Tabla 5.1: Coeficiente Seebeck de diversos elementos o aleaciones.

Material	Coeficiente	Material	Coeficiente	Material	Coeficiente
Constantán ⁶	-40	Plomo	-1	Hierro	15
Níquel	-20	Tántalo	-0,5	Cromel ⁷	20
Platino	-5	Rodio	1,0	Germanio (Intr.)	335
Aluminio	-1,5	Cobre	1,5	Silicio (Intr.)	445

Todos los valores en $\mu V/K$

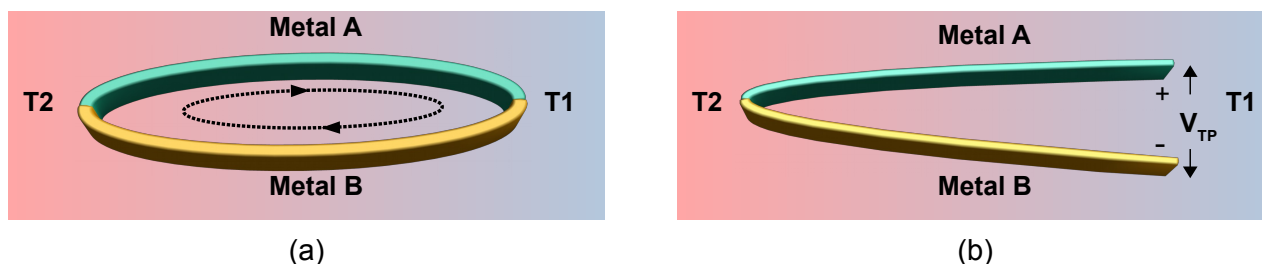


Figura 5.7: Efecto Seebeck. Aparición de corriente en circuito cerrado (a) y diferencia de tensión si se abre una de las uniones (b).

Podemos presentar esta ecuación en función del potencial eléctrico, mucho más utilizado en electrónica, con la relación $\vec{E} = -\vec{\nabla}V$. De este modo, obtenemos:

$$\vec{J} = -\sigma \cdot \vec{\nabla}V - \sigma \cdot S \cdot \vec{\nabla}T = -\sigma \cdot \vec{\nabla}(V + S \cdot T) \quad (5.3)$$

En esta última ecuación, se ha supuesto que S es independiente de la temperatura. Aunque sabemos que no lo es, nos permite vislumbrar que el factor $S \cdot T$ es equivalente a una tensión eléctrica o, más correctamente, a una fuerza electromotriz, ya que no se origina a partir de un campo conservativo. Este hecho nos permitirá comprender mejor cómo miden los termopares la temperatura.

5.2.1.2.2 Termopares Originalmente, Seebeck observó que, si formaba un anillo con dos metales distintos y sometía las uniones a distinta temperatura, aparecía una corriente eléctrica (Fig. 5.7a). Era crucial que fueran las uniones, y no cualquier otra parte de los hilos metálicos, las que estuvieran a distinta temperatura absoluta. Aunque esta configuración es interesante, es mucho más adecuada aquella en la que solo se realiza una unión de las dos posibles (Fig. 5.7b). En este caso, no puede circular corriente, ya que hay un circuito abierto, pero, en su lugar, aparece una diferencia de tensión entre los extremos libres. Esta tensión puede medirse con facilidad y es la que usaremos para medir temperatura. Esta es la estructura que se encuentra en los “termopares”.

Ya se indicó anteriormente que el efecto termoeléctrico podía modelarse más o menos como una fuerza electromotriz de valor $S_X \cdot T_X$ (Eq. 5.3). Utilizando este dato, y teniendo en cuenta que los dos metales están a la misma tensión en la unión, se acaba demostrando que la diferencia de tensión entre los dos extremos abiertos es:

$$V_{TP} \approx (S_A - S_B) \cdot (T_2 - T_1). \quad (5.4)$$

En otras palabras, puede conocerse la diferencia de temperatura entre la unión y la zona de referencia a partir de la tensión entre los extremos abiertos y, si se conoce T_1 , la temperatura T_2 . Es estrictamente necesario que, a pesar de que estén ligeramente separados, las dos puntas abiertas se encuentren a la misma temperatura, T_1 . De no ser así, el termopar no funcionaría.

No hay igualdad estricta en Eq. 5.4, ya que los coeficientes Seebeck son ligeramente dependientes de la temperatura. Por ello, los termopares comerciales ofrecen tablas de calibración o funciones polinómicas para realizar un cálculo más preciso. Veremos ejemplos en la Sección 5.2.1.2.3.

Hay tres leyes asociadas al efecto Seebeck que facilitan el uso y diseño de termopares. Estas leyes son:

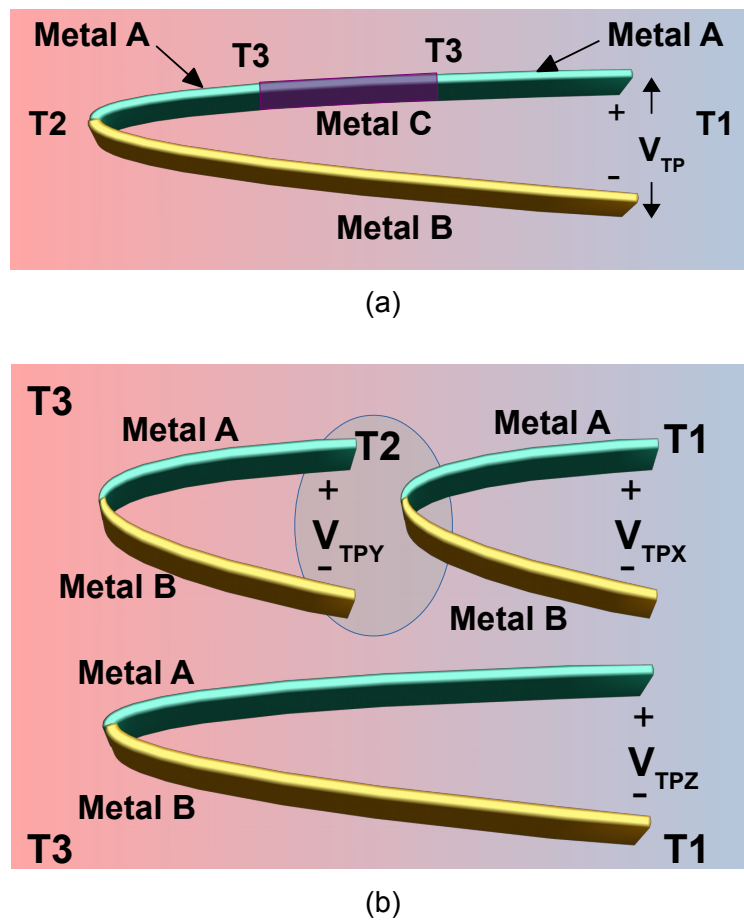


Figura 5.8: Efecto Seebeck. Diagramas explicativos de la ley de los metales intermedios (a) y de las temperaturas intermedias (b).

1. **Ley de los Circuitos Homogéneos:** La tensión de un termopar solo depende de la temperatura de la unión y de los extremos, y no del gradiente de temperatura que existe entre los extremos de los hilos que componen el termopar. El interés de esta ley radica en que, al quitar importancia a qué hay entre los dos puntos clave, otorga libertad al diseñador para dar la forma que se quiera el termopar, la longitud que interese, etc. Es importante, sin embargo, que no aparezcan más metales, pues, en caso contrario, hay que aplicar la siguiente ley.
2. **Ley de los Metales Intermedios:** La existencia de un tercer metal en el recorrido de uno de los cables no afecta a la tensión del termopar, siempre y cuando los puntos de unión se encuentren a la misma temperatura (Fig. 5.8a). Esto nos permite conocer mejor el papel de los contactos eléctricos externos que se agregan al termopar para insertarlo en el circuito de medida. Sean cuales sean los dos metales, hay que conectarlos bien por presión, bien por soldadura con estaño a cables de cobre. Las zonas de unión forman uniones metal-metal que pueden conducir a la aparición de tensiones termoeléctricas parásitas, que desaparecen si las temperaturas son iguales.
3. **Ley de las Temperaturas Intermedias:** Supongamos que nos encontramos con una estructura similar al de Fig. 5.8b. En la parte superior de esta figura se encuentran dos termopares que intentan medir por etapas la diferencia de temperatura, $T_3 - T_1$, usando como otra, T_2 , como escalón. Si intentáramos medir la temperatura con un único termopar, se produciría una tensión de salida tal que:

$$V_{TPZ} = V_{TPX} + V_{TPY} \quad (5.5)$$

El problema de esta ley es que no se cumple salvo que el termopar sea perfectamente lineal, cosa que no es cierta, ya que el coeficiente Seebeck es ligeramente dependiente de la temperatura. Sin embargo, es posible usar esta regla al menos como una primera aproximación al problema.

5.2.1.2.3 Modelos comerciales de termopares Aunque en principio podría utilizarse cualquier par de metales para construir un termopar, en la práctica se recurre a termopares de tipo comercial con características perfectamente conocidas. Todos se conocen como “*tipo X*”, donde X es una letra mayúscula.

En primer lugar, veremos los termopares que se usan en el rango de temperaturas normales de trabajo, entendiéndose por esto temperaturas ni en ambientes criogénicos, ni en altas temperaturas, a la que ya se han fundido la mayor parte de los sólidos. Los termopares usuales son los tipo J, K, E y N. Los dos primeros son los más habituales por disponibilidad y precio:

1. Tipo J:

- (a) *Materiales*: hierro y constantán.
- (b) *Rango de trabajo*: 0–800 °C. El límite superior baja a 300 °C en aquellos con unión expuesta y el límite inferior puede bajar casi hasta temperaturas criogénicas si se protege adecuadamente para evitar la formación de vaho y escarcha.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 56,9 $\mu\text{V/K}$; b) a 25 °C: 51,5 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: solo es apto para ambientes no oxidantes y sin agua.

2. Tipo K:

- (a) *Materiales*: cromel y alumel⁸.
- (b) *Rango de trabajo*: -200 – 1250 °C. El límite superior baja a 300 °C en aquellos con unión expuesta y está limitado por la resistencia de la vaina envolvente. Utilizable en criogenia.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 39,1 $\mu\text{V/K}$; b) a 25 °C: 40,5 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: apto para ambientes oxidantes.

3. Tipo E:

- (a) *Materiales*: níquel-cromo y constantán.
- (b) *Rango de trabajo*: -200–900 °C.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 70,8 $\mu\text{V/K}$; b) a 25 °C: 60,0 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: apto para ambientes oxidantes. Posiblemente, reemplace en un futuro los modelos J y K.

4. Tipo N:

- (a) *Materiales*: nicrosil y nisil⁹.
- (b) *Rango de trabajo*: 0–1200 °C. Muy apropiado para alta temperatura sin necesidad de uso de otros termopares más caros basados en platino.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 36,5 $\mu\text{V/K}$; b) a 25 °C: 26,5 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: apto para ambientes oxidantes.

Aunque existen sensores resistivos específicos para criogenia, también hay termopares que cumplen esta función. En particular, el tipo T, que se describe a continuación:

1. Tipo T:

- (a) *Materiales*: cobre y constantán.
- (b) *Rango de trabajo*: -250–350 °C. Aplicable en criogenia.
- (c) *Sensibilidad media en el rango de trabajo*: 40,1 $\mu\text{V/K}$; b) a 25 °C: 41,0 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: apto para ambientes oxidantes.

⁸Aleación de 95% de Ni, 2% de manganeso, 2% de aluminio y 1% de silicio.

⁹Nicrosil: 84,6% Ni, 14,2% Cr, 1,4% Si; Nisil: 95,5% Ni, 4,4% Si, 0,1% Mg.

Finalmente, veremos los termopares aptos para altísimas temperaturas. Lo normal es que estén hechos de metales nobles con alto punto de fusión y, a ser posible, inertes químicamente. Por otra parte, recordemos que un termopar no puede utilizarse si la vaina que lo envuelve se desintegra por lo que estos termopares estarán expuestos directamente al medio o con vainas especiales. Son los tipos R, S, B y C.

1. Tipos R y S:

- (a) *Materiales*: 13%Pt-87%Rh y platino (Tipo R) y 10%Pt-90%Rh y platino (Tipo S).
- (b) *Rango de trabajo*: 0–1300 °C. Por su coste, se recomienda su uso solo cuando no sea utilizable el tipo N.
- (c) *Sensibilidad media en el rango de trabajo*: 11,3 $\mu\text{V/K}$ en tipo R y 10,1 $\mu\text{V/K}$ en tipo S.
- (d) *Sensibilidad a 1000 °C*: 13,0 $\mu\text{V/K}$ en tipo R y 11,5 $\mu\text{V/K}$ en tipo S.
- (e) *Propiedades químicas*: muy estables químicamente.

2. Tipo B:

- (a) *Materiales*: 30%Pt-90%Rh y 6%Pt-94%Rh.
- (b) *Rango de trabajo*: 50–1800 °C. A diferencia de los dos anteriores, es utilizable en el rango 1300–1800 °C. Sin embargo, tiene un problema muy serio: a bajas temperaturas es muy no lineal, de tal modo que la tensión de termopar entre 0 y 42 °C es cero. Esto obliga a trabajar siempre con una temperatura de referencia superior a este valor.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 7,6 $\mu\text{V/K}$; b) *a 1300 °C*: 11,0 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: muy estable químicamente.

3. Tipo C:

- (a) *Materiales*: 95% wolframio – 5% renio y 74% wolframio - 26% renio.
- (b) *Rango de trabajo*: 0–2320 °C. Mayor rango que el tipo B, aunque es menos estable químicamente.
- (c) *Sensibilidad*: a) *media en el rango de trabajo*: 16 $\mu\text{V/K}$; b) *a 1300 °C*: 16,5 $\mu\text{V/K}$.
- (d) *Propiedades químicas*: no apto para ambientes oxidantes.

Todas las sensibilidades se han determinado a partir de los datos de termopares de la compañía Omega y pueden diferir de los mostrados en otros textos, ya que no se usa el mismo rango de definición. Un aspecto que tener en cuenta es cómo trabajar con un termopar específico. Como vimos, la tensión de termopar depende de la diferencia de temperatura entre los extremos. Hay dos opciones posibles:

1. **Tablas de calibración**: el fabricante proporciona una tabla donde se puede asociar la tensión de salida del termopar como la diferencia de temperatura entre los extremos. Estas tablas se han calibrado a 0 °C, pero son válidas para las temperaturas de referencia habituales. Un ejemplo de tabla de calibración es la mostrada en Fig. 5.9.
2. **Polinomios de calibración**: en otros casos, el fabricante proporciona un polinomio de grado elevado que permite calcular con precisión la tensión de salida en función de la diferencia de temperaturas en el rango de interés (Fig. 5.10).

Sea cual sea el método empleado, es posible determinar a partir de la salida del termopar la diferencia de temperatura que hay entre las dos uniones. Sin embargo, esto no significa que conozcamos la temperatura del otro extremo salvo que la unión de referencia se encuentre a una temperatura conocida, como, por ejemplo, la del agua pura con hielo fundente, que se encuentra por definición a 0 °C. En circunstancias normales, en la unión de referencia del termopar se colocará un sensor de temperatura adicional, como una PT100, un sensor de tipo *bandgap*, etc., con el único objetivo de medir esta temperatura. Fijémonos en que los requerimientos para este sensor son mucho menos estrictos, ya que normalmente trabajarán a temperatura ambiente, en un rango de temperaturas pequeño.

MAXIMUM TEMPERATURE RANGE

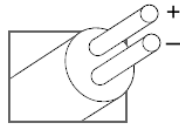
Thermocouple Grade
32 to 3092°F
0 to 1700°C

Extension Grade
32 to 212°F
0 to 100°C

LIMITS OF ERROR
(whichever is greater)
Standard: 0.5°C over 800°C
Special: NOT ESTABLISHED

COMMENTS, BARE WIRE ENVIRONMENT:
Oxidizing or Inert; Do Not Insert in Metal Tubes;
Beware of Contamination; High Temperature;
Common Use in Glass Industry

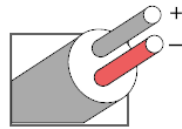
TEMPERATURE IN DEGREES °C
REFERENCE JUNCTION AT 0°C



Thermocouple Grade

NONE ESTABLISHED

Platinum-30% Rhodium vs. Platinum-6% Rhodium



Extension Grade

Revised Thermocouple Reference Tables

TYPE B
Reference Tables
N.I.S.T.
Monograph 175
Revised to ITS-90

Z

Thermoelectric Voltage in Millivolts

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	°C	
0	0.000	0.000	0.000	-0.001	-0.001	-0.001	-0.001	-0.001	-0.002	-0.002	-0.002	0	600	1.792	1.798	1.804	1.810	1.816	1.822	1.828	1.834	1.840	1.846	1.852	600
10	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.003	-0.003	-0.003	10	610	1.852	1.858	1.864	1.870	1.876	1.882	1.888	1.894	1.901	1.907	1.913	610
20	-0.003	-0.003	-0.003	-0.003	-0.003	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	20	620	1.913	1.919	1.925	1.931	1.937	1.944	1.950	1.956	1.962	1.968	1.975	620
30	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.002	-0.001	-0.001	-0.001	-0.001	-0.001	0.000	30	630	1.975	1.981	1.987	1.993	1.999	2.006	2.012	2.018	2.025	2.031	2.037	630
40	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.002	40	640	2.037	2.043	2.050	2.056	2.062	2.069	2.075	2.082	2.088	2.094	2.101	640
50	0.002	0.003	0.003	0.003	0.004	0.004	0.004	0.005	0.005	0.006	0.006	50	650	2.101	2.107	2.113	2.120	2.126	2.133	2.139	2.146	2.152	2.158	2.165	650
60	0.006	0.007	0.007	0.008	0.008	0.009	0.009	0.010	0.010	0.011	0.011	60	660	2.165	2.171	2.178	2.184	2.191	2.197	2.204	2.210	2.217	2.224	2.230	660
70	0.011	0.012	0.012	0.013	0.014	0.014	0.015	0.015	0.016	0.017	0.017	70	670	2.230	2.237	2.243	2.250	2.256	2.263	2.270	2.276	2.283	2.289	2.296	670
80	0.017	0.018	0.019	0.020	0.020	0.021	0.022	0.022	0.023	0.024	0.025	80	680	2.296	2.303	2.309	2.316	2.323	2.329	2.336	2.343	2.350	2.356	2.363	680
90	0.025	0.026	0.026	0.027	0.028	0.029	0.030	0.031	0.031	0.032	0.033	90	690	2.363	2.370	2.376	2.383	2.390	2.397	2.403	2.410	2.417	2.424	2.431	690
100	0.033	0.034	0.035	0.036	0.037	0.038	0.039	0.040	0.041	0.042	0.043	100	700	2.431	2.437	2.444	2.451	2.458	2.465	2.472	2.479	2.485	2.492	2.499	700
110	0.043	0.044	0.045	0.046	0.047	0.048	0.049	0.050	0.051	0.052	0.053	110	710	2.499	2.506	2.513	2.520	2.527	2.534	2.541	2.548	2.555	2.562	2.569	710
120	0.053	0.055	0.056	0.057	0.058	0.059	0.060	0.062	0.063	0.064	0.065	120	720	2.569	2.576	2.583	2.590	2.597	2.604	2.611	2.618	2.625	2.632	2.639	720
130	0.065	0.066	0.068	0.069	0.070	0.072	0.073	0.074	0.075	0.077	0.078	130	730	2.639	2.646	2.653	2.660	2.667	2.674	2.681	2.688	2.696	2.703	2.710	730
140	0.078	0.079	0.081	0.082	0.084	0.085	0.086	0.088	0.089	0.091	0.092	140	740	2.710	2.717	2.724	2.731	2.738	2.746	2.753	2.760	2.767	2.775	2.782	740
150	0.092	0.094	0.095	0.096	0.098	0.099	0.101	0.102	0.104	0.106	0.107	150	750	2.782	2.789	2.796	2.803	2.811	2.818	2.825	2.833	2.840	2.847	2.854	750
160	0.107	0.109	0.110	0.112	0.113	0.115	0.117	0.118	0.120	0.122	0.123	160	760	2.854	2.862	2.869	2.876	2.884	2.891	2.898	2.906	2.913	2.921	2.928	760
170	0.123	0.125	0.127	0.128	0.130	0.132	0.134	0.135	0.137	0.139	0.141	170	770	2.928	2.935	2.943	2.950	2.958	2.965	2.973	2.980	2.987	2.995	3.002	770
180	0.141	0.142	0.144	0.146	0.148	0.150	0.151	0.153	0.155	0.157	0.159	180	780	3.002	3.010	3.017	3.025	3.032	3.040	3.047	3.055	3.062	3.070	3.078	780
190	0.159	0.161	0.163	0.165	0.166	0.168	0.170	0.172	0.174	0.176	0.178	190	790	3.078	3.085	3.093	3.100	3.108	3.116	3.123	3.131	3.138	3.146	3.154	790

Figura 5.9: Calibración de un termopar tipo B de Omega por tabla de calibración, tomada de https://es.omega.com/temperature/pdf/Type_B_Thermocouple_Reference_Table.pdf.

Type B Thermocouples - coefficients, c_i , of reference equations giving the thermoelectric voltage, E , as a function of temperature, t_{90} , for the indicated temperature ranges. The equations are of the form:

$$E = \sum_{i=0}^n c_i (t_{90})^i$$

where E is in microvolts and t_{90} is in degrees Celsius.

Temperature Range:	0 to 630.615°C	630.615 to 1,820°C
$C_0 =$	0.000 000 000 0	-3.893 816 862 1 x 10 ³
$C_1 =$	-2.465 081 834 6 x 10 ⁻¹	2.857 174 747 0 x 10 ¹
$C_2 =$	5.904 042 117 1 x 10 ⁻³	-8.488 510 478 5 x 10 ⁻²
$C_3 =$	-1.325 793 163 6 x 10 ⁻⁶	1.578 528 016 4 x 10 ⁻⁴
$C_4 =$	1.566 829 190 1 x 10 ⁻⁹	-1.683 534 486 4 x 10 ⁻⁷
$C_5 =$	-1.694 452 924 0 x 10 ⁻¹²	1.110 979 401 3 x 10 ⁻¹⁰
$C_6 =$	6.229 034 709 4 x 10 ⁻¹⁶	-4.451 543 103 3 x 10 ⁻¹⁴
$C_7 =$		9.897 564 082 1 x 10 ⁻¹⁸
$C_8 =$		-9.379 133 028 9 x 10 ⁻²²

Type B Thermocouples - coefficients of approximate inverse functions giving temperature, t_{90} , as a function of the thermoelectric voltage, E , in selected temperature and voltage ranges. The functions are of the form:

$$t_{90} = C_0 + C_1 E + C_2 E^2 + \dots + C_i E^i$$

where E is in microvolts and t_{90} is in degrees Celsius.

Temperature Range:	250 to 700°C	700 to 1,820°C
Voltage Range:	291 to 2,431 μV	2,431 to 13,820 μV
$C_0 =$	9.842 332 1 x 10 ¹	2.131 507 1 x 10 ²
$C_1 =$	6.997 150 0 x 10 ⁻¹	2.851 050 4 x 10 ⁻¹
$C_2 =$	-8.476 530 4 x 10 ⁻⁴	-5.274 288 7 x 10 ⁻⁵
$C_3 =$	1.005 264 4 x 10 ⁻⁶	9.916 080 4 x 10 ⁻⁹
$C_4 =$	-8.334 595 2 x 10 ⁻¹⁰	-1.296 530 3 x 10 ⁻¹²
$C_5 =$	4.550 854 2 x 10 ⁻¹³	1.119 587 0 x 10 ⁻¹⁶
$C_6 =$	-1.552 303 7 x 10 ⁻¹⁶	-6.062 519 9 x 10 ⁻²¹
$C_7 =$	2.988 675 0 x 10 ⁻²⁰	1.866 169 6 x 10 ⁻²⁵
$C_8 =$	-2.474 286 0 x 10 ⁻²⁴	-2.487 858 5 x 10 ⁻³⁰
Error Range:	0.03 to -0.02°C	0.02 to -0.01°C

Figura 5.10: Calibración de un termopar tipo B de Omega por polinomio de grado elevado, tomado de <https://www.omega.com/techref/pdf/z198-201.pdf>.



Figura 5.11: Termómetro de cocina basado en termopar. La punta de la varilla, que esconde el sensor propiamente dicho, se encuentra protegida por una vaina metálica conductora que se introduce en la sustancia cuya temperatura se desea conocer.

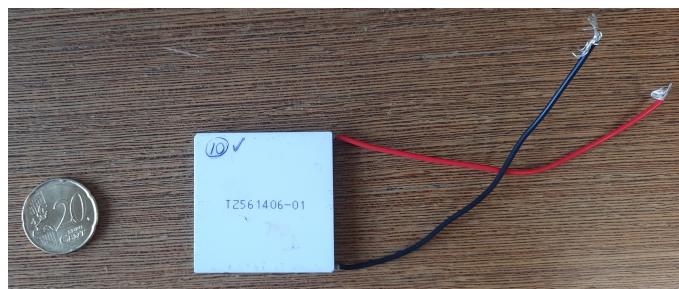


Figura 5.12: Ejemplo de celda Peltier. La corriente eléctrica entra por el cable rojo y sale por el negro.

5.2.1.2.4 Consideraciones mecánicas Para concluir esta sección, es necesario resaltar un par de aspectos de particular interés sobre el diseño y uso de los termopares. En primer lugar, como el sensor propiamente dicho es el punto de unión de dos cables distintos cuya longitud es indiferente, es normal que tengan una forma alargada en los que la unión se encuentra en la punta (Fig. 5.11).

Para darles rigidez y protegerlos químicamente, el par de cables se encuentran en el interior de una vaina, que introduce nuevos matices en el diseño del termopar. En primer lugar, la vaina tiene una inercia térmica que evita que la respuesta del sensor sea rápida. Por otro lado, ocurre que la vaina protectora no pueda resistir las altas temperaturas a las que estaría expuesto el sensor. Esto hace que, en algunos casos, no se cubra la unión con la vaina y que se exponga directamente al medio. Así se consigue que su respuesta sea más rápida y que no haya problemas de estabilidad, aunque esto expone directamente la unión a los agentes químicos del entorno.

Asimismo, ocurre que es estrictamente necesario que los extremos de la unión de referencia se encuentren a la misma temperatura. Para lograrlo, suele utilizarse un grueso conector de alta conductividad térmica y con bastante masa con el objeto de crear una zona con homogeneidad térmica.

5.2.1.2.5 El efecto termoeléctrico en otros contextos de la electrónica Aunque los termopares son la muestra más clara del efecto termoeléctrico, este aparece en la instrumentación electrónica en otros momentos:

1. *Recolección de energía:* la aparición de una pequeña fuerza electromotriz puede ser utilizada para cargar baterías y proporcionar alimentación para algunos sistemas de micropotencia.
2. *Efecto y celdas Peltier:* El efecto termoeléctrico es reversible. Así, si tenemos un circuito cerrado formado por dos metales distintos a través de los que se hace circular corriente, una de las uniones se calienta y la otra se enfría. Esta es la otra vertiente del efecto termoeléctrico, que se conoce como efecto Peltier. Cada par de uniones se denomina "celda Peltier" (Fig. 5.12).

La principal aplicación de este efecto es la creación de focos fríos para enfriamiento de sistemas sin tener que recurrir a elementos mecánicos y ocupando, por tanto, muy poco espacio. El potencial enfriador es proporcional a la corriente que circula por el dispositivo y aumenta si se disponen varias celdas en serie. Se verá limitada por la difusión térmica de la cara caliente a la cara fría. A fin de cuentas, el propio pequeño tamaño de la celda actúa en su contra.

Otro punto de interés en la instrumentación electrónica es la **aparición de errores por efecto termoeléctrico**. En cualquier placa con circuitos electrónicos pueden encontrarse uniones metal-metal de distinta es-

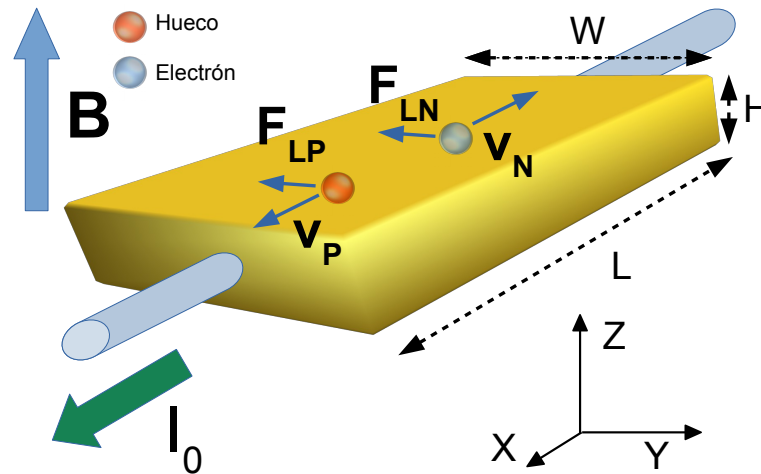


Figura 5.13: Acción de un campo magnético, \vec{B} , sobre un semiconductor plano por donde fluye corriente. Al desplazarse con velocidad \vec{v}_x , aparece una fuerza de Lorentz \vec{F}_{LX} .

pecie. Un ejemplo claro de ellos son las uniones de cobre, elemento fundamental de las pistas de conexión, y estaño, que es el usado para realizar soldaduras. Asimismo, los terminales de los circuitos integrados se fabrican con metales más resistentes como aluminio, aleaciones de hierro, etc. O puede darse el caso de que un elemento albergue en su interior componentes de tipo metálico o semimetálico, como ocurre con las resistencias discretas, que se construyen con carbono o algún metal, con lo que hay dos uniones de elementos de distinta naturaleza.

Cada una de estas uniones produce una pequeña fuerza electromotriz, pero, si todas las uniones se encuentran a la misma temperatura, terminarían cancelándose, ya que, por cada unión AB, existe otra BA que proporciona una tensión de signo opuesto. Sin embargo, si existe un gradiente térmico en el componente o en la placa, las tensiones no se compensan. Esto se traduce en la aparición de pequeñas tensiones en continua que, en el peor de los casos, pueden encontrarse en la entrada de una etapa de alta ganancia, de tal modo que la contribución a la salida es significativa. Como este error es similar a una tensión de *offset*, puede compensarse utilizando exactamente las mismas técnicas que se vieron en temas anteriores (*chopper*, memoria, etc.).

5.2.1.3 Efecto Hall para campo magnético y/o presencia

5.2.1.3.1 Fundamentos físicos del efecto Hall El efecto Hall, estudiado en cursos anteriores de la titulación, tiene lugar cuando se somete a un campo magnético un semiconductor, preferiblemente plano, por el que circule una corriente eléctrica. Para explicarlo de manera rápida, fijémonos en Fig. 5.13. En esta figura, un semiconductor plano reposa sobre el eje XY y una corriente circula a lo largo del eje X. En el caso de que los portadores sean huecos, de naturaleza positiva, el vector velocidad de cada uno de ellos está orientado en el mismo sentido que la corriente, hacia los valores positivos de X. Si son electrones, de carga negativo, se desplazan en sentido contrario a la corriente. Por simplicidad, supondremos que el semiconductor está dopado y que solo hay un tipo de portador. El módulo de la velocidad puede calcularse fácilmente a partir de la ley de Ohm, $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$ junto con $|\vec{J}| = \frac{I_0}{WH}$, $|\vec{v}| = \mu \cdot |\vec{E}|$ y $\sigma = \mu \cdot q \cdot c$, donde σ es la conductividad, μ la movilidad del portador, q la carga del electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C) y c la concentración de portadores, que se simboliza como n o p según el dopado del semiconductor. De este modo, puede demostrarse que:

$$|\vec{v}| = \frac{I_0}{WHqc}$$

Aparece por tanto una fuerza de tipo Lorentz, $F_L = q \cdot \vec{v} \times \vec{B}$. De acuerdo con el dibujo, como la velocidad y el campo son perpendiculares,

$$|\vec{F}_L| = q \cdot |\vec{v}| \cdot |\vec{B}| = \frac{I_0 \cdot B}{WHc}$$

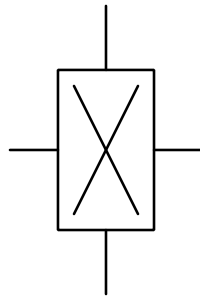


Figura 5.14: Símbolo de un sensor de efecto Hall. Los terminales de los extremos cortos permiten el paso de corriente y los dos restantes para medir la diferencia de tensión producida.

Independientemente del tipo de portador, puede demostrarse que esta fuerza se ejerce a lo largo del eje Y en sentido negativo. Esto hace que se superponga al desplazamiento a lo largo del eje X otro a lo largo del eje Y. Los portadores se acumulan en la pared vertical izquierda del semiconductor y aparece un campo eléctrico que compensa la acción de la fuerza de Lorentz, $|\vec{F}_L| = |\vec{F}_{EY}|$.

La aparición de un campo eléctrico provoca una tensión eléctrica entre las caras derecha e izquierda del conductor. El valor absoluto de esta tensión es:

$$V_H = \frac{|\vec{F}_{EY}|}{q} \cdot W = \frac{I_0 \cdot B}{qHc} \quad (5.6)$$

Sin embargo, el signo depende del tipo de portador. Así, si tomamos como referencia la cara derecha, la acumulación de cargas positivas provoca que la tensión de efecto Hall sea positiva y, si hay electrones, negativa. La tensión Hall es fácilmente medible y será la salida de los sensores de este tipo.

¿Qué ocurre si el campo magnético no es perpendicular a la superficie del semiconductor? En este caso, habría que tomar la proyección del campo a lo largo del eje Z, que se calcula fácilmente multiplicando el valor del campo magnético por el coseno del ángulo que forma con la normal.

5.2.1.3.2 Consideraciones para su uso en instrumentación Tradicionalmente, el efecto Hall se ha utilizado en física de semiconductores para determinar el dopado efectivo de un semiconductor (c) y su tipo, que viene determinado por el signo de la tensión. Sin embargo, esto no tiene demasiado interés en instrumentación electrónica. En cambio, que la tensión Hall sea proporcional a una corriente y a un campo magnético hace estos sensores idóneos para medir estos dos parámetros, en especial el segundo.

Fig. 5.14 muestra el símbolo típico de este sensor, con cuatro terminales. Normalmente, los semiconductores utilizados en los sensores de efecto Hall son compuestos de indio, como el SbIn y AsIn, debido a la alta movilidad de sus portadores. En circuitos integrados, puede utilizarse silicio dada la facilidad de integración.

Los sensores de efecto Hall deben polarizarse con fuente de corriente y medirse la tensión diferencial por medio de amplificadores diferenciales. Ocurre que, en muchos casos, el fabricante proporciona un sensor con un sistema de acondicionamiento de señal integrado. Así, por ejemplo, Texas Instruments proporciona el DRV5056-Q1¹⁰ en formatos SOT-23 o TO-92, con solo tres terminales, de los que uno es la alimentación, otro tierra y el tercero es la salida, que proporciona una tensión cuyo valor, en milivoltios, es:

$$V_{OUT}(B) = 600 + 30 \cdot (1 + 0,0012 \cdot (T - 25)) \cdot B$$

donde T es la temperatura centígrada y B el campo magnético en mT. La sensibilidad de este sensor es 30 mV/mT con una corrección por la temperatura. El problema que tiene este sensor, como muchos, es que está preparado para medir campos magnéticos dirigidos al polo sur de un imán. Es decir, solo mide campo en un sentido. En caso de necesitar medir ambos, hay que utilizar otros sensores como DRV5055¹¹, de la

¹⁰<http://www.ti.com/product/DRV5056-Q1>

¹¹<http://www.ti.com/product/DRV5055>

misma compañía, cuya ecuación característica es:

$$V_{OUT}(B) = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} + 15 \cdot (1 + 0,0012 \cdot (T - 25)) \cdot B$$

El desplazamiento de la tensión de salida con campo nulo da simetría al sistema y permite la medida de valores tanto positivos como negativos. Y espero con esto que el lector haya llegado a una importante conclusión: el origen último del efecto Hall en estos sensores se ha difuminado tanto que, en la práctica, basta con fijarse única y exclusivamente en la hoja de características del fabricante y olvidar el marco teórico. Nos interesan las dos últimas ecuaciones, no Eq. 5.6.

Los dos sensores mostrados anteriormente son de tipo “lineal”, ya que permiten determinar el valor del campo magnético a partir de la salida del sensor. En muchos casos, sin embargo, nos interesa saber si existe o no campo magnético. Para ello, basta una salida de tipo digital, como la del SS30AT¹² de Honeywell, con tres terminales y con salida digital, que pasa a ALTA si el campo aplicado es superior a 5 mT y a BAJA si cambia de sentido. Como se ve en su hoja de características, hay histéresis, ya que no se producen conmutaciones en el rango entre ± 5 mT.

5.2.1.3.3 Aplicaciones típicas Aunque en principio un sensor de efecto Hall podría utilizarse para medir corriente, esto no suele ocurrir, ya que existen otros sensores mucho más apropiados y sencillos, como los resistivos. En consecuencia, su uso clásico es la medida o, al menos, detección de campo magnético.

La medida exacta del campo magnético requiere el uso de sensores con salida lineal. Como estos sensores solo miden el valor de la proyección del campo magnético sobre la normal del sensor, es conveniente colocar tres sensores en planos ortogonales para así estimar adecuadamente tanto la dirección como el valor de \vec{B} . En general, los sensores lineales proporcionan directamente una tensión en un rango de trabajo cómodo, con lo que, en principio, basta con un conversor A/D para realizar la lectura e interpretación de los datos. Para este cometido, los sensores de efecto Hall están en pugna con las magnetorresistencias.

Los sensores de efecto Hall digitales son populares como **detectores de paso**. La idea es extremadamente simple: colocar un sensor de efecto Hall en una posición fija e imanes en un dispositivo móvil. Cada vez que el imán pase cerca del sensor, su salida conmutará y se usará como entrada de un microcontrolador, que utilizará esta información para incrementar un contador, lanzar actuadores, etc. La gran ventaja de estos sensores es que el campo magnético es indiferente al polvo y otras formas comunes de suciedad, hecho que los hace atractivos para ambientes no hostiles. Pongamos algunos ejemplos:

- Una manera simple de crear un cuentarrevoluciones en una bicicleta consiste en poner en el cuadro de sujeción, fijo, un sensor de efecto Hall y pegar un imán a la llanta, generalmente de neodimio. Cada vez que el imán pase junto al sensor, se producirá un pulso que un microcontrolador puede usar para determinar el tiempo requerido para completar una vuelta. Con este tiempo y usando como dato el radio de la rueda, puede determinarse la distancia recorrida y velocidad instantánea. Esta estrategia puede utilizarse para turbinas, ejes de ruedas, etc.
- Supongamos que una cinta transportadora se encuentra cruzada por un arco estrecho en el que hay un sensor de efecto Hall a un lado y al otro un imán. El imán no tiene la suficiente potencia para influir en el sensor pero, si un objeto ferromagnético se interpone entre ellos, el campo magnético se encauza a través de este. De este modo, el campo magnético sobre el sensor aumenta y se dispara. Esto puede usarse, por ejemplo, para contar latas en una fábrica.
- Un mecanismo semejante al descrito en el punto anterior se usa para crear cierres de cinturones de seguridad de vehículos. Al insertar la clavija ferromagnética en la ranura, se modifica el campo magnético interno de la pieza de sujeción y el sensor de efecto Hall proporciona la señal de disparo que acaba corriendo el cerrojo de sujeción. La apertura se realiza mecánicamente.

Hay más aplicaciones aún de los sensores de efecto Hall. Así, si enrollamos un cable en torno a un anillo ferromagnético en forma de C con una abertura estrecha, cualquier corriente que fluya por dicho cable

¹²<https://sensing.honeywell.com/sensors/bipolar-position-sensor-ics/ss30a-ss40a-ss50at>

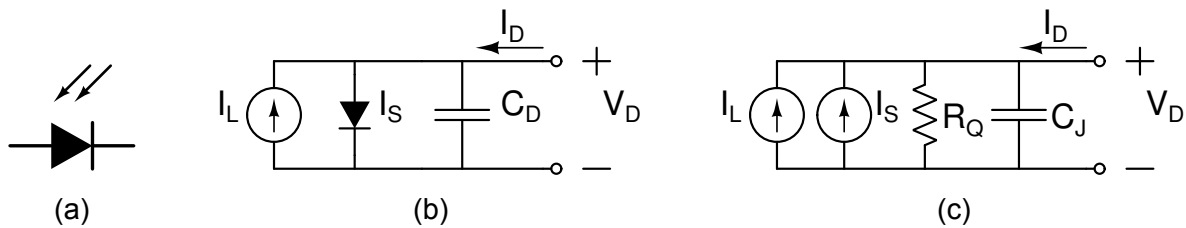


Figura 5.15: Fotodiodos. Símbolo circuital (a), equivalente en directa (b) y en inversa (c).

producirá un campo magnético proporcional a su valor. Basta colocar un sensor de efecto Hall para determinar el valor de la corriente desconocida aunque, para ello, es necesario realizar una calibración previa para saber la relación entre la corriente y el campo magnético.

En caso de que el ambiente no sea muy agresivo, los sensores de efecto Hall ceden su lugar a los sensores de luz, que se estudiarán en los siguientes apartados.

5.2.2 Corriente

Esta sección está dedicada a aquellos sensores que se pueden modelar como una fuente de corriente cuyo valor de salida depende del parámetro que se desee medir. Se mostrarán:

- Sensores de temperatura tipo *Bandgap*.
- Sensores de luz

5.2.2.1 Bandgap para temperatura

Estos sensores son semejantes a los estudiados en la Sección 5.2.1.1 solo que, en lugar de proporcionar una salida en tensión, la proporcionan en corriente. La gran ventaja de estos sensores frente a sus primos en tensión es que pueden utilizarse sin problemas para hacer medidas a larga distancia, ya que la señal transmitida en corriente es inmune a interferencias. Eso sí, se necesita que la señal no varíe excesivamente rápido para que no entren en juego las capacidades parásitas de los cables de transmisión.

El AD590¹³, de Analog Devices, es un ejemplo de estos sensores. Está preparado para proporcionar una salida de $T \mu\text{A}$, siendo T la temperatura absoluta, con una resistencia de salida del orden de $10 \text{ M}\Omega$. Se suele utilizar como circuito de acondicionamiento alguno de los mostrados en Fig. 5.2, teniendo la precaución de polarizar el sensor con una tensión mínima de 4 V entre los extremos.

5.2.2.2 Fotodiodos y fototransistores para luz

5.2.2.2.1 Descripción de fotodiodos y propiedades generales Comenzamos ahora uno de los apartados más importantes del tema dada la gran difusión de estos sensores. Los fotodiodos son uniones PN en las que la radiación electromagnética crea pares electrón-hueco en la zona de vaciamiento que, arrastrados por el campo eléctrico presente, se manifiestan como una corriente eléctrica.

El símbolo circuital de un fotodiodo puede verse en Fig. 5.15a. Dependiendo de si el fotodiodo se encuentra polarizado en directa o en inversa, el modelo circuital cambia, ya que algunos elementos son despreciables o directamente desaparecen (Fig. 5.15b-c). Veamos sus distintas partes:

- En ambos modelos, aparece una fuente de corriente I_L que fluye desde la zona N a la P, cuyo valor depende única y exclusivamente de la luz que incide en el fotodiodo.
- En directa, la unión PN se modela como un diodo, ideal o no, con una corriente de saturación inversa I_S . Asimismo, aparece una capacidad parásita, C_D , debida a la difusión de portadores minoritarios en la base y en el emisor.

¹³<https://www.analog.com/en/products/ad590.html>

- En inversa, el diodo se convierte en una fuente de corriente constante, I_S , que se superpone a I_L . Por otro lado, la capacidad de difusión desaparece y es reemplazada por otra llamada capacidad de unión, C_J . Asimismo, la modulación de la anchura de la zona de vaciamiento conduce a la aparición de una resistencia parásita en paralelo, R_Q .

Veamos ahora algunas propiedades físicas de interés de los fotodiodos:

- **Sensibilidad de un diodo:** en general, al iluminar un fotodiodo con luz monocromática, la corriente generada aumenta linealmente con la potencia recibida por unidad de superficie.
- **Reflectancia y transmitancia:** cuando la luz incide en un semiconductor, parte de ella se refleja. Este hecho depende del ángulo de incidencia y de la reflectancia del material, R , que a su vez depende de la longitud de onda incidente. Este parámetro está situado entre 0 y 1 y las características del dispositivos son mejores si la reflectancia tiende a cero. La transmitancia se define, simplemente, como $T = 1 - R$.
- **Tensión de polarización:** Los fotodiodos van a trabajar siempre con tensión nula o negativa entre la zona P y la N. Esto ocurre por dos motivos: en primer lugar, para evitar el solapamiento con la corriente en directa, que entorpecería la medida y, en segundo, porque la sensibilidad de un fotodiodo aumenta con la anchura de la zona de vaciamiento. Así, en una unión PN abrupta, la anchura de la zona de vaciamiento es:

$$W = W_0 \cdot \sqrt{V_{BI} - V_D} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S}{q} \left(\frac{1}{N_D} + \frac{1}{N_A} \right)} \cdot \sqrt{V_{BI} - V_D} \quad (5.7)$$

siendo ε_S la permitividad dieléctrica del silicio, q la carga del electrón, N_D y N_A las concentraciones de impurezas, y $V_{BI} = V_T \cdot \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$. Por tanto, a mayor polarización, mayor sensibilidad, aunque el fotodiodo podría funcionar perfectamente con tensión nula. Hay que tener en cuenta que la corriente de fuga en inversa, I_L , también crece con W , ya que esta puede calcularse como:

$$I_L = \frac{qAn_iW}{2\tau_0} \quad (5.8)$$

donde A es el área de la unión PN y τ_0 el tiempo efectivo de vida de los portadores en la zona de vaciamiento. Fijémonos en que, aunque la corriente de fuga en inversa sería la suma de la corriente de saturación inversa de un diodo ideal y de la de generación-recombinación, solo conservamos esta última en esta región de trabajo, ya que suele ser la predominante en los diodos de silicio. En cualquier caso, al crecer la tensión de polarización también lo hace la corriente, con lo que el diodo en inversa se puede modelar como una fuente de corriente en paralelo con una resistencia cuyo valor depende del punto de operación.

Otro hecho relevante es que la corriente de fuga en inversa no depende de la iluminación. Es un término constante y que aparece incluso cuando la luz no alcanza al fotodiodo. Por este motivo, se la llama "*corriente en oscuridad*" y es un parámetro característico de los fotodiodos. Aparece en las hojas de características de los dispositivos.

- **Longitud de onda de la radiación incidente:** es algo bien sabido que es imposible crear pares electrón-hueco en un semiconductor si el fotón no tiene suficiente energía para permitir el salto a la banda prohibida. Esto implica que aparezca la limitación

$$\frac{hc}{\lambda} \geq E_G$$

donde $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ J·s es la constante de Planck, $c \approx 3 \cdot 10^8$ m·s la velocidad de la luz, E_G el ancho de la banda prohibida y λ la radiación incidente. Es incómodo trabajar con estos valores, ya que los órdenes de magnitud de las constantes son extremos de trabajo son muy grandes para el problema que tratamos, siendo más práctico usar la expresión:

$$\frac{1241}{E_G} \geq \lambda$$

Tabla 5.2: Banda prohibida y longitud mínima de diversos semiconductores

Material	E_G	λ_0	Material	E_G	λ_0
Silicio	1,12	1108	GaAs	1,43	868
Ge	0,67	1852	C	5,5 ¹⁴	226
GaSb	0,73	1700	InSb	0,17	7300
InP	1,35	919	InAs	0,36	3447
3C-SiC	2,3	540	6H-SiC	3,0	414
HgCdTe	0-1,5	>827	Cd ₃ As ₂	0,14	8864
In _X Ga _{1-X} As	0,36-1,43	868-3447	Al _X Ga _{1-X} As	1,42-2,16	575-874
	eV	nm		eV	nm

donde E_G está expresado en eV y λ en nanómetros. En el caso del silicio, la banda prohibida tiene un ancho de 1,12 eV, con lo que solo puede detectar radiación electromagnética con una longitud de onda menor que $\lambda_0 = 1108$ nm. Esta frontera se encuentra en el infrarrojo cercano (800–2500 nm), y el material es prácticamente transparente a cualquier luz infrarroja por encima de esta longitud de onda.

La longitud de onda máxima de otros materiales populares en optoelectrónica puede encontrarse en la Tabla 5.2.

Ocurre, sin embargo, que la probabilidad de interacción fotón-electrón es no nula cerca de λ_0 , pero muy pequeña en cualquier caso. La probabilidad de interacción crece a medida que la longitud de onda disminuye y los fotones se vuelven más energéticos. Esto hace que no sea sensato utilizar los fotodiodos para detectar luz excesivamente cerca de la longitud de onda máxima.

- **Coefficiente de penetración (Ley de Beer-Lambert):** los pares electrón-hueco pueden crearse en cualquier parte del semiconductor, siempre y cuando la longitud de onda sea adecuada. Al no haber campo eléctrico que los arrastre, los pares electrón-hueco se vuelven a recombinar sin emisión de fotón en los semiconductores indirectos, como el silicio. En la práctica, el fotón ha desaparecido y solo queda un rastro de energía térmica, inútil para nuestro propósito.

De manera independiente, Beer y Lambert descubrieron que la intensidad de luz que atraviesa un material delgado se ve reducida proporcionalmente al valor inicial de la intensidad y al espesor del material. En forma diferencial, esta ley conduce a:

$$dI = -\alpha \cdot I \cdot dz \rightarrow I = I_0 \cdot \exp(-\alpha \cdot z) \quad (5.9)$$

siendo z el espesor del material, que tiene como origen la superficie con el aire, I_0 la intensidad inicial de luz y α un parámetro que depende del material y de la longitud de onda de la luz incidente. Este parámetro es tanto mayor cuanto menor sea la longitud de onda y, como tiene dimensiones de inverso de longitud, permite definir un nuevo parámetro, $d = \alpha^{-1}$, con unidades de longitud y que denominaremos “profundidad típica de penetración”.

Esta ley física nos conduce a un hecho relevante: la unión PN núcleo del fotodiodo debe estar lo más cerca posible de la superficie para evitar la pérdida de intensidad que se produce a medida que la luz penetra en el material. La tabla 5.3 ofrece algunos valores experimentales de d medidos para el silicio en 2002¹⁵.

- **Respuesta espectral de un fotodiodo:** En general, la forma más eficiente de construir un fotodiodo consiste en depositar mediante difusión o bombardeo una zona P muy fina sobre material tipo N (o viceversa) en una superficie muy amplia. Así, aumentando la superficie, crece la sensibilidad del

¹⁴En forma de diamante, no de grafito.

¹⁵D. McMorro, W. T. Lotshaw, J. S. Melinger, S. Buchner and R. L. Pease, "Subbandgap laser-induced single event effects: carrier generation via two-photon absorption," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 49, no. 6, pp. 3002-3008, Dec. 2002. doi: 10.1109/TNS.2002.805337

Tabla 5.3: Valores experimentales aproximados de d para el silicio, a partir de datos proporcionados por D. McMorrow et al.

λ	d	λ	d	λ	d	λ	d
450	0,245	650	3,16	850	16,6	1050	472
500	0,583	700	4,88	900	29,1	1100	2400
550	1,14	750	7,09	950	55,5		
600	1,90	800	10,6	1000	128		
nm	μm	nm	μm	nm	μm	nm	μm

dispositivo a expensas de que crezca la corriente en oscuridad. Sin embargo, la unión PN debe estar a una determinada profundidad, ya que la zona depositada tiene un espesor mínimo por motivos tecnológicos. Se establecen dos mecanismos contrapuestos: por un lado, la intensidad luminosa que llega a la unión crece a medida que lo hace la longitud de onda, pero, una vez en la unión PN, la creación de pares electrón-hueco es más fácil conforme disminuya aquella. De esto se deduce que existe una longitud de onda óptima en la que la eficiencia de absorción es máxima.

La característica espectral del fotodiodo BPW34, de Vishay¹⁶, se muestra en Fig. 5.16a. Se puede apreciar que la sensibilidad alcanza un máximo en torno a 950 nm, aunque se produce absorción a cualquier longitud por debajo de 1100 nm. ¿Es esta la sensibilidad del fotodiodo? No, ya que hay que tener en cuenta otros parámetros como el mostrado en Fig. 5.16b, que nos dice la corriente generada con una tensión en inversa de 5 V en función de la potencia luminosa por unidad de superficie. Es posible deducir de esta figura que la sensibilidad a 950 nm es 0,05 A·cm²/W. Con este dato, podríamos deducir que, a 650 nm la sensibilidad es 0,03 A·cm²/W, pues la sensibilidad espectral relativa es 0,6 a esa longitud de onda.

- **Directividad:** La respuesta de los fotodiodos depende del punto del espacio del que provenga la luz. Es evidente, sin ir más lejos, que el fotodiodo va a ser incapaz de detectar la luz que incida sobre la parte trasera. Además, cuanto menor sea el ángulo de incidencia, más probable es que se produzca reflexión en la superficie, lo que hace perder eficiencia al fotodiodo. Además, algunos fotodiodos llevan juegos de lentes que alteran la forma del haz de luz. Todos estos factores hacen que los fabricantes proporcionen datos experimentales de la eficiencia de sus fotodiodos en función del ángulo con la normal, como se muestra en Fig. 5.16c, correspondientes al BPW34. Se puede comprobar que este fotodiodo comienza a perder efectividad para ángulos superiores a 20° sobre la normal.
- **Tiempo de subida y bajada:** El proceso de regeneración-recombinación no es instantáneo, ya que los portadores necesitan un tiempo para llegar a los electrodos. Además, todos los fotodiodos poseen una capacidad parásita, C_J , y como están insertados en redes con resistencias, la respuesta en frecuencia de los fotodiodos está limitada. En una unión PN abrupta, la capacidad C_J se calcula como:

$$C_J = \frac{\epsilon_S \cdot A}{W} = \frac{\epsilon_S \cdot A}{W_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{V_{BI} - V_D}} \quad (5.10)$$

Fijémonos en que el factor A , que es la superficie de la unión, hace aumentar la sensibilidad del fotodiodo a cambio de ralentizarlo.

- **Ruido:** Al ser un fotodiodo un dispositivo basado en una unión PN semiconductor, sufrirá el ruido de disparo, cuyo valor eficaz es $i_n = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_Q}$. Además, hay elementos resistivos como son los contactos, zonas P y N fuera de la zona de vaciamiento, etc.

5.2.2.2.2 Tipos de fotodiodos En el apartado anterior se han detallado las características de los fotodiodos y se han relacionado estas con las características de una unión PN abrupta sencilla. Esta estructura

¹⁶<https://www.vishay.com/docs/81521/bpw34.pdf>

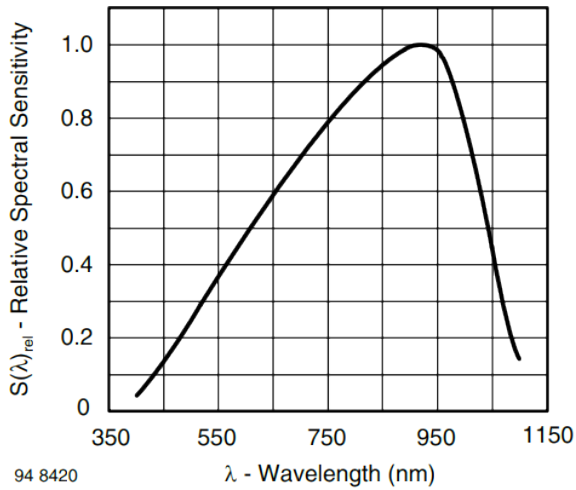


Fig. 7 - Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength

(a)

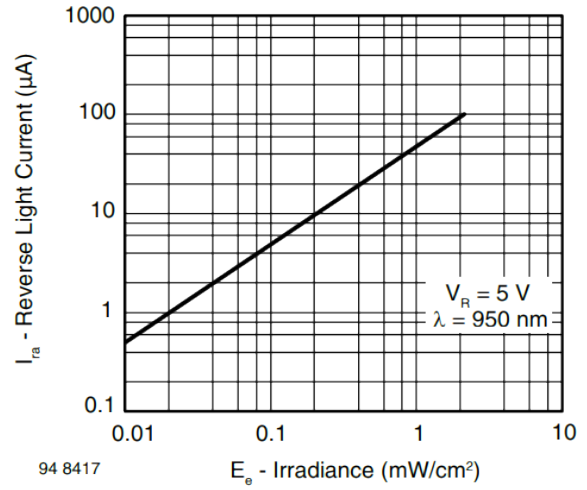


Fig. 3 - Reverse Light Current vs. Irradiance

(b)

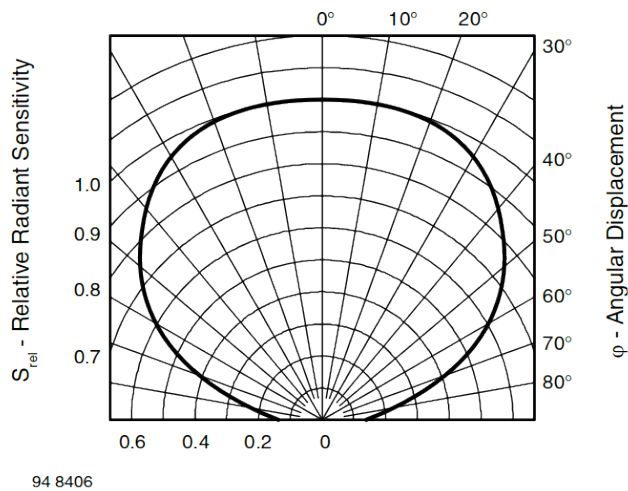


Fig. 8 - Relative Radiant Sensitivity vs. Angular Displacement

(c)

Figura 5.16: Características del fotodiodo BPW34: Sensibilidad espectral (a) y relación entrada-salida a longitud de onda óptima (b).

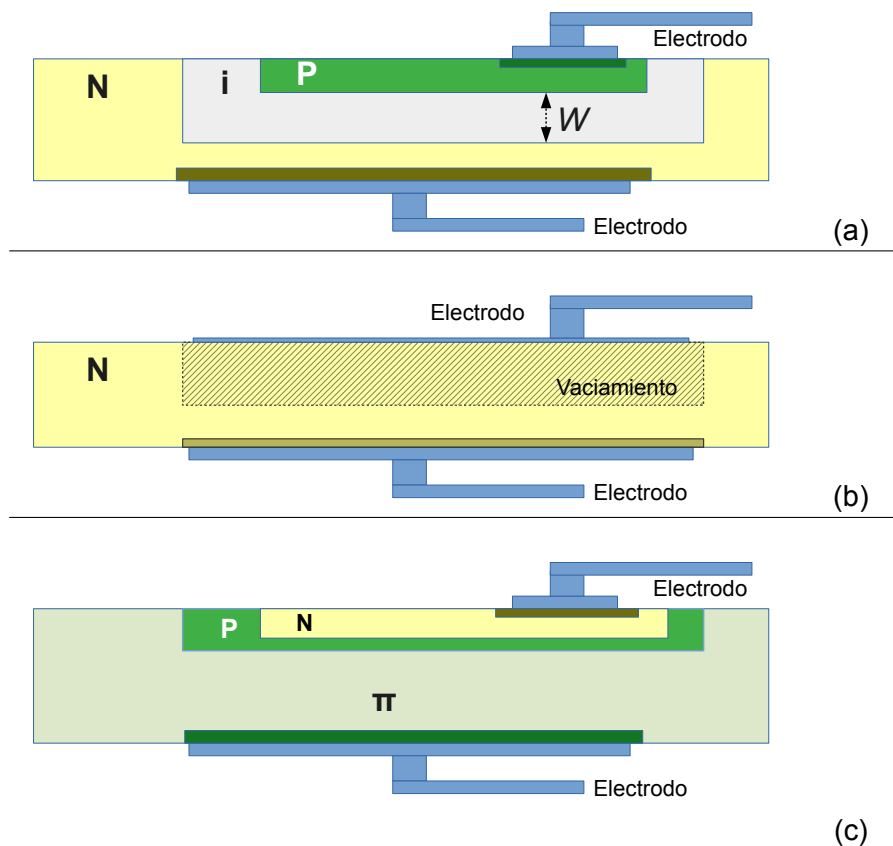


Figura 5.17: Estructuras de fotodiodo distintas de la PN típica: PIN (a), Schottky (b) y Avalanche (c). Las zonas oscuras en torno a los contactos simbolizan regiones de alto dopado del carácter del resto de la zona circundante para permitir la creación de contactos óhmicos.

básica es interesante, fácil de estudiar, y se utiliza aún en muchos fotodiodos. Ocurre, sin embargo, que tiene algunos problemas por resolver. En primer lugar, el fotodiodo es susceptible de ruptura Zener o avalanche, lo que impide polarizarlos a tensiones elevadas. Se reduce, de este modo, su efectividad. Por otra parte, los tiempos de respuesta de estos diodos son demasiado altos. Además, no son apropiados para condiciones de baja iluminación y tampoco pueden detectar luz ultravioleta.

Para resolver estos problemas, se han propuesto estructuras alternativas que mejoran las características de la unión PN normal en determinadas condiciones:

- **Fotodiodo PIN:** Este es el acrónimo de *P-Intrínseco-N*. En estos diodos, se inserta una zona intrínseca entre las regiones P y N (Fig. 5.17a), donde se crean dos zonas de vaciamiento, una entre la zona P y la intrínseca y otra entre esta y la N. Dada la diferencia de dopados, ninguna de las dos zonas de vaciamiento penetra en las partes dopadas y se concentran en la parte intrínseca. Más aún, ambas zonas acaban solapándose y creando una zona de vaciamiento de anchura W , que coincide con el espesor de la zona intrínseca. A diferencia de la unión PN, este es un parámetro tecnológico que puede decidir el propio fabricante.

Al poder aumentar el valor de W , conseguimos varios objetivos: por un lado, aumentar la sensibilidad del dispositivo y, por otro, se disminuye la capacidad de unión como demuestra Eq. 5.10. Asimismo, es posible trabajar con tensiones de polarización elevadas, entre 5 y 100 V, sin que se produzca ruptura del dispositivo, ya que el campo en la zona de vaciamiento es menor debido al alto valor de W .

Estos dispositivos están tan extendidos que el fotodiodo BPW34, mostrado en secciones anteriores como fotodiodo típico, es en realidad un fotodiodo PIN.

- **Fotodiodo Schottky:** Este tipo de fotodiodos se construyen reemplazando la zona P del fotodiodo clásico por una capa metálica, p. e. oro sobre GaAsP, o silicio de platino sobre silicio tipo N, con el

objeto de crear una unión de tipo Schottky (Fig. 5.17b). En esta estructura, la zona de vaciamiento se encuentra íntegramente en el semiconductor y no penetra en el metal. El principal interés de esta estructura es que permite la detección de radiación ultravioleta con dispositivos de silicio. En la Tabla 5.3 se advierte que, para 450 nm, la penetración en el silicio es de apenas 250 nm. Este valor sería incluso más pequeño para valores de longitud de onda de 200–300 nm, con lo que los fotones ultravioletas jamás cruzarían la zona P, y no serían nunca detectados. Sin embargo, en una unión Schottky, la zona metálica puede hacerse extremadamente fina con lo que la luz alcanzaría sin problemas la zona de vaciamiento y sería detectada.

Como se ha dicho, estos dispositivos pueden basarse en el silicio y son, por tanto, construibles en circuitos integrados avanzados. El problema de los sistemas basados en silicio es que son sensibles a cualquier radiación por debajo de 1100 nm, con lo que, para detectar eficientemente la luz ultravioleta, es necesario colocar filtros ópticos adecuados sobre la superficie del fotodiodo. En el caso de dispositivos discretos, siempre es posible reemplazar el silicio por algún semiconductor con mayor ancho de banda prohibida, como el SiC, que tiene una banda prohibida entre 2,3 y 3,0 eV dependiendo de la estructura cristalina que adopte, con lo que es transparente a longitudes de onda por encima de 414–540 nm y alcanza el máximo de eficiencia en el ultravioleta.

La detección y medida del ultravioleta es crucial en algunos campos. Por ejemplo¹⁷, para determinar la irradiación solar en un lugar expuesto, para comunicaciones entre satélites en el espacio, creación de imágenes en el rango del ultravioleta, detección de llamas, etc.

- **Fotodiodos de Avalancha y detectores de fotón único:** Estos detectores se van a utilizar en condiciones extremas en las que la iluminación sea tan tenue que sea necesario realizar amplificación en el propio dispositivo para que sea detectable. Esto se consigue polarizando el fotodiodo con tensiones tales que se pueda producir el efecto avalancha.

Los fotodiodos de avalancha (APD, *Avalanche Photodiode*) se construyen de manera muy parecida a los PIN (Fig. 5.17c). En ellos, la zona P de la unión se reemplaza por una estructura P- π , donde π representa una zona P muy poco dopada, casi intrínseca. La zona de vaciamiento se expande más allá de la primera zona y se prolonga a gran profundidad dentro de la π , que va a actuar como zona de recolección de fotones. Al crearse pares electrón-hueco, los electrones son arrastrados hacia el contacto N pero, al llegar a la zona P, son acelerados por el potente campo eléctrico en su interior. En su recorrido, chocan contra los átomos de la red y arrancan más electrones por efecto avalancha, consiguiendo de este modo corrientes considerables incluso con escasa iluminación.

Estos fotodiodos pueden tener que trabajar, incluso hasta 1500 V, lo que hace necesario crear fuentes de tensión continua muy alta, como las de las estructuras Cockcroft-Walton (Fig. 5.18). Asimismo, al tener una zona de vaciamiento tan grande son extremadamente rápidos. Por otro lado, algunos de estos sensores son capaces de excitarse con un único fotón, con lo que reciben el nombre de “*detectores de fotón único*” (SPD, *single-photon detector*).

Finalmente, hay que indicar que se utilizan en distintos campos como la comunicación óptica a larga distancia sin posibilidad de regeneración de la señal, telescopios o detectores de partículas, tomografías positrón-electrón (PET), etc.

5.2.2.3 Fototransistores Estos dispositivos son transistores bipolares, generalmente de silicio y de tipo NPN, en los que la base está expuesta y carece de terminal. Su símbolo se muestra en Fig. 5.19a. Así, solo tienen dos terminales, el colector y el emisor, y se polariza de tal modo que $V_{CE} > 0$. Su principio de funcionamiento es muy simple. Cuando la luz incide en el dispositivo, se genera una corriente de base que es amplificada por efecto transistor, conduciendo a valores de corriente muy altos en el colector. Esta estructura presenta el inconveniente de que la amplificación es no lineal y apenas importante a bajas iluminaciones, que sería donde su uso tendría más sentido. Esto hace que, en la práctica, no tenga sentido utilizarlos para reemplazar a los fotodiodos par medir luminosidad. Sin embargo, su uso cobra importancia para detectar presencia/ausencia de luz. Bastaría con polarizarlos con una simple resistencia de

¹⁷Omnès, Franck & Monroy, Eva & Muñoz, Elias & Reverchon, Jean-Luc. “Wide bandgap UV photodetectors: A short review of devices and applications”, en Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2007. DOI: 10.1117/12.705393.

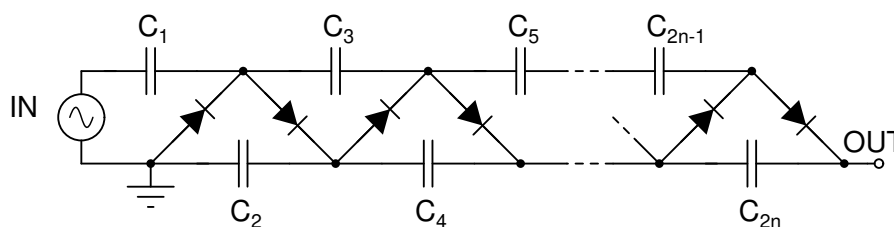


Figura 5.18: Estructura Cockcroft-Walton. Si la entrada tiene una componente AC con valor pico-pico V_A , la tensión de salida es constante e igual a $n \cdot V_A$.

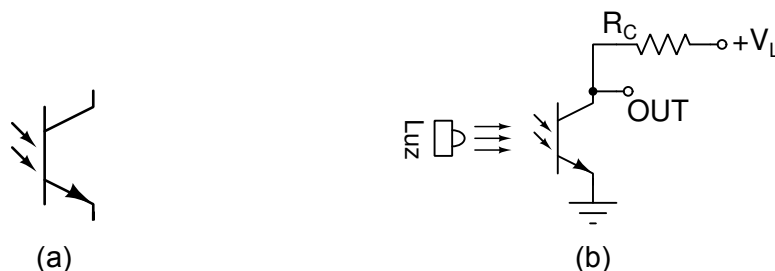


Figura 5.19: Símbolo del fototransistor (a) y configuración con resistencia de pull-up de colector (b).

colector (Fig. 5.1, 5.19b) para que la llegada de pulsos de luz intermitentes hagan que el transistor pase alternativamente de CORTE (oscuridad) a SATURACIÓN (luz). Esto permite la transmisión eficiente de señales luminosas lo que los hace imbatibles en aplicaciones prácticas como receptores de infrarrojos en detectores de presencia, optoacopladores, etc.

5.2.2.2.4 Acondicionamiento de la señal de fotodiodos y fototransistores Dado que, en general, los fotodiodos se emplean en la medida de la intensidad de luz intentando determinar su valor exacto, el circuito acondicionador típico es el mostrado en Fig. 5.2. Hay que tener, en cuenta, obviamente, las no idealidades de los dispositivos, incluyendo el propio fotodiodo. Por el contrario, los fototransistores se polarizarán como se muestra en Fig. 5.19b. En algunos modelos se suele añadir una resistencia entre base y emisor para estabilizar el conjunto y aumentar su velocidad, ya que ofrece un camino para evacuar la carga de la capacidad de difusión.

5.2.2.2.5 Aplicaciones prácticas de sistemas LED y receptor Al describir los distintos elementos, se ha explicado cuáles son las aplicaciones elementales relacionadas con la medida de la luz que incide en el sensor. Así, los receptores de luz se pueden integrar en matrices desempeñando entonces el papel de píxel, medir iluminación ambiental en la longitud de onda de interés, etc.

Sin embargo, en muchas ocasiones el receptor debe recoger la luz emitida por una fuente luminosa dentro del propio sistema electrónico. En el Tema 3.8 ya se vio el ejemplo de los optoacopladores, formados por un LED y un fototransistor dentro del mismo circuito integrado. La fuente luminosa puede ser un LED o, en algunos casos, un láser, aunque esta opción es algo más costosa. En general, el fotorreceptor emitirá pulsos de luz en una determinada longitud de onda que serán recogidos por el fotorreceptor. Evidentemente, este deberá ser sensible a esta longitud.

Una aplicación inmediata es la transmisión digital a través de fibras ópticas que se basa en el envío de pulsos de luz y su recogida en puntos distantes. Otro punto de interés es la transmisión de luz a través del aire. Este tipo de comunicación recibe el apelativo de "infrarroja", ya que, como veremos, trabaja en longitudes de onda en torno a los 950 nm, y que se utiliza para mandos a distancias, detectores de presencia, etc. Se utiliza esta longitud de onda porque el vapor de agua presenta un pico de absorción cerca de esta longitud de onda, con lo que la luz ambiental proveniente del Sol carece por completo de esta componente, que ha sido absorbida por las nubes, humedad, etc. al atravesar la atmósfera. Estamos, pues, en una ventana donde el ruido es mínimo.

Esto obligaría, sin embargo, a utilizar filtros ópticos que eliminen el resto del espectro luminoso.

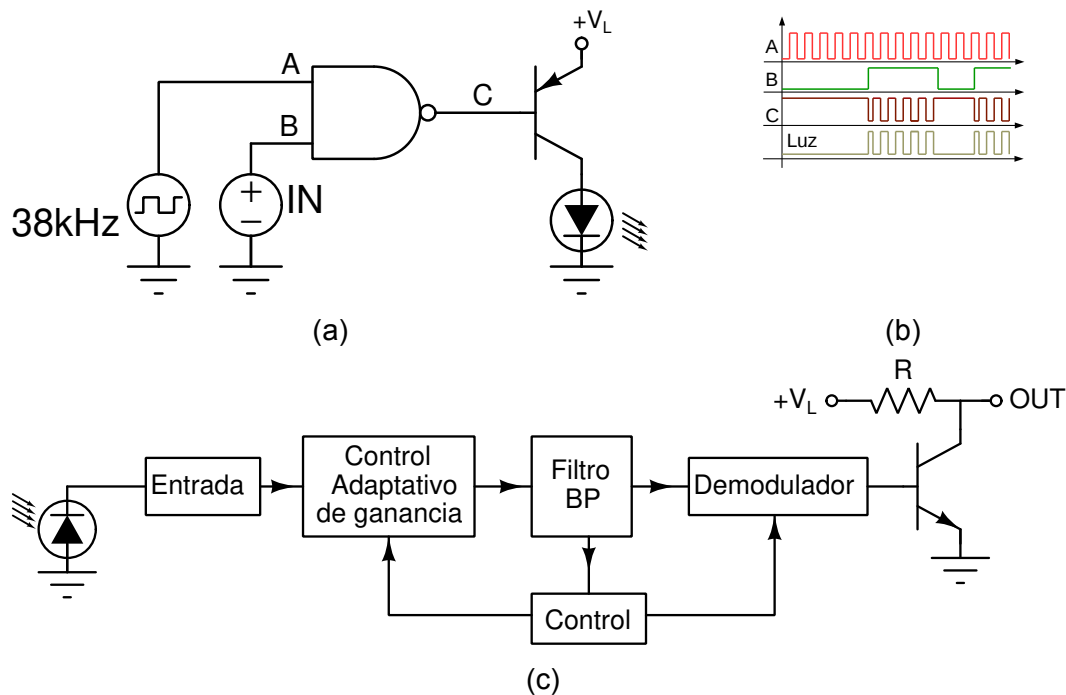


Figura 5.20: Emisor con codificación a 38 kHz (a) y forma de las distintas ondas (b). Estructura receptora con ganancia controlable (c).

Asimismo, es necesario el uso de LED emisores capaces de generar luz infrarroja en esa longitud de onda, que se construyen con GaAs convenientemente dopado.

Otra opción más simple consiste en el uso de **modulación en la frecuencia**. Esta técnica, cuyas aplicaciones prácticas se verán en el Apartado 9.4.1, consiste en emitir la información multiplicándola por una señal cuadrada de frecuencia 38 kHz. Esta señal se puede conseguir fácilmente usando una puerta NAND y un transistor (Fig. 5.20a) o por software en un microcontrolador. La señal generada se muestra en Fig. 5.20b. No hay ninguna razón física que obligue a usar esta frecuencia y su uso es, simplemente, por costumbre, ya que fue la elegida por los inventores del protocolo. Eso no es problema para que haya receptores centrados en diversas frecuencias entre 30 y 56 kHz, aunque son menos populares.

La recepción se realiza con un dispositivo similar al de Fig. 5.20c. El núcleo receptor es un fotodiodo cuya salida es enviada a un bloque con un control adaptativo de ganancia, cuyo valor aumenta si la señal es muy baja. Sin embargo, la presencia de un filtro BP centrado en 38 kHz antes de la descodificación hace que únicamente alcancen el demodulador las señales que hayan sido moduladas a esta frecuencia, si existen. Si la señal aparece, pero es muy débil, se aumentará el valor de la ganancia hasta hacerla perceptible. De este modo, se detectan señales muy débiles, emitidas por LED a varios metros de distancia y con intensa iluminación de fondo. Esta técnica no es incompatible con el uso de filtros ópticos. Se emplea en controles remotos por infrarrojos, detección de presencia, etc. Los detectores de infrarrojos son bastante baratos y ejemplo de ellos es la familia TSOP..., de Vishay Semiconductor¹⁸.

Como los fotodiodos, los receptores de infrarrojo muestran una dependencia del ángulo de llegada del haz de luz con respecto a la normal. A igualdad de potencia, se consigue transmitir información a mayor distancia colocando el emisor en la normal del receptor de infrarrojo.

Ahora que conocemos las técnicas habituales para mitigar el efecto de la luz ambiental, veamos algunas aplicaciones muy conocidas de los sistemas LED + receptor, sea fotodiodo, fototransistor o receptor de infrarrojo.

- **Detección de presencia/proximidad:** esta es una de las aplicaciones más populares y conocidas. Un ejemplo sobradamente conocido es el sistema de seguridad en las puertas de los ascensores. Si nos fijamos, veremos que una de las hojas que se debe cerrar tiene un pequeño agujero por el que se emite luz, en unos casos infrarroja invisible, en otros roja. En la otra, se encuentra otra cavidad

¹⁸<https://www.vishay.com/docs/82459/tsop48.pdf>

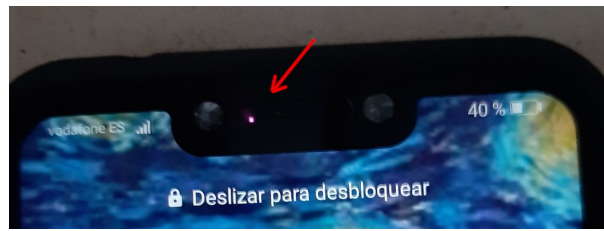


Figura 5.21: LED infrarrojo en la parte superior de un móvil Huawei P Smart +, invisible al ojo humano, pero no a la cámara de otro móvil. Su función es detectar cuando se acerca la pantalla a la cara y solo está activo si el móvil no está en reposo.

perfectamente alineada con un fotorreceptor. En condiciones normales, este está perfectamente iluminado y su salida es constante. Al interponer un objeto en el camino del haz, cesa la iluminación del fotorreceptor y su salida conmuta, avisando al sistema de control que debe mantener las puertas abiertas.

Otro ejemplo muy simple se encuentra en los actuales teléfonos móviles con pantalla táctil. Cuando el usuario habla por el terminal, se lo debe acercar a la oreja, con lo que es posible que, accidentalmente, toque algún elemento de la pantalla con la cara. Para evitarlo, es necesario deshabilitar la pantalla en ese periodo. Esto se suele conseguir colocando un pequeño LED infrarrojo en la parte superior del móvil con un fotorreceptor al lado (Fig. 5.21). Al estar en el mismo plano, el LED no ilumina el receptor pero, al acercarse el LED a la cara, el haz se refleja e ilumina el fotorreceptor. Este genera una señal que avisa al microprocesador de que debe desactivar la pantalla. Al apartar el móvil, el fotorreceptor deja de estar iluminado, vuelve a estado normal y la pantalla se reactiva. Esta técnica puede ser aplicada fácilmente en robótica, ya que hace posible la detección de obstáculos.

Vemos, por tanto, que hay dos técnicas clásicas de detección de presencia basados en sistemas optoelectrónicos: por interposición entre un LED y el fotorreceptor, o por reflexión con LED y fotorreceptor coplanarios.

- **Medida de distancia:** relacionada con los sensores anteriores se encuentra una familia de dispositivos llamados “*sensores de tiempo de vuelo*” (*time-of-flight sensors*). Estos sensores cuentan con un láser, un fotodiodo y un dispositivo lógico. A una orden de este, el láser envía un corto pulso cuyo reflejo en un objeto se recoge en el fotodiodo. Midiendo el tiempo de retraso entre el envío y la recepción, se puede determinar la distancia a la que se encuentra el objeto. Pueden usarse para medir cómodamente distancias de hasta varios metros. Ejemplo de ellos es el sensor VL53L4CX de ST Microelectronics¹⁹.

Una evolución muy interesante de estos sensores son los **sistemas LIDAR** (*Light Detection And Ranging*). En este caso, hablamos de un conjunto a gran escala de sensores dentro de un sistema que incluye posicionamiento GPS, mecanismos de barrido, etc. En general, suelen ir montados en drones o cualquier vehículo aéreo, aunque también se pueden encontrar en algunos móviles o tabletas para uso doméstico. Los sistemas LIDAR no solo elaboran mapas con el relieve del área investigada, sino que deducen características de esta, como presencia de vegetación estudiando la forma del pulso devuelto o la diferente respuesta según la longitud de onda, etc.

- **Fotopleetismografía:** se conoce con este nombre a la técnica que permite medir de manera no invasiva la frecuencia de pulso cardíaco y el contenido de oxígeno en sangre. Se fundamenta en que la absorción de la luz por la hemoglobina cambia al oxigenarse. Para ello, se usa un LED que emite hacia el interior del cuerpo y la luz reflejada se recoge en un fotodiodo. En general, se suele usar en un dedo de la mano (oxímetro de pinza), o en la muñeca. El fotodiodo puede estar en el mismo plano que el LED, y recoger la luz por reflexión, o diametralmente opuesto, con lo que se recoge luz por transmisión.

El LED emite con intensidad fija, pero la llegada periódica de sangre oxigenada hace que la intensidad recogida no sea constante, asemejándose a una onda en alterna de frecuencia igual a la del latido

¹⁹<https://www.st.com/en/imaging-and-photonics-solutions/vl53l4cx.html>

del corazón. Si esta señal es muestreada a frecuencia suficientemente alta, se puede obtener la frecuencia cardíaca examinando esta onda. Para medir el contenido en oxígeno, es necesario usar dos longitudes de onda distintas, y utilizar las relaciones de las componentes en alterna de la señal recogidas del fotodiodo frente a las componente en continua. No vamos a entrar en más detalle sobre el procedimiento de medida. Como ejemplo de sensores típicos, se propone el LED doble 150080SG540500, de Würth Electronics²⁰, que emite en verde y rojo; el fotodiodo SFH 2704, de OSRAM²¹; y como amplificador de transimpedancia, especialmente preparado, el OPA380, de Texas Instruments²².

- **Medida de velocidad de rotación:** La velocidad de giro de una rueda dentada, o similar, puede medirse colocando un LED que emita a través de las ranuras. Al otro lado, se colocará el fotorreceptor. Cada vez que un diente de la rueda se interponga en el haz, el fotorreceptor se oscurecerá y, cuando se aparte, se iluminará. De este modo, se generará una señal cuadrada cuya frecuencia será función de la rotación de la rueda. No es exactamente la de rotación del eje, pues, si hay N dientes, la salida del fotorreceptor mostrará N pulsos ALTA/BAJA por cada vuelta de la rueda.

La rueda dentada puede reemplazarse por otra con agujeros, o pintada alternativamente de blanco y negro, etc. En este último caso, el LED y el fotorreceptor estarán al mismo lado de la rueda, ya que la iluminación se produce por reflexión en las zonas claras.

Estos dispositivos se denominan “*codificadores rotatorios ópticos*” y compiten con los sensores de efecto Hall.

- **Lectura de códigos de barra:** La idea es similar a la de la rueda pintada descrita en el párrafo anterior. Un LED emite un haz de luz. Este haz no es fijo, sino que realiza un barrido periódico de un lado a otro. Cada vez que el haz pasa por una zona clara, el fotorreceptor es iluminado por reflexión, lo contrario si es oscura. Dado que la frecuencia del batido es conocida, el microcontrolador es capaz de extraer datos a partir del patrón de duración de pulsos altos y bajos de la salida del fotorreceptor. En algunos casos, el LED se reemplaza por un láser.
- **Detección del color:** Esta se puede conseguir iluminando de manera alternativa con luz roja, verde y azul y midiendo la respuesta de un fotodiodo ante la luz reflejada. Combinando estos tres valores, el sistema puede determinar el color del objeto en cuestión.

Hay, por supuesto, más posibles aplicaciones de estos sistemas. Sin embargo, no entraremos en ellos para no alargar excesivamente el tema.

5.2.2.2.6 Otros dispositivos ópticos: Fotomultiplicadores, CCD y dispositivos CMOS Los fotomultiplicadores son dispositivos de vacío, de varios centímetros de longitud, en los que unas placas metálicas están sometidas a tensiones de varios cientos o miles de voltios. Al llegar un fotón a una de las placas internas, se arrancan uno o más electrones que son arrastradas por el potente campo eléctrico interno y que acaban golpeando otras placas. En cada impacto se generan nuevos electrones con lo que, finalmente, se obtendría un pulso de corriente originado incluso por un único fotón.

Son dispositivos cuyas aplicaciones son muy similares a la de los APD. Tienen mayor sensibilidad, aunque mayor tamaño. Se utilizan fundamentalmente en instrumentación astronómica o en detección de radiactividad, ya que el papel del fotón puede desempeñarlo un electrón (Radiación beta).

Los dispositivos de acoplo de carga (*Charge-Coupled Devices*, CCD) y los sensores ópticos CMOS retienen la carga generada por los fotones en capacidades internas cuyo valor es codificado por un convertidor analógico-digital. Su estructura es compleja, y no se entrará en comprender su funcionamiento al exceder los propósitos de la asignatura.

²⁰<https://www.we-online.com/catalog/datasheet/150080SG54050.pdf>

²¹https://www.osram.com/ecat/Chip%20LED%20SFH%202704/com/en/class_pim_web_catalog_103489/prd_pim_device_6230418/

²²<https://www.ti.com/product/OPA380>

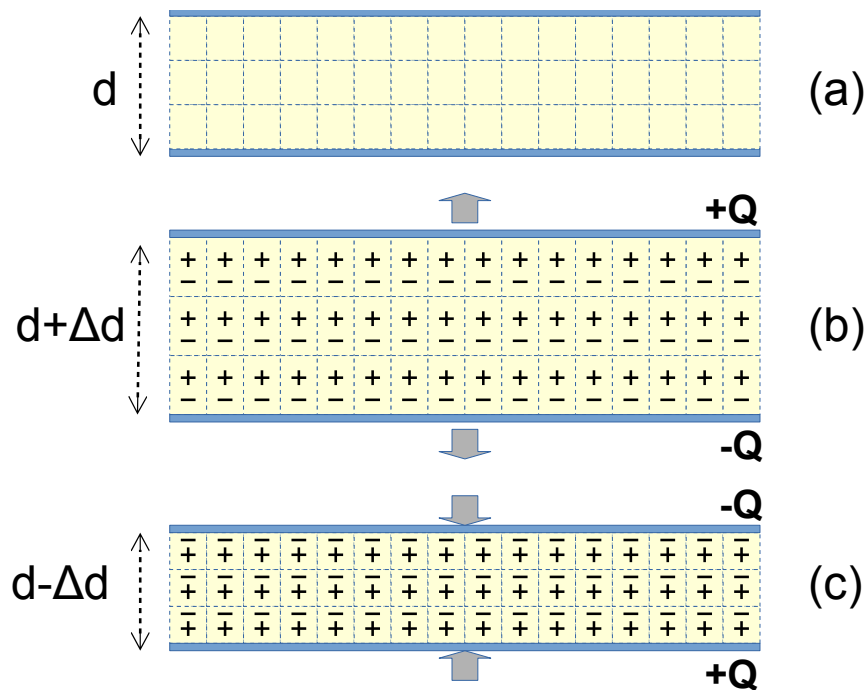


Figura 5.22: Efecto Piezoeléctrico. Un material piezoeléctrico está constituido por celdas cristalinas neutras no centrosimétricas (a). Al ejercer tracción, los centros de carga se desplazan convirtiendo las celdas en dipolos con una determinada orientación (b). Cambiando el sentido del esfuerzo para ejercer compresión, la orientación de las cargas cambia (c). En azul y recubriendo las caras superior e inferior del piezoeléctrico, metales con el papel de electrodos.

5.2.3 Carga

En esta categoría encontraremos dos tipos de sensores, piezoeléctricos y piroeléctricos, en los que se produce una separación de carga entre los extremos del sensor cuando se produce un estímulo: presión o cambios de temperatura. Esta aparición de carga se debe a la reordenación de estructuras de tipo dipolo eléctrico en la red cristalina.

5.2.3.1 Sensores piezoeléctricos

5.2.3.1.1 Características generales Los materiales piezoeléctricos son dispositivos en los que, al ejercer presión, los dipolos internos se realinean haciendo que aparezca carga positiva en un lado y negativa en el otro. Este fenómeno solo se da en determinadas circunstancias. En primer lugar, la estructura cristalina no debe ser centrosimétrica, así que no hay simetría respecto del centro de la celda. Pongamos un sencillo ejemplo en dos dimensiones, aunque los cristales son tridimensionales: Un hexágono regular es centrosimétrico, pues, opuesto a cada vértice, encontramos otro. Sin embargo, esto no ocurre en un pentágono. En estas circunstancias, al ejercer presión o distensión sobre el material cristalino, se produce una separación de cargas al no desplazarse por igual los iones positivos que los negativos (Fig. 5.22). *Grosso modo*, podemos decir que la carga generada es proporcional a la deformación del material, aunque hay que tener en cuenta más factores como la dirección de la fuerza, los ejes cristalinos, etc. En cualquier caso, como los piezoeléctricos son materiales aislantes, la separación de cargas induce la aparición de un campo eléctrico que se manifiesta como una diferencia de potencial cuyo signo depende del valor y sentido del esfuerzo aplicado.

Por otro lado, cada compuesto tiene una temperatura característica T_C , llamada de Curie, que, al rebasarla, la piezoelectricidad desaparece.

Este efecto es bidireccional: del mismo modo que ejercer presión provoca una separación de cargas y, por tanto, la creación de una diferencia de tensión, la aplicación de una tensión, que induce separación de carga, provoca un cambio en el volumen del material. Como veremos, los piezoeléctricos pueden servir tanto para la captura de sonido (micrófonos) como para la creación de altavoces.



Figura 5.23: Símbolo de un dispositivo piezoeléctrico de dos terminales (a) y de altavoz piezoeléctrico (b).

La piezoelectricidad aparece en minerales como el cuarzo, turmalina o apatito; compuestos orgánicos como la sacarosa, y diversos compuestos cerámicos, algunos de tipo ferroeléctrico. Un uso clásico de los piezoeléctricos son los mecheros o calentadores de gas domésticos. Al ejercer presión sobre un piezoeléctrico mediante golpes, la carga generada puede ser tan grande que se producen chispas que acaban encendiendo el gas.

Destaca por su interés el cuarzo (SiO_2), ya que es un material que puede integrarse sin problemas en circuitos microelectrónicos. A fin de cuentas, cuando se habla del dióxido de cuarzo presente en la puerta de un MOS, como protector epitaxial, etc., nos referimos a cuarzo artificial. Sin embargo, su baja sensibilidad lo hace inadecuado para su uso como sensor, pero no como elemento central de osciladores. Como detectores son más interesantes los compuestos cerámicos. Durante mucho tiempo, el titanato-zirconato de plomo, $\text{PbZr}_X\text{Ti}_{1-X}\text{O}_3$ o PZT, ha sido el piezoeléctrico más popular para la construcción de sensores. Sin embargo, la presencia de plomo lo hace un potencial contaminante, lo que ha hecho que tenga ser poco a poco reemplazado por otros materiales como el Niobato de Sodio y Potasio (NKN , $\text{Na}_X\text{K}_{1-X}\text{NbO}_3$). Otro piezoeléctrico muy utilizado es el nitruro de aluminio, AlN , perteneciente al grupo de compuestos III-V. Es un semiconductor con una banda prohibida muy ancha (6,015 eV), lo que lo convierte en aislante a temperatura ambiente, fácilmente integrable en tecnologías de silicio. Se usa de manera habitual en la construcción de MEMS (Micro Electro Mechanical Systems).

5.2.3.1.2 Modelo circuital de un piezoeléctrico Antes de nada, es necesario indicar que los símbolos comunes de los dispositivos piezoeléctricos en circuitos se muestran en Fig. 5.23. El primer dibujo corresponde a un dispositivo simple, que puede ser tanto un sensor piezoeléctrico como un cristal de cuarzo, que si bien no funciona como sensor, se basa en las propiedades piezoeléctricas de este para funcionar. En el segundo dibujo, se muestra un piezoeléctrico funcionando como altavoz.

Imaginemos que ejercemos una fuerza externa sobre un sensor piezoeléctrico. La compresión o dilatación del material puede entenderse como si las celdas internas fueran arrastradas por esa fuerza. Sin embargo, además de la fuerza externa, aparecen otras fuerzas como son la fuerza elástica, que tiende a devolver al material a su posición original y se opone al desplazamiento, y el rozamiento inelástico, que es proporcional y opuesto a la velocidad de movimiento. Combinando estos resultados y recordando que la carga generada es proporcional al desplazamiento, puede demostrarse que todo piezoeléctrico equivale circuitalmente a la estructura de Fig. 5.24. En esta estructura, hay una fuente de tensión cuyo valor depende de la fuerza ejercida en ese instante y una capacidad C_S asociada al efecto piezoeléctrico. Sin embargo, también aparece una inducción, L_S , que da cuenta de la fuerza elástica de recuperación que sufre el dispositivo, y R_S , que proviene del rozamiento interno durante la expansión y contracción del dispositivo. Este modelo puede perfeccionarse repasando Fig. 5.22a. Si nos fijamos bien, un piezoeléctrico recuerda enormemente a un condensador plano, ya que ambos disponen de dos electrodos planos separados por un dieléctrico. Por tanto, todo elemento piezoeléctrico tiene dos naturalezas en convivencia, capacitiva y piezoeléctrica. Esto se modela agregando en paralelo al equivalente piezoeléctrico una capacidad C_P , cuyo valor depende de las superficies de los electrodos, ancho del piezoeléctrico y constante dieléctrica, y por la resistencia parásita asociada a este, R_P , que modela las corrientes de fuga en el piezoeléctrico (Fig. 5.24b). Finalmente, habría que incluir en este circuito las capacidades u otras impedancias asociadas a cables, bloques acondicionadores, etc.

Un hecho que se debe destacar es que, sea cual sea el modelo, hay una inducción en serie con una capacidad. Esto implica que este circuito presenta resonancia, que será más acusada cuanto más pequeña sea R_S y más grande R_P . Esto se estudiará con más detalle en la próxima sección.

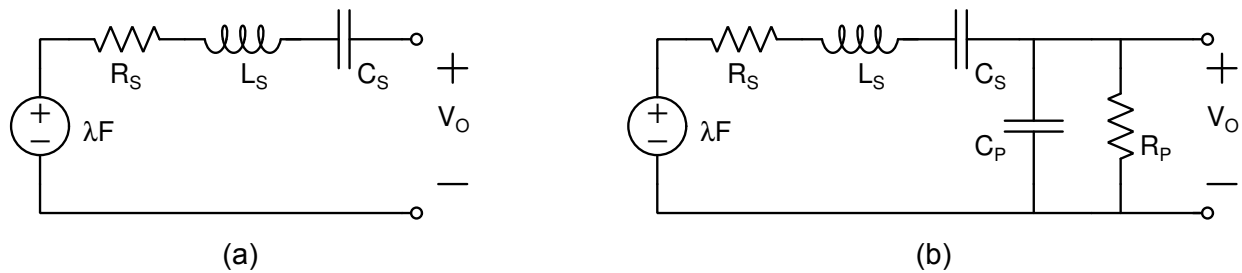


Figura 5.24: *Equivalente circuital de un dispositivo piezoeléctrico cuasiideal (a) y de uno real en el que se incluyan los efectos de la capacidad parásita (b).*

5.2.3.1.3 Comportamiento en frecuencia de los materiales piezoeléctricos Nos centraremos en el modelo real del piezoeléctrico (Fig. 5.24b). Para ello, calcularemos el equivalente Thevenin de esta estructura suponiendo que $V_S = \lambda \cdot F$. También supondremos que R_S es despreciable frente a alguno de los elementos en serie con ella, como suele ocurrir en la realidad. Denominando

$$Z_S(s) = L_S \cdot s + \frac{1}{C_S \cdot s} = L_S \cdot \frac{s^2 + \frac{1}{L_S C_S}}{s}$$

$$Z_P(s) = \left(\frac{1}{R_P} + C_P s \right)^{-1} = \frac{R_P}{1 + R_P C_P s}$$

se puede demostrar que

$$G(s) = \frac{V_{TH}(s)}{V_S(s)} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_S} = \frac{1}{C_P L_S} \cdot \frac{s}{s^3 + \frac{1}{R_P C_P} s^2 + \frac{1}{L_S C_X} \cdot s + \frac{1}{C_P C_S R_P L_S}} \quad (5.11)$$

$$Z_O = Z_P // Z_S = \frac{1}{C_P} \cdot \frac{s^2 + \frac{1}{L_S C_S}}{s^3 + \frac{1}{R_P C_P} s^2 + \frac{1}{L_S C_X} \cdot s + \frac{1}{C_P C_S R_P L_S}} \quad (5.12)$$

donde se ha denominado C_X al equivalente serie del C_S y C_P . Fijémonos en Eq. 5.11, que describe el funcionamiento del dispositivo como sensor y que tiene unas características muy marcadas:

- Hay un cero en $s = 0$ con lo que el dispositivo no puede detectar estímulos constantes en el tiempo. Es necesario que este varíe para que pueda ser detectado con facilidad.
- Hay tres polos, no nulos que están forzosamente a la derecha del cero ($p_1 < p_2 < p_3$). En muchos casos, los valores típicos conducen a una ecuación donde p_2 y p_3 son dos polos conjugados.
- Cuando $s \rightarrow 0$, $G(s) \approx R_P C_S \cdot s$. La ganancia crece 20 dB por década de frecuencia controlada por R_P y C_S . En efecto, a bajas frecuencias estas impedancias dominan a las que están en serie o paralelo con ellas.
- Al alcanzar el primer polo, p_1 , la ganancia se estabiliza y deja de depender de la frecuencia.
- Más adelante, al alcanzar p_2 la ganancia empieza a descender, -20 dB por década y -40 dB a partir de p_3 .

El sensor tendrá, por tanto, su zona de trabajo óptimo entre p_1 y p_2 . Vamos a poner un ejemplo práctico. Fig. 5.25 muestra el diagrama de Bode en amplitud (con la salvedad de que el eje X muestra la frecuencia natural, no la angular) de un sensor piezoeléctrico simulado en SPICE con $C_S = 20$ pF, $L_S = 10$ mH, $C_P = 40$ pF y $R_P = 100$ MΩ. En estas circunstancias, la función $G(s)$ tiene como denominador $s^3 + 500s^2 + 7.5 \cdot 10^{12}s + 1.25 \cdot 10^{15}$ cuyas raíces son:

$$p_1 \approx -\frac{500}{3}, \quad |p_1| \approx \frac{500}{3} \text{ rad/s} \equiv 26,5.. \text{ Hz}$$

$$p_2 \approx -\frac{500}{3} + 5\sqrt{3} \cdot 10^5 j \quad |p_2| \approx 2,74 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \equiv 436 \text{ kHz}$$

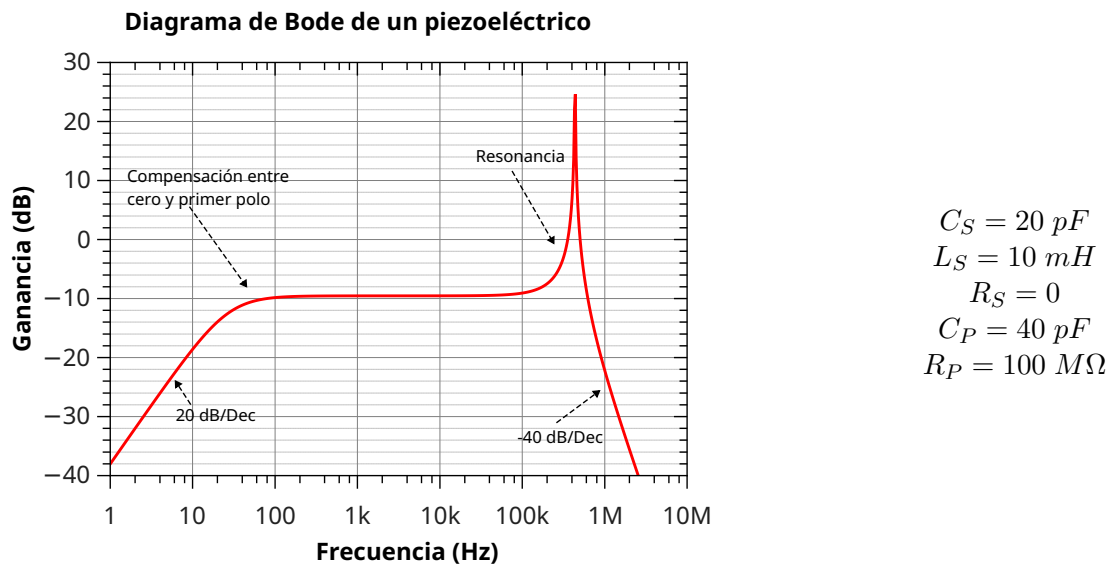


Figura 5.25: Ganancia de un piezoeléctrico en función de la frecuencia. Se observa la presencia de una zona de ganancia constante entre 100 Hz y 100 kHz. Los valores elegidos son inventados, puramente académicos y no corresponden a ningún sensor real.

$$p_3 = p_2^* \approx -\frac{500}{3} - 5\sqrt{3} \cdot 10^5 j \quad |p_3| \approx 2,74 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \equiv 436 \text{ kHz}$$

lo que se traduce es que hay cambios de comportamiento en esos puntos, como se ve claramente en la figura. Solo queda reseñar que haya un par de polos conjugados conduce a la aparición de un pico de resonancia y que $|p_1| \sim \frac{1}{3R_P C_S}$ y $|p_{2,3}| \sim \frac{1}{\sqrt{L_S C_X}}$.

Pasemos ahora a estudiar el comportamiento de Eq. 5.12, impedancia equivalente del dispositivo en ausencia de estímulo externo. En este caso, aparecen dos ceros imaginarios en $z_{1,2} = \pm j \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$ y los polos son los ya descritos anteriormente. La impedancia sería prácticamente igual a R_P hasta alcanzar el primer polo, en la que comenzaría a descender 20 dB por década. Como $C_S > C_X$, los dos ceros estarán siempre un poco antes que los polos conjugados con lo que se observará un ligero pico de resonancia en torno a $\frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$, rápidamente compensado por los polos.

5.2.3.1.4 Aplicaciones prácticas de sensores piezoeléctricos Se ha puesto en evidencia que estos sensores son capaces de distinguir la presión que se ejerce sobre ellos. Esto los haría adecuados para medir esfuerzos, pesos, presiones, etc., pero, lamentablemente, tienen problemas para trabajar a bajas frecuencias. Siempre es posible utilizar estructuras similares a las de Fig. 5.5, aunque no es lo habitual. Sin embargo, sabemos que existe una banda de respuesta óptima, así que los sensores piezoeléctricos son adecuados para presiones que varíen en el tiempo. Las ondas de presión existen y son sobradamente conocidas por cualquiera, ya que esto es el sonido. No solo el sonido que percibimos, sino cualquier otra manifestación: infrasonidos y ultrasonidos.

Con ello, aquí nos encontramos con una de las primeras aplicaciones de los sensores piezoeléctricos: son capaces de transformar ondas sonoras en impulsos eléctricos por medio de módulos de pequeño tamaño. Aunque existen micrófonos basados en otros fenómenos, los materiales piezoeléctricos pueden encontrarse en dispositivos móviles, auriculares, etc.

Dado que el efecto es bidireccional, los materiales pueden utilizarse para generar sonido a partir de una señal eléctrica. Sin embargo, no suelen tener mucha potencia, por lo que su uso se restringe a pequeños altavoces como los de los teléfonos móviles, auriculares de cascos, etc. En el primer caso, el material elegido suele ser el nitrato de aluminio (AlN) y, en el segundo, PZT o similares. Para mayor potencia de sonido, hay que recurrir a altavoces con núcleo ferromagnético.

Otro uso extendido de los piezoeléctricos es detectar ultrasonido para ecolocalización. En este caso, se crea un sistema formado por un emisor y uno o más micrófonos detectores. En el instante inicial, un

microcontrolador emite un pulso de sonido de frecuencia f . No lo emite de manera continuada, sino que emite el sonido durante un tiempo $T_P \gg 1/f$ y a continuación se calla. Más tarde, las ondas de sonido retornarán tras haberse reflejado en algún objeto y alcanzarán el detector. La llegada de esta señal es observada por el microcontrolador, y este deduce que, si ha transcurrido un tiempo T_D desde el inicio de la emisión del sonido, el objeto debe estar a una distancia $v \cdot T_D/2$, donde v es la velocidad del sonido en el medio. Se debe dividir por 2, ya que el sonido recorre dos veces el camino: una vez de ida, otra de vuelta. En caso de colocar varios sensores, las pequeñas diferencias entre tiempos de llegada de la respuesta permitirían calcular no solo la distancia, sino la posición del objeto. Hay que hacer, sin embargo, algunas consideraciones prácticas:

- En el aire, se suele tomar $v = 340 \text{ m/s}$. Sin embargo, en realidad existe una fuerte dependencia de la temperatura. Así, desde antiguo se conoce la aproximación $v(T) = 331,3 + 0,606 \cdot T \text{ m/s}$, siendo T la temperatura en grados centígrados. Por tanto, un sistema de posicionamiento preciso también tendría que contar con un medidor de temperatura para poder determinar el valor de T .
- En el agua, la velocidad del sonido depende de la salinidad y de la temperatura (1450 – 1500 m/s). En este caso, la ecolocalización recibe el nombre de SONAR. Como la absorción es poca a bajas frecuencias, se usan también infrasonidos para detección a larga distancia.
- Al ser de naturaleza ondulatoria, no se puede decir con precisión en qué instante se ha emitido o llega el sonido. Solo podríamos estar seguros de que el sonido se ha emitido cuando al menos una oscilación se ha completado. Lo mismo puede decirse de la recepción. En otras palabras, tanto la emisión como la recepción van a tener una incertidumbre del orden del periodo de oscilación, $1/f$. Como es imposible saber en qué momento exacto se emitió y recibió el sonido, la distancia registrada por los ecolocalizadores tendrá una imprecisión de valor

$$\Delta d \sim v \cdot \frac{1}{f} = \lambda$$

siendo λ la longitud de onda del sonido. Supongamos que, por ejemplo, queremos que la precisión en la medida sea del orden de 1 cm. En este caso, es necesario que $\lambda \sim 10^{-2} \rightarrow f \sim \frac{v}{\lambda} \approx 34000 \text{ Hz}$. Esto justifica que se usen ultrasonidos para realizar ecolocalización.

- Si el objeto detectado se estuviera moviendo, la frecuencia de la señal recibida se habría modificado levemente por efecto Doppler. Así, si el objeto se estuviera acercando, la frecuencia aumentaría levemente, y al contrario si se alejara. Midiendo esta diferencia de frecuencias, podría determinarse la velocidad del objeto que se mueve.

Los materiales piezoeléctricos son necesarios para la creación de un tipo de sensores llamados **SAW** (*Surface Acoustic Wave*). Estos constan de dos piezoeléctricos separados por un medio sólido. Un microcontrolador estimula uno de los piezoeléctricos para que emita un pulso ultrasónico y mide el tiempo que tarda el segundo en recibirlo. La idea es que el medio intermedio sea sensible a parámetros físicos como, p. e., gases, masa depositada, radiación ultravioleta, etc., de tal modo que la velocidad de transmisión del sonido en el medio cambia. Las variaciones de este tiempo de respuesta permiten estimar el valor del parámetro de interés.

Finalmente, en la línea de trabajo de la electrónica llamada “*Energy Harvesting*” o “Recolección de Energía”, la carga generada en un piezoeléctrico se extrae y se transfiere a baterías. Aunque es poca, se puede conseguir la suficiente energía para alimentar circuitos de micropotencia.

5.2.3.2 Sensores piroeléctricos

La piroelectricidad es un fenómeno que acontece en algunos materiales, y que consiste en la separación de cargas en un cristal cuando este se calienta o enfría. La carga que se genera es proporcional a dT/dt , siendo T la temperatura del material. El signo de la carga generada depende, por tanto, de que el material se caliente o enfríe. En general, todos los materiales piroeléctricos son piezoeléctricos, pero no a la inversa. Así, además de no ser centrosimétrico, es necesario que la celda elemental de ese material tenga

un eje polar de simetría. Hay materiales como el PZT que también tienen carácter piroeléctrico pero, en general, se suele utilizar el sulfato de triglicina ($C_6H_{17}N_3O_{10}S$), un compuesto orgánico, o TGS, el tantalato de litio ($LiTaO_3$).

A semejanza de los piezoeléctricos, los piroeléctricos tienen una temperatura de Curie a partir de la cual pierden esta característica.

Como hay relación entre los sensores piroeléctricos y la temperatura, parecen candidatos a ser sensores térmicos pero, lamentablemente, no existe una relación directa de esa tensión con la temperatura absoluta. Si el sensor está en equilibrio térmico con el ambiente, sea cual sea la temperatura de este, la salida es nula.

Esto supone un inconveniente muy serio. Sin embargo, con la instrumentación adecuada es posible resolver este problema. Combinando los postulados de la física estadística con los de la mecánica cuántica, puede demostrarse que todo cuerpo cuya temperatura sea superior a 0 K emite radiación en todo el espectro electromagnético siendo la potencia total emitida igual a

$$W = N \cdot \sigma \cdot T^4 \quad (5.13)$$

donde T es la temperatura absoluta, $\sigma = 5,6704 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4}$ la constante de Stefan-Boltzmann y N un factor positivo que vale 1 para un cuerpo negro, y algo menos para el resto de objetos. Ahora, imaginemos que disponemos un sistema que permita enfrentar el sensor al objeto cuya temperatura queremos medir y ocultarlo de manera periódica. Esto puede hacerse con una rueda dentada, o quizás perforada, con obturadores o, en general, con cualquier método que se le ocurra al diseñador. Estos ciclos de apertura/cierre provocan que el sensor se caliente y enfríe, con lo que se observa una señal alterna en la salida del sensor.

La amplitud de esta señal depende del incremento de temperatura que se produzca en el sensor, que es proporcional a la potencia recibida y a la geometría del sensor. La potencia recibida por unidad de superficie es proporcional a la potencia emitida por el objeto e inversamente al cuadrado de la distancia de separación, suponiendo que no hay un medio que la atenúe. Por tanto, si conocemos la geometría del sensor y las características del cuerpo emisor, y fijamos la distancia de medida, podemos relacionar la amplitud de la onda generada a la salida del sensor con T^4 .

Solo queda un detalle para completar la descripción del sensor. Como el propio sensor está en un medio con una temperatura T_0 , también emite. Por tanto, la salida del sensor es más bien proporcional a $T^4 - T_0^4$, así que es conveniente medir esta temperatura con otro tipo de sensores, o presuponerla durante el tratamiento de datos.

Esta técnica es la base de los **pirómetros**, dispositivos que permiten medir la temperatura de un objeto a distancia. Requieren una calibración precisa y siempre hay que respetar las especificaciones, en particular la distancia a la que se deben colocar y orientación del dispositivo. Como en la mayor parte de los casos la emisión de energía se produce en el infrarrojo, se los llama también *detectores de infrarrojos*. No hay que confundirlos con los fotodiodos especializados en esta zona del espectro.

Recientemente, se han hecho populares **unos termómetros médicos** en los que no es necesario contacto con el paciente. Son útiles para medir la temperatura de bebés, enfermos violentos, en servicios de urgencia donde el tiempo de actuación es crucial, para detectar personas enfermas, etc. En ellos, basta con apuntar a un sitio determinado del paciente (sien, frente, interior de la oreja) a una distancia del orden de 1 cm para registrar la temperatura del paciente. Si el lector/a conoce estos dispositivos, habrá caído en la cuenta de que alberga un sensor piroeléctrico en su interior y que la medida es similar a la de un pirómetro, aunque se busca un rango mucho más estrecho de temperatura.

Otro uso muy extendido de los sensores piroeléctricos es el de crear **detectores de presencia**. En particular, personas, animales, etc. Todos los seres vivos de sangre caliente se encuentran a una temperatura en torno a 40 °C, por encima de la temperatura ambiente. Cuando un cuerpo pasa por delante de un sensor piroeléctrico lo calienta levemente. Este calentamiento, casi imperceptible, provoca primero un pulso positivo en el sensor y, cuando el sujeto se aleja, el enfriamiento provoca un pulso de signo opuesto. Otra manera de activar el sensor es realizar un movimiento ya que, al cambiar, aunque sea levemente la posición del objeto, la cantidad de radiación que llega al sensor cambia. La recepción de infrarrojos por el sensor se favorece con el uso de lentes Fresnel, de forma semiesférica y que permiten concentrar la radiación en el punto donde se encuentra. Otra ventaja que aporta la lente es que, al aislar el material, evita que lleguen corrientes de aire que podrían activarlo dado su carácter piezoeléctrico. Las aplicaciones

de estos sensores son claras: detección de intrusos, activación de la iluminación al paso de una persona, activación de cámaras ocultas, etc.

Tema 6

Sensores Capacitivos

Se entiende por **sensor capacitivo** como todo aquel sensor caracterizado por una capacidad cuyo valor depende de la variable física que deseamos medir. Todo condensador está formado por, al menos, dos láminas conductoras de superficie S , separadas una distancia d por un material aislante con permitividad dieléctrica $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$, donde ϵ_r es la permitividad dieléctrica relativa y $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m la permitividad dieléctrica del vacío.

La relación que existe entre estos parámetros y el valor de la capacidad depende de la forma exacta del condensador, siendo las más sencillas las de los condensadores plano y cilíndrico. Así, los valores de las capacidades teóricas son:

$$\text{Condensador Plano: } C = \epsilon \cdot \frac{S}{d} \quad (6.1)$$

$$\text{Condensador Cilíndrico: } C = 2\pi\epsilon \cdot \frac{H}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})} \quad (6.2)$$

En el condensador plano, S es la superficie de las placas y d la distancia que las separa. En uno cilíndrico, H es la altura del cilindro, y R_{EXT} y R_{INT} los radios externo e interno del dispositivo. En ambos casos, ϵ es la permitividad del dieléctrico que separa las placas. Sea cual sea la forma, si la variable física cambia alguno de los anteriores parámetros, S , d o ϵ , se modificará el valor de la capacidad. Así, según qué variable varíe, podemos realizar una primera clasificación de los sensores capacitivos:

- **Distancia** variable: medidores de peso, algunos micrófonos.
- **Permitividad** variable: medidores de nivel, de humedad o de presencia.
- **Superficie** variable: acelerómetros, etc.

Conociendo esta capacidad, determinaremos la variable física. El problema se reduce, por tanto, a conseguir medir las características de alguna señal eléctrica que dependa de la capacidad en cuestión y, por tanto, de la variable física.

6.1 Acondicionamiento de la señal

En primer lugar, debemos conseguir que la capacidad objetivo afecte a alguna señal eléctrica medible. Algunos ejemplos de características de señales eléctricas que dependen de una capacidad son los siguientes:

1. En un circuito con señales sinusoidales, la amplitud de cada señal, así como el desfase entre ellas, determinado por el valor de las capacidades o por la relación entre ellas.
2. Frecuencia de osciladores, tanto lineales como de relajación.
3. Tiempos de carga y descarga en un red RC.

Lógicamente, nada impide la búsqueda de otros ejemplos por donde abordar el problema, pero estos son los que se utilizan habitualmente. En conclusión, medir un condensador se reduce a determinar:

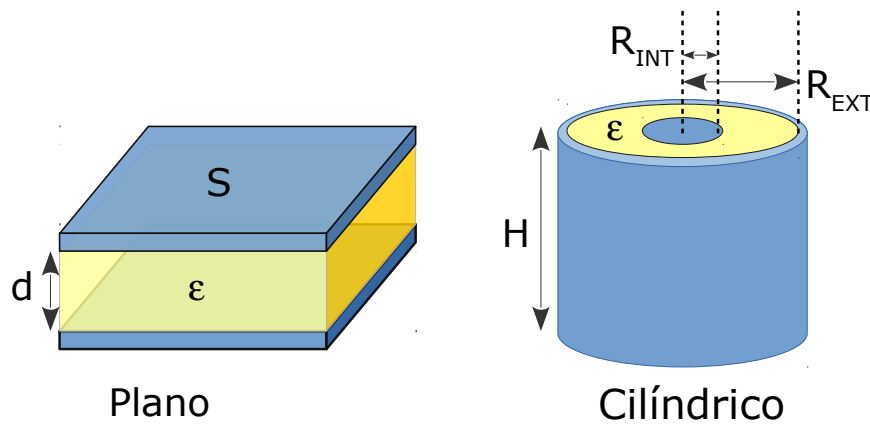


Figura 6.1: Estructuras elementales para construir una capacidad.

- La amplitud de una señal sinusoidal
- El desfase entre dos señales.
- La frecuencia de un oscilador.
- El tiempo de carga y descarga del condensador.

Y, a partir de alguno de estos parámetros, calcular primero la capacidad y luego la variable física. Añadamos, además, que los condensadores son parte fundamental de los circuitos de capacidades conmutadas, que veremos en el tema siguiente (Sec. 7.1).

Es interesante indicar, por otro lado, que en el Ap. 10.3 se describirán aparatos electrónicos exclusivamente dedicados a medir impedancias complejas. Por el momento, Sec. 6.1.1.1 mostrará distintas técnicas para medir los parámetros eléctricos de interés (amplitud, desfase, frecuencia, etc.) y, en la Sección 6.1.2, distintas técnicas de acondicionamiento de la señal que nos permiten transformar capacidades en señales eléctricas.

6.1.1 Cómo medir parámetros eléctricos AC de interés

6.1.1.1 Medida de la amplitud y desfase en señales sinusoidales

En este apartado, supondremos que se excita el circuito con una señal sinusoidal de amplitud y frecuencia conocidas, y que vamos a medir, sea la amplitud de una señal en otro punto del circuito, sea el desfase entre esta señal y la entrada, sean ambos.

Lo primero que se debe tener en cuenta es que se necesita **una señal sinusoidal aceptable**, lo que significa que la señal debe tener amplitud y frecuencia conocidas y estables. En contra de lo que podría pensarse inicialmente, los osciladores lineales clásicos como el puente de Wien no son válidos para generar esta señal. En la práctica, es imposible crear una señal con una amplitud suficientemente estable, ya que depende de las tensiones de alimentación y de la ganancia de la red de realimentación. Por este motivo, se suele usar osciladores de relajación (Fig. 6.2). Estos proporcionan una señal cuadrada que oscila con frecuencia f_C entre dos valores conocidos, por ejemplo 0 V y V_{REF} , y luego debe ser enviada a un filtro pasabanda. Si el filtro tiene ganancia 1 y esta cae rápidamente fuera de la banda pasante, la salida será una señal sinusoidal prácticamente pura de amplitud

$$\frac{2}{\pi} \cdot V_{REF}$$

y desfase, por definición, $\varphi = 0$, pues esta señal se va a utilizar como referencia del circuito.

Imaginemos ahora que, tras excitar la entrada con una tensión sinusoidal conocida, deseamos medir la **amplitud de la tensión** en un determinado nudo del circuito. Idealmente, podríamos utilizar un detector de pico de precisión (Fig. 6.3) para localizar el valor máximo de la amplitud. Sin embargo, esta técnica no

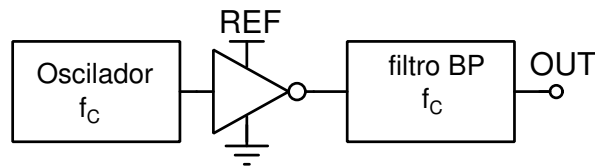


Figura 6.2: Generación de una onda sinusoidal de calidad a partir de un oscilador de relajación.

suele utilizarse. En primer lugar, esta estructura es bastante incómoda, ya que se envía regularmente el op amp a saturación, y esto hace que el sistema sea lento. Por otro lado, tanto la componente DC de la señal así como la tensión de *offset* del operacional se transmiten directamente a la salida.

En su lugar, se suele usar **la técnica de la rectificación**. Para ello, supongamos que existe una señal sinusoidal de amplitud A que viene acompañada de una componente DC de origen genérico, A_{DC} , que va a afectar a la medida (Fig. 6.4a). Esta señal oscilará, por tanto, entre $A + A_{DC}$ y $-A + A_{DC}$. Si midiéramos directamente el valor del pico máximo, obtendríamos de valor $A + A_{DC}$. El error relativo cometido es, por tanto, del orden de A_{DC}/A .

En cambio, si rectificamos esta señal de manera precisa, generaremos una nueva señal con dos máximos alternos, uno en $A + A_{DC}$ y otro en $A - A_{DC}$ (Fig. 6.4b). Es posible demostrar que esta nueva señal rectificada va a tener una componente DC de valor:

$$V_{DC} = \frac{2}{\pi} \cdot A_{DC} \cdot \arcsin\left(\frac{A_{DC}}{A}\right) + \frac{2}{\pi} \cdot A \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{A_{DC}}{A}\right)^2} \quad (6.3)$$

Si se cumple que $|x| \ll 1$, podemos desarrollar estas expresiones con la técnica de Taylor, de modo que $\arcsin(x) \approx x + \frac{1}{6}x^3 + \dots$ y $\sqrt{1-x^2} \approx 1 - \frac{1}{2}x^2 + \dots$. De aquí se deduce que, si $|A_{DC}| \ll A$, Eq. 6.3 se convierte en:

$$V_{DC} \approx \frac{2}{\pi} \cdot A_{DC} \cdot \frac{A_{DC}}{A} + \frac{2}{\pi} \cdot A \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{A_{DC}}{A}\right)^2\right] = \frac{2}{\pi} \cdot A \cdot \left[1 + \frac{A_{DC}^2}{2A^2}\right] \quad (6.4)$$

En este caso, el error relativo es $\frac{1}{2} \cdot \frac{A_{DC}^2}{A^2}$. Partiendo del hecho de que $|A_{DC}| < A$, se deduce que este error relativo es mucho menor que el obtenido al medir directamente el máximo pico. Así, si $A_{DC} = 0,1 \cdot A$, el método del pico máximo nos daría un error del 10 %, pero el de la rectificación de apenas un 0,5 %. Se entiende con claridad por qué este método es el preferido para medir amplitudes.

La rectificación de la señal suele realizarse con un conmutador síncrono (p.e., Fig. 6.5a), ya estudiado en el Ap. 4.1.4.2.3, y la extracción de la componente DC simplemente con un filtro LP con frecuencia de corte muy inferior a la de la señal de entrada. Esta función podría realizarla una simple red RC en escalera (Fig. 6.5b), que no cambia el valor de la componente DC, y en principio no sería necesario utilizar filtros activos.

Por último, ¿cómo afectaría la tensión de *offset* de los distintos dispositivos? No es sencillo extraer una conclusión, pues, por ejemplo, en Fig. 6.5a hay tres dispositivos, cada uno con su propia tensión de *offset*. La tensión del seguidor de tensión (op amp 1) se sumaría directamente a la entrada y sería, por tanto, equivalente a una tensión DC que se agrega a A_{DC} . Lo mismo puede decirse de la tensión de *offset* del comparador, que en la práctica es equivalente a una tensión DC que se resta de A_{DC} ¹. Finalmente, puede demostrarse matemáticamente que la tensión de *offset* del inversor se reduce a la mitad, hecho lógico, pues solo se tiene en cuenta durante aproximadamente la mitad del periodo².

Por cierto, **existen aparatos electrónicos** capaces de medir directamente la amplitud de una señal sinusoidal: voltímetros AC y amplificadores *lock-in*, que se estudiarán en las secciones 10.1.1.2 y 10.5. Ocurre que los primeros dispositivos implementa la misma técnica que se ha mostrado aquí, en tanto que el segundo utiliza una distinta dada la diferencia de objetivos.

¹Esto se deduce del hecho de que el cambio de signo se produce si $A_{DC} + A \cdot \sin(\omega \cdot t) = V_{OS,CMP}$.

²Si no hay inversión, la salida es $A_{DC} + \sin(\omega \cdot t) + V_{OS,1}$ y, si la hubiera, $-[(A_{DC} + \sin(\omega \cdot t) + V_{OS,1}) + V_{OS,2}]$. Esto permite sacar conclusiones sobre los papeles de los amplificadores operacionales.

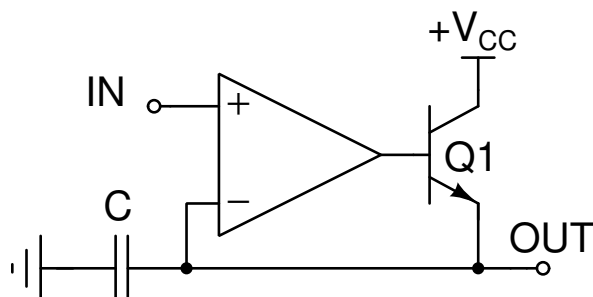


Figura 6.3: *Detector de pico positivo de precisión. El transistor NPN puede reemplazarse con un simple diodo aunque el tiempo de carga del condensador es mayor. El funcionamiento de este dispositivo es similar al del detector de pico básico. Si el op amp está en zona lineal y V_{IN} crece, la tensión $V_- = V_{IN}$ y el condensador se va cargando poco a poco. Si decrece, no hay modo de eliminar la carga acumulada en C y el amplificador salta a saturación negativa, cortando el transistor y haciendo que el valor máximo de V_{IN} se quede grabado en C.*

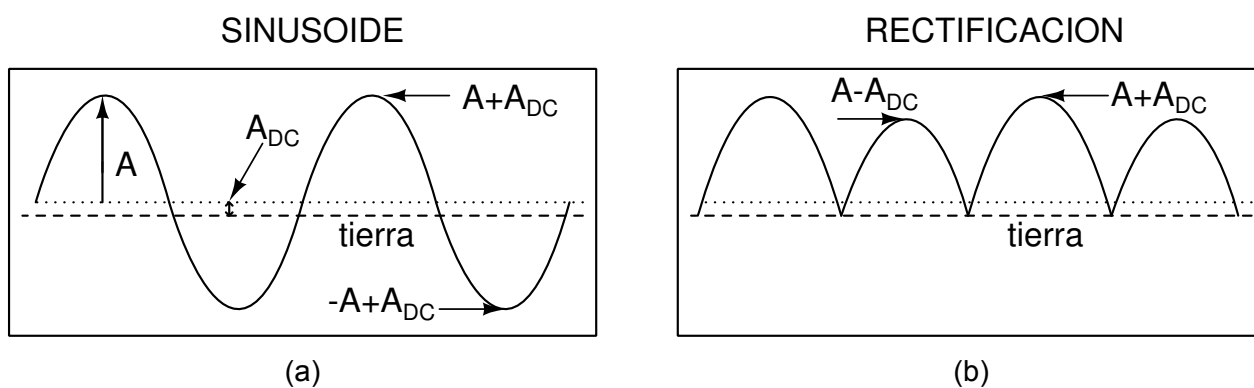


Figura 6.4: *Señal sinusoidal de amplitud A y componente en continua A_{DC} (a). La señal rectificada (b).*

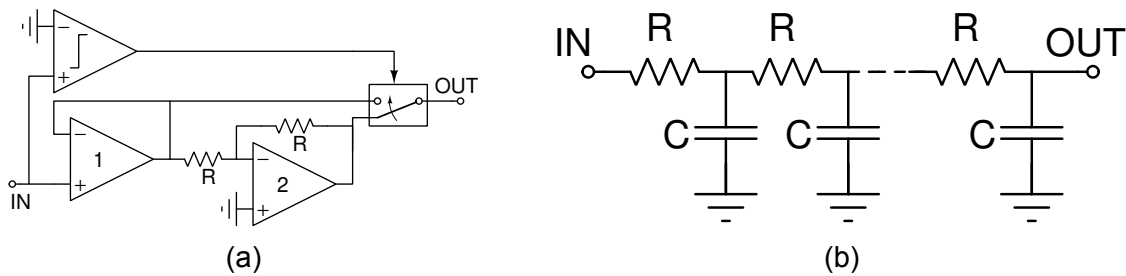


Figura 6.5: Conmutador síncrono para realizar la rectificación de la señal de entrada (a) y filtro pasabaja RC en escalera (b).

Otro dato muy útil es el **desfase** que existe **entre dos señales sinusoidales** con la misma frecuencia, que por generalidad se suponen con distinta amplitud. La técnica que se utiliza habitualmente es la de **la puerta XOR con comparadores**, tal y como se muestra en Fig. 6.6. La señal generada en la salida del circuito es una señal cuadrada, que oscila entre 0 y V_L , cuya frecuencia es el doble de la de las señales comparadas, y cuyo ciclo de trabajo, α , es proporcional al desfase:

$$\alpha = \frac{\varphi}{\pi} \quad (6.5)$$

tal y como se puede deducir por inspección de Fig. 6.6b. Ahora, es necesario extraer el valor del desfase a partir de la señal XOR, para lo que hay, al menos, tres métodos.

En primer lugar, se puede realizar el **filtrado LP de la señal XOR** para quedarnos con su componente DC. Así, es posible deducir que la serie de Fourier asociada a la señal XOR es:

$$XOR \equiv \frac{\varphi}{\pi} \cdot V_L + \frac{2 \cdot V_L}{\pi} \sin(\varphi) \cdot \cos(2\omega_0 t) + \frac{2 \cdot V_L}{2\pi} \sin(2\varphi) \cdot \cos(4\omega_0 t) + \dots$$

donde $\omega_0 = 2 \cdot \pi/T$. Por tanto, bastaría con filtrar esta salida con un filtro LP con frecuencia de rechazo bastante por debajo de $2 \cdot \omega_0$ y medir la tensión de salida, que sería $V_{DC, XOR} = \frac{\varphi}{\pi} \cdot V_L$. Es evidente que se requiere que la alimentación lógica sea estable. Por tanto, habría que alimentar la puerta XOR con una tensión de referencia constante y suficientemente estable.

El problema de esta idea es la dificultad de eliminar correctamente el primer armónico y asegurar una medida correcta. Una técnica alternativa para resolver el problema consiste en **integrar la señal XOR** en lugar de filtrarla. Esto se consigue, por ejemplo, con el circuito de Fig. 6.7. El procedimiento de medida es bastante simple: un reloj de frecuencia conocida, CLK , gobierna un contador, y un microcontrolador puede utilizarlo como reloj para fijar un intervalo temporal, $T_{REF} = k \cdot T_{CLK}$, siendo k el número de ciclos que se fija durante la programación. Durante ese tiempo, la señal XOR, cuyo periodo es T_{XOR} , habrá cargado el integrador N veces, siendo

$$N = \text{floor} \left(\frac{T_{REF}}{T_{XOR}} \right)$$

y la salida del integrador total sería:

$$V_{OUT, FIN} = -\varphi \cdot \frac{V_L \cdot T_{XOR}}{R \cdot C} \cdot N \approx -\varphi \cdot \frac{V_L \cdot T_{REF}}{R \cdot C} \quad (6.6)$$

puesto que en cada ciclo la salida decrece

$$\Delta V_{OUT} = -\varphi \cdot \frac{V_L \cdot T_{XOR}}{R \cdot C}.$$

Como podemos ver, la medida se hace más precisa cuanto mayor sea el tiempo T_{REF} y, por otro lado, es indispensable que la puerta XOR esté alimentada con una tensión de referencia conocida, $V_{REF} \equiv V_L$.

Finalmente, esta estructura tiene que refrescarse regularmente mediante la activación de un conmutador que descarga el condensador para evitar que vaya a saturación. Por otra parte, los cálculos deben tener en cuenta la acción de la tensión de *offset* del amplificador, que se integra junto con la señal original. Así, a Eq. 6.6 habría que añadirle un nuevo término de valor $\frac{V_{OS} \cdot T_{REF}}{R \cdot C}$ para tener en cuenta este parámetro.

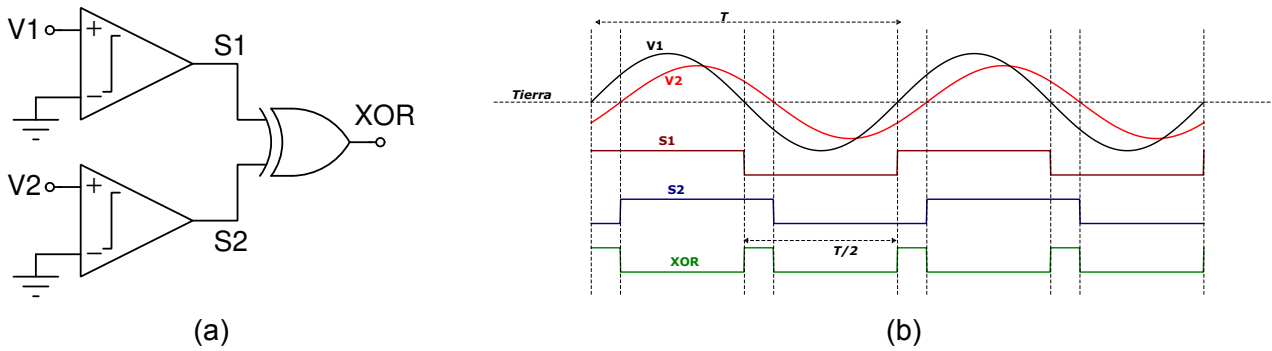


Figura 6.6: Técnica de medida del desfase entre señales sinusoidales V1 y V2 de la misma frecuencia. En (a) se evalúan los signos de las señales para determinar con una puerta XOR la fracción del periodo en la que los signos difieren. Las señales se muestran en (b). Toda la información sobre el desfase se encuentra en la señal XOR. Por otra parte, nótese que la frecuencia de esta señal se ha doblado respecto a la de las señales originales.

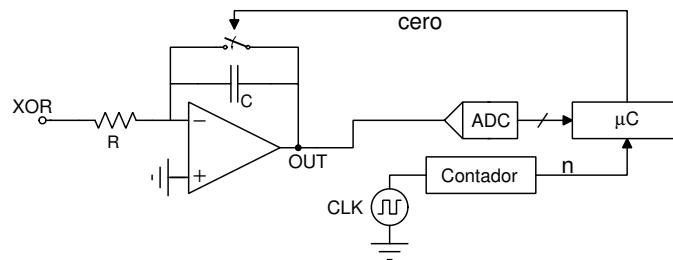


Figura 6.7: Medida del desfase con un integrador. En este circuito, se cumple la condición $\frac{dV_{OUT}}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot XOR(t)$. La parte puramente analógica debe ser complementada con un elemento inteligente como un microcontrolador.

La última técnica que se puede utilizar para medir el desfase es la del **uso exclusivo de contadores**. La estrategia que se debe seguir podría ser la siguiente. Imaginemos que disponemos de dos contadores controlados por un reloj de periodo T_{CLK} . Ocurrirá lo siguiente:

- Los dos contadores se ponen a cero y se activan con un flanco de subida de la señal XOR.
- El primer contador se para cuando se detecte un flanco de bajada en esta señal, quedándose grabado un número entero N_1 .
- El segundo se parará cuando se observe un *nuevo flanco de subida* en la señal XOR, registrándose un valor N_2 .

Es fácil ver de Fig. 6.6 que el primer contador mide el tiempo en ALTA de XOR y el segundo el periodo. Va a ocurrir, por tanto, que $N_1 < N_2$ y que:

$$\varphi = \frac{N_1}{N_2} \cdot \pi \tag{6.7}$$

¿Cuál es la incertidumbre asociada a este procedimiento? En primer lugar, démonos cuenta de una cosa. Si en el primer contador se ha grabado un valor N_1 , no se debe concluir que ésta es la duración del ciclo de trabajo, sino que se produjo en algún momento entre $N_1 \cdot T_{CLK}$ y $(N_1 + 1) \cdot T_{CLK}$. O, lo que es lo mismo, en el instante $(N_1 + \frac{1}{2}) \cdot T_{CLK} \pm \frac{1}{2} \cdot T_{CLK}$. Algo similar se puede decir del otro término N_2 . Por tanto, el valor observado del desfase sería:

$$\varphi = \frac{N_1 + \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2}}{N_2 + \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2}} \cdot \pi \approx \pi \cdot \frac{N_1 + \frac{1}{2}}{N_2 + \frac{1}{2}} \cdot \left(1 \pm \left[\frac{1/2}{N_1 + \frac{1}{2}} + \frac{1/2}{N_2 + \frac{1}{2}} \right] \right) \tag{6.8}$$

Esta expresión se deduce con facilidad a partir de la teoría de propagación de errores³. Puede verse que el error es menor cuanto mayores sean los valores de N_1 y N_2 . Esto se consigue utilizando señales de reloj con la mayor frecuencia posible, teniendo la precaución de que el contador no se desborde.

³Pues $\frac{A \pm \Delta A}{B \pm \Delta B} \approx \frac{A}{B} \cdot (1 \pm (\frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta B}{B}))$. Es decir, los errores relativos se suman, pues la incertidumbre es un error de tipo instrumental.

Obviamente, el contador puede estar integrado en un microcontrolador, y no ser forzosamente un circuito integrado discreto.

6.1.1.2 Medida de la frecuencia o periodo de una señal cuadrada

Las técnicas que se van a mostrar a continuación están **restringidas a señales puramente digitales**. Si la señal es sinusoidal, se puede obtener una nueva señal cuadrada de la misma frecuencia realizando una comparación con algún valor intermedio. Así, si la señal oscila entre 1 y 3 V, bastaría con comparar esta señal con una referencia fija de 2 V o, en general, que esté al menos entre 1 y 3 V. La salida del comparador sería cuadrada y con la misma frecuencia de la original.

Veamos ahora las técnicas que nos permiten llevar a cabo la medida. Si la señal investigada es digital, se tendría que utilizar un **contador** gobernado por un reloj de frecuencia conocida, f_{CLK} , que se activara y desactivara con **dos flancos de subida consecutivos**. El número grabado, N_1 , nos permitiría determinar la frecuencia (y el periodo) como

$$f = \frac{f_{CLK}}{N_1} \Leftrightarrow T = N_1 \cdot T_{CLK}$$

Está claro que esta técnica es muy parecida a la que se utilizó para medir el desfase con lo que las condiciones acerca del error cometido son las mismas. Aún puede mejorarse de varios modos. En primer lugar, no es estrictamente necesario que solo se mida un periodo, ya que se podría preparar el sistema para que el contador midiera el tiempo transcurrido entre N flancos. De este modo, el error cometido al medir la frecuencia se reduciría un factor $1/N$.

Otra posible técnica consiste en usar un **convertor F-V discreto**. Recordemos que existen dispositivos electrónicos, como el LM2917 de Texas Instruments⁴ o el AD650 de Analog Devices⁵, que pueden realizar esta operación sin mayor dificultad. Una vez realizada la conversión a tensión, esta salida debería medirse con un convertor A/D y ser enviada al bloque de control (microcontrolador o similar) para que proceda como se lo hayan indicado.

Una tercera técnica disponible es la del **monoestable** con pulso de duración conocida. Recordemos que un monoestable es un circuito digital con un único estado posible, pero que, ante flancos de subida y/o de bajada, se produce un pulso de salida de valor conocido, pues se puede fijar con elementos externos. El monoestable más sencillo se basa en dos transistores bipolares en configuración de emisor común con realimentación cruzada y con un condensador que rompe la simetría entre partes (Fig. 6.8a). Sin embargo, se suelen usar otras soluciones más sencillas y controlables, como las basadas en el circuito integrado 555 (Fig. 6.8b). El esquema es una adaptación del propuesto por Texas Instruments en la hoja de características del LM555⁶.

Se construya como se construya el monoestable, si la duración del pulso es T_P , si la señal investigada tiene periodo T , y oscila entre 0 y V_L , se genera una señal en la salida del monoestable que tiene una componente DC igual a:

$$OUT_{DC} = \frac{T_P}{T} \cdot V_L = T_P \cdot V_L \cdot f \quad (6.9)$$

si el estado estable es “0” y el pulso “1”. En caso contrario, el monoestable tiene como valor habitual V_L y produce pulsos de valor 0 con lo que el valor de la salida sería:

$$OUT_{DC} = V_L - \frac{T_P}{T} \cdot V_L = V_L \cdot (1 - T_P \cdot f) \quad (6.10)$$

y, en cualquier caso, se podrían obtener con un simple filtro LP sin ganancia (Fig. 6.5b). Como la tensión de salida debe estar comprendida entre 0 y V_L , es fácil deducir que no se pueden medir frecuencias superiores a T_P^{-1} . Las frecuencias cercanas a cero estarían limitados por los tiempos de subida y bajada del monoestable.

⁴<http://www.ti.com/product/LM2917-N>

⁵<http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/integrated-special-purpose-converters/voltage-to-frequency-converters/ad650.html>. En realidad, el AD650 es un convertor V-F, que se puede usar como núcleo de un circuito que realice la función inversa.

⁶<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>. Tenga usted cuidado, ya que algunos diseñadores electrónicos opinan que, quien usa el 555, *no tiene ni idea de electrónica*. Esto no deja de ser una opinión como otra cualquiera.

Finalmente, **cualquier bloque con un comportamiento definido en el dominio de Laplace**, $H(s)$, que nos lleva a dos elementos medibles, $|H(j\omega)|$ y $\varphi(j\omega)$, que nos permitirían obtener variaciones de la frecuencia de una señal sinusoidal respecto a un valor central sea midiendo la amplitud, sea el desfase, de la señal observada. Esto está limitado únicamente a señales sinusoidales muy puras. Pongamos por ejemplo el caso de un filtro pasabaja formado por una resistencia conocida, R_0 , en serie con una capacidad desconocida C_X , y todo alimentado por una señal sinusoidal de amplitud A_0 y frecuencia f_0 . Un sencillo análisis nos lleva a deducir que la amplitud de la señal medida en la salida es:

$$A = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f_0)^2 \cdot R_0^2 \cdot C_X^2}} \rightarrow C_X = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot R_0} \cdot \sqrt{\frac{A_0^2}{A^2} - 1}$$

Algo similar puede obtenerse con el desfase. Por cierto, la máxima sensibilidad se consigue si $2\pi \cdot R_0 \cdot C_{X0} = 1/\sqrt{2}$. Tenga esto en cuenta a la hora de elegir los parámetros del circuito.

6.1.1.3 ¿Y si la señal fuera una corriente?

Hasta ahora, se ha supuesto en todo momento que la señal AC que queremos caracterizar es una tensión. Sin embargo, podría darse el caso de que nuestro objetivo fuese una corriente variable en el tiempo. En este caso, lo más simple es transformar la corriente en tensión, bien con una resistencia, bien con un transresistor, tal y como se explicó en Ap. 5.1.2. Una vez que tenemos una tensión, podemos usar las técnicas vistas hasta ahora. Por supuesto, se pueden usar otras técnicas que el diseñador/a considere adecuadas para conseguir sus objetivos.

6.1.2 Técnicas de transformación de capacidades en señales eléctricas

En la sección anterior, se estudiaron métodos para medir parámetros característicos de señales periódicas. Así, se explicó cómo medir amplitud, frecuencia y desfase en señales sinusoidales, y frecuencia y ciclo de trabajo en señales cuadradas. Procederemos ahora a descubrir cómo integrar los sensores capacitivos en circuitos sencillos y contrastados que producen una señal cuyas características dependen del valor del condensador.

6.1.2.1 Técnica del oscilador de relajación

En general, los osciladores de relajación son estructuras cuya frecuencia de trabajo suele depender de dos elementos discretos, como una resistencia R y un condensador C . Estos osciladores pueden construirse con facilidad usando una báscula de Schmitt, un 555, etc. (Fig. 6.9) y, en general, el periodo de la señal es inversamente proporcional a un tiempo de carga y descarga característico, $R \cdot C$. Por tanto, **la medida de esta frecuencia nos permite conocer⁷ el valor de C** .

Imaginemos ahora que tenemos un sensor capacitivo que varía linealmente con un determinado parámetro x . De este modo, $C(x) = C_0 + \alpha \cdot x$, con lo que el periodo de la señal cuadrada dentro del oscilador de relajación será:

$$T(x) = K \cdot R \cdot C(x) = K \cdot R \cdot (C_0 + \alpha \cdot x) = K \cdot R \cdot C_0 + K \cdot R \cdot \alpha \cdot x = T_0 + A \cdot x$$

donde K es una constante y R es una resistencia o grupo de resistencias. Ahora imaginemos que queremos medir el periodo de la señal utilizando la técnica del contador. Como sabemos, si el contador ha registrado $N = N_0 + n$ pulsos de reloj, con $n \in \mathbb{Z}$ y N_0 el valor tal que $T_0 = N_0 \cdot T_{CLK}$, se concluye que:

$$x = \frac{T_S}{A} \cdot \left(n + \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \right) = \frac{T_S}{K \cdot R \cdot \alpha} \cdot \left(n + \frac{1}{2} \right) \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{T_S}{k \cdot R \cdot \alpha}$$

con lo que el valor de la medida es $\frac{T_S}{K \cdot R \cdot \alpha} \cdot \left(n + \frac{1}{2} \right)$ y la incertidumbre $\frac{1}{2} \cdot \frac{T_S}{k \cdot R \cdot \alpha}$. Para hacer estos cálculos, hay que recordar que, si el reloj ha medido n ciclos, en realidad ha transcurrido un tiempo entre $n \cdot T_S$ y $(n + 1) \cdot T_S$. En otras palabras, $\left(n + \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \right) \cdot T_S$.

⁷Y también, si nos conviene, el valor de R !

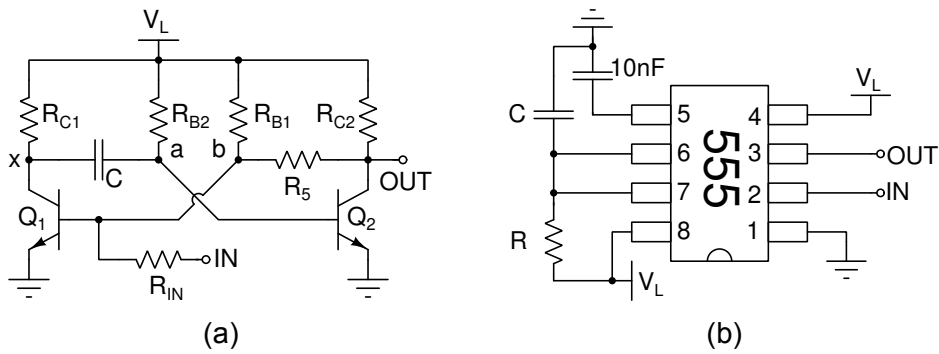


Figura 6.8: Monoestable simple con transistores BJT discretos (a). El tiempo del pulso depende del producto $R_{B2} \cdot C$. La estructura basada en el 555 (b), de acuerdo con Texas Instruments, permite obtener pulsos de valor V_L en una salida normalmente nula con una duración de $T_P = \ln(3) \cdot R \cdot C$ cuando la salida experimenta transiciones de ALTA a BAJA. El valor exacto depende de la calidad del 555, que debe tener dos conmutaciones a $V_L/3$ y $2V_L/3$.

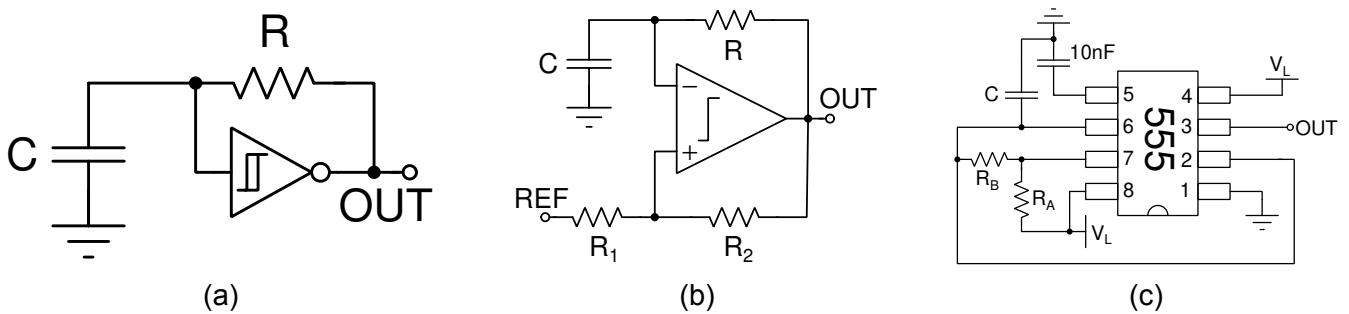


Figura 6.9: Diversos osciladores de relajación. En primer lugar, ejemplo clásico cuyo núcleo es un inversor con histéresis (a). Si este oscilador está alimentado con V_L y los umbrales de conmutación son V_1 y V_2 , el ciclo de oscilación tiene periodo $T = T_{UP} + T_{DOWN} = RC \cdot \ln\left(\frac{V_L - V_1}{V_2 - V_1}\right) + RC \cdot \ln\left(\frac{V_2}{V_1}\right)$. Si se usa un comparador, los valores de V_2 y V_1 se pueden controlar con las resistencias R_1 , R_2 y V_{REF} (b). Finalmente, con un 555, se consiguen señales cuadradas de periodo $T = \ln(2) \cdot (R_A + 2R_B) \cdot C$.

Si, por el contrario, hubiéramos optado por la solución de un monoestable de duración de pulso T_M , la tensión de salida tras el filtrado sería:

$$V_{OUT}(x) = \frac{V_L \cdot T_M}{T} = \frac{V_L \cdot T_M}{T_0 + \alpha \cdot x} \approx \frac{V_L T_M}{T_0} - \frac{\alpha \cdot V_L \cdot T_M}{T_0^2} \cdot x$$

pues $\frac{1}{T_0 + \alpha x} = \frac{1}{T_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{T_0} x} \approx \frac{1}{T_0} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{T_0} x\right)$.

6.1.2.2 Técnica del puente de admitancias (caso simple)

Esta técnica requiere el uso de una fuente sinusoidal estable y con amplitud conocida, que denominaremos V_{REF} . Esta fuente atacará dos ramas en paralelo, una puramente resistiva, otra capacitiva (Fig. 6.10a). En la práctica, es una versión depurada del puente de Wheatstone. En la figura, es fácil ver que:

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF} \\ V_B &= \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot V_{REF} \\ V_{AB} &= V_A - V_B = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot V_{REF} \end{aligned} \tag{6.11}$$

Ahora, supongamos que se cumplen dos condiciones. En primer lugar, que C_1 es un sensor capacitivo que depende de una variable x tal que:

$$C_1(x) = C_{10} + \alpha \cdot x$$

y, además, exigimos que

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_{10}}$$

hecho que conduce a:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{C_2}{C_{10} + C_2}$$

con lo que:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot V_{REF} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_2}{C_{10} + \alpha \cdot x + C_2} \right) \cdot V_{REF} = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{C_{10} + C_2} \cdot x} \right) \cdot V_{REF} \end{aligned}$$

Sin embargo, recordemos que $\frac{1}{1+bx} \approx 1 - bx$ si $|bx| \ll 1$. Por ello:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{C_{10} + C_2} \cdot x} \right) \cdot V_{REF} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{\alpha}{C_{10} + C_2} \cdot x \right) \right) \cdot V_{REF} = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\alpha}{C_{10} + C_2} \cdot x \cdot V_{REF} = \frac{\alpha \cdot C_2 \cdot V_{REF}}{(C_{10} + C_2)^2} \cdot x \end{aligned} \quad (6.12)$$

Esta ecuación es muy interesante y debe ser analizada con cuidado. En primer lugar, recordemos que V_{REF} es una señal sinusoidal, por lo que debemos medir su amplitud. Si suponemos que $V_{REF} = A \cdot \sin(\omega t)$, la señal de salida sería:

$$V_{AB} = \frac{\alpha \cdot C_2 \cdot A}{(C_{10} + C_2)^2} \cdot x \cdot \sin(\omega t)$$

En consecuencia, **habría que sacar esta diferencia con un amplificador diferencial o de instrumentación**, y medir su amplitud con la técnica mostrada en la sección 6.1.1.1.

Sin embargo, aparece **un problema muy sutil**: no hay manera de distinguir entre los valores opuestos $\pm x$, pues ambos conducen a la misma amplitud. Lo único que ocurre es que, si $x > 0$, la señal V_{AB} está en fase con V_{REF} . En cambio, si $x = -|x| < 0$, el signo negativo hace que V_{AB} y V_{REF} estén en contrafase. En conclusión: No solo hay que medir la amplitud de V_{AB} , **sino también la fase respecto de la entrada**, ya que este parámetro nos proporciona el signo.

6.1.2.3 Técnica del puente de admitancias (caso del sensor diferencial)

Hay un tipo de sensor capacitivo muy interesante para el que la técnica de medida descrita en la sección anterior está especialmente adaptada: **las capacidades diferenciales**. En este caso, el sensor no es una de las capacidades, sino la rama al completo. Se va a cumplir que los dos condensadores se modifican, de tal modo que la suma de ambas capacidades es constante. Así:

$$C_1(x) = C_{10} + \alpha \cdot x \quad C_2(x) = C_{20} - \alpha \cdot x \Rightarrow C_1(x) + C_2(x) = C_{10} + C_{20}$$

En estas circunstancias:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot V_{REF} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_{20} - \alpha x}{C_{10} + \alpha \cdot x + C_{20} - \alpha x} \right) \cdot V_{REF} = \\ &= \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_{20}}{C_{10} + C_{20}} \right) \cdot V_{REF} + \frac{\alpha \cdot V_{REF}}{C_{10} + C_{20}} \cdot x \end{aligned}$$

y si hacemos, como en el otro caso,

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_{20}}{C_{10}}$$

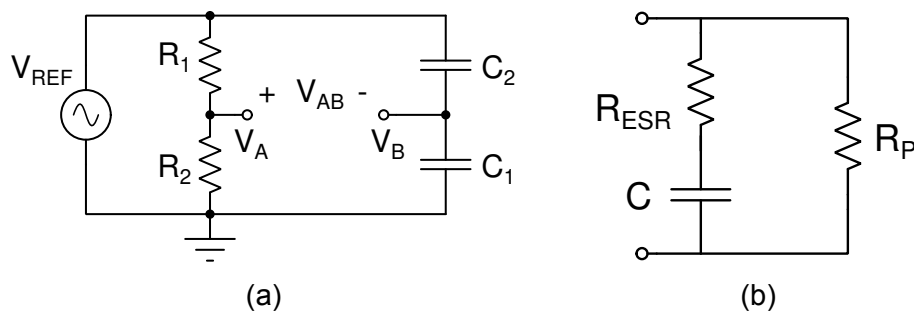


Figura 6.10: *Puente de admitancias para la medida de capacidades (a). Fijémonos en que los coeficientes 1 y 2 están invertidos en ambas ramas para obtener Eq. 6.11. Modelo real de un condensador (b), en el que se incluyen dos resistencias que pueden afectar a la medida. R_{ESR} puede estar, por ejemplo, asociada a las resistencias de los contactos, normalmente muy baja, y R_P a que el aislante del condensador no tiene una resistividad infinita.*

La expresión anterior se convierte en:

$$V_{AB} = \frac{\alpha \cdot V_{REF}}{C_{10} + C_{20}} \cdot x \quad (6.13)$$

que, a diferencia de Eq. 6.12, es exacta y no una mera aproximación. En las próximas secciones veremos que los sensores capacitivos diferenciales son muy abundantes. Así, muchos de los sensores tipo MEMS⁸ son de este tipo.

Otro punto de interés es la **frecuencia de trabajo**. En principio, hay que elegirla de tal manera que:

- sea lo suficientemente alta como para que no intervengan las resistencias parásitas que tienen todos los condensadores en paralelo (R_P en Fig. 6.10b).
- sea lo suficientemente baja como para :
 - que no se produzcan efectos de carga en el generador.
 - que el amplificador de instrumentación no sufra una caída en la ganancia.
 - que la impedancia del condensador sea mucho mayor que la resistencia parásita intrínseca en serie (ESR) (R_{ESR} en Fig. 6.10b).

En el caso de que el puente de admitancias no resultara útil, se recomienda utilizar otros tipos de puentes, como el puente de Wien-Maxwell. Finalmente, hay que reseñar que esta técnica también pueden utilizarse para la medida de sensores de tipo inductivo que, sin embargo, no son muy habituales fuera de ambientes industriales. La familia de sensores LVDT, no incluidos en el temario, constituyen un ejemplo de ello.

6.1.2.4 Técnica de la carga/descarga de un condensador

Es un hecho bien sabido que el tiempo de carga y descarga de un condensador depende del valor de este. En caso de que el condensador se descargue a través de una red de tipo resistivo, el valor de este tiempo es proporcional a $R_X \cdot C$, siendo R_X una única resistencia o la asociación de varias. Si se usa una fuente de corriente I_X , la velocidad de carga y descarga es proporcional al producto $I_X \cdot C$.

La implementación exacta de esta técnica depende evidentemente de los gustos del diseñador. Vamos a mostrarla, sin embargo, con un ejemplo práctico, esquematizado en Fig. 6.11. El proceso de medida sería el siguiente:

1. Tal y como se muestra el dibujo, el condensador C_X de valor desconocido está descargado y una corriente de referencia, I_{REF} , fluye a tierra.
2. Un microcontrolador (μC) pone un contador (interno o externo) a cero y lo activa usando como entrada su propio el reloj del micro.

⁸Microelectromechanical systems.

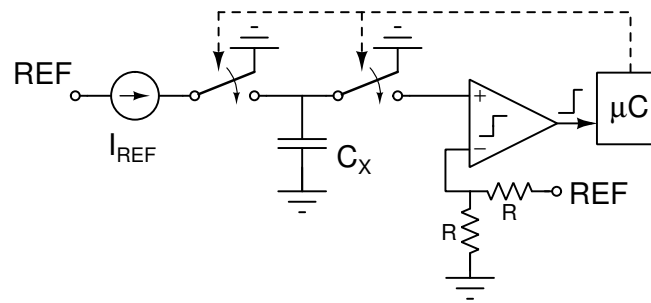


Figura 6.11: Esquema para medir un condensador por medio de la técnica de carga/descarga.

3. Simultáneamente, activa los conmutadores para que fluya corriente hacia el condensador.
4. La salida del comparador se pone automáticamente a cero, pues $V_{CX,0} = 0$ y $V_- = \frac{1}{2}V_{REF}$. El microcontrolador comienza a vigilar la salida de este, esperando un flanco de subida.
5. El condensador se carga a un ritmo constante, $\frac{\Delta V_{CX}}{\Delta t} = C_X \cdot I_{REF}$.
6. Cuando haya transcurrido un tiempo $T = \frac{1}{2} \frac{V_{REF}}{C_X \cdot I_{REF}}$, se cumplirá que $V_{CX} \geq \frac{1}{2}V_{REF}$ con lo que la salida del comparador pasará a ALTA.
7. En ese momento, el microcontrolador parará el comparador y tomará su salida, N . Como el tiempo del reloj interno del contador es T_{CLK} , sabremos el tiempo que ha transcurrido y deduciremos entonces que:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{REF}}{C_X \cdot I_{REF}} = N \cdot T_{CLK} \Rightarrow C_X = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{REF}}{I_{REF} \cdot N \cdot T_{CLK}}$$

8. Devuelve los conmutadores a posición de equilibrio, descargando el condensador.

El error puede calcularse con el mismo criterio que se usó en la sección 6.1.2.1 para determinar el error asociado a la técnica del oscilador de relajación.

Otro modo de hacerlo consiste en utilizar una resistencia conocida para cargar el condensador. Sin embargo, aparece el problema de que la carga es exponencial y sujeta a errores. Un procedimiento bastante común es elegir cuidadosamente las resistencias para que el comparador conmute a $0,63 \cdot V_{REF}$. Este valor es una aproximación de $e^{-1} \cdot V_{REF}$, con lo que el tiempo medido es, directamente, el tiempo característico $\tau = R \cdot C_X$.

6.1.2.5 Técnica de las capacidades conmutadas

En el próximo tema, veremos que existe una familia de circuitos en las que se prescinde de las resistencias, reemplazándolas por capacidades cuya carga y descarga está controlada por conmutadores. Evidentemente, si la capacidad varía, las propiedades del circuito cambian, y esto se puede utilizar para determinar el valor de la capacidad incógnita.

No vamos a entrar en excesivo detalle, pues las capacidades conmutadas se estudiarán más adelante. Sin embargo, permitámonos ver el ejemplo de Fig. 6.12. En esta estructura, cuando ϕ_A es ALTO y ϕ_B BAJO, el condensador C_0 se carga hasta una tensión V_{REF} acumulando una carga de valor $Q_0 = C_0 \cdot V_{REF}$ y C_X se descarga. Cuando se pasa a la siguiente fase, con ϕ_B en ALTA y ϕ_A en BAJA, la carga se reparte entre ambos condensadores. Como es en este preciso instante cuando se realiza la medida en OUT, se concluye que:

$$V_{OUT}(\phi = \mathbf{1}) = \frac{Q_0}{C_X + C_0} = \frac{C_0}{C_X + C_0} \cdot V_{REF}$$

y de este modo sacamos una tensión que es función de la capacidad desconocida. Este no es sino uno de los posibles circuitos que podrían proponerse utilizando las técnicas que se verán en el tema siguiente.

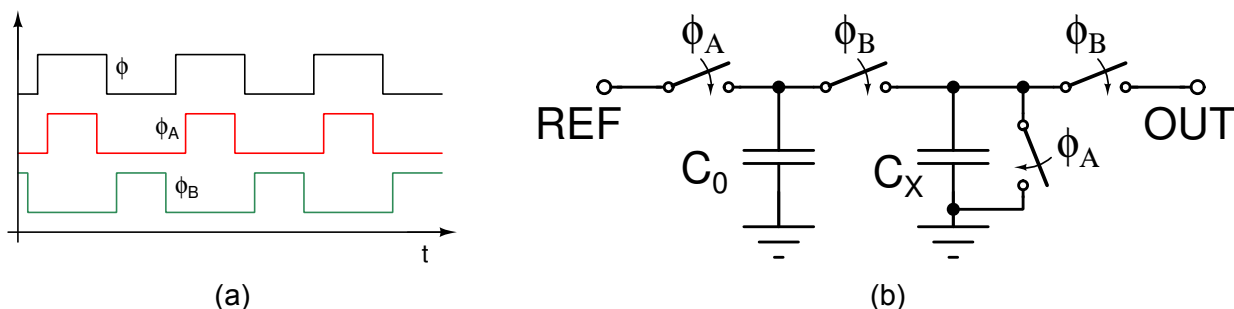


Figura 6.12: Ejemplo de circuito de medida de una capacidad C_X por medio de capacidades conmutadas. Señales de control casi invertidas ($\phi_{A,B}$) obtenidas a partir de un reloj ϕ (a). Circuito característico (b).

6.1.2.6 Conversores de capacidad a digital

Algunos fabricantes ofrecen convertidores A/D, que se verán en temas posteriores, capaces de convertir una capacidad desconocida en un valor digital. Ejemplo de ello es el convertidor AD7746, de Analog Devices⁹. Al ser una variación de los convertidores analógico-digitales con un propósito muy específico, no se realizará un estudio detallado de estos elementos.

6.2 Ejemplos de sensores capacitivos

Llegamos a la segunda parte de este tema. En la anterior, hemos aprendido a medir capacidades usando diversas técnicas. Ahora, nuestro objetivo es conocer algunos sensores que relacionen una variable física con una capacidad. Tal y como se vio en la introducción del tema, la capacidad de un condensador puede variar si cambia alguno de los siguientes parámetros:

1. Permitividad dieléctrica
2. Distancia entre placas
3. Superficie entre placas enfrentadas

Estudiaremos los distintos sensores en ese orden.

6.2.1 Permitividad dieléctrica variable

Tres ejemplos muy interesantes de sensores capacitivos en los que la permitividad dieléctrica varía son los **sensores de humedad**, los **sensores de nivel** y los **sensores capacitivos de proximidad**.

Los **sensores de humedad** de tipo capacitivo son dispositivos muy simples en los que uno de los electrodos no es macizo, sino poroso, con lo que se garantiza un camino libre entre el exterior y el dieléctrico, y se permite que el aire llegue al material (Fig. 6.13a). Este dieléctrico es un polímero o un óxido metálico cuya permitividad dieléctrica varía más o menos linealmente con la humedad relativa (Fig. 6.13b). Con ello, puede utilizarse cualquiera de las técnicas de medidas mostradas en las páginas anteriores. Hay que tener en cuenta que estas características dependen de la temperatura, por lo que todo sensor capacitivo de humedad debe estar acompañado por otro de temperatura para indicarle al microcontrolador el valor de esta, y así realizar una corrección *a posteriori* por software. Por ejemplo, los fabricantes del modelo DHP14-W_E¹⁰ indican que el valor medido por el sensor capacitivo debe ser corregido un factor

$$\Delta H = (0.0014 \cdot T - 0.0317) \cdot H_0 + (0.1325 \cdot T - 3.0876)$$

donde T es la temperatura centígrada y H_0 es la humedad relativa medida por el sensor sin realizar la corrección expresada en tantos por ciento. El verdadero valor de la humedad relativa sería $H = H_0 + \Delta H$.

⁹<http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/integrated-special-purpose-converters/capacitive-to-digital-and-touch-screen-controllers/ad7746.html>

¹⁰https://www.ist-ag.com/sites/default/files/DHP14-W_E.pdf

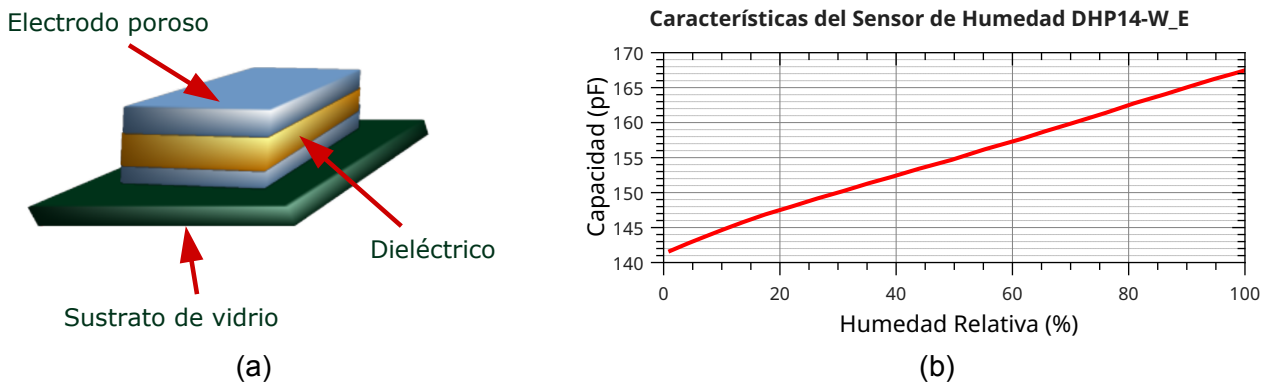


Figura 6.13: Un sensor de humedad típico (a). A la derecha, las características del sensor DHP14-W_E, tipo cableado, de la compañía Innovative Sensor Technology IST AG (b). Adaptado de la hoja de características con Engauge Digitizer (<http://markummitchell.github.io/engauge-digitizer/>).

Muchos sensores, como el HTU21D-F¹¹, cuentan con un pequeño sistema acondicionador de la señal que proporciona el valor de la humedad codificado digitalmente y transmitido. Concretamente, en el protocolo I²C, que veremos en el Ap. 9.3.5.

El segundo tipo de sensor capacitivo que veremos son los **sensores de nivel**, entendiéndose por nivel la altura de un líquido respecto al fondo de un recipiente. Este sensor es un condensador cilíndrico hueco muy largo con el extremo inferior abierto para que el líquido penetre en él, estando en equilibrio isostático con el grueso del líquido (Fig. 6.14). Esto implica que, si el nivel del líquido sube, la columna también. Y, si decrece, lo mismo. Como el líquido tiene una permitividad dieléctrica relativa ($\epsilon_2 = \epsilon_r \cdot \epsilon_1$) distinta del aire (ϵ_1)¹², cada una de las partes dará lugar a un condensador cilíndrico con idéntica sección, pero alturas y permitividades distintas. Así, siguiendo la nomenclatura del dibujo, el condensador cilíndrico asociado al líquido tiene un valor:

$$C_L = 2\pi\epsilon_r \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{x}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})}$$

pues su altura es x . R_{EXT} y R_{INT} son los radios de las secciones del cilindro. El resto del cilindro tiene como dieléctrico el aire, con lo que su capacidad sería:

$$C_A = 2\pi \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{H - x}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})}$$

ya que la altura es $H - x$. Ocurre que, desde el punto de vista eléctrico, ambos condensadores están en paralelo, con lo que la capacidad total es:

$$\begin{aligned} C_T(x) &= C_L + C_A = 2\pi\epsilon_r \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{x}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})} + 2\pi \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{H - x}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})} = \\ &= 2\pi \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{H}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})} + 2\pi \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\ln(R_{EXT}) - \ln(R_{INT})} \cdot x \end{aligned} \quad (6.14)$$

Hemos obtenido una ecuación del $C_T(x) = C_0 + k \cdot x$ que nos permite medir el nivel del líquido como un incremento de la capacidad asociada al sensor.

Evidentemente, el líquido debe ser no conductor para evitar fugas eléctricas, o bien los conductores cilíndricos deben estar protegidos con una fina capa aislante.

Finalmente, veremos un tercer tipo de sensores capacitivos en los que varía la permitividad: los **sensores de proximidad**. Estos sensores se caracterizan por detectar la presencia de objetos que cambian la permitividad del medio entre los terminales de un condensador. Un ejemplo de este tipo de sensores es el formado por **placas metálicas coplanarias** (Fig. 6.15a). Conocer el valor exacto de este condensador es

¹¹<https://www.adafruit.com/product/1899>

¹²Evidentemente, $\epsilon_1 \approx \epsilon_0 = 8,85 \dots \cdot 10^{-12}$ F/m.

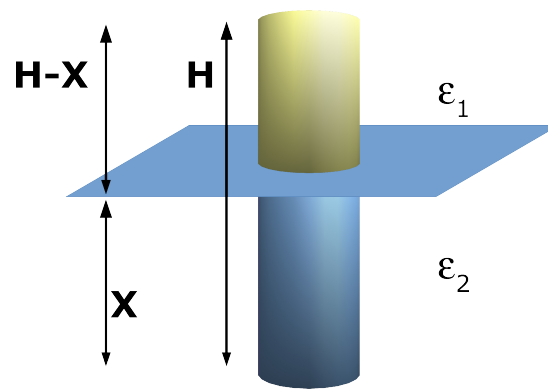


Figura 6.14: Sensor capacitivo típico de nivel. En azul, el líquido. Evidentemente, hay un núcleo interior metálico que no se muestra en el dibujo.

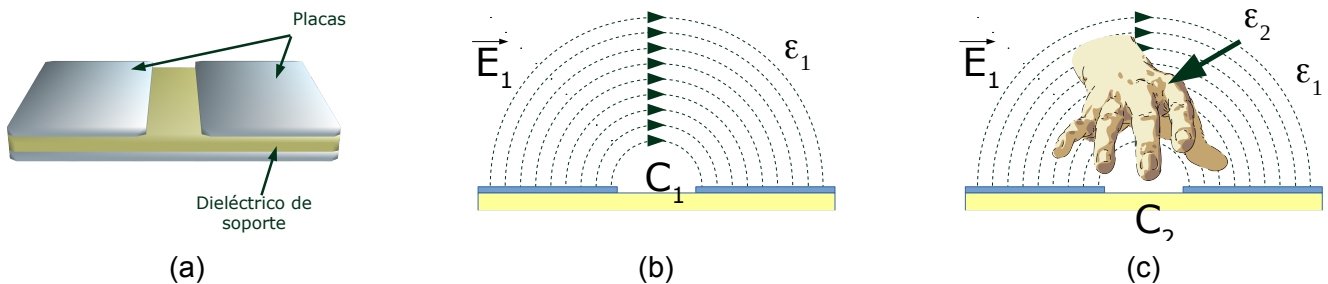


Figura 6.15: Un sensor capacitivo coplanario (a). Estructura simplificada de los campos eléctrico: sin obstáculos (b) y con un dieléctrico intermedio como una mano (c).

extremadamente complicado dada la peculiar geometría del campo eléctrico (Fig. 6.15b). A nosotros solo nos interesa saber qué pasa si colocamos, por ejemplo, una mano (Fig. 6.15c). Como el cuerpo humano está compuesto prácticamente de agua, con una permitividad dieléctrica relativa en torno a 80, se producirá un cambio apreciable en el valor de la capacidad. Esta diferencia de valores entre C_1 y C_2 es de tipo todo/nada, y se utiliza para diseñar pantallas táctiles como la de los móviles, botones de encendido/apagado en electrodomésticos, etc.

6.2.2 Distancia entre placas variables

Hay dos tipos de sensores capacitivos en los que la capacidad cambia debido a la variación de distancia entre las placas. Uno, muy sencillo de entender, es el **sensor de fuerza capacitivo**. Así, al ejercer fuerza sobre una placa metálica flexible, el dieléctrico interno se deforma y las placas se acercan, con lo que la capacidad efectiva aumenta. El problema de estos dispositivos es que la deformación no es uniforme, ya que se concentra en el punto de aplicación de la fuerza, y es mínima en los bordes del condensador.

El otro sensor que nos interesa es el clásico **micrófono de tipo capacitivo** (Fig. 6.16a-b). Así, si aceptamos que la distancia entre placas es de la forma:

$$d(t) = d_0 \cdot (1 + \alpha \cdot x(t))$$

con d_0 la distancia normal, $x(t)$ la amplitud de la onda sonora y α una ganancia normalizada, la capacidad sería:

$$C(t) = \frac{S \cdot \epsilon}{d(t)}$$

siendo S la superficie del condensador y ϵ la permitividad relativa. Este circuito no puede resolverse con las técnicas habituales basadas en la transformada de Laplace, pues en esta se presupone que la capacidad es constante. Así, es posible demostrar que:

$$\Delta Q_C = \Delta (C(t) \cdot V_C(t)) = \Delta C(t) \cdot V_C(t) + C(t) \cdot \Delta V_C(t) \Rightarrow$$

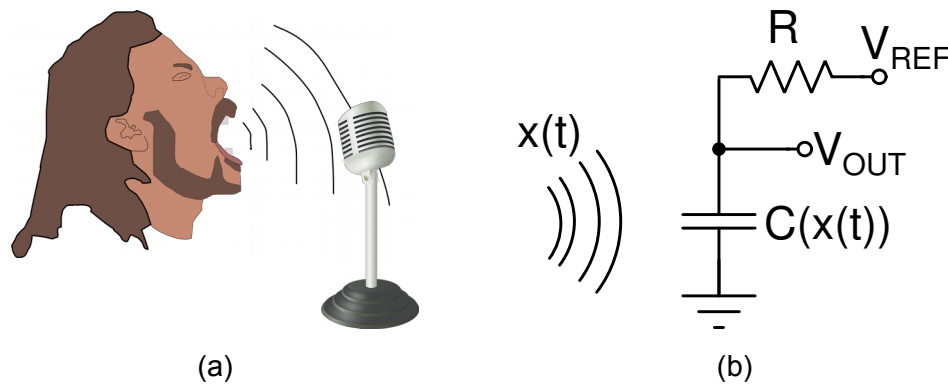


Figura 6.16: Un micrófono clásico de tipo capacitivo (a) consta, en realidad, de un condensador con un terminal fijo y otro móvil que se desplaza en sincronismo con la onda sonora. En general, nos encontraremos con una red RC donde la capacidad depende del tiempo (b). Imágenes tomadas del repositorio <https://openclipart.org/>, con licencia Creative Commons.

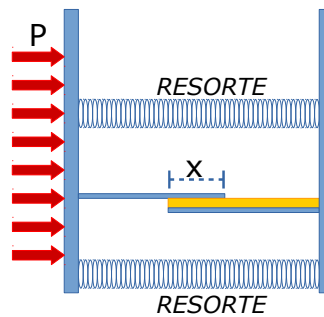


Figura 6.17: Medida de la presión con sensor capacitivo. Un resorte se opone a la fuerza ejercida en la pared de la izquierda de tal modo que, en equilibrio, una fuerza tipo Hooke contrarresta la ejercida desde el exterior.

$$I(t) = \frac{\Delta Q_C}{\Delta t} = \frac{\Delta C(t) \cdot V_C(t) + C(t) \cdot \Delta V_C(t)}{\Delta t} \rightarrow I(t) = \frac{dC}{dt} \cdot V_C + C \cdot \frac{dV_C}{dt}$$

Por tanto, la corriente que atraviesa el condensador no solo tiene una parte relacionada con la variación de la tensión del condensador, sino también de la variación de la capacidad. Esta ecuación diferencial no puede resolverse fácilmente, ya que el tiempo aparece explícitamente. La ecuación asociada a Fig. 6.16b sería:

$$V_{REF} = V_{OUT} + R \cdot \frac{dC(t)}{dt} \cdot V_{OUT} + R \cdot C(t) \cdot \frac{dV_{OUT}}{dt}$$

Sin embargo, es justo reconocer que este sistema es el preferido en grabaciones de sonido de alta fidelidad.

6.2.3 Superficie entre placas variable

Esta opción es mucho más común que la variación de la distancia entre placas, ya que esta última exige una deformación del material intermedio en tanto que la primera solo requiere desplazamiento entre placas. El movimiento de cizalla reemplaza a la compresión.

El primer ejemplo que vamos a ver es el de Fig. 6.17, que aunque académico y puramente ilustrativo, permite conocer el mecanismo básico de estos sensores. El sistema consta de unos muelles que contrarrestan la presión ejercida desde la izquierda por un agente externo. La fuerza ejercida por el resorte es tipo Hooke y, por tanto, proporcional a su deformación, $\Delta x = x - x_0$. En paralelo a los resortes, se ha colocado un par de láminas planas separadas por un dieléctrico, de las cuales una se mueve solidariamente con la placa de la izquierda. De este modo, se crea un condensador cuya anchura es función de la deformación de

los muelles. Así, si las placas forman un condensador rectangular de longitudes a y $x = x_0 + \Delta x$ separadas una distancia d por un dieléctrico de permitividad $\epsilon_r \cdot \epsilon_0$, la capacidad del condensador sería:

$$C(x) = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a \cdot x}{d} = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a \cdot x_0}{d} + \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a \cdot \Delta x}{d} = C_0 + \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a \cdot \Delta x}{d}$$

y, como el desplazamiento es función de la fuerza ejercida ($F = k \cdot \Delta x$), que es a su vez proporcional a la presión, $F = P/S$, se acaba concluyendo que:

$$C(F) = C_0 + \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a}{d \cdot k} \cdot F = C_0 + \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot a}{d \cdot k \cdot S} \cdot P$$

Claro que esta estructura no solo vale para determinar presiones. Si se colocara una masa inercial en la placa de la izquierda y el sistema estuviera siendo acelerado, la masa inercial sentiría una fuerza ficticia en dirección contraria, como cuando un pasajero siente el empuje hacia atrás o adelante según el vehículo esté acelerando o frenando. Con esta estructura, sería posible medir con precisión la aceleración del sistema en la componente paralela a las placas. Nos encontramos, por tanto, con un acelerómetro. Si quisiéramos conocer el valor exacto de la aceleración, habría que colocar tres acelerómetros siguiendo los ejes del espacio XYZ.

Como se dijo, el sistema es ilustrativo, pero es relativamente fácil incorporar algo similar en circuitos integrados, gracias al desarrollo de los sistemas microelectromecánicos (*Microelectromechanical systems*), comúnmente conocidos como **MEMS**. Sin embargo, es mucho más interesante construir sensores capacitivos de tipo diferencial, ya que son muy fáciles de construir y su sensibilidad es mayor.

6.2.4 Capacidades diferenciales tipo MEMS

En los MEMS, que no son sino dispositivos mecánicos miniaturizados, que pueden llegar incluso a ser integrables en el silicio, podemos encontrar sensores diferenciales donde se producen **variaciones de superficie**. Fig. 6.18a muestra una estructura simple ideal que describe un sensor de este tipo. En esta estructura se reconocen dos capacidades exactamente iguales (b) cuyo valor en reposo puede determinarse a partir de las dimensiones de la celda:

$$C_{10} = C_{20} = \frac{\epsilon \cdot a \cdot x_0}{d}$$

siendo los parámetros perfectamente reconocibles. Ahora supongamos que se aplica una fuerza tangencial hacia la derecha (Fig. 6.18c), que provoca un desplazamiento de la superficie superior. Esto hace que la superficie efectiva de la capacidad izquierda disminuya, y que este decremento sea el exactamente igual al incremento que se observa en la capacidad derecha. Así, si se produce un desplazamiento hacia la izquierda Δx , la capacidad de la izquierda se convierte en:

$$C_1 = \frac{\epsilon \cdot a \cdot (x_0 - \Delta x)}{d} = C_{10} \left(1 - \frac{\Delta x}{x_0} \right)$$

y el incremento que experimenta el otro condensador sería:

$$C_2 = \frac{\epsilon \cdot a \cdot (x_0 + \Delta x)}{d} = C_{10} \left(1 + \frac{\Delta x}{x_0} \right)$$

Está claro que, sea cual sea el desplazamiento, $C_1 + C_2 = 2 \cdot C_{10}$. Por tanto, la técnica del puente de admitancias es apropiada para la medida de estos dispositivos. Por otra parte, si el dieléctrico se deforma de acuerdo a la ley de Hooke, $\Delta x = k \cdot F$ se concluye que:

$$C_2 - C_1 = \frac{2 \cdot C_{10}}{x_0} \Delta x = \frac{2 \cdot k \cdot C_{10}}{x_0} \cdot F = K \cdot F$$

En principio, este factor K solo puede determinarse bien experimentalmente, bien a partir del módulo de Young y geometría del dieléctrico.

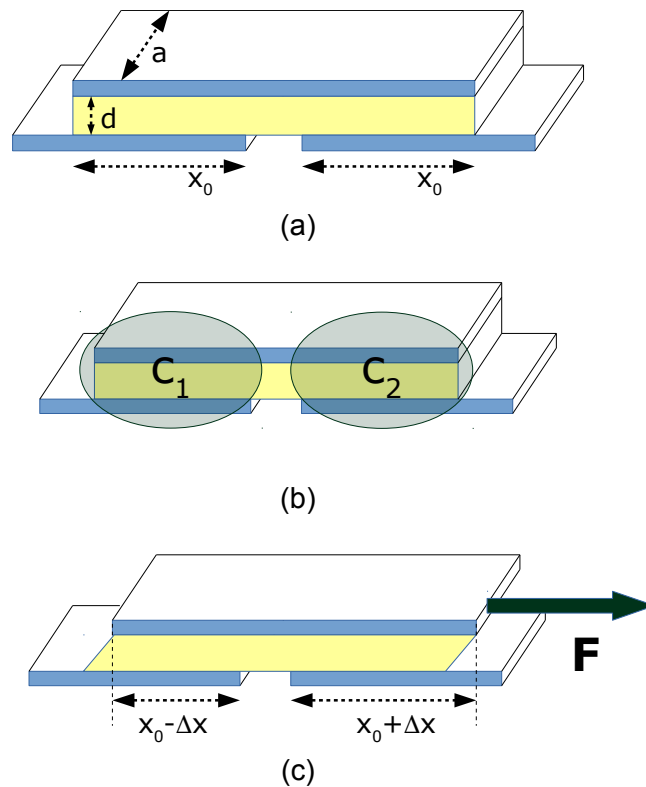


Figura 6.18: Estructura simplificada de un sensor capacitivo diferencial tipo MEMS con variación de la superficie entre placas. Se muestran las dimensiones implicadas (a), las capacidades enfrentadas (b) y las modificaciones geométricas al aplicar una fuerza tangencial (c)

En otros casos, se busca construir sensores en los que varíe de manera diferencial la distancia entre placas. Fig. 6.19a muestra una estructura tridimensional en la que una placa móvil con lengüeta se encuentra separada por un dieléctrico flexible de dos superficies metálicas. Fig. 6.19b muestra una sección transversal con las dimensiones características. Cuando la placa móvil sufre la acción de una fuerza tangencial (Fig. 6.19c), la lengüeta se acerca a una de las dos placas y se aleja de la otra. Por diseño, la distancia entre las placas fijas es constante ($2 \cdot d$, según el dibujo).

Se ve claramente que, en reposo, ambas capacidades son iguales a un valor:

$$C_{10} = C_{20} = \frac{\epsilon \cdot S}{d}$$

donde S es la superficie efectiva entre placas. Al ejercerse la fuerza tangencial la placa móvil es arrastrada, con lo que las distancias entre la lengüeta y las superficies fijas cambian. Si C_1 es la capacidad de la parte superior y C_2 la de la inferior:

$$C_1 = \frac{\epsilon \cdot S}{d - \Delta x} = \frac{\epsilon \cdot S}{d \left(1 - \frac{\Delta x}{d}\right)} = \frac{C_{10}}{1 - \frac{\Delta x}{d}} \approx C_{10} \cdot \left(1 + \frac{\Delta x}{d}\right)$$

y análogamente:

$$C_2 = \frac{\epsilon \cdot S}{d + \Delta x} \approx C_{10} \cdot \left(1 - \frac{\Delta x}{d}\right)$$

Estas aproximaciones son válidas para pequeños desplazamientos y, como en el primer ejemplo de MEMS, la diferencia entre capacidades es proporcional al desplazamiento. Obviamente, pueden plantearse objeciones a este desarrollo teórico. Así, por ejemplo, ¿no debería deformarse la lengüeta adoptando una línea curva? Evidentemente, sí. En cualquier caso, estos sensores han demostrado su viabilidad para el uso cotidiano. Con ellos se fabrican, por ejemplo, los acelerómetros presentes en dispositivos móviles, vehículos,

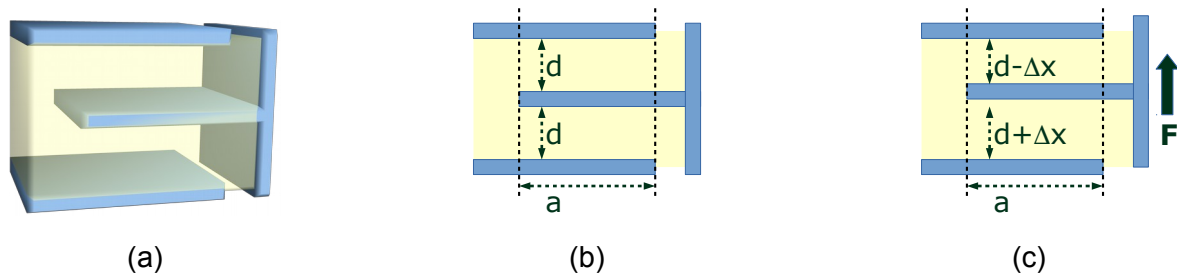


Figura 6.19: Estructura simplificada de un sensor capacitivo diferencial tipo MEMS con variación de la superficie entre placas. Se muestran las dimensiones implicadas (a), las capacidades enfrentadas (b) y las modificaciones geométricas al aplicar una fuerza tangencia (c).

etc¹³. Para aumentar la sensibilidad, se replica multitud de veces la estructura de Fig. 6.19a creando una macroestructura tipo «peine». Hermosas microfotografías pueden encontrarse en la literatura¹⁴. Por motivos de propiedad intelectual, no se han incluido capturas en este documento.

¹³Por ejemplo, eche un vistazo a la sección dedicada por ST a estos dispositivos: <https://www.st.com/en/mems-and-sensors/accelerometers.html>. Como en muchos casos, se ofrece directamente la salida en formato digital, bien I²C, bien SPI.

¹⁴p. e., <http://dx.doi.org/10.1109/JMEMS.2014.2303898> y <http://dx.doi.org/10.1109/JMEMS.2013.2279017>

Tema 7

Circuitos Sample & Hold y de Capacidades Conmutadas

Habitualmente, los circuitos electrónicos se crean conectando elementos activos, como transistores o amplificadores operacionales, realimentados con elementos pasivos que ofrecen caminos por donde circula la corriente. Así, si el lector/a intenta pensar recordar las estructuras que haya visto hasta el momento, caerá en la cuenta de que prácticamente todas las estructuras analógicas están realimentadas con impedancias generalizadas, especialmente resistencias. Esto implica que existe una relación lineal y continua entre la tensión aplicada y las corrientes que atraviesan el dispositivo.

Existe otra línea de creación de circuitos en la que no es necesario utilizar resistencias. En ella, las estructuras se crean con elementos activos y con capacidades cuyas carga y descarga son controladas por conmutadores. Algo característico de los condensadores es que pueden memorizar tensiones analógicas. Imaginemos que cargamos un condensador ideal, C , con una tensión conocida, V_X . Se produce una redistribución de carga entre las placas del condensador, teniendo cada una de ellas una carga de valor $Q_X = \pm C \cdot V_X$. Si desconectamos el condensador de la red que lo cargó, la carga permanece atrapada ahí de manera indefinida, pues no existe ningún camino entre terminales que haga entrar en contacto a las cargas y cancelarse. Así, el condensador guardaría la tensión grabada para siempre o hasta que se produjera un cambio en las condiciones de trabajo: que se grabe una nueva tensión, que se lea la grabada, etc. Evidentemente, dado que hay corrientes de fuga dentro del condensador real, la carga acabaría desapareciendo. Sin embargo, el tiempo necesario para que esto ocurra puede ir de segundos a horas, y este tiempo es más que suficiente para que se pueda leer la tensión del condensador y procesarla.

Vamos a ver tres tipos de circuitos basados en condensadores. Estos son los siguientes:

- Circuitos “*Sample & Hold*”
- Circuitos basados en capacidades conmutadas
- Circuitos conversores de nivel

Haremos especial hincapié en la primera familia dada su importancia en la instrumentación electrónica.

7.1 Circuitos Sample & Hold

Se denomina “**circuito sample & hold**”, “**circuito S/H**” o “**circuito de muestreo y retención**” a un circuito que, gobernado por una señal lógica de control, es capaz de leer una señal de entrada y almacenar su valor para mostrarlo de manera constante en la salida. En algunos casos, la señal de salida no será exactamente la de entrada, sino una versión invertida o, en general, amplificada. Este tipo de bloques se han visto de manera ideal en otras asignaturas de la titulación, pues son cruciales en el procesamiento de la señal. En este tema, veremos cómo se pueden construir a partir de elementos discretos sobradamente conocidos.

Dos conceptos temporales que tienen importancia en el estudio de circuitos S/H son el “**tiempo de muestreo**” y el “**tiempo de retención**”. El primero marca el tiempo mínimo necesario para almacenar

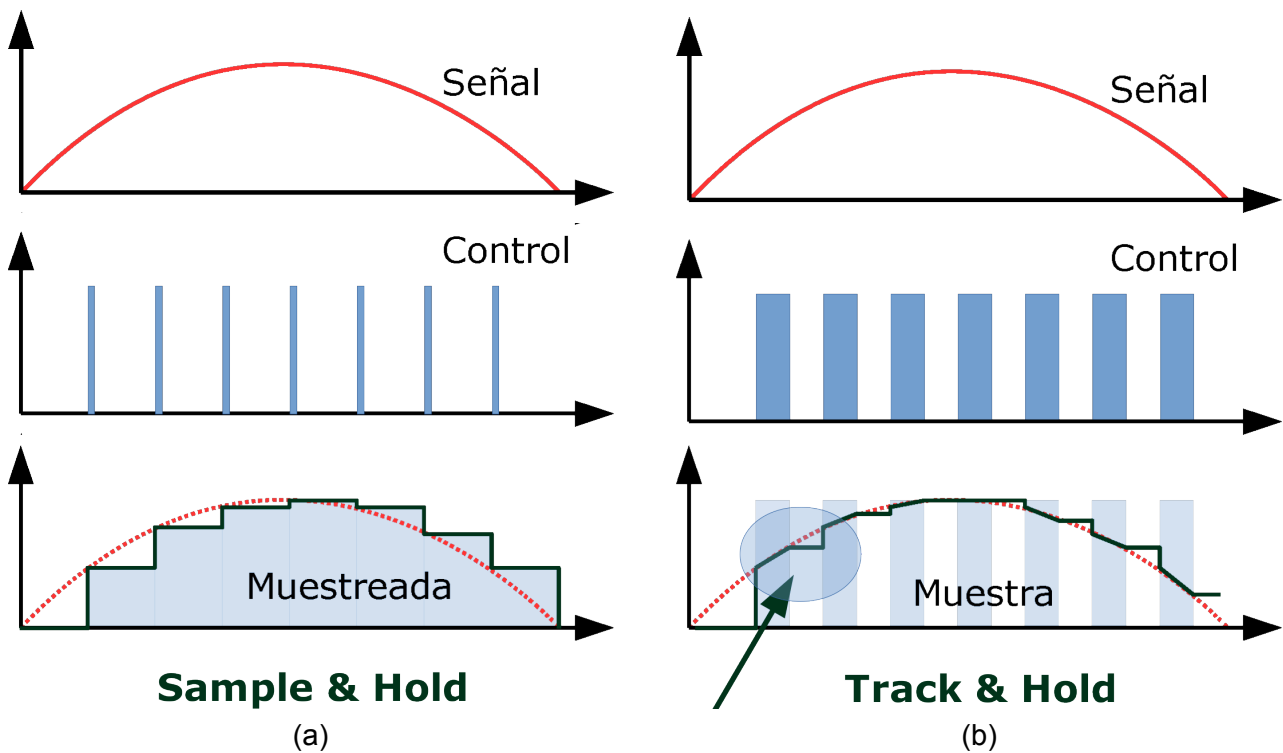


Figura 7.1: Diferencia entre las señales de salida de un circuito S/H ideal (a) y un T/H real (b). Durante el tiempo de muestreo, la señal de entrada se filtra directamente hacia la salida del circuito T/H, cosa que no ocurre en el S/H idealizado.

correctamente el valor de la entrada y el segundo el tiempo que el dispositivo puede retener la señal. Ambos tiempos, idealmente, deberían ser nulo e infinito respectivamente, aunque sus valores exactos dependen de la topología interna del circuito y de la calidad de los elementos que los forman.

También se suele utilizar en la literatura otro concepto muy similar, y prácticamente sinónimo, que es el de “circuito Track & Hold”, “circuito T/H” o “circuitos de seguimiento y retención”. De acuerdo con la teoría de la señal, el proceso de muestreo debería ser prácticamente instantáneo seguido por un periodo de retención indefinido. Sin embargo, en la práctica, el periodo de muestreo requiere un tiempo pequeño pero no nulo durante el que la señal de entrada se filtra hacia la salida. El primer caso, asimilable a un bloque idealizado, corresponde a los circuitos S/H, en tanto que el segundo, más realista, se refiere a los T/H. Fig. 7.1 describe de manera gráfica el comportamiento de ambos tipos de circuitos. Es justo reconocer que, en la práctica, ambos términos se utilizan indistintamente.

7.1.1 Núcleo de un circuito S/H

El elemento básico para construir un circuito S/H es el mostrado en Fig. 7.2. **Consta de un condensador y un interruptor** accionable a voluntad. Cuando la señal de control ϕ se activa (**Fase de seguimiento**), el condensador se conecta a la entrada y almacena una carga de valor $Q = C_H \cdot V_{IN}$. Cuando ϕ se desactiva (**fase de retención**), el condensador se desconecta de la entrada y la salida muestra el último valor de entrada almacenado. Esta estructura presenta, sin embargo, dos problemas fundamentales: la *sensibilidad a los efectos de carga* y el *efecto pedestal*.

7.1.1.1 Efectos de carga

En este apartado, el término “carga” no debe interpretarse como “carga eléctrica”, sino como la alteración que se produce en un circuito al conectarle otro con unas características no ideales, y que pueden producir un cambio en el punto de operación del circuito original. En otras lenguas como el inglés, estos conceptos están claramente separados: *charge*, para esa cualidad intrínseca de la materia, y *load*, para hablar de la influencia de los elementos del circuito.

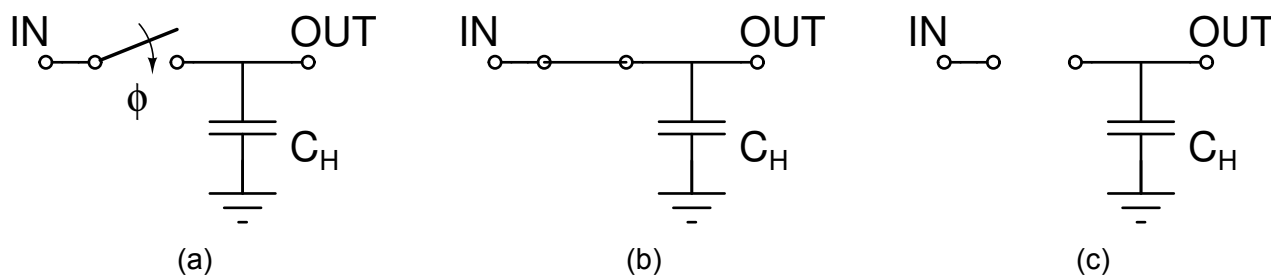


Figura 7.2: Núcleo elemental de un circuito S/H (a). Durante la fase de muestreo (b), se cortocircuitan la entrada y la salida y se graba la tensión de entrada en el condensador. Durante la fase de retención (c), se aísla el condensador de la entrada y mantiene de manera indefinida la última tensión grabada antes de la apertura del conmutador.

Supongamos, en primer lugar, que la entrada del S/H es la salida de una red cualquiera que se puede modelar con su equivalente Thevenin, V_S , con una impedancia de salida, Z_S . Asimismo, la salida del condensador se conecta a otra red cuya etapa de entrada es modelable como una impedancia generalizada, Z_O . Todo esto se recoge en Fig. 7.3.

Pueden extraerse dos conclusiones de este nuevo modelado del sistema. En primer lugar, y si suponemos que $|Z_S| \ll |Z_O|$, se ve con claridad que **el condensador no puede cargarse de manera instantánea**, ya que Z_S limita el valor de la corriente que puede dar el generador de tensión, I_{IN} . Si asumimos que Z_S es puramente resistiva ($Z_S \equiv R_S$), el tiempo de carga sería del orden de $\tau \sim R_S \cdot C_H$ debido a que estamos frente con una red RC simple. Este valor nos permite determinar el tiempo de muestreo, pues, hasta que no haya transcurrido un tiempo de cuatro veces τ o más, el condensador no se habrá cargado completamente.

Otro problema ocurre **durante el periodo de retención**. Descontando fugas a través del propio condensador o del conmutador, **el condensador se descarga** a causa de la corriente I_O . Si Z_O es puramente resistiva y equivale a R_O , el condensador se descarga exponencialmente, de tal modo que, tras transcurrir un tiempo $R_O \cdot C_H$, la carga almacenada se ha reducido a un 37 % de la original¹. Otra posibilidad es que Z_O sea una fuente de corriente constante de valor I_O . En este caso, la tensión del condensador durante el periodo de retención variaría a un ritmo igual a

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{I_O}{C_H} \quad (7.1)$$

Puede observarse que:

- Cuanto mayor sea C_H , menor es el efecto de la acción de carga debida a I_O . Lo mismo se deduce si la red es puramente resistiva, pues el tiempo característico, $\tau = R_O \cdot C_H$, es mayor y, por tanto, su capacidad de retención.
- El condensador no tiene por qué descargarse, ya que, si I_O sale del sistema de lectura, la tensión del condensador aumentaría. Esto es lo que ocurre, por ejemplo, si el sistema de lectura es un seguidor de tensión cuyo amplificador operacional tiene una corriente de polarización de la entrada, $I_{B,-}$, saliente.
- Hay que tener cuidado con un aumento exagerado de C_H . Recordemos que el tiempo de muestreo se ve incrementado en la misma proporción.

7.1.1.2 Efecto pedestal

Otro fenómeno característico de los circuitos S/H es el **efecto pedestal**. Ya se vio algo similar al estudiar los conmutadores analógicos cuando se definió el parámetro “inyección de carga” (*charge injection*). En muchos casos, el conmutador de un circuito S/H se puede modelar con un par de transistores MOS de distinto tipo actuando en paralelo (Fig. 7.4a). En algunos casos simples, se puede prescindir del transistor

¹Puesto que $e^{-1} = 0,367879\dots$

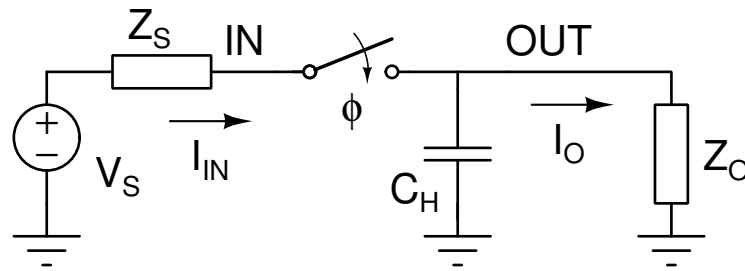


Figura 7.3: Efectos de carga sobre un núcleo básico S/H.

PMOS. Ambos transistores son controlados por una señal de reloj ϕ y por su negada, $\bar{\phi}$. Asimismo, en caso de que el reloj sea externo y utilice sus propias tensiones de alimentación, las señales tienen que ser adaptadas a los niveles analógicos del circuito, con lo que el nivel lógico "1" será la tensión de alimentación positiva, $+V_{CC}$, y el "0" será la negativa, $-V_{EE}$. Por otro lado, dado que la tensión entre los extremos del conmutador se va a suponer despreciable, los transistores no estarán nunca en la región de saturación. Así, cuando estén activos, estarán en zona lineal y, cuando estén apagados, en corte.

Centrémonos en el caso del transistor NMOS en zona lineal (Fig. 7.4b). En él, se ha creado un canal de electrones que une el drenador y la fuente. De acuerdo con lo aprendido en Física de Semiconductores y de Dispositivos, la carga total necesaria para formar el canal será:

$$Q_N = -C_{OX} \cdot (V_{GS} - V_{THN}) = -\frac{W_N \cdot L_N \cdot \epsilon_{OX}}{t_N} \cdot (V_{CC} - V_{IN} - V_{THN}) \quad (7.2)$$

pues $V_G = +V_{CC}$, $V_S = V_{IN}$ y $C_{OX} = \frac{W_N \cdot L_N \cdot \epsilon_{OX}}{t_N}$. W_N es la anchura del canal, L_N su longitud, ϵ_{OX} la permitividad dieléctrica del óxido de puerta, t_N su anchura y V_{THN} la tensión umbral del transistor NMOS. Obsérvese que la carga es negativa, pues se ha formado por acumulación de electrones. Del mismo modo, la carga acumulada en el transistor PMOS, no representado en los dibujos de Fig. 7.4, es:

$$Q_P = C_{OX} \cdot (V_{SG} - |V_{THP}|) = \frac{W_P \cdot L_P \cdot \epsilon_{OX}}{t_P} \cdot (V_{IN} + V_{EE} - |V_{THP}|) \quad (7.3)$$

Los términos son equivalentes a los del NMOS cambiando el subíndice. La carga total acumulada en el canal sería:

$$Q_T = \alpha + \beta \cdot V_{IN} \quad (7.4)$$

con

$$\alpha = \frac{W_P \cdot L_P \cdot \epsilon_{OX}}{t_P} \cdot (V_{EE} - |V_{THP}|) - \frac{W_N \cdot L_N \cdot \epsilon_{OX}}{t_N} \cdot (V_{CC} - V_{THN}) \quad (7.5)$$

$$\beta = \frac{W_P \cdot L_P \cdot \epsilon_{OX}}{t_P} - \frac{W_N \cdot L_N \cdot \epsilon_{OX}}{t_N} \quad (7.6)$$

Ahora planteémonos qué ocurre cuando se abre el conmutador. En ese momento, los portadores deben desaparecer del canal, expulsados por el campo eléctrico de la puerta, cuyo sentido se ha invertido (Fig. 7.4c). ¿Dónde se va esa carga? Una parte, situada cerca de la entrada IN , volverá hacia esta y desaparecerá sin dejar rastro. Sin embargo, la parte del canal más cercana al condensador migrará hacia este. Al llegar ahí, se producirá una variación de la carga que se había acumulado originalmente y, con ella, de la tensión grabada. Si suponemos que al condensador ha llegado el 50 % de la carga del canal, podemos estimar el cambio como:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Q_T}{C_H} = \frac{\alpha}{2C_H} + \frac{\beta}{2 \cdot C_H} \cdot V_{IN} \quad (7.7)$$

Este incremento de tensión se produce inmediatamente tras la conmutación del interruptor de tal modo que, en un osciloscopio, se observaría un cambio brusco (o *pedestal*) entre el último valor de tensión guardado y el valor que aparece durante la fase de retención. Puede verse que hay un término constante, de valor $\frac{\alpha}{2C_H}$, que es equivalente a una tensión de *offset*, y que puede ser cancelada con diversas técnicas.

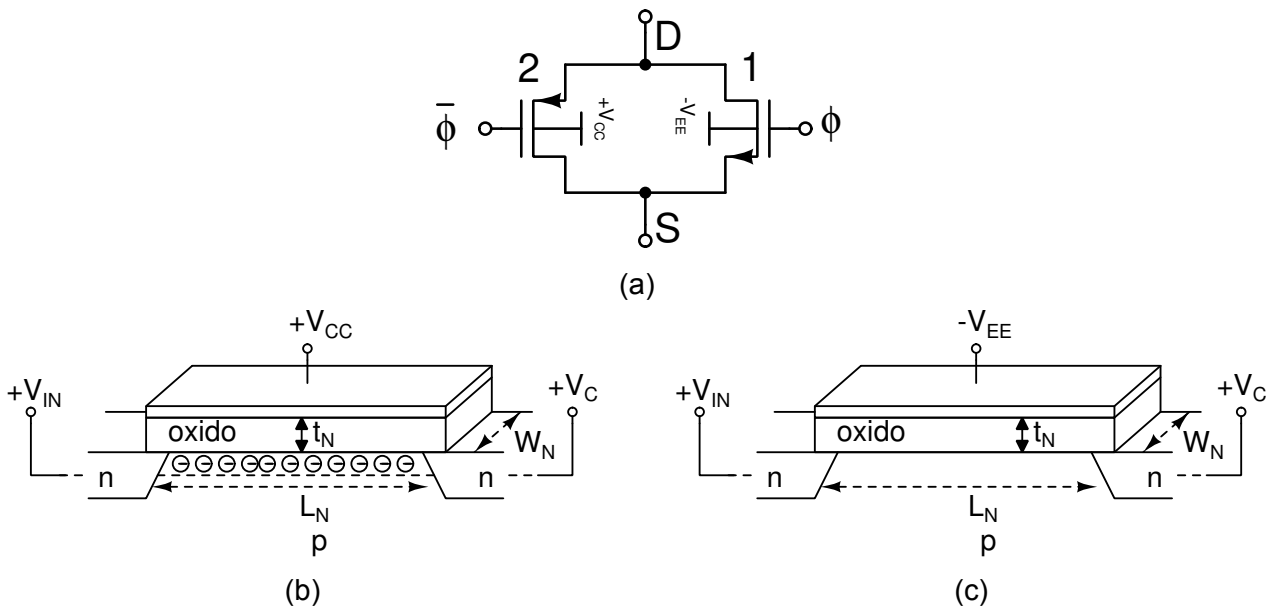


Figura 7.4: Diferencia entre las señales de salida de un circuito S/H ideal (a) y un T/H real (b). Durante el tiempo de muestreo, la señal de entrada se filtra directamente hacia la salida del circuito T/H, cosa que no ocurre en el S/H idealizado.

Muchos más problemas da el término $\frac{\beta}{2 \cdot C_H} \cdot V_{IN}$, pues introduce un error en la ganancia del circuito que no puede eliminarse. Por tanto, hay que buscar técnicas de diseño que permitan minimizar este efecto.

Está claro, sin ir más lejos, que el aumento de C_H conlleva una atenuación del efecto pedestal. Sin embargo, ya vimos que esto puede comprometer la velocidad del dispositivo. Otra solución consiste en la elección cuidadosa de las características de los transistores, pues en Eq. 7.6 hay dos términos de signos opuestos que podrían cancelarse entre sí, aunque esta solución no es válida en algunos diseños que trabajan únicamente con transistores NMOS. Asimismo, algunos diseños incorporan transistores bobos (*dummy transistors*), que pueden funcionar como tampón que atrapa las cargas liberadas. Finalmente, en otros casos, es la realimentación del sistema la que cancela el efecto, como veremos en el siguiente apartado.

7.1.2 Circuitos S/H con amplificadores operacionales

Algunos de los problemas que afectan al núcleo básico del circuito S/H pueden resolverse utilizando amplificadores operacionales, **en particular los debidos a los efectos de carga**. Así, **la simple colocación de un par de seguidores de tensión** (Fig. 7.5) consigue disminuir el tiempo de carga del condensador y aumentar el tiempo de retención. En esta estructura, es el op amp 1 quien carga el condensador, liberando al nudo IN de hacerlo. Por otro lado, el único efecto de carga que observa C_H es el proveniente de la corriente de polarización de la entrada no inversora del op amp 2. El valor de esta corriente depende de la tecnología con que se haya construido este amplificador. Así, si se ha montado en tecnología puramente bipolar, I_B puede ser bastante alta (del orden de nA o más). Si, en cambio, se ha utilizado CMOS o tecnología bipolar con par diferencial de entrada tipo JFET, esta corriente es despreciable, ya que se encuentra en el orden del pA o incluso del fA.

Esta estructura presenta dos inconvenientes. El primero de ellos es que las tensiones de *offset* de los amplificadores operacionales se suman directamente a la salida. Así, es posible ver que cuando el interruptor está cerrado, $V_a = V_b$, $V_a = V_{IN} + V_{OS,1}$ y $V_{OUT} = V_b + V_{OS,2}$, con lo que $V_{OUT} = V_{IN} + V_{OS,1} + V_{OS,2}$. Y recordemos que, para minimizar la descarga a través de I_B , se ha sugerido el uso de transistores con par diferencial de entrada tipo FET, sea CMOS o JFET, y estos se caracterizan por tener una tensión de *offset* de entrada mucho más alta que los puramente bipolares. En resumen, o se aumenta el tiempo de retención, o se disminuye el *offset*. Es difícil conseguir ambos objetivos con esta topología.

El segundo problema que aparece en esta estructura es que no se ha resuelto el problema del efecto

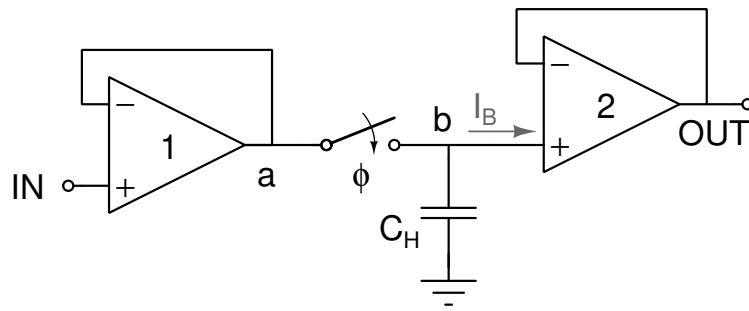


Figura 7.5: Estructura simple de circuito S/H con dos amplificadores operacionales como seguidores de tensión.

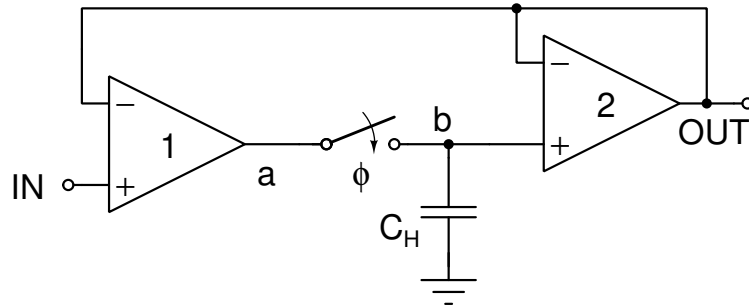


Figura 7.6: Estructura de circuito S/H con dos amplificadores operacionales y realimentación cruzada para cancelar la tensión de offset del op amp 2.

pedestal.

Se podría atenuar el problema de la tensión de *offset* con un simple razonamiento: solo es necesario que el op amp 2 sea de tipo FET y nos da igual qué ocurra con el op amp 1. Si nos decantáramos por crear la estructura con componentes discretos, se podría utilizar un op amp puramente bipolar en la posición 1 y otro FET en la 2. De este modo, la tensión de salida efectiva sería $V_{OUT} \approx V_{IN} + V_{OS,2}$, pues $V_{OS,1} \ll V_{OS,2}$.

Para eliminar el efecto de $V_{OS,2}$, hay que modificar la topología del circuito. Esto es lo que se ha hecho en Fig. 7.6. En esta estructura, un mero vistazo nos permitiría deducir que, cuando el conmutador se haya cerrado, todos los amplificadores se encontrarán correctamente realimentados y se situarán en la zona lineal de trabajo. De este modo, $V_{OUT} = V_{-1} \cong V_{IN} + V_{OS,1}$. Si hiláramos aún más fino, podríamos plantear las siguientes ecuaciones asumiendo que la ganancia en lazo de los dos op amps es la misma, A_D . De este modo:

$$V_a = A_D \cdot (V_{IN} - V_{OUT} + V_{OS,1})$$

$$V_a = V_b$$

$$V_{OUT} = A_D \cdot (V_b - V_{OUT} + V_{OS,2})$$

que, una vez resueltas, conducen a:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} + V_{OS,1} + A_D^{-1} \cdot V_{OS,2}}{1 + A_D^{-1} + A_D^{-2}} \quad (7.8)$$

Como podemos ver, la influencia de $V_{OS,2}$ se ha reducido un factor A_D^{-1} . Como en el caso anterior, si construimos el circuito con componentes discretos, una elección adecuada del op amp 1 eliminaría prácticamente por completo el efecto de la tensión de *offset*.

¿Qué precio hemos tenido que pagar para conseguirlo? La velocidad de respuesta. Cuando se abre el conmutador de Fig. 7.6, el op amp 1 deja de estar realimentado y salta a saturación. Cuando el conmutador vuelva a cerrarse, el amplificador deberá abandonar la zona de saturación y pasar a la lineal. Este es uno de los procesos más lentos en estos dispositivos, no siendo de extrañar que se necesite un tiempo del orden de milisegundos para recuperar el régimen adecuado de trabajo.

Y, por otro lado, sigue sin resolverse el efecto pedestal. Para conseguirlo, se suele proponer una estructura similar a la de Fig. 7.7. En esta, el condensador C_H se utiliza para realimentar el op amp 2, que

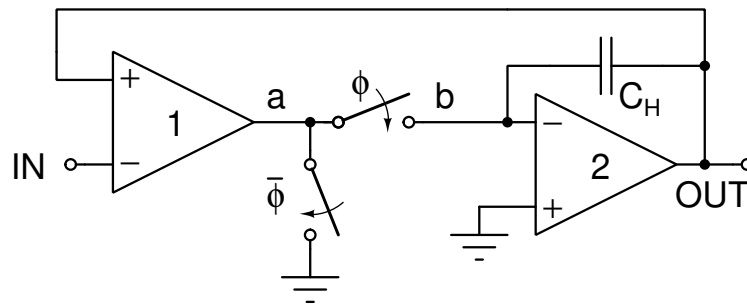


Figura 7.7: Estructura de circuito S/H con dos amplificadores operacionales para eliminar efecto pedestal.

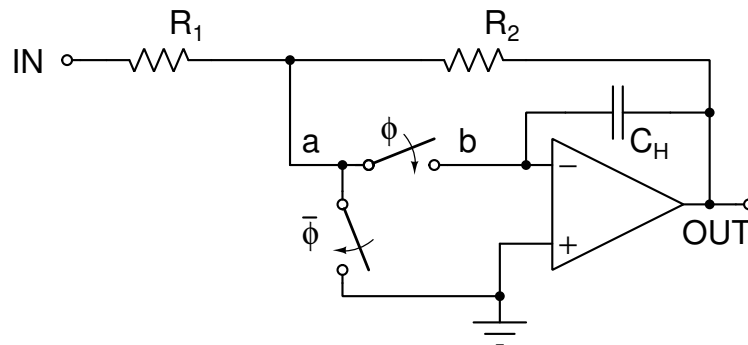


Figura 7.8: Inversor con capacidad de retención.

está configurado como un integrador con ganancia negativa. Para que la realimentación sea negativa y el sistema estable, es necesario completar el lazo de realimentación a través del terminal no inversor del op amp 1. Como en el caso anterior, es fácil ver que la tensión de salida es $V_{OUT} = V_{+,1} \approx V_{IN} - V_{OS,1}$. El op amp 2 apenas afectaría a la salida. Ocurre que el nudo b es una tierra virtual, con lo que el condensador se carga entre OUT y esta tierra virtual. Cuando el conmutador principal, controlado por ϕ , se abre, el condensador no se puede descargar, ya que el nudo b está conectado a la entrada de un op amp y a un conmutador abierto. En otras palabras, es un nudo abierto desde el punto de vista práctico, con lo que la carga no puede escapar. El efecto pedestal se minimiza porque, independientemente de la entrada, el conmutador siempre está sometido a la misma tensión, 0 V, provenientes de la tierra virtual. Así, habría que utilizar Eqs. 7.2 y 7.3 con $V_S = 0$ en lugar de $V_S = V_{IN}$. El efecto pedestal se reduciría a una tensión constante, de valor igual a α en Eq. 7.5, fácilmente corregible.

El lector/a se habrá dado cuenta de que existe un segundo conmutador en Fig. 7.7, controlado por $\bar{\phi}$. La función de este conmutador es simple: conecta a tierra la salida del op amp 1, y así evita que se vaya a saturación, aumentando de este modo la velocidad del circuito a expensas de un incremento en el consumo de corriente.

Se han mostrado los tres ejemplos más habituales que se hallan en la literatura. Sin embargo, no son las únicas posibilidades, ya que se pueden añadir más y más elementos que mejoren las características del núcleo retenedor original. Por ejemplo, se podría renunciar a la idea de que el circuito tenga ganancia unidad. Esta idea se explota, por ejemplo, en Fig. 7.8. Aquí, el principal conmutador, controlado por ϕ , hace que el circuito se comporte como un inversor de ecuación $V_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{IN}$ cuando está $\phi = "1"$. No se comporta, por tanto, como un seguidor de tensión. La carga contenida en C_H permite la retención de la salida cuando $\phi = "0"$. Como el de Fig. 7.7, este circuito está exento del efecto pedestal. Por otro lado, un segundo conmutador controlado por $\bar{\phi}$ ayuda a reducir aún más este efecto, pues es un *dummy switch* que absorbe parte de la carga que formó el canal del conmutador principal.

Sería posible incluso crear otras estructuras más avanzadas. Tras añadir un par de resistencias más a Fig. 7.8, un nuevo conmutador y otro condensador de retención, se podría construir un amplificador diferencial con capacidad de retención². En principio, solo la imaginación pone límites a los diseños.

²¿Podría el lector/a explicar cómo?

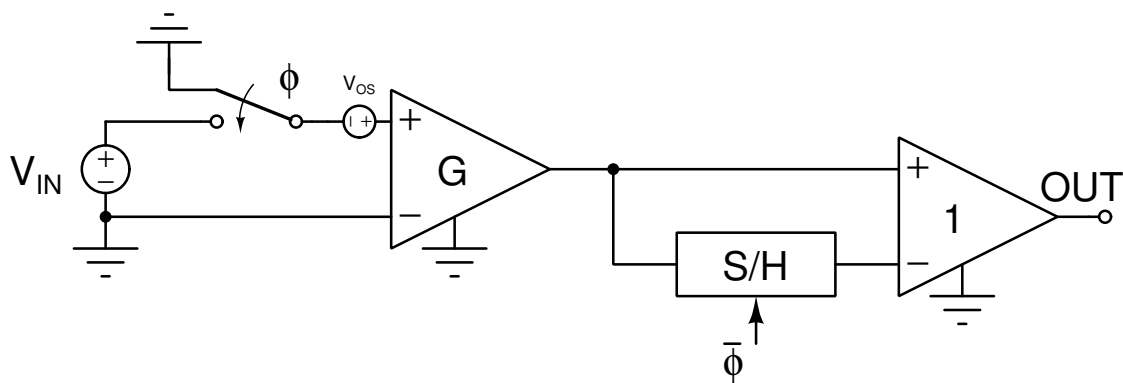


Figura 7.9: Eliminación de la tensión de offset con un bloque S/H.

7.1.3 Uso práctico de los circuitos S/H

La primera pregunta que plantear qué utilidad tienen los circuitos S/H en Instrumentación Electrónica. Y la respuesta es obvia: cuando nos interese almacenar una señal durante un tiempo, o si queremos evitar que la señal de entrada cambie.

Lo primero puede ocurrir, por ejemplo, cuando se desea eliminar la tensión de *offset* de un bloque de acondicionamiento de la señal (Fig. 7.9). Esta estructura pretende medir una tensión V_{IN} con un amplificador de instrumentación de ganancia G y una tensión de *offset*, V_{OS} , comparable a la entrada. Comencemos, en primer lugar, suponiendo que $\phi = "0"$. En este caso, la salida del amplificador de instrumentación será $G \cdot V_{OS}$ y el S/H se encuentra en modo de seguimiento. Cuando ϕ cambie a "1", esta tensión se retendrá en el bloque S/H y se colocará en la entrada inversora de un amplificador diferencial de ganancia 1. Mientras $\phi = "1"$, la salida del amplificador de instrumentación será $G \cdot (V_{IN} + V_{OS})$, con lo que la salida del amplificador diferencial, OUT en Fig. 7.9, será $G \cdot (V_{IN} + V_{OS}) - G \cdot V_{OS} = G \cdot V_{IN}$ y se habrá cancelado por completo el efecto de la tensión de *offset*. Esta idea permite compensar incluso las posibles derivas de V_{OS} asociadas a cambios de temperatura, alimentación, envejecimiento, etc. Por otro lado, si bien las tensiones de *offset* del bloque S/H y del amplificador diferencial no se eliminan, su efecto es mucho menor que el de V_{OS} al no ser amplificadas.

Otro ejemplo de uso práctico es la **conversión analógico-digital**, que se verá en profundidad en el próximo tema. En muchos casos, como en los conversores analógico-digitales tipo SAR, Sigma-Delta, etc., es crucial que la tensión de entrada sea constante durante el tiempo de conversión. Esto se consigue mediante la colocación de circuitos S/H entre la señal de entrada y la entrada propiamente dicha del conversor. Estos bloques son tan necesarios que suelen estar integrados en la mayor parte de los conversores.

La segunda duda que nos podemos plantear es **cómo implementar estos dispositivos**. Ya se ha dicho antes que, en algunos casos, el problema está resuelto, pues el bloque está integrado en el dispositivo que lo utiliza, como es el caso de los conversores analógico-digitales. En otros casos, se podría realizar la construcción con circuitos integrados discretos, eligiendo la topología que nos interese y prescindiendo si fuese posible de uno o los dos amplificadores operacionales. Finalmente, existe la posibilidad de adquirir circuitos integrados que realizan esta función específica. Así, por ejemplo, podríamos utilizar los modelos AD585³ (Fig. 7.7 con C_H externo), AD783⁴ (C_H interno), LF398⁵ (Fig. 7.6 con C_H externo), etc., que realizan directamente el muestreo y retención.

7.2 Circuitos de capacidades conmutadas

Los circuitos de capacidades conmutadas aparecieron hace unas décadas con el objetivo de resolver uno de los mayores problemas que tiene los circuitos integrados analógicos: **la escasa reproducibilidad**

³<http://www.analog.com/en/products/amplifiers/specialty-amplifiers/sampletrack-hold-amplifiers/ad585.html>

⁴<http://www.analog.com/en/products/amplifiers/specialty-amplifiers/sampletrack-hold-amplifiers/ad783.html>

⁵<http://www.ti.com/product/lf398-n>

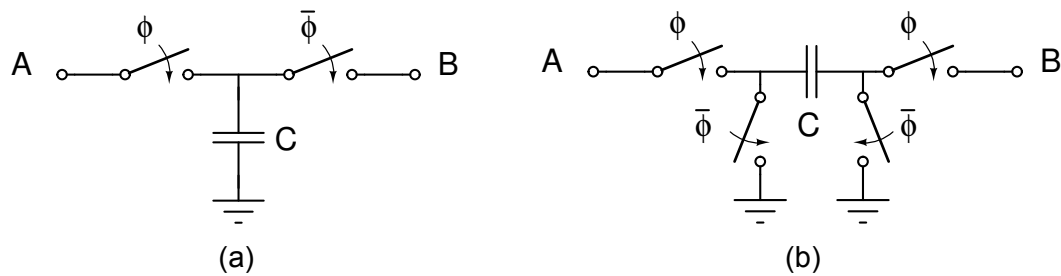


Figura 7.10: Dos posibles equivalentes resistivos de capacidades conmutadas.

de las resistencias integradas de coste bajo. Ocurría que, por el contrario, los condensadores integrados eran perfectamente repetibles. Así, se pretendió reemplazar las resistencias por capacidades conmutadas.

7.2.1 Equivalente resistivo de una capacidad conmutada

Ya se vio por encima este concepto al estudiar las técnicas de medida de sensores capacitivos. Es el momento de estudiar estas redes con mayor detalle.

Imaginemos que hemos construido los dos circuitos de Fig. 7.10. En particular, nos fijaremos primero en Fig. 7.10a. Este circuito está gobernado por dos señales de reloj complementadas, ϕ y $\bar{\phi}$, con un periodo T . Esta estructura está entre dos nodos A y B, situados a distinta tensión. Cuando $\phi = "1"$, el condensador C se carga hasta una tensión V_A , para lo que debe acumular una carga $Q_{\phi=1} = C \cdot V_A$ entre sus extremos. Cuando $\phi = "0"$, el condensador se desconecta de A y se conecta a B, con lo que debe tener una diferencia de tensión entre sus extremos, V_B , y acumular solo la carga necesaria, que es $Q_{\phi=0} = C \cdot V_B$. Para que esto ocurra, debe deshacerse durante esta parte del ciclo de una fracción de la carga que había acumulado previamente: $\Delta Q = Q_{\phi=1} - Q_{\phi=0} = C \cdot (V_A - V_B)$.

Pero esto también se puede comprender como si, al transcurrir un ciclo de reloj de periodo T , se hubiera transferido carga desde el nodo A al B. Si este ciclo se realiza N veces, hecho que requeriría un tiempo $N \cdot T$, la carga total transferida desde A hacia B sería $N \cdot C \cdot (V_A - V_B)$. Sin embargo, transferir carga de un nudo a otro de un circuito es crear una corriente eléctrica que, si bien no se realiza de modo constante, se le puede asociar el valor medio siguiente:

$$\bar{I} = \frac{N \cdot C \cdot (V_A - V_B)}{N \cdot T} = \frac{C}{T} \cdot (V_A - V_B)$$

Es decir, que la corriente que aparece entre los nodos es proporcional a la diferencia de tensión entre ellos. Esta es una versión la ley de Ohm, válida para valores medios, con lo que podemos establecer que la red capacitiva de Fig. 7.10a se comporta como una resistencia de valor

$$R_{EQ} = \frac{V_A - V_B}{\bar{I}} = \frac{T}{C}. \quad (7.9)$$

Jugando con los valores de C y T podemos obtener, en principio, la resistencia que queramos. No es difícil ver, por otro lado, que el bloque de Fig. 7.10b se comporta también como una resistencia de este tipo. Pueden proponerse estructuras alternativas que se encuentran en la literatura. Estas aproximaciones son válidas si trabajamos con señales con un ancho de banda f_A tales que $f_A \cdot T \ll 1$. Por otra parte, el teorema de Nyquist establece que la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo el doble de f_A para que la señal sea reconstruible, lo que limita el ancho de banda de la señal de entrada aplicada.

No obstante, hay un problema inherente a estas estructuras. Todo falla en caso de que, por error de cálculo, los conmutadores controlados por señales de reloj invertidas estén, por el motivo que sea, cerrados de manera simultánea. Si esto ocurriese, se produciría un cortocircuito entre A y B. Para evitarlo, se deben utilizar señales de reloj prácticamente invertidas donde se permite que ambas señales estén simultáneamente a "0", que no da problemas, pero no a "1" (Fig. 7.11a). Esto puede conseguirse con estructuras similares a las de Fig. 7.11b.

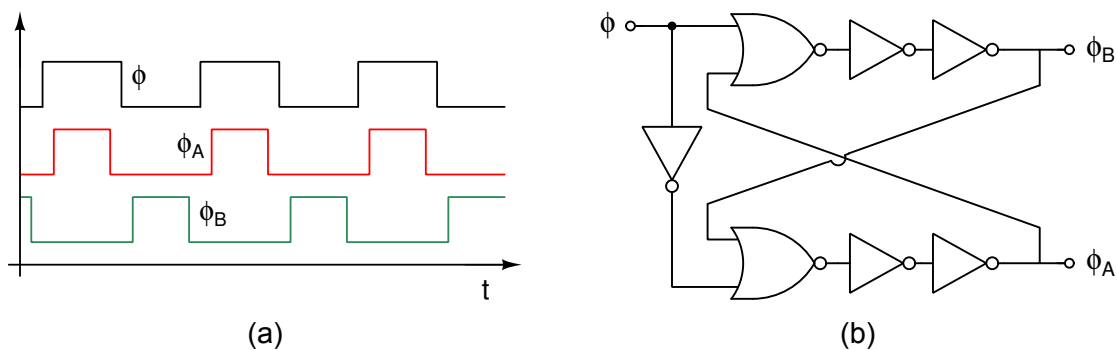


Figura 7.11: Señales de reloj prácticamente invertidas sin coincidencia en “1”: Evolución temporal (a) y bloque generador a partir de una señal original (b). Los inversores en cascada pueden reemplazarse con cualquier elemento capaz de introducir retraso.

7.2.2 Ejemplos prácticos de circuitos con capacidades conmutadas

La idea inicial de diseñar un circuito con resistencias y luego reemplazarlas con capacidades conmutadas puede utilizarse como toma de contacto, aunque, en rigor, se debe realizar un estudio matemático que conducirá a una ecuación de diferencias y, a partir de ella, una transformada Z. Más aún, es posible incluso realizar una transformada bilineal para obtener $H(z)$ a partir de un bloque $H(s)$, y luego buscar el circuito con capacidades conmutadas que permita obtenerla. Esta disciplina requiere un estudio que excede con creces los propósitos de la asignatura.

Sin embargo, sí que podemos estudiar algún que otro ejemplo con propósitos didácticos. Veamos primero el circuito de Fig. 7.12a, controlado por dos señales prácticamente invertidas, ϕ y $\bar{\phi}$ (es decir, ϕ_A y ϕ_B de Fig. 7.11a). En Fig. 7.12b se muestra la configuración del circuito con $\phi = “1”$ y en Fig. 7.12c con $\phi = “0”$.

Cuando el reloj principal está en ALTA, la salida del amplificador operacional (a) se transfiere directamente a la salida. Asumiendo que el amplificador operacional está en la zona lineal, $V_- \equiv V_b = V_{IN}$, el condensador C_1 se carga dado que aparece una diferencia de tensión entre los extremos. El valor de esta carga es

$$q = C_1 \cdot V_{IN}.$$

Sin embargo, ¿de dónde ha podido venir esta carga? El único modo de obtenerla es haciendo que el terminal izquierdo de C_2 pierda exactamente esa carga y presente un defecto de carga, $-q$. Sin embargo, esto conlleva la aparición de su contrapartida positiva, $+q$, en la parte derecha de C_2 , proporcionada por el op amp. De este modo, se crea una diferencia de tensión entre los extremos de C_2 compatible con la carga que se debe almacenar. Así:

$$q = C_2 \cdot (V_a - V_b) = C_2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN})$$

como ambas cargas son similares, se cumple que

$$C_1 \cdot V_{IN} = C_2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN}) \Rightarrow V_{OUT} = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \cdot V_{IN}.$$

Cuando el reloj principal cambie a BAJA, el sistema pasa a la configuración de Fig. 7.12c, se aislará la salida del amplificador de la del sistema completo, y el op amp se comportará como un seguidor de tensión. Esto impide que el op amp vaya a saturación debido a la acción de la corriente de polarización de la entrada inversora sobre los condensadores. Asimismo, la presencia del conmutador entre a y OUT hace que salida solo tenga el valor esperado durante una parte del periodo de muestreo. Si este periodo es T y la señal de reloj ha cambiado n veces, podremos precisar con mayor detalle la ecuación anterior. En el instante $n \cdot T$, el valor de la salida será:

$$V_{OUT}(nT) = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \cdot V_{IN}(nT)$$

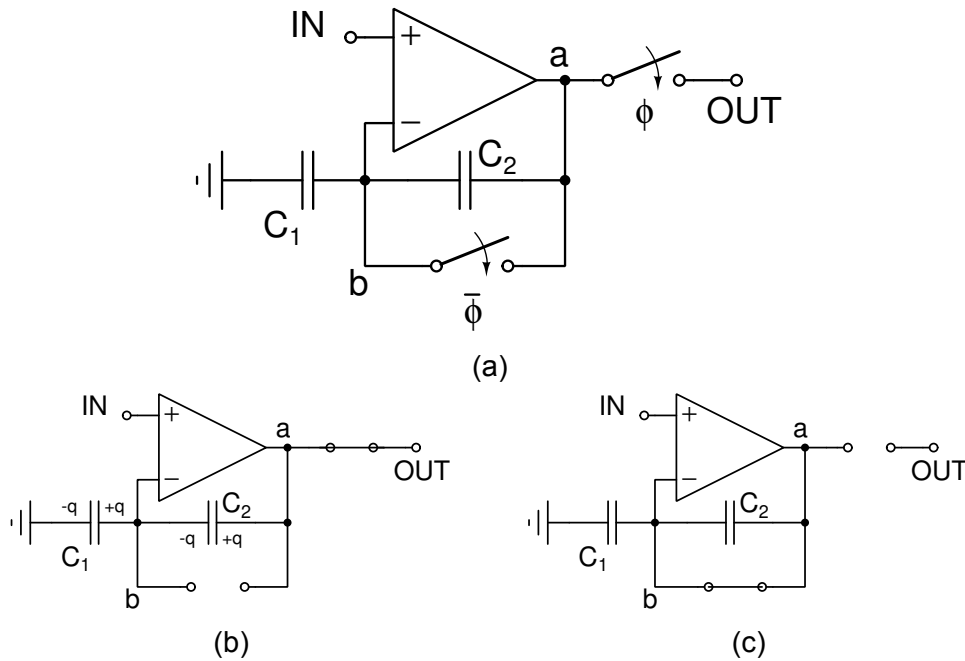


Figura 7.12: Un amplificador no inversor basado en capacidades (a). Con la señal de reloj en ALTA (b) y en BAJA (c).

Si prescindimos por comodidad del periodo T , la expresión anterior se convierte en la sucesión:

$$V_{OUT}(n) = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \cdot V_{IN}(n) \tag{7.10}$$

que es una expresión equivalente a las anteriores pero que se asemeja a las ecuaciones de otros circuitos más complejos.

Pongamos ahora como ejemplo Fig. 7.13a, que muestra un circuito integrador, pues en dicha figura hay una estructura similar a la resistencia de Fig. 7.10a. En las otras dos subfiguras, se muestra el circuito configurado con reloj en ALTA (b) y en BAJA (c).

Supongamos que estamos en el ciclo $n \cdot T$, durante el intervalo de muestreo ($\phi = "1"$). En este caso, el valor de la tensión de entrada es $V_{IN}(nT)$, con lo que C_1 acumula una carga igual a $q_1(nT) = C_1 \cdot V_{IN}(nT)$. ¿Qué ocurre en C_2 ? No lo sabemos. Lo único que podemos deducir es que, si la tensión de salida es $V_{OUT}(nT)$ y como el terminal izquierdo está conectado a una tierra virtual, se habrá acumulado en él una carga de valor $q_2(nT) = C_2 \cdot V_{OUT}(nT)$.

Ahora, el reloj pasa a BAJA ($\phi = "0"$) y el circuito adopta la topología de Fig. 7.13c. Como el terminal superior de C_1 se conecta a una tierra virtual, la diferencia de tensión entre sus extremos se hace cero y la carga $q_1(nT)$ no puede permanecer ahí, así que debe irse a algún otro sitio. Sin embargo, no hay apenas lugares donde migrar, y el único sitio disponible es el terminal izquierdo de C_2 , donde se había acumulado carga negativa. En consecuencia, la carga total en la parte izquierda del condensador sería:

$$-q_2(nT) + q_1(nT) = -C_2 \cdot V_{OUT}(nT) + C_1 \cdot V_{IN}(nT)$$

En la parte derecha del condensador se encargará la misma carga pero con signo opuesto. Sin embargo, aunque esta transferencia de carga haya pasado durante la última parte del ciclo n , no se puede ver en el exterior del sistema, pues OUT está desconectado de a . Solo cuando entremos en el ciclo $n + 1$ podremos ver el efecto de este flujo de carga. En este momento, volveremos a Fig. 7.13b marcando la ecuación anterior el valor de $q_2((n + 1) \cdot T)$. Por tanto:

$$q_2((n + 1) \cdot T) = q_2(n \cdot T) - q_1(n \cdot T) \Rightarrow$$

$$C_2 \cdot V_{OUT}((n + 1) \cdot T) = C_2 \cdot V_{OUT}(n \cdot T) - C_1 \cdot V_{IN}(n \cdot T) \Rightarrow$$

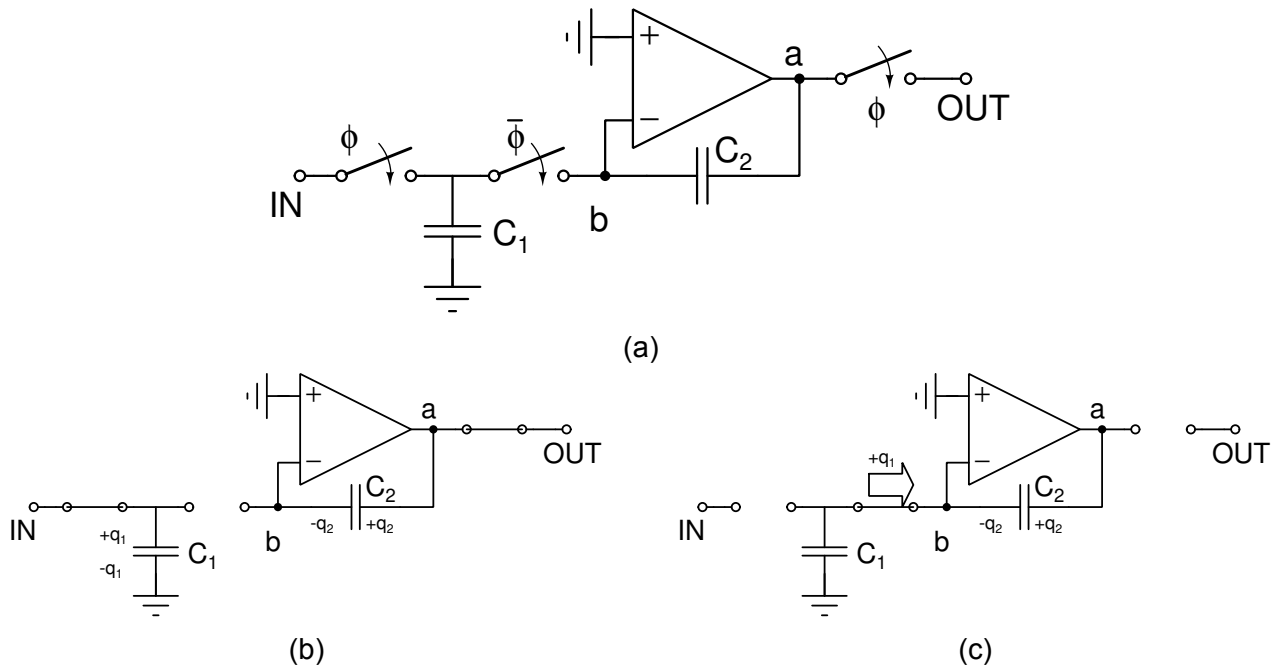


Figura 7.13: Integrador basado en capacidades (a). Con la señal de reloj en ALTA (b) y en BAJA (c).

$$V_{OUT}((n + 1) \cdot T) = V_{OUT}(n \cdot T) - \frac{C_1}{C_2} \cdot V_{IN}(n \cdot T)$$

Prescindiendo del periodo T por simplicidad, la expresión anterior se transforma en una ecuación de diferencias:

$$V_{OUT}(n + 1) = V_{OUT}(n) - \frac{C_1}{C_2} \cdot V_{IN}(n) \tag{7.11}$$

Esta ecuación puede estudiarse por medio de la transformada Z y conduciría a la expresión:

$$\frac{V_{OUT}(z)}{V_{IN}(z)} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{7.12}$$

Puede verse con facilidad que esta es la ecuación de un integrador haciendo el cambio $z = e^{sT}$ y suponiendo que trabajamos a frecuencias mucho menores de la frecuencia de muestreo, con lo que $|sT| \ll 1$. Así, se acabaría demostrando que:

$$-\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \equiv -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} \approx -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{sT} = -\frac{1}{\frac{T}{C_1} \cdot C_2} \cdot \frac{1}{s}$$

Que corresponde a la relación de un integrador en el que se use una resistencia de valor $R = \frac{T}{C_1}$, que es lo que predijo Eq. 7.9.

Deben quedar claros dos hechos de interés sobre las estructuras de capacidades conmutadas.

- La aproximación de resistencias como capacidades conmutadas solo tiene sentido a bajas frecuencias. En rigor, ha que utilizar siempre la transformada Z. Otra cosa es que se puede hacer un estudio en primera aproximación.
- El conmutador que une los nudos a y OUT no es necesario en realidad. Únicamente se hn colocado por motivos didácticos, para dejar claro que solo miramos la salida del op amp cuando el reloj está en ALTA y que, entre medias, puede pasarle lo que sea.

Volvemos a repetir que este texto es solo introductorio. En realidad, existen muchas más posibilidades que el lector/a puede explorar, si lo desea, en la literatura especializada.

7.2.3 Aplicaciones prácticas en instrumentación electrónica

Se han usado los circuitos de capacidades conmutadas para la creación de circuitos integrados en los que se reemplazaban las resistencias por capacidades, especialmente para la construcción de filtros. Esto, sin embargo, excede el objetivo de la asignatura, con lo que no se continuará explorando esta línea. En el área de la instrumentación electrónica, el mayor interés de estos circuitos es que son la base de los dispositivos analógicos programable. En la electrónica digital, son comunes unos dispositivos extremadamente versátiles llamados FPGA o CPLD cuyo funcionamiento puede ser fijado por el diseñador utilizando lenguajes específicos como VHDL o Verilog. Esto es algo que siempre se ha echado en falta en la electrónica analógica y, en particular, en el de la instrumentación electrónica. Por este motivo, se ha invertido tiempo y dinero en desarrollar dispositivos similares, aunque, lamentablemente, aún estamos a mucha distancia de conseguir este objetivo.

Hay varias técnicas para fabricar estos dispositivos siendo las capacidades conmutadas una de las líneas principales de diseño. Esta es, por ejemplo, la tecnología que emplea Anadigm para construir sus dispositivos, como las FPAA propiamente dichas (P. e., AN131E04), que ya han sido retiradas del mercado, o sus más recientes dpASP (*Dynamically Programmed Analog Signal Processors*), como el AN231E04. Lattice Semiconductors también ofreció en tiempos una gama de elementos llamadas ispPAC que fueron retirados del mercado hace pocos años.

Una de las líneas de trabajo más prometedoras es la de los PSoC⁶, fabricados por Cypress Semiconductor, en los que el diseñador puede crear un bloque analógico con una GUI y luego volcarlo a uno de estos elementos. Además, estos dispositivos cuentan en su interior con microcontroladores tipo ARM u 8051, ADC, DAC, comparadores, etc., con lo que es posible crear un sistema completo sin apenas componentes adicionales.

Y, por supuesto, no olvidemos que se explicó en el Ap. 6.1.2.5 que existe una técnica de medida de sensores capacitivos por medio de circuitos con capacidades conmutadas.

7.3 Conversores de nivel

En último lugar, vamos a estudiar una familia de circuitos en los que se consiguen crear niveles de tensión DC fuera del rango de las tensiones de alimentación utilizando capacidades conmutadas. Si tenemos un sistema alimentado con tensiones de valor $+V_{CC}$ y $-V_{EE}$, en principio no podemos obtener ninguna tensión fuera de este rango de tensiones. Sin embargo, utilizando capacidades conmutadas es posible conseguirlo. Veremos dos tipos de elementos: *conversores DC-DC por inyección de carga* y los *conversores lógicos de nivel*.

7.3.1 Conversores DC-DC por inyección de carga

También conocidos por su equivalente en inglés, “*charge pump DC-DC converters*”, son elementos capaces de generar tensiones de valor superior a la de alimentación, o incluso cambiarles el signo. El mecanismo de funcionamiento es sencillo, y para explicarlo se muestran dos ejemplos en Fig. 7.14, con estructuras que permiten invertir (a) y doblar una tensión (b).

El primer ejemplo (Fig. 7.14a) es simple de entender. Cuando la señal de reloj, ϕ , se encuentra en BAJA, el condensador C_1 se carga a una tensión $+V_{CC}$. Es importante indicar que el terminal a estará a más tensión que el b , y que esta condición se mantiene en la siguiente fase cuando el reloj pase a estado ALTO. Cuando esto acontezca, el terminal a se conectará con tierra y b con la salida. Como la tensión $V_a > V_b$ y $V_a = 0$, $V_{OUT} = V_b < 0$. Más concretamente, $V_{OUT} = -V_{CC}$. La función de C_2 es mantener la tensión negativa durante los semiciclos de reloj en BAJA y así que sea constante durante los semiciclos de recarga de C_1 .

En rigor, se puede afinar aún más en la determinación de V_{OUT} utilizando una ecuación de diferencias. Así, puede demostrarse que esta tensión varía según la ecuación:

$$(C_1 + C_2) \cdot V_{OUT}(n + 1) = C_2 \cdot V_{OUT}(n) - C_1 \cdot V_{CC}$$

⁶Hay varias familias. Consulte, por ejemplo, la familia PSoC 3 <http://www.cypress.com/products/psoc-3>

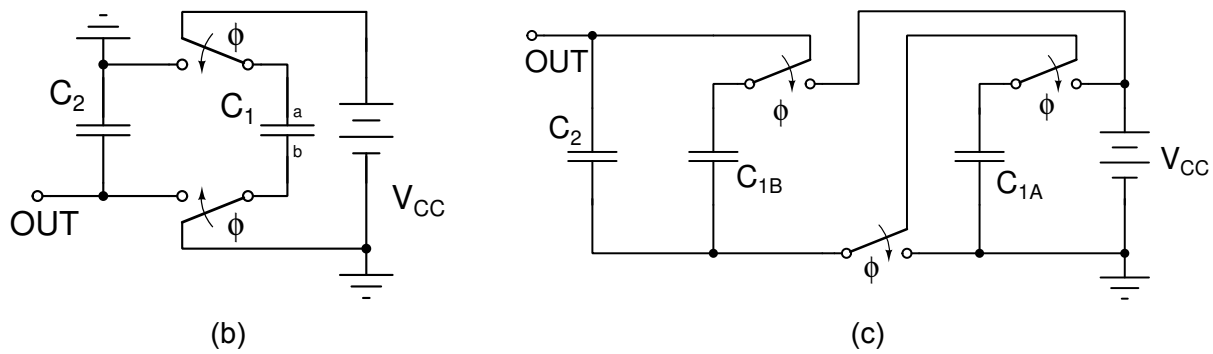


Figura 7.14: Ejemplos de estructuras de conversores por inyección de carga. Inversor (a) y doblador (b).

que admite una solución estable en $V_{OUT} = -V_{CC}$. La segunda estructura (Fig. 7.14b) es algo más compleja, aunque se puede ver lo siguiente: cuando $\phi = "1"$, los condensadores C_{1A} y C_{1B} se ponen en paralelo con la fuente $+V_{CC}$ y se cargan. Cuando $\phi = "0"$, los dos condensadores se ponen en serie haciendo que las dos tensiones se sumen y así sacar un valor en la salida $V_{OUT} = 2 \cdot V_{CC}$. Como en el caso anterior, puede demostrarse que la tensión de salida evoluciona según la ecuación de diferencias:

$$(C_2 + C_{1S}) \cdot V_{OUT}(n+1) = C_2 \cdot V_{OUT}(n) + 2 \cdot C_{1S} \cdot V_{CC}$$

donde $C_{1S} = [C_{1A}^{-1} + C_{1B}^{-1}]^{-1} = \frac{C_{1A} \cdot C_{1B}}{C_{1A} + C_{1B}}$. Esta ecuación admite una solución estable, tras el transitorio inicial, igual a $V_{OUT} = 2 \cdot V_{CC}$.

¿Cuál es el propósito de estos dispositivos? Se van a utilizar, normalmente, para crear fuentes de alimentación a partir de valores demasiado pequeños. Imaginemos, por ejemplo, que tenemos que alimentar un sistema de instrumentación portátil con una batería de 4,5 V pero queremos usar amplificadores cuyo rango de trabajo óptimo está en el intervalo ± 10 V. Esto puede solucionarse fácilmente utilizando estos conversores (p.e., TC7660 de Microchip⁷, MAX860 de Maxim Integrated⁸, etc.), ya que podríamos doblar la tensión con un dispositivo e invertir su salida con otro, obteniendo un par de alimentaciones de ± 9 V, más que suficientes para el diseño. Estos dispositivos no suelen dar una corriente de salida muy alta, que suele estar entre 50 y 100 mA, pero es más que suficiente para muchas aplicaciones prácticas. En caso de requerir una mayor tensión de alimentación, habría que recurrir a conversores DC/DC, ya con inducciones, aunque ya dentro del área de la Electrónica de Potencia.

7.3.2 Conversores lógicos de nivel

Una segunda familia de dispositivos, estrechamente relacionada con los anteriores, son los “conversores lógicos de nivel”. Estos elementos permiten redefinir las tensiones asociadas a cada valor lógico, permitiendo incluso obtener tensiones más allá de los valores de la tensión de alimentación. A diferencia de los anteriores, no están preparados para dar mucha corriente, pero sí que deben cambiar su valor con suficiente rapidez. El ejemplo clásico de elementos de este tipo son los transmisores-receptores para el protocolo RS232. En el Tema 9, veremos que este protocolo exige que el “0” sea una tensión entre +3 y +12 V y el “1” entre -3 y -12 V. Estas tensiones son imposibles de conseguir en un sistema lógico usual, donde las tensiones de alimentación están restringidas entre 0 y 5 V (o 0 y 3,3 V). Sin embargo, dispositivos como el MAX232 de Maxim Integrated⁹ o similares permiten realizar la conversión entre los niveles de tensión, en una y otra dirección.

Estos conversores no deben confundirse con otros elementos parecidos llamados, en general, “desplazadores de nivel” (*level shifters*), que son dispositivos que realizan la misma función, pero teniendo como entradas los distintos valores de la tensión de alimentación y prescindiendo de capacidades. Por ejemplo, el chip 74AUP1T45 de Nexperia¹⁰ permite convertir de manera simple lógicas CMOS (p.e., 0 y

⁷<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/TC7660>

⁸<https://www.maximintegrated.com/en/products/power/charge-pumps/MAX860.html>

⁹<https://www.maximintegrated.com/en/products/interface/transceivers/MAX232.html>

¹⁰<https://www.nexperia.com/products/logic/logic-voltage-translators/series/74AUP1T45.html>

3,3 V) en lógicas TTL (0 y 5 V) y viceversa sin mayor problema. En general son puertas lógicas CMOS, especialmente *buffers*, en los que los transistores han sido contruidos cuidadosamente para tolerar tensiones relativamente altas, y que las tensiones de conmutación sean compatibles con ambos valores de alimentación.

Tema 8

Conversores D/A Y A/D

Tras realizar el acondicionamiento de la señal proveniente de un sensor, que normalmente habrá sido transformada en tensión, escalada, limpiada de ruido y valor central corregido, es necesario digitalizarla para que algún elemento lógico de control conozca el valor de la variable vigilada, y actuar en consecuencia. Este proceso se da en prácticamente todos los sistemas de instrumentación actuales, con excepciones puntuales, como la lectura del valor de una capacidad midiendo el tiempo de carga-descarga o el número de ciclos de un oscilador, situación en la que se necesitan contadores y un reloj estable con una frecuencia conocida con precisión.

8.1 Conceptos generales

Se llama “**conversor analógico/digital**”, “**conversor A/D**” o “**ADC**” a todo dispositivo que convierte en un número entero un valor de tensión V_{IN} situado entre dos valores de referencia, $V_{REF,+}$ y $V_{REF,-}$. Normalmente, $REF,-$ será el nudo de tierra, con lo que $V_{REF,-} = 0$, y $REF,+$ una tensión de referencia ($V_{REF,+} \equiv V_{REF}$). La entrada puede ser unipolar, medida con respecto a tierra, o diferencial. En este segundo caso se cuenta con dos pines $IN,+$ y $IN,-$, con lo que $V_{IN} = V_{IN,+} - V_{IN,-}$. El símbolo típico, del que existen algunas variaciones, se muestra en Fig. 8.1a.

Por otro lado, recordemos que, a veces, la entrada no es tensión, sino alguna otra variable eléctrica. Recordemos, por ejemplo, que en el Ap. 6.1.2.6 se mencionó la existencia de dispositivos que devuelven el valor de una capacidad en formato digital.

Se llama “**conversor digital/analógico**”, “**conversor D/A**” o “**DAC**” al dispositivo que realiza la operación inversa: convertir un número entero en una señal eléctrica situada entre dos valores de referencia. Su símbolo típico se muestra en Fig. 8.1b. Normalmente, la señal eléctrica es una tensión, aunque nada excluye que sea una corriente o, incluso, una resistencia. En este último caso, se hablará de “**potenciómetros digitales**”¹.

Antes de abordar el estudio de estos dos elementos, se realizarán algunas definiciones o consideraciones comunes:

- **Resolución de un conversor:** sea cual sea el tipo de conversor, su resolución, N , es el número de bits necesarios para numerar los niveles de entrada o salida. De este modo, un DAC con una resolución de N bits codifica cualquier valor entero entre 0 y $2^N - 1$. En un ADC, la salida será algún número entero entre 0 y $2^N - 1$, ambos incluidos. En cualquier caso, habrá 2^N valores posibles de entrada/salida.
- **Tensión de bit menos significativo:** tanto en el DAC como en el ADC, la definición más simple de este parámetro es:

$$V_{LSB} = \frac{V_{REF,+} - V_{REF,-}}{2^N} \equiv \frac{V_{REF}}{2^N} \quad (8.1)$$

La segunda expresión vale si $REF,-$ es tierra. En general, se utiliza el acrónimo **LSB**, del inglés “*least significant bit*”. Muchos de los parámetros que caracterizan a los conversores se expresan en

¹Más información, p.e., en <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1291.pdf>.

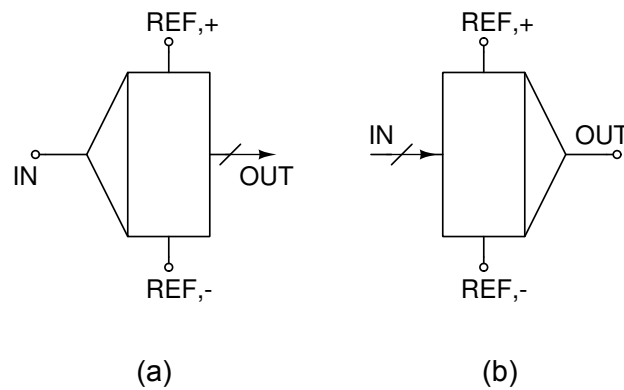


Figura 8.1: Símbolos del ADC (a) y del DAC (b). Los buses de datos se han marcado con flechas.

unidades LSB en lugar de voltios o submúltiplos. Más adelante, veremos que, en el caso del DAC, existe un matiz en la definición, aunque Eq. 8.1 es suficiente por el momento.

- **Tensiones de referencia:** es estrictamente necesario que las tensiones que se utilizan como referencia sean constantes, libres de ruido, e independientes de la polarización, temperatura, etc. Esto obliga al uso de referencias de tensión. Normalmente, estas referencias tienen el valor típico de las tensiones de alimentación (2,5, 3,3, 5, 10 V) o bien una potencia natural de 2 expresada en mV (2,048 V, 4,096 V, etc.). La ventaja de usar estos últimos valores es la fácil definición de V_{LSB} como 1 mV o múltiplos enteros de este valor.

Algunos modelos de convertidor disponen de su propia referencia de tensión interna (P. e., el DAC813 de Texas Instruments)².

- **Formato de entrada/salida:** en general, la entrada de un DAC, o la salida de un ADC, podrá ser de tipo paralelo o serie. En el primer caso, el número de entradas (salidas) coincide con la resolución del dispositivo. En caso de que el convertidor sea de tipo serie, la transmisión se realizará a través de un único pin, utilizándose típicamente los protocolos SPI e I²C, que se verán en el tema correspondiente. Evidentemente, aquellos dispositivos que trabajen a muy alta frecuencia deben usar una disposición en paralelo, mucho más rápida que la serie.

Por otra parte, el formato del número entero es libre: en la mayor parte de los convertidores habrá una identificación directa entre el número natural y su formato binario. Sin embargo, en algunos casos el formato del número podría ser complemento a 1, con signo, etc.

- **Niveles lógicos de entrada/salida:** normalmente, los dispositivos aceptarán niveles lógicos convencionales, como TTL (0–5 V) o CMOS (0–3,3 V). Sin embargo, en algunos dispositivos de muy alta velocidad no es extraño ver que son compatibles con niveles lógicos menos habituales, como los niveles PECL, propio de lógicas ECL de altísima velocidad, y donde los niveles se definen a 3,4 y 4,2 V. Como ejemplo, se pone el ADS5287, de Texas Instruments³.
- **Multiplexación:** en muchos ADC, se incorpora un multiplexor que permite seleccionar entre distintas posibles entradas. Estos convertidores se llaman “**multicanal**”. En el caso de los DAC, se incorporan un multiplexor digital y registros lógicos. Así, se puede seleccionar con el multiplexor el registro donde se graba la entrada y controlar de este modo distintos DAC en un único circuito integrado.
- **Integración en microcontroladores:** la conversión ADC es tan habitual que muchos microcontroladores disponen de uno o varios convertidores de este tipo. Más aún, en la práctica, esta es una de las características que diferencian a los microcontroladores de los microprocesadores. Pueden usarse de manera muy sencilla. Así, en las placas tipo Arduino se dispone de la función `analogRead()` para realizar la lectura en el puerto definido con de entrada analógica. En el dialecto CCS de C para

²<http://www.ti.com/product/DAC813/description>

³<https://www.ti.com/product/ADS5287>

PIC, esta función es `read_adc()`. Soluciones similares se encuentran para los microcontroladores ARM.

Algunos microcontroladores también disponen de DAC, aunque no son ubicuos como los ADC.

Pasemos entonces a estudiar las particularidades de cada tipo de dispositivo. Se comenzará por los conversores D/A, más fáciles de describir y comprender que los ADC.

8.2 Conversores D/A

Idealmente, en un DAC alimentado con dos tensiones de referencia, $V_{REF,+}$ y $V_{REF,-}$, y con N bits de resolución, la salida, que normalmente es tensión, arroja un valor igual a:

$$V_{OUT}(k) = V_{REF,-} + k \cdot V_{LSB}, \quad \text{con } k \in [0, 1, \dots, 2^N - 1] \quad (8.2)$$

y como $V_{REF,-}$ suele ser tierra, la expresión anterior se convierte en:

$$V_{OUT}(k) = k \cdot V_{LSB}, \quad \text{con } k \in [0, 1, \dots, 2^N - 1] \quad (8.3)$$

En segundo lugar, vamos a precisar algo más sobre qué se entiende por V_{LSB} . Esta tensión se define como **el cambio que se produce en la tensión de salida al incrementarse una unidad el valor de la entrada**. En muchos casos, este valor coincide con el mostrado en Eq. 8.1 aunque, en algunos, puede haber matizaciones. Por ejemplo, en algunos conversores que se estudiarán en Sec. 8.2.2.2, V_{LSB} es negativo.

8.2.1 No idealidades de un DAC

1. **Error de offset:** se define este error como la diferencia entre la tensión de salida, V_{OUT} , cuando la entrada es $k = 0b00\dots 0$ y $V_{REF,-}$, expresada en unidades LSB:

$$E_{OS} = \frac{V_{0b00\dots 0} - V_{REF,-}}{V_{LSB}} \quad (8.4)$$

A semejanza de otros *offsets*, es posible eliminarlo de manera muy sencilla. En la práctica, su eliminación es equiparable a un ajuste de cero.

2. **Error de ganancia:** otra importante característica de los DAC es que la diferencia de tensión entre la máxima tensión alcanzable, $V_{0b11\dots 1}$, y la mínima, $V_{0b00\dots 0}$, debe ser $(2^N - 1) \cdot V_{LSB}$. Como esto no ocurre en los dispositivos reales, la manera de medir esta desviación es:

$$E_{GN} = \frac{V_{0b11\dots 1} - V_{0b00\dots 0}}{V_{LSB}} - (2^N - 1) \quad (8.5)$$

Este error se mide en unidades LSB y está asociado a un mal apareamiento de las resistencias internas. A diferencia del error de *offset*, la influencia del error de ganancia es mayor cuanto mayor sea la entrada. De este modo, se puede corregir el error con la expresión:

$$\frac{V_{OUT}^*(k)}{V_{LSB}} = \frac{V_{OUT}(k)}{V_{LSB}} - E_{OS} - \frac{E_{GN}}{2^N - 1} \cdot k \quad (8.6)$$

Esto no es sino un ajuste de ganancia.

3. **No linealidad del conversor:** tras eliminar los dos errores anteriores, el valor corregido de la tensión de salida en unidades LSB debería ser igual al número entero de la entrada. Esto se va a cumplir, al menos, en los dos valores extremos de la entrada, $0b00\dots 0$ y $0b11\dots 1$, pero, en la práctica, no se va a cumplir en ninguno más. Cualquier otra desviación ya no es corregible, y solo podemos realizar una estimación de estas desviaciones respecto al valor esperado para ponderar la calidad del DAC. Como en el caso de cualquier otro dispositivo de instrumentación, son desviaciones respecto a una línea recta y, por tanto, se asimilan a una no linealidad del dispositivo.

Para medirla, se van a utilizar dos parámetros:

- (a) **No linealidad diferencial** (*Differential Non-Linearity*, **DNL**): idealmente, en un DAC, la diferencia entre dos valores de salida consecutivos en unidades LSB es 1. Definiremos el vector $VDNL(k)$ como:

$$VDNL(k) = \text{abs}([V_{OUT}^*(k+1) - V_{OUT}^*(k)] - 1) \quad (8.7)$$

siendo V_{OUT}^* la tensión de salida, expresada en unidades LSB, tras eliminar los errores de *offset* y ganancia. Este vector cuenta con $2^N - 1$ elementos. Se define la DNL como el máximo valor de este conjunto:

$$DNL = \max(VDNL(k)) \quad (8.8)$$

Cuanto más próximo esté este valor a 0, más lineal es el conversor. En lugar de expresar este valor de manera directa, se suele usar un término derivado, el **número efectivo de bits**, N_{EFF} , más fácil de visualizar. Se define como:

$$N_{EFF} = N - \log_2(DNL) \quad (8.9)$$

N_{EFF} puede ser perfectamente un número irracional, no entero. Fijémonos, por otro lado, en que, si la DNL es inferior a 1, el número de efectivo de bits es superior a la resolución del conversor, sin que esto sea un absurdo.

- (b) **No linealidad integral** (*Integral Non-Linearity*, **INL**): una manera alternativa de medir la no linealidad es la INL. Como en el caso anterior, eliminaremos los errores de *offset* y de ganancia y, a continuación, definiremos un vector auxiliar $VINL(k)$ como:

$$VINL(k) = \text{abs}(V_{OUT}^*(k) - k). \quad (8.10)$$

A diferencia de $VDNL$, este vector tiene 2^N elementos. Definiremos la INL como su valor máximo:

$$INL = \max(VINL(k)). \quad (8.11)$$

Como en el caso de la DNL, cuanto más próximo a 0 sea el valor de la INL, más lineal será el dispositivo. Un término derivado de la INL es el **número relativo de bits**, N_{REL} , definido como:

$$N_{REL} = N - \log_2(INL) \quad (8.12)$$

y que también puede ser superior a la resolución del conversor.

4. **Monotonidad**: se dice que un DAC es monótonico si cualquier incremento en la entrada provoca un incremento en la tensión de salida. Es posible demostrar que, si $DNL < 1$ o $INL < 0,5$, el conversor es monótonico⁴.
5. **Tiempo de establecimiento de un conversor**: este tiempo mide la velocidad de respuesta de un DAC. En la práctica, es el tiempo que se necesita para ir de $V_{0b00\dots0}$ a $V_{0b11\dots1}$, pues hay que recorrer un tramo en la salida de valor $(2^N - 1) \cdot V_{LSB}$, el más largo posible.

Para conocer el origen de cada parámetro, es necesario estudiar cómo se construyen los conversores D/A.

8.2.2 Técnicas de construcción de un DAC

Hay diversos métodos para construir un DAC: resistencias o capacidades escaladas, cadenas de 2^N resistencias, espejos de corriente, etc. Sin embargo, la manera más habitual de construir un conversor es por medio de la red R/2R en escalera.

⁴<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-dnl-inl-specifications-digital-to-analog-converter/>.

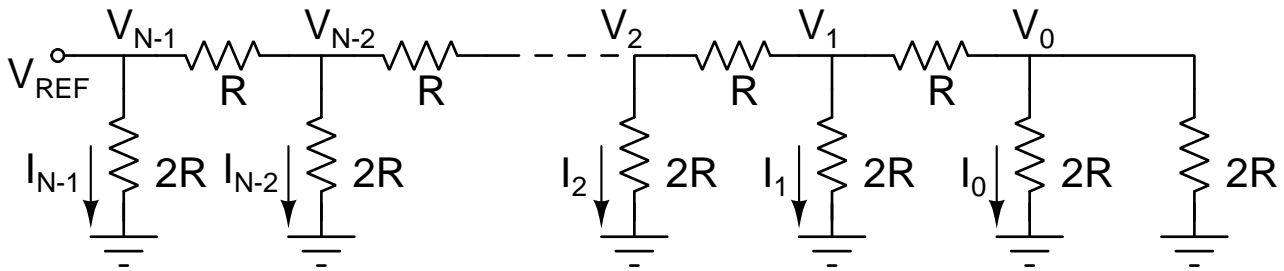


Figura 8.2: Red $R/2R$ en escalera. V_{REF} es una referencia de tensión externa. De una manera más general, podemos identificar V_{REF} con $V_{REF,+}$ y tierra con $V_{REF,-}$.

8.2.2.1 Red $R/2R$ en escalera (nociones básicas)

La red que recibe este nombre se muestra en Fig. 8.2. Esta red tiene N nudos unidos entre sí por medio de resistencias de valor arbitrario R , y a tierra con resistencias de valor $2R$. Las únicas excepciones son los nodos extremos, $N-1$ y 0 , como se puede ver en la figura. En total, debe haber $N-1$ resistencias de valor R y $N+1$ de valor $2R$.

Este circuito puede resolverse fácilmente por el método de los nudos. En primer lugar, es evidente que $V_{N-1} = V_{REF}$. Por otro lado:

$$\frac{V_1 - V_0}{R} = \frac{V_0}{2R} + \frac{V_0}{2R} \rightarrow V_1 = 2 \cdot V_0$$

y, finalmente, en los nudos intermedios:

$$\frac{V_{k+1} - V_k}{R} = \frac{V_k}{2R} + \frac{V_k - V_{k-1}}{R} \rightarrow 5 \cdot V_k = 2 \cdot (V_{k+1} + V_{k-1})$$

Podemos postular directamente que la solución de este sistema de ecuaciones es

$$V_k = 2^k \cdot \frac{V_{REF}}{2^{N-1}} \quad (8.13)$$

que satisface las tres posibles ecuaciones:

- $V_{N-1} = 2^{N-1} \cdot V_{REF}/2^{N-1} = 1 \cdot V_{REF} = V_{REF}$
- $V_1 = 2 \cdot V_{REF}/2^{N-1} = 2 \cdot V_0$
- $2 \cdot (V_{k+1} + V_{k-1}) = 2 \cdot (2^{k+1} + 2^{k-1}) \cdot V_{REF}/2^N = 2^k \cdot V_{REF}/2^N \cdot (2 \cdot 2 + 1) = 5 \cdot V_k$

Habría que demostrar que esta solución es única, pero no se hará para no entretenernos en exceso. Baste decir que existen otros medios de demostrarla. Así, por ejemplo, puede hallarse por inducción que, a la derecha de todo nudo, siempre hay una red cuya impedancia Thevenin equivalente es $2R$. Esto permitiría llegar sin dificultad a Eq. 8.13. Una consecuencia importante es que la impedancia que ve V_{REF} es siempre R , independientemente del número de elementos que tenga la red en escalera.

En cualquier caso, no nos interesan las tensiones, sino las corrientes que fluyen a través de las resistencias $2R$. Aplicando Ohm, se concluye que la corriente que fluye a tierra a través de estas resistencias es:

$$I_k = \frac{V_k}{2R} = 2^k \cdot \frac{V_{REF}}{2^N \cdot R} \quad (8.14)$$

Además, $I_k = \frac{1}{2} \cdot I_{k+1}$. Cada corriente es la mitad de la de la rama a su izquierda y el doble de la de su derecha. Este escalado nos permitirá construir fácilmente conversores D/A, pues las corrientes de rama se suman de manera natural en el nudo de tierra, que es donde convergen todas.

Digamos, sin embargo, que es posible obtener el mismo resultado usando “resistencias escaladas”, como se muestra en Fig. 8.3. En esta red, también se cumple Eq. 8.14. Por otro lado, la impedancia que ve V_{REF} es:

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \dots + \frac{1}{2^N R} = \frac{1}{R} \sum_{k=0}^N 2^{-k} = \frac{2}{R} \left(1 - 2^{-(N+1)}\right) \rightarrow Z_{IN} = \frac{R}{2} \cdot \frac{1}{1 - 2^{-(N+1)}}$$

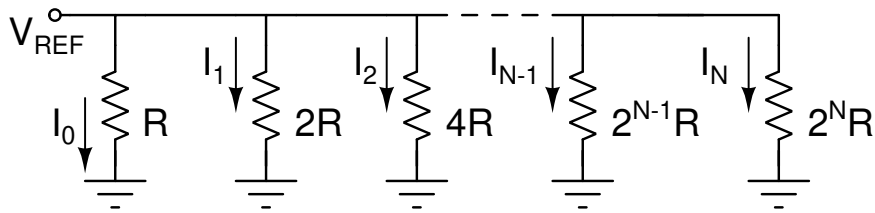


Figura 8.3: Red de resistencias escaladas. Como en el caso de Fig. 8.2, V_{REF} es una referencia de tensión externa y podemos identificar V_{REF} con $V_{REF,+}$ y tierra con $V_{REF,-}$.

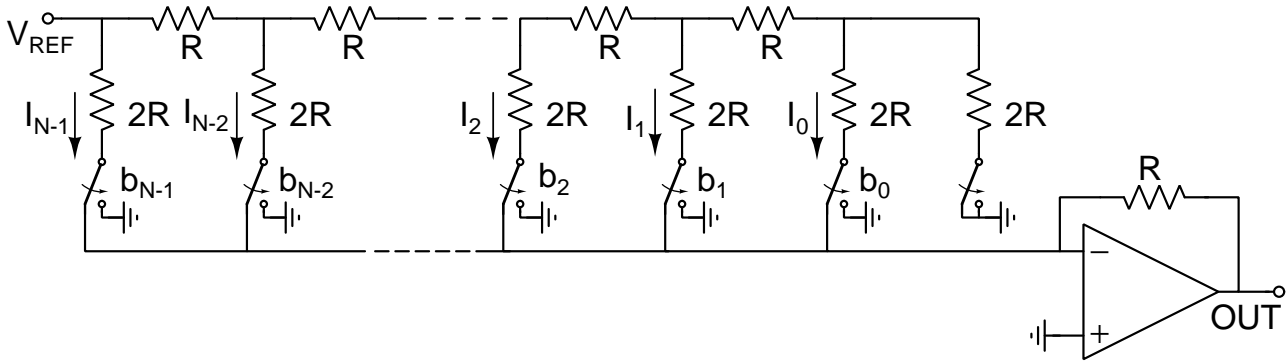


Figura 8.4: Red R/2R en escalera con amplificador operacional. La estructura corresponde a un DAC de N bits siendo b_{N-1} el bit más significativo.

No obstante, no se suele usar, pues habría importantes diferencias entre las resistencias de extremos opuestos de la red. Así, en el caso de que $N = 12$ y $R = 10\text{ k}\Omega$, la resistencia del otro extremo sería $2^{12} \cdot 10 = 40,96\text{ M}\Omega$, imposible de construir con precisión en un circuito integrado. Si, por el contrario, bajáramos el valor de R hasta, p. e. $100\ \Omega$, la resistencia mayor valdría $409,6\text{ k}\Omega$, que es factible. Sin embargo, ¡estaríamos forzando a V_{REF} a dar una corriente muy elevada! En cambio, es perfectamente factible diseñar redes R/2R con valores de resistencias fáciles de construir en circuitos integrados y con gran precisión. Por ejemplo, en el DAC AD5445, de Analog Devices⁵, la red R/2R tiene como base resistencias de 10 y $20\text{ k}\Omega$.

8.2.2.2 Red R/2R en el interior de un DAC

La red R/2R básica se puede utilizar para la creación de un DAC introduciendo *switches* SPDT y un amplificador operacional que funciona como transresistor, y que también ofrece una tierra virtual (Fig. 8.4).

En esta estructura, sea cual sea el estado del *switch*, el extremo inferior de la resistencias $2R$ está conectado a una tensión de 0 V , sea la tierra real, sea la virtual. Por tanto, Eqs. 8.13 y 8.14 siguen vigentes sea cual sea el estado del *switch*.

Las corrientes que llegan a la tierra virtual deben combinarse creando I_T y continuar su camino a través de R_{FB} . Puede verse que la aportación de la rama k a I_T es $2^{-k} \cdot \frac{V_{REF}}{2R}$ si $b_k = \text{"1"}$, y 0 si $b_k = \text{"0"}$. O, lo que es lo mismo, $b_k \cdot 2^{-k} \cdot \frac{V_{REF}}{2R}$. La corriente I_T será, entonces:

$$\begin{aligned}
 I_T &= \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot 2^{-k} \cdot \frac{V_{REF}}{2R} = \frac{V_{REF}}{2R} \cdot 2^{-(N-1)} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot 2^{(N-1)-k} = \\
 &= \frac{V_{REF}}{R} \cdot 2^{-N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot 2^{N-1-k} \tag{8.15}
 \end{aligned}$$

⁵<http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/ad5445.html>

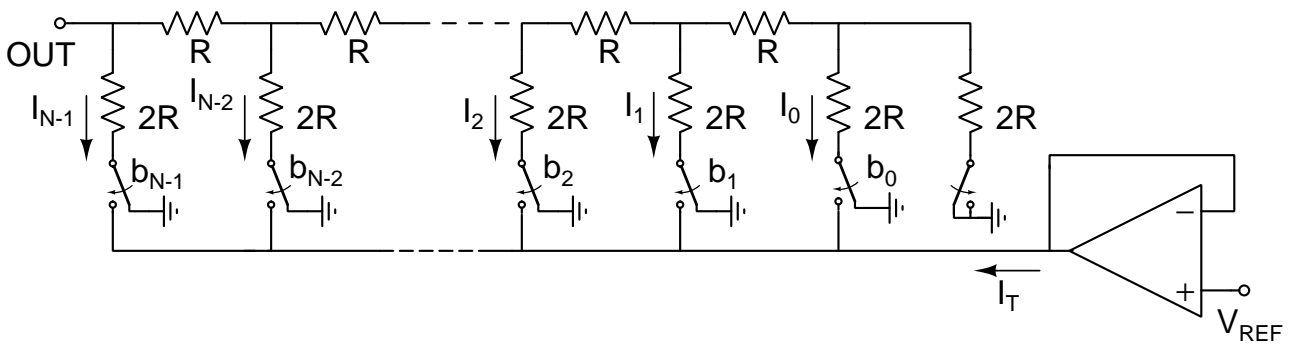


Figura 8.5: Salida positiva con red R/2R. En esta estructura, la red se usa como un divisor de tensiones controlado digitalmente en lugar de usarlo como divisor de corrientes. La salida, que podría ir reforzada por un seguidor de tensión para evitar efectos de carga, es el valor absoluto de Eq. 8.16. Ejemplo tomado de “Voltage Mode Multiplying DAC Reference Design”, por Kevin Duke, Neeraj Gill.

Como esa corriente fluye a través de la resistencia R_{FB} , la tensión de salida será:

$$V_{OUT} = -R_{FB} \cdot I_T = -\frac{R_{FB}}{R} \cdot \frac{V_{REF}}{2^N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot 2^{N-1-k} \tag{8.16}$$

Fijémonos en el sumatorio, $\sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot 2^{N-1-k}$, que es la regla que permite obtener la expresión decimal de un número natural en formato binario con N bits. Por ejemplo, el número $0 \times 53 = 0b\ 0101\ 0011$, de 8 bits, equivale a:

$$\begin{aligned} 0 \times 53 &= 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = \\ &= 64 + 16 + 2 + 1 = 83 \end{aligned}$$

Y, si identificamos Eq. 8.3 con Eq. 8.16, se deduce que

$$V_{LSB} = -\frac{R_{FB}}{R} \cdot \frac{V_{REF}}{2^N} \tag{8.17}$$

en esta red. Puede verse que, en este caso, la tensión de bit menos significativo es negativa, pues la salida decrece, aunque aumente su valor absoluto.

8.2.2.3 Puntualizaciones sobre la red R/2R

Detallemos a continuación algunos aspectos de interés relacionados con los conversores construidos con esta estructura.

1. **Multiplying DAC:** en muchos textos, esta estructura se denomina “*Multiplying DAC*”, o DAC multiplicador. El motivo es que puede utilizarse para crear un amplificador con ganancia controlada digitalmente, tomando el terminal REF como una entrada. Así, la relación entrada-salida se transformaría en:

$$V_{OUT} = -\frac{R_{FB}}{R} \cdot \frac{k}{2^N} \cdot V_{IN} \tag{8.18}$$

2. **Inversión de la salida:** un inconveniente de la estructura R/2R es que la salida tiene signo negativo y, en muchos casos, esto no interesa. Para solucionarlo, se pueden proponer diversas modificaciones: En primer lugar, utilizar una referencia de tensión, V_{REF} , negativa. Otra opción es usar algunos DAC en tecnología bipolar, más voluminosos y con mayor consumo, pero en los que I_T es entrante (P. e., el AD565A de Analog Devices⁶). Finalmente, se puede recurrir a modificaciones de la topología básica. Un ejemplo es la estructura mostrada en Fig. 8.5.

⁶<http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/ad565a.html>

3. **Doble referencia de tensión:** en caso de que se desee utilizar $V_{REF,+}$ y $V_{REF,-}$ en lugar de V_{REF} y tierra, se tiene que reemplazar V_{REF} por $V_{REF,+}$ y tierra por $V_{REF,-}$, teniendo en cuenta que la tierra aparece tanto en la red R/2R como en la entrada no inversora del op amp.
4. R_{FB} : la resistencia R_{FB} es crucial para el buen funcionamiento del DAC. Como es necesario que su valor sea controlado con exactitud, el fabricante suele integrarla dentro del dispositivo y hacerla de valor $R_{FB} = R$ con lo que $\frac{R_{FB}}{R} = 1$.
5. **Amplificador operacional transresistor:** en muchos DAC, el amplificador operacional se ha integrado en el dispositivo con lo que se obtiene salida de tensión de manera directa (P. e., AD667 de Analog Devices o DAC7611 de Texas Instruments).
6. **No idealidades del conversor:** es posible determinar a partir de Fig. 8.4 el origen de las no idealidades del conversor descritas en la sección 8.2.1. Así, el **error de offset** está directamente relacionado con el op amp (tensión de *offset* de la entrada, corriente de polarización de la entrada inversora), así como de la fuga a través de los *switches*. El **error de ganancia** se relaciona directamente con desviaciones respecto al valor teórico de cada una de las resistencias de valores R , $2R$ y R_{FB} . Estas desviaciones (no se incluye R_{FB} , que solo afecta a la ganancia) explican la **no linealidad** de los DAC. En general, el **tiempo de establecimiento** viene marcado por el *slew rate* del amplificador operacional de apoyo que, en muchos casos, puede elegir el propio diseñador.

Un punto de interés es la relación entre la monotonicidad del conversor y la tolerancia de las resistencias. Para que el conversor sea monotónico, es necesario que el posible error en el valor de la mayor corriente de rama (I_0) sea menor que el valor nominal de la menor corriente de rama (I_{N-1}). Si las resistencias se han fabricado con una tolerancia α , se va a cumplir que:

$$I_0 \pm \Delta I_0 = \frac{V_{REF}}{2 \cdot R \cdot (1 \pm \alpha)} \approx \frac{V_{REF}}{2R} \cdot (1 \mp \alpha) = \frac{V_{REF}}{2R} \mp \frac{\alpha \cdot V_{REF}}{2R} \rightarrow \Delta I_0 = \frac{\alpha \cdot V_{REF}}{2R}$$

$$I_{N-1} = 2^{-N} \cdot \frac{V_{REF}}{R}$$

Si exigimos $I_{N-1} > \Delta I_0$, se debe cumplir $2^{-N} > \frac{1}{2}\alpha \rightarrow N < 1 - \log_2 \alpha$. Así, si disponemos de una tecnología que nos permita crear resistencias con una tolerancia del 1 ‰ ($\alpha = 0.001$), solo podemos garantizar la monotonicidad de conversores de 10 bits ($N < 1 - \log_2 0,001 = 10,96 \dots$).

8.2.3 Usos de los DAC

¿Cuál es el objetivo de los conversores D/A? Evidentemente, existe una respuesta fácil: cuando se desee disponer de una tensión o corriente controlable digitalmente. Esto puede ocurrir en casos como:

- **Generación de señal:** con un DAC y un microcontrolador, se puede construir señales con la forma requerida. Algunos ejemplos particulares son:
 - **Fuentes de tensión o corriente controladas:** si al DAC le añadimos una etapa de salida eficiente, se puede crear fácilmente una fuente de tensión o corriente controlable desde un microcontrolador. Un caso especial es el de las fuentes de tensión periódicas cuya salida es una función matemática relativamente complicada.
 - **Sonido:** la reproducción de sonido desde un microcontrolador o procesador exige convertir una señal digital en tensión para estimular un piezoeléctrico, o cualquier otro medio equivalente. El uso del DAC es evidente en este caso.
- **Control automático de ganancia:** ya se mencionó en líneas anteriores cómo se configuraban los DAC multiplicadores que permitían cambiar la ganancia de un sistema de forma digital.

- **Control de motores:** la velocidad de giro de un motor eléctrico de corriente continua depende de la corriente que atraviese la espira expuesta al campo magnético. Si usamos la espira para realimentar el DAC en lugar de R_{FB} , la corriente que llega a la espira proveniente de la red R/2R puede controlarse con facilidad, y así graduar a voluntad la velocidad del motor. En algunos casos, si el DAC no pudiera proporcionar suficiente corriente, se tendría que optar por obtener una salida de tensión del DAC y crear corriente con, por ejemplo, una estructura cascode activa.

Si se desea controlar el sentido de giro, habría que reemplazar V_{REF} y tierra por $V_{REF,+}$ y $V_{REF,-}$, con $V_{REF,+} > 0 > V_{REF,-}$.

Por otra parte, se puede usar un DAC para controlar el nivel de disparo de un PWM.

- **Calibrado automático de sistemas:** un sistema puede corregir de manera automática la tensión de *offset* intrínseca por medio de un DAC cuya salida controlable se suma a la salida.
- **Pantallas:** la luminosidad de muchos tipos de pantalla se controla por medio de DAC. Va a ocurrir, además, que cada color primario (Rojo, verde, azul) se controla de manera independiente pudiendo ajustar el balance de color.

Hay otras aplicaciones relacionadas con la radio, vídeo, etc., que no se describen en este texto, y que el lector/a puede investigar por su cuenta. Curiosamente, otra de las aplicaciones de los DAC es exactamente la opuesta: la conversión A/D en un tipo de conversores llamados SAR. El estudio de estos conversores, y de otros tipos más, se abordará en la siguiente sección.

8.3 Conversores A/D

Como en los DAC, en los ADC se conservan íntegros los conceptos de resolución, tensión del bit menos significativo, referencias de tensión (únicas o duales), multiplexación, etc., que se describieron en la Sección 8.1.

8.3.1 El ADC ideal

Si suponemos que tenemos un ADC con N bits de resolución y una única referencia V_{REF} ($V_{LSB} = 2^{-N} \cdot V_{REF}$), su **salida ideal** será el número entero $k \in [0, 2^N - 1]$ tal que:

$$k - \frac{1}{2} < \frac{V_{IN}}{V_{LSB}} < k + \frac{1}{2} \quad (8.19)$$

En otras palabras, se expresa la tensión de entrada en unidades LSB y se redondea al entero más próximo. Se pueden hacer algunas precisiones adicionales sobre esta definición:

- Eq. 8.19 presenta dos excepciones: $0b0 \dots 00$ y $0b1 \dots 11$. Ambos valores son extremos y marcan los niveles de saturación de la salida. Se obtiene salida nula ($0b0 \dots 00$) si la tensión de entrada está por debajo de $0,5 \cdot V_{LSB}$. Y se obtiene salida máxima ($0b1 \dots 11$) si $V_{IN} > V_{REF} - 1,5 \cdot V_{LSB}$.
- En caso de haya una referencia dual, Eq. 8.19 se convierte en:

$$k - \frac{1}{2} < \frac{V_{IN} - V_{REF,-}}{V_{LSB}} < k + \frac{1}{2} \quad (8.20)$$

con $V_{LSB} = 2^{-N} \cdot (V_{REF,+} - V_{REF,-})$.

Un conversor ADC se caracteriza por tomar datos con un intervalo de valor T_S . El inverso de este valor es la frecuencia de muestreo, $f_S = T_S^{-1}$, que suele expresarse en unidades *sps*, acrónimo de *samples per second* (muestras por segundo). Esta unidad, que es equivalente al hercio, aunque indicando con claridad que se refiere específicamente a la toma de muestras, tiene también múltiplos como el *ksps*, *Msp*s, *Gsp*s, etc.

8.3.2 No idealidades de los ADC

8.3.2.1 Errores de *offset* y de ganancia

A semejanza de los DAC, es posible definir estos dos errores en los ADC. Como sabemos que la transición $0b0\dots00 \rightarrow 0b0\dots01$ se produce idealmente cuando $V_{IN,0}^{TEO} = 0,5 \cdot V_{LSB}$, se debería medir experimentalmente la tensión real a la que se produce esta transición, $V_{IN,0}^{REA}$, y usar la desviación respecto del valor teórico para estimar el **error de offset**:

$$E_{OS} = \frac{V_{IN,0}^{REA}}{V_{LSB}} - \frac{1}{2} \quad (8.21)$$

Análogamente, como la transición $0b1\dots110 \rightarrow 0b1\dots111$ se produce cuando la tensión de entrada es $V_{IN,FS}^{TEO} = (2^N - \frac{3}{2}) \cdot V_{LSB}$, se cumpliría que $V_{IN,FS}^{TEO} - V_{IN,0}^{TEO} = (2^N - 2) \cdot V_{LSB}$. De este modo, si observamos que la transición se produce cuando la entrada vale $V_{IN,FS}^{REA}$, se definiría el **error de ganancia** como:

$$E_{GN} = \frac{V_{IN,FS}^{REA} - V_{IN,0}^{REA}}{V_{LSB}} - (2^N - 2) \quad (8.22)$$

Ocurre, sin embargo, que estas definiciones son difíciles de usar, pues es muy complejo determinar exactamente en qué valor se produce la transición. Es por ello necesario buscar definiciones alternativas. Una forma muy simple de obtener ambos valores consiste en:

1. Introducir valores conocidos con precisión en la entrada y medir la salida proporcionada por el ADC. De este modo, se obtiene un conjunto de pares ordenados (V_{IN}, k) . Se pueden coger tantos puntos como se deseen, pero es importante que haya valores de V_{IN} tanto cerca de 0 V ($k \sim 0$) como de V_{REF} ($k \sim 2^N - 1$).
2. Representar gráficamente $(V_{IN}/V_{REF}, k)$. Idealmente, los puntos deberían estar distribuidos a lo largo de la recta $y = 2^N \cdot x$.
3. Realizar un ajuste por mínimos cuadrados de los puntos $(V_{IN}/V_{REF}, k)$ a una recta. Esta tendría como expresión $y = A \cdot x + B$.
4. Identificar B con E_{OS} y A con $2^N + E_{GN}$.

Si bien es cierto que estas dos identificaciones no son rigurosas, el proceso de cálculo es muy sencillo y el resultado va a ser muy cercano, con lo que este procedimiento puede usarse sin mayor problema.

El valor $E_{OS} + E_{GN}$ es el error que se comete con el máximo valor de entrada y se denomina "**error a fondo de escala**".

8.3.2.2 DNL e INL

Aunque es posible definir estos parámetros de manera similar a la de los DAC, sería necesario determinar con exactitud donde se producen todas las transiciones en la salida. Esto es algo inviable por lo que, en la práctica, son parámetros que no se pueden calcular con rigor. Es posible, sin embargo, realizar una estimación de la **INL** a partir del ajuste lineal que permite el cálculo de E_{OS} y E_{GN} . Así, podríamos calcularla como $\max \left[\left| k - A \cdot \frac{V_{IN}}{V_{REF}} - B \right| \right]$.

8.3.2.3 Error máximo

Este parámetro indica el máximo error que se produce incluyendo todos los errores que se han mencionado en los dos apartados anteriores. Se calcula a partir del conjunto de puntos experimentales (V_{IN}, k) como $\max [|V_{IN} - k \cdot V_{LSB}|]$, y se expresa bien en unidades LSB, bien en tantos por ciento respecto al fondo de escala.

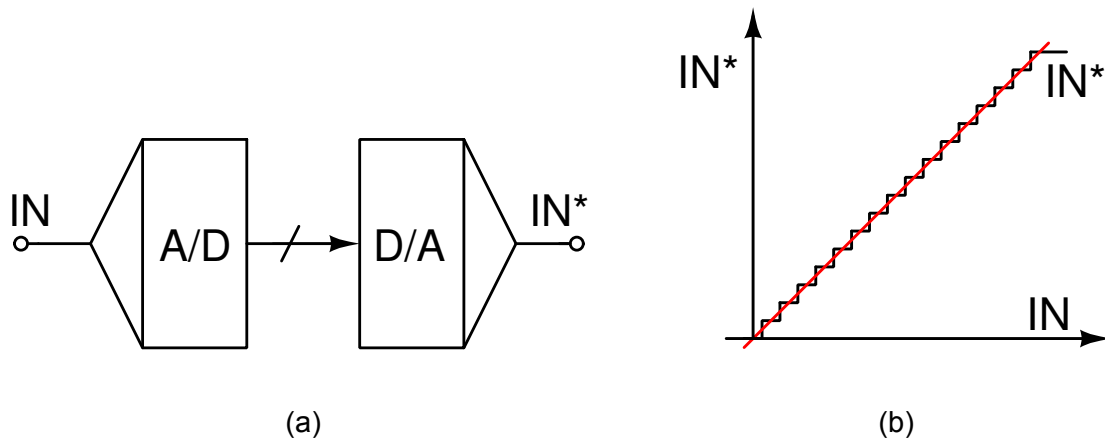


Figura 8.6: Regeneración de la entrada usando un par de conversores. Esquema circuital (a) y relación entrada-salida (b). En rojo, y sin saltos abruptos, la señal que querríamos obtener, y en negro con discontinuidades lo que realmente obtenemos.

8.3.2.4 Códigos perdidos (*missing codes*)

En los ADC reales, existe la posibilidad de que un determinado valor de salida jamás aparezca. Esto puede observarse del siguiente modo. Imaginemos que excitamos la entrada del ADC, que tiene N bits de resolución, con una señal triangular con valores extremos⁷ 0 V y V_{REF} . Tomamos un número de muestras, M , muy elevado, pues se debe cumplir que $M \gg 2^N$. En estas circunstancias, cada número debería aparecer un $2^{-N} \cdot M$ veces. Como esto es un proceso estadístico, gobernado por la aleatoriedad, es posible que haya fluctuaciones que se pueden estimar de manera aproximada con la distribución de Poisson⁸. Así, es razonable que cada posible valor de salida aparezca $2^{-N} \cdot M \pm 2 \cdot \sqrt{2^{-N} \cdot M}$ veces sin que esto indique que algo funciona mal en el ADC.

Sin embargo, en algunos casos esto no será así. Algunos términos estarán sobrerrepresentados, hecho que indica que puede obtenerse con un intervalo de valores de entrada con una anchura superior que 1 LSB, y otros infrarrepresentados, cuando ocurre lo contrario. Es posible, incluso, que algunos términos nunca aparezcan y estos serán los **códigos perdidos**.

La existencia de códigos perdidos es inevitable si la DNL es superior a 1.

8.3.2.5 Tiempos de apertura y conversión

Normalmente, la entrada de un ADC está aislada de la entrada por un circuito S/H. Más aún, algunos conversores necesitan forzosamente este dispositivo. El **tiempo de apertura** se define como el tiempo necesario para capturar el valor de la señal de entrada.

A continuación, esta señal de entrada debe convertirse en un valor numérico, requiriendo un **tiempo de conversión**. Obviamente, la frecuencia máxima de trabajo del ADC es la inversa de la suma de ambos tiempos.

Relacionado con el tiempo de apertura, se encuentra el **error de jitter**. Este error se produce si la señal de entrada varía desde que el circuito S/H se abre, que es cuando se debería haber realizado el muestreo ideal, hasta que se cierra, que es cuando se completa la captura.

8.3.3 Error y ruido de cuantización

Es evidente que la conversión A/D provoca una pérdida de la información proporcionada por la señal de entrada. El motivo es que, sea cual sea su valor, toda tensión de entrada $V_{IN} \in V_{LSB} \cdot [k - 0,5, k + 0,5]$

⁷En la práctica, habría que rebasar ligeramente tierra y V_{REF} para conseguir abarcar todo el rango de valores de entrada. En otras versiones del test, se utiliza una señal sinusoidal de componente DC y amplitud iguales a $V_{REF}/2$.

⁸En una distribución de Poisson, la desviación típica es la raíz cuadrada de la media.

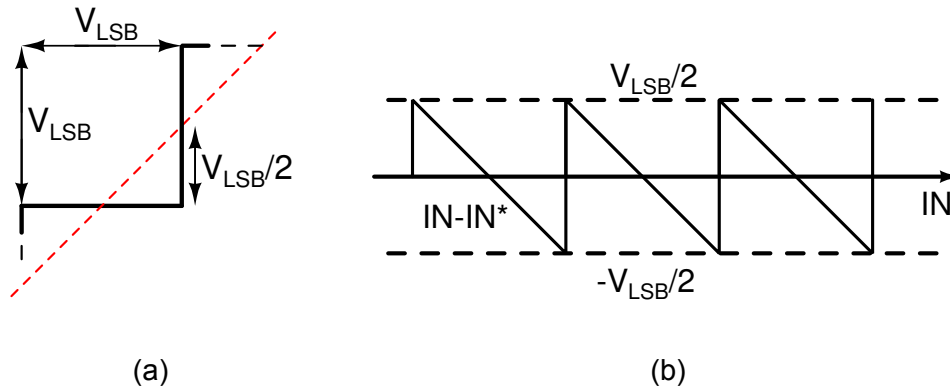


Figura 8.7: Intervalo de cuantización en la salida (a). Error de cuantización en función del valor de entrada (b).

se convierte en k , siendo este proceso irreversible. Es imposible regenerar la señal original a partir de la salida del ADC.

Procedamos a realizar un experimento mental. Imaginemos que tenemos dos conversores, A/D y D/A, ideales y con la misma resolución, N , y que se coloca uno a continuación del otro (Fig. 8.6a). En esta figura, la tensión de entrada es V_{IN} y la reconstruida V_{IN}^* . Si hacemos un cuidadoso barrido a lo largo del rango de definición de V_{IN} y representamos V_{IN}^* en función de este, obtendríamos una gráfica similar a la mostrada en Fig. 8.6b. La señal original ha sido afectada de manera radical.

Para modelar esta pérdida de información, existe consenso en aceptar que la cuantización introduce una incertidumbre que se puede considerar similar a un ruido, que llamaremos “**ruido de cuantización**”. Salta a la vista un fallo en esta aproximación, pues, por definición, el ruido es no determinista en tanto que el error de cuantización sí lo es. Si conocemos el valor de la entrada, podemos conocer el valor del ruido de cuantización en todo momento. Sin embargo, soslayar esta inconsistencia lógica nos permite reutilizar todas las herramientas matemáticas que han sido descritas en el tema correspondiente y no tener que desarrollar un nuevo procedimiento matemático. Además, en muchos casos la señal de entrada es desconocida y varía de manera cuasialeatoria por lo que, en la práctica, el error de cuantización es desconocido, impredecible y, por tanto, asimilable a un ruido.

8.3.3.1 Valor eficaz del ruido de cuantización

Imaginemos que ampliamos Fig. 8.6b para observar un único intervalo de cuantización (Fig. 8.7a). El error de cuantización está acotado por $\pm \frac{1}{2}V_{LSB}$ y, representado en función de V_{IN} , se obtendría Fig. 8.7b. El error es nulo si $V_{IN} = k \cdot V_{LSB}$, y máximo si $V_{IN} = k \cdot V_{LSB} \pm \frac{1}{2}V_{LSB}$. Si elegimos de manera arbitraria valores de V_{IN} , se obtendrían valores aleatorios del error de cuantización, siendo igualmente probables todos los valores dentro del intervalo.

Podemos modelarlo matemáticamente de una manera sencilla. Así, la probabilidad de obtener un valor en el intervalo $[x, x + dx] \subset [-\frac{1}{2}V_{LSB}, \frac{1}{2}V_{LSB}]$ es $pr(x) \cdot dx$, con:

$$pr(x) = \begin{cases} 1/V_{LSB} & \text{si } x \in [-V_{LSB}/2, V_{LSB}/2] \\ 0 & \text{si } x \notin [-V_{LSB}/2, V_{LSB}/2] \end{cases} \quad (8.23)$$

La representación gráfica de esta distribución de probabilidad se muestra en Fig. 8.8a. Esta función de probabilidad cumple con los requisitos matemáticos necesarios: está definida para todo el rango de valores posibles, que es la recta real, y la probabilidad del suceso seguro es 1 pues:

$$\int_{-\infty}^{\infty} pr(x) dx = \int_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} \frac{1}{V_{LSB}} dx = \frac{1}{V_{LSB}} [x]_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} = \frac{1}{V_{LSB}} [0,5V_{LSB} - (-0,5V_{LSB})] = 1$$

Calculemos los momentos de la distribución: valor medio, $\langle x \rangle$, valor cuadrático medio, $\langle x^2 \rangle$, varianza, σ^2 y desviación típica, σ :

$$\langle x \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot pr(x) dx = \int_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} \frac{x}{V_{LSB}} dx = \frac{1}{V_{LSB}} \left[\frac{1}{2}x^2 \right]_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} = 0$$

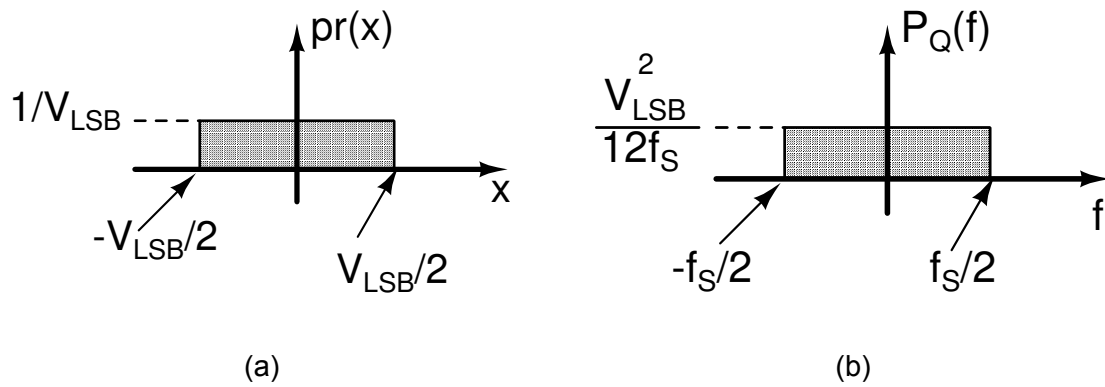


Figura 8.8: Distribución de probabilidad asociada al ruido de cuantización (a). Distribución espectral del ruido de cuantización según el modelo estándar (b).

Esto es lógico pues, como la distribución de probabilidad es simétrica, su media es nula.

$$\begin{aligned}
 \langle x^2 \rangle &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \cdot pr(x) dx = \int_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} \frac{x^2}{V_{LSB}} dx = \frac{1}{V_{LSB}} \left[\frac{1}{3} x^3 \right]_{-0,5V_{LSB}}^{0,5V_{LSB}} = \\
 &= \frac{1}{3V_{LSB}} \cdot \left[\left(\frac{1}{2} V_{LSB} \right)^3 - \left(-\frac{1}{2} V_{LSB} \right)^3 \right] = \frac{1}{12} V_{LSB}^2 \\
 \sigma^2 &= \langle x^2 \rangle - \langle x \rangle^2 = \frac{1}{12} V_{LSB}^2 \\
 \sigma &= \frac{1}{\sqrt{12}} V_{LSB}
 \end{aligned}$$

En las distribuciones de probabilidad, se cumple que la mayor parte de los valores posibles se agrupan dentro del intervalo $\langle x \rangle \pm \sigma$. Y así ocurre en la distribución asociada al error de cuantización, pues en este intervalo aparece una fracción $\frac{1}{\sqrt{3}} \approx 58\%$. Por otra parte, recordemos que el ruido eléctrico hace que una tensión perfectamente definida, V_X , tome valores aleatorios en el intervalo $V_X \pm v_n$, donde v_n es el valor eficaz del ruido eléctrico. Salta a la vista que podemos hacer una identificación directa entre σ y v_n . Así, vamos a postular que $\sigma = \frac{1}{\sqrt{12}} V_{LSB}$ es el valor eficaz de un ruido llamado de cuantización. Obsérvese que es menor cuanto mayor sea la resolución del ADC.

8.3.3.2 Espectro en frecuencia del ruido de cuantización

El siguiente paso que se debe dar para completar el modelado del error de cuantización consiste en definir cómo se comporta en el dominio en frecuencia. En otras palabras, habría que buscar la función $P_Q(f)$ que nos permitiría encontrar el error (ruido) de cuantización. Esta función tiene las siguientes propiedades:

- Debe tener unidades de V^2/Hz . Aceptamos esto, y no su equivalente, I^2/Hz , pues los ADC suelen trabajar únicamente con señales de tensión.
- La integral en todo el espectro de frecuencias debe darnos el valor eficaz del ruido de cuantización. O, mejor dicho, su cuadrado:

$$\int_{-\infty}^{\infty} P_Q(f) \cdot df = \frac{V_{LSB}^2}{12}$$

- Todo ADC trabaja muestreando la señal de entrada con una frecuencia de muestreo f_s . De acuerdo con el teorema de Nyquist, esto nos permite trabajar con señales cuyo espectro no vaya más allá de $f_s/2$. Cualquier otra componente nos debe dar igual, pues nunca podríamos reconstruirla. En consecuencia, postularemos que el ruido de cuantización, que está relacionado con la señal de entrada, se concentra en el intervalo $\pm f_s/2$. Fuera de él, no hay nada.

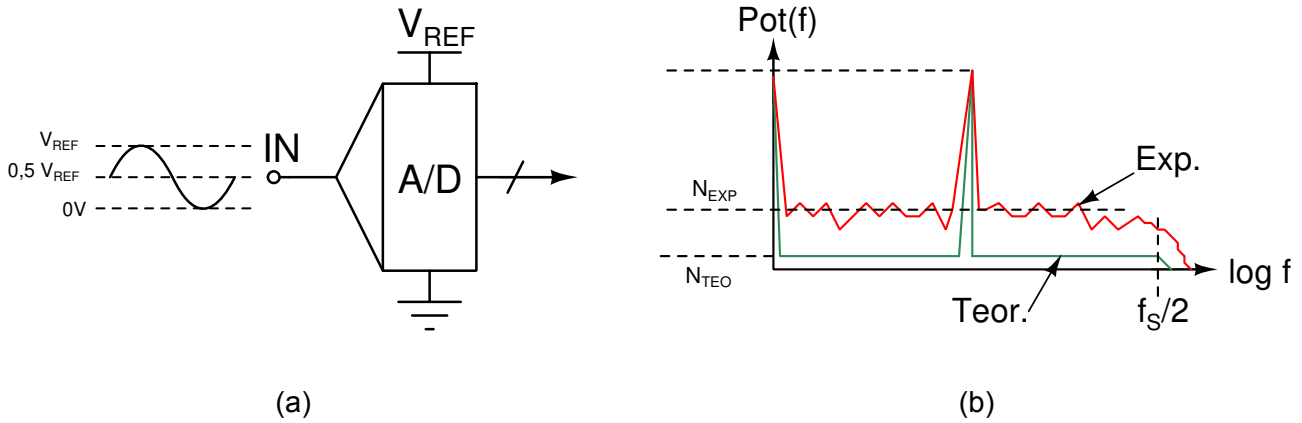


Figura 8.9: Experimento ideal para determinar el valor de la SNR del ruido de cuantización (a). Espectros ideal (verde) y real (rojo), ceñidos al intervalo marcado por la mitad de la frecuencia de muestreo (b).

- Dentro del intervalo, supondremos que el ruido de cuantización es blanco, mucho más fácil de modelar matemáticamente.

Teniendo en cuenta estos puntos, propondremos que el ruido de cuantización tiene la siguiente distribución espectral:

$$P_Q(f) = \begin{cases} \frac{V_{LSB}^2}{12f_S} & \text{si } x \in [-\frac{1}{2}f_S, \frac{1}{2}f_S] \\ 0 & \text{si } x \notin [-\frac{1}{2}f_S, \frac{1}{2}f_S] \end{cases} \quad (8.24)$$

Esta función se muestra en Fig. 8.8b y cumple con todos los requisitos enunciados anteriormente. El único que requiere explicación sería el segundo punto:

$$v_{n,eff}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} P_Q(f) \cdot df = \int_{-f_S/2}^{f_S/2} \frac{V_{LSB}^2}{12f_S} \cdot df = \frac{V_{LSB}^2}{12f_S} \cdot \int_{-f_S/2}^{f_S/2} df = \frac{V_{LSB}^2}{12f_S} \left[\frac{f_S}{2} - \left(-\frac{f_S}{2} \right) \right] = \frac{V_{LSB}^2}{12} \quad (8.25)$$

Aunque se hayan hecho muchas suposiciones para proponer este modelo, la experiencia ha demostrado que describe eficazmente los efectos del error de cuantización en los ADC. Este modelo del ruido permite describir con acierto el principio de funcionamiento de los conversores sobremuestreados, que se estudiarán en las próximas secciones. Por el momento, utilizaremos este modelo para predecir cómo afecta la cuantización a la relación señal-ruido y para determinar el número efectivo de bits de un ADC.

8.3.3.3 Relación señal-ruido de cuantización. Número efectivo de bits

Vamos realizar un experimento ideal. Supongamos que disponemos de un ADC ideal con una resolución de N bits, con una única referencia V_{REF} , que se excita con una señal sinusoidal de amplitud $\frac{1}{2}V_{REF}$ y centrada en $\frac{1}{2}V_{REF}$ (Fig. 8.9a). De este modo, se abarca todo el rango de posibles valores de la entrada.

Como la señal de entrada es un seno, el valor eficaz en AC es igual a su amplitud dividida por $\sqrt{2}$. Por tanto, la **relación señal-ruido de cuantización** es:

$$SNR_Q = \frac{V_{REF}/2\sqrt{2}}{V_{LSB}/\sqrt{12}} = \frac{\sqrt{12}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{REF}}{V_{REF}/2^N} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 2^N$$

Normalmente, esta relación se suele expresar en dB. Hay que extraer su logaritmo decimal y multiplicar por 20:

$$\begin{aligned} SNR_Q (dB) &= 20 \cdot \log \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 2^N \right) = \\ &= 20 \cdot \log \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \right) + 20 \cdot \log (2^N) = 10 \cdot \log \left(\frac{3}{2} \right) + N \cdot 20 \cdot \log (2) \approx 1,76 + 6,02 \cdot N \end{aligned} \quad (8.26)$$

Esta ecuación tan simple nos permite calcular la máxima SNR alcanzable en función de la resolución del ADC. A la inversa, nos permite establecer un criterio para elegir la resolución del ADC que necesitamos. Si tenemos como requerimiento que la SNR de un sistema de instrumentación sea de 70 dB, la ecuación anterior debe cumplirse. Por tanto, habría que disponer de un ADC con una resolución mínima de $(70 - 1,76) / 6,02 = 11,33$. Es decir, 12 bits. Posiblemente, haya que utilizar más para compensar el resto de fuentes de ruido del sistema.

Otro uso que se le puede dar a la relación señal-ruido es el cálculo del **número efectivo de bits** de un ADC. Eq. 8.26 nace de suponer que el ADC ha sido construido de manera ideal de modo que la cuantización se realiza homogéneamente, como indica Eq. 8.19. Así, los valores de INL y DNL serían nulos, no habría códigos perdidos, etc. Sin embargo, ¿qué ocurre si el ADC es real?

Si realizáramos el experimento esbozado en Fig. 8.9a y sacáramos el espectro en frecuencia de la señal reconstruida con un DAC ideal, obtendríamos una figura con dos picos, uno en $f = 0$ (Componente DC) y otro centrado en f_A , siendo esta la frecuencia de oscilación de la señal. Ambos picos tendrían una altura similar, $V_{REF}/2$. En el resto del dominio de frecuencias, el espectro tendría un valor constante asociado al ruido de cuantización (Fig. 8.9b, verde). Sin embargo, en la práctica, este nivel de ruido sería algo mayor debido a que el ADC no es ideal. Si calculamos la potencia total de este ruido y calculamos la relación señal-ruido experimental, $SNR_{Q,EXP}$, que siempre será menor que $SNR_{Q,TEO}$, podremos invertir Eq. 8.26 para determinar el número efectivo de bits del ADC, definido como:

$$N_{EFF} = \frac{SNR_{Q,EXP} (dB) - 1,76}{6,02} \quad (8.27)$$

A diferencia de otros parámetros, este sí que puede medirse experimentalmente con relativa facilidad.

8.3.4 Técnicas de construcción de ADC

Cuando estudiamos cómo se construían los DAC, se pudo ver que, en la práctica, había una técnica (red R/2R), que se había impuesto al resto de estrategias. Esto no ocurre en el caso de los ADC, en los que las técnicas de construcción son variadas, con diversos pros y contras y ámbitos de aplicación bien definidos.

En general, los ADC se van a clasificar en dos grandes familias:

- **Conversores tipo Nyquist:** cada vez que se muestrea la señal, se ofrece un valor de salida.
- **Conversores sobremuestreados:** se necesita muestrear muchas veces la señal antes de ofrecer un único valor de salida.

Es evidente que los primeros son más rápidos que los segundos pues, a igual velocidad de muestreo de la señal, los conversores ofrecen más valores de salida. La frecuencia máxima de muestreo viene determinada por el inverso de la suma de los tiempos de apertura y de conversión del ADC. En caso de que quisiéramos aumentar la frecuencia efectiva de conversión, se puede recurrir a los conversores llamados "**con intervalo temporal**" (*Time-interleaved ADC*) frente a los **ADC simples**. Los ADC con intervalo temporal están formados por varios conversores simples que trabajan por relevos (Fig. 8.10). La idea es sencilla: si cada conversor requiere un tiempo T_D para realizar la conversión y transferir la entrada a la salida, coloquemos N ADC que trabajen con un retraso entre cada uno y el siguiente de valor T_D/N . Cada vez que se complete la conversión, se transferirá el valor a la salida y se comenzará de nuevo. El valor del retraso evita que los ADC se interfieran entre sí.

Con esta estrategia se realizarán N conversiones efectivas en el tiempo que tarda un conversor solitario en completar una sola. Se consigue, de este modo, aumentar N veces la frecuencia máxima de trabajo del conversor. Se suele hacer que N sea una potencia de 2 (2, 4, 8, 16, ...), fácilmente controlables con un contador de 1, 2, 3, 4, ... bits.

Una vez concluido este inciso, procedamos a estudiar las dos grandes familias de conversores simples: tipo Nyquist y sobremuestreados.

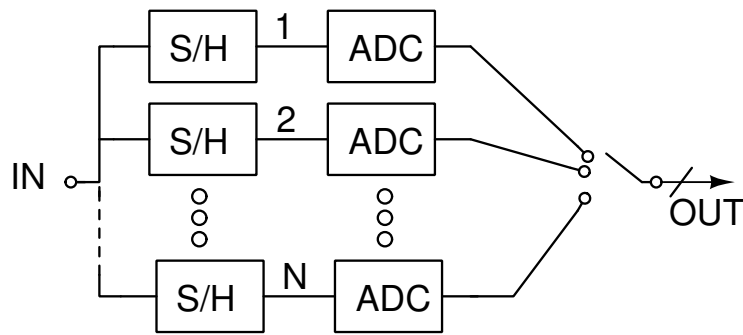


Figura 8.10: Esquema de un ADC con intervalo temporal.

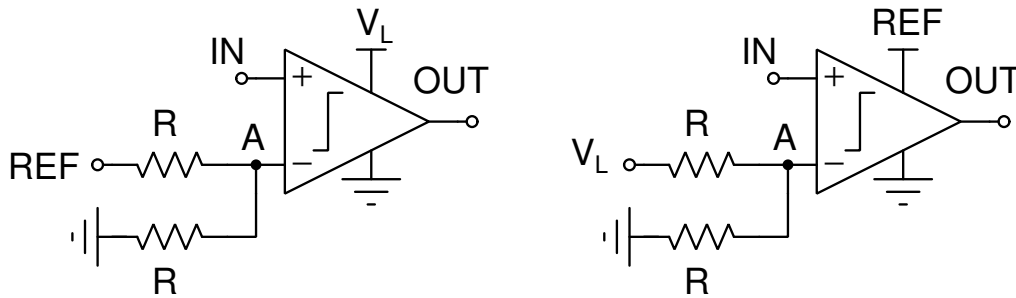


Figura 8.11: Comparador de tensión configurado como ADC de 1 bit (a). Cambiando de posición la tensión de referencia y la alimentación lógica, se convierte en un DAC de 1 bit (b).

8.3.4.1 Conversores tipo Nyquist

Las técnicas de construcción de estos conversores son variadas y sería absurdo estudiar todas las técnicas que existen y sus distintas variedades. Nos ceñiremos a las más habituales o de interés académico: *flash*, *pipeline*, SAR e integrador. No se estudiarán técnicas alternativas como, p. e., los conversores algorítmicos, doblados, etc.

8.3.4.1.1 El comparador de tensión como ADC (o DAC) Antes de abordar cómo se construyen los ADC habituales, resaltaremos un importante resultado: Un comparador de tensión puede funcionar como un ADC de 1 bit (Fig. 8.11a) *suponiendo que la tensión de referencia efectiva es $2 \cdot V_{REF}$* . En ese conversor de 1 bit, $V_{LSB} = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot V_{REF} = V_{REF}$, y los valores posibles están en el rango $k \in [0, \dots, 2^1 - 1] \equiv [0, 1]$. En Fig. 8.11a se puede ver que $V_A = \frac{1}{2} V_{REF}$ y que la salida es “1” si $V_{IN} > \frac{1}{2} V_{REF}$ y “0” en caso contrario. Está, por tanto, realizando una codificación perfecta según marca Eq. 8.19.

Sin embargo, no solo funciona como un ADC, sino también como un DAC de 1 bit. En este caso, habría que intercambiar los roles de REF y de V_L (Fig. 8.11b). En esta estructura, $V_A = \frac{1}{2} \cdot V_L$, con lo que, si $V_{IN} = V_L \equiv$ “1”, la salida sería V_{REF} y, si $V_{IN} = 0 \equiv$ “0”, la salida sería 0 V. Por tanto, sería formalmente idéntico a un DAC de 1 bit cuya tensión de referencia efectiva fuera $2 \cdot V_{REF}$.

¿Tiene algún sentido utilizar esta identificación desde el punto de vista práctico? Sí. En primer lugar, porque la idea de creación de niveles con los que comparar tensiones vista en el ADC de 1 bit será explorado en la siguiente sección (ADC tipo *flash*). En segundo lugar, porque, al tener solo dos valores de salida, son intrínsecamente lineales, ya que, con solo dos valores de salida, es imposible que haya un tercero fuera de ella. Esto los hace especialmente interesantes para el desarrollo de ADC sobremuestreados. En particular, para los conversores sigma-delta.

8.3.4.1.2 Conversores tipo Flash El fundamento de estos conversores consiste en crear una cadena de 2^N resistencias iguales y determinar el valor de la entrada por medio de 2^N comparadores (Fig. 8.12). Habrá $2^N - 2$ resistencias iguales de valor R y 2 resistencias de valor $R/2$ para crear niveles de tensión de

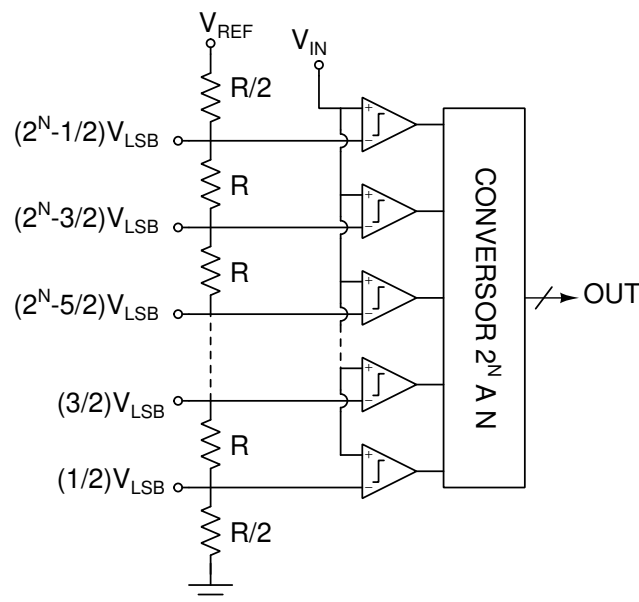


Figura 8.12: Estructura básica de un convertidor flash.

valor $(k + \frac{1}{2}) \cdot V_{LSB}$, con $k \in [0, 1, \dots, 2^N - 1]$. Gracias a los comparadores, se sabrá cuál es la codificación, pues habrá más convertidores con salida en alta cuanto mayor sea el valor de V_{IN} . El convertidor $2^N \rightarrow N$ convierte el número de entradas igual a “1”, k , en su codificación binaria con N bits.

Esta estructura tiene las siguientes características:

1. **Velocidad:** en esta estructura, no es necesario realizar muestreo con un circuito S/H y el tiempo de conversión depende de la velocidad de los convertidores y de la etapa lógica. Podría decirse que esta estructura es puramente combinacional. Tanto los comparadores como la etapa lógica pueden hacerse muy rápidos, consiguiendo velocidades de conversión de 1-2 Gsps.
2. **Resolución:** la estructura anterior no permite obtener una resolución muy alta. Por ejemplo, crear un convertidor de 8 bits exigiría la construcción de 256 resistencias y comparadores, que es de por sí un desafío tecnológico. Además, la tensión de *offset* de los comparadores no debería ser superior a $1 V_{LSB}$, pues se correría el riesgo de que el convertidor no fuera monotónico. En la práctica, no se encuentran convertidores de esta tecnología con más de 8–10 bits de resolución.
3. **Impedancia de entrada:** en estos convertidores, la tensión por medir ataca las entradas no inversoras de 2^N convertidores. Como suelen estar contruidos en tecnología CMOS, la impedancia de entrada es de tipo capacitivo, y se multiplica por el número de comparadores envueltos. Por este motivo, la entrada debe ser protegida con un seguidor de tensión contruido con un op amp de alta velocidad que permita utilizar el ADC a la máxima frecuencia posible: realimentado por corriente si la entrada es unipolar (LT1395, de Linear Technology⁹, NCS2511, de On Semiconductor¹⁰, etc.), con un amplificador operacional completamente diferencial (p. e., THS4141, de Texas Instruments¹¹) si la salida es diferencial.

Muy populares en los años ochenta, no son fáciles de encontrar como elementos discretos, pues han sido desplazados por los convertidores tipo *pipeline*. Valgan como ejemplos los convertidores MAX106, de Maxim Integrated¹², o AD7829-1, de Analog Devices¹³. Es evidente, por otro lado, que si la principal ventaja de estos dispositivos es la velocidad, no se puede crear un cuello de botella en la salida, por lo que todos tienen formato de salida paralelo.

⁹<http://www.linear.com/product/LT1395>

¹⁰<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCS2511-D.PDF>

¹¹<http://www.ti.com/product/THS4141>

¹²<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX106.html>

¹³<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7829-1.pdf>

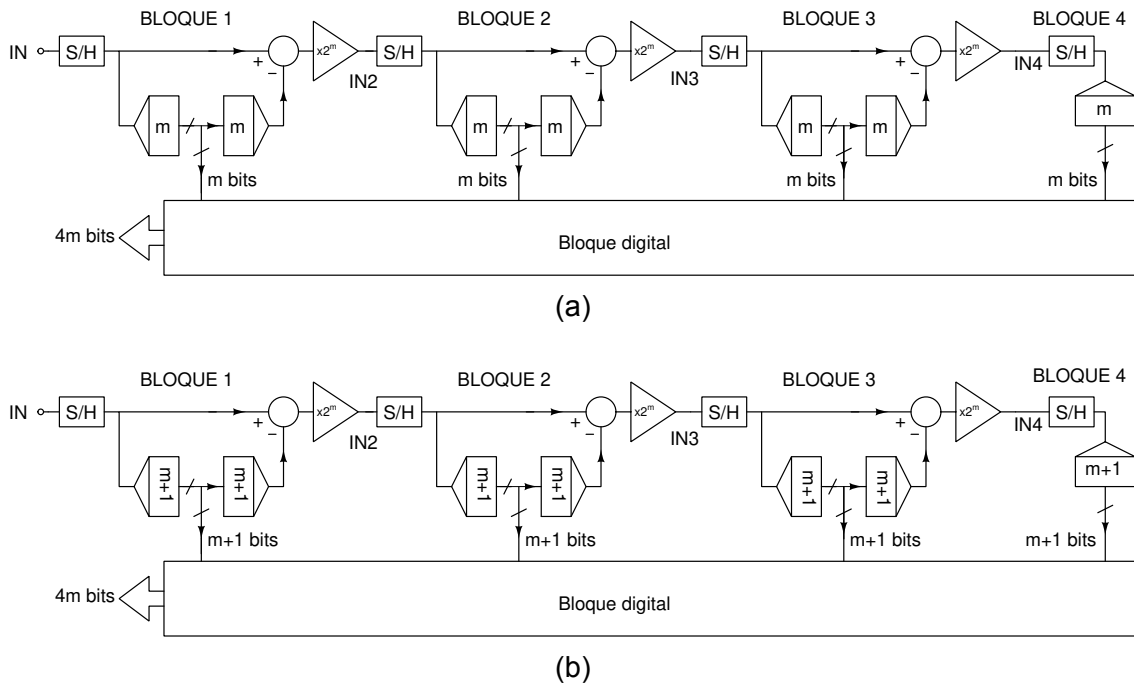


Figura 8.13: Estructura de un convertor en tubería que consigue una resolución de $4 \cdot m$ bits. Estructura simple (a) y con redundancia (b).

8.3.4.1.3 Pipeline o “en tubería” El problema de los convertidores *flash* es la creciente complejidad del diseño a medida que se aumenta la resolución del ADC. Este problema se resuelve con la tecnología *pipeline* o “en tubería”. En esta tubería, se construyen convertidores *flash* de poca resolución cuyo error de cuantización se amplifica y se vuelve a codificar.

Fijémonos en la estructura más simple (Fig. 8.13a). En el primer bloque, la entrada IN se bifurca en dos caminos. En primer lugar, se captura su valor con un circuito S/H y, por otro lado, se codifica con m bits a través de un ADC *flash*. Este código se usa para regenerar la entrada con un DAC de m bits¹⁴, y ambas tensiones se restan para estimar el error de cuantización. Este error se multiplica por 2^m para generar la señal IN2, que se trata del mismo modo en el segundo bloque. Así, se consiguen otros m bits de codificación. Este proceso se repite tantas veces como sea necesario hasta llegar al último ADC tipo *flash*, que no requiere DAC, ya que no lo sigue ningún otro bloque. Finalmente, un sistema lógico va registrando las distintas salidas de los bloques y los agrupa para crear una salida digital (En el dibujo, la resolución del ADC flash se ha multiplicado por 4).

El mayor problema de estas estructuras es que cualquier error de las primeras etapas se amplifica sucesivas veces a lo largo de la tubería. Para remediar este problema, se suele utilizar una estructura **redundante** (Fig. 8.13b). Así, cada convertidor *flash* producirá $m + 1$ bits que se envían al bloque lógico. Por otro lado, el error de cuantización solo se amplifica un factor 2^m . Es posible demostrar que, si se usan k bloques con una resolución parcial $m + 1$, se puede obtener una salida de longitud $k \cdot m$ a partir de las $k \cdot (m + 1)$ entradas.

Estas estructuras no son tan rápidas como la *flash*, pues requieren tantos pasos como bloques. Sin embargo, una vez que el Bloque 1 ha terminado la cuantización puede muestrear otra señal y pasársela al Bloque 2 cuando este termine. El Bloque lógico debe ir almacenando los datos que le llegan hasta que se realiza la cuantización final en el último bloque. De este modo, las velocidades de muestreo pueden ser comparables a las de los *flash*, siendo la resolución mucho mayor.

En la práctica, los convertidores tipo tubería han ocupado el nicho de los *flash*, ya que tienen una resolución muy superior con una velocidad suficiente para la mayor parte de los sistemas de alta frecuencia. La variedad de convertidores en tubería es mucho mayor que la de los *flash*, y se dan como ejemplo

¹⁴Y con un número relativo de bits muy alto, por supuesto.

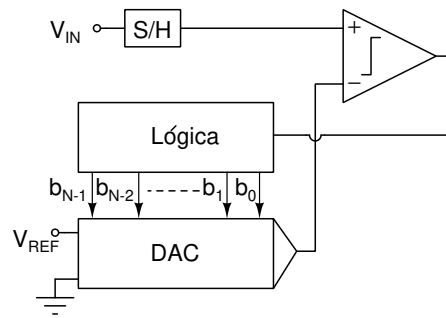


Figura 8.14: Estructura de un convertidor tipo SAR.

los convertidores AD9695, de Analog Devices¹⁵; ADS5562, de Texas Instruments¹⁶; MAX1214, de Maxim Integrated¹⁷, etc. Como en el caso de los convertidores tipo *flash*, el formato de salida es en paralelo para aprovechar la enorme velocidad de conversión del dispositivo.

Este tipo de convertidor aparece integrado en algunos microcontroladores, como los PIC32¹⁸, aunque lo más habitual es utilizar en ellos un convertidor tipo SAR, que se describirá en el siguiente apartado.

8.3.4.1.4 Conversores por aproximaciones sucesivas (*Successive Approximation Register, SAR*)

Estos son, con diferencia, los convertidores más populares en el campo de la instrumentación electrónica y de adquisición de datos, pues combinan velocidades medias de conversión y una resolución intermedia con un precio realmente competitivo. El mecanismo de funcionamiento es bastante fácil de comprender, al ser simplemente un proceso de prueba y error.

La estructura típica se muestra en Fig. 8.14. Solo se necesita un DAC de N bits, un comparador, un circuito S/H y un bloque lógico secuencial que implemente una máquina de estados que vaya tomando decisiones a medida que se produce la conversión. Los pasos que dar son los siguientes:

1. Se ponen todas las entradas del DAC a “0” y se captura la señal de entrada.
2. Normalmente, la salida del comparador se pondrá a “1”, pues la salida del DAC es la más baja posible.
3. A continuación, el bloque lógico pone el bit más significativo, b_{N-1} a “1” y todas las demás quedan a “0”. La salida del DAC se pondrá entonces a $V_{REF}/2$.
4. Si $V_{IN} > V_{REF}/2$, la salida del comparador continuará a “1”. Si no, conmutará a “0”. En caso de que esto último ocurra, el bloque lógico devolverá b_{N-1} a “0”.
5. Ahora estudiará el siguiente bit. El bloque lógico pondrá el segundo bit más significativo, b_{N-2} , a “1”. Así, la salida del DAC será $V_{REF}/4$ si $b_{N-1} = 0$ y $3 \cdot V_{REF}/4$ si $b_{N-1} = 1$. Dicho de otro modo, la salida del DAC será $V_{DAC} = b_{N-1} \cdot \frac{V_{REF}}{2} + \frac{V_{REF}}{4}$.
6. Si $V_{IN} > V_{DAC}$, el comparador marcará “1” y el bloque lógico dejará b_{N-2} a “1” (aún estamos por debajo de su valor). Si, por el contrario, $b_{N-1} \cdot \frac{V_{REF}}{2} < V_{IN} < V_{DAC}$, el comparador saltará a “0” y el sistema, avisado por este valor, devolverá b_{N-2} a “0”.
7. Continuaremos con los pasos 5–6 hasta que alcancemos el bit menos significativo del DAC. En total, se habrán hecho N ciclos de comparación.

Cada vez que dábamos un paso, reducíamos a la mitad la diferencia entre la salida del DAC y la tensión de entrada, $|V_{IN} - V_{DAC}| \leq \frac{V_{REF}}{2^k} = 2^{N-k} \cdot V_{LSB}$, donde k es el número de paso. Cuando completemos el proceso, la tensión de entrada y la codificada en el DAC no diferirán más de 1 LSB. Procederemos a

¹⁵<http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/high-speed-ad-10mmps/ad9695.html#product-overview>

¹⁶<http://www.ti.com/product/ads5562>

¹⁷<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX1214.html>

¹⁸<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/60001194B.pdf>

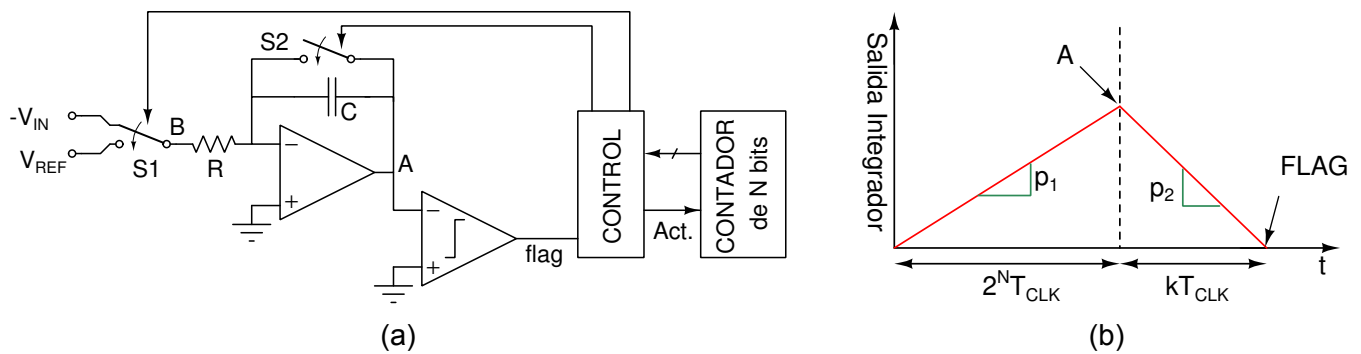


Figura 8.15: Estructura de un conversor integrador o de doble rampa. Ejemplo de estructura interna (a) y evolución de la salida del amplificador operacional integrador (b).

transferir entonces la palabra lógica $b_{N-1}b_{N-2} \dots b_0$ a la salida del ADC, pues esta es la codificación de la entrada.

Veamos algunas de las características de estos conversores:

- **Velocidad:** en general, la velocidad de estos dispositivos está marcada por la del DAC, así como de la resolución del conversor, pues esta indica el número de pasos que se deben dar. En principio, los conversores construidos con esta tecnología poseen una velocidad de conversión del orden de 0,1–10 Msps, muy por debajo de las que ofrecen los conversores *flash* o *pipeline*, aunque suficiente para la mayor parte de los sistemas de instrumentación.
- **Resolución:** la resolución máxima alcanzable con esta tecnología viene marcada por el DAC. Este no solo debe tener la misma resolución que el ADC buscado, sino que su número relativo de bits debe ser muy alto para evitar introducir errores no lineales en la conversión. En la práctica, la resolución máxima es del orden de 10–14 bits.
- **Complejidad:** esta estructura permite una fácil ampliación, pues aumentar 1 bit la resolución del ADC solo requiere aumentar lo mismo la del DAC, hecho que no tiene mayor problema, y que la comparación se haga una vez más. El único límite, como se indicó en el punto anterior, es la calidad del DAC.
- **Coste:** Como el dispositivo es tan sencillo, suelen ser muy baratos. Se pueden encontrar en el mercado DAC tipo SAR por 1 ó 2 euros a fecha de escritura.

Los microcontroladores llevan integrados uno o más ADC tipo SAR, donde el DAC se construye en tecnología CMOS con capacidades escaladas. Véase como ejemplo los microcontroladores ARM32 de ST¹⁹.

8.3.4.1.5 Conversores integradores o de doble pendiente (Dual Slope) Esta es una familia de conversores que permiten alcanzar una gran resolución a costa de elevar el tiempo de conversión. Antaño eran muy populares, pero ahora han perdido mucho terreno ante sus más directos competidores, los conversores sigma-delta.

Fig. 8.15 nos da un ejemplo de cómo se realiza el proceso de medida. Esta estructura consta de:

- Un integrador con entrada en el nudo B y salida en A. En este bloque, y suponiendo el *switch* S2 está en estado de alta impedancia, se va a verificar que:

$$-C \cdot \frac{dV_A}{dt} = \frac{V_B}{R} \rightarrow V_A = -\frac{1}{RC} \int V_B \cdot dt + K.$$

donde K es la constante de integración. En nuestro caso, es la tensión V_A en el momento en que se inicia la integración.

¹⁹http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/group0/3f/4c/a4/82/bd/63/4e/92/CD00211314/files/CD00211314.pdf

- Un comparador que detecta el paso de V_A por 0 V.
- Un contador de N bits, que va de 0 a $2^N - 1$ en 2^N ciclos de reloj. Cada ciclo de reloj tiene un periodo T_{CLK} .
- Un controlador que gobierna, asimismo, el estado de dos *switches*, S1 y S2.
- Un inversor analógico, que permitió convertir V_{IN} en $-V_{IN}$.

El proceso de conversión es el siguiente:

Primera parte

1. Se lleva S2 a estado de baja impedancia para descargar el condensador y se vuelve a abrir al cabo de un tiempo prudencial. Se pone a 0 el contador.
2. Se conmuta S1 para conectar B con la tensión de entrada invertida. Así, $V_B = -V_{IN}$ y el op amp procederá a integrar esta señal. Se activa el contador y se deja que cuente hasta $2^N - 1$. Necesitará 2^N ciclos de reloj.
3. Transcurrido este tiempo ($T_1 = 2^N \cdot T_{CLK}$), la salida del integrador será:

$$V_{A,1} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} (-V_{IN}) \cdot dt + V_{A,0} = \frac{V_{IN}}{RC} \cdot T_1 + 0 = \frac{V_{IN}}{RC} \cdot 2^N \cdot T_{CLK}.$$

En este intervalo, la tensión V_A ha crecido a un ritmo (rampa) igual a $p_1 = \frac{V_{IN}}{RC}$.

Segunda parte

1. Devolvemos el contador a 0.
2. Ahora, conmutamos S1 y, al conectarse a V_{REF} , el condensador procederá a descargarse. Simultáneamente, activaremos el contador.
3. La tensión de salida del integrador evoluciona según la ecuación:

$$V_{A,2} = -\frac{1}{RC} \int_0^t (V_{REF}) \cdot dt + V_{A,T_1} = -\frac{V_{REF}}{RC} \cdot t + \frac{V_{IN}}{RC} \cdot 2^N \cdot T_{CLK}.$$

Esta tensión está decreciendo con un ritmo $p_2 = -\frac{V_{REF}}{RC}$.

4. En algún momento, esta tensión se volverá negativa. El comparador detectará el paso por 0 V y avisará al controlador. Este leerá el contador (k), con lo que habrá transcurrido un tiempo $t \in [k \cdot T_{CLK}, (k+1) \cdot T_{CLK}]$. ¿Qué es este valor k ? Como nos ha indicado el momento en que $V_{A,2} = 0$ V:

$$-\frac{V_{REF}}{RC} \cdot k \cdot T_{CLK} + \frac{V_{IN}}{RC} \cdot 2^N \cdot T_{CLK} = 0 \rightarrow k = 2^N \cdot \frac{V_{IN}}{V_{REF}} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}/2^N} = \frac{V_{IN}}{V_{LSB}}$$

En otras palabras, k es igual al valor de V_{IN} en unidades LSB y es, por tanto, la codificación de la entrada. Este valor $k \in [0, 2^N - 1]$ es transferido a la salida del ADC con lo que la conversión finaliza. El lector/a puede darse cuenta de que se ha producido un redondeo al entero más bajo, y no al más próximo. Sin embargo, dado el número tan elevado de bits, este detalle carece de importancia práctica.

Esta técnica de conversión tiene las siguientes características:

- **Resolución y complejidad:** en esta estructura, es posible aumentar la resolución de los conversores de manera sencilla. Basta con aumentar el rango del contador y compensar el mayor tiempo de integración con valores más altos de R y C.

- **Linealidad:** los conversores contruidos con esta técnica son muy lineales. Más aún, por definición van a estar **libres de códigos perdidos**.
- **Velocidad:** este es su principal talón de Aquiles. Son muy lentos, pues el tiempo de conversión aumenta exponencialmente con la resolución. Fijémonos en que, en el peor de los casos ($V_{IN} \sim V_{REF}$), se requiere un tiempo $2^{N+1} \cdot T_{CLK}$.
- **Eliminación de interferencias:** gran ventaja de estos conversores. Imaginemos que sabemos que a la señal de entrada se le superpone una interferencia AC con periodo T_I y con armónicos de periodo $\frac{T_I}{m}$, donde m es un número natural superior a 2. Si ajustamos el tiempo de integración $2^N \cdot T_{CLK}$ a este valor, el efecto de la interferencia desaparece tras la integración. Esto se deduce de una propiedad de las funciones trigonométricas:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_I} \cos\left(\frac{2\pi m}{T_I}t + \varphi\right) dt &= -\frac{T_I}{2\pi m} \cdot \left[\sin\left(\frac{2\pi m}{T_I}t + \varphi\right)\right]_0^{T_I} = -\frac{T_I}{2\pi m} \cdot \left[\sin\left(\frac{2\pi m}{T_I} \cdot T_I + \varphi\right) - \sin(\varphi)\right] = \\ &= -\frac{T_I}{2\pi m} \cdot [\sin(\varphi + 2\pi m) - \sin(\varphi)] = -\frac{T_I}{2\pi m} \cdot [\sin(\varphi) - \sin(\varphi)] = 0 \end{aligned}$$

Una fuente clásica de interferencias son las instalaciones eléctricas con una frecuencia fundamental de 50 Hz. Por este motivo, se suele ajustar el tiempo de integración a 20 ms, eliminando así su efecto. Evidentemente, la frecuencia de muestreo se reduce enormemente.

Estos conversores ya no son tan populares como antes. Existen aún algunos modelos en el mercado, como el MAX136 de Maxim Integrated²⁰; TC510, de Microchip²¹; TLC7135, de Texas Instruments²², etc. Solo se recomienda su uso para ambientes industriales donde las interferencias eléctricas sean considerables. Por el contrario, ha perdido importancia como conversor de alta resolución, pues existen otros conversores, llamados sigma-delta, que permiten conseguir los mismos resultados de manera más rápida y eficiente. Estos conversores no son de tipo Nyquist, sino sobremuestreados, y se estudiarán en las próximas páginas.

8.3.4.2 Conversores sobremuestreados

En esta sección, estudiaremos cómo el sobremuestreo mejora la calidad de la conversión. En primer lugar, se investigará el modo en que el sobremuestreo elimina el ruido del sistema; luego, qué circunstancias permiten concluir que la resolución *efectiva* del conversor ha crecido. Finalmente, cómo se puede modelar el ruido de cuantización para obtener conversores de una resolución altísima.

8.3.4.2.1 Sobremuestreo para eliminar el ruido del sistema Imaginemos que el conversor tiene como entrada una señal V_{IN} , a la que se superpone un ruido intrínseco no despreciable (v_n). Cuando se tienen dudas sobre la calidad de la medida, se recomienda realizar M medidas y luego la media aritmética de los valores obtenidos:

$$\bar{V}_{IN} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M V_{IN,k} \quad (8.28)$$

Si cada medida tiene como error v_n , y teniendo en cuenta que es un error de tipo aleatorio, el error aleatorio de la suma de todos los valores es:

$$v_{n,T}^2 = \sum_{k=1}^M \left(\frac{\partial \bar{V}_{IN}}{\partial V_{IN,k}}\right)^2 \cdot v_n^2 = \sum_{k=1}^M \left(\frac{1}{M}\right)^2 \cdot v_n^2 = M \cdot \frac{v_n^2}{M^2} = \frac{v_n^2}{M} \rightarrow v_{n,T} = \frac{v_n}{\sqrt{M}} \quad (8.29)$$

Por tanto, el valor eficaz del ruido aleatorio se reduce un factor \sqrt{M} . En la práctica, el sobremuestreo con media equivale a un filtro LP. Sin embargo, en principio, tenemos que dar la solución exactamente con la

²⁰<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX136.html>

²¹<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/TC510>

²²<http://www.ti.com/product/TLC7135>

misma resolución que la del ADC original. Por el momento, solo hemos limpiado el ruido de la señal, pero aún no tenemos argumentos matemáticos para creer que podemos aumentar la resolución.

Vamos a ver dos operaciones matemáticas que eliminan el ruido de la entrada. Una, es la **media aritmética simple**, ya mencionado en Eq. 8.28, y su expresión como sucesión temporal sería:

$$\bar{V}_{IN}(n) = \frac{1}{M} \cdot (V_{IN}(n) + V_{IN}(n-1) + \dots + V_{IN}(n-M+1)) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} V_{IN}(n-k) \quad (8.30)$$

Otra opción es la **media con ventana desplazada** (*rolling window average*). Esta operación matemática da un poco más de importancia a los últimos medidas y requiere un acumulador intermedio, $S(n)$. La expresión es:

$$S(n) = (1 - M^{-1}) \cdot S(n-1) + V_{IN}(n) \quad (8.31)$$

$$\bar{V}_{IN}(n) = \frac{1}{M} \cdot S(n)$$

Esta operación tiene una gran ventaja sobre la media aritmética simple: no es necesario guardar las últimas $M-1$ muestras ni desplazar de posición cada elemento cuando se produce una medida. Su cálculo es, por tanto, más rápido y requiere muchos menos recursos. En la práctica, se suele usar una potencia natural de 2 como valor de M ($M = 2^m$), lo que hace que los cálculos sean aún más eficientes, pues dividir por 2^m consiste en desplazar los bits del entero m posiciones a la derecha.

Como Eqs. 8.30 y 8.31 son sucesiones recursivas, es posible estudiarlas por medio de la transformada Z y demostrar que, efectivamente, son filtros LP. Si realizamos la transformada Z de Eq. 8.30, obtendríamos:

$$\begin{aligned} Z(\bar{V}_{IN}(n)) &= Z\left(\frac{1}{M} \cdot (V_{IN}(n) + V_{IN}(n-1) + \dots + V_{IN}(n-M+1))\right) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} \cdot V_{IN}(z) = \\ &= \frac{1}{M} \cdot V_{IN}(z) \cdot \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} = \frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \cdot V_{IN}(z) \end{aligned} \quad (8.32)$$

Se ha utilizado la relación $1 + a + a^2 + \dots + a^n = \frac{1 - a^{n+1}}{1 - a}$. En conclusión, calcular la media aritmética de los M términos anteriores es similar a aplicar un filtro de función de transferencia:

$$H_M(z) = \frac{1}{M} \cdot \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (8.33)$$

Si volvemos al dominio de la frecuencia haciendo el cambio $z = e^{j\omega T}$, siendo T el periodo de muestreo, se obtendría:

$$H_M(j\omega) = \frac{1}{M} \cdot \frac{1 - e^{-j\omega MT}}{1 - e^{-j\omega T}} = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{-j\omega MT/2}}{e^{-j\omega T/2}} \cdot \frac{e^{-j\omega MT/2} - e^{-j\omega MT/2}}{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}} = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{-j\omega MT/2}}{e^{-j\omega T/2}} \cdot \frac{\sin(\omega MT/2)}{\sin(\omega T/2)}$$

y el módulo:

$$|H_M(j\omega)| = \frac{1}{M} \cdot \left| \frac{\sin(\omega MT/2)}{\sin(\omega T/2)} \right| \quad (8.34)$$

Un ejemplo de esta función se recoge en Fig. 8.16a²³. A bajas frecuencias, donde $\omega \ll 2/T$, se cumple que:

$$|H_M(j\omega)| = \frac{1}{M} \cdot \left| \frac{\sin(\omega MT/2)}{\sin(\omega T/2)} \right| \approx \frac{1}{M} \cdot \left| \frac{\sin(\omega MT/2)}{\omega T/2} \right| = \left| \frac{\sin(\omega MT/2)}{\omega MT/2} \right| = \text{sinc}\left(\frac{\omega MT}{2}\right)$$

siendo $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ la función muestreo (Fig. 8.16b). La función se anula para valores tales que $\frac{\omega MT}{2} = n \cdot \pi \rightarrow f = \frac{n}{M} \cdot \frac{1}{T}$, y la amplitud de los máximos decrece con el inverso de la frecuencia (al menos, para valores bajos).

²³Las gráficas se generaron con Maxima utilizando la orden `plot2d([1/16*abs(sin(16*2*pi*f)/sin(2*pi*f))], [f,0,0.25], [xlabel,"FRECUENCIA (.2/T)", [ylabel, "GANANCIA DEL FILTRO (M=16)", [plot_format, gnuplot_pipes]`

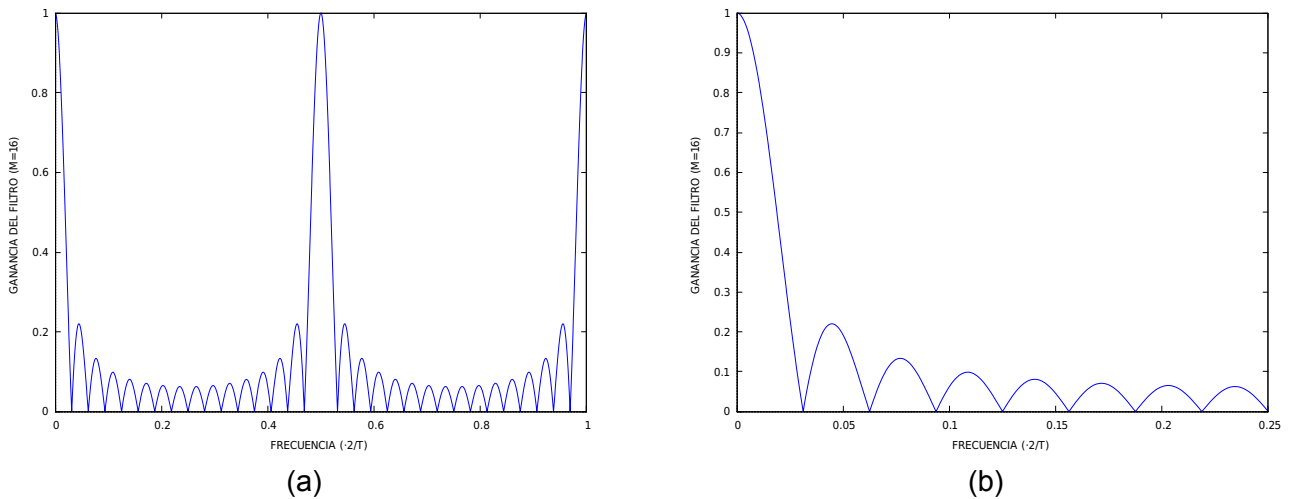


Figura 8.16: Ganancia del filtro digital derivado de hacer la media de los últimos $M = 16$ valores muestreados (Eq. 8.34). El eje X representa la frecuencia natural en unidades de $2/T$, siendo T el periodo de muestreo. En (a), aparece el espectro completo y en (b) se ha ampliado la zona de bajas frecuencias, y que se puede aproximar como $|\text{sinc}(M \cdot f)|$.

El filtro asociado a la media con ventana deslizante tiene una transformada muy fácil de calcular, pues Eq. 8.31 se convierte en:

$$S(z) = (1 - M^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot S(z) + V_{IN}(z) \Rightarrow \frac{\bar{V}_{IN}(z)}{V_{IN}(z)} = \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{1 - (1 - M^{-1}) \cdot z^{-1}} \quad (8.35)$$

$$\bar{V}_{IN}(z) = \frac{1}{M} \cdot S(z)$$

Esta ecuación, aparentemente simple, carece de simetría y no permite obtener una expresión sencilla en el dominio de la frecuencia. En cualquier caso, su capacidad de filtrado no debe ponerse en duda.

8.3.4.2.2 Sobremuestreo para aumentar la resolución del ADC En el apartado anterior, se vio que era posible disminuir el ruido realizando muchas muestras de la señal e introduciendo los valores en un filtro LP digital. Ocurre que, en determinadas circunstancias, se puede aumentar la resolución efectiva del ADC. Para ello, es necesario que exista un nivel de ruido a la entrada con un valor eficaz del orden o superior a V_{LSB} . Si no existiera, debería incluirse un generador de ruido que lo agregara a la entrada, circuitos muy sencillos y fáciles de encontrar en la literatura. Otra alternativa consiste en agregar el ruido a la tensión de referencia.

El fundamento de la técnica es el siguiente: imaginemos que vamos a codificar una tensión de valor exacto $V_{IN} = (k + 0,5) \cdot V_{LSB}$ y que el nivel de ruido es $\pm \alpha \cdot V_{LSB}$. Por tanto, cuando el ADC muestrea la señal toma valores en el intervalo $V_{IN} = (k + \frac{1}{2}) \cdot V_{LSB} \pm \alpha \cdot V_{LSB}$. Unas veces la señal se codificará como k , otras como $k + 1$, dependiendo de cuál es el valor exacto de la tensión de ruido en ese instante. En cualquier caso, es indudable que el 50 % de las veces la señal se codificará como k y el otro 50 % como $k + 1$.

Ahora, supongamos que la tensión de entrada es ligeramente superior (p. e., $V_{IN} = (k + 0,6) \cdot V_{LSB}$). Por efecto del ruido, seguirán apareciendo ambos valores, pero, al estar más cerca de $k + 1$, este resultado aparecerá más veces que k . Por el contrario, si la entrada está por debajo (p. e., $V_{IN} = (k + 0,4) \cdot V_{LSB}$), será k quien aparezca más veces que $k + 1$. Aunque no conocemos el valor exacto de V_{IN} , estamos consiguiendo información adicional sobre su valor, con lo que podríamos situarlo con un poco más de precisión.

Evidentemente, se requiere que exista algo de ruido en el sistema, pues, si este fuera insuficiente, siempre obtendríamos el mismo resultado y no se podría extraer información. El aumento de la precisión se consigue utilizando una estructura similar a la de Fig. 8.17. En este caso, se realizan M medidas en el ADC, que se guardan en un registro y que se utilizan para alimentar un filtro LP (p.e., media simple, con ventana

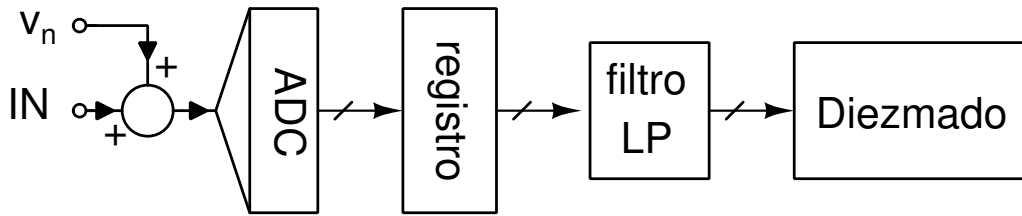


Figura 8.17: Esquema de aumento de la resolución de un ADC con la adición de ruido, filtrado y diezmado.

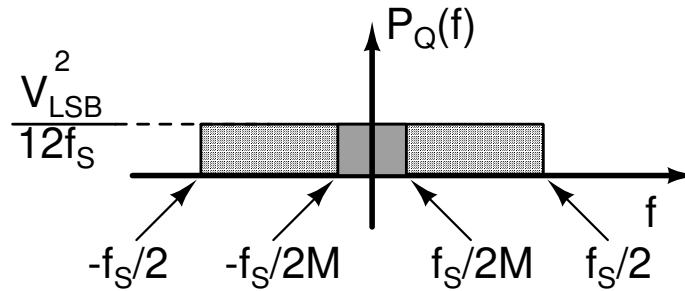


Figura 8.18: Reducción del ruido de cuantización tras la aplicación del filtro de diezmado.

deslizante, etc.). Finalmente, se produce el **diezmado** (*decimation*), que retiene solo un valor resumen de las M medidas²⁴. El conjunto Filtro LP + diezmador se denomina “**filtro de diezmado**” (*decimation filter*).

El propósito del filtro de diezmado es reducir la frecuencia efectiva de muestreo de la señal. Imaginemos que estamos muestreando la señal con una frecuencia f_S , con lo que la distribución espectral del ruido de cuantización viene descrito por Eq. 8.24 y Fig. 8.8b. Sin embargo, al aplicar el filtro de diezmado, que solo conserva un valor de cada M tomados, estaremos restringiendo el ruido de cuantización a un rango de frecuencias mucho menor, $\frac{f_S}{2M}$ (Fig. 8.18). Por tanto, el ruido de cuantización efectivo sería:

$$v_{n,eff}^2 = \int_{-f_S/2M}^{f_S/2M} \frac{V_{LSB}^2}{12f_S} \cdot df = \frac{V_{LSB}^2}{12M} = \frac{1}{12} \left(\frac{V_{REF}}{2^N \cdot \sqrt{M}} \right)^2 \tag{8.36}$$

Vamos a interpretar esta ecuación. Supongamos que la resolución efectiva del ADC con sobremuestreo es N_{eff} , con lo que el valor efectivo del V_{LSB} sería $V_{LSB,eff} = \frac{V_{REF}}{2^{N_{eff}}}$. Como el ruido de cuantización efectivo es, por definición, $v_{n,eff}^2 = \frac{1}{12} \cdot V_{LSB,eff}^2$, concluimos que:

$$\frac{V_{REF}}{2^{N_{eff}}} = \frac{V_{REF}}{2^N \cdot \sqrt{M}} \Rightarrow N_{eff} = N + \log_2 \sqrt{M}$$

Propongamos ahora que M es una potencia natural de 4, $M = 4^m$. La resolución efectiva sería entonces muy simple de calcular:

$$N_{eff} = N + \log_2 \sqrt{4^m} = N + \log_2 (\sqrt{4})^m = N + \log_2 2^m = N + m$$

Con lo que se concluye que, **muestreando 4^m veces, se aumenta la resolución efectiva m bits.**

Esta estrategia es fácilmente implementable en un microcontrolador. Imaginemos que estamos utilizando un convertor de 10 bits ($N = 10$). La entrada se muestreará 64 veces ($4^3, m = 3$). Reservaremos una variable entera de 16 bits como acumulador y pondremos su valor inicial a 0. Cada vez que midamos, sumaremos el valor de la entrada, que también se ha guardado en una variable entera de 16 bits.

²⁴Nota cultural: El diezmado (*decimatio*) era un castigo ejemplar utilizado por el ejército romano tras faltas de disciplina muy graves. Una legión se dividía en grupos de diez personas y se seleccionaba al azar un legionario de cada grupo, al que los nueve restantes mataban a bastonazos. Marco Licinio Craso aplicó esta medida sobre sus tropas durante la campaña contra Espartaco. Por otra parte, parecería más lógico usar un término como “exterminio” en lugar de “diezmado” pues en este sobrevivía el 90% de los afectados, ¡demasiados para nuestro propósito!

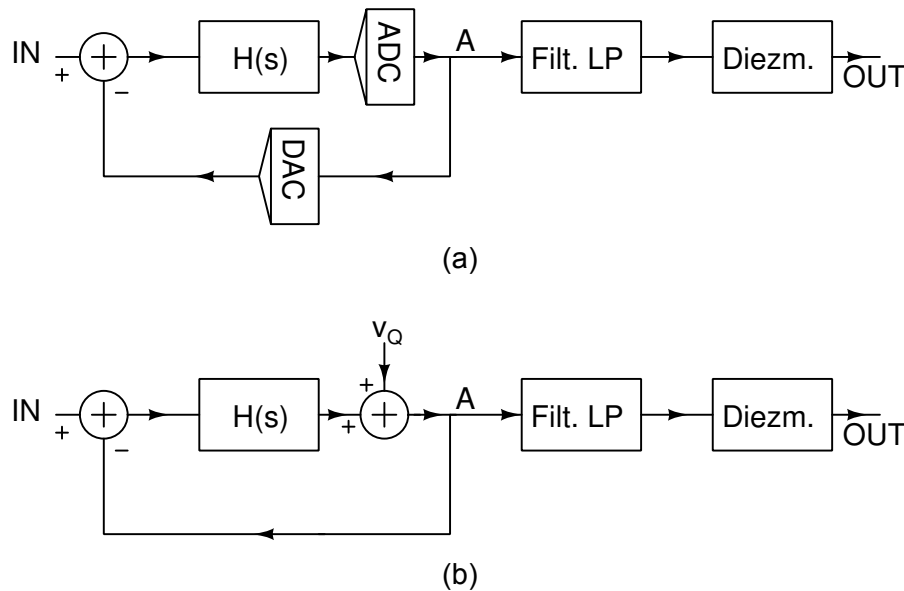


Figura 8.19: Estructura interna de un conversor sigma-delta básico (a). Modelado del ADC y del DAC como una fuente externa de ruido de cuantización (b).

De acuerdo con lo mostrado en la sección 8.3.4.2.1, habría que dividir por 64 para obtener el valor medio. Esto equivale a desplazar el valor del contador 6 bits hacia la derecha para quedarnos solo con 10 bits. Sin embargo, en esta sección se ha demostrado que es válido desplazar solo 3 bits, quedándonos entonces con un valor codificado con 13 bits, que son totalmente reales. Es importante resaltar que, en consecuencia, el valor de V_{LSB} se reduce en idéntica proporción, lo que se tiene que tener en cuenta al procesar la señal.

Evidentemente, el problema de esta estrategia es la reducción drástica de la frecuencia de muestreo. Por otra parte, el ruido introducido inicialmente desaparece por efecto del filtro LP.

8.3.4.2.3 Conversores Sigma-Delta La reducción del ruido efectivo de cuantización es aun más eficaz si se realiza el “**modelado del ruido**”. Esto consiste en atenuar las componentes del ruido a bajas frecuencias antes de introducir la señal en el filtro de diezmado. Ello se consigue por medio de una estructura similar a la mostrada en Fig. 8.19a. En ella, la señal de entrada se filtra, se cuantiza en un ADC y se regenera para restársela a la entrada. Una forma equivalente de modelar esta estructura es suponer que existe una segunda fuente que introduce el ruido de cuantización a la salida del filtro $H(s)$ (Fig. 8.19b).

Es fácil ver que la señal en el nudo A es:

$$V_A = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \cdot V_{IN} + \frac{1}{1 + H(s)} \cdot v_Q \quad (8.37)$$

Elijamos ahora $H(s)$, que será un filtro LP. El más simple es un simple integrador, con $H(s) = -\frac{K}{s}$, con lo que Eq. 8.37 se convierte en:

$$V_A = \frac{K}{K - s} \cdot V_{IN} + \frac{s}{s - K} \cdot v_Q \quad (8.38)$$

La contribución de V_{IN} a V_A se escala con $\frac{K}{K-s}$, que es prácticamente 1 a frecuencias bajas. En cambio, el ruido se escala un factor $\frac{s}{s-K}$ (Fig. 8.20), que se atenúa a bajas frecuencias. ¿Qué se gana con esto? Pues que al hacer el diezmado y reducir la frecuencia de muestreo efectiva, tendríamos que integrar el espectro de frecuencias del ruido, que se ha atenuado, con lo que el valor eficaz del ruido de cuantización es mucho menor que el marcado por Eq. 8.36. De este modo, se consigue aumentar de manera más eficaz la resolución del ADC. Así, por ejemplo, el ADC AD7176-2, de Analog Devices, ofrece 24 bits de resolución, con 22 bits efectivos, a una velocidad de 5 sps (17 bits a 250 ksps), y a un precio muy competitivo.

Estudiemos algunos detalles de interés sobre esta estructura:

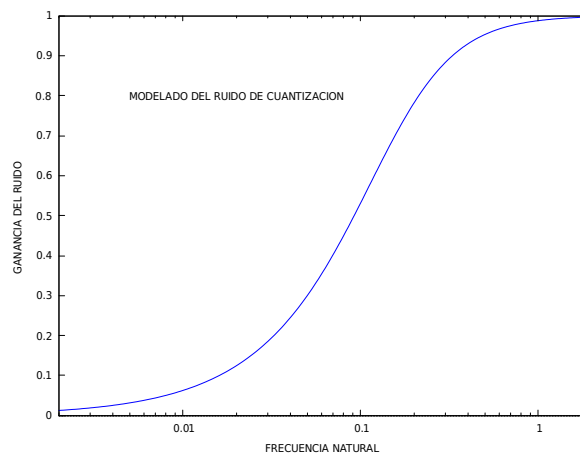


Figura 8.20: Reducción del ruido de cuantización a bajas frecuencias ($K = 1$).

- **Elección de la función $H(s)$:** en el ejemplo anterior, se eligió $H(s) = -K \cdot s^{-1}$ por simplicidad. Esta función es muy fácil de construir, pero, si se usaran funciones de grado superior, se conseguiría una mayor resolución con un menor número de pasos. El problema es que la implementación es más difícil. Asimismo, pueden incluirse más bucles de realimentación en el esquema básico de Fig. 8.19.
- **Cambio al dominio de Z:** el integrador puede construirse con un amplificador operacional, una resistencia R y un condensador C . Esta ecuación se puede convertir fácilmente en una ecuación de diferencias modelable en el dominio Z.

$$\frac{dV_A(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}V_{IN}(t) \Rightarrow V_A(n+1) = V_A(n) - \frac{T}{RC}V_{IN}(n)$$

T es el periodo de muestreo. En conclusión, $H(s)$, se puede reemplazar con otra función $H(z^{-1})$, que suele ser más fácil de implementar físicamente usando bloques lógicos.

- **Convertor ADC:** la conversión es más rápida cuanto mayor sea la resolución del convertor ADC tipo Nyquist utilizado en el bucle de Fig. 8.19a. Esto ocurre porque la tensión del bit menos significativo de partida es menor. Sin embargo, es muy habitual que el ADC sea un simple comparador (Sección 8.3.4.1.1) por varios motivos: Es intrínsecamente lineal, muy fácil de construir, etc. El problema es que son, lógicamente, los que requieren más tiempo para conseguir una resolución suficientemente alta.
- **Filtro decimador:** este podría implementarse con una media aritmética simple, que se construiría con un acumulador cuyo resultado final debería sufrir un desplazamiento de bits hacia la derecha. Existen, por supuesto, más opciones que mejoran las características del filtro más simple.

En general, los convertidores sigma-delta son relativamente fáciles de implementar. Un ejemplo de ello es Fig. 8.21. En esta estructura, el op amp 1 realiza la integración, el comparador 2 detecta el paso por 0 y puede asimilarse a un ADC de 1 bit con tensiones de referencia $\pm V_{REF}$. Un biestable introduce un retraso de un ciclo y el comparador 3 realiza la conversión D/A opuesta al comparador 2. Esta señal, cuantizada y retrasada un ciclo, se suma en el nudo S a la entrada del ciclo posterior. Es posible demostrar entonces que la tensión a la salida del integrador es:

$$V_H(n) = V_H(n-1) - (V_{IN}(n) + 2 \cdot V_A(n-1) \cdot V_{REF}) \cdot \frac{T}{RC}$$

Ya que $V_{IN}(n) + 2 \cdot V_A(n-1) \cdot V_{REF}$ es la tensión en el nodo S. V_A puede valer 0 o 1 según sea el valor del signo de H (negativo o positivo, respectivamente). Se puede ver mediante cálculos sencillos que si realizan 2^{N+1} ciclos de reloj y se suman los valores lógicos que aparezcan en A, el resultado final es la codificación de V_{IN} en N bits. Se invita al lector/a a realizar el cálculo por sí mismo/a con una hoja de cálculo, implementando la función en Matlab, Julia, Python, etc. Podrá ver que, efectivamente, se consigue lo que se pretende.

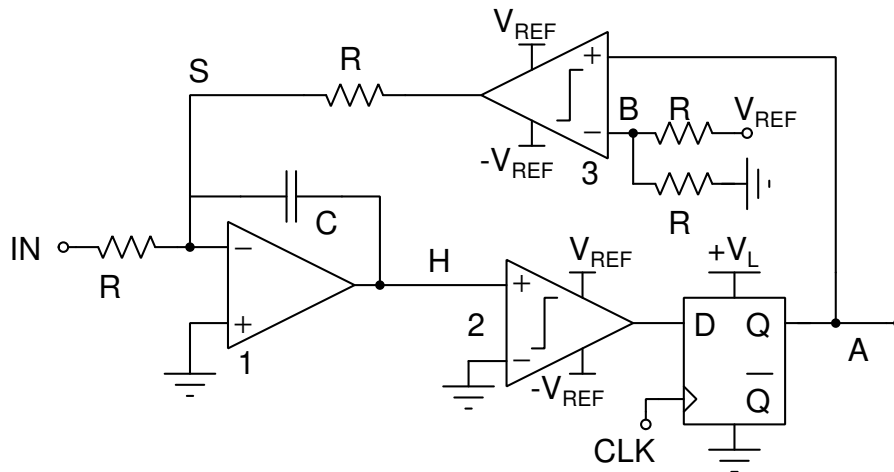


Figura 8.21: Un conversor sigma-delta sencillo. En esta estructura, se supone que V_{REF} y V_L son dos fuentes distintas, pero del mismo valor. Esta estructura ha sido tomada de <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/digital/chpt-13/delta-sigma-adc/>.

Y con esto llegamos al final del apartado preguntándonos **para qué se deben utilizar los conversores sigma-delta**. La respuesta es muy sencilla: permiten una codificación excelente a unas frecuencias relativamente bajas. Esto los hace especialmente útiles para sistemas cuyas salidas no varíen muy rápidamente y que requieran ser medidos con precisión extraordinaria. Son apropiados para la codificación de sensores que midan parámetros físicos como la temperatura, presión, agentes químicos, etc. Por ejemplo, la tensión de salida de las galgas extensométricas, termopares, etc. solo se pueden medir con precisión con estos ADC. Al ser más rápidos, han desplazado a los integradores, ya que ofrecen una resolución comparable. También compiten con los conversores SAR, aunque estos siguen contando con la ventaja de su mucha mayor velocidad y facilidad de uso, ya que, recordemos, están integrados en muchos microcontroladores. Finalmente, los conversores sigma-delta son utilizados en captura de audio al ofrecer una gran resolución trabajando a frecuencias del orden de 10 ksp/s.

8.3.5 Selección del mejor ADC para una aplicación específica

Finalizaremos este tema haciendo una guía rápida de selección del tipo de ADC y de la resolución requerida. En primer lugar, centrémonos en la resolución del ADC. Esta se selecciona una vez que conocemos la precisión mínima requerida o el nivel de ruido del sistema. Ya se explicó en el Apartado 8.3.3.3 cómo seleccionar la resolución del ADC en función de la SNR requerida. Hay otros criterios para seleccionar la resolución. Por ejemplo, imaginemos que tenemos una tensión de referencia de +5 V y necesitamos conocer la tensión de entrada con una precisión de menos de 3 mV. Por tanto, este será el valor máximo admisible del V_{LSB} :

$$\frac{5}{2^N} < 3 \cdot 10^{-3} \Rightarrow 2^N > \frac{5000}{3} \Rightarrow N > 10,70\dots$$

Por lo que tendremos que buscar un conversor de, al menos, 11 bits. Otras veces conoceremos la precisión relativa. Imaginemos que la tensión medida por el ADC se mostrará por una pantalla con cuatro cifras significativas. Si es así, necesitaríamos conocer la tensión una precisión superior a 1 sobre 10.000 (10^4). Por tanto, se requiere un valor de N suficiente para codificar al menos 10.000 niveles con lo que:

$$2^N > 10000 \Rightarrow N > 13,28\dots$$

Se necesitarían 14 bits. Hay, sin embargo, una regla no escrita que dice que, en general, **un buen diseñador elige un ADC con una resolución 2 bits superior a la que le muestren los cálculos**. Así, en los ejemplos anteriores tendríamos que haber elegido $11+2=13$ bits y $14+2=16$ bits. El motivo de esto es que en nuestros cálculos estamos suponiendo que el ADC es ideal, y no estamos teniendo en cuenta no idealidades como la INL, DNL, códigos perdidos, etc. Al aumentar el número de bits, reducimos estas posibles fuentes de error. Otra opción es comparar N con el número efectivo de bits, que dará el fabricante

en la hoja de características, y no con la resolución. Recordemos los datos del AD7176-2, mostrado como ejemplo en la sección 8.3.4.2.3.

Toca ahora elegir el tipo de ADC según la función que nos interese. Hemos estudiado 5 tipos de ADC de los que, en la práctica, dos solo se usan en circunstancias muy especiales. En primer lugar, distinguiremos entre aplicaciones de alta y baja frecuencia, fijando la frontera de separación²⁵ en 5 Msps.

Aplicaciones de alta frecuencia serían, por ejemplo:

- Osciloscopios y analizadores de espectro

- Dispositivos de vídeo

- Imagen médica

- Radio digital

- ...

En este caso, se deben utilizar ADC tipo *pipeline*, ya que pueden trabajar a esa frecuencia con una resolución excelente. Solo pierden la batalla contra los ADC tipo *flash* si la frecuencia de muestreo es, por el motivo que sea, del orden de 1–2 Gsps, y siempre y cuando no se requiera una resolución muy alta (8 bits). En la práctica, este es el único nicho que le queda a los *flash* tras un reinado que acabó dos o tres décadas atrás.

Los ADC tipo SAR entran en competencia con los ADC tipo *pipeline* en la franja entre 1–5 Msps. Ahí sus dominios se solapan parcialmente. Los ADC tipo SAR dominan para frecuencias medias y resoluciones de 10–16 bits. Son útiles, por tanto, para realizar adquisiciones de datos de tipo general, sin un propósito específico: audio, instrumentación, etc. Como, en general, tienen un consumo muy bajo, son ideales para sistemas alimentados por baterías. Téngase en cuenta, además, que son dispositivos muy baratos y están integrados en muchos microcontroladores.

Finalmente, en el rango de menor frecuencia se encuentran los conversores sigma-delta. Estos permiten conseguir una resolución extraordinaria a frecuencias bajas, lo que los hace especialmente interesantes para la instrumentación industrial: temperatura, presión, velocidad, etc. Por otra parte, como pueden alcanzar frecuencias de muestreo suficientemente altas, algunos modelos son apropiados para la codificación de audio.

¿Qué destino les queda entonces a los ADC integradores? En la práctica, no han caído en el olvido por su capacidad para filtrar interferencias. Así, aún gozan de popularidad en sistemas industriales en los que las señales parásitas sean considerables.

Por último, no debemos olvidar un punto importante: el precio. Hay que fijarse en este dato cuando se esté realizando el diseño dado que hay una gran variedad de valores en este apartado. A lo largo del tema, se han mostrado diversos ejemplos de conversores. En la tabla siguiente, se realiza una comparativa de los datos de interés²⁶ de estos:

²⁵<http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/the-right-adc-architecture.html>

²⁶Se da como “precio” la opción más barata ofrecida por el fabricante el día 2 de enero de 2018, sin costes adicionales como impuestos o transporte.

Modelo	Tecnología	Fabricante	Resolución	Frecuencia	Precio
AD7176-2	Sigma-Delta	Analog	24	$5 \cdot 10^{-6}$	9,25
			17	0,25	
AD7829-1	<i>flash</i>	Analog	8	2	3,85
AD9695	<i>pipeline</i>	Analog	14	625	406,0
ADS5562	<i>pipeline</i>	Texas I.	16	80	48,35
MAX106	<i>flash</i>	Maxim	8	600	¿ ?
MAX1132	SAR	Maxim	16	0,2	28,08
MAX1214	<i>pipeline</i>	Maxim	12	210	121,76
MAX136	Integrador	Maxim	3½	¿ ?	5,02
MCP3202	SAR	Microchip	12	0,1	1,83
TC510	Integrador	Microchip	17	¿ ?	2,46
TLC7135	Integrador	Texas I.	4½	$3 \cdot 10^{-6}$	5,03
				Msp/s	\$

Puede verse la gran variedad de precios existente. Y esto puede traernos graves problemas si no se realiza la selección adecuada, ya que la elección del convertidor incorrecto puede disparar el precio total del sistema haciendo que el diseño no sea competitivo y esté abocado al fracaso. Otro factor que hay que tener en cuenta es la disponibilidad de los componentes. Es previsible que algunos modelos, sobre todo los construidos en tecnología *flash* o integradora, dejen de estar disponibles en los próximos años.

Tema 9

Protocolos de Comunicación Habituales en Instrumentación Electrónica

La mayor parte de los sistemas de instrumentación están formados por distintos módulos que necesitan comunicarse entre sí. A la hora de definir la comunicación que se puede establecer entre los elementos de un sistema, hay que prestar atención a diversos aspectos, que se enumeran a continuación:

1. **Distancia:** la comunicación puede darse entre dos elementos dentro de la misma placa, situados a pocos centímetros, o a decenas o centenas de metros de distancia. Podría pretenderse incluso que el observador y el sistema estuvieran en dos países distintos.
2. **Cableada o inalámbrica:** en la mayor parte de los casos, la transmisión se realizará por cables aunque, algunas veces, bien por la presencia de obstáculos, bien por la propia elección del diseñador, se realizará de manera inalámbrica. En este caso, la comunicación podría realizarse por infrarrojos o por radiofrecuencia. En este tema, solo se estudiarán en detalle los protocolos de transmisión estrictamente ligados a la instrumentación electrónica, con el objeto de no invadir el ámbito de otras disciplinas.
3. **Carácter analógico o digital:** dependiendo de las circunstancias, puede ser necesario transmitir la información por medio de una señal analógica (tensión o corriente), o bien de una señal digital. En este último caso, también hay que fijarse en la presencia o ausencia de buses de datos.
4. **Destinatario:** en algunos casos, el receptor de la comunicación es un microcontrolador o FPGA que toma las decisiones necesarias sin necesidad de intervención externa. En otros, el destinatario es el propio usuario.

En conclusión, hay una gran cantidad de variables que han llevado a la aparición de protocolos de mayor o menor éxito en el mundo de la instrumentación. A la hora de elegir el protocolo apropiado para nuestro diseño, es conveniente realizar un balance de los siguientes aspectos, y finalmente inclinarnos por una opción u otra:

1. **Complejidad del hardware:** algunos protocolos de transmisión exigen numerosos cables y elementos de interfaz en tanto que otros utilizan buses de datos que simplifican el diseño. Esto nos lleva al siguiente punto:
2. Posibilidad de **bus de datos** y tamaño de este.
3. **Complejidad del software:** esta es la contrapartida de los dos puntos anteriores. En general, cuanto mayor sea el número de cables, más fácil de programar es el microcontrolador y menos sofisticados son los dispositivos esclavos.
4. **Velocidad** de transmisión de datos.
5. **Distancia máxima** para la transmisión de datos.
6. **Inmunidad** del protocolo **al ruido**.

7. **Niveles de tensión o corriente implicados** y, por tanto, **consumo de potencia**.
8. **Experiencia y tradición**: Cuando se diseña un sistema, nunca se parte de cero, ya que se suele trabajar en un grupo con dilatada experiencia en algún protocolo. Esto hará que este sea elegido con mayor frecuencia reforzando la condición de protocolo favorito. Asimismo, es posible que se disponga ya de material desarrollado de proyectos anteriores y que sea posible reutilizarlo en el nuevo diseño, y así ahorrar tiempo.
9. **Imposición del mercado**: Imaginemos que necesitamos incorporar una pantalla LCD a nuestro diseño para mostrar, por ejemplo, el valor del parámetro físico medido. Si echamos un vistazo a las páginas de los distribuidores típicos, veríamos que la mayor parte de los modelos disponibles utilizan los protocolos SPI e I²C. Por tanto, lo más lógico es que tengamos que acabar usando alguno de ellos para completar el desarrollo.

Con estos datos, vamos a empezar a estudiar algunos de los protocolos más habituales en instrumentación electrónica. En primer lugar, abordaremos los protocolos cableados y, a continuación, los inalámbricos. En este grupo, distinguiremos los medios infrarrojos y los de radiofrecuencia, aunque nos centraremos sobre todo en los primeros, pues los otros pertenecen más bien a campos como la Radiofrecuencia o las Comunicaciones Inalámbricas.

9.1 Arquitectura de sistemas de instrumentación

Clásicamente, los sistemas de instrumentación se han clasificado en dos grandes grupos atendiendo a la manera que tienen los dispositivos de conectarse. Supongamos, para empezar, que existe un número grupo de bloques formados por el sensor, acondicionamiento de la señal y elemento de transmisión, que deben comunicarse con un bloque central. Este, asimismo, puede transmitir instrucciones a todos o a algunos bloques en particular. Hay dos modos de afrontar el problema: usando configuración en estrella o en bus.

La **configuración en estrella** es extremadamente simple, ya que consiste en conectar cada elemento al bloque principal por un camino exclusivo. Cada elemento desconoce la existencia de los otros. El camino puede estar formado por uno o más cables dependiendo de las circunstancias particulares. El nombre de configuración en estrella viene de que el elemento central parece una estrella que despidе rayos, que son los cables, hacia cada uno de los elementos secundarios.

La **configuración en bus** es fácil de entender. Cada elemento, incluyendo el central, usa cables comunes para recibir y transmitir información. Hay una gran ventaja: el número de conexiones es menor. Sin embargo, es necesario implementar un complejo protocolo para organizar la transmisión de datos.

Fig. 9.1 muestra de manera esquemática cómo son ambos tipos de arquitectura. A la hora de elegir entre un sistema u otro, hay que fijarse en varios detalles. En primer lugar, **el coste**. Si hay muchos elementos y se decide realizar una conexión en estrella, el precio de los cables, su peso, el volumen que ocupan, etc., puede ser desaconsejable para ese diseño en particular. Por otro lado, la **programación** de dispositivos para trabajar en bus suele ser bastante más compleja que en la de estrella, y ese tiempo empleado también debe computarse como coste. Hay que decir, sin embargo, que existen librerías que simplifican el trabajo al menos en algunos protocolos. Finalmente, los sistemas en estrella suelen ser más **veloces** que los sistemas en bus. El motivo es obvio: en un sistema en bus, hay que esperar el turno antes de realizar la transmisión y recepción y, además, es posible que haya que indicar datos de identificación del emisor y el receptor, además de los datos que realmente interesan distribuir.

En general, los sistemas de comunicación con bus están restringidos a señales de tipo digital. Por otro lado, la irrupción de los sistemas de comunicación inalámbrica, en los que no existen cables, ha difuminado la separación entre ambos tipos de sistemas.

9.2 Sensores digitales e inteligentes

Si ha leído con detalle este texto, se habrá dado cuenta de que se ha planteado el estudio de los sensores desde un punto de vista mixto, combinando aspectos físicos, como las características del sensor,

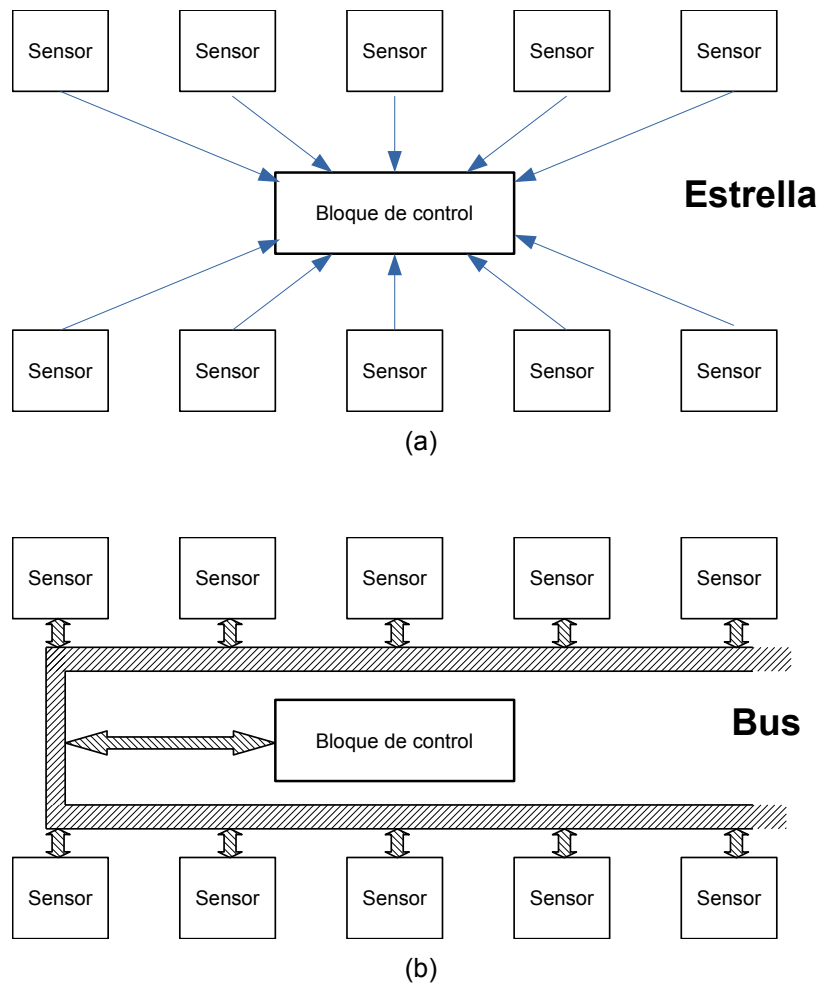


Figura 9.1: Configuraciones posibles de un sistema de instrumentación: estrella (a) y bus (b). Por "sensor" se debe entender el conjunto formado por sensor, bloque acondicionador de la señal y, quizás, bloque de comunicación.

con partes de electrónica analógica, básica para el acondicionamiento de la señal, y codificación posterior. Se ha seguido esta línea porque es el caso más complejo al que el alumno se puede enfrentar, teniendo que desarrollar un sistema completo y, por tanto, necesitando conocer con detalle los pasos que seguir. Así, se han explicado técnicas que permiten conocer el mecanismo interno de un sensor, elegir el parámetro eléctrico de interés, polarizarlo, tratarlo, y convertirlo en digital.

Sin embargo, en la actualidad no es necesario realizar todos estos pasos, ya que los diseñadores y fabricantes de sensores nos han ahorrado mucho trabajo. Ya vimos cómo algunos sensores de efecto Hall proporcionaban directamente una tensión acondicionada, pero el culmen está en que algunos sensores realizan la conversión analógico-digital, y proporcionan como dato este número. En general, la salida suele venir en alguno de los protocolos que veremos más adelante (SPI, I²C, etc.). Nos encontramos entonces con un **sensor digital**.

Podemos extender aún más este concepto. Así, diremos que un sensor digital es **inteligente** (“*smart sensor*”) si, además, posee las siguientes características o, al menos, algunas de ellas:

- Contiene un microprocesador y memoria interna.
- La señal acondicionada no se transmite directamente, sino que es procesada y se transmite el valor de la variable física.
- Tiene capacidad de autodiagnóstico y autocalibración.
- Puede contener varios sensores distintos.
- Se pueden conectar con otros sensores.

Son de especial relevancia las dos primeras propiedades. Los sensores inteligentes son la base de la moderna “*Internet de las Cosas*”, (*Internet of Things, IoT*).

9.3 Protocolos de transmisión con cable

9.3.1 El protocolo 4–20 mA

Este protocolo es clásico en la instrumentación electrónica que trabajará en ambientes industriales ruidosos, con muchas interferencias, y donde haya que transmitir señales a larga distancia. Su origen último se remontaría incluso a las líneas de telégrafo que recorrían continentes de punta a punta durante el siglo XIX. En este protocolo, una tensión V_X , definida dentro de un determinado rango $[V_1, V_2]$, se transforma en una corriente en el intervalo 4–20 mA. Esta transformación es lineal mediante la regla:

$$I_O(V_X) = 4 + \frac{16}{V_2 - V_1} \cdot (V_X - V_1).$$

Con lo que $V_1 \equiv 4$ mA y $V_2 \equiv 20$ mA. Este protocolo cuenta con varias ventajas que lo han hecho muy popular en ambientes industriales.

Ventajas

- **Transmisión a larga distancia:** por el principio de conservación de la carga, toda la corriente que entra por un cable tiene que salir íntegramente por el otro independientemente de la distancia. En la práctica, se puede enviar información a varios kilómetros, aunque hay que tener en cuenta la caída de tensión en los cables. Si $2 \cdot R_C$ es la resistencia parásita de los cables, en estos se puede producir una caída de tensión de hasta $40 \cdot R_C$, con R_C expresada en $k\Omega$, valor que podría ser comparable a la tensión de alimentación del sistema.
- **Inmunidad a los efectos de impedancia del cable:** otra vez por el principio de conservación de la carga, la información enviada como carga sale por el otro lado exactamente como entró. Esto diferencia a este protocolo de los basados en tensión, que se ven afectados por la caídas de tensión en los cables.

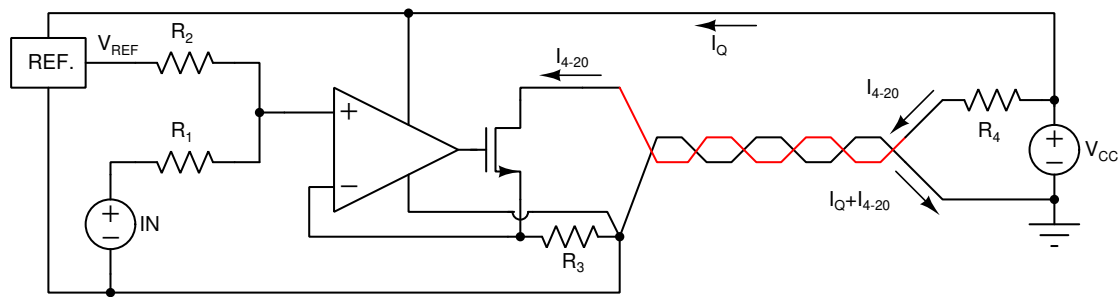


Figura 9.2: Montaje sencillo para realizar la transmisión de la señal con el protocolo 4–20 mA. I_Q es la corriente de alimentación de los distintos circuitos integrados que permiten la transmisión de la señal. En este diseño, se requieren TRES cables para realizar la conexión.

- **Inmunidad a interferencias:** a la luz de experimentos realizados con este protocolo, se constató que basta con trenzar los cables para eliminar por completo las interferencias, y no es necesaria ninguna protección adicional.
- **Detección de fallos de línea:** en caso de corte accidental del cable o de interrupción de la señal de alimentación, la corriente transmitida sería 0 mA, fuera del rango admitido de valores, que es fácilmente detectable por el sistema. Esta es la gran ventaja de este protocolo sobre otros parecidos como el 0–20 mA, que no permite detectar este tipo de problemas.

Inconvenientes

- **Consumo** de corriente muy elevado.
- **Imposibilidad de creación de buses.** cada conexión solo admite un transmisor y un receptor cuyos papeles no pueden intercambiarse.

¿Qué circuitos permiten realizar la transmisión de la información con este protocolo? En principio, cualquier fuente de corriente controlada por tensión puede utilizarse para esta función. Por ejemplo, la clásica fuente que consta de un amplificador diferencial y un seguidor de tensión (Fig. 4.1a). Sin embargo, es más simple utilizar una fuente basada en un cascode activo como la que se muestra en Fig. 9.2. Es fácil ver que en esta estructura la corriente de salida I_{4-20} es:

$$I_{4-20} = \frac{1}{R_3} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{IN} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF} \right)$$

Eligiendo adecuadamente los valores, se puede ajustar el factor de conversión de tensión a corriente a las directrices del protocolo. Las resistencias deben ser de precisión, V_{REF} debe provenir de una referencia de tensión, y el transistor debería ser un NMOS o un JFET, no un bipolar, pues aparecería un error de orden h_{FE}^{-1} , ya que la corriente de colector no es exactamente la de emisor. Como receptor, bastaría una simple resistencia (R_4) conectada en serie con la fuente de alimentación. La caída de tensión en la resistencia se puede medir con un amplificador de instrumentación.

Otra opción consiste en utilizar circuitos integrados especialmente preparados para transmitir señales de tensión con el protocolo 4–20 mA. Ejemplos de ellos son el XTR117, de Texas Instruments¹, AD5749, de Analog Devices², etc. En algunos casos, el transmisor es básico, aunque, en otros, el fabricante incorpora más características para facilitar el diseño.

El protocolo 4–20 mA es cuasiestático, ya que no se pensó para transmitir señales muy rápidas. Podía ser utilizado, por ejemplo, para transmitir la lectura de una PT100 a gran distancia y, lógicamente,

¹<http://www.ti.com/product/XTR117>

²<http://www.analog.com/en/products/interface-isolation/hart-4-20ma-loop-interface-devices/industrial-4-20ma-driver/ad5749.html#product-overview>

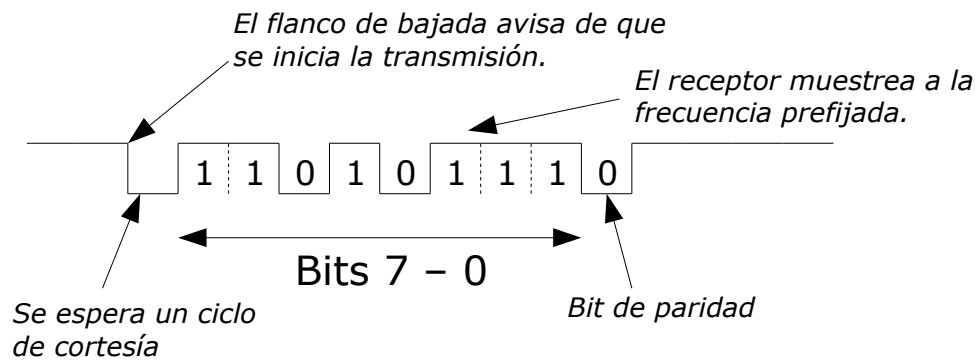


Figura 9.3: Tren de bits definido para la transmisión de señal RS-232.

esta variará con bastante lentitud. Por ese motivo, se pensó que era factible superponer una señal digital a la transmitida en el protocolo 4–20 mA, y transmitir ambas de manera simultánea a través del cable. Las señales serían fácilmente separables en el destino por medio de filtros u otras técnicas. Todo esto dio lugar a la aparición de un nuevo protocolo, llamado **HART** (*Highway Addressable Remote Transducer*), que permite la transmisión de señales digitales utilizando la instalación del 4–20 mA. De tipo abierto, antiguamente era gestionado por la Fundación HART, ahora Field Comm Group. Este protocolo es, sin embargo, relativamente lento para los estándares actuales (1200 bps), aunque, por su robustez, se ha convertido en uno de los más habituales para transmisión digital en el ámbito industrial. Muchos de los conversores 4–20 mA actuales permiten agregar la señal HART con facilidad.

9.3.2 El protocolo RS-232

Es este un protocolo de transmisión de datos digitales relativamente antiguo que ha pervivido en el tiempo gracias a su facilidad de uso y escasa demanda de recursos. Así, sigue siendo uno de los más populares en sistemas de instrumentación que no requieran una gran velocidad de transmisión y la distancia no sea excesiva. Puesto que para poder utilizarlo todo dispositivo tiene que disponer de una UART o USART (*Universal (Serial) Asynchronous Receiver Transmitter*), los términos UART y USART se utilizan como sinónimos de RS-232.

Características generales

- **Número de dispositivos:** dos. Uno será el emisor y otro el receptor. Los roles pueden intercambiarse según las necesidades de la transmisión.
- **Número de cables:** este protocolo requiere tres cables. Uno para transmitir información del dispositivo A al B, otro cable para transmitir del B al A y, finalmente, un tercer cable para unir las tierras. Eso sí, este es el número mínimo de cables necesarios, pero es posible incluir más como “*petición de envío*”, “*indicador de llamada*”, etc., aunque estas conexiones adicionales son más propias para establecer comunicaciones con *modem*, y no tienen mucho interés en instrumentación electrónica.
- **Niveles lógicos de tensión:** este protocolo se caracteriza por definir el “0” lógico como cualquier tensión superior a +3 V e inferior a +12 V, y el “1” como cualquier tensión entre -12 V y -3 V. Las tensiones intermedias no pueden ser interpretadas correctamente.

Al elegir tensiones tan elevadas se evitan malinterpretaciones de valores en caso de que exista una caída de tensión significativa en el cable de tierra durante la transmisión a larga distancia. Para transformar los niveles lógicos TTL en niveles RS-232 y viceversa, se pueden utilizar dispositivos como el MAX232, de Maxim Integrated³, en los que se utilizan capacidades conmutadas y una fuente de alimentación de +5 V.

³<https://www.maximintegrated.com/en/products/interface/transceivers/MAX232.html>

Hay momentos, sin embargo, en los que esta transformación no es necesaria. Por ejemplo, si se pretende realizar la comunicación entre dos microcontroladores dentro de la misma placa. En este caso, la distancia es muy pequeña y no es necesaria la conversión de niveles.

- **Velocidad de transmisión y alcance:** la velocidad de transmisión es, por defecto, 9600 bps, aunque es posible aumentarla hasta 115000 bps. Cuanto mayor sea la velocidad menor es la distancia, pero es posible alcanzar sin dificultad una distancia de 15 m.
- **Definición del tren de bits:** esta es una de las características más estrictas del protocolo (Fig. 9.3). En primer lugar, el protocolo es asíncrono y la recepción correcta solo está garantizada si el receptor conoce de antemano la frecuencia a la que está transmitiendo el emisor. Por otra parte, el protocolo nada más que permite la transmisión de bytes, palabras de 8 bits.

En ausencia de transmisión, el emisor fija la señal del cable a un valor ALTO ("1") que permanece indefinidamente hasta que se debe enviar un byte. En este caso, se pone el cable a "0" y se espera un ciclo de reloj. A 9600 bps, esta espera es de 1,04 ms.

El flanco de bajada avisa al receptor que debe prepararse para recibir datos y que tiene un ciclo de reloj para comenzar a leer. Cuando ha transcurrido ese ciclo de reloj, el emisor empieza a enviar los bits de menor a mayor significado con la frecuencia de transmisión prefijada. En el otro extremo, el receptor recoge los datos muestreando la señal a la misma frecuencia. Tras enviar los datos, en algunos casos, se puede mandar el bit de paridad calculado a partir del byte para certificar la corrección de la transmisión. Finalmente, el sistema vuelve a poner la señal a "1" a la espera de enviar de nuevo información.

Es evidente que las frecuencias de trabajo de receptor y emisor deben ser prácticamente iguales. Sin embargo, el corto número de bits enviados por mensaje (8) hacen la transmisión factible, incluso presentándose leves variaciones entre las frecuencias de trabajo. Así, la transmisión sería exitosa si la variación entre frecuencias es inferior al 12,5 %. Sin embargo, la buena calidad de los osciladores actuales hace que este margen de desviación sea mucho más que suficiente para una buena transmisión.

Otra gran ventaja de este protocolo es que puede ser utilizado sin mayor dificultad en los ordenadores personales. Así, en sistemas Microsoft Windows se pueden usar programas como Hyperlink⁴, o PuTTY para escribir y leer desde el PC del usuario. En sistemas GNU Linux, el puerto RS-232 (también llamado "serie") corresponde al fichero `/dev/tty0` o similar, etc., y existen interfaces gráficas que ayudan al control (p.e., PuTTY o GTKTerm). Por supuesto, entornos como LabView, de National Instruments, permiten controlar este puerto.

El mayor problema es, sin embargo, que la mayor parte de los PC carecen de puerto RS232. Por ello, es necesario utilizar adaptadores RS232 a USB para poder utilizar estos puertos (Fig. 9.4). Sin embargo, este hecho no tienen mayor dificultad ya que, una vez reconocidos por el sistema operativo, no hay diferencia entre un puerto RS232 real y otro emulado. Contemos además con que muchos kits de desarrollo de microcontroladores cuentan con emulador de transmisión RS232/USB. Todos estos detalles han facilitado que un protocolo relativamente obsoleto aún se siga utilizando en sistemas de instrumentación.

En muchos dialectos del lenguaje C destinado a la programación de microcontroladores, carece de sentido suponer que va a haber una pantalla y un teclado. Por ese motivo, algunas funciones convencionales como `printf()`, destinada a escribir por pantalla; `getc()`, destinada a recoger un carácter del teclado, etc. se modifican para tener el puerto serie como origen/destino. Así, en un microcontrolador PIC programado con CCS la instrucción:

```
printf("Hola mundo\n")
```

enviará esta frase directamente al puerto serie y se mostrará tal cual en el monitor del puerto serie (p.e., PuTTY).

⁴Presente en versiones antiguas de este sistema operativo.



(a)

(b)

Figura 9.4: Adaptador de puerto USB a RS232 (a). Detalle del conector macho DB9 para RS232 (b). Los pines están numerados aunque, en la práctica, basta con usar los pines 2 y 3 (TX y RX).

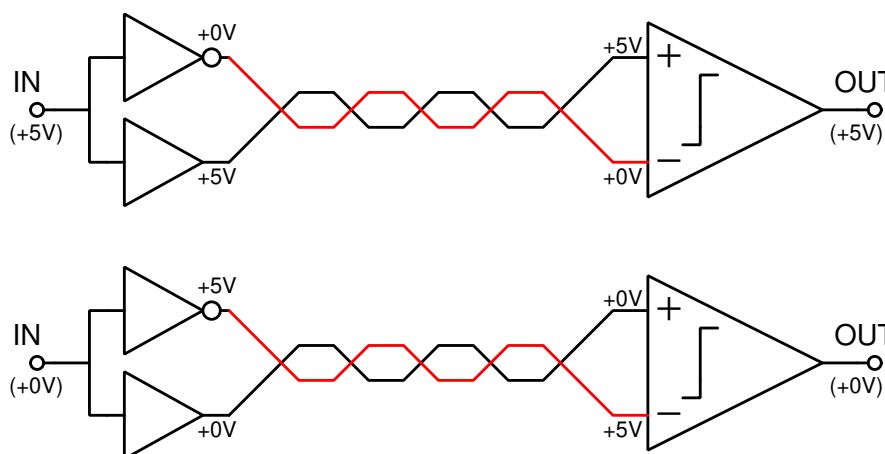


Figura 9.5: Transmisión RS422 de "1" y "0".

9.3.3 Los protocolos RS422 y RS485

El protocolo RS422 surgió por la necesidad de aumentar el alcance y la velocidad de transmisión del protocolo RS232. El mayor problema de este era que los niveles lógicos se definían valores de tensión absolutos, de tal modo que, en el caso de que hubiera una tensión del modo común muy alta, iba a ser muy difícil distinguir los niveles lógicos entre sí. Así, desde la tierra del emisor se podrían emitir señales de ± 3 V para definir los niveles lógicos pero, si el modo común era, por ejemplo, +6 V, al receptor llegarían valores de tensión de 3 y 9 V con lo que todos los datos se tomarían como "0".

En el protocolo RS422, este problema se resuelve enviando las señales en modo diferencial (Fig. 9.5). La transmisión de señales en un determinado requiere dos cables cuya diferencia de tensión es la que indica si se ha enviado un "0" o un "1". Si hay que enviar respuesta, se requiere otro par de cables más dirigidos en sentido opuesto.

A diferencia del protocolo RS232, no existe ninguna convención para construir el tren de bits. Cada diseñador de circuitos puede definir el protocolo que le convenga, aunque, en la práctica, nada impide utilizar el tren de bits definido en el RS232. Por otro lado, dado que la tensión se transmite en modo diferencial, no tiene sentido cambiar las tensiones de los niveles lógicos. No hay ningún problema en transmitir tensiones de 0 V y +5 V o en cualquier otro nivel que se esté utilizando.

Contando con un simple par de cables trenzados, este protocolo permite alcanzar distancias de 1200 m y velocidades de transmisión de 10 Mbit/s. Sin embargo, es imposible alcanzar ambos hitos al mismo tiempo. En la práctica, las transmisiones a máxima velocidad son impensables más allá de 10 o 15

m. *Grosso modo*, se puede tomar como regla de trabajo que el producto de la velocidad máxima en Mbits/s por la distancia en metros es del orden de 100. Así, transmitir a 1200 m solo es factible si la velocidad se reduce a 50-100 kbit/s.

El protocolo RS485 introduce una mejora sustancial al protocolo RS422, pues permite crear buses de datos en los que hasta 32 (o 256) dispositivos pueden transmitir señal a lo largo de un único par de cables. Se tienen que terminar las líneas con resistencias de 120Ω para realizar acoplamientos correctos y evitar reflexiones a alta frecuencia. Este protocolo es lo suficientemente robusto para ser utilizado en áreas como la aviónica donde se exige robustez, larga distancia y una velocidad de envío de datos no muy alta.

9.3.4 El protocolo SPI

Este protocolo, *Serial Peripheral Interface*, nació para superar al protocolo RS232. A semejanza de este, se concibió para trabajar fácilmente a distancias cortas. El objetivo era mejorar la baja velocidad de transmisión y que un único maestro pudiera controlar varios dispositivos esclavos.

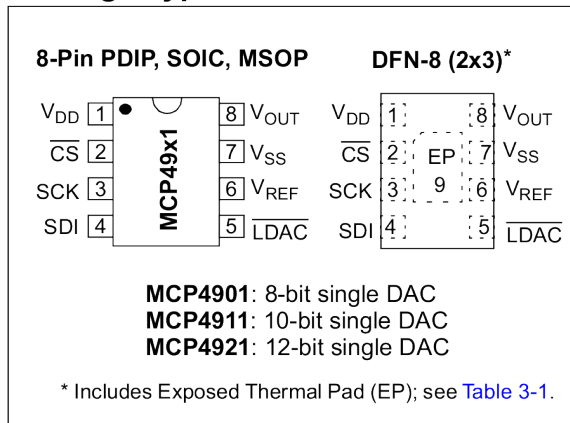
Características

- **Sincronía:** la señal de reloj proviene directamente del maestro. Este elige la frecuencia de transmisión que requiera.
- **Cableado:** En este protocolo, se definen cuatro líneas:
 - SCK: señal de reloj proveniente del maestro. Cada vez que esta señal se activa, se indica al esclavo que debe leer un nuevo bit, o bien escribirlo si está enviando datos.
 - CS: *Chip Select*. También se puede denominar “SS” o “*Slave Select*”. Esta es la entrada de habilitación propia de cada dispositivo. Es posible que sea una entrada negada, y que solo habilite al dispositivo esclavo al pasar a estado de salida bajo.
 - MOSI: acrónimo de “*Master-OUT-Slave-IN*”. Es la línea de datos que utiliza el maestro para enviar datos al esclavo. En muchos casos, el pin del esclavo destinado a recibir datos es el SDI (*Serial Data Input*). Un ejemplo clásico de receptor de datos es un DAC.
 - MISO: acrónimo de “*Master-IN-Slave-OUT*”. El maestro recibe datos de los esclavos a través de esta línea. En los esclavos, este pin se suele llamar SDO “*Serial Data Output*”.

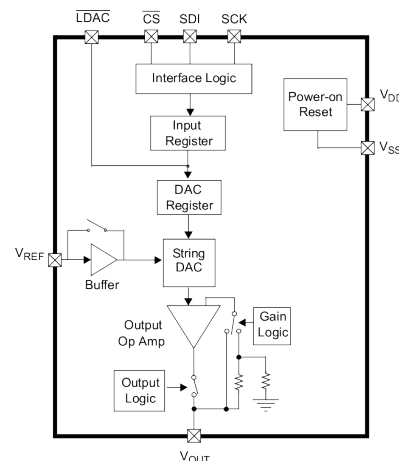
En todo sistema debe haber al menos tres líneas: SCK, CS y al menos una de las dos líneas de datos. Si hay un maestro y N esclavos, hay que usar bien $N + 2$ líneas, bien $N + 3$: SCK, N CS y MISO y/o MOSI. Lógicamente, no se deben habilitar varios esclavos a la vez para evitar problemas en las líneas. Solo responde el dispositivo que se haya activado y los demás permanecen en latencia mostrando salidas de alta impedancia. Existe, sin embargo, una forma de conexión llamada “*daisy chain*”, que permite eliminar muchas conexiones, aunque no se explicará en este texto.

- **Tamaño de palabra:** a diferencia de otros protocolos, las palabras que se envíen no deben ser forzosamente de 8 bits. Así, es posible enviar palabras de 10, 12, 16 bits, etc. Otra cosa es que el receptor, que puede ser un microcontrolador, tenga que añadir bits adicionales de relleno para poder trabajar con los datos. En todo microcontrolador, las palabras tienen 8, 16 o 32 bits, y el *buffer* de datos debe ser un múltiplo entero de esta unidad.
- **Bidireccionalidad:** el maestro y el esclavo establecen una comunicación cruzada aunque siempre gobernada por la señal de reloj del maestro.
- **Niveles de tensión:** se usarán los niveles naturales, 0 V para “0”, V_L para “1”.
- **Fase y flanco del reloj:** aunque, en general, se supone que el reloj tiene el “0” como estado de reposo, y se activa la captura de bits con el flanco de subida, es posible configurarlo para cada caso en particular.

Package Types



(a)



(b)

Figura 9.6: Patillaje (a) y estructura de bloques (b) del DAC MCP4911. Imagen tomada de la hoja de características del fabricante.

- **Distancia:** este protocolo no permite transmisiones fiables a más de un metro de distancia. Cuanta mayor distancia, menor velocidad.

Este último dato puede plantear una seria duda acerca de la utilidad de este método. Sin embargo, el protocolo SPI se va a utilizar normalmente en el interior de las placas. En este caso, las distancias son muy cortas, y es aquí donde las ventajas superan con creces a los inconvenientes. Más aún, junto con algunos de los protocolos que veremos a continuación, es el gran dominador en la comunicación dentro de las placas de circuito impreso.

Veamos un par de ejemplos para comprender mejor el protocolo. En primer lugar, el DAC MCP4911, fabricado por Microchip⁵ y con 10 bits de resolución (Fig. 9.6). Este chip será gobernado por un microcontrolador que destinará tres pines para la transmisión SPI: CS, SCK y SDI. Los tres pines estarán configurados como salida del microcontrolador.

Los datos son transmitidos según se muestra en Fig. 9.7. Los pasos que se van a dar son los siguientes:

1. En primer lugar, se habilita el dispositivo poniendo CS a nivel bajo. Estará así durante toda la transmisión.
2. A partir de ahí, el microcontrolador colocará valores de bit en SDI, e indicará al DAC que debe leerlo llevando la señal de reloj a "1". En este instante, el DAC guardará el dato y esperará al siguiente ciclo de reloj.
3. Los cuatro primeros bits que se hayan enviado tienen funciones especiales de configuración y así lo entenderá el DAC. Solo a partir del quinto el dispositivo comenzará a grabar el dato que debe mostrar en la salida. En este caso, los bits que llegan antes serán más los más significativos.
4. En teoría, solo sería necesario enviar 14 bits. Sin embargo, lo más normal es que el microcontrolador haya enviado una variable de 16 bits o dos de 8. Por este motivo, al dispositivo llegan dos bits adicionales cuyo valor es irrelevante, pues no son tenidos en cuenta por el convertor.

Hay que decir, finalmente, que el protocolo SPI puede estar sujeto a algunas modificaciones sobre la definición elemental. Pongamos, por ejemplo, el convertor analógico-digital MAX1132, de Maxim Integrated⁶ (Fig. 9.8). Para controlar este dispositivo, se necesitan cinco conexiones. Así, además de las señales CS y SCK, el convertor necesita una línea adicional para recibir los bits de configuración (DIN, equivalente

⁵<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP4911>

⁶<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX1132.html>

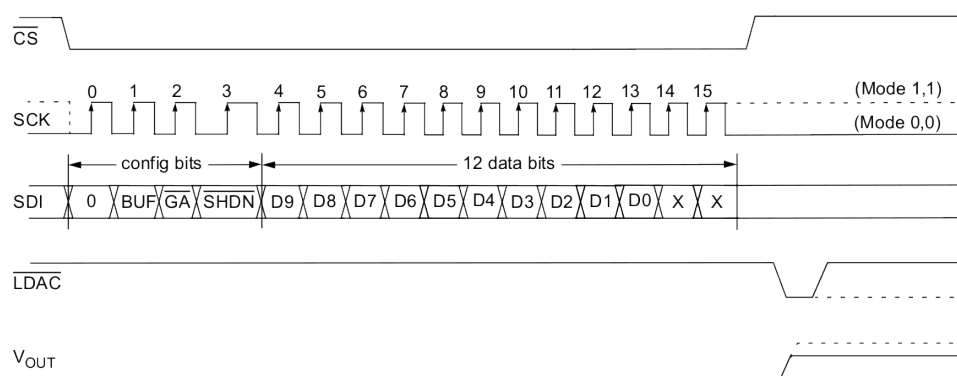


Figura 9.7: Secuencia de señales SPI para el control del DAC MCP4911. Imagen tomada de la hoja de características del fabricante.

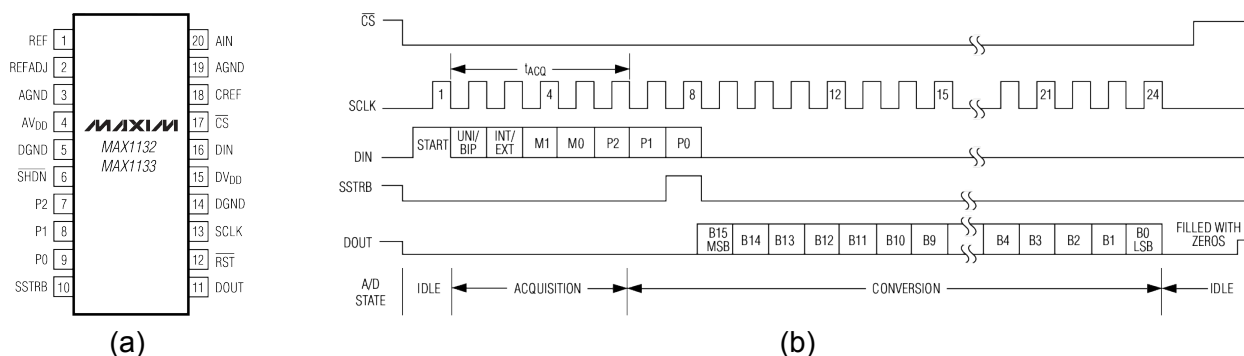


Figura 9.8: Patillaje (a) y secuencia de señales SPI para el control (b) del ADC MAX1132. Imágenes tomada de la hoja de características del fabricante.

a SDI), otra para enviar los datos de la conversión digital (DOUT, equivalente a SDO) y otra línea adicional (SSTRB) para indicarle al maestro que, tras ser configurado el ADC, la conversión ha finalizado y que procede a enviar los datos.

El uso del protocolo SPI en microcontroladores es relativamente sencillo. Veamos el caso de las placas Arduino y similares (la familia MSP430, de Texas Instruments⁷, programables con Energia IDE⁸), y que cuentan con la librería SPI.h para programar las transmisiones de datos. Hay que tener en cuenta algunos detalles técnicos muy simples, pero que pueden impedir una transmisión correcta si no se cuidan. Así, un fallo muy común tiene que ver con la estructura de datos, pues para recibir datos de un ADC de 14 bits hay que destinar una variable de 16 bits, con dos bits de relleno. Luego, estos tendrían que ser descartados mediante, por ejemplo, un desplazamiento de bits de dos posiciones hacia la derecha, teniendo la precaución de que los dos bits más significativos se pongan a cero, por ejemplo, haciendo un AND con la máscara $0 \times 3FFF$.

Por otro lado, los microcontroladores y microprocesadores, y por extensión sus kits de desarrollos dedicados, suelen tener **pinos asignados específicamente al protocolo SPI**. Son fácilmente localizables siguiendo las instrucciones de uso. Por ejemplo, en la web <https://pinout.xyz/> podemos encontrar las conexiones de las placas Raspberry Pi. Ahí se ve que el pin 23 es el SCLK, el pin 21 el MISO, el 19 el MOSI, y los pines 24 y 26 como habilitadores de dos dispositivos. Sin embargo, es posible controlar el envío de información directamente por *software*, cambiando el estado de cuatro pines de propósito general. Esto se conoce como "*bit banging*", y no es recomendable debido a su relativa lentitud. Hay sin embargo, una solución intermedia: cambiar por *software* el estado de los pines de habilitación, y controlar los otros tres por *hardware*. Como este pin solo interviene puntualmente, no afecta demasiado a la velocidad de transmisión, con la ventaja de que podemos controlar más elementos de los dos permitidos inicialmente.

⁷<http://www.ti.com/microcontrollers/msp430-ultra-low-power-mcus/overview/overview.html>

⁸<http://energia.nu/>

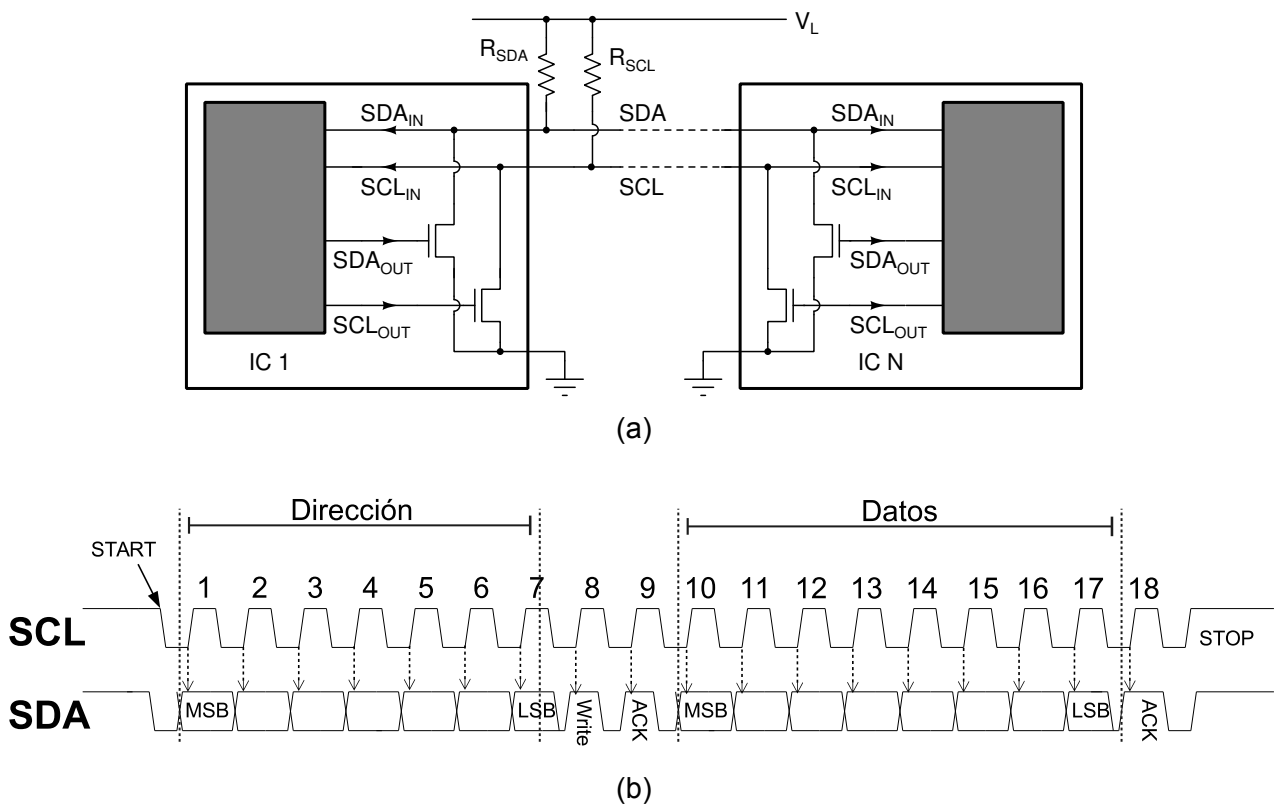


Figura 9.9: Disposición de líneas (a) y secuencia de control (b) del bus I²C. No se han incluido las capacidades parásitas de los cables, de gran importancia para el máximo alcance de la señal.

9.3.5 El protocolo I²C

A pesar de las grandes ventajas del protocolo SPI atendiendo a la velocidad de transmisión de los datos, en caso de que existan muchos esclavos, su uso puede ser inviable por el gran número de conexiones requeridas. En este caso, una alternativa para la transmisión de datos entre componentes es el protocolo I²C (*Inter-Integrated Circuits*), que fue presentado por Philips Semiconductors (hoy NXP Semiconductors). Este protocolo también se denomina TWI (*Two-Wire Interface*) en algunos textos para evitar conflictos legales con los desarrolladores por el uso del término. Todos los detalles sobre este protocolo están recogidos en <http://www.i2c-bus.org/>.

9.3.5.0.1 Características

- **Líneas de transmisión:** solo dos (Fig. 9.9a). La primera, SCL (*Serial Clock*), será la señal de reloj proveniente del maestro. La otra, SDA (*Serial Data*), será la que se utilice para las transmisiones. Ambas señales se deben conectar a la tensión de alimentación mediante resistencias de *pull-up*. En este protocolo, los dispositivos, sean el maestro o los esclavos, deben conectarse a las líneas SCL y SDA por un terminal que esté en estado de alta impedancia. Así, la tensión lógica en reposo de ambos buses es +V_L y será interpretada como un "1" lógico.
- **Frecuencia de trabajo:** la marcada por SCL. Depende de la distancia de trabajo y, sobre todo, de la velocidad de respuesta de los dispositivos. No hay que confundirla con la velocidad (efectiva) de transmisión de datos, pues un solo byte requiere el envío de hasta 18 bits.
- **Alcance:** el protocolo I²C se concibió para transmisión de señales dentro una única placa. Sin embargo, es posible alcanzar distancias de varios metros de longitud (se habla en algunos textos de casi un centenar) usando cables con baja capacidad parásita y disminuyendo la frecuencia del reloj.

- **Direccionamiento:** cada elemento esclavo tiene asignada una dirección única de 7 bits que lo identifica dentro del bus. Idealmente, se podrían direccionar $2^7 = 128$ elementos distintos, pero, al reservarse 16 direcciones para funciones especiales, solo se pueden direccionar 112 dispositivos en el bus. Esta dirección va a estar generalmente grabada en el interior del dispositivo. En algunos casos puede cambiarse exteriormente (p. e., el sensor inteligente LM73 elige una de tres posibles direcciones grabadas según se conecte a tierra, alimentación o se deje al aire un determinado pin). Si lo desea, el alumno puede consultar la web <https://learn.adafruit.com/i2c-addresses/the-list> para conocer algunos sensores con salida I²C y cuál es la dirección que se les asigna en la fábrica.
- **Tren de bits:** Fig. 9.9b muestra el tren de bits característico del bus. Corresponde al caso más sencillo, que es el de un esclavo que envía información al maestro cuando este lo demanda. En reposo, todos los elementos, cuyas salidas son de drenador abierto, se encuentran en estado de alta impedancia y la tensión de los buses es $V_L \equiv "1"$.
 - La transmisión comienza a requerimientos del maestro poniendo SDA a 0 V y haciendo que el reloj SCL baje a 0.
 - En cada uno de los 7 ciclos de reloj siguiente, el maestro indicará la dirección del esclavo elegido y, tras enviarlo, irá a estado de reposo tras indicar en el último momento con un bit alto que “escriba” la lectura en el bus. Se transmitirá primero el bit más significativo.
 - A continuación, el esclavo dará a entender que ha recibido la instrucción (“ACKnowledgment”) y procederá a enviar el dato de 8 bits, controlando él mismo el reloj, ya que el maestro se encuentra en estado de alta impedancia. Como en el caso de la dirección, el primer bit es el más significativo.
 - Una vez terminado, el maestro indicará con la señal ACK que ha recibido la información y todos los elementos vuelven a estado de reposo.

Como vemos, se ha necesitado el envío de 18 bits para transmitir un único byte, además de la pausa inicial correspondiente al arranque de transmisión. El diálogo entre elementos puede ser incluso más complicado. Por ejemplo, una memoria FRAM como la FM24V10, de Cypress Semiconductor⁹, con entrada I²C, necesita una comunicación más compleja cuyos detalles aparecen en la hoja de características del dispositivo.

Por otro lado, aunque todos los ciclos de reloj de Fig. 9.9b tienen el mismo periodo, en la práctica los ciclos pueden diferir, ya que esta señal proviene de distintos dispositivos.

- **Tamaño de palabra:** el byte es la unidad básica de envío de información de este protocolo. Esto lo hace rígido como el RS-232 y con peores resultados que el SPI, que es más o menos configurable.

No es difícil crear un maestro capaz de controlar los dispositivos esclavos con este protocolo. Así, la máquina de estados del bloque que controlaría este protocolo es fácil de implementar en lenguajes como VHDL o Verilog y exportarlo a FPGA. Asimismo, la mayoría de los microcontroladores disponen de pines específicos para ser utilizados en este protocolo, y los dialectos de C u otros lenguajes disponen de librerías que permiten una programación sencilla: Librería Wire en Arduinos, python-smbus e i2c-tools en Raspberry PI, etc. Asimismo, es posible utilizar el PC como maestro adaptando el puerto RS-232.

9.3.6 El protocolo 1-Wire

Este protocolo es menos popular que cualquiera de los otros dos anteriores, aunque su uso está bastante extendido. Fue desarrollado por Dallas Semiconductors, actualmente parte de Maxim Integrated¹⁰. En este protocolo, se consigue establecer la comunicación utilizando un único cable (además de tierra y, aunque no siempre, de la alimentación positiva). Este protocolo se caracteriza por usar lógicas de colector/drenador abierto, como el I²C, combinadas con el asincronismo del RS-232. El bus de transmisión está normalmente a “1” al estar todos los elementos en estado de alta impedancia, y la transmisión se inicia con

⁹<http://www.cypress.com/documentation/datasheets/fm24v10-1-mbit-128k-x-8-serial-i2c-f-ram>

¹⁰<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1796>

un flanco de bajada proveniente del maestro con una duración de $480 \mu\text{s}$. Que se transmita un "0" o un "1" depende de la duración del pulso: inferior a $15 \mu\text{s}$ equivale a "1", superior a $60 \mu\text{s}$ equivale a "0".

Este protocolo exige direccionamiento como el I²C. Sin embargo, es de 64 bits, lo que permite no solo la numeración de elementos, sino la presentación al maestro comunicando la función que realizan y otros parámetros adicionales al conectarse al bus. Este protocolo permite menores velocidades de transmisión dada su baja frecuencia de trabajo y la longitud de su tren de bits, aunque consigue transmitir a mayores distancias que los otros dos competidores. En algunos casos, no es necesario alimentar el dispositivo esclavo, pues puede almacenar energía en condensadores a partir de alguna de las líneas de bus.

Como en el caso del I²C, puede usarse el puerto RS-232 (y, en general, cualquier dispositivo con UART) para que un PC reciba datos desde una red de dispositivos. Asimismo, existen librerías específicas en C para implementar este protocolo en microcontroladores.

9.3.7 Protocolos avanzados

En los apartados anteriores, se han descrito diversos protocolos que se utilizan, o se han utilizado, para la construcción de sistemas de instrumentación. Todos se caracterizan por la posibilidad de transmisión a larga distancia, robustez, fácil implementación en el sistema, etc. Sin embargo, en algunos casos, estos protocolos de transmisión no pueden satisfacer completamente las necesidades del desarrollador. Por ejemplo, no existe posibilidad de realizar una comunicación sencilla con el PC pues, aunque nominalmente algunos protocolos pueden hacerlo, todos se basan en el RS-232, que es bastante lento. Por este motivo, es necesario utilizar otros protocolos avanzados y, en general, más generalistas.

9.3.7.1 Protocolo USB

Este protocolo serie (*Universal Serial Bus*) permite transmisión a gran velocidad con el PC, aunque tanto la velocidad como la distancia depende de la versión específica del protocolo (actualmente, 3.0). Es bidireccional, aunque solo permite un esclavo por puerto. Este puerto está disponible en la mayoría de los PC y en muchos microcontroladores. El problema es que la programación de microcontroladores con este dispositivo no es tan sencilla como las de los otros con lo que, en muchos casos, se prefiere simplemente utilizar un adaptador USB/RS-232, USB-SPI, etc. De cualquier modo, nada impide su uso si el diseñador del sistema lo considera oportuno.

La transmisión de datos de la versión básica del protocolo requiere cuatro hilos: uno para la tensión de alimentación, que es de 5 V, otro para tierra y dos más, D_+ y D_- , para la transmisión de datos en modo diferencial. Si $D_+ = 5 \text{ V}$ y $D_- = 0 \text{ V}$, $D_+ - D_- > 0$ y el "1" se detectará, incluso si hay pérdidas en el cable o una tensión del modo común muy alta. El "0" corresponde al caso opuesto, $D_+ = 0 \text{ V}$ y $D_- = 5 \text{ V}$, $D_+ - D_- < 0$. Al realizar la conexión de los dispositivos, se realiza un envío de "0" y "1" para que los dispositivos puedan sincronizar las frecuencias de los relojes que controlan la transmisión. En versiones más avanzadas del protocolo, se añaden otros pines.

9.3.7.2 Protocolo CAN

Las siglas corresponden a *Controller Area Network* (Bus). Este protocolo permite la creación de un bus con muchos maestros y esclavos con solo dos cables de conexión. Este protocolo es muy robusto, tolerante a fallos y permite velocidades altas de transmisión, lo que lo ha hecho muy interesante en el mundo de la automoción. Es un protocolo que utiliza dos cables cuya diferencia de tensión marca el valor del bit lógico: "0", si está entre +1,5 y +3 V, "1" si está entre -120 y +12 mV. La gran ventaja de este código es que no solo permite direccionamiento de esclavos, sino que se puede dar mayor o menor importancia a los mensajes de los esclavos con los llamados "*bits de arbitrio*", que resuelven conflictos producidos si dos dispositivos inician la comunicación de manera simultánea.

Su implementación es también relativamente avanzada¹¹ y muchos microcontroladores carecen de terminales adecuados. En su lugar, es necesario utilizar circuitos integrados de interfaz como el MCP2515

¹¹Véase, por ejemplo, <https://www.maximintegrated.com/content/dam/files/design/technical-documents/white-papers/can-vs-rs485-why-can-is-on-the-move.pdf>

y el MCP2561, ambos de Microchip¹², que permiten la creación de un nudo de la red CAN tras la conversión de datos SPI a este formato.

9.3.7.3 Protocolo GPIB

Este es el acrónimo de *General Purpose Instrumentation Bus* y también se lo conoce como IEEE-488. A diferencia de los protocolos anteriores, está pensado para conectar dispositivos de instrumentación complejos (voltímetros, osciloscopios, fuentes controladas, etc.) a un PC maestro. Es un protocolo bastante antiguo, cuyas primeras versiones se remontan a los años 60. Sin embargo, ha sobrevivido y sigue gozando de relativamente buena salud por:

- **Facilidad de programación:** cada dispositivo tiene una dirección grabada y las suites de instrumentación electrónica como LabView permiten reconocerlos con seguridad, transmitir órdenes y recibir datos.
- **Mantenimiento de dispositivos de calidad:** los dispositivos electrónicos para cuyo control se concibió el GPIB son muy caros, y por eso deben durar mucho tiempo. No es extraño, por tanto, que los laboratorios sigan utilizando dispositivos de hace 10–20 años que aún son perfectamente funcionales. Como estos dispositivos se controlaban con GPIB al no haber nacido aún otros protocolos, el protocolo se debe mantener en tanto que los dispositivos no hayan quedado obsoletos.
- **Cables endurecidos:** Una de las características del protocolo es el uso de cables muy robustos, con conectores atornillados, que los hacen muy adecuados para ambientes de trabajo relativamente hostiles (Fig. 9.10).

Desde el punto de vista técnico, el bus GPIB es de tipo paralelo, y permite la conexión de hasta 15 dispositivos a una distancia no superior a 20 m y a una velocidad de 8 MB/s. Como la mayor parte de los elementos actuales, tanto los PC como los esclavos, carecen de tarjeta de adquisición de datos por motivos de espacio, se comercializan adaptadores USB/GPIB que permiten la emulación de este puerto.

Pueden encontrarse algunos ejemplos de dispositivos con conexión GPIB en el Tema 10.

9.3.7.4 Ethernet

Muchos microcontroladores y microprocesadores actuales son suficientemente potentes como para que pueda implementarse en ellos todos los protocolos basados en Ethernet: TCP/IP, UDP, SSH, etc. Al disponer de direcciones IP y MAC, se puede interactuar directamente con el microcontrolador. Dado que la frontera entre microcontroladores y microprocesadores se está diluyendo con el paso de los años, algunos microprocesadores en los que se está ejecutando un sistema operativo pueden realizar funciones propias de los microcontroladores. Pensemos, por ejemplo, en los ARM Cortex dentro de pequeños ordenadores como las *Raspberry Pi* y con entradas GPIO compatibles con SPI e I²C, aunque sin ADC integrados.

Además, muchos aparatos de instrumentación modernos como voltímetros u osciloscopios disponen de tarjeta de red que permite su control a distancia (incluso, a centenares o miles de kilómetros). La llegada de este protocolo ha sido la causa del retroceso del GPIB.

9.4 Protocolos de transmisión inalámbricos

En muchos casos, el sistema no puede utilizar cables para poner en comunicación sus componentes. Los motivos pueden ser variados: pudiera ser que existan barreras físicas que impidieran lanzar cables de conexión, porque se buscara una movilidad que no esté limitada por los cables, por ahorro de material, etc. En estas circunstancias, hay que establecer comunicaciones de tipo inalámbrico, que tiene problemas como la atenuación con la distancia, la posibilidad de interceptación, etc.

Dentro de esta familia de protocolos, hay que distinguir dos grandes grupos: las transmisiones por infrarrojos y las de radiofrecuencia. Sus ámbitos de aplicación se solapan en algunos casos.

¹²<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/en010406> y <http://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP2561>



(a)



(b)

Figura 9.10: Detalles de un cable GPIB: cable completo (a) y detalles de la parte externa del conector (b).

9.4.1 Transmisión por infrarrojos

Este es el protocolo que se utiliza en muchos mandos a distancia utilizados en televisiones, sistemas de climatización, control de luces, etc. No es casualidad que su uso esté restringido al interior de recintos cerrados.

En general, se deben tener en cuenta varios puntos de interés:

- **Longitud de onda:** la emisión suele estar en torno a los 950 nm o, en general, en alguna de las longitudes de onda en las que el vapor de agua presente un máximo de absorción, y así eliminar gran parte del ruido procedente de la luz solar.
- **Modulación a 38 kHz:** el tren de bits que se emita debe estar modulado a una frecuencia entre 30 y 56 kHz (generalmente, 38 kHz), tal y como se mostró en la Sección 5.2.2.2.5. El emisor será un LED infrarrojo y el receptor debe tener ajuste de ganancia. Esto hace que la velocidad de transmisión de bits esté limitada a no más de 1 bit/ms. Esto es, sin embargo, más que suficiente para los sistemas habituales.
- **Distancia:** por motivos de potencia, no es habitual que se transmita la información a más de 10 m de distancia.
- **Legislación:** al tener un alcance tan limitado, su uso se restringe a espacios reducidos donde el sistema no va a interferir con los de la vecindad y, por tanto, nos encontramos en un ambiente totalmente privado donde no tiene sentido establecer una legislación que organice su uso. El diseñador puede utilizar este protocolo sabiendo que no violará ninguna ley.

Por definición, dado que la transmisión inalámbrica equivale formalmente a una única línea cableada y, en consecuencia, no pueden coexistir una señal de reloj y otra de datos. Por tanto, todas las comunicaciones por infrarrojo son formalmente asíncronas. Dentro de esta transmisión, hay que distinguir asimismo dos aspectos: cómo se indica que el valor de cada bit y cómo se constituye el tren de bits.

9.4.1.1 Indicación del valor del bit

En principio, nada impide realizar la transmisión de los bits tal y como salen del microcontrolador, modulando directamente el tren de bits y transmitiéndolos. Así, por ejemplo, podríamos sacar un dato por el puerto RS232 de un microcontrolador con el aspecto mostrado en Fig. 9.3, modular la señal a 38 kHz, transmitirla, demodularla, y llevarla al receptor de la UART de un microcontrolador. Sin embargo, en la práctica se suelen usar otros sistemas de codificación que han demostrado mayor robustez y fiabilidad que la transmisión simple.

- **Codificación Bifase o Manchester:** esta codificación indica que el bit es un “0” o un “1” en función de que aparezca un flanco descendente o ascendente en el punto medio de cada ciclo (Fig. 9.11a). En caso de que haya que transmitir dos veces seguidas el mismo bit, hay que realizar una transición previa al inicio del ciclo. En la práctica, esto es equivalente a convertir cada “0” en el par de bits “10” y cada “1” en “01”, doblando la frecuencia de transmisión de bits. Hay que decir que este convenio no es universal, pues en algunos sistemas la interpretación es exactamente la contraria. Su uso no está restringido a la transmisión por infrarrojos y goza de bastante popularidad para realizar la transmisión de datos en internet. Este sistema de codificación goza de varias ventajas:
 - Es posible determinar de manera simple la frecuencia de transmisión de bits, pues el periodo es la separación mínima entre dos flancos de subida inmediatos. Esto permite una sincronización automática entre emisor y receptor.
 - Al codificarse los datos como flancos de subida y de bajada, no importan los niveles absolutos de tensión. Esto permite eliminar el acoplamiento DC, ya que la tensión del modo común no interviene. Sin embargo, esta ventaja carece de interés en sistemas de transmisión en infrarrojo, pues los sistemas están normalmente aislados entre sí.

Lamentablemente, este sistema tiene diversas desventajas que deben indicarse:

- Al realizarse la detección a mitad de periodo y poder existir pulsos de medio periodo de transmisión de duración, si un sistema puede transmitir pulsos a una determinada velocidad, la velocidad de transmisión de bits es, al menos, la mitad. En otras palabras, se desperdicia ancho de banda.
 - Desde el punto de vista práctico, la máquina de estados o el código de programación para la decodificación de este protocolo es uno de los más difíciles de implementar.
- **Codificación por anchura de pulsos:** en esta codificación, los dos valores se implementan como pulsos de distinta duración (Fig. 9.11b). Es, por tanto, uno de los sistemas más sencillos de implementar ya que basta con un contador tanto para transmitirlo como para recibirlo. No se puede hablar de una velocidad fija de transmisión, ya que todo depende del número de “0” y “1” que haya en el mensaje.
 - **Codificación por distancia de pulsos:** en este caso, los pulsos tienen una duración fija y lo que distingue cada valor es la distancia entre pulsos (Fig. 9.11c). Igualmente, no se puede hablar de velocidad de transmisión y también es fácilmente implementable con un simple contador.

En general, se pueden elegir los protocolos que se deseen al haber total libertad de uso. En muchos casos, un protocolo ha adquirido popularidad simplemente porque los primeros desarrolladores lo utilizaron, y el resto de competidores se limitaron a seguir las directrices para hacer sus dispositivos compatibles con los del primer desarrollo.

9.4.1.2 Construcción del tren de bits

En general, todos los protocolos de transmisión deben indicar en su tren de bits tres cosas: en primer lugar, que se ha iniciado la transmisión. A continuación, hay que indicar a qué dispositivo se está enviando el mensaje y, finalmente, el mensaje propiamente dicho.

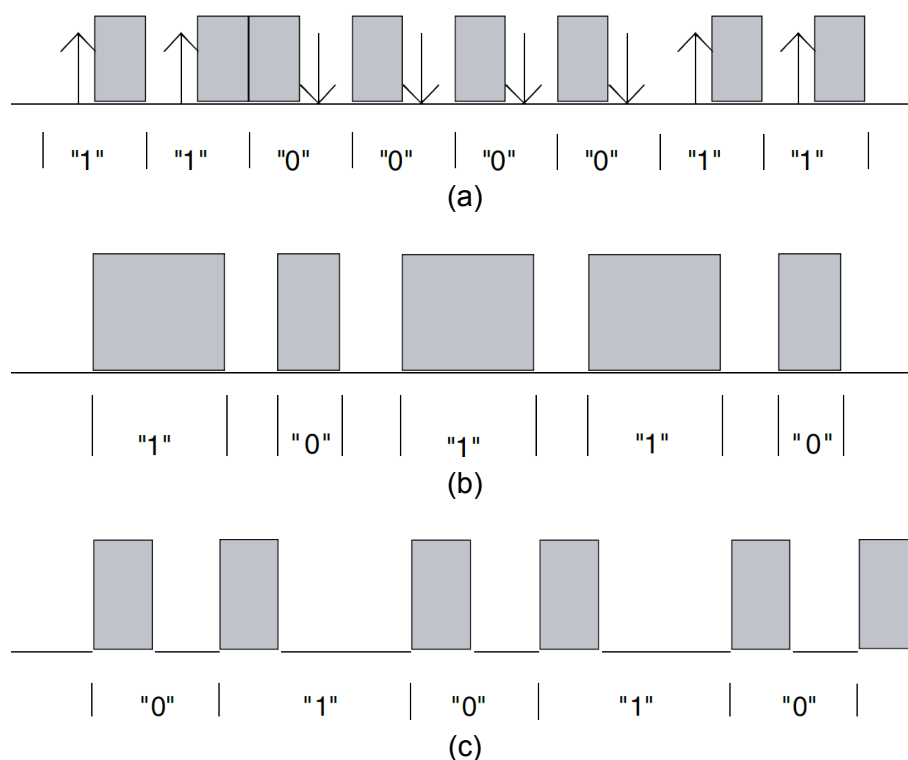


Figura 9.11: Codificación de bits en comunicación infrarroja: Manchester o bifase (a), por longitud de pulso (b) y por distancia entre pulsos (c). Imágenes tomadas de "Data Formats for IR Control", disponible en <http://www.vishay.com/>.

Hay muchísimos protocolos y variaciones de los mismos, que pueden consultarse en la web SB Projects¹³. Además, cada diseñador puede establecer el que desee atendiendo a sus necesidades particulares. Describiremos, a continuación, un par de protocolos de amplio uso que se pueden tomar como ejemplos didácticos:

- **RC-5:** desarrollado por Philips, factor que le ha dado gran popularidad en Europa (Fig. 9.12). Se caracteriza por utilizar codificación tipo Manchester y una portadora a 36 kHz que, por error, algunos desarrolladores no vinculados a Philips han cambiado a la frecuencia convencional de 38 kHz. Los bits se transmiten cada 1,778 ms, tiempo que corresponde a 64 ciclos a 36 kHz. En cada mensaje, se deben transmitir los siguientes segmentos:
 - *Bits de inicio:* se envían dos bits a "1" al inicio de cada transmisión. De este modo, se avisa al receptor de la transmisión y, además, puede realizar una sincronización de datos si fuera necesario.
 - *Toggle bit:* este es un bit cuyo valor es el opuesto del que se haya enviado en la transmisión anterior. El cambio se produce cada vez que se pulsa una tecla. De este modo, el receptor puede saber si se está enviando un nuevo mensaje o si se está repitiendo el mismo.
 - *Dirección:* cada receptor se identifica con un código único de 5 bits, que se inician con el bit más significativo. Esto implica que se pueden identificar hasta 32 dispositivos diferentes. Normalmente, no se realiza una distinción individual, sino que cada modelo, y no cada dispositivo, tiene una identificación propia. Así, todas las televisiones tienen la misma dirección, los vídeos otra, los DVD otras, etc. De este modo se consigue que los mandos de dos televisores distintos del mismo fabricante sean intercambiables, pero que no valgan para controlar un DVD.
 - *Mensaje:* codificado con 6 bits. Lógicamente, son propios de cada modelo.

Como el mensaje requiere 14 bits, la duración total será de 24,9 ms. Si el usuario mantiene pulsado el botón, el mensaje se sigue transmitiendo cada 114 ms sin cambiar, por supuesto, el *toggle bit*. Este periodo de silencio es el necesario para enviar 64 bits ($64 \times 1,778 \approx 114$ ms).

¹³<http://www.sbprojects.com/knowledge/ir/index.php>

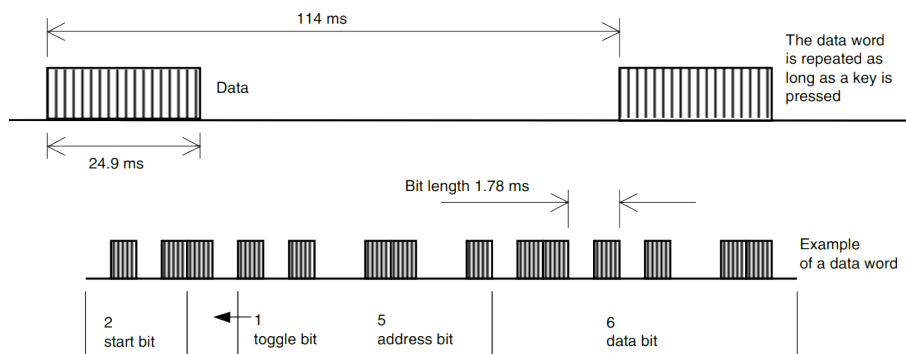


Figura 9.12: Tren de bits en el protocolo RC-5. Imágenes tomadas de "Data Formats for IR Control", disponible en <http://www.vishay.com/>.

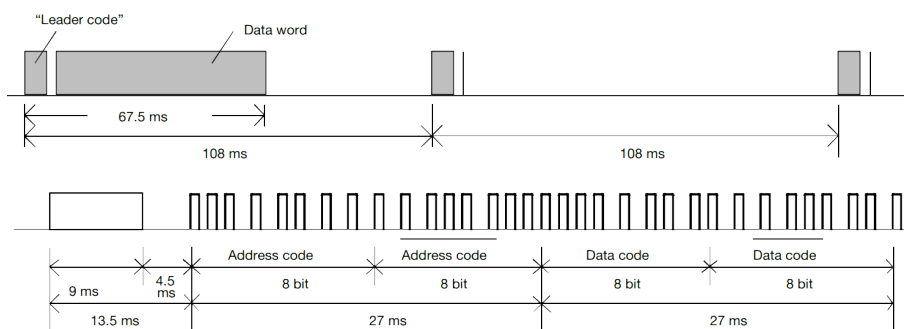


Figura 9.13: Tren de bits en el protocolo NEC. Imágenes tomadas de "Data Formats for IR Control", disponible en <http://www.vishay.com/>.

- **NEC:** fue desarrollado por NEC, actualmente Renesas, una empresa japonesa líder que ha hecho que este protocolo sea muy popular en este país. En él, la codificación de los bits se realiza por distancia entre pulsos (Fig. 9.13). Se requiere una portadora de 38 kHz y cada pulso tendrá una duración de $560 \mu\text{s}$. Si la distancia entre flancos de subida de dos pulsos distintos es de 1,125 ms, el bit se interpretará como un "0" lógico. Si es 2,25 ms, tendremos un "1". El tren de pulsos consta de los siguientes elementos:
 - *Pulso de inicio:* no es un bit propiamente dicho. Se transmite un pulso de 9 ms de duración seguido por un silencio de 4,5 ms. El objetivo es dar aviso del inicio de transmisión y ayudar al ajuste de ganancia del receptor.
 - *Dirección:* el dispositivo se identifica con 8 bits, comenzando por el bit menos significativo. Por tanto, pueden direccionarse hasta 256 dispositivos.
 - *Dirección negada:* otros 8 bits, con los valores de dirección invertidos.
 - *Datos:* 8 bits, cuya función depende por supuesto del dispositivo receptor y de las funciones que pueda realizar. Por tanto, pueden transmitirse hasta 256 órdenes distintas.
 - *Datos negados:* en este momentos, se envía el byte de datos con los valores invertidos.

¿Por qué se envían dos veces tanto la dirección como los datos? Simplemente, porque conseguimos un poco de redundancia, y porque en el conjunto de 16 bits de dirección más dirección invertida (o de datos) garantizamos que haya siempre 8 bits a "1" y otros 8 a "0", con una duración constante de $8 \cdot 1,125 + 8 \cdot 2,25 = 27 \text{ ms}$. Por tanto, cada mensaje durará $9 + 4,5 + 27 + 27 = 67,5 \text{ ms}$. Si se mantiene el botón pulsado, se transmite cada 110 ms una señal de repetición, que consiste en un pulso de 9 ms, un silencio de 2,25 ms y un pulso rápido de $560 \mu\text{s}$.

Los protocolos anteriores son básicos y han sufrido cambios a lo largo del tiempo para adaptarlos a nuevos escenarios. Existen, además, otros protocolos que no se han descrito aquí por falta de espacio. En algunos casos, las especificaciones son públicas, pero en otros el desarrollador ha decidido mantener en secreto.

Al hacer tecnología inversa, se ha podido descifrar el protocolo, aunque, por supuesto, nada garantiza que esta descripción sea del todo fidedigna.

9.4.2 Protocolos de transmisión basados en radiofrecuencia

A diferencia de los protocolos basados en infrarrojo, los protocolos basados en radiofrecuencia están sujetos a la legislación de los distintos países. Así, la transmisión debe hacerse en la zona de los 2,4 MHz, que suele reservarse para uso libre, aunque respetando las reglas de organización. En general, estos protocolos distan de ser sencillos, pues ya estaríamos hablando de redes de comunicación perfectamente reguladas, donde se deben realizar una identificación de elementos, protección de la información enviada, etc. Los protocolos más habituales son:

- **ZigBee:** o, más correctamente, IEEE 802.15.4. En realidad, se habla de un conjunto de protocolos sujetos a variaciones que pueden impedir la correcta comunicación entre dispositivos aparentemente similares. Se caracteriza por la presencia de un único coordinador que se comunica con un número indeterminado de *routers* siendo estos los que se comunican con los dispositivos finales. En definitiva, nos encontraríamos ante una red tipo árbol.

Este protocolo se caracteriza por alcanzar una distancia relativamente corta (100 m en las mejores circunstancias, normalmente mucho menos), y por una velocidad de transmisión de 250 kB/s. El material necesario es extremadamente sencillo. Así, es posible encontrar módulos como el XBee¹⁴ que transforman en ZigBee datos que van a y vienen del puerto RS232 de un microcontrolador (Fig. 9.14). Por otra parte, el consumo de estos módulos es extremadamente baja, ya que cuentan con la opción de caer en latencia. Todo esto ha hecho que sea uno de los protocolos más utilizados y con mayor porvenir en el campo de la domótica.

- **Bluetooth:** un protocolo que no requiere presentación al estar presente en la mayoría de los teléfonos móviles, ordenadores, tabletas, etc. Su nombre correcto es IEEE 802.15.1 y contempla una estructura de un maestro y varios esclavos. También utiliza la zona en torno a los 2,4 GHz y se caracteriza por realizar saltos en la frecuencia de transmisión. Permite una velocidad de transmisión más alta que el ZigBee (De 1 a 32 Mbit/s dependiendo de la versión del protocolo) y un alcance similar, aunque depende enormemente de la potencia de la antena emisora. Su consumo es bastante elevado en comparación con el ZigBee, hecho que, junto con que la programación de dispositivos para trabajar en esta red sea complicada, ha restringido su uso práctico a sistemas donde se necesite una velocidad demasiado alta para el protocolo ZigBee.
- **WiFi:** equivalente inalámbrico del protocolo Ethernet descrito en la sección 9.3.7.4, con las mismas ventajas e inconvenientes. Evidentemente, es el protocolo más avanzado y permitiría controlar el sistema a larguísimas distancias. Sin embargo, su configuración es difícil y no suele utilizarse más que en casos contados.

Como puede intuirse, este apartado hace que se solape la asignatura con otras de la titulación con lo que se remite al lector/a a estas.

¹⁴<https://www.digi.com/xbee>

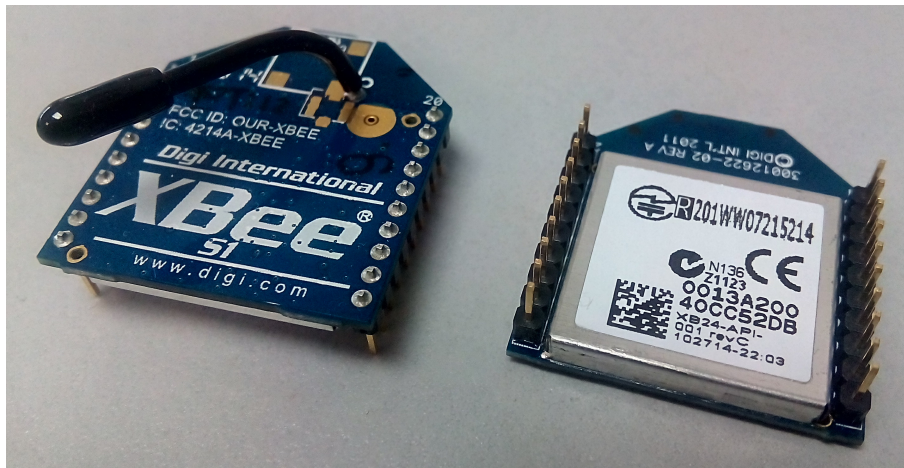


Figura 9.14: Ejemplos del modulo XBee para la conexión ZigBee.

Tema 10

Aparatos para la Instrumentación

La medida precisa de señales eléctricas puede llevarse a cabo de dos modos distintos: en primer lugar, **construyendo un sistema que cumpla nuestras especificaciones**. Esta solución suele ser relativamente barata, ya que el diseñador puede elegir los componentes que más le interesen y buscar una relación adecuada entre los objetivos que conseguir y el presupuesto. También acarrea problemas, como era esperable. Así, es necesario que el diseñador tenga conocimientos de varias subdisciplinas de la electrónica y los sistemas que diseñe podrían no ser reutilizables. También puede pasar que, en mitad de un proyecto, se requieran agregar cualidades nuevas al sistema y esto exija un rediseño completo. Además, no contaríamos con la seguridad de que el sistema esté calibrado. Prácticamente todo el texto hasta aquí se ha dedicado a explicar cómo abordar esta línea.

La segunda solución, que es la que vamos a ver en este tema, consiste en el **uso de aparatos de instrumentación** especialmente dedicados a una labor especializada. Así, nos encontrarnos entonces con dispositivos homologados orientados a una o más funciones, a veces con mejores características que las requeridas y que son reutilizables de un experimento a otro. El problema es evidentemente monetario, ya que el precio de algunos de estos dispositivos puede ser realmente alto. Así, un simple polímetro puede costar 10 o 20 €, pero un multímetro de gama alta, que hace la misma función, alcanza casi 10.000. En este caso, la adquisición no se puede realizar a la ligera. Otro problema, que a veces no se tiene en cuenta, es el volumen y forma de estos dispositivos, que suelen ser voluminosos y desaprovechan el espacio, e incómodos de transportar por su peso. Además, pueden tener un elevado consumo de electricidad, lo que conlleva un aumento en la factura final y necesidad de disipación.

En este tema, conoceremos los aparatos de instrumentación más comunes. Describiremos brevemente su mecanismo de funcionamiento, así como las características que deban tenerse en cuenta para hacer un uso correcto. Los elementos que examinaremos son:

- Voltímetros, amperímetros, ohmímetros y multímetros.
- Preamplificadores.
- Analizadores de impedancia
- Osciloscopios y digitalizadores de alta velocidad.
- Analizadores de espectro
- Analizadores lógicos
- Amplificadores *lock-in*

Finalmente, veremos brevemente detalles sobre cómo se conectan estos dispositivos a sistemas automáticos gobernados por ordenador personal, que es lo que ocurre en muchas situaciones típicas.

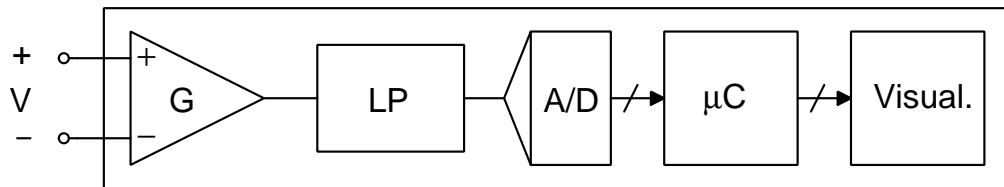


Figura 10.1: Diagrama de bloques típico de un voltímetro digital.

10.1 Voltímetros, amperímetros, ohmímetros y multímetros

10.1.1 Voltímetros

Estos dispositivos se utilizan para medir valores de tensión. Probablemente, el lector/a haya tenido alguno entre sus manos en algún momento de su vida académica, por lo que no es necesario explicar nada sobre su aspecto.

Los voltímetros tienen dos modos de trabajo:

- **DC:** permite medir el valor de la componente continua de una señal de tensión.
- **AC:** en este caso, mide el valor eficaz de la componente variable en el tiempo.

Imaginemos ahora que tenemos una señal periódica expresable como una serie de Fourier de la forma:

$$V(t) = V_Q + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi_n).$$

Entonces, la medida DC nos proporciona el valor de V_Q y la AC nos debería dar idealmente:

$$V_{AC} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2}$$

Lamentablemente, veremos que esto no es factible en la práctica, y lo que se da es una aproximación más o menos grosera.

10.1.1.1 Medida DC

Volvamos al caso de la medida de tensión DC. Fig. 10.1 muestra un ejemplo de cómo se realiza la medida en los dispositivos actuales, que se suponen totalmente digitales, aunque aún haya en laboratorios voltímetros puramente analógicos, casi como objetos de museo.

En esta figura, se aprecian los siguientes elementos:

- **Terminales de entrada:** un voltímetro mide diferencias de potencial, por lo que se requieren siempre dos terminales, uno positivo y otro negativo. El primero se suele marcar de color rojo y el segundo de negro. Si se desean medir tensiones absolutas, hay que conectar el terminal negativo a un nudo de tierra fiable.
- **Bloque amplificador diferencial:** este es un bloque que proporciona una salida en tensión proporcional a la diferencia de tensión entre los terminales. Estará basado con toda probabilidad en el amplificador de instrumentación, con las siguientes propiedades:
 - Impedancia de entrada muy alta e idealmente infinita.
 - Ganancia controlable externa o internamente. Es probable que, en algún momento, el alumno haya manejado un voltímetro y haya tenido que *cambiar la escala*. ¿Qué ha hecho en realidad? Simplemente, variar la ganancia de este bloque. Quizás lo haya hecho mecánicamente girando una rueda, quizás pulsando un botón. En el primer caso, el usuario ha ido escogiendo

resistencias distintas para cambiar, por ejemplo, la ganancia de un amplificador operacional/de instrumentación dentro del bloque. Si lo hace pulsando un botón, es posible que también haga este cambio mecánicamente o que, simplemente, ordene al microcontrolador que gobierna todo el sistema que reconfigure el bloque amplificador. Estamos, por tanto, frente a uno de los sistemas realimentados que vimos en el primer tema.

- **Filtro LP:** este bloque se encarga de eliminar todas las componentes AC de la señal para quedarnos únicamente con la DC. Debe tener una frecuencia de corte muy baja. Además, se encarga de eliminar el ruido de la señal y de las interferencias a 50 Hz. Téngase en cuenta, por otro lado, que este filtro ralentiza la respuesta del voltímetro frente a cambios en el valor DC. Por fortuna, a efectos prácticos, no es relevante, ya que las señales DC, aunque pueden variar poco a poco (¡no es un contrasentido!) suelen hacerlo a frecuencias muy por debajo de la de corte de este filtro.
- **Convertor A/D:** este dispositivo se encarga de pasar la señal analógica que proviene del filtro LP a formato binario entendible por un microcontrolador. Recordemos brevemente qué es lo que hacen:
 - El convertor tiene dos referencias de tensión fijas, $V_{REF,1}$ y $V_{REF,2}$, que va a usar como puntos fijos para la medida.
 - El dispositivo tiene una resolución de N bits.
 - El convertor divide el intervalo de tensiones $[V_{REF,1}, V_{REF,2}]$ en 2^N tramos equiespaciados, asignando¹ un valor 0 a $V_{REF,1}$ y 2^N a $V_{REF,2}$. Si la salida del filtro LP está entre estos dos valores de referencia, el convertor le asigna el valor entero correspondiente al nivel más cercano al de entrada y lo muestra en la salida.

Por cierto, el número de bits del convertor es el que, en última instancia, establece la resolución del voltímetro. Así, si deseamos que se muestren por pantalla M cifras significativas, es necesario que el número de bits del convertor sea, al menos, $2^N > 2 \times 10^M$. El factor 2 da cuenta de que se pueden medir valores positivos y negativos. En convertidores reales, incluso más.

Por otro lado, cuanto mayor sea el número de bits del convertor, más tiempo se necesita para la conversión. En general, resolución y velocidad están reñidas.

- **Microcontrolador:** o, en general, cualquier dispositivo inteligente donde se pueda ejecutar algún programa de tratamiento de datos. Entre otras funciones, toma el valor de salida del convertor A/D, determina cuál era la salida del filtro LP y, a partir de la ganancia, del bloque diferencial, calcula la tensión que se deseaba medir.
- **Visualización:** el último paso consiste en enviar el valor de la medida a un último bloque para mostrarle al usuario el valor. Este puede ser, simplemente, una pantalla LCD con dígitos suficientes para mostrar el valor de la tensión a la máxima resolución posible.

Hay, por supuesto, variaciones sobre este diseño. Por ejemplo, ¿qué ocurre si la tensión que se debe medir es negativa? En principio, bastaría con hacer $V_{REF,1} = -V_{REF,2} = V_{REF}$, aunque esto disminuye la resolución del dispositivo. Otra opción consiste en pasar la salida del bloque por un rectificador de precisión para sacar el valor absoluto y comparar con tierra para determinar el signo, y avisar al microcontrolador.

Sea cual sea la arquitectura externa, el sistema debe realizar una medida correcta y, para ello, algunos son capaces de autocalibrarse o, al menos, de realizar un ajuste a cero corrigiendo la salida con entradas cortocircuitadas.

10.1.1.2 Medida AC

La estructura de un voltímetro AC es ligeramente distinta del anterior y podría suponerse similar a la de la figura 10.2.

Hay más elementos que en la medida DC, pero un examen cuidadoso de la estructura nos permite concluir que, en realidad, es idéntica a la de un voltímetro DC en el que se ha reemplazado el bloque amplificador diferencial por los siguientes elementos en cascada:

¹Bueno, realmente esto no es así, como se vio en Sec. 8.3.1, pero vale como una aproximación cómoda.

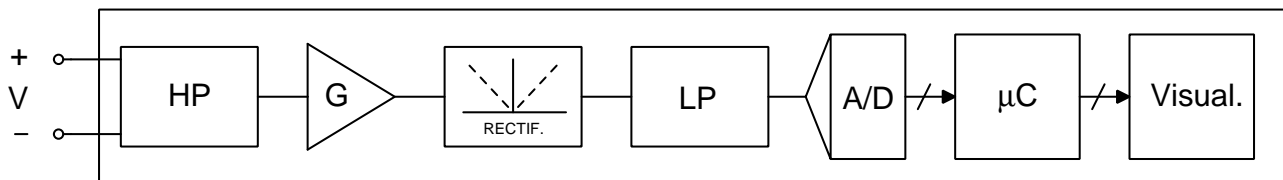


Figura 10.2: Diagrama de bloques típico de un voltímetro digital.

- **Filtro Pasa-Alta (HP):** el objetivo es eliminar por completo la tensión DC. Debe tener una impedancia de entrada muy elevada y una frecuencia de corte muy baja, ya que solo interesa eliminar la componente continua y mantener las variables, incluso aunque tengan una frecuencia muy baja.
- **Bloque con ganancia ajustable:** su función es similar a la del bloque amplificador de la estructura DC.
- **Rectificador de precisión:** este bloque obtiene de manera exacta el valor absoluto de la señal de entrada.

La señal rectificada es estrictamente positiva, con lo que tiene una componente DC no nula. Esta es la que nos interesa medir, pues da información clave sobre la componente AC. Imaginemos que la entrada es una señal inicial de valor:

$$V(t) = V_{DC} + A \cdot \cos \omega \cdot t$$

Al pasar por el filtro HP, la componente DC desaparece y nos queda:

$$A \cdot \cos \omega \cdot t$$

Más allá del bloque amplificador y el rectificador, la señal se ha convertido en:

$$G \cdot A \cdot |\cos \omega t| = \frac{2}{\pi} \cdot G \cdot A + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \cos(2\omega k t)$$

No hace falta saber cuánto valen los términos variables, cuya frecuencia fundamental se ha doblado, ya que van a desaparecer en cuanto pasen por el filtro LP. El conversor leerá el valor $2 \cdot G \cdot A / \pi$, se lo transmitirá al microcontrolador y este determinará el valor eficaz, $A/\sqrt{2}$.

Evidentemente, hay un problema: hemos supuesto que la señal es muy sencilla. ¿Qué pasaría si la señal no fuera la suma de una componente DC y un simple coseno? En este caso, lamentablemente, el voltímetro solo proporcionará un valor más o menos similar al real. Los voltímetros AC están optimizados para trabajar con señales sencillas, con un único armónico. Es una limitación que hay que aceptar pues, a fin de cuentas, existen otros dispositivos que permiten obtener esos parámetros: osciloscopios, analizadores de espectro o amplificadores *lock-in*.

Hay que decir también que algunos voltímetros AC están optimizados para trabajar a una determinada frecuencia. Por ejemplo, existen voltímetros AC preparados para medir con precisión única y exclusivamente señales de 50 Hz, como las de la red eléctrica.

Finalmente, volvamos a concentrarnos en el hecho de que los voltímetros DC y AC comparten varias etapas y que solo se diferencian en las iniciales. En la práctica, esto lleva a que no se suelen encontrar voltímetros DC y AC, sino voltímetros que se pueden configurar en ambos modos, bien pulsando un botón, bien girando una rueda, bien por *software*.

10.1.2 Amperímetros

El objetivo de estos dispositivos es medir el valor de una corriente que entra por el terminal positivo y sale por el negativo. En caso de que circule en sentido contrario, el valor que se muestre en pantalla será negativo.

Idealmente, estos dispositivos deben tener impedancia de entrada nula para no interferir con el sistema que se está caracterizando. En la práctica no es así, pues son voltímetros modificados que miden la caída de tensión en una resistencia de valor conocido que se incluirá posterior en el tratamiento de datos. Esta estructura, llamada de "*amperímetro en paralelo (shunt ammeter)*" se muestra en Fig. 10.3.

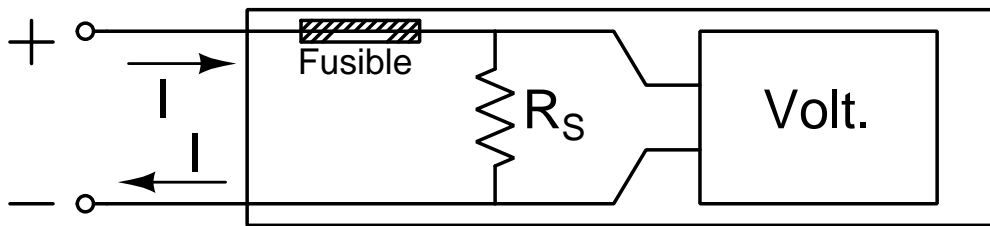


Figura 10.3: Diagrama de bloques típico de un amperímetro, sea DC o AC.

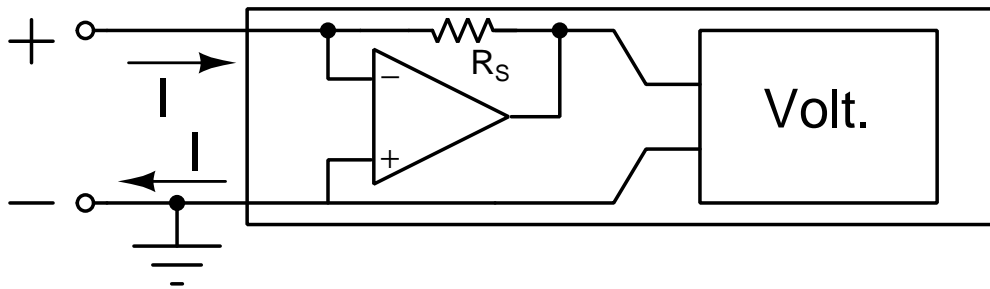


Figura 10.4: Diagrama de bloques típico de un picoamperímetro.

Hagamos algunas consideraciones al respecto:

- El voltímetro interno mide la caída de tensión que produce la corriente en la resistencia, de valor $I \cdot R_S$. Evidentemente, no puede ser nula, ya que no podríamos medir nada. Tampoco muy alta, pues nos alejaríamos del amperímetro ideal. Se suele buscar entonces un compromiso como que **la caída de tensión no exceda, por ejemplo, 100–200 mV**.

En algunos casos, **el amperímetro dispone de dos entradas positivas distintas**, compartiendo el terminal negativo, y cada una de ellas con una resistencia R_S con valores en distintos órdenes de magnitud. Cada terminal se utilizará para medir corrientes en distintos rangos. Por ejemplo, una para medir corrientes del orden de amperios, otra de miliamperios.

- Para proteger el sistema, **se suelen incluir fusibles** fácilmente reemplazables en caso de sobrecarga. De haber dos entradas distintas, cada una tendrá su propio fusible.
- Del mismo modo que existen voltímetros DC y AC, existen amperímetros DC y AC, con las mismas ventajas e inconvenientes que estos.

La estructura de amperímetro en paralelo permite medir corrientes bastante bajas, pero, lamentablemente, falla cuando se pretende medir corrientes por debajo de 100 nA. Si necesitamos medir corrientes aún más bajas, no queda más que recurrir a los **picoamperímetros**. Estos dispositivos están preparados para medir corrientes desde 100 pA hasta 100 nA y se diferencian de los amperímetros normales en que utilizan un conversor corriente-tensión formado por un amplificador operacional y una resistencia. Esta estructura se muestra en Fig. 10.4.

Es fácil ver que la salida del conversor tensión-corriente es igual a $-I \cdot R_S$. En estructuras más avanzadas, la resistencia es reemplazada por una estructura en T, para aumentar el valor efectivo de la resistencia de realimentación, o por un diodo para convertirlo en un amplificador logarítmico. Veremos más adelante esta estructura, ya que se utiliza, por ejemplo, para medir la respuesta de fotodiodos.

10.1.3 Ohmímetros

También llamados “*óhmetros*”, tienen la misión de **medir el valor de resistencias simples o**, lo que es lo mismo, **el valor de la impedancia a frecuencia cero**. Este concepto incluye tanto resistencias normales como sensores resistivos, resistencia parásita en paralelo de condensadores, en serie de bobinas, etc.

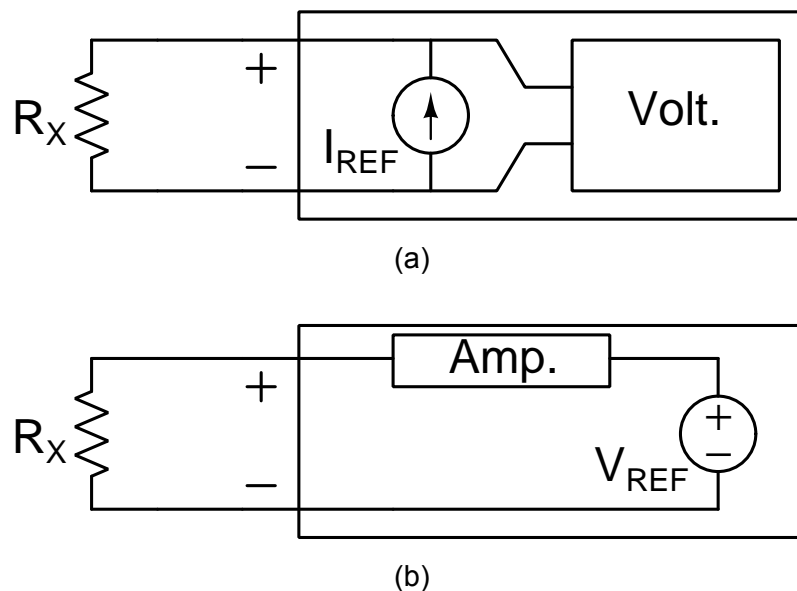


Figura 10.5: Esquemas para la construcción de un voltímetro: con una fuente de corriente de referencia (a) y con una fuente de tensión (b).

El **fundamento de trabajo** es sencillo: meter una corriente de referencia conocida entre los terminales y medir la caída de tensión, o polarizar con una tensión de referencia y medir la corriente que fluye con un amperímetro². Cualquiera de las dos opciones, que se muestran en Fig. 10.5, son válidas.

Aunque en los esquemas se haya indicado que existe un terminal positivo y otro negativo, no existe ninguna diferencia entre los terminales. Son intercambiables y se ponen de este modo a semejanza de voltímetros y amperímetro.

Por otro lado, el lector/a recordará de Sec. 2.2 que **el cableado puede introducir errores si la resistencia desconocida es muy baja**. Por eso se explicó que se podía realizar una **medida a dos o cuatro hilos**. En los ohmímetros de baja gama y pequeño tamaño solo existe espacio para colocar un par de terminales, con lo que la única medida posible es a dos hilos. En los de mayor calidad, se pueden colocar cuatro terminales permitiendo la medida a cuatro hilos (Fig. 10.6). Se suele ofrecer, además, la posibilidad de configurar el dispositivo en un modo u otro según le interese al diseñador, ya que duplicar los cables puede complicar el sistema sin aportar beneficio real.

10.1.4 Multímetros y polímetros

Ambos nombres son intercambiables, ya que *multi-* y *poli-* son prefijos latino y griego con el mismo significado³. En secciones anteriores, se vio que voltímetros, amperímetros y ohmímetros compartían muchas estructuras, ya que los dos últimos eran voltímetros en los que se realizaba una adaptación de la señal de entrada. Esto nos hace ver que, en lugar de adquirir y guardar tres dispositivos distintos, lo sensato sería fabricar **uno con las tres funciones integradas**. Sería ligeramente más caro que cualquiera de los tres por separado, pero con evidentes ventajas.

Estos aparatos son los **multímetros**. En la práctica, son los que se encuentran en laboratorios u otras instalaciones científicas y de desarrollo. Además, dependiendo del modelo **aparecen otras funciones adicionales**:

- **Frecuencímetro**: existen técnicas sencillas para saber el valor de la frecuencia de una señal periódica como la del comparador + contador, el conversor F-V, etc. Ya se explicó en el Ap. 6.1.1.2. Algunos multímetros de mayor gama incorporan esta opción.

²O picoamperímetro si la resistencia es extraordinariamente alta.

³Sin embargo, mi impresión personal reserva multímetro para los dispositivos de alta gama. ¡No se suele hablar de polímetros de 6000 €!

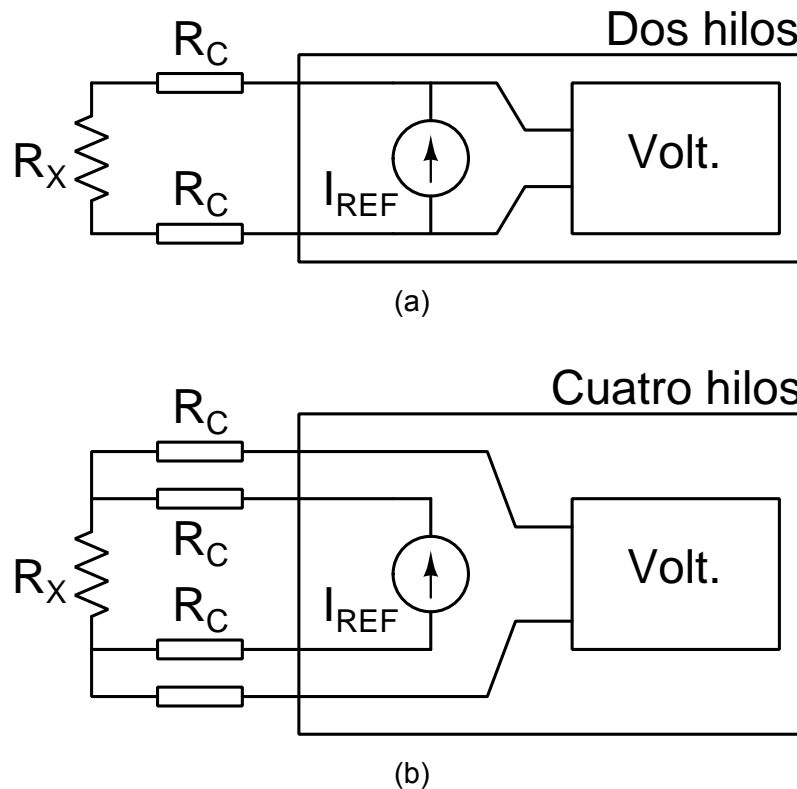


Figura 10.6: Medida a dos (a) y cuatro hilos (b) con un voltímetro con corriente de referencia.

- **Temperatura:** los sensores de temperatura más típicos son de tipo resistivo (p. e., RTD PT100) o producen una salida en tensión (termopares). Como la relación entre el parámetro en cuestión y la temperatura está perfectamente establecida y recogida en estándares internacionales, se pueden configurar los multímetros para que lean la salida de estos dispositivos, y que proporcionen directamente la salida en temperatura tras realizar una conversión por *software*.

Es posible que, además, algunos de estos dispositivos incorporen **funciones ya propias de la electrónica** como la detección de cortocircuitos, que no es sino un zumbador que se activa si la resistencia está por debajo de un valor establecido.

En el mercado, hay una grandísima variedad de multímetro como los que se muestran a continuación:

- **RS PRO IDM62T:** clásico multímetro de bajo coste, que funciona por batería y que, aunque está pensado para electricistas, tiene casi todas las funciones que se han descrito en este apartado, excepto que su resolución es de apenas 4 cifras, que el voltímetro AC está adaptado 50 Hz y que no es posible realizar medidas a cuatro hilos. A fecha de escritura, el coste es de apenas 22 €. Es posible encontrar multímetros similares a menor coste aún.

Puede encontrarse más información en <https://es.rs-online.com/web/p/multímetros-digitales/1611625/>.

- **PROMAX MD-200C:** este multímetro de sobremesa está destinado a laboratorios docentes de electrónica. Así, se cuenta con una versión anterior de este modelo en el laboratorio de alumnos de Electrónica de la Facultad de Ciencias Físicas de la Universidad Complutense de Madrid. Este dispositivo mejora al previo en que funciona conectado a la red eléctrica, no está restringido a medir señales en alterna de 50 Hz, mide frecuencia, etc.

Más información en <https://www.promax.es/esp/productos/multímetros-digitales/MD-200C/Multímetro-digital-de-sobremesa-trms/>. En el momento de escritura, se podía encontrar a 188 €.

- **Tektronix Keithley 2002:** Nos encontramos con un multímetro de muy alta gama. Prueba de ello es su coste, que está entre 9.320 y 10.200 € en el momento de la escritura⁴. ¿Qué ventajas tiene este

⁴Confieso que he elegido el más caro para este documento. Hay otros modelos del mismo fabricante a mitad de precio.

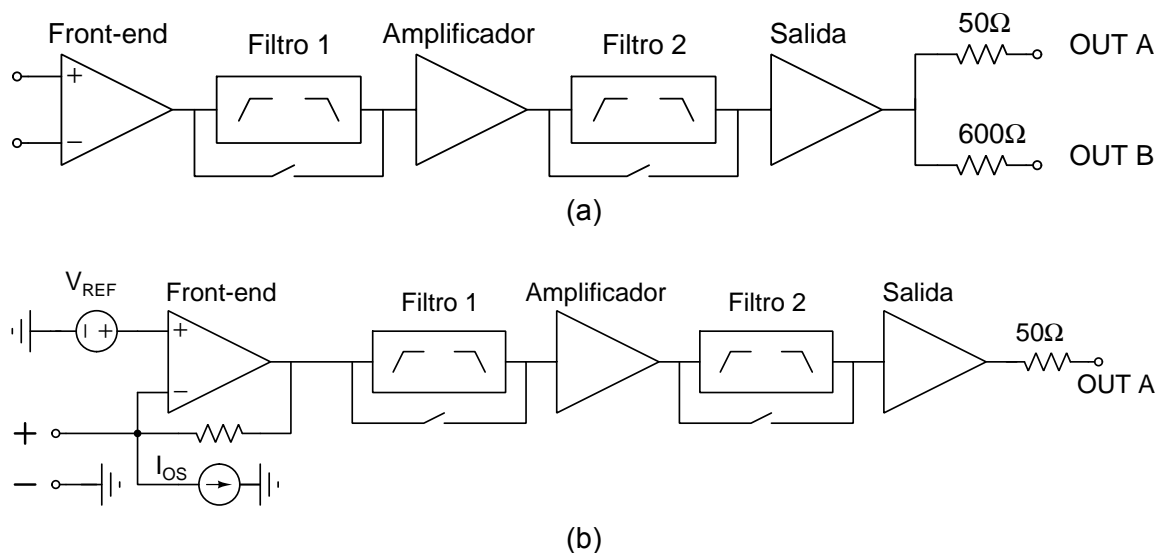


Figura 10.7: Estructura de preamplificadores de tensión (a) y de corriente (b), según Stanford Research Systems.

dispositivo respecto a los anteriores? Bastantes y obvias: 8 $\frac{1}{2}$ dígitos de precisión, medida a dos y cuatro hilos, lecturas por doble canal (delantero y trasero), medida de frecuencia y temperatura, comunicación con ordenador, etc.

Es evidente que, si un laboratorio apuesta por este dispositivo, tendrá la posibilidad de realizar medidas realmente buenas, de varios tipos y con posibilidad de automatización de la toma de medidas. Sin embargo, se debe valorar con buen criterio si esta descomunal inversión merece la pena. Lo bueno es que estos dispositivos pueden ser utilizados durante muchos años si los usuarios son cuidadosos y no lo manipulan incorrectamente.

Más información en <https://uk.tek.com/tektronix-and-keithley-digital-multimeter/keithley-2002-series-8%C2%BD-digit-multimeter-scanning>.

10.2 Preamplificadores

Los preamplificadores son dispositivos que se encargan de **recoger señales muy débiles**, sean de corriente o de precisión, **limpiarlas de ruido y amplificarlas de manera precisa** para que un voltímetro sea capaz de medirla de manera satisfactoria.

Fig. 10.7a-b muestra la estructura de bloques de un preamplificador típico, tanto de tensión como de corriente. El **preamplificador de tensión** es, básicamente, un bloque restador en la entrada seguido por dos filtros y un amplificador de ganancia determinada. La etapa final, de ganancia 1, adapta la impedancia de salida a 50 o 600 Ω , que son los valores habituales para realizar acoplamientos entre líneas.

La entrada de un **preamplificador de corriente** es semejante a la de un picoamperímetro, ya que es una estructura basada en amplificador operacional más resistencia. A partir de aquí la estructura es similar a la de un preamplificador de tensión. Nunca se realiza la conversión a corriente y, como en el anterior, la salida que se proporciona es tensión. Por este motivo, las ganancias de los preamplificadores de tensión carecen de unidades ($\times 1$, $\times 10$, $\times 100$, etc.) y las de los de corriente se miden en pA/V o nA/V.

Como es habitual, se pretende que la impedancia de entrada de los preamplificadores de tensión sea prácticamente infinita y prácticamente nula en los de corriente.

En ambos casos se pueden observar filtros que pueden ser activados o no a voluntad del usuario. Así, el primer filtro permite elegir entre modo DC y AC, como en un osciloscopio, además de eliminar el ruido.

Los preamplificadores SRS560 y SR570, de *Stanford Research Systems*, son ejemplos de preamplificador de tensión y otro de corriente. A fecha de escritura, los detalles técnicos pueden consultarse en la

fichas técnicas completas⁵. Ambos ofrecen las siguientes posibilidades:

- Selección del tipo de filtro en la entrada (LP, BP o HP), además de las frecuencias de corte.
- Control de ganancia
- Entrada y salida en formato coaxial. Esta última se utilizará para conectar el dispositivo que realmente mide la señal.

Además de particularidades propias de cada tipo de señal: acoplo DC-AC y entrada/salida diferencial en el preamplificador de tensión, tensión de referencia para equilibrio de la entrada en el de corriente, etc.

10.3 Analizadores de impedancia

En apartados anteriores conocimos los ohmímetros, que proporcionan el valor de resistencias desconocidas. Para **medir impedancias generalizadas, en las que es necesario conocer el módulo y la fase a una frecuencia determinada**, hay que recurrir a *analizadores de impedancia*.

En estos dispositivos, el usuario debe indicar la frecuencia de interés y, si fuese necesario, la tensión DC de polarización. Esto es relevante, por ejemplo, al analizar:

- **Condensadores electrolíticos:** estos dispositivos tienen polaridad de tal modo que la tensión del terminal positivo debe ser mayor que la del negativo, pues, si no, el dispositivo explota. Por tanto, hay que agregar una componente DC positiva a la señal para evitar que, accidentalmente, se produzca este hecho irreparable.
- **Dispositivos semiconductores:** es bien conocido que la capacidad de uniones PN inversamente polarizadas o de óxido de puerta de estructuras MOS dependen de la tensión DC.

Como se ha dicho anteriormente, lo ideal es proporcionar valores de módulo y fase de la impedancia. Sin embargo, algunos analizadores se limitan a pedirle al usuario que suponga que el dispositivo es identificable con redes RC, RL o LC en paralelo o serie. A continuación, calcula los valores de R, C o L que mejor se ajustan al dispositivo en cuestión. El caso extremo es el de aquellos analizadores de impedancia a los que se les indica directamente que el dispositivo es una resistencia, capacidad o inducción pura. Estos son los llamados **analizadores LCR**. En muchos casos, solo se puede elegir la frecuencia de medida dentro de un pequeño grupo de valores posibles.

¿Cómo se realiza la medida? Hay varias técnicas como la del Puente de Wheatstone, de resonancia, de relación I-V, etc. No entraremos en detalles para no alargar en exceso el tema.

Sea cual sea el método, todos tienen en común que son **sensibles a las capacidades parásitas** de los terminales donde se conectan los dispositivos. Así, si midiésemos la impedancia entre ellos sin conectar ningún dispositivo, veríamos que no es nula, pues forman un condensador que se suma en paralelo al dispositivo desconocido. Por otra parte, los cables de conexión aportan otras impedancias parásitas que deben ser eliminadas o compensadas cuidadosamente.

Si el estudiante desea conocer algunos ejemplos de analizadores de impedancia, puede visitar la página <https://www.keysight.com/en/pc-1000000382%3Aepsg%3Apgr/impedance-analyzers>, donde podrá encontrar dispositivos de alta gama con un amplio rango de frecuencias de estudio, posibilidad de conexión a ordenador, etc.

10.4 Osciloscopios, analizadores de espectro y analizadores de señal

Esta sección está dedicada a tres tipos de aparatos que son capaces de examinar señales de tensión en tiempo real. Se excluyen otros dispositivos como los analizadores de redes, ya que su campo de aplicación es más bien la radiofrecuencia, y no la instrumentación electrónica.

⁵<https://www.thinksrs.com/products/sr560.html> y <https://www.thinksrs.com/products/sr570.html>

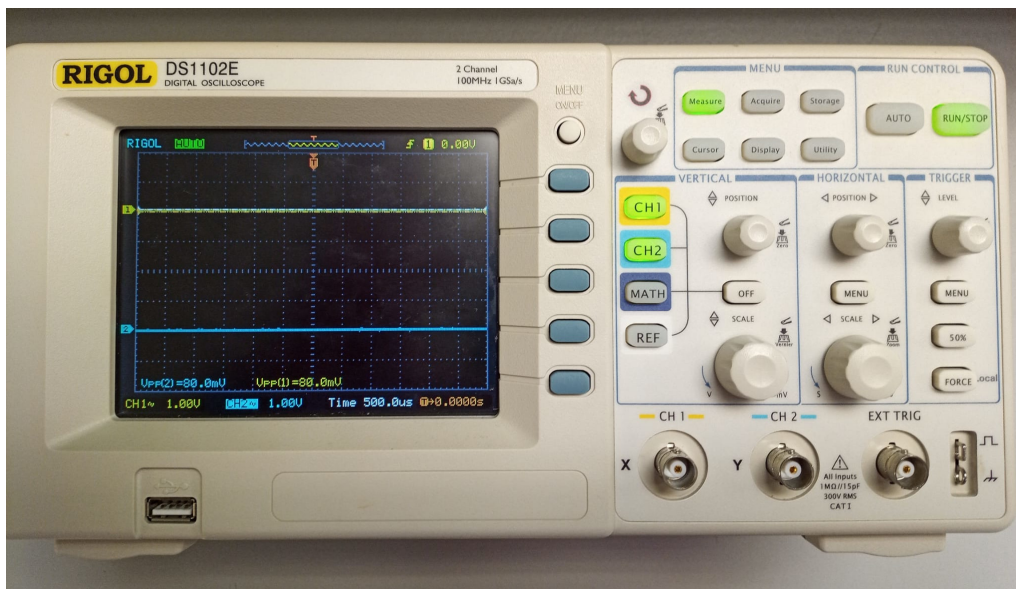


Figura 10.8: Osciloscopio digital de gama media.

10.4.1 Osciloscopios

10.4.1.1 Consideraciones generales

Los osciloscopios son **dispositivos que permiten ver en tiempo real la señal de tensión de entrada**. Forman parte del material típico que cualquier estudiante de ciencias o ingenierías conoce con lo que solo vamos a dar algunas aclaraciones de uso.

Antiguamente, los osciloscopios eran de tipo analógico y la pantalla era similar a la de las televisiones de tubo de imagen. La tensión instantánea de entrada se usaba como señal de control de un deflector, que desviaba hacia arriba y hacia abajo un haz de electrones que iba desplazándose de izquierda a derecha. Estas partículas impactaban en la parte trasera de la pantalla de fósforo y emitía luz de color verdoso que reproducía la forma de la señal. **Actualmente, la mayor parte de los dispositivos son puramente digitales**. Un convertor analógico-digital muestrea la señal de manera periódica y envía la salida a un microprocesador que representa cada toma como un punto en una pantalla LCD. En los osciloscopios de gama alta, este microprocesador es capaz incluso de ejecutar un sistema operativo con las consiguientes ventajas e inconvenientes: almacenado de ficheros de datos, actualizaciones de software, cuelgues, virus, etc.

Fig. 10.8 muestra un osciloscopio digital como los que se van a utilizar en el laboratorio de la Facultad de Ciencias Físicas de la Universidad Complutense de Madrid. En él se ve claramente la pantalla cuyas escalas temporales (eje X) y de tensión (eje Y) se gradúan con las ruedas correspondientes. Las señales se pueden desplazar de izquierda a derecha y de abajo a arriba para observar mejor las formas. Además, como hay dos canales de entrada, pueden componerse para crear una figura de Lissajous. El error instrumental del eje Y viene marcado por el número de bits del convertor que hace la lectura.

Otro punto relevante es que los osciloscopios tienen **dos modos de trabajo: DC y AC**. En el primer caso, la señal de entrada se toma tal cual y se muestra como es. En el segundo, el osciloscopio coloca internamente un condensador de muy poca capacidad en serie con la entrada. Este condensador actúa como un filtro HP bloqueando la componente DC y dejando que llegue solo la componente en alterna. Esto suele usarse cuando la componente en continua es mucho mayor que la alterna, y dificulta la visualización correcta al tener que usarse una escala apropiada para la componente DC, demasiado gruesa para la AC.

Otro aspecto interesante es el trigger o disparo. Pensemos en cómo funciona realmente un osciloscopio. El aparato está tomando datos sin parar y es inviable tecnológicamente la representación continua. En realidad, el microprocesador va llenando un *buffer*, y solo cuando se produce una condición específica los representa. Esta puede ser en una señal determinada (Cualquiera de los canales o una señal de control conectada a *external trigger*, en la parte derecha del osciloscopio) muestre algún comportamiento esperado: Un flanco de subida o de bajada, superar un nivel de tensión predeterminado, sea de

tierra, sea otra tensión, etc. En ese momento, el microprocesador vuelca los datos a la pantalla y espera de nuevo que se produzca el disparo. Esto puede ocurrir centenares o miles de veces por segundo, dando la impresión de que una señal periódica se congela en el tiempo. Muchas veces, el problema de no visualizar correctamente una señal se resuelve configurando con más cuidado el *trigger*.

Es posible que el usuario desee guardar la señal para examinarlas con posterioridad, una vez finalizado el experimento. Como las señales han pasado a formato digital, es inmediato suponer que se puedan almacenar como fichero. Así es: **los osciloscopios digitales disponen de puertos comunes que permiten el intercambio de ficheros de datos**. Por ejemplo, el osciloscopio de Fig. 10.8 muestra, justo debajo de la pantalla, un puerto USB donde se puede conectar una memoria externa o un ordenador. En caso de conexión directa a ordenador, encontramos otros protocolos que vimos en el tema anterior, y volveremos a ver brevemente en las páginas siguientes.

En general, **el osciloscopio permite configurar qué datos que se desean grabar en el fichero**: número de canales, datos de la toma, etc. También **puede elegirse el formato**. El formato CSV ("*Comma Separated Values*") es prácticamente universal, aunque, debido a su poca eficiencia, los fabricantes ofrecen formatos binarios propios que reducen el espacio de almacenamiento, pero que necesitan de herramientas de lectura específicas. En cambio, el formato CSV puede leerse con un simple editor de texto, con hojas de cálculo o con lenguajes tipo MATLAB.

10.4.1.2 Tipos de sondas

Aunque en algunos casos se pueden conectar cables coaxiales a las entradas, lo habitual es colocar sondas de osciloscopios. Trabajar con ellas no tiene mayor complicación, excepto por el hecho de que las sondas suelen tener una clavija para elegir el **modo** $\times 1$ o $\times 10$. ¿Qué significa esto? Si nos fijamos en los terminales de entrada del osciloscopio de la figura 10.8, veremos que se indica que la entrada tiene una impedancia de entrada de $1\text{ M}\Omega$ y 15 pF dispuestas en paralelo⁶.

Ahora imaginemos que hemos dispuesto la sonda en $\times 1$ haciendo que la señal del sistema llegue directamente a la salida, como se muestra en Fig. 10.9a. Este sistema se modela como su equivalente Thevenin, con una fuente de tensión ideal y una resistencia en serie. Nosotros queremos medir el valor de V_O , pero al osciloscopio llega en realidad V_{IN} . Realizando algunos cálculos, es posible demostrar que la ganancia es:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_O} \cdot \frac{1}{1 + (R_O // R_{IN}) \cdot (C_{IN} + C_C) \cdot s}$$

donde $R_O // R_{IN}$ es el equivalente en paralelo de ambas resistencias. Tenemos entonces un sistema con un único polo. Si aceptamos que $R_{IN} \gg R_O$, la ecuación anterior se transforma en:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} \approx \frac{1}{1 + R_O \cdot (C_{IN} + C_C) \cdot s}$$

Ese polo determina una frecuencia de corte en el filtro que suele estar en el rango de 1 MHz . Ello hace que las señales de frecuencias relativamente altas se distorsionen y no se muestren correctamente. Por ejemplo, una señal periódica cuadrada perderá sus saltos bruscos entre valores, que se convertirán en decaimientos exponenciales más o menos suaves. Para poder verlas correctamente, hay que poner la sonda en formato $\times 10$. Al hacerlo, la sonda agrega a la malla el paralelo de una resistencia R_S y una capacidad C_S variable. En este caso, tras trabajar las ecuaciones del sistema, se acabaría deduciendo que:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} = \left[1 + R_O \cdot C_C \cdot s + \frac{R_S}{R_{IN}} \cdot \frac{1 + R_{IN} \cdot C_{IN} \cdot s}{1 + R_S \cdot C_S \cdot s} \cdot (1 + R_O \cdot C_C \cdot s) + \frac{R_O}{R_{IN}} (1 + R_{IN} \cdot C_{IN} \cdot s) \right]^{-1}$$

Pongamos ahora las siguientes condiciones. En primer lugar, **por construcción** $R_S = 9 \cdot R_{IN}$, y se sigue verificando que $R_{IN} \gg R_O$, con lo que:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} \approx \left[1 + R_O \cdot (C_C + C_{IN}) \cdot s + 9 \cdot \frac{1 + R_{IN} \cdot C_{IN} \cdot s}{1 + R_S \cdot C_S \cdot s} \right]^{-1}$$

⁶En algunos osciloscopios, es posible elegir el valor de la impedancia de entrada entre este valor y $50\ \Omega$, habitual al trabajar con señales de radiofrecuencia.

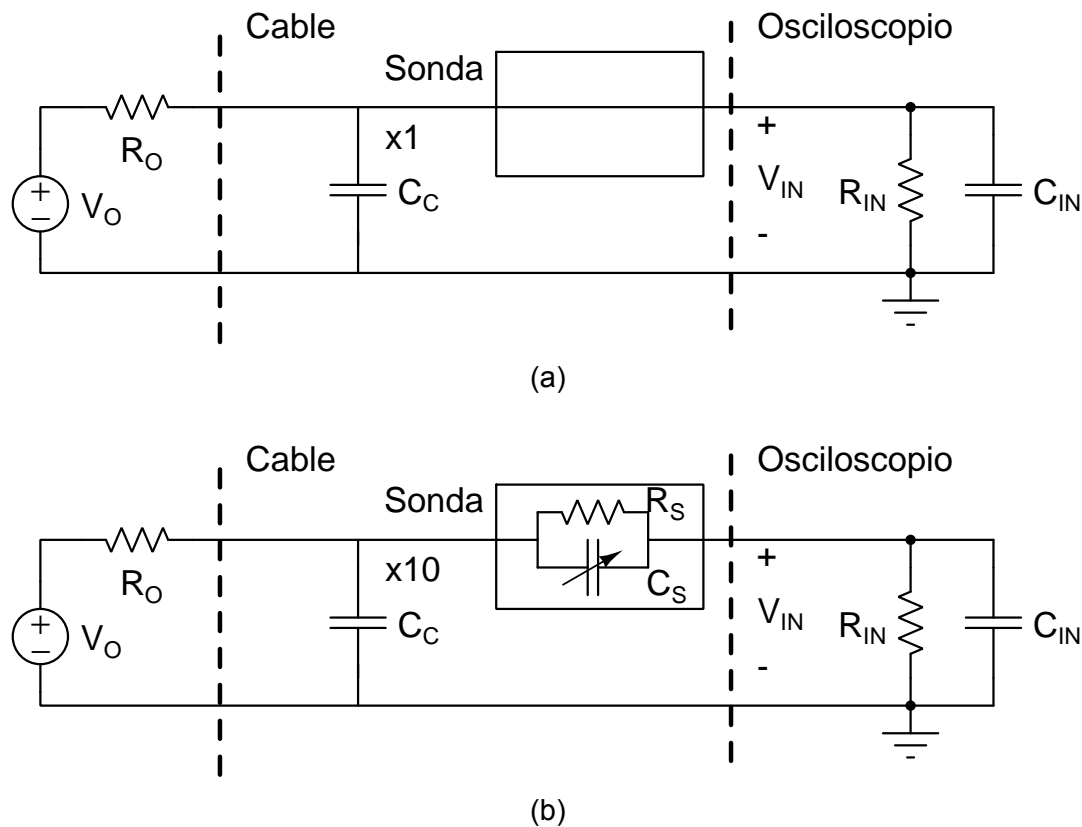


Figura 10.9: Configuración interna de la sonda según se encuentre en $\times 1$ (a) y $\times 10$ (b). C_C es la capacidad parásita del cable.

Ahora viene el punto clave: **podemos ajustar la capacidad de la sonda** hasta hacer que se cumpla la relación $R_{IN} \cdot C_{IN} = R_S \cdot C_S$, con lo que la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{V_{IN}}{V_O} = [10 + R_O \cdot (C_C + C_{IN}) \cdot s]^{-1} = \frac{1}{10} \cdot \frac{1}{1 + 0,1 \cdot R_O \cdot (C_C + C_{IN}) \cdot s}$$

Y esto nos lleva a dos resultados:

1. A bajas frecuencias, la señal se atenúa 10 veces. Por ese motivo, en caso de utilizar la sonda en modo $\times 10$ hay que fijarse en la escala adecuada, ya que la señal que llega al osciloscopio es solo 1/10 de la original.
2. El sistema tiene un único polo situado en $10/R_O \cdot (C_C + C_{IN})$. Por tanto, **el ancho de banda se ha multiplicado por 10** respecto al caso de la sonda $\times 1$, y la señal tiene menos probabilidad de deformarse.

Renunciando a una mejor medida de las amplitudes, hemos evitado que la señal se deforme al llegar al osciloscopio. Por ese motivo, en caso de medir señales de alta frecuencia, hay que utilizar la sonda en este modo.

¿Cómo se realiza la calibración? En general, los voltímetros ofrecen una señal de calibración en algún lugar de la parte frontal. Esta señal es cuadrada, de una frecuencia de 1 kHz y amplitud sobre 1 V p.p. Basta con colocar en ella la sonda y graduar la sonda hasta que se muestre una señal perfectamente cuadrada, en el punto de transición de atenuación de los picos a aparición de sobredisparos. En algunos osciloscopios de gama media-baja, es necesario indicarles manualmente qué tipo de sonda utilizan. En los de mayor gama la detección es automática.

10.4.1.3 Modelos actuales de osciloscopios

Como se dijo al principio, los osciloscopios son extremadamente populares. Con un mercado tan amplio, hay espacio para muchos fabricantes y entre los de gama alta se pueden encontrar:

- **Tektronix:** <https://uk.tek.com/oscilloscope>.
- **Yokogawa:** <https://tmi.yokogawa.com/es/solutions/products/oscilloscopes/>.
- **Keysight:** <https://www.keysight.com/en/pcx-x2015004/oscilloscopes>
- **Rohde & Schwarz:** https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/osciloscopios/introducci-n_63663.html
- **Rigol:** <https://int.rigol.com/products/oscillosopes.html>.
- **Siglent:** <https://www.siglenteu.com/digital-oscilloscopes/>.

Se invita al lector/a a que eche un vistazo a las páginas de los fabricantes para familiarizarse con las prestaciones que dan. También podrá ver que el precio de muchos de ellos son prohibitivos para un usuario particular, aunque es posible encontrar osciloscopios relativamente baratos en las tres últimas compañías. En general hay que buscar un punto adecuado que satisfaga los requerimientos, y que no suponga un gasto desproporcionado para el usuario particular, empresa o institución. Algunos fabricantes ofrecen incluso la posibilidad de alquilar los dispositivos durante un tiempo limitado.

10.4.2 Digitalizadores de alta velocidad

La imagen mental que nos formamos del osciloscopio es la de un dispositivo con pantalla para mostrar los datos al usuario y unas sondas de corta longitud conectadas al generador de señal. Ocurre, sin embargo, que esto introduce limitaciones. Por ejemplo, es posible que el sistema se encuentre en un espacio demasiado pequeño donde es incómodo el trabajo. O que el usuario deba colocarse a gran distancia del sistema por motivos de seguridad. También puede tener un difícil acceso como, por ejemplo, una instalación científica en lo más profundo de un túnel.

Por todos estos motivos, algunos fabricantes como Tektronix⁷ han desarrollado una línea de **osciloscopios** llamada *digitalizadores de alta velocidad, sin pantalla, con gran número de canales y de aspecto compacto que se controlan directamente desde un ordenador personal* conectado por Ethernet o USB con un programa ofrecido por la empresa. Disponer de la posibilidad de control por Ethernet permite al usuario manejar dispositivos desde cualquier sitio: desde su propia casa, de continente a continente, etc.

10.4.3 Analizadores de espectro

La función de estos aparatos es tomar una señal de entrada en tensión variable en el tiempo, **obtener el espectro de frecuencia asociado y representarlo en pantalla**. El analizador de espectro debe ser capaz de representar las **amplitudes, fases y potencia** del espectro.

Años atrás, era habitual encontrar dispositivos encargados específicamente de esta función. Se utilizaban circuitos analógicos que permitían determinar las componentes en frecuencia de una señal. Sin embargo, con el paso del tiempo, los dispositivos digitales se hicieron suficientemente rápidos y se optó por una solución puramente digital. **El esquema de trabajo de un analizador de espectro digital** es el siguiente:

1. Un conversor analógico-digital mide la señal con una frecuencia de muestreo conocida.
2. Se envían los datos a un microprocesador con gran potencia de cálculo.
3. Se realiza una transformada rápida de Fourier (FFT) de los datos.
4. Se muestran en pantalla.

⁷<https://uk.tek.com/high-speed-digitizers>

Fijémonos en que este esquema de trabajo excepto el paso 3 es similar al de los osciloscopios digitales. Esto ha hecho que, con el devenir de los años, los osciloscopios digitales hayan ocupado parcialmente el puesto de los analizadores de espectro, ya que basta con indicarle al procesador que, antes de representar los datos, haga la FFT. Así, **los osciloscopios digitales de gama media-alta van a ofrecer la opción de trabajar en modo analizador de espectro**, con lo que se produce una convergencia entre ambos dispositivos.

¿Significa eso que no existen analizadores de espectro? Ni mucho menos. Los osciloscopios digitales actuales no van a llegar mucho más allá de 1–2 GHz en la gama alta, con alguna excepción a precios realmente prohibitivos⁸. Este rango de trabajo no es adecuado para sistemas de radiofrecuencia donde aparecen señales del orden de 10-20 GHz, por lo que se siguen utilizando analizadores de espectro claramente diferenciados de los osciloscopios. En general, todos los fabricantes de osciloscopios ofrecen analizadores de espectro y se remite a las mismas páginas que en la sección 10.4.1.3.

10.4.4 Analizadores lógicos

Estos dispositivos suponen una evolución de los osciloscopios digitales. Podemos considerarlos como **osciloscopios específicamente adaptados para mostrar señales lógicas**. Estas tienen una serie de características que nos llevan a introducir modificaciones:

- Las señales lógicas solo tienen **dos niveles posibles**. Por tanto, es posible reemplazar el conversor analógico-digital del osciloscopio por un simple comparador, que determina si la señal es mayor o menor que un nivel de referencia. Estos dispositivos son mucho más rápidos, lo que permite alcanzar mayores frecuencias de trabajo.
- A diferencia de los osciloscopios, no es excesivamente relevante que la señal inicial se deforme ligeramente, ya que este error desaparecerá en el comparador. Por tanto, **se hace innecesario el uso de sondas** y es posible utilizar cables más sencillos como buses de cable paralelo.
- En muchas ocasiones la señal no es única, sino que viene en buses de anchura considerable. Por tanto, los analizadores de señal deben tener **muchas más entradas que un osciloscopio**.

Estas diferencias han llevado a los fabricantes de osciloscopios a ofrecer una línea diferenciada de productos especializados en señales lógicas, como puede verse al consultar los productos ofrecidos. Cabe señalar que algunos, como Tektronix, han dado marcha atrás y han reemplazado los analizadores lógicos por **osciloscopios de señal mixta**, que pueden desarrollar ambas funciones⁹.

10.5 Amplificadores *Lock-in*

A veces, el usuario/a tiene que intentar **medir una señal muy débil de la que conocemos la frecuencia, pero que está oculta** entre otras, quizás de mayor amplitud, y además posiblemente con interferencias y ruido. En estas situaciones, se puede recurrir a un amplificador *lock-in*.

Por simplicidad, vamos a suponer que la señal que llega al dispositivo está formada por una señal de amplitud

$$A \cdot \cos \omega_0 t$$

superpuesta a otra de la forma:

$$\sum_{k \in X} A_k \cdot \cos(\omega_k t + \varphi_k)$$

con lo que la señal que llega es:

$$A \cdot \cos \omega_0 t + \sum_{k \in X} A_k \cdot \cos(\omega_k t + \varphi_k)$$

⁸P. e., modelos de la serie de tiempo real Infinium UXR de Keysight aseguran alcanzar la friolera de ¡110 GHz! <https://www.keysight.com/en/pcx-2935671/infinium-uxr-series-real-time-oscilloscopes?nid=-31885.0&cc=ES&lc=spa>.

⁹Consultar <https://www.tek.com/oscilloscope/5-series-mso-mixed-signal-oscilloscope>

La simplificación radica en que la señal parásita debería modelarse en realidad como una transformada inversa de Fourier. Sin embargo, el tratamiento matemático es complicado y no añade ningún matiz.

Buscamos medir A . Supongamos que el sistema multiplica esta señal por una señal de referencia $B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Se ha incluido un desfase respecto a la señal buscada por generalidad. Entonces tendríamos:

$$A \cdot B \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) + \sum_{k \in X} A_k \cdot B \cdot \cos(\omega_k t + \varphi_k) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (10.1)$$

Tomemos la siguiente identidad trigonométrica:

$$\cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \cdot (\cos(x + y) + \cos(x - y))$$

Así que Eq. 10.1 es equivalente a:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(\varphi) + \\ & + \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \\ & + \frac{1}{2} \cdot \sum_{k \in X} A_k \cdot B \cdot [\cos((\omega_k - \omega_0)t + (\varphi_k - \varphi)) + \cos((\omega_k + \omega_0)t + (\varphi_k + \varphi))] \end{aligned} \quad (10.2)$$

El primer sumando es la clave: todas las señales excepto él, que es un término constante, son variables en el tiempo. Por tanto, la inserción de un filtro LP con una frecuencia de corte muy baja permitirá obtener una señal DC de valor

$$\frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos \varphi.$$

El problema, claro está, es que no conocemos el valor del desfase, aunque hay una solución muy simple. Es inmediato generar una señal desfasada $\pi/2$ respecto de $\cos \omega_0 t$. Si la primera se identifica con un coseno, la segunda es un seno de la forma:

$$B \cdot \cos\left(\omega_0 t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = B \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

Si multiplicamos la señal de entrada por esta y filtramos, acabaríamos obteniendo:

$$\frac{1}{2} \cdot A \cdot B \sin \varphi.$$

Solo queda sumar cuadráticamente los dos términos para obtener:

$$\sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cos \varphi\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \cdot A \cdot B \sin \varphi\right)^2} = \frac{1}{2} \cdot A \cdot B$$

En un amplificador *lock-in*, se fija la frecuencia de estudio y la amplitud de la señal que se introduce, B , que desempeñará el papel de la ganancia. A partir del resultado de la ecuación anterior, se puede determinar el valor de la variable desconocida, A .

En dispositivos antiguos, todo este proceso se realizaba de manera analógica. En la actualidad, la irrupción de los **dispositivos de procesamiento de la señal** (DSP), que son microprocesadores con gran potencia de cálculo, ha hecho más fácil la construcción de estos dispositivos. Así, por ejemplo, todo el proceso descrito puede hacerse de manera digital e incluso el filtro LP puede ser de tipo discreto.

Como ejemplo de amplificador *lock-in*, el alumno puede examinar los modelos SR810 y SR830 de *Stanford Research Systems* (<https://www.thinksrs.com/products/SR810830.htm>).

10.6 Control de dispositivos por ordenador

En general, se suele pensar que un científico/a es una persona en bata de laboratorio, rodeada de aparatos llenos de botones y pantallas, que va activando según sus necesidades. Esto, claro está, sigue produciéndose, pero también es habitual que tareas repetitivas como tomar datos cada pocos segundos durante horas, o peligrosas como monitorizar la salida de un sistema que puede explotar o tener fugas de productos químicos, se lleven a cabo sin la presencia física del responsable.

Para llevar a cabo esto, es raro el aparato de instrumentación actual que no disponga de conexión a ordenador. Ya vimos un ejemplo anteriormente, el de los digitalizadores de alta velocidad, como un caso extremo en el que el ordenador es imprescindible. En la práctica, se ofrece la posibilidad de controlar el aparato manualmente o por ordenador.

Si observamos la parte trasera de los aparatos, veremos que existen distintos conectores para cada protocolo. En general, los dispositivos actuales ofrecen la posibilidad de controlar el sistema bien por USB, que es una opción muy rápida, pero de corta distancia, bien por Ethernet, que ofrece la posibilidad de controlar a gran distancia, aunque abriendo puertas para visitantes indeseados. Cualquiera de las opciones es válida. Estos protocolos están muy extendidos incluso fuera del ámbito científico, y se abordaron en el tema anterior.

Dependiendo de la antigüedad del dispositivo, es posible encontrar otros tipos de conexión como RS-232, paralelo, etc. Hasta hace bien poco, era muy popular **el protocolo GPIB.**, explicado en el tema anterior.

Otro término que aparece en el mundo del control de aparatos es **VISA** (*Virtual Instruments Standard Architecture*). En realidad, es un nivel de abstracción que sirve para emular dispositivos electrónicos conectados a través de un puerto real, como el USB o Ethernet, facilitando la comunicación desde el ordenador con el dispositivo sea cual sea el puerto escogido.

Y surge, como es evidente, una pregunta clave: ¿qué *software* hay que utilizar para controlar estos dispositivos? En algunos casos el aparato es tan potente que puede cargar un **sistema operativo completo**, con lo que se puede realizar el control utilizando herramientas de acceso y control remoto basadas en protocolos SSH, telnet, etc.

También puede ocurrir que **el fabricante proporcione un programa** que ha desarrollado específicamente para el control de los dispositivos. Por ejemplo, volviendo al caso de los osciloscopios, Tektronix ofrece una herramienta de control directo llamado *TekBench* (<https://uk.tek.com/tekbench>).

Sin embargo, muchas veces esta opción no es viable. En primer lugar, el programa desarrollado podría no adaptarse de manera exacta a las necesidades del usuario. Además, puede estar usando un sistema operativo incompatible con el *software* ofrecido por el fabricante. O, simplemente, no se ha desarrollado.

En estas circunstancias, **el usuario debe desarrollar aplicaciones con lenguajes de programación populares**, como MATLAB, C, Python, etc. Esto requiere unos conocimientos avanzados, aunque esta tarea se va algo simplificada si, como es general, el fabricante proporciona *drivers* propios del dispositivo o publica las especificaciones del protocolo de comunicación. Sin embargo, **lo común es utilizar software de instrumentación específico**. En la actualidad, *LabView*, de National Instruments se ha convertido en el estándar *de facto* de comunicación con aparatos electrónicos por ordenador dada su simplicidad de uso y a la disponibilidad de una amplia biblioteca de *drivers*, que permiten una comunicación casi inmediata con los dispositivos. Anteriormente existían competidores como *TestPoint* de *Keithley*, pero han desaparecido o reducido a un círculo de usuarios residual.

Índice general

1	Introducción	1
1.1	Conceptos generales de instrumentación electrónica	1
1.1.1	Definición y áreas	1
1.1.2	Bloque de acondicionamiento de la señal	2
1.1.3	Arquitectura de los sistemas de instrumentación	2
1.2	Variables, señales y ruido	4
1.2.1	Variables físicas	4
1.2.2	Señales eléctricas	5
1.2.3	Ruido eléctrico	5
1.2.3.1	Ruido y probabilidad	5
1.2.3.2	Tipos de ruido según su comportamiento en frecuencia	6
1.2.3.3	Tipos de ruido asociados a su origen físico	8
1.2.3.4	Propagación del ruido en un sistema complejo	11
1.2.4	Incertidumbre en los valores de los parámetros del sistema	13
1.2.4.1	Origen físico de la incertidumbre y concepto de tolerancia	13
1.2.4.2	Dispositivos discretos de precisión y temperatura de trabajo	14
1.2.4.3	Efectos de la incertidumbre en la salida del sistema. Aproximación analítica.	14
1.2.4.4	Efectos de la incertidumbre en la salida del sistema. Aproximación numérica	15
1.2.5	Error instrumental	16
1.3	Calidad en la medida	16
1.3.1	Caracterización de sensores	16
1.3.2	Calibración: Ajustes de cero y de ganancia	21
1.3.3	Fiabilidad, resolución y precisión	22
2	Interconexión	25
2.1	Transmisión en modo tensión frente a modo corriente	25
2.2	Medida de resistencias a dos y cuatro hilos	27
2.3	Bucles de tierra	28
2.4	Separación de tierras	30
2.5	Fugas a través del aislante. Guardas.	30
3	Elementos para el Acondicionamiento de la Señal	35
3.1	Elementos pasivos	36
3.1.1	Resistencias	36
3.1.2	Potenciómetros	37
3.1.3	Condensadores	37
3.1.4	Inducciones	38
3.1.5	Otros dispositivos	38
3.2	Diodos y transistores	38
3.2.1	Diodos	38
3.2.2	Transistores	40
3.3	Amplificadores operacionales	40
3.3.1	Introducción	40

3.3.2	No idealidades del amplificador operacional	41
3.3.2.1	Parámetros DC	41
3.3.3	Parámetros AC	44
3.3.4	Selección del amplificador operacional apropiado	45
3.4	Comparadores de tensión	47
3.4.1	Comparadores frente a amplificadores operacionales	47
3.4.2	Parámetros de un comparador	49
3.5	Amplificadores diferenciales	49
3.5.1	Estructura básica	49
3.5.2	Uso del terminal SENSE	51
3.5.3	No idealidades de un amplificador diferencial	51
3.6	Amplificadores de instrumentación	53
3.6.1	Técnicas de construcción del amplificadores de instrumentación	53
3.6.2	No idealidades de los amplificadores de instrumentación	55
3.7	Filtros	57
3.8	Amplificadores de aislamiento	58
3.8.1	Técnicas de construcción	59
3.8.1.1	Acoplo inductivo	59
3.8.1.2	Acoplo capacitivo	60
3.8.1.3	Acoplamiento óptico	60
3.9	Referencias de tensión	62
3.9.1	Referencias tipo serie/paralelo. Reguladores de tensión	62
3.9.2	Parámetros característicos de una referencia de tensión	63
3.9.3	Técnicas de construcción	64
3.9.3.1	Tipo Bandgap	64
3.9.3.2	Tipo Zener enterrado	66
3.10	Puertas y elementos lógicos	67
3.11	Conmutadores analógicos	67
3.11.1	Nomenclatura	68
3.11.2	Interés en instrumentación electrónica	68
3.11.3	Técnicas de construcción	69
3.11.4	No idealidades típicas de un conmutador analógico	70
3.12	¿Qué nos depara el futuro?	72
3.12.1	Obsolescencia de modelos	72
3.12.2	Dispositivos de futuro	73
4	Sensores Resistivos	75
4.1	Técnicas de acondicionamiento de la señal	75
4.1.1	Conversión de resistencia a tensión	75
4.1.2	Influencia de la temperatura	79
4.1.2.1	Efectos de la red de polarización	79
4.1.2.2	Falseamiento del valor medido	80
4.1.3	El problema del cableado	80
4.1.4	Ajuste de cero	81
4.1.4.1	Offset intrínseco a la medida	81
4.1.4.2	Eliminación del <i>offset</i> del sistema	83
4.1.4.2.1	Autocalibración de <i>offset</i> en sistemas con memoria digital	83
4.1.4.2.2	Autocalibración de <i>offset</i> en sistemas sin memoria digital	84
4.1.4.2.3	Técnica del <i>chopper</i>	84
4.1.5	Otras técnicas de medida	87
4.2	Sensores resistivos típicos	88
4.2.1	Conmutadores mecánicos	88
4.2.2	Potenciómetros	89
4.2.3	Detectores resistivos de temperatura	91

4.2.3.1	Propiedades físicas de un RTD	91
4.2.3.2	Metales de uso común	92
4.2.3.3	Uso práctico de sensores RTD	93
4.2.4	Termistores	94
4.2.4.1	Características físicas de los termistores	94
4.2.4.2	Polarización de NTC	96
4.2.4.3	Usos de los termistores	97
4.2.5	Resistencias dependientes de la luz (LDR)	97
4.2.6	Galgas extensométricas	98
4.2.6.1	Fundamentos físicos de las galgas extensométricas	98
4.2.6.2	Otros parámetros físicos de interés	100
4.2.6.3	Construcción de las galgas	100
4.2.6.4	Acondicionamiento de la señal	101
4.2.7	Sensores de Gases	101
4.3	Notas sobre el uso de sensores resistivos	103
5	Sensores Generadores de Señal y Detectores Ópticos	105
5.1	Acondicionamiento de la señal	105
5.1.1	Acondicionamiento para tensión	105
5.1.2	Acondicionamiento para corriente	106
5.1.3	Acondicionamiento para carga	108
5.2	Sensores generadores de señal comunes	110
5.2.1	Tensión	110
5.2.1.1	Bandgap para temperatura	110
5.2.1.2	Termopares para temperatura	111
5.2.1.2.1	Efecto termoeléctrico o Seebeck	111
5.2.1.2.2	Termopares	112
5.2.1.2.3	Modelos comerciales de termopares	114
5.2.1.2.4	Consideraciones mecánicas	117
5.2.1.2.5	El efecto termoeléctrico en otros contextos de la electrónica	117
5.2.1.3	Efecto Hall para campo magnético y/o presencia	118
5.2.1.3.1	Fundamentos físicos del efecto Hall	118
5.2.1.3.2	Consideraciones para su uso en instrumentación	119
5.2.1.3.3	Aplicaciones típicas	120
5.2.2	Corriente	121
5.2.2.1	Bandgap para temperatura	121
5.2.2.2	Fotodiodos y fototransistores para luz	121
5.2.2.2.1	Descripción de fotodiodos y propiedades generales	121
5.2.2.2.2	Tipos de fotodiodos	124
5.2.2.2.3	Fototransistores	127
5.2.2.2.4	Acondicionamiento de la señal de fotodiodos y fototransistores	128
5.2.2.2.5	Aplicaciones prácticas de sistemas LED y receptor	128
5.2.2.2.6	Otros dispositivos ópticos: Fotomultiplicadores, CCD y dispositivos CMOS	131
5.2.3	Carga	132
5.2.3.1	Sensores piezoeléctricos	132
5.2.3.1.1	Características generales	132
5.2.3.1.2	Modelo circuital de un piezoeléctrico	133
5.2.3.1.3	Comportamiento en frecuencia de los materiales piezoeléctricos	134
5.2.3.1.4	Aplicaciones prácticas de sensores piezoeléctricos	135
5.2.3.2	Sensores piroeléctricos	136

6	Sensores Capacitivos	139
6.1	Acondicionamiento de la señal	139
6.1.1	Cómo medir parámetros eléctricos AC de interés	140
6.1.1.1	Medida de la amplitud y desfase en señales sinusoidales	140
6.1.1.2	Medida de la frecuencia o periodo de una señal cuadrada	145
6.1.1.3	¿Y si la señal fuera una corriente?	146
6.1.2	Técnicas de transformación de capacidades en señales eléctricas	146
6.1.2.1	Técnica del oscilador de relajación	146
6.1.2.2	Técnica del puente de admitancias (caso simple)	147
6.1.2.3	Técnica del puente de admitancias (caso del sensor diferencial)	148
6.1.2.4	Técnica de la carga/descarga de un condensador	149
6.1.2.5	Técnica de las capacidades conmutadas	150
6.1.2.6	Conversores de capacidad a digital	151
6.2	Ejemplos de sensores capacitivos	151
6.2.1	Permitividad dieléctrica variable	151
6.2.2	Distancia entre placas variables	153
6.2.3	Superficie entre placas variable	154
6.2.4	Capacidades diferenciales tipo MEMS	155
7	Circuitos Sample & Hold y de Capacidades Conmutadas	159
7.1	Circuitos Sample & Hold	159
7.1.1	Núcleo de un circuito S/H	160
7.1.1.1	Efectos de carga	160
7.1.1.2	Efecto pedestal	161
7.1.2	Circuitos S/H con amplificadores operacionales	163
7.1.3	Uso práctico de los circuitos S/H	166
7.2	Circuitos de capacidades conmutadas	166
7.2.1	Equivalente resistivo de una capacidad conmutada	167
7.2.2	Ejemplos prácticos de circuitos con capacidades conmutadas	168
7.2.3	Aplicaciones prácticas en instrumentación electrónica	171
7.3	Conversores de nivel	171
7.3.1	Conversores DC-DC por inyección de carga	171
7.3.2	Conversores lógicos de nivel	172
8	Conversores D/A Y A/D	175
8.1	Conceptos generales	175
8.2	Conversores D/A	177
8.2.1	No idealidades de un DAC	177
8.2.2	Técnicas de construcción de un DAC	178
8.2.2.1	Red R/2R en escalera (nociones básicas)	179
8.2.2.2	Red R/2R en el interior de un DAC	180
8.2.2.3	Puntualizaciones sobre la red R/2R	181
8.2.3	Usos de los DAC	182
8.3	Conversores A/D	183
8.3.1	El ADC ideal	183
8.3.2	No idealidades de los ADC	184
8.3.2.1	Errores de <i>offset</i> y de ganancia	184
8.3.2.2	DNL e INL	184
8.3.2.3	Error máximo	184
8.3.2.4	Códigos perdidos (<i>missing codes</i>)	185
8.3.2.5	Tiempos de apertura y conversión	185
8.3.3	Error y ruido de cuantización	185
8.3.3.1	Valor eficaz del ruido de cuantización	186
8.3.3.2	Espectro en frecuencia del ruido de cuantización	187

8.3.3.3	Relación señal-ruido de cuantización. Número efectivo de bits	188
8.3.4	Técnicas de construcción de ADC	189
8.3.4.1	Conversores tipo Nyquist	190
8.3.4.1.1	El comparador de tensión como ADC (o DAC)	190
8.3.4.1.2	Conversores tipo <i>Flash</i>	190
8.3.4.1.3	Pipeline o “en tubería”	192
8.3.4.1.4	Conversores por aproximaciones sucesivas (<i>Successive Approximation Register, SAR</i>)	193
8.3.4.1.5	Conversores integradores o de doble pendiente (<i>Dual Slope</i>)	194
8.3.4.2	Conversores sobremuestreados	196
8.3.4.2.1	Sobremuestreo para eliminar el ruido del sistema	196
8.3.4.2.2	Sobremuestreo para aumentar la resolución del ADC	198
8.3.4.2.3	Conversores Sigma-Delta	200
8.3.5	Selección del mejor ADC para una aplicación específica	202
9	Protocolos de Comunicación Habituales en Instrumentación Electrónica	205
9.1	Arquitectura de sistemas de instrumentación	206
9.2	Sensores digitales e inteligentes	206
9.3	Protocolos de transmisión con cable	208
9.3.1	El protocolo 4–20 mA	208
9.3.2	El protocolo RS-232	210
9.3.3	Los protocolos RS422 y RS485	212
9.3.4	El protocolo SPI	213
9.3.5	El protocolo I ² C	216
9.3.5.0.1	Características	216
9.3.6	El protocolo 1-Wire	217
9.3.7	Protocolos avanzados	218
9.3.7.1	Protocolo USB	218
9.3.7.2	Protocolo CAN	218
9.3.7.3	Protocolo GPIB	219
9.3.7.4	Ethernet	219
9.4	Protocolos de transmisión inalámbricos	219
9.4.1	Transmisión por infrarrojos	220
9.4.1.1	Indicación del valor del bit	221
9.4.1.2	Construcción del tren de bits	221
9.4.2	Protocolos de transmisión basados en radiofrecuencia	224
10	Aparatos para la Instrumentación	227
10.1	Voltímetros, amperímetros, ohmímetros y multímetros	228
10.1.1	Voltímetros	228
10.1.1.1	Medida DC	228
10.1.1.2	Medida AC	229
10.1.2	Amperímetros	230
10.1.3	Ohmímetros	231
10.1.4	Multímetros y polímetros	232
10.2	Preamplificadores	234
10.3	Analizadores de impedancia	235
10.4	Osciloscopios, analizadores de espectro y analizadores de señal	235
10.4.1	Osciloscopios	236
10.4.1.1	Consideraciones generales	236
10.4.1.2	Tipos de sondas	237
10.4.1.3	Modelos actuales de osciloscopios	238
10.4.2	Digitalizadores de alta velocidad	239
10.4.3	Analizadores de espectro	239

10.4.4 Analizadores lógicos	240
10.5 Amplificadores <i>Lock-in</i>	240
10.6 Control de dispositivos por ordenador	242