1

INTRODUCCIÓN

1.1 Descripción del problema.

En la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León se ofrece la carrera de Ingeniero en Control y Computación, y dentro de un nuevo plan curricular, la carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización.

La carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización tiene como objetivo preparar profesionales que sean capaces de diseñar, operar y dar mantenimiento a equipo electrónico y de automatización industrial. En esta carrera una de las áreas de ingeniería de aplicación está relacionada con control automático por computadora, donde se imparten 2 cursos de Control Digital: Control Digital I y Control Digital II.

Al no contar con una definición actualizada, completa y clara del material didáctico en el curso de Control Digital I (control por computadora), se presentan variaciones en contenidos y niveles de profundidad de los cursos en función del maestro que los imparte.

Adicionalmente, no se cuenta con material para la preparación y capacitación de maestros que permita asegurar una integración rápida y confiable al sistema magisterial de FIME.

1.2 Objetivo de la tesis.

Diseñar el material didáctico para el curso de Control Digital I. Esto es, la metodología y conocimientos necesarios para llevar a buen término el diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos basados en computadora y la aplicación de las estrategias básicas de control.

1.3 Hipótesis.

Al contar con el material didáctico para la impartición del primer curso de control digital, se cubrirán los cursos en una forma más uniforme en contenido y nivel de profundidad, así se asegurará haber cubierto las bases necesarias para el segundo curso de control digital.

1.4 Límites de estudio.

Esta tesis está destinada a apoyar la impartición del primer curso de control digital en las carreras de Ingeniero en Control y Computación e Ingeniero en Electrónica y Automatización, en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León.

Se cubrirán los conceptos básicos de diseño y selección de dispositivos de conversión de señal y la aplicación de las estrategias básicas de control por computadora. Está fuera del alcance de esta tesis el análisis de sistemas de tiempo discreto mediante transformada z, análisis de estabilidad y otros temas que se cubrirán en el segundo curso de control digital

Aún cuando se presentan casos de aplicación prácticos, no se incluye la metodología y detalles para su implementación en laboratorio.

1.5 Justificación del trabajo de tesis.

Los cursos de especialidad que he tomado en la maestría me han servido para tener más claridad en la estructura. metodología y alcance del curso de Control Digital I.

La maestría me ha permitido profundizar en mis conocimientos de ingeniería y herramientas de análisis, así como convivir con maestros que me han enriquecido con su visión y puntos de vista. Esto hace una gran diferencia con la visión más limitada de alguien que, solo con conocimientos de licenciatura, imparte un curso de control digital

1.6 Metodología.

1.- Definición global del contenido de la tesis.

2.- Justificación de contenidos y relaciones de dependencia y secuencia.

3.- Revisión preliminar con asesor de tesis.

4.- Revisión preliminar del índice de la tesis con la Academia de Control Automático, Coordinación de Electrónica y Control de FIME.

5.- Recopilación de información.

6.- Desarrollo de contenidos.

7.- Conforme se desarrollen los temas, se tendrán revisiones formales de los contenidos con el asesor de tesis.

8.- Los contenidos completos de la tesis se someterán a aprobación formal por parte de la Academia de Control Automático, Coordinación de Electrónica y Control de FIME.

9 - Al concluir la aprobación por parte de la Academia de Control Automático, la tesis se someterá a una revisión final, para obtener una propuesta definitiva aprobada por el asesor.

1.7 Revisión bibliográfica.

Los libros que se utilizaron de apoyo para el desarrollo de esta tesis son:

Murrill W. Paul, Application concepts of process control, este libro se empleó para cubrir los temas de estrategias avanzadas de control, el cual presenta las bases de su diseño y numerosas aplicaciones.

Houpis H Constadine, Lamont B Gary, Digital control systems, este libro se utilizó de apoyo para la descripción del proceso de muestreo en sistemas discretos.

Bennett S., Linkens A. D., Real Time Computer Control, este libro sirvió de apoyo para la descripción de la operación de la computadora en un lazo de control automático.

McMillan K. Gregory, Tuning and control loop performance, Este libro se empleó en la descripción de los métodos de sintonización de reguladores.

James L. Taylor Computer-Based Data Acquisition Systems Design Techniques, este libro se utilizó en la definición del error de medición, la caracterización estadística del error y presupuestos de error.

Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Jr.,Digital Control System Analysis and Design, este libro se utilizó de apoyo en las técnicas de procesamiento y conversión de señal así como la definición de error de cuantización.

Robert J. Bibero, Microprocessors in Instruments and Control, este libro se empleó como apoyo en el desarrollo de los reguladores básicos utilizados en control discreto.

2

ANTECEDENTES

En la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León se ofrece la carrera de Ingeniero en Control y Computación, y dentro de un nuevo plan curricular, la carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización.

Esta carrera está orientada a la formación de profesionales que permitan diseñar, operar y dar mantenimiento a sistemas de control industriales. La formación de recursos humanos capacitados en esta área de la actividad industrial y de servicios permitirá, en la fabricación de productos, apoyar la obtención de altos índices de productividad y calidad.

Por otra parte, los avances tecnológicos en el área de electrónica de semiconductores han permitido la disminución en los precios de procesadores digitales y computadoras, incrementando a su vez sus características de capacidad de procesamiento y memoria. Esto ha generado una revolución en las formas de atacar y resolver diversos tipos de problemas, entre otros, los de los sistemas de monitoreo y control de procesos

Por lo antes expuesto, ha surgido la necesidad de preparar profesionales que, apoyados en herramientas matemáticas y metodológicas, sean capaces de diseñar, especificar y dar mantenimiento a equipo basado en procesadores digitales (computadoras) y aplicado al monitoreo y control de procesos industriales.

Conscientes de esta necesidad, las autoridades universitarias y en particular, de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, han establecido programas de revisión curricular que mantienen en forma actualizada (congruente con las necesidades del medio) los programas de clase.

La forma en que se realiza la revisión y actualización de los programas de clase a nivel detalle es mediante juntas de academia. La academia esta conformada por un jefe de academia y los maestros que imparten los cursos relacionados con esa academia. En sus juntas generalmente se cuenta con la presencia del jefe del departamento y el coordinador del área.

En particular, en la academia de control automático (Departamento de Control, Coordinación de Electrónica y Control), a la cual pertenezco, el área de monitoreo y control de procesos por computadora tiene un alcance bien definido para el nivel de licenciatura, que ha sido dividido en dos cursos: Control Digital I y Control Digital II.

Control Digital I es un curso orientado al diseño de sistemas computarizados de monitoreo y adquisición de datos de procesos y una introducción a los algoritmos y estrategias básicas de control automático por computadora.

El curso de Control Digital II profundiza en las herramientas de diseño para casos más exigentes en requerimientos de rendimiento, rapidez y exactitud.

Al no contar con una definición actualizada, completa y clara del material didáctico en el curso de Control Digital I (control por computadora), se presentan variaciones en contenidos y niveles de profundidad de los cursos en función del maestro que los imparte.

Adicionalmente, no se cuenta con material para la preparación y capacitación de maestros que permita asegurar una integración rápida y confiable al sistema magisterial de FIME.

En esta forma, la preparación del material didáctico para Control Digital I permitirá uniformizar el curso, que facilitará tener un nivel uniforme en su impartición que asegure que los alumnos adquieran las herramientas de análisis y diseño necesarias en el desarrollo de un sistema de automatización.

3

SISTEMAS CONTINUOS Y DISCRETOS

3.1 Introducción.

Los **sistemas continuos** operan con señales analógicas y su principal característica es presentar continuidad tanto en magnitud como en tiempo. Con los avances tecnológicos, tanto en electrónica como en computadoras, la mayoría de los sistemas de adquisición de datos y de control automático han evolucionado a procesadores digitales y sistemas que operan con computadoras, a los cuales se les conoce como **sistemas discretos**, cuya principal característica es operar con señales discontinuas que presentan su discontinuidad tanto en magnitud como en tiempo.

Conocer las características, ventajas y desventajas de los sistemas continuos como de los discretos es fundamental para tener claridad en las especificaciones y limitaciones de diseño que aseguren que, en la implementación de uno de estos tipos de sistemas, cumplamos con los objetivos de rendimiento global esperado.

3.2 Sistemas Continuos.

Los primeros sistemas de adquisición de datos (así como sistemas automáticos de control) operaron como sistemas continuos. A estos sistemas actualmente se les conoce como sistemas o controles convencionales y su principal característica es que registran y manipulan la información mediante señales analógicas, tales como voltaje, corriente, presión, temperatura, posición o alguna otra variable física

Estas señales tienen la característica de presentar continuidad tanto en magnitud como en tiempo (de ahí el nombre de sistemas continuos). Así definiremos a los sistemas continuos como aquellos que operan o manipulan información en forma continua.

La **continuidad en magnitud** se puede definir bajo la característica de que ante un rango definido de la variable o señal se tienen un número infinito de valores intermedios.

Por ejemplo, considere una variable o señal analógica como la temperatura; si mencionamos un intervalo, digamos entre 10° y 20° centígrados, se tendrá un número infinito de valores de temperatura intermedios.

Pudiéramos decir que existen 10 valores intermedios de 1° C, pero podemos incrementar el número de valores intermedios a 100 con décimas de grados centígrados, a mil con centésimas, y así sin mostrar fin. Esto nos dice que la magnitud presenta una característica de continuidad y que podemos incrementar la precisión con que deseemos tener la información incrementando el número de valores ó cifras significativas (por supuesto, esto requerirá un mejor instrumento de medición).

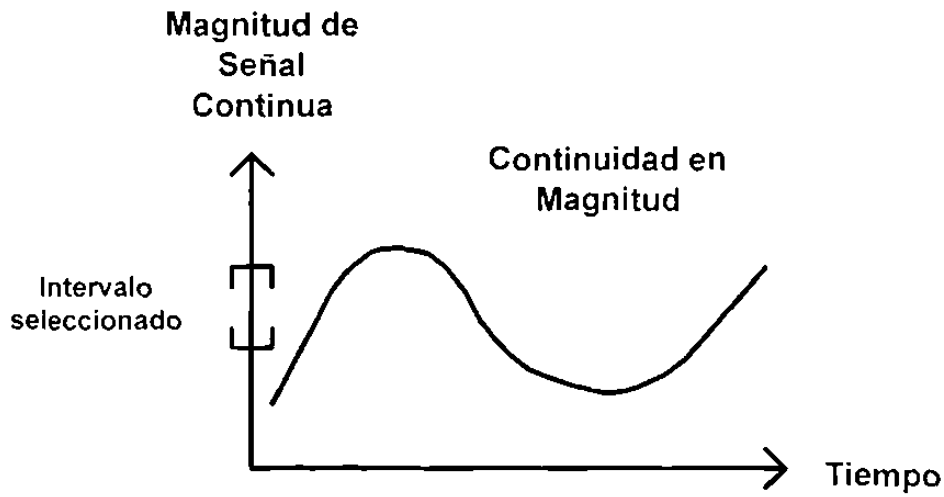


Figura 3.1 Continuidad en Magnitud

Lo mismo se puede aplicar para una señal de voltaje o corriente, por ejemplo, ¿Cuantos valores intermedios de voltaje existen entre 1.5 y 1.6 volts ?. También concluiríamos que existe un número infinito y que por lo tanto estamos tratando con una magnitud o señal continua. Ahora, ¿Que diferencia habría entre la medición de velocidad en un indicador analógico de (carátula con aguja indicadora) contra la de un display digital de velocidad, cuya magnitud sería discreta?.

Note que las variables o señales con que opera el mundo (y por supuesto los procesos) tienen una característica continua y que ellas representarán la fuente de información de todo tipo de sistemas de adquisición de datos y de control automático.

En relación a la **continuidad en tiempo**, se puede decir que una señal o variable que muestra continuidad en el tiempo es aquella que "**siempre**" esta presente.

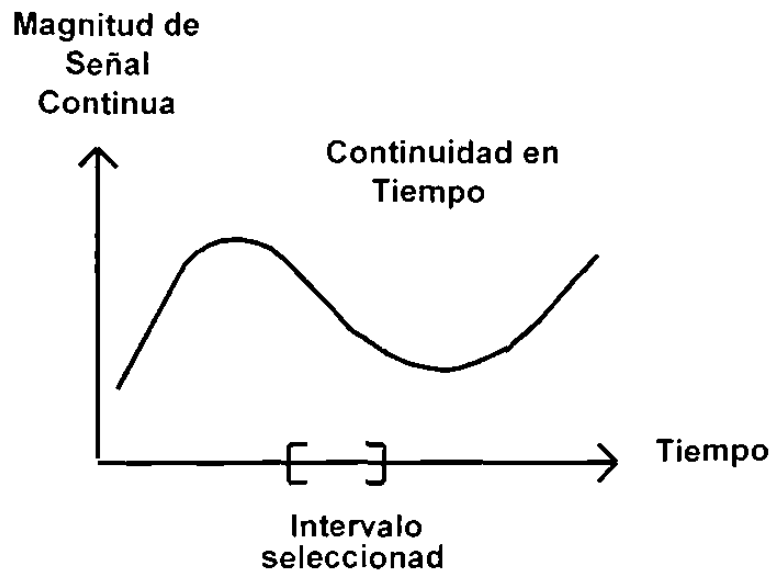


Figura 3.2 Continuidad en Tiempo.

Si tuviéramos un termómetro de mercurio para monitorear la temperatura del medio ambiente, nos encontraríamos que siempre tendremos el valor de temperatura en base a la posición de mercurio. Pudiéramos preguntarnos que

tantos datos de temperatura podemos obtener en una hora (digamos de 8 a 9 de la mañana).

Una vez más, si tomamos las mediciones cada minuto tendremos 60 datos, si es cada segundo 3,600 datos, si es cada milisegundo tendremos 3,600,000 datos y así hasta encontrar que debido a que el tiempo es una variable continua, presenta un número infinito de valores intermedios.

La señal de temperatura, sin importar que tan pequeño sea el intervalo de medición seleccionado, siempre está presente. Esto va a representar una ventaja y una desventaja contra los sistemas discretos o digitales.

3.3 Sistemas Discretos.

Las computadoras, microprocesadores y procesadores digitales operan como sistemas discretos y como ya se mencionó, tienen la característica de operar con información o señales que presentan discontinuidad tanto en magnitud como en tiempo.

Las computadoras operan y manipulan información en forma de códigos digitales, es decir, en grupos de bits (el bit es la unidad básica de operación y puede tener solo 2 posibles valores: "0" ó "1"). Cuando varios bits se agrupan de alguna forma (a lo que generalmente se le conoce como palabra) forman un código digital, lo que permite representar la información con un mayor número de estados.

Por ejemplo, si tenemos una palabra de 8 bits en un código digital binario, podremos representar un dato en uno de 256 posibles valores (de 0 a 255), si tenemos una palabra binaria de 16 bits seremos capaces de representar un dato en uno de 65,536 valores. Note que, sin importar el tamaño de la palabra digital, siempre se tendrá un número **finito** de posibles combinaciones.

Anteriormente se mencionó que las señales y variables presentes en el mundo (donde se incluyen las que encontramos en procesos) son variables

continuas. Ahora ¿En qué forma una computadora va a poder interpretar estas variables si opera con códigos digitales? la respuesta es que las señales y variables continuas tienen que ser convertidas a un código digital cuyo valor en alguna forma represente la magnitud de la señal continua.

Por una parte, en una señal continua tenemos que en cualquier intervalo definido se tiene un número infinito de valores intermedios y por otra parte en la señal discreta se tiene un número finito de combinaciones (relacionado con el tamaño de la palabra digital). Así, en el proceso de conversión se tendrá que "aproximar" la magnitud de la señal continua a la combinación digital que mejor represente su magnitud (esto produce un error de redondeo o truncamiento conocido como error de "cuantización").

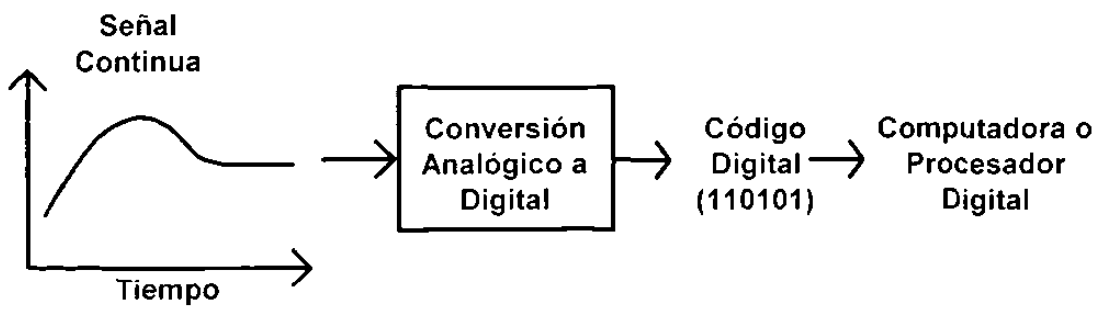


Figura 3.3 Discontinuidad en Magnitud.

El proceso de conversión de una señal continua a una señal discreta es conocido como conversión analógico a digital y permite que la computadora pueda operar, registrar y manipular señales de naturaleza continua.

En conclusión, la naturaleza de operación de las computadoras con códigos digitales hace que un valor solo pueda ser representado por una de un número finito de combinaciones, esto genera una **discontinuidad en magnitud** porque entre un valor y el siguiente no existen valores intermedios

Para que una computadora pueda reconocer la información presente en una señal continua requiere que la magnitud de esa señal sea convertida en

un código digital equivalente, lo cual produce un error de redondeo o truncamiento (cuantización).

En la misma forma, si se requiere que una computadora envíe una señal a un dispositivo continuo (servoválvula, motor, resistencia, indicador analógico), la señal discreta de la computadora tendrá que ser convertida a continua. Este proceso se conoce como conversión digital a analógico, sin embargo, la señal de salida continua solo podrá adoptar un número finito de valores al ser el producto resultante de un código digital.

En relación a la **discontinuidad en tiempo**, es importante revisar la forma en que operan las computadoras o procesadores digitales. La forma en que funciona una computadora es ejecutando los comandos que se les da en un programa. Un programa esta compuesto por una serie de instrucciones que serán ejecutadas en forma secuencial por la computadora.

Así, la computadora toma una instrucción del programa radicado en memoria, la reconoce y la ejecuta, a continuación toma la siguiente instrucción y repite esta operación en tanto no se termine el programa o el usuario interrumpa su ejecución. Esta naturaleza secuencial en la forma en que funciona la computadora es lo que produce una discontinuidad en el tiempo.

Para comprender mejor este concepto considere que deseamos que una computadora registre la temperatura del medio ambiente, por supuesto que la computadora debe tener un programa que le indique la forma en que va a realizar este registro.

Al ejecutar el programa, la computadora primeramente tomará el valor en digital de la temperatura del medio ambiente (se deberá tener algún sensor de temperatura cuya salida amplificada haya sido convertida a un código digital que represente la magnitud de la temperatura). El valor digital de temperatura entonces será almacenado en alguna localidad de la memoria Posteriormente la computadora adquiere un nuevo valor de temperatura y lo almacena en la siguiente localidad de memoria de tal forma que no se pierda el valor anterior. Esto se repite hasta que se cumple alguna condición, como que se haya

alcanzado un cierto número de valores o que se termine el intervalo de tiempo donde se desea el registro de las mediciones.

Observe que la medición de temperatura es solo en ciertos instantes y que entre 2 instantes (cuando almacena el dato de temperatura en memoria) la computadora no se entera de lo que ocurre con la temperatura del medio ambiente.

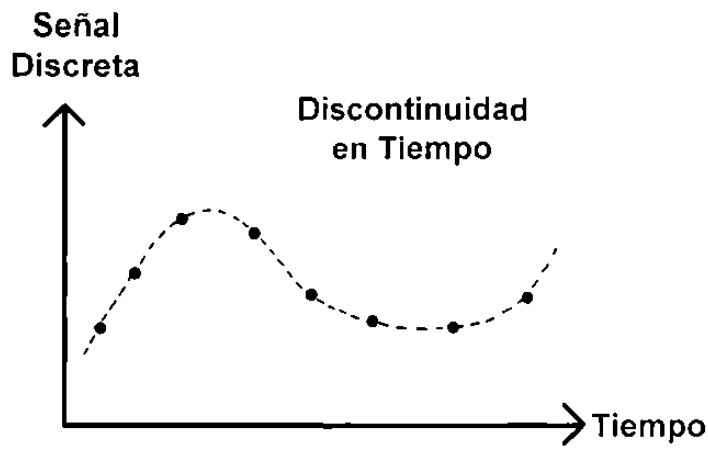


Figura 3.4 Discontinuidad en Tiempo.

El tener información solo en ciertos instantes es lo que hace que se presente una discontinuidad en el tiempo. Aún cuando el tiempo transcurrido entre mediciones sea muy pequeño (milisegundos), siempre existirá un "espacio" en el tiempo donde no se tendrá la información de la variable.

3.4 Ventajas y desventajas al operar con sistemas discretos.

Del análisis que se realizó con los sistemas continuos y discretos podemos describir algunas de las ventajas y desventajas de ambos sistemas.

En relación a la **continuidad en magnitud**, los sistemas discretos requieren convertir las señales continuas a un formato digital, como se mencionó, esto genera un error de redondeo o de truncamiento Aún cuando

esto se presenta como una limitación de los sistemas discretos, si se selecciona cuidadosamente el tamaño de la palabra digital (número de bits) podemos hacer que este error no sea significativo.

La base de la selección va a estar directamente relacionada con los requerimientos de la aplicación. Por ejemplo, en un recipiente de almacenamiento de agua pudiera solo interesarnos conocer si esta vacío a un tercio, a 2 tercios o a plena capacidad, de manera que con una palabra binaria de 2 bits (00, 01, 10 y 11) pudiéramos cumplir con los requerimientos ¿Qué utilidad tendría indicar la velocidad en el display de un automóvil con una resolución de centésimas de kilometro/hora?.

El monitoreo o control de temperatura representa otro ejemplo interesante, ¿Cuantas cifras significativas se requerirán para mostrar la temperatura del medio ambiente?, ¿Se utilizaría la misma base para el caso de la temperatura de los químicos de un equipo de revelado, donde una diferencia de medio grado centígrado ya afectaría la calidad de la fotografía?. ¿ Sería importante conocer la distancia entre 2 ciudades con resolución de un metro? ¿Que resolución pediría para una máquina que corta automáticamente suelas para zapatos?

Es un punto importante minimizar el error por conversión a digital, pero debemos ser cuidadosos de no incrementar, con propósito de "asegurar", en forma indiscriminada el número de bits de la palabra digital, pues esto acarrearía un incremento en el costo del sistema y produciría otra serie de implicaciones que trataremos en los próximos capítulos.

Finalmente, considere que la exactitud de la medición (a lo cual dedicaremos más de un capítulo) no dependerá exclusivamente del tamaño de la palabra seleccionada; se tienen errores en sensores, amplificadores, además errores producidos por ruido de proceso o interferencia electromagnética en conductores de señal.

En un sistema discreto de adquisición de datos ó de control deberemos considerar todas las fuentes de error y asegurar que el error global estará dentro del rango de especificación.

En cuanto a **continuidad en tiempo**, los sistemas discretos operan ejecutando instrucciones en forma secuencial, esto hace que tengan la información de variables continuas solo en ciertos instantes, a esto se le conoce como sistema de datos muestreados. Esto genera el riesgo de que ocurran cambios significativos en la variable continua entre muestreos y que no sean detectados por el sistema discreto (esto no ocurre en los sistemas continuos, debido a que la información siempre está presente).

Con esto reconocemos que el tiempo entre muestreos será un factor crítico para evitar que ocurra pérdida o distorsión de la información. Sin embargo, generalmente sabemos "que tan rápido" cambia o puede cambiar la variable continua y con esto podemos calcular que tan rápido debemos muestrearla.

Un ejemplo de esto sería cuando ponemos a hervir agua en un recipiente, no monitoreamos en forma continua su estado, ¿Que hacemos en este caso? Como "sabemos" que va a tardar varios minutos en empezar a hervir, establecemos una supervisión cada ciertos minutos (dependiendo del tamaño del recipiente) y en esta forma logramos darnos cuenta en una forma más o menos cercana cuando el agua empieza a hervir

La rapidez con que cambia o puede cambiar una variable física se le conoce comúnmente como **"dinámica"** de la variable o del sistema. La temperatura del fluido de salida de una caldera es un ejemplo de "dinámica" lenta. La temperatura del medio ambiente es otro ejemplo de dinámica lenta (si consideramos que una computadora ejecuta instrucciones en fracciones de milisegundo).

Otro ejemplo, pero ahora con una dinámica más rápida, sería el control de posición que hacemos al mantener un automóvil en su carril en una carretera. En este caso, generalmente establecemos una supervisión continua, pues cualquier descuido (pocos segundos) pudiera ocasionar resultados

desastrosos. En este caso un sistema discreto deberá tener un pequeño tiempo entre muestreos.

En un sistema discreto de protección contra cortocircuito en la alimentación de una subestación el tiempo de muestreo es de pocos microsegundos, de tal forma que ante una situación de falla mande abrir rápidamente los interruptores y de esta forma evitar que se produzca un daño mayor.

Así, la dinámica del sistema fijará que tan rápido se tendrá que muestrear la o las variables continuas. Ahora si no se conoce la dinámica, podemos desarrollar una primera etapa con el tiempo de muestreo más corto disponible y de esta manera observar la "dinámica" de la variable.

¿Porqué no siempre muestrear con el tiempo más corto disponible? En la medida en que reducimos el tiempo entre muestreos, ocupamos más el tiempo del procesador digital (lo cual se refiere comúnmente como la "carga de computo") y evitamos que pueda realizar otras tareas. ¿Que sentido tendría monitorear la temperatura del medio ambiente cada microsegundo? En este caso ¿ tendría alguna utilidad procesar, almacenar o grabar millones de datos "iguales"?.

Hasta ahora, solo se han visto problemas en los sistemas discretos, entonces ¿ Porqué cada día se utilizan más?. Superando las desventajas ya vistas (lo cual es completamente factible), los sistemas discretos cuentan con muchas ventajas, así tenemos:

1.- Operación en tiempo compartido. Al no estar realizando una operación en forma continua, podemos darle al procesador varias tareas (esto es imposible de hacer en los sistemas continuos por su misma naturaleza).

2.- Capacidad de memoria. Se puede memorizar una gran cantidad de información, con posibilidad de procesarla fácilmente y preservarla por largos periodos de tiempo. En el caso de los sistemas continuos, el almacenamiento de información se hace con graficadores (rollos de papel ó gráficas circulares) o

con cintas magnéticas, en ambos casos difícilmente procesables y con un tiempo limitado de preservación sin daño o distorsión.

3.- Cálculos matemáticos. Aun cuando se pueden realizar operaciones matemáticas en forma continua, no se compara la facilidad y potencia de una computadora para realizar complejos cálculos matemáticos. La utilización de sistemas discretos en forma de computadoras y procesadores digitales ha permitido desarrollar una gran cantidad de aplicaciones con tiempos de desarrollo cortos y a precios muy accesibles.

4.- Flexibilidad. El mismo procesador puede aplicarse en diversos casos, el cambio se realiza en la programación (software) y fácilmente pueden hacerse cambios. En el caso continuo, se tiene que el sistema está diseñado para una cierta aplicación y su cambio es poco posible y generalmente caro, los cambios requieren modificaciones en componentes o conexiones.

5.- Tamaño y costo. Para aplicaciones mayores a simples sumas y pocas operaciones básicas, los sistemas discretos son más compactos y menos costosos que sus equivalentes continuos.

Finalmente, los sistemas continuos y los discretos no son mutuamente excluyentes, para un caso específico se puede evaluar la posibilidad de un sistema híbrido. En el caso de una variable continua que cambia muy rápido y donde deseamos obtener el valor máximo cada hora durante un mes. Se pudiera diseñar un sistema continuo que constantemente adquiera el valor máximo y conectarlo a un sistema discreto que registre ese valor para su posterior procesamiento.

3.5 Precauciones en el diseño de sistemas discretos.

Haciendo una gran simplificación, en el diseño de sistemas discretos de adquisición de datos y control se deberá tener especial cuidado con 2 factores:

1.- El tamaño de la palabra.- Lo que va a fijar el error de cuantización, producido por el redondeo o truncamiento producido en la conversión de la variable continua a un código digital.

2.- El tiempo entre muestreos.- Que evitará que se "escapen eventos" o se produzca distorsión en la información

Para ambos casos existen tanto herramientas metodológicas como de ingeniería para asegurar que se cumplan los requerimientos globales esperados en base a una buena selección y definición de equipo, así como parámetros de operación.

4

DISPOSITIVOS DE PROCESAMIENTO Y CONVERSIÓN DE SEÑAL

4.1 Fundamentos.

4.1.1 Introducción.

Un sistema de adquisición de datos se puede considerar como una interface entre un proceso con sus sensores de medición y un observador. Considere la figura 4.1 donde se muestran "n" sensores instalados en un proceso y conectados a un sistema de adquisición de datos.

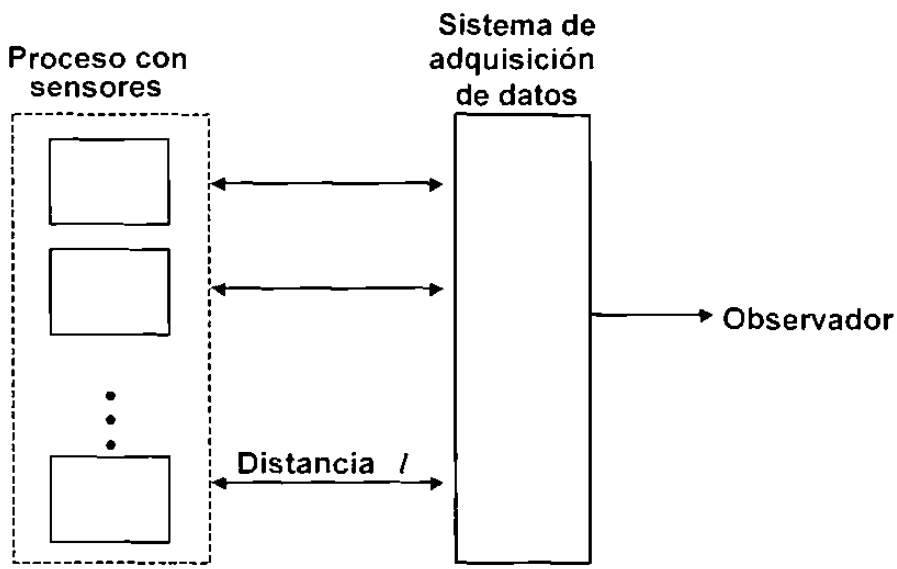


Figura 4.1 Sistema de adquisición de datos como interface entre proceso y observador.

Los sensores pueden ser utilizados para medir presión, temperatura, flujo, posición, etc. y en general se pueden considerar pasivos (requieren alimentación de energía eléctrica). Dos de las funciones principales del sistema de datos son proveer de energía al sensor y convertir la salida de cada

sensor a un formato presentable para el observador. La salida puede ser un indicador analógico, un graficador, una grabadora de cinta magnética o un display digital.

Aún y cuando los sistemas de adquisición de datos pueden tomar diferentes formas, este capítulo describe solamente los sistemas discretos de adquisición de datos multicanales (procesador digital con capacidad de hacer y registrar mediciones de varios sensores).

En general, un sistema de adquisición de datos digital consiste de varios componentes diseñados para procesar señales de diferentes tipos de sensores y proveer una salida compatible con una computadora digital.

La figura 4.2 muestra un sistema digital de adquisición de datos típico que usa un amplificador por canal. Como se presenta, algunos de los componentes del sistema son utilizados para acondicionar la señal de salida de los sensores, mientras que otros se utilizan para convertir las señales analógicas a un formato digital. Aún y cuando existen muchas variaciones a este sistema, el arreglo indicado se considera típico de sistemas multiplexados de alto nivel.

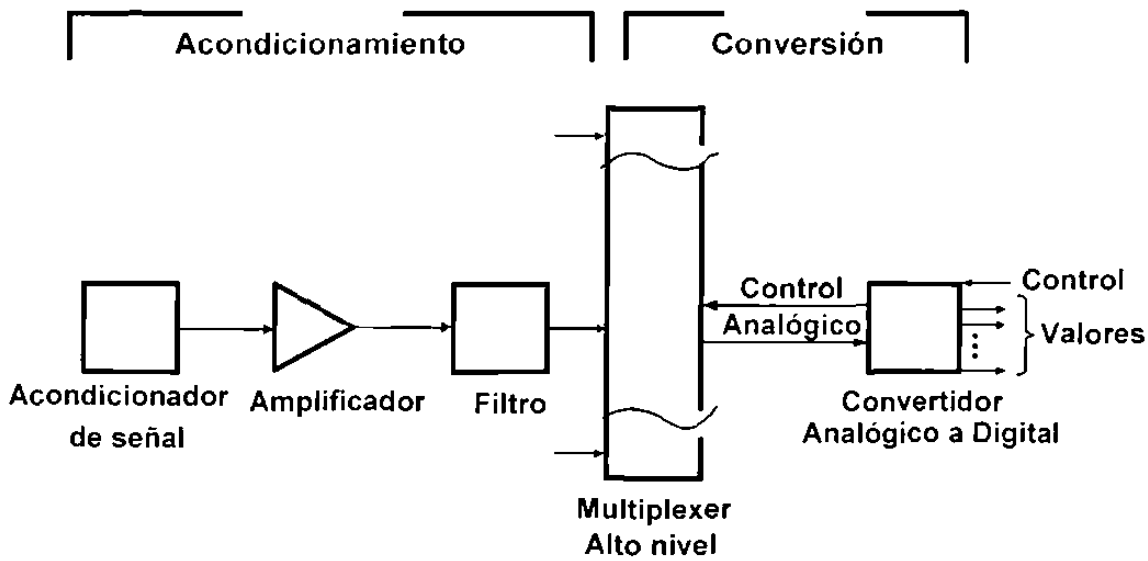


Figura 4.2 Diagrama de un sistema digital de adquisición de datos.

El objetivo principal en este capítulo es desarrollar técnicas que se puedan utilizar para seleccionar sistemáticamente los diferentes componentes que forman el sistema de adquisición de datos. Se examinará en forma detallada el sistema digital de adquisición de datos para determinar sus características de medición; esto es, qué componentes del sistema afectan la precisión total de medición, respuesta y que tan significativos son estos efectos.

4.1.2 Precisión.

Para un sistema de adquisición de datos digital, una de las fuentes fundamentales de error está en la transición de una señal analógica continua a un conjunto discreto de valores digitales que representan con precisión la magnitud de la señal analógica.

Por ejemplo, si tenemos una señal analógica cuya máxima magnitud es A, tenemos que determinar que valor en formato digital la representará. Si se tiene una palabra de "n" bits, donde cada bit tiene dos estados distintos (valores lógicos "0" o "1"), entonces la señal analógica más pequeña que podríamos indicar es $A/2^n$.

Así, para cualquier señal analógica que representemos con este código, existe un potencial de error en la representación digital de la mitad de $A/2^n$. A este error se le llama **error de cuantización** y es el resultado de la transformación de la señal analógica continua a un código digital discreto.

Existen muchas otras fuentes de error además de la cuantificación. Típicamente incluyen linearidad, histéresis, desfasamiento y sensibilidad, ruido, cruzamiento de señal (crosstalk) y atenuación debido a carga.

Se debe considerar cada componente del sistema y los errores deberán ser cuantificados antes de que se pueda hacer una estimación de la precisión total del sistema.

4.1.3 Respuesta.

Para establecer los requerimientos de respuesta del sistema de adquisición de datos, es necesario primero establecer lo que se requiere para caracterizar el proceso.

Observe la figura 4.3a donde se pudiesen considerar invariantes en el tiempo todas las mediciones de variables de proceso. Para este caso, se pudiera asumir adecuado una medición por parámetro, tomada en cualquier lugar del tiempo. Debido a que las mediciones de proceso son relativamente constantes, los requerimientos de respuesta del sistema de adquisición de datos no son críticos.

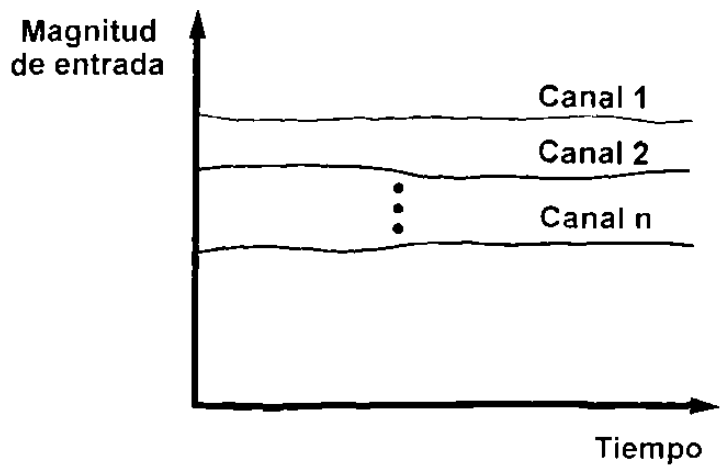


Figura 4.3a Comportamiento histórico típico de un proceso estacionario.

En contraste con el proceso invariante con respecto al tiempo que se muestra en la figura 4.3a, considere la figura 4.3b donde se observan las variaciones de la amplitud de las variables.

Para este caso, una sola medición no es adecuada para describir el proceso. Para cualquiera de las señales del proceso se requieren varias muestras discretas y en esta forma, estar en capacidad de reconstruir la señal continua. En consecuencia, para describir cualquier señal de proceso son de

importancia fundamental tanto el número de muestras como el tiempo entre cada muestra.

Además de la definición del número de muestras y la razón de muestreo requerida para caracterizar las entradas al sistema, deben considerarse los parámetros dinámicos de los componentes del sistema. Si las entradas cambian rápidamente, se debe de tener cuidado en seleccionar componentes que aseguren que sus características dinámicas no distorsionarán las señales.

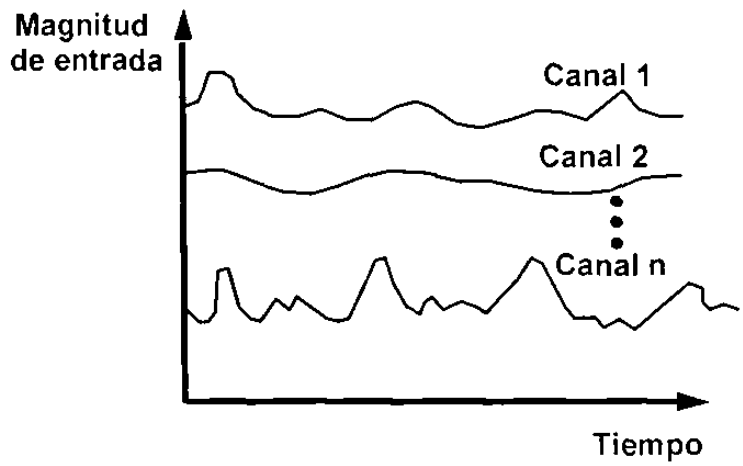


Figura 4.3b Historia de tiempo típica de un proceso dinámico.

4.1.4 Método de diseño.

Antes de que podamos diseñar un sistema de adquisición de datos digital, es necesario examinar sus diferentes componentes y funciones. Aún y cuando existe una amplia variedad de sistemas digitales de adquisición de datos, los requerimientos comunes son el acondicionar las señales y convertirlas a un formato digital.

Para sistemas multicanal, generalmente se utiliza multiplexado por hardware debido a las ventajas económicas al operar equipo común en tiempo compartido. En las siguientes páginas se realizará una breve descripción de los componentes y técnicas bajo los encabezados de acondicionamiento de señal, multiplexado y conversión de señal

4.2 Acondicionamiento de señal.

El acondicionamiento de señal es un término muy amplio, con varias connotaciones. Una de las funciones de un sistema de adquisición de datos son el acondicionar y convertir señales. Se definirá el acondicionamiento de señal como la interface entre el sensor y el convertidor.

El acondicionamiento de señal realiza las siguientes funciones:

1.- Proveer excitación para el sensor.

2.- Compensar corrimiento (offset) de señal.

3.- Proveer calibración para el sistema y sensores.

4.- Proveer amplificación de la señal de entrada para acoplarse a los requerimientos de entrada del convertidor.

5.- Compensar por diferencias en referencias de potencial cero (común).

6.- Limitar ancho de banda de la señal.

Para realizar estas funciones, se usan varios componentes electrónicos. Por ejemplo, los puntos 1 al 3 son provistos por una unidad llamada acondicionador de señal, puntos 4 y 5 por un amplificador y el punto 6 por un filtro.

En la práctica, estas unidades pueden presentarse en un solo ensamble o en varias piezas. Aquí separamos funcionalmente el acondicionamiento de señal en tres unidades: Acondicionado, Amplificador y Filtro

4.3 Acondicionadores de señal.

4.3.1 Excitación.

Debido a que la mayoría de los sensores son pasivos, es decir, requieren de una fuente de excitación, el acondicionador de señal debe proveer excitación para el sensor. Generalmente esto toma la forma de una corriente o voltaje de corriente directa preciso y bien regulado. Existen, sin embargo, algunos sensores de estado sólido que tienen reguladores internos y requieren solamente de 24 a 28 volts de excitación.

Para compensar por diferencias en la resistencia de las líneas de conducción de señal, se utiliza la medición remota de la excitación del sensor.

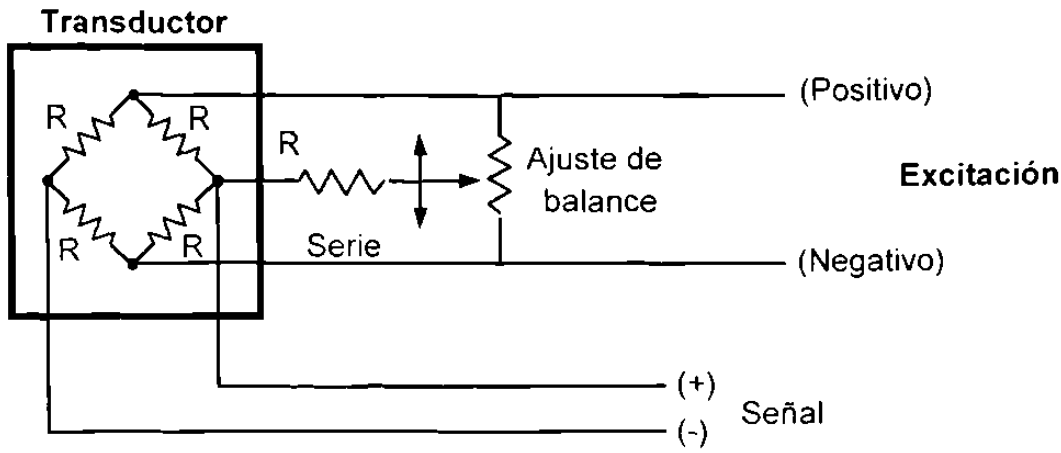
Una fuente de poder que sea utilizada para esta función debe tener capacidad de voltaje o corriente constantes, medición remota, limitación de corriente para proteger el sensor, buena estabilidad, ruido mínimo y debe ser fácilmente ajustable.

4.3.2 Compensación.

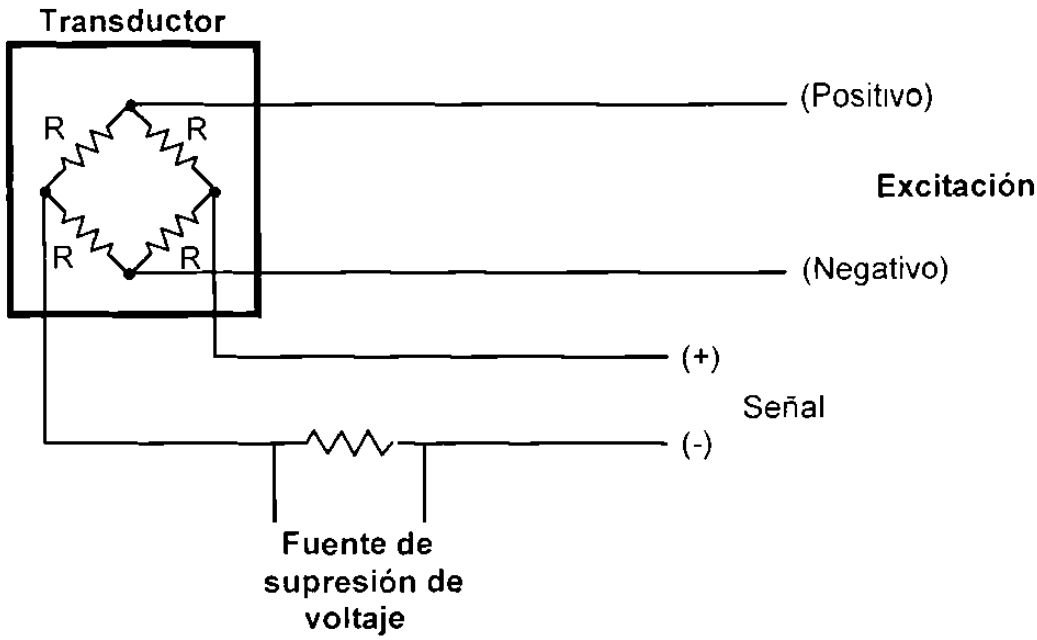
Aún cuando se puede argumentar que la compensación por hardware de corrimiento (offset) de señal no es necesaria con los sistemas actuales basados en las computadoras, aún existe la necesidad de escalar la entrada al convertidor analógico a digital para lograr una resolución óptima.

Si el sensor tiene un corrimiento (offset) significativo, se restringe la ganancia del amplificador, que limita la resolución de la conversión de la señal, en consecuencia, se requiere algún grado de compensación debido al corrimiento (offset) de señal.

Para mostrar el principio de compensación de corrimiento (offset) considere los dos métodos más comunes para balancear transductores medidores de esfuerzo que se observan en la figura 4.4



a. Método de Balance Resistivo



b. Método de Inserción de Voltaje

Figura 4.4 Métodos comunes utilizados para balancear transductores medidores de esfuerzo.

La técnica más común de balancear puentes es la "red resistiva de balanceo", que funciona aplicando una resistencia de valor bajo en ohms **(shunt)** entre dos ramas adyacentes. Cuando el potenciómetro de balance se encuentra exactamente en el centro, se aplican **shunts** iguales a cada una de las dos ramas, lo cual da como resultado que no exista cambio en la salida.

Sin embargo, cuando el potenciómetro de balance se mueve de la posición central, se aplican **shunts** desiguales a las dos ramas, lo cual afecta la salida del puente y provee un medio de ajuste.

Aún cuando la técnica de balanceo por **shunt** provee un medio para la compensación de salidas indeseables, afecta la sensibilidad del transductor al cargar las ramas del puente. Por lo tanto, para una carga mínima, se debe utilizar solo el rango de balance requerido con un valor de R_{serie} lo mas grande posible, los valores típicos para R_{serie} son 40 a 50 KΩ cuando R es de 300 a 1,000 Ω.

El segundo método común para suprimir el corrimiento es la "técnica de inserción de voltaje". Con esta técnica, se genera un voltaje igual pero opuesto a través de la resistencia colocada en serie con la salida del puente de señal. Aún cuando esta técnica no carga el puente como en el caso del método de balanceo resistivo, sí produce algunas complicaciones.

Dado que el voltaje de supresión se suma al voltaje de salida del puente, cualquier variación en la fuente de voltaje de supresión se ve como una variación en la salida del puente. Por lo tanto, la fuente de voltaje de supresión no solo tiene que ser un dispositivo altamente estable, sino que también debe de introducir poco o nada de ruido. Así, algunas técnicas desarrollan la excitación de voltaje de supresión de la misma fuente de excitación del puente mientras que otras utilizan una fuente de poder estable separada.

4.3.3 Calibración.

Además de proveer excitación para el sensor y compensar corrimientos (offset) de señal, los acondicionadores de señal generalmente incluyen alguna provisión para la calibración. Si el sensor es un medidor de esfuerzo, un método común para simular la calibración es con **shunts** resistivos Con esta técnica, se agrega una resistencia de precisión dentro del acondicionador de señal en lugar de en paralelo al brazo del puente.

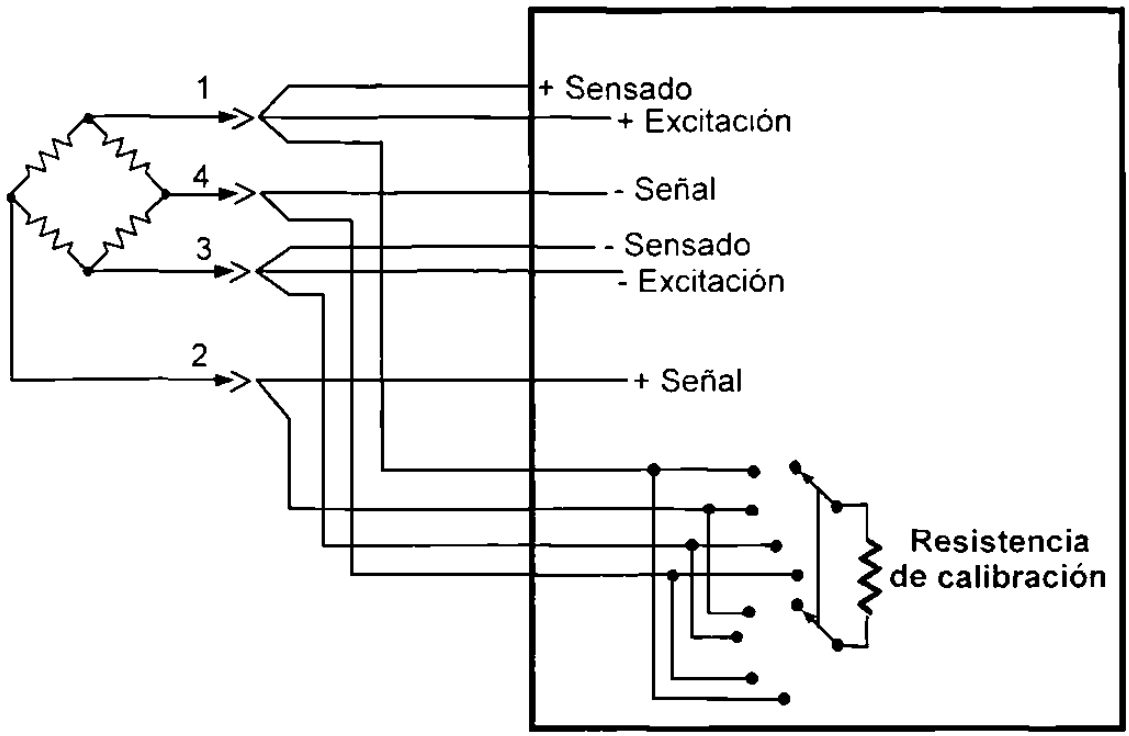


Figura 4.5 Calibración resistiva utilizando un sistema de 10 conductores.

Generalmente, se utilizan interruptores de baja resistencia, tales como contactos de relevadores, para cambiar la resistencia de calibración a uno o más brazos de puente.

La figura 4.5 muestra una configuración donde cada uno de los brazos del puente se conecta en paralelo en forma secuencial con una sola resistencia de precisión. Esta técnica utiliza un sistema de 10 conductores donde 4 son utilizados para la conexión normal del sensor.

Existen algunas variaciones que utilizan de 6 a 10 conductores para acomodar las funciones necesarias.

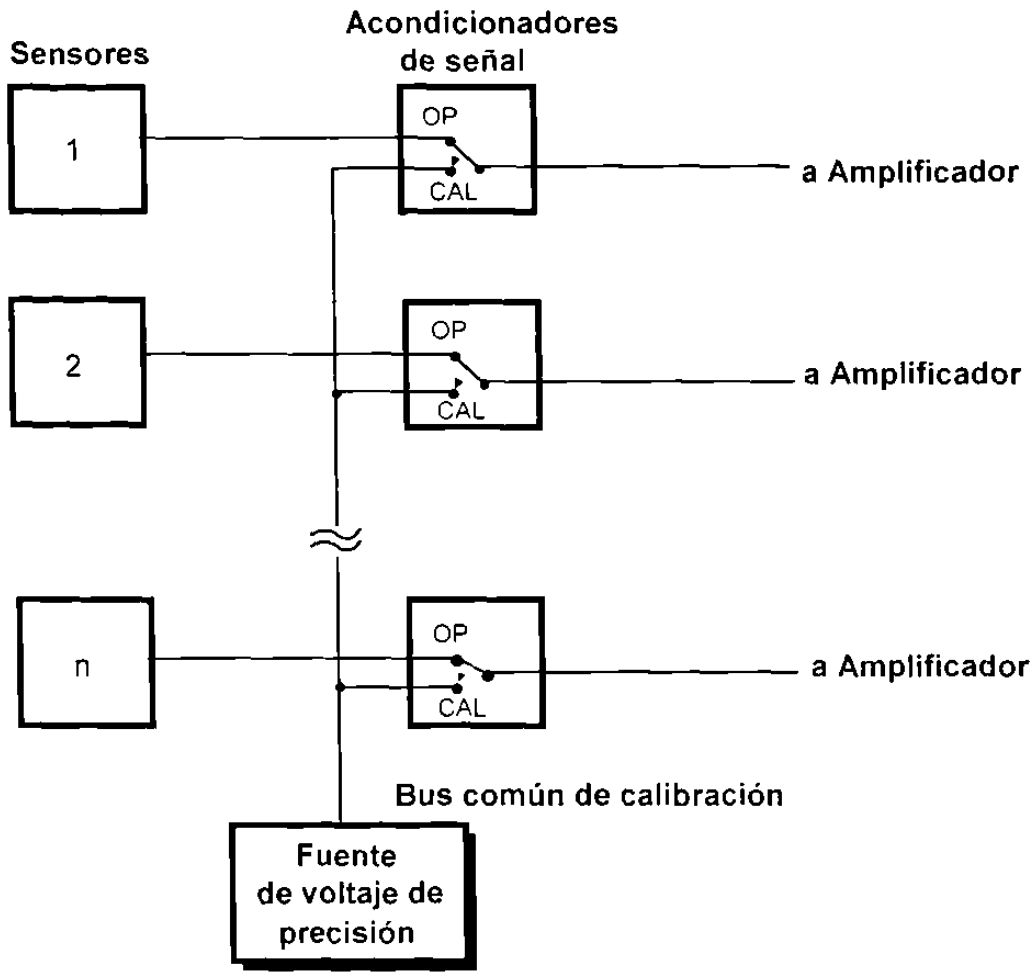


Figura 4.6 Calibración multicanal utilizando un bus común.

Además de proveer un medio para simular la salida de un transductor, el acondicionador frecuentemente esta configurado de tal manera que su entrada puede ser desconectada del sensor y conectada a una fuente externa de voltaje de precisión. Esta técnica permite una calibración de extremo a extremo del sistema de adquisición de datos. Para un sistema multicanal, es una práctica estándar conectar todas las entradas de calibración de los acondicionadores de señal a un bus común (figura 4.6).

En algunos casos puede ser posible calibrar todos los canales simultáneamente utilizando una sola fuente de voltaje. En este caso se debe de tener la precaución de asegurar que una sobrecarga o canal defectuoso no afecte los canales restantes.

4.4 Amplificador.

4.4.1 Características generales.

Las funciones básicas del amplificador son. escalar las entradas de los convertidores y compensar diferencias en potencial cero (tierra) que pueden existir entre el sensor y el sistema de datos.

Debido a que los convertidores operan con rangos fijos (típicamente ± 5V, ± 10V), es importante tomar ventaja de la resolución del convertidor escalando apropiadamente la señal de entrada. Para lograr esto se utiliza un amplificador de salida sencilla o diferencial.

Si existe una diferencia en el potencial de cero (tierra) entre el sensor y el sistema de datos, se prefiere un amplificador diferencial, que aisle en forma efectiva los puntos de referencia del convertidor y el sensor. Aún con este método existen problemas y fuentes potenciales de error, los cuales se mencionan en los siguientes párrafos.

4.4.2 Modo común.

Una fuente de error frecuentemente ignorada es el voltaje de modo común Debido a que los sensores de medición frecuentemente están localizados en forma remota al sistema de adquisición de datos, es muy probable que las señales se encuentren en una región de potencial cero que difiere del potencial cero del sistema de datos.

La diferencia de potencial cero entre las dos áreas puede resultar en que se presente un voltaje en cada una de las dos puntas de señal (como se muestra en la figura 4.7). Si el voltaje de cada entrada se mide con respecto al potencial de referencia del sistema de datos, se observará un voltaje cuya magnitud será mayor que la fuente de la señal (E_{s1} ó E_{s2}). Esto se define como voltaje de modo común.

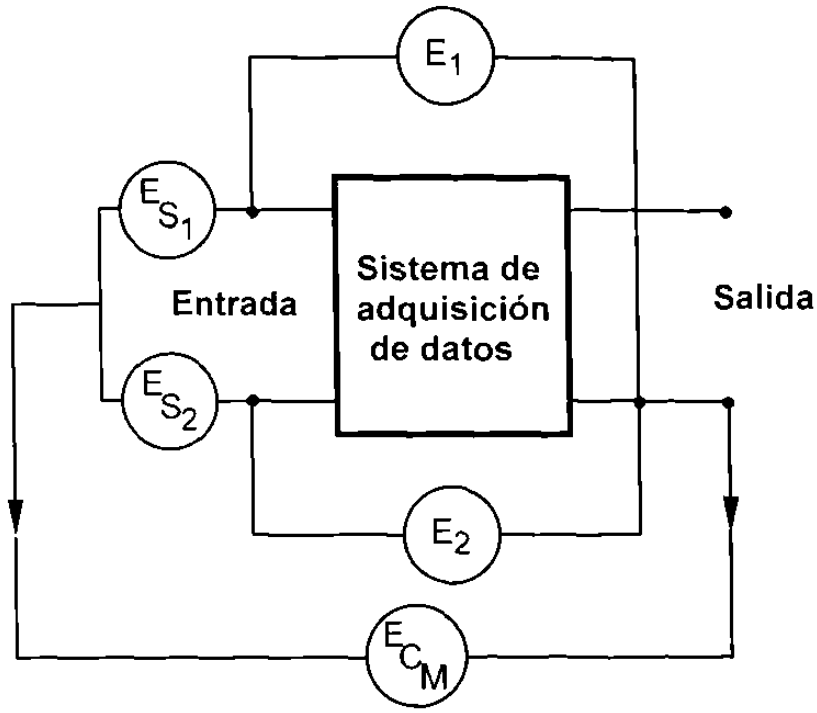


Figura 4.7 Voltaje de modo común resultante de diferencias en potencial a tierra.

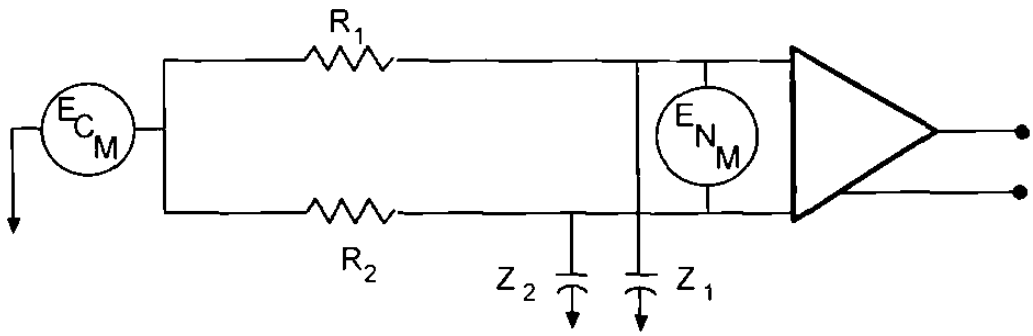
El voltaje de modo común puede ocasionar dos problemas:

Primeramente, si el voltaje es de suficiente magnitud, puede dañar el sistema de adquisición de datos. Debido a que la mayoría de los sistemas de datos son dispositivos electrónicos de estado sólido, los voltajes de modo común que exceden el voltaje de operación del sistema (típicamente ± 15V) pueden dañar su etapa de entrada.

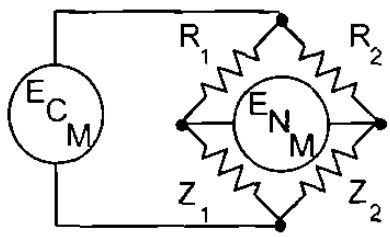
En algunos procesos químicos e industriales, los voltajes de modo común a menudo exceden este nivel. En consecuencia, el sistema de adquisición de datos, en el cual entran estas señales deben estar diseñados tomando esto en cuenta. Para aplicaciones donde el voltaje de modo común está en el orden de unos cuantos volts, la entrada al sistema de datos no requiere mayor atención.

El segundo problema mayor, del voltaje de modo común, es el error que se puede crear en la señal de datos, observe la figura 4 8a donde la señal es aplicada a un amplificador diferencial

Debido a que la salida del amplificador es proporcional a la diferencia entre las líneas de señal, el voltaje de modo común parece no ser problema. Sin embargo, esto es cierto solamente si las líneas de entrada están balanceadas. Pero para casos donde existe un desbalance en la línea combinado con voltaje de modo común, resulta un error en la señal de datos.



a. Voltaje de modo común convertido a voltaje de modo normal



$$E_{N_M} - E_{C_M}\left[\frac{Z_1}{R_1 + Z_2} - \frac{Z_2}{R_2 + Z_1}\right]$$

b.- Circuito equivalente de puente.

Figura 4.8 Error de señal resultante de voltaje de modo común.

El error es el resultado de la conversión de voltaje de modo común a voltaje de modo normal a través de impedancias desiguales. Observe la figura 4 8b donde el circuito ha sido redibujado, en esta figura se muestra el voltaje de modo común como la excitación del puente con la salida del puente como voltaje de modo normal. Las resistencias R_1 y R_2 son las resistencias de las líneas y del transductor Las impedancias Z_1 y Z_2 son impedancias de fuga que se consideran como capacitivas.

La relación de E_c a E_n se define como la relación de rechazo de modo común (CMRR), que es una medida de la capacidad del amplificador para rechazar la presencia de voltaje de modo común. Note que el CMRR se puede incrementar aumentando la impedancia de fuga y/o balanceando las líneas de señal.

4.4.3 Errores dinámicos y estáticos.

Si los datos de entrada son dinámicos, se debe de considerar la capacidad del amplificador para responder a una entrada que cambia rápidamente. De vital importancia son sus especificaciones de tiempo de transición y su razón de cambio.

Si se aplica un escalón a la entrada del amplificador, como se muestra en la figura 4.9, se tendrá un tiempo finito para que la salida del amplificador se estabilice dentro de la banda de tolerancia especificada.

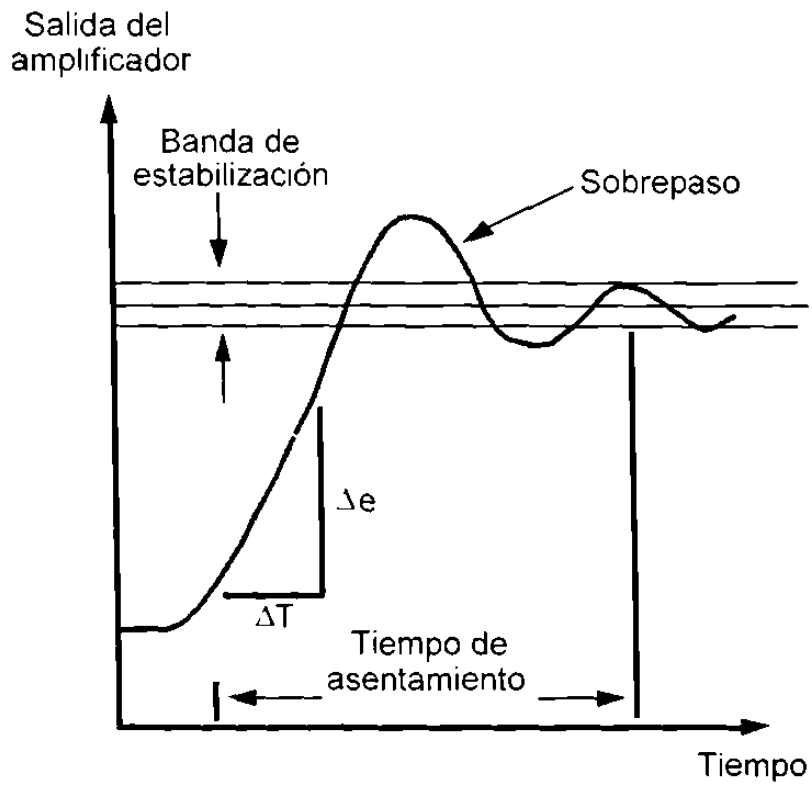


Figura 4.9 Respuesta de un amplificador a una entrada escalón.

En la figura 4.9 también presenta una interpretación gráfica de su razón de cambio, que es una medida de la capacidad del amplificador para seguir con precisión un cambio en sus señales de entrada.

En la selección del amplificador, además de los parámetros dinámicos, se deben tomar en consideración los parámetros estáticos (linearidad, precisión de ganancia, estabilidad, histéresis y ruido).

4.5 Multiplexers.

4.5.1 Características generales.

Como se mencionó, una de las funciones principales del sistema de adquisición de datos son el acondicionamiento de señal y la conversión digital de cada señal. En sistemas que involucran mediciones múltiples (multicanal) esto se puede realizar repitiendo equipo costoso para cada medición o recurrir a una técnica donde varios componentes del sistema pueden ser compartidos a través de un arreglo de interruptores electrónicos. A esta técnica se le conoce como **multiplexado por hardware** y se utiliza ampliamente debido a las ventajas económicas de operar compartiendo equipo.

El multiplexado por hardware no esta libre de problemas, debido a que existen errores asociados con la conexión de las señales. La proximidad de muchas señales produce interferencia entre varios canales, que afectan la precisión de la medición.

El interruptor en si tiene una cierta precisión de transferencia que está en función de la impedancia de la fuente, la resistencia del interruptor, la frecuencia y voltajes inducidos térmicamente. Adicionalmente, existe un tiempo de estabilización finito requerido para que el interruptor se active y para que la señal se estabilice a alguna tolerancia especificada. Aún con estos problemas,

las ventajas económicas son tales que el multiplexado se utiliza ampliamente en sistemas de adquisición de datos.

En la figura 4.10a se ilustra un sistema multicanal donde cada canal tiene componentes de equipo idénticos; cada canal tiene equipo de acondicionamiento de señal y de conversión digital.

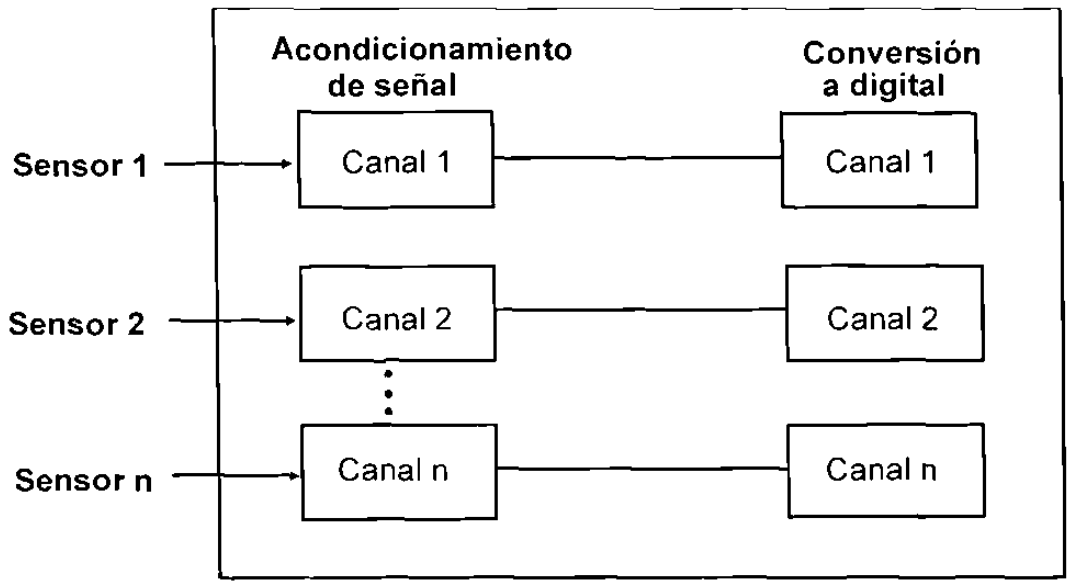


Figura 4.10a Sistema multicanal repitiendo equipo.

Una forma de reducir el costo en equipo es compartir el uso en el tiempo de ciertos componentes, como se muestra en la figura 4.10b. Dado a que la mayoría de los sensores producen señales en el rango de milivolts, a esta técnica se le llama multiplexado de bajo nivel.

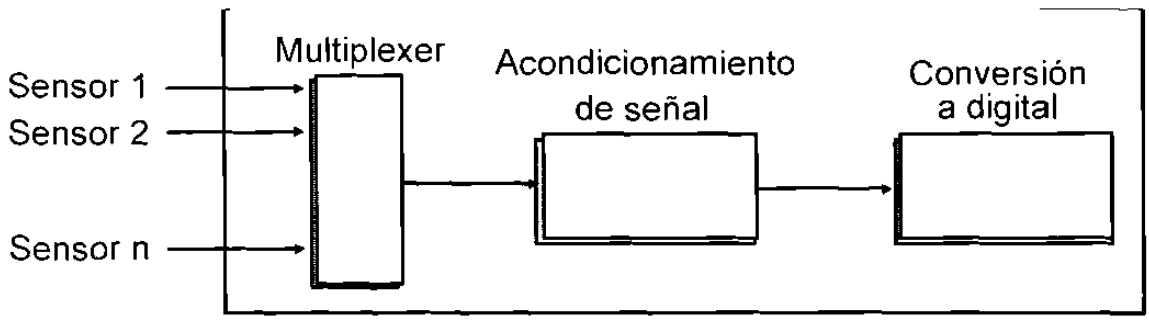


Figura 4.10b Técnica de multiplexado de bajo nivel.

Como existen problemas técnicos y limitaciones en la conexión y desconexión de señales de bajo nivel, generalmente se utilizan amplificadores antes del dispositivo de conexión, resultando en un multiplexado de alto nivel, como se muestra en la figura 4.10c.

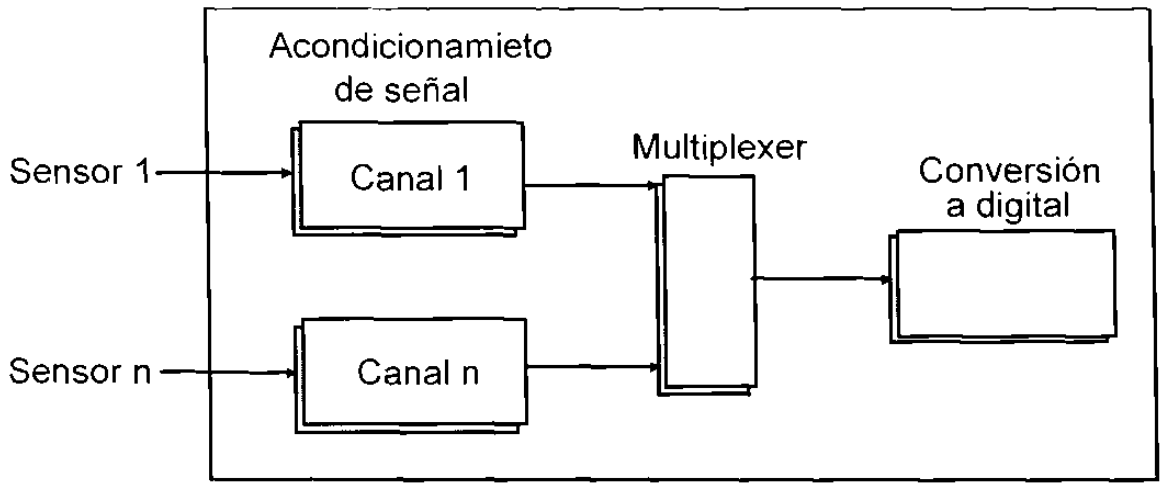


Figura 4.10c Técnica de multiplexado de alto nivel.

Aún cuando la técnica de un amplificador por canal es más costosa que la técnica de multiplexado de bajo nivel, se eliminan o reducen significativamente muchos de los problemas asociados con la conexión y desconexión de señales de bajo nivel.

4.5.2 Multiplexado de bajo nivel.

En la figura 4.11a se muestra un sistema que emplea la técnica de multiplexado de bajo nivel. En este caso, varias señales de bajo nivel comparten, en el tiempo, un amplificador diferencial y un convertidor analógico a digital utilizando interruptores electromecánicos.

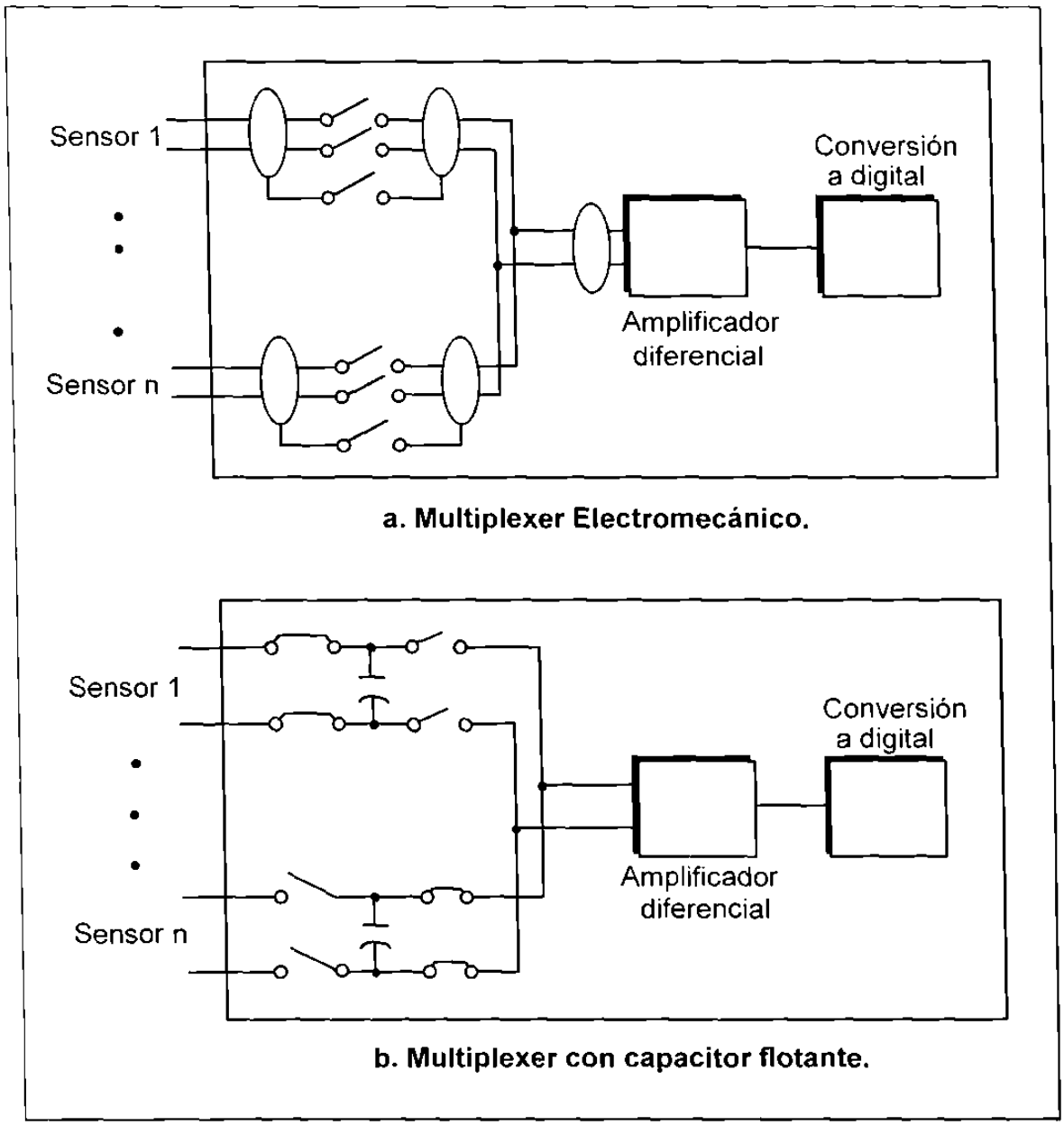


Figura 4.11 Técnicas de multiplexado de bajo nivel.

Para reducir problemas de ruido es importante mantener un buen blindaje en los conductores de señal y en los dispositivos de conexión y desconexión. Algunos problemas significativos asociados con esta técnica son:

- **Voltajes inducidos térmicamente.**
- **Velocidad.**
- **Interferencia de canal a canal.**

La velocidad está directamente relacionada con la frecuencia de muestreo, que se requiere alta en el caso de señales dinámicas. El rendimiento típico de un multiplexer electromecánico es de 200 canales por segundo.

Otra técnica popular para multiplexar señales de bajo nivel es la técnica de transferencia capacitiva. La figura 4.11b muestra el arreglo de multiplexer llamado multiplexer de capacitor flotante. Con esta técnica, un capacitor se conecta a través de la fuente de la señal y se utiliza para transferir la señal de la fuente de señal a la entrada del amplificador. Es decir, cuando se selecciona un canal, se desconecta el capacitor de la fuente de señal y se conecta a la entrada del amplificador.

La técnica del capacitor flotante tiene como ventajas el que puede manejar altos voltajes de modo común, es sencillo, económico y ofrece un buen rechazo de ruido. Su mayor desventaja es que requiere capacitancias grandes, que cuando se combinan con la resistencia de la fuente, forman un filtro simple que limita la amplitud o ancho de banda a unos cuantos hertz, su rendimiento típico es de 200 canales por segundo.

4.5.3 Multiplexado de alto nivel.

Si se utiliza un amplificador para cada canal previo al multiplexer (como se muestra en la figura 4.12) se logran varias ventajas. Se eliminan virtualmente los problemas asociados con blindaje durante conexión y desconexión, así como los voltajes generados térmicamente en el contacto de conexión.

Con señales de alto nivel, se pueden utilizar interruptores de estado sólido de alta velocidad, logrando un rendimiento de varios cientos de miles de canales por segundo. Adicionalmente se puede utilizar filtros activos que reducen la distorsión por traslape de frecuencia. La desventaja significativa es el costo.

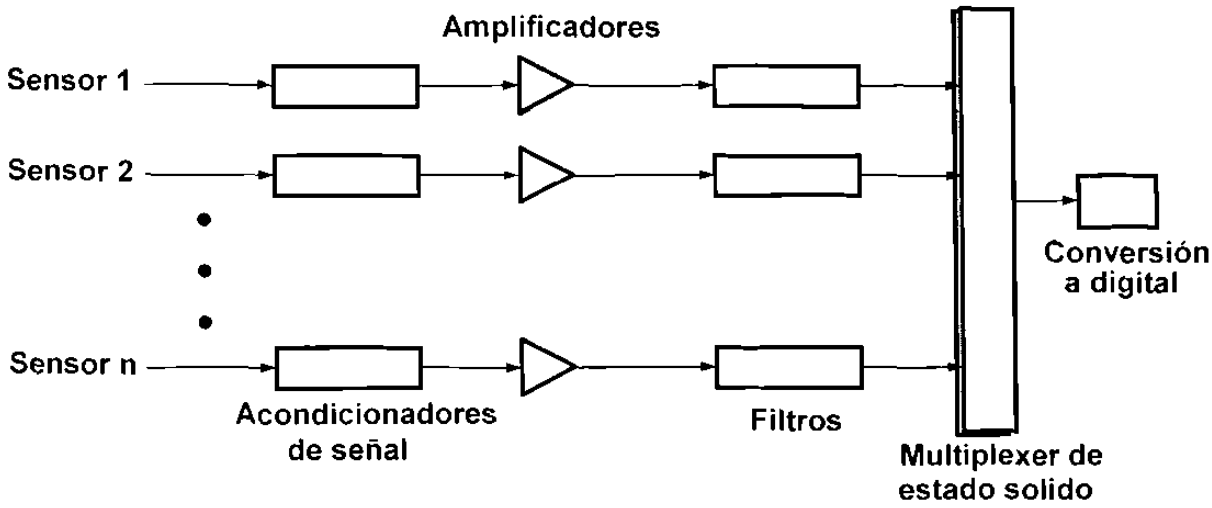


Figura 4.12 Sistema de datos con multiplexado de alto nivel.

4.6 Conversión digital a analógico.

4.6.1 Descripción general.

Aún cuando el convertidor digital a analógico (DAC ó D/A) no es parte de un sistema digital de adquisición de datos, es fundamental conocer su operación, tipos y características, esto con la finalidad de entender la forma en que operan los convertidores analógico a digital (ADC ó A/D), los cuales si son parte fundamental de un sistema de adquisición de datos por computadora.

Los convertidores digital a analógico (DAC) tienen como función convertir el valor de un código digital en una señal analógica (generalmente eléctrica de voltaje o corriente) de magnitud equivalente. Debido a esto los convertidores digital a analógico son ampliamente utilizados como interfaces de señales producidas por computadoras o procesadores digitales hacia dispositivos de control de procesos. En la figura 4 13 se muestra el diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico (DAC).

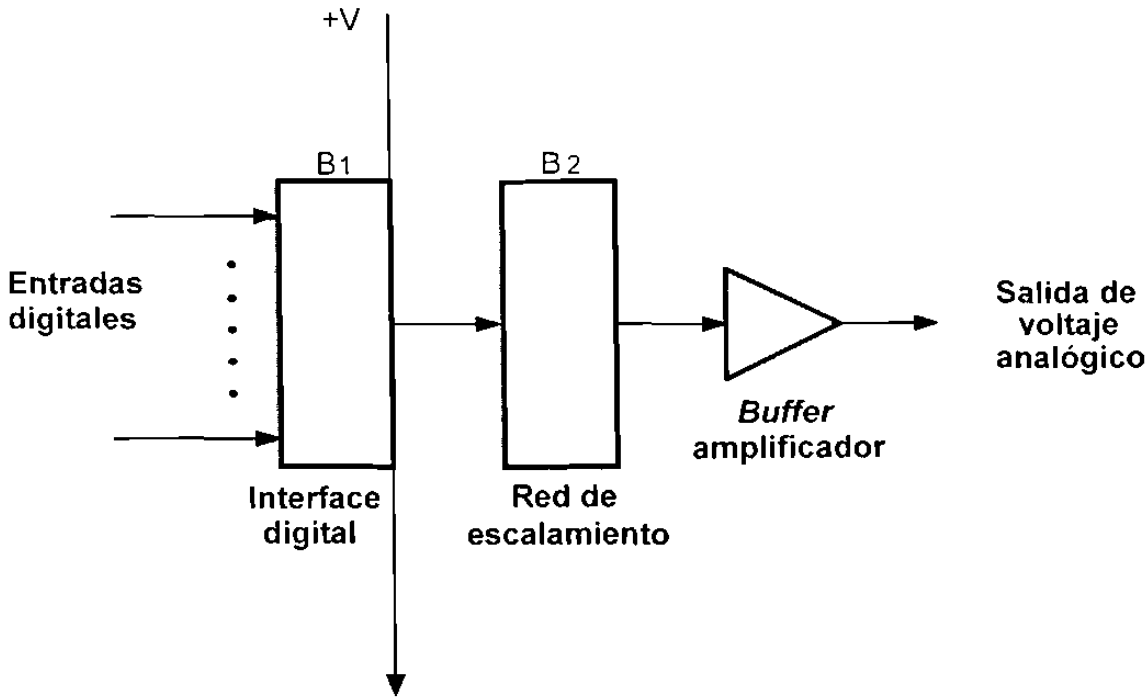


Figura 4.13 Diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico.

Como la mayoría de los dispositivos controlados por computadoras son dispositivos analógicos, pero éstas operan con información digital, es necesario convertir la información que envía la computadora a un formato analógico. Por ejemplo, se utilizan cuando se requiere controlar por medio de una computadora un dispositivo externo (servoválvula, actuador, etc.), el cual opera en base a la magnitud de un voltaje analógico.

En la figura 4.13 el bloque B1 representa la interface eléctrica que recibe un código digital proveniente de un equipo discreto (computadora, procesador digital, etc.). Este bloque adapta la información ó código digital a convertir al bloque B2.

El bloque B2 determina el voltaje o corriente de salida analógico en relación a un voltaje de referencia y a la magnitud o peso del código digital que se desea convertir a analógico. Finalmente, la salida de este bloque se amplifica mediante el amplificador.

La figura 4.14 muestra el circuito de un DAC, el cual servirá para describir su funcionamiento. El triángulo del lado derecho de la figura es un amplificador operacional, el cual es un dispositivo analógico mediante el cual se suman o amplifican señales analógicas.

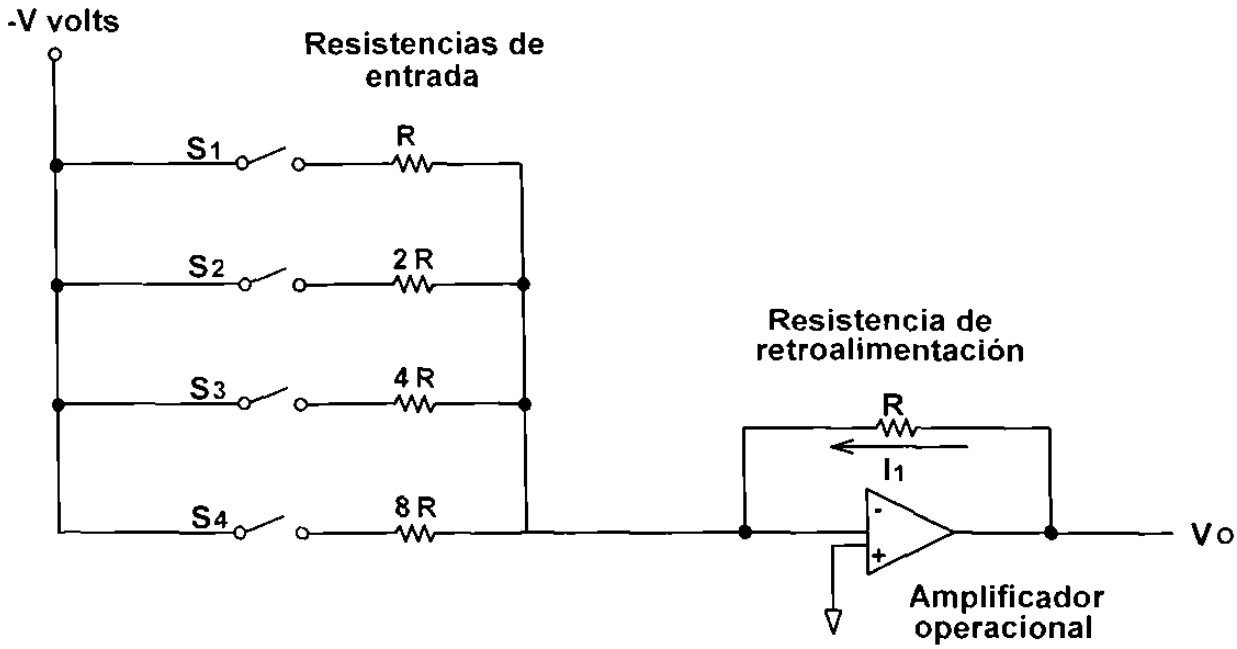


Figura 4.14 Convertidor digital a analógico.

El amplificador operacional opera tratando de mantener sus entradas positiva y negativa en el mismo nivel de voltaje, a esto se le llama cortocircuito virtual. Para cualquier señal que se le aplique a la entrada positiva, el amplificador operacional producirá un voltaje de salida de tal forma que el voltaje neto entre ambas entradas sea cero.

Como la entrada positiva del DAC está a tierra o común (0 volts), el amplificador hará que la entrada negativa también permanezca en potencial de tierra o común. Se puede afirmar que la entrada negativa del amplificador operacional está a tierra virtual (no existe conexión física pero está al mismo voltaje).

Si consideramos que la entrada negativa está en potencial de tierra, la corriente a través de la resistencia de retroalimentación se puede calcular

dividiendo el voltaje de salida Vo del amplificador operacional entre la resistencia R.

Note que se forma un divisor de voltaje entre el voltaje de salida, la resistencia de retroalimentación, la resistencia de entrada y el voltaje de entrada. Si las entradas están a cero volts, la salida del amplificador también estará a cero volts, pues es la forma en que se tendrá cero volts en la entrada inversora del amplificador.

Al aplicar un voltaje negativo en la resistencia de entrada R (cerrando S1), debido a que la resistencia de retroalimentación tiene el mismo valor R, el amplificador producirá un voltaje igual que el de entrada pero positivo y en esta forma mantendrá su entrada inversora en cero volts.

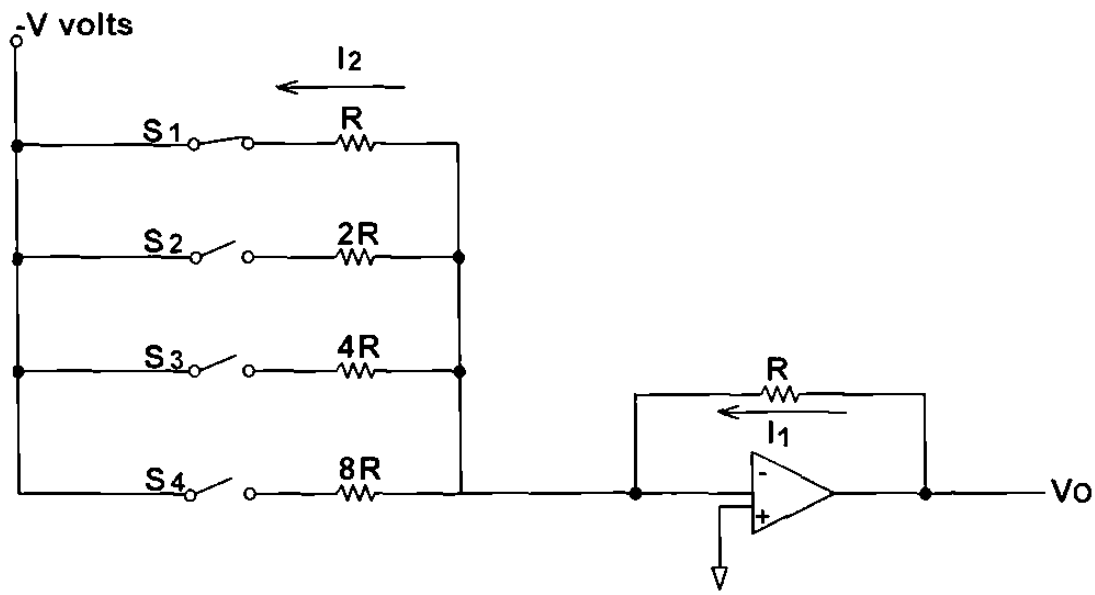


Figura 4.15 DAC con el interruptor S1 cerrado.

Si hubiéramos cerrado el interruptor S2 en lugar del S1, tendriamos un voltaje negativo a una resistencia 2R, y el amplificador producirá a su salida un voltaje positivo de la mitad del voltaje negativo y con esto mantiene el cortocircuito virtual entre sus entradas Note la relación entre las entradas controladas por S1 y S2 mantiene la proporción de acuerdo al peso del bit en la palabra digital en la entrada.

El bit más significativo (de más peso) estará representado por el interruptor S1 y el de menos peso por S4. Así tenemos que se produce un voltaje analógico a la salida que tiene relación con el valor del código digital en la entrada.

Otra forma frecuente de análisis de circuitos con amplificadores operacionales es asumiendo que la entrada inversora está a cero volts, calculando la corriente de entrada como el voltaje de entrada dividido por la resistencia de entrada (si hay voltaje en varias resistencias de entrada se hace la suma de sus corrientes) y multiplicando esa corriente calculada por la resistencia en retroalimentación y con esto se determina el voltaje de salida.

Si el voltaje de entrada es el mismo para todas las resistencias, al ir duplicando el valor de las resistencias de entrada se reduce a la mitad la corriente de entrada y en esa misma proporción cambiará el voltaje de salida.

Estados de los interruptores				**Voltaje de salida del amplificador**
S_1	S_2	S_3	S_4	V_0
Abierto	Abierto	Abierto	Abierto	Cero
Abierto	Abierto	Abierto	Cerrado	1/8 V
Abierto	Abierto	Cerrado	Abierto	1/4 V
Abierto	Abierto	Cerrado	Cerrado	3/8 V
Abierto	Cerrado	Abierto	Abierto	1/2 V
Abierto	Cerrado	Abierto	Cerrado	5/8 V
Abierto	Cerrado	Cerrado	Abierto	3/4 V
Abierto	Cerrado	Cerrado	Cerrado	7/8 V
Cerrado	Abierto	Abierto	Abierto	1 V
Cerrado	Abierto	Abierto	Cerrado	1 1/8 V
Cerrado	Abierto	Cerrado	Abierto	1 1/4 V
Cerrado	Abierto	Cerrado	Cerrado	1 3/8 V
Cerrado	Cerrado	Abierto	Abierto	1 1/2 V
Cerrado	Cerrado	Abierto	Cerrado	1 5/8 V
Cerrado	Cerrado	Cerrado	Abierto	1 3/4 V
Cerrado	Cerrado	Cerrado	Cerrado	1 7/8 V

Tabla 4.1 Combinaciones de los 4 interruptores de un DAC.

Al cerrar en forma sucesiva los interruptores, generando las diferentes combinaciones, se obtienen 16 valores diferentes de voltaje para las

combinaciones de la entrada digital. En la tabla 4.1 se muestran los niveles de voltaje para estas combinaciones.

En esta tabla se puede observar que las combinaciones de los interruptores forman un código binario desde el 0000 hasta el 1111, o desde el 0 hasta el 15 decimal, y el voltaje de salida del amplificador operacional se presenta desde 0 hasta 1 7/8 volts.

Así, de acuerdo a su peso o valor, un número en formato de 4 bits se convierte en uno de 16 niveles diferentes de voltaje. Esta es la función de un convertidor digital a analógico.

4.6.2 Tipos de convertidores digital a analógico.

4.6.2.1 DAC amplificador sumador o de resistencias ponderadas.

El DAC que se mostró anteriormente se conoce como **tipo amplificador sumador o de resistencias ponderadas**. Esto se debe a que las corrientes a través de las resistencias de entrada se suman para determinar la corriente que fluye a través de la resistencia de retroalimentación que define el valor del voltaje de salida y por otra parte, de resistencias ponderadas porque las resistencias guardan en su valor una relación de 2, lo que le da el peso en relación al lugar que ocupa cada bit en el código digital.

Con esto, al construir una versión de 8 bits del DAC amplificador sumador, la resistencia de entrada en el bit menos significativo sería 128 veces más grande que la del bit más significativo.

Si se tiene que R es de 1,000 ohms y se cierran todos los interruptores, las resistencias quedan conectadas en paralelo produciendo una carga de 502 ohms al voltaje de referencia. Si todos los interruptores están abiertos excepto el menos significativo, la carga seria de 128,000 ohms.

Esta variación en la carga puede ocasionar cambios en el voltaje de referencia, disminuyendo la precisión. Por lo tanto, el DAC amplificador

sumador o de resistencias ponderadas presenta dos problemas debidos a su diseño: Al tener que guardar una relación de 2 entre las resistencias, los bits de menos peso arrojan valores muy altos y la carga variable al voltaje de referencia que produce cambios en su nivel.

4.6.2.2 DAC escalera red R-2R.

En la figura 4.16 se muestra la red de resistencias de entrada de un circuito DAC diferente. Este DAC se utiliza para solucionar los problemas que se presentan con el DAC amplificador sumador o de resistencias ponderadas.

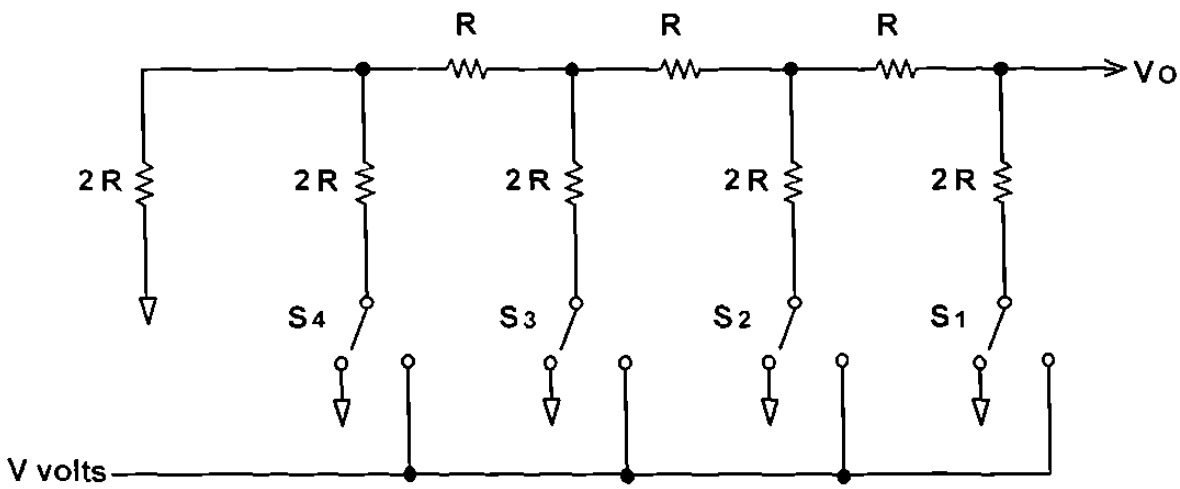


Figura 4.16 Circuito del DAC escalera R-2R.

En este caso, cada interruptor esta conectado al voltaje de referencia V, o a tierra. Si se aterrizan todos los interruptores, el voltaje de salida es cero debido a que no existe voltaje ni corriente en el circuito.

Al conectarse el voltaje de referencia a cualesquiera de las resistencias 2R, la corriente de entrada siempre es la misma, pero al llegar al nodo superior se divide entre 2. Debido a esto, a medida que la resistencia 2R se encuentra más alejada (a la izquierda) del amplificador, la corriente con que contribuye a la entrada es menor. La división entre 2 realiza la ponderación del peso del bit a su contribución en el voltaje de salida

Así, en forma semejante al análisis del amplificador sumador, si se realizan combinaciones para aterrizar los interruptores se obtiene una amplia variedad de valores de salida. En la tabla 4.2 se presentan las diferentes combinaciones que se pueden realizar dependiendo de los interruptores que se encuentren abiertos y cerrados.

Estados de los interruptores				**Voltaje de salida del amplificador**
S_1	S_2	S_3	S_4	V_O
Tierra	Tierra	Tierra	Tierra	Cero
Tierra	Tierra	Tierra	V	1/16 V
Tierra	Tierra	V	Tierra	1/8 V
Tierra	Tierra	V	V	3/16 V
Tierra	V	Tierra	Tierra	1/4 V
Tierra	V	Tierra	V	5/16 V
Tierra	V	V	Tierra	3/8 V
Tierra	V	V	V	7/16 V
V	Tierra	Tierra	Tierra	1/2 V
V	Tierra	Tierra	V	9/16 V
V	Tierra	V	Tierra	5/8 V
V	Tierra	V	V	11/16 V
V	V	Tierra	Tierra	3/4 V
V	V	Tierra	V	13/16 V
V	V	V	Tierra	7/8 V
V	V	V	V	15/16 V

Tabla 4.2 Combinaciones de 4 interruptores del DAC escalera R-2R.

De nueva cuenta se tienen 16 voltajes de salida posibles con cuatro interruptores, aún cuando los voltajes son diferentes a los de la tabla 4.1.

La mayor ventaja del DAC escalera red R-2R es que la técnica es válida sin importar el número de bits, sólo se requieren dos tipos de resistencias y pueden ser seleccionadas para tener una resistencia moderada y prevenir la carga del voltaje de referencia.

4.6.3 Aplicaciones de los DAC.

La aplicación más común de los DAC es dentro de los convertidores analógico a digital. Algunos DAC están diseñados específicamente para su aplicación en microprocesadores debido a que pueden recibir la información binaria directamente desde el microprocesador.

Los DAC de este tipo se conocen como DAC de registro ya que cuentan con un registro de datos. En la figura 4.17 se muestra el esquema de un DAC de registro.

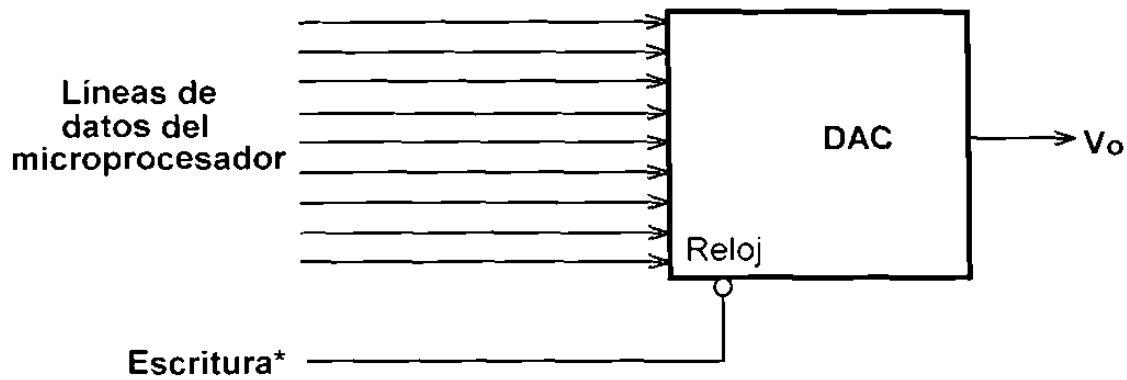


Figura 4.17 DAC de registro.

Una de las consideraciones que se deben tomar en cuenta al elegir un DAC para un sistema con computadora es la de los voltajes de fuentes de poder, esto debido a que muchos de los DAC requieren fuentes de poder bipolares y algunos operan con limites de voltaje muy específicos.

Otros factores que se deben tomar en consideración son:

- Si el DAC tiene una referencia de voltaje interno. En caso de no tenerla se tendrá que proporcionar una con la precisión requerida.
- Compatibilidad en nivel lógico del DAC ya que es necesario que las entradas digitales TTL sean compatibles.
- La velocidad del DAC.

- Si la resolución es más amplia que el bus de datos del microprocesador, se necesita el diseño de un circuito que permita escribir al DAC en dos o más operaciones.
- La precisión requerida para el sistema completo.
- Si el DAC no es capaz de conducir la carga necesaria, se requiere de un amplificador adicional.

4.7 Conversión analógica a digital.

4.7.1 Descripción general.

En términos generales, la función del convertidor analógico a digital (A/D ó ADC) es transformar o convertir un voltaje de entrada analógico en una "palabra" digital, la cual será su representación numérica en forma de un código digital. En esta forma se requiere de un convertidor ADC para que una computadora pueda "conocer" el valor de una señal analógica.

En la figura 4.18 se muestra el diagrama a bloques de un convertidor ADC típico, donde se muestran sus entradas y salidas básicas.

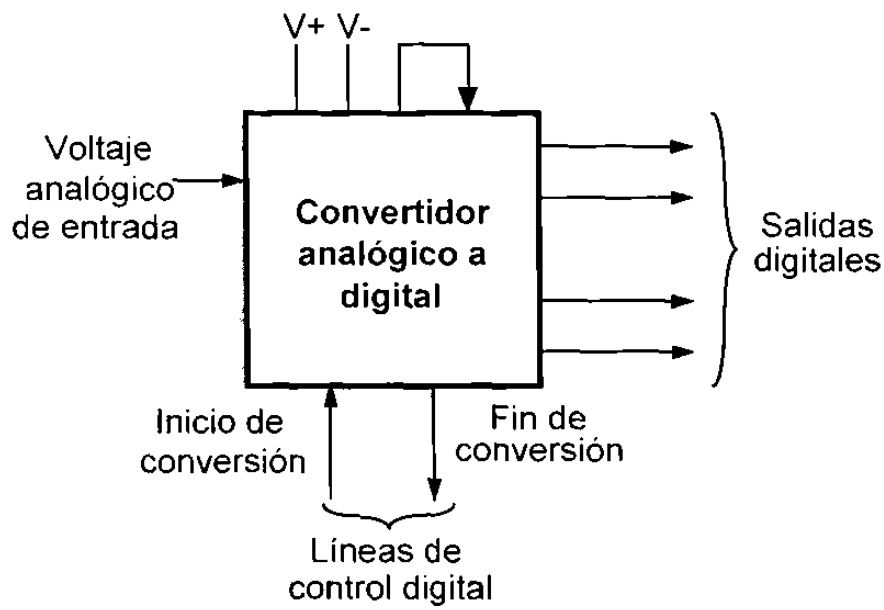


Figura 4.18 Diagrama de bloques de un convertidor ADC.

147513

El convertidor ADC está compuesto por circuitos electrónicos que requieren de un suministro de energía, el cual es provisto por una fuente de corriente directa. Las líneas de entrada de energía se muestran en la parte superior de la figura y las conexiones son de ±12 o +15 volts, +5 volts y tierra.

En la figura 4.18 también se muestra una línea de entrada o voltaje de entrada analógico, el cual se transformará en un código digital equivalente. Los rangos de la señal de entrada al convertidor pueden ser bipolares, es decir, que permita convertir señales que puedan presentar ambas polaridades (±); o unipolares esto es, que opera sólo con una polaridad (+ ó -).

El número de salidas digitales varía de 6, 8, 10, 12 y 16. El nivel o estado de estas líneas de salida digitales (0 o 1), indicarán un código numérico cuyo valor representa el nivel del voltaje analógico de entrada.

Las lineas de control digital son: inicio de conversión y fin de conversión. La señal inicio de conversión le indica al convertidor cuándo debe iniciar el proceso de conversión. Por lo general esta señal es generada por la computadora. La señal fin de conversión la genera el convertidor ADC y le indica a la computadora que la conversión se ha completado y el código digital equivalente a la magnitud de la entrada analógica está disponible.

4.7.2 Cuantización.

El corazón de un sistema digital de adquisición de datos es el convertidor de analógico a digital. En él se hace la transición de una variable analógica continua a un código digital discreto.

Durante la conversión se realiza el proceso de cuantización, el cual presenta una fuente potencialmente grande de error Esto es debido a que se esta utilizando un número finito para representar una magnitud continua. Así, hay una incertidumbre asociada con su representación en forma de un código digital.

Por ejemplo, si una señal analógica que varía entre cero y diez volts va a ser convertida utilizando un convertidor de 3 bits, 10 volts se puede representar con todos los bits en estado verdadero (1) y cero volts se puede representar con todos los bits en estado falso (0).

Ya que cada bit tiene dos estados (falso ó verdadero, 0 ó 1), existen ocho diferentes combinaciones que pueden ser representadas en el código binario de tres bits. Para este ejemplo, podemos dividir una señal de diez volts en ocho partes. La resolución sería entonces 10/8 o 1.25 volts. Así, la resolución es función del número de bits utilizados.

Ahora considere la figura 4.19 donde se muestra el error de cuantización para un convertidor de 3 bits. Debido a que existen ocho combinaciones posibles, se tiene que tomar una decisión en cuanto al código que se vaya a utilizar para representar la magnitud de la señal continua.

La práctica acostumbrada es el dividir el rango de entrada entre "n" segmentos de igual tamaño, donde "n" es el número de posibilidades únicas de código, y colocando el nivel de decisión en los puntos medios de los segmentos. Para un convertidor de 3 bits, el tamaño del segmento es de 1.25 volts con puntos de decisión en 0.625 V, 1.875 V, 3.125 V, etc.

De esta manera, si el voltaje de entrada está entre cero y 0.625 V, se utiliza un código de 000 para representar la variable. Para una entrada de 0.625 V a 1.875 V, se utiliza el código 001.

Así, el error de cuantización es de ± 1/2 LSB, donde LSB es el valor del bit menos significativo. Para el ejemplo del convertidor de 3 bits, el LSB tiene un valor de 1.25 V y la función de error tiene una característica diente de sierra y es cero sólo en los puntos medios del nivel de decisión.

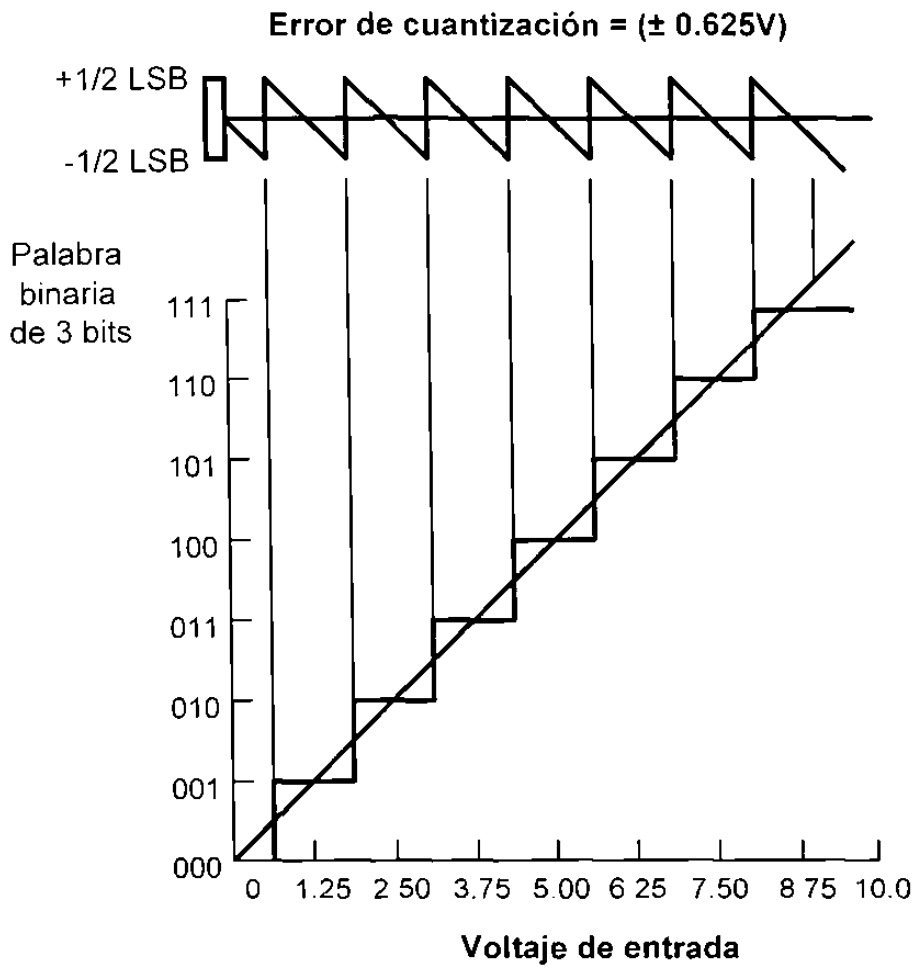


Figura 4.19 Error de cuantización para un convertidor de 3 bits.

Solamente se puede reducir la magnitud de éste error incrementando el número de bits, la tabla 4.3 muestra la relación entre el número de bits, el número de estado y el valor de LSB.

Por ejemplo, el error de cuantización para un convertidor de 12 bits sería de ± 0.000122, o ± 0.01 % de plena escala, en forma similar, un convertidor de 10 bits tiene un error de cuantización de aproximadamente ± 0.05 % de plena escala.

Número de Bits n	Número de Estados 2^n	Valor de LSB 2^{-n}
8	256	3.91×10^{-3}
9	512	1.95×10^{-3}
10	1024	9.77×10^{-4}
11	2048	4.88×10^{-4}
12	4096	2.44×10^{-4}
13	8192	1.22×10^{-4}
14	16384	$6\ 10 \times 10^{-5}$
15	32768	3.05×10^{-5}
16	65536	1.53×10^{-5}

Tabla 4.3 Relación entre el número de bits y el peso de LSB.

4.7.3 Apertura.

Se requiere un tiempo finito para convertir una señal analógica a un código digital, el tiempo es función de la técnica de conversión y se le conoce como tiempo de apertura.

Si la señal de entrada cambia durante la conversión, se introducirá un error. En consecuencia, el tiempo de apertura es una especificación crítica para sistemas de adquisición de datos cuya entrada no es estática. Para aplicaciones de conversión donde las señales son esencialmente de estado estable, los errores de medición como consecuencia del tiempo de apertura no son significantes.

Se puede tener una estimación aproximada del tiempo de apertura requerido considerando la máxima velocidad de cambio de la señal de entrada y la resolución del convertidor. Por ejemplo, la resolución de un convertidor de 10 bits es una parte en 2^{10}, o aproximadamente 0.001 de plena escala.

Para asegurar que los errores que resultan de un cambio en la entrada sean menores que la resolución, el tiempo de apertura de un convertidor debe de seleccionarse de manera tal que la magnitud de cambio en la señal en ese tiempo sea menor que la resolución. Haciendo una aproximación de primer orden (lineal), el cambio incremental de señal en un tiempo ΔT se puede calcular utilizando la velocidad de cambio como:

$$\textbf{Magnitud de cambio} = (\textbf{Velocidad de cambio}) * \Delta T$$

Para entradas senoidales de la forma $\boldsymbol{A}$ **seno**(ωt), donde A es la amplitud pico y ω es la frecuencia angular, la velocidad máxima de cambio ocurre en los puntos de cruce por cero. La magnitud de la velocidad de cambio en estos puntos es ωA o el equivalente $2\pi f A$. Así, el máximo cambio de señal normalizado (por unidad) es:

$$\textbf{Máximo cambio en señal} = \frac{(2\pi f)A}{2A} = \pi f$$

El tiempo de apertura requerido, ΔT, se puede calcular, para una entrada senoidal y un convertidor de 10 bits, como:

$$\Delta T = \frac{\textbf{Resolucion del convertidor}}{\textbf{Maximo cambio en señal}} = \frac{0.0001}{\pi f}$$

Por ejemplo, si f es 1 Khz y el convertidor es de diez bits, el tiempo de apertura es:

$$\Delta T = \frac{0.001}{(\pi)(1000)} = 318 \times 10^{-9} \text{ segundos}$$

Es decir, un convertidor de diez bits debe tener un tiempo de apertura menor o igual a 318 nanosegundos para asegurar que los errores resultantes de una señal senoidal de 1 Khz sean menores que la resolución.

El ejemplo anterior muestra la necesidad de una conversión rápida cuando las entradas son dinámicas. Frecuentemente esta velocidad no se alcanza y en estos casos se utilizan dispositivos de muestrear y retener la señal de entrada (Sample & Hold, S/H) y en esta forma realizar la conversión.

La figura 4.20 muestra el tiempo de apertura requerido para mantener el error en un valor menor que la resolución, para señales senoidales cuya amplitud de pico a pico es igual al rango de plena escala del convertidor.

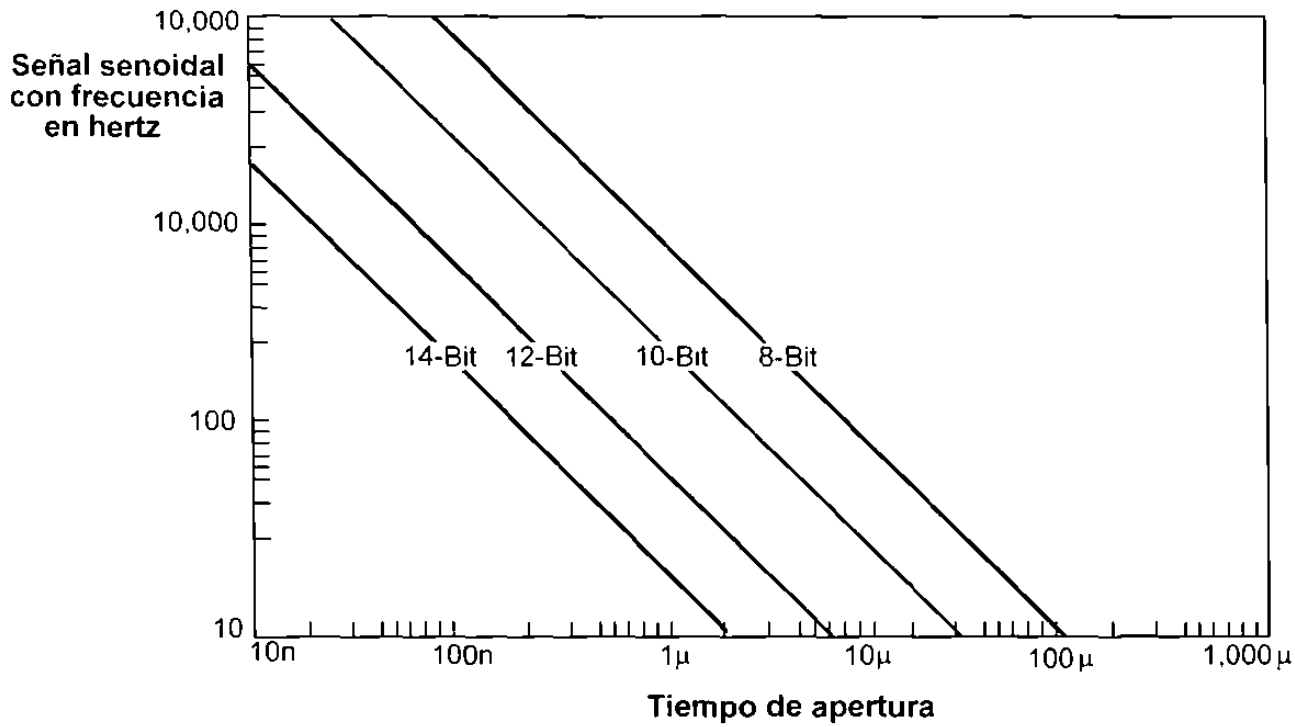


Figura 4.20 Tiempo de apertura requerido para mantener un error menor a la resolución para entradas senoidales.

4.7.4 Convertidor de aproximaciones sucesivas.

Uno de los dos convertidores más comúnmente utilizados es el **convertidor de aproximaciones sucesivas.** Este tipo de ADC utiliza una técnica mediante la cual el voltaje analógico de entrada, cuya magnitud es desconocida, es comparada a partes fraccionarias precisas de un voltaje analógico de referencia en pasos secuenciales programados. Al completar este proceso de conversión, se forma una palabra digital cuyo peso representa la magnitud de la señal de entrada.

Considere la figura 4.21a, que muestra en forma de diagrama de bloques los componentes funcionales de un convertidor ADC de aproximaciones sucesivas.

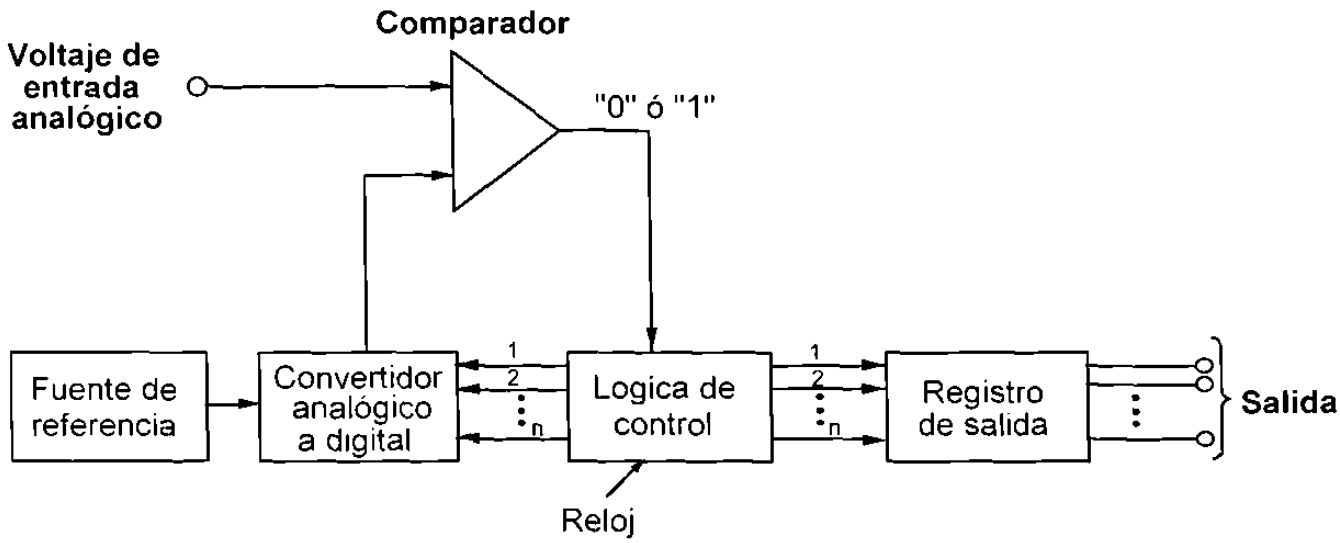


Figura 4.21a Componentes funcionales de un convertidor tipo aproximaciones sucesivas.

El voltaje analógico de entrada es introducido al amplificador operacional configurado como comparador, la comparación se hace con respecto a un voltaje de referencia preciso.

La salida del comparador, que es "verdadero" o "falso" lógico, indica la magnitud relativa entre la entrada y el voltaje de referencia preciso. Así, el

comparador indicará un "1" ó "verdadero" cuando el voltaje desconocido es menor al de referencia y "0" ó "falso" en caso contrario. La salida del comparador se utiliza en los circuitos de lógica de control como un dispositivo de decisión.

Primeramente se aplica un "1" al bit de más peso de la palabra digital a obtener en tanto se mantienen todos los demás bits en "0". El convertidor digital a analógico lo convierte a su magnitud analógica equivalente (referencia) y lo aplica al comparador. Si la referencia aún es menor que el voltaje desconocido, el estado del bit más significativo se mantiene y se procede con el siguiente bit en significancia, se realiza nuevamente la comparación y se repite la operación hasta llegar al bit menos significativo.

En caso de que el voltaje de referencia sea mayor que el voltaje desconocido se hace "0" el bit bajo prueba y se procede con el siguiente bit menos significativo.

Note que esto es semejante a una metodología de detección de fallas o problemas, por ejemplo, si se tiene una pequeña fuga en una manguera, se pudiera primeramente bloquearla a la mitad para ver en que mitad se encuentra el problema. Si estuviera en la primera mitad, repetir el procedimiento para ver si se encuentra en la primera o segunda cuarta parte y así sucesivamente.

En la figura 4.21b se muestra el proceso de conversión, en donde al inicio de la conversión, se compara la magnitud de la entrada con el peso del bit más significativo, que corresponde a la mitad de plena escala de entrada analógica al convertidor.

Si esto es menor a la entrada desconocida, el bit de salida del convertidor se fija en "1" lógico, y el voltaje de referencia se incrementa en el valor del siguiente bit menos significativo.

La referencia ahora será igual a un medio mas un cuarto de plena escala y de igual manera se realiza la comparación. En este caso, la referencia excede al voltaje desconocido, en consecuencia se hace "0" este bit, y se continúa probando con el siguiente bit, la referencia ahora se incrementa por el

valor de este tercer bit, lo cual produce una referencia de un medio más un octavo de plena escala.

Como se muestra, el proceso se repetirá hasta que se hayan probado todos los bits. Al terminar, el registro contendría el valor digital equivalente a la magnitud de la señal analógica de entrada.

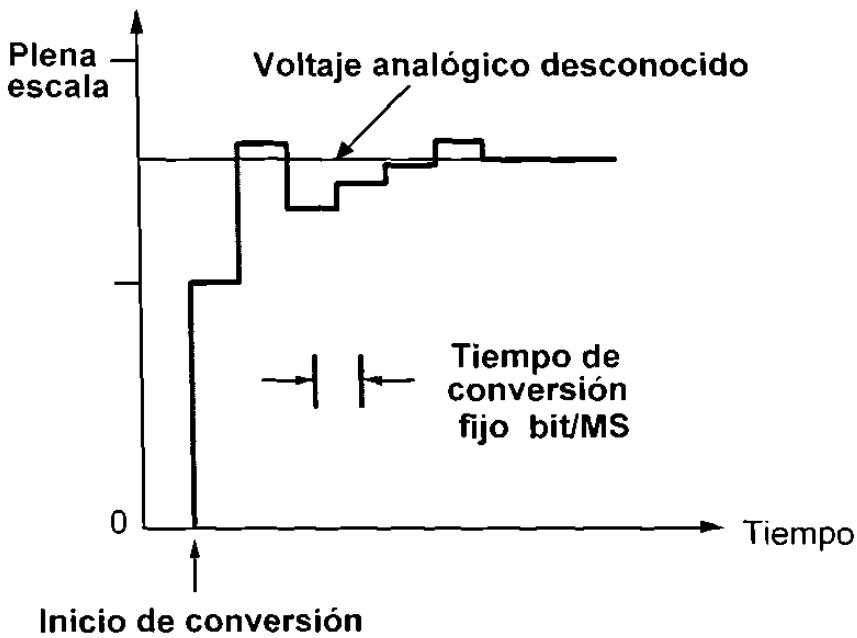


Figura 4.21 b.- Proceso de conversión secuencial en convertidor de aproximaciones sucesivas.

El convertidor de aproximaciones sucesivas se utiliza ampliamente en aplicaciones de alto desempeño, en donde el tiempo de conversión, que es función del número de bits, tiene un rango típico de 100 nanosegundos/bit. La precisión del convertidor es función de la fuente de referencia y del comparador.

Note que en el convertidor ADC de aproximaciones sucesivas presenta un tiempo de conversión constante e independiente de la magnitud de la señal de entrada.

4.7.5 Convertidor de doble rampa.

El convertidor de doble rampa es ampliamente utilizado en procesos de conversión analógico a digital y se utiliza frecuentemente en medidores, en lugar del convertidor de aproximaciones sucesivas (que convierte un voltaje analógico desconocido a un valor digital por comparación directa). El convertidor de doble rampa utiliza un método indirecto.

En el ADC doble rampa el voltaje desconocido es convertido primeramente a tiempo y luego el tiempo es convertido a un número digital. Considere la figura 4.22a, que muestra el arreglo funcional de un convertidor de doble rampa.

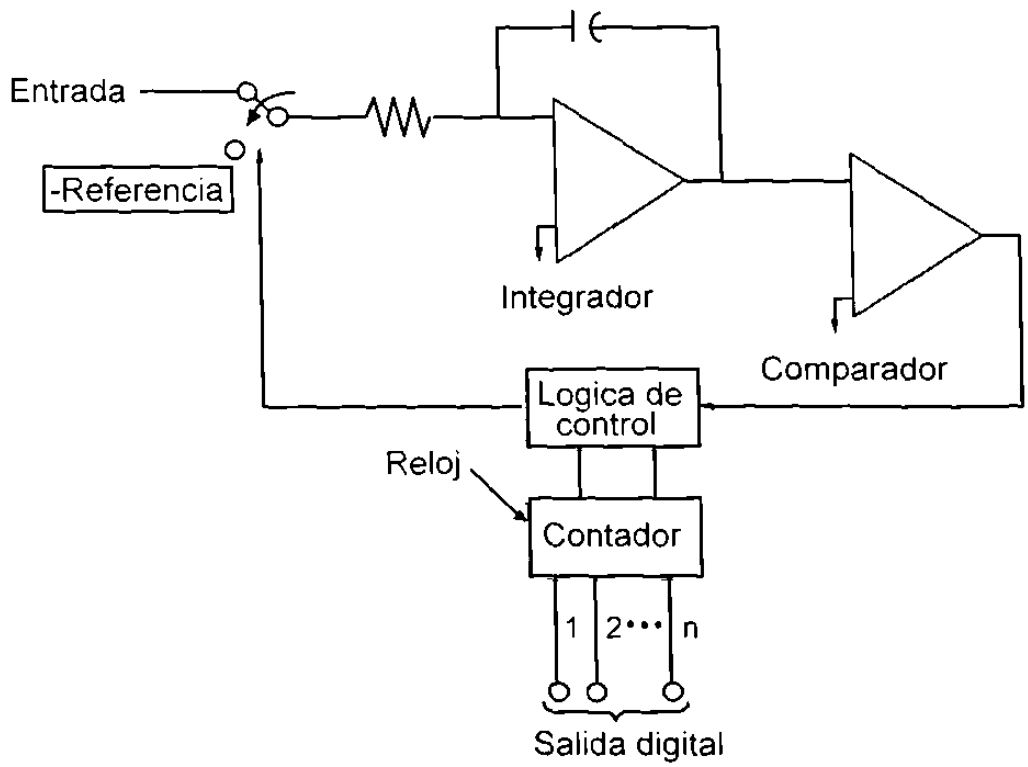


Figura 4.22a Componentes funcionales de un convertidor ADC de rampa doble.

Al inicio de la conversión, el voltaje desconocido de entrada se aplica a un integrador, y se mantiene conectado durante un tiempo fijo T_1 , al terminar este tiempo se desconecta la entrada del integrador. En ese momento la salida

del integrador tendrá un valor que es proporcional a la integración del valor medio de la entrada durante el tiempo T_1.

Ahora se conecta la entrada del integrador a un voltaje de referencia negativo al mismo tiempo que se activa la operación del contador. En un tiempo T_2 la salida del integrador llega a cero (como se muestra en la figura 4.22b) y el contador se detiene.

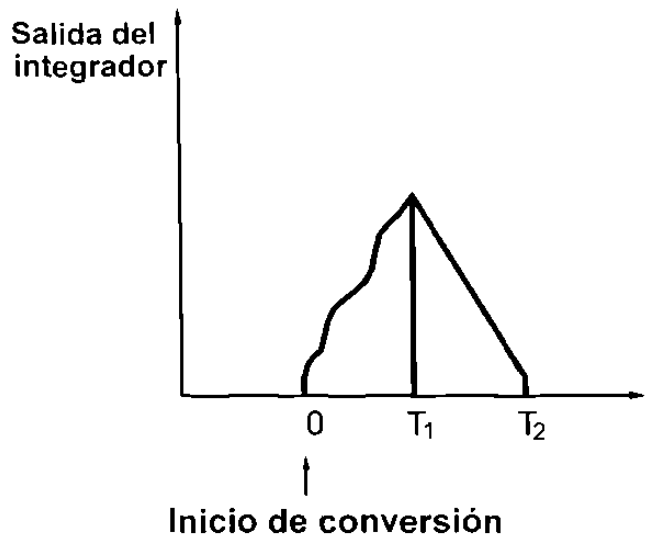


Figura 4.22b Proceso de integración en un convertidor ADC de rampa doble.

Midiendo el tiempo T_1 a T_2, se puede establecer el valor medio de la entrada utilizando la siguiente expresión:

$$E = \frac{T_1 - T_2}{T_1} \times \text{Voltaje de referencia}$$

El convertidor de rampa doble es muy preciso y presenta muy buenas características de rechazo al ruido, pues la salida corresponde al valor promedio de la entrada durante el tiempo de integración.

En relación con el tiempo de integración, la técnica es substancialmente más lenta que el convertidor de aproximaciones sucesivas y por lo tanto, limitado a aplicaciones de baja velocidad.

4.7.6 Convertidor tipo flash.

La conversión A/D tipo flash es la técnica más rápida para la conversión de señales analógicas en digitales. La figura 4.23 muestra un convertidor A/D de este tipo.

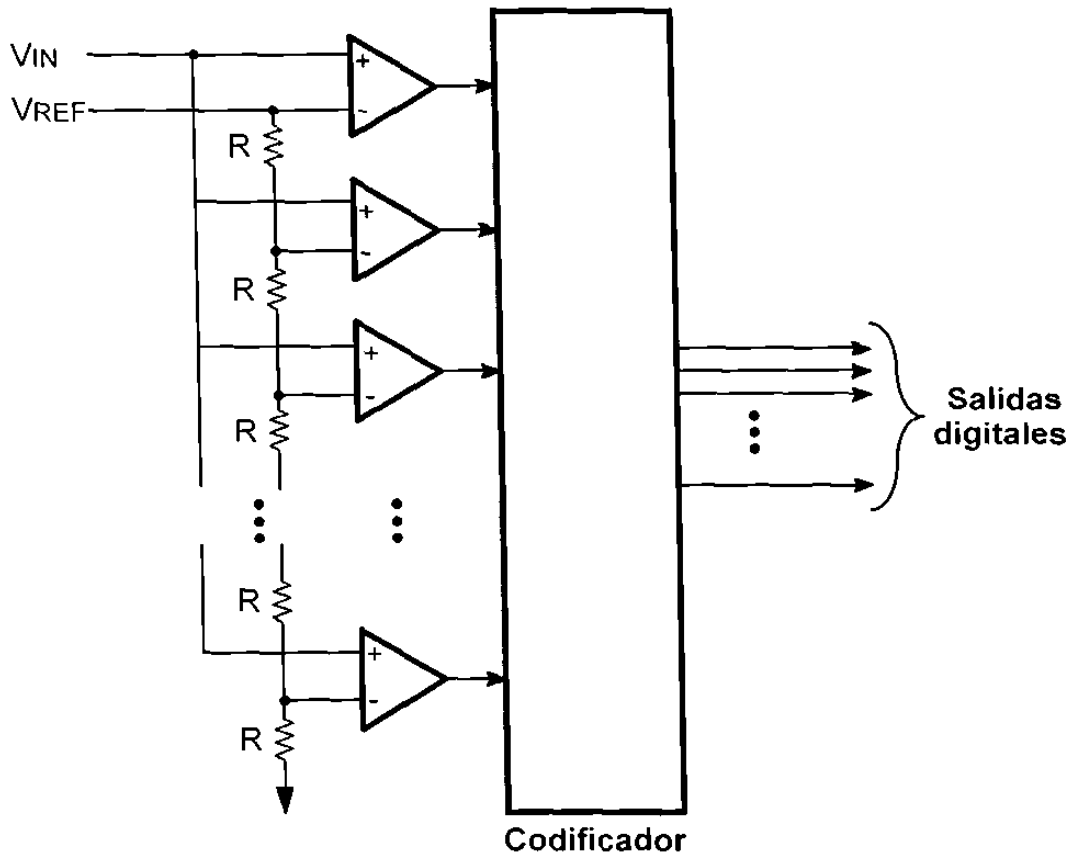


Figura 4.23 Convertidor A/D tipo flash.

En este tipo de convertidor, la señal analógica de entrada se introduce a las entradas positivas de varios comparadores, la entrada negativa de cada comparador se conecta a un divisor de voltaje, el cual a su vez se conecta a un voltaje de referencia.

Los convertidores flash pueden realizar varios millones de conversiones por segundo, lo cual es mucho más rápido de lo que un microprocesador requiere. Por esta razón, las computadoras que se utilizan para aplicaciones en sistemas de adquisición de datos, que requieren de la conversión A/D, generalmente no utilizan convertidores flash.

4.8 Sumario.

En este capítulo hemos repasado varios de los elementos básicos de un sistema digital de adquisición de datos. Nuestro objetivo fue mostrar que existen numerosas fuentes de error y que hay diferencias en desempeño entre sistemas que utilizan multiplexado de bajo y de alto nivel. Se ha evitado describir los filtros en este punto, esto con la finalidad de presentarlo hasta haber cubierto el proceso de muestreo.

Otro punto fundamental cubierto en la comprensión de aplicaciones de la computadora en sistemas de adquisición de datos y control de procesos son los dispositivos de conversión de señal, tanto analógico a digital como de digital a analógico, donde se describieron los tipos, características, limitaciones y errores que pueden generar.

5

FUNDAMENTOS DE DISEÑO DE SISTEMAS

5.1 Introducción.

El objetivo de incrementar la productividad mediante el monitoreo de la eficiencia y mejora de la calidad en las plantas manufactureras, preocupadas con niveles y costos de producción, ha llevado a la proliferación de sistemas de adquisición de datos basados en computadoras (medición computarizada).

En realidad, para mejorar hay que medir, ¿como estamos?, ¿a donde queremos llegar?, y proponer estrategias para lograrlo. Esto implica una medición inicial y mantener la medición para ver si vamos avanzando en la dirección correcta o se requiere hacer alguna corrección.

El problema puede ser de eficiencia en la operación de un equipo o proceso, de calidad en una característica particular de algún producto, pero en cualesquier caso se requiere medir.

Actualmente los sistemas desarrollados en computadoras varían desde simples computadoras personales hasta equipo computacional interconectado en red con sistemas de automatización, procesadores digitales y controladores programables operando en numerosas aplicaciones en tiempo real que incluyen control, monitoreo y adquisición de datos de variables de proceso.

Las computadoras son equipos que permiten realizar en una forma muy eficiente y flexible la tarea de medición. ¿Cómo hacer que una computadora realice esta tarea y permita obtener información adecuada para poder tomar decisiones? Este es el objetivo de este tema.

Esto genera la necesidad de poseer la metodología y herramientas de conocimiento para la adecuada selección de dispositivos y equipos que cumplan los requerimientos específicos de la aplicación.

Así uno de los principales problemas, desde el punto de vista de diseño, es la adecuada selección e integración de dispositivos y equipos en un sistema.

- ¿Qué tan rápido y qué tan exacto?
- ¿Cómo seleccionar el sensor a usar, qué tipo de equipo computacional se requiere, qué frecuencia de muestreo e interfaces se necesitan?
- ¿Cómo estar seguro de que cuando el equipo este integrado en forma de sistema, sus características de desempeño globales cumplirán con los requerimientos?

Estas son preguntas fundamentales que deben ser contestadas.

Los objetivos de este tema son dos.

- **Primero, desarrollar una técnica que permita aplicar una metodología en el proceso de diseño**.

Con esto queremos dar a entender una técnica que describa claramente cómo los requerimientos generales puedan ser convertidos en elementos específicos de hardware / software.

- **El segundo objetivo es presentar técnicas analíticas que permitan establecer y justificar tanto el diseño funcional como especificaciones de equipo.**

5.2 Fundamentos de una técnica de diseño.

El diseño es un proceso obscuro. Es obscuro porque usualmente se pide un sistema a partir **de requerimientos establecidos vagamente.** Es obscuro porque a frecuentemente "producimos un diseño" pero no tenemos otro recurso mas que construirlo y probarlo para asegurarnos que dicho diseño satisface los requerimientos, lo cual muestra una **técnica cuestionable**.

El diseño pudiera parecer un **proceso ambiguo** por el hecho de que existen varios términos (conceptuales, funcionales, preliminares, finales, de detalle) utilizados para distinguir diferentes fases de un proceso no claro. Desafortunadamente estos términos tienen diferentes connotaciones que llevan a una interpretación dudosa ó errónea de lo que hay que hacer.

Si queremos lograr los objetivos presentados anteriormente es esencial que **primero formulemos un esquema que clarifique el proceso del diseño del sistema**, y por otra parte, que **identifiquemos o desarrollemos técnicas analíticas que puedan ser utilizadas para conectar el vacio entre requerimientos y especificaciones.**

Para nuestros propósitos, consideremos **que el diseño de sistemas consiste en dos fases diferentes:**

- **Diseño funcional.**
- **Diseño final.**

El **diseño funcional** incluye todas las actividades necesarias para establecer requerimientos particulares y para desarrollar un concepto de sistema con características bien definidas que muestre congruencia con las necesidades de la aplicación específica.

El **diseño final** comprende definir todos los detalles necesarios para implementar el diseño funcional.

5.3 Diseño funcional.

El primer paso en el diseño funcional es establecer los requerimientos en común acuerdo con el usuario. Aún cuando esto parece intuitivo, se debe tener especial cuidado para asegurar que los requerimientos son comprensibles, no sean exagerados y que no impongan restricciones severas al diseñador.

Los requerimientos involucran mucho más que los aspectos técnicos del problema. Por ejemplo, debe considerarse lo que el usuario quiere y desea, así como todas las restricciones. Así, aún y cuando muchos sistemas pueden cumplir los requerimientos, algunos serán considerados más aceptables que otros.

Es importante indicar, por principio, que independientemente de que tan ingenioso parezca el diseño, con toda probabilidad habrá resistencia a aceptarlo si el usuario piensa que el sistema está desarrollado como quiere el diseñador y no como piensa él. Así, el usuario juega una parte integral en el desarrollo de los requerimientos.

El siguiente paso es establecer una solución a los requerimientos definidos en común acuerdo con el usuario. Para el diseñador la solución es un sistema. Cuando describimos un sistema lo hacemos en términos de exactitud, respuesta, tipos de entradas/salidas y costo.

El segundo paso del proceso de diseño funcional es traducir los requerimientos generales en características específicas del sistema. A este proceso le llamaremos **análisis**.

Con esto, como base de nuestro análisis, nos concentraremos en las características de exactitud, ancho de banda y desempeño.

El tercer paso del diseño funcional involucra establecer una configuración funcional global y especificaciones de equipo.

Utilizamos los resultados del análisis así como los requerimientos no técnicos para establecer la configuración y finalizar las especificaciones. El resultado es un conjunto de diagramas funcionales que establecen la forma del sistema y las especificaciones que fijan las características de comportamiento de los equipos.

5.4 Sistematización del proceso de diseño.

Los tres pasos descritos anteriormente constituyen lo que creemos es una metodología de diseño. **Esto permite al diseñador desarrollar un sistema empezando con los requerimientos generales, utilizándolos para desarrollar niveles mayores de detalle, y finalmente establecer una configuración y seleccionar el equipo.**

Como resultado de esta metodología, **el diseñador puede fundamentar adecuadamente la definición de la configuración del sistema así como justificar el proceso de selección del equipo basándose en requerimientos generales definidos en común acuerdo con el usuario.**

Una vez más, **el primer paso en el proceso de diseño funcional consiste en establecer requerimientos que sean claros, completos, y cuidar que no sean exagerados.**

Para el diseño del sistema esto no parece ser demasiado complejo, podemos darnos una idea de qué se requiere examinando como se definen dichos sistemas. Generalmente esto involucra definir entradas, establecer requerimientos de exactitud y ancho de banda, analizar el medio ambiente donde va a operar el sistema y algunas otras características deseables relacionadas con calibración, mantenimiento y flexibilidad.

Aún cuando esto parezca simple, es importante mencionar que establecer requerimientos es la parte confusa del diseño. Hay que asegurar que los requerimientos sean consistentes y que no generen excesivas restricciones.

Al final de este paso inicial del proceso de diseño es cuando ocurre la **primera revisión formal** entre el usuario y el ingeniero diseñador del sistema. Al revisar estos requerimientos en forma conjunta se llega a un entendimiento de que puntos son críticos y cuales son flexibles.

La definición de requerimientos es un paso crítico, pues forma la base para todas las actividades de diseño posteriores. Así, se recomienda se formalicen sus resultados.

Una vez aprobado, el **"documento de requerimientos"** es utilizado para propósitos de control de calidad. Esto es, el diseño debe ser comparado periódicamente y demostrarse su cumplimiento.

Siempre existe la posibilidad de que algunos requerimientos cambien durante el diseño funcional. Por lo tanto, debe incorporarse un mecanismo que permita que ocurran dichos cambios en una forma controlada y visible.

El segundo paso de diseño funcional es analizar los requerimientos generales para establecer características específicas del sistema. Para hacer esto, nos concentraremos en requerimientos de exactitud, ancho de banda y desempeño global.

En relación con exactitud, se aplicarán técnicas de propagación de error y presupuesto de errores (por presupuesto entendemos la distribución de errores parciales entre los diversos componentes del sistema para lograr el error definido por los requerimientos globales de exactitud) para establecer, en cada medición, la exactitud del sensor y las características de exactitud para todos los componentes analógicos del sistema tales como acondicionadores de señal, amplificadores y filtros.

Se definirán las características de filtrado y frecuencia de muestreo conjuntamente para satisfacer requerimientos de distorsión por muestreo y ancho de banda. Finalmente se revisará la carga de cómputo (timming) del sistema global para asegurar los requerimientos globales de desempeño.

El tercer paso de diseño funcional es considerar colectivamente los resultados de mediciones individuales y análisis de tiempos para establecer la configuración del sistema. En este punto del proceso de diseño funcional es donde la solución toma forma. Así, se determinarán tanto el número y tipo de interfaces y procesadores, se especificarán sus características de desempeño y se establecerá una especificación de diseño funcional de software.

Una vez que el diseño funcional a sido completado y revisado contra los requerimientos, el diseño es considerado fijo y puede empezar el diseño detallado. Por fijo queremos decir que no se podrán hacer cambios posteriores sin aprobación formal de la administración. Es al final de este tercer paso cuando ocurre la segunda revisión del diseño entre el usuario y el ingeniero diseñador del sistema.

El propósito de esta revisión, la cual es comúnmente llamada **"revisión preliminar"** del diseño, es verificar que el diseño funcional satisface el documento de requerimientos. En este punto, el ingeniero debe ser capaz de defender rigurosamente el diseño funcional y demostrar su congruencia con los requerimientos.

5.5 Panorama.

En este capítulo se ha mostrado la necesidad de una metodología de diseño que permita, partiendo del análisis de los requerimientos, definir la configuración del sistema y establecer las especificaciones del equipo. Para sistemas de medición o de adquisición de datos basados en computadoras y aplicados en tiempo real, este proceso es crítico para asegurar un buen resultado.

Diseñarlo mediante métodos convencionales y construirlo para ver si el desempeño global satisface los requerimientos es riesgoso y generalmente resulta en un rediseño costoso y comprometedor para los requerimientos.

La técnica de diseño debe incluir métodos analíticos que ayuden al diseñador a dividir sistemáticamente los requerimientos y en esta forma establecer especificaciones de equipo.

En los siguientes temas se presentarán técnicas analíticas basadas en los dos criterios fundamentales de diseño: **exactitud y ancho de banda.**

Posteriormente se introducen los conceptos de errores de medición fijos y aleatorios. Además se establece el concepto de incertidumbre de la medición debido a la naturaleza probabilística del error.

A continuación se establece el uso del error como un criterio del diseño. Como los sistemas son diseñados para producir información, y como esa información esta basada en una o más mediciones, es más lógico especificar la exactitud requerida en la información que la exactitud de las mediciones individuales. Así, se presentarán técnicas de propagación de error para establecer los requerimientos de exactitud de las mediciones individuales. Estas mismas técnicas se usarán para definir un presupuesto de los errores de los diferentes componentes del sistema.

Con estas bases se estará preparado para entender el concepto de modelos de error para diferentes tipos de mediciones

A continuación se revisan los conceptos de muestreo y se presentan las técnicas que pueden ser utilizadas para establecer las características de filtros y frecuencias de muestreo.

Finalmente se describe el proceso de diseño funcional considerando tanto la exactitud de la medición compuesta como del muestreo, y así estar en posición para establecer la configuración del sistema y las especificaciones del equipo.

6

EL CONCEPTO DE ERROR DE MEDICIÓN

6.1 Introducción.

Toda medición presenta error. Con esto queremos dar a entender que siempre hay una discrepancia cuando la salida de un sistema es comparada con su entrada. Desafortunadamente se han utilizado diversos términos como sinónimos para describir dicha discrepancia, estos incluyen exactitud, error fijo y aleatorio, error sistemático, precisión, resolución y sesgo. Además existen numerosas definiciones de estos términos lo cual genera y mantiene un mal entendimiento de lo qué es un error de medición.

Si nuestra objetivo es solo la medición de fenómenos estacionarios, podemos ignorar las características dinámicas del sistema de medición y cuantificar el error cuando la entrada es constante. Debido a que requerimos realizar mediciones en un rango, $a < F \leq b$, y como es improbable que el error en ese rango sea constante, es necesario establecer el error en varios puntos a lo largo del rango de medición.

Para lograr esto llevaremos a cabo un experimento mediante el cual podremos cuantificar el error en varios puntos discretos representativos a aquellos dentro de nuestro rango de interés de medición. Para "n" puntos discretos, esto produciría "n" mediciones discretas de error.

Hay diversas formas de utilizar "n" mediciones de error para describir el error del sistema. Por ejemplo, podríamos describir el error como un conjunto de errores calculados en forma individual relacionados con los valores medidos. Esto nos permite establecer el error para cualquier valor dado. Sin embargo, por simplicidad, es deseable caracterizar el error en un sentido más general.

Otra forma pudiera ser seleccionar un solo valor de error de este conjunto, como por ejemplo, el valor absoluto más grande, y utilizarlo para representar el error de medición. Esto sería demasiado conservador y no representativo de la magnitud de los errores que típicamente pudiéramos esperar. Así, es entonces deseable seleccionar un método de caracterización del error que sea menos arbitrario y no demasiado restrictivo. Encontramos en la estadística un medio para lograrlo.

6.2 Error aleatorio.

6.2.1 Caracterización estadística del error.

Podemos cuantificar el error de un sistema de medición aplicando entradas conocidas a dicho sistema y observando su respuesta. La figura 6.1 muestra un ejemplo de relación entre entrada y salida.

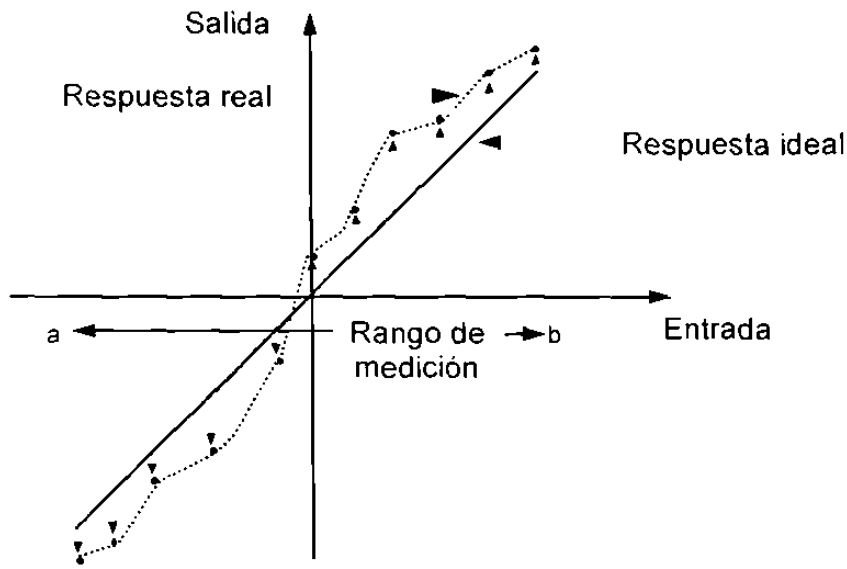


Figura 6.1 Medición de la relación entrada/salida del sistema.

Idealmente la salida correspondería a la entrada exactamente, sin producir error, sin embargo, esto no ocurre en la realidad. Para cada entrada discreta, el error se define como la diferencia entre la entrada y la salida. Si nuestro experimento consiste de "**n**" diferentes entradas, tendremos "**n**"

diferentes mediciones de error, las cuales asumimos, tendrán una función de distribución probabilística como la que se muestra en la figura 6 2

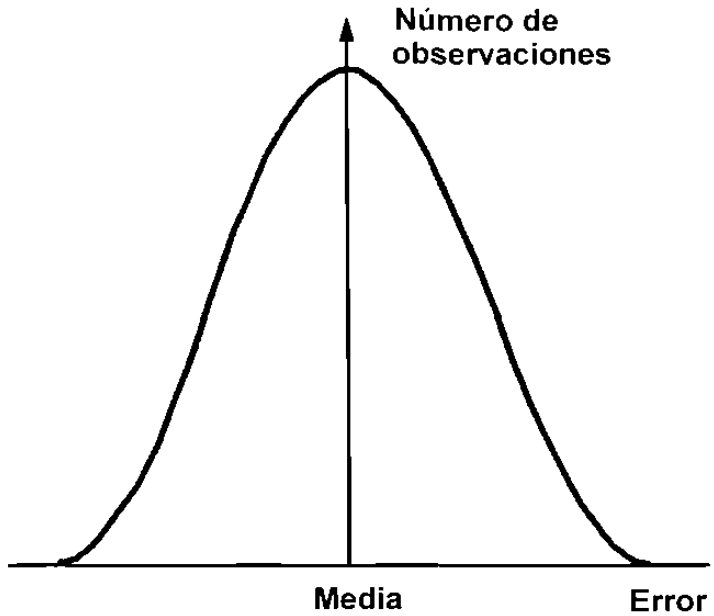


Figura 6.2 Función de distribución del error.

Aquí se asume una distribución normal o Gausiana. Para este caso la mayoría de los errores son pequeños y aparecen agrupados cerca de la media. La relación estadística entre la magnitud del error y su probabilidad puede ser expresada en términos de un parámetro llamado **DESVIACIÓN ESTÁNDAR.**

La **desviación estándar** es un cálculo estadístico que se obtiene a partir de un conjunto de errores de medición, El valor de la desviación estándar describe la dispersión o variabilidad de dicho error. Si denotamos a "e_i" como el conjunto de "n" errores determinados experimentalmente (con valores de "i" desde 1 hasta "n"), la desviación estándar de este conjunto de muestras puede calcularse como:

$$S = \left[\frac{\sum_{i-1}^{n} (e_i - \bar{e})^2}{n-1} \right]^{1/2} \qquad (6.1)$$

Donde la media aritmética puede calcularse como:

$$\bar{e} = \frac{\sum_{i=1}^{n} e_i}{n} \qquad (6.2)$$

Si asumimos que nuestros errores de medición tienen una distribución normal, podemos establecer estadísticamente la probabilidad del error en un cierto rango. Partiendo de una distribución normal como la que muestra la figura 6.3.

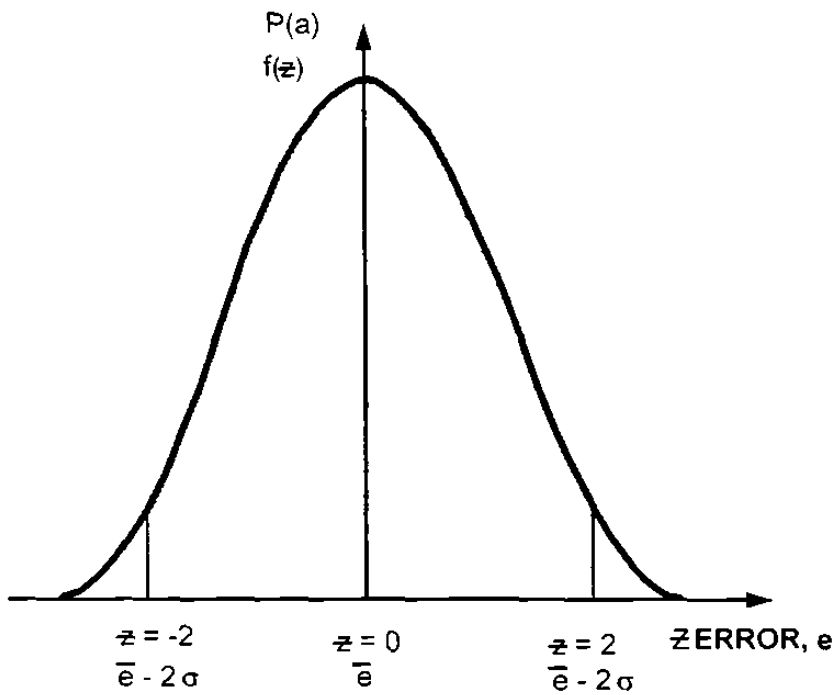


Figura 6.3 El área bajo la curva de probabilidad normal es función de "σ", de la desviación estándar.

Si estamos interesados en determinar cual es la probabilidad de que un error caiga dentro del área sombreada, es necesario encontrar el área bajo la curva de probabilidad normal entre Z= -2 y Z= 2. Esto puede ser calculado evaluando la siguiente integral:

$$f(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{2z}^{2z} e^{-\left(\frac{z^2}{2}\right)} dz \qquad (6.3)$$

Donde:

$$z = \frac{e - \bar{e}}{\sigma} \qquad (6.4)$$

y "σ" es la desviación estándar de esta población. Así, el área bajo la curva está en función de σ, la desviación estándar de dicha población.

Como estamos interesados en caracterizar el error en términos de probabilidad, el punto es determinar con que confianza un error de medición caerá dentro del área sombreada. El nivel de confianza será igual al área sombreada bajo la curva y se expresa en porcentaje. La tabla 6.1 lista el nivel de confianza como una función del parámetro Z.

Z	CONFIANZA %
± 1	68.26
± 1.645	90.0
± 1.96	95.0
± 2	95.46
± 2.326	98.0
± 2.576	99.0
± 3	99.74
± 3.291	99.9
± 3.891	99.99

Tabla 6.1. Nivel de confianza como una función de Z.

Como ejemplo, pudiéramos establecer que un error e_t estará en:

$$e_t = \bar{e} \pm 2S \qquad (6.5)$$

Y en este caso tendremos un 95.46% de nivel de confianza de que cualquier error medido e_1 estará en el intervalo:

$$\bar{e} - 2S \leq e_1 \leq \bar{e} + 2S \qquad (6.6)$$

O visto de otra forma, podemos afirmar que hay aproximadamente un 5% de probabilidad de que el error de medición esté fuera de este rango.

Así, cualquier nivel de confianza deseado puede ser logrado simplemente seleccionando el multiplicador de la desviación estándar que corresponda a la probabilidad deseada.

Asumiendo que los errores presentan una distribución normal, el estadístico "desviación estándar" permite caracterizar, con un solo valor, un conjunto de errores de medición. Idealmente, nuestro conjunto de errores de medición mostrarán muy poca dispersión produciendo valores relativamente pequeños de S (recuerde que S es la desviación estándar de la muestra). El término utilizado para describir este fenómeno de dispersión es "precisión". Así, podemos decir que los sistemas de medición que muestran valores pequeños de S son más precisos que aquellos que presentan valores grandes de S.

Ejemplo 6.1.

Suponga que estamos realizando un experimento para determinar las características de comportamiento estático de un amplificador. Como muestra el siguiente diagrama, estamos aplicando una entrada conocida al amplificador con una fuente de voltaje de precisión y observando la salida con un voltímetro de precisión. Considere que no se asocian errores con la fuente de voltaje o con el voltímetro.

Figura 6.4 Diagrama de un experimento para determinar las características del comportamiento estático de un amplificador.

Con esto obtenemos una tabulación (mostrados en la tabla 6.2) con los niveles de entrada y sus correspondientes valores de salida (normalizados por el ajuste de ganancia).

ENTRADA	SALIDA/GANANCIA	ERROR = ENTRADA - (SALIDA/GANANCIA)
0	0.003	- 0.003
1	1.006	- 0.006
3	2.995	+ 0.005
5	4.990	+ 0.010
7	7.015	- 0.015
9	9.020	- 0.020
7	7.005	- 0.005
5	4.995	+ 0.005

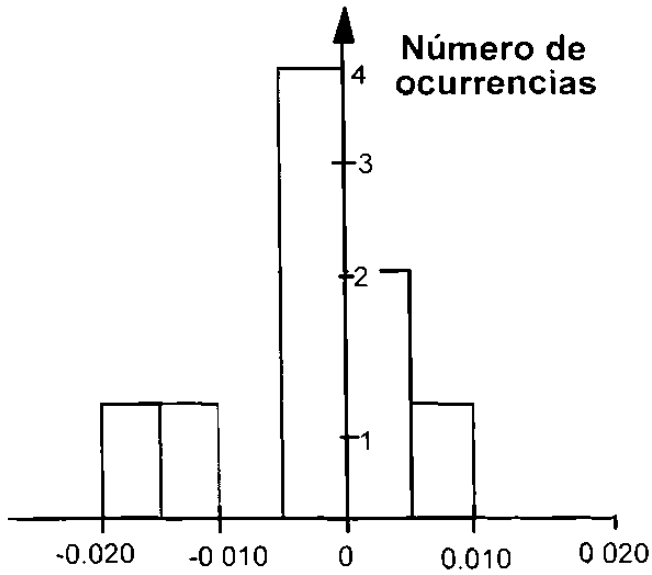


Figura 6.5 Histograma de los errores en el amplificador.

6.2.2 Relacionando estadísticos de muestreos a la población.

En el ejemplo anterior no se ha hecho distinción entre la desviación estándar de población, σ y la de las muestras, S. Si construimos una función de distribución de error de un conjunto de muestreos, la distribución aparecería como un histograma (Figura 6.6). A medida que el tamaño de la muestra se incrementa, podemos subdividir los intervalos de error y cuando el tamaño de la muestra "n" se aproxima a infinito, la distribución de errores muestreados se aproximaría a una distribución normal de error.

La cuestión aquí es decidir que también la desviación estándar calculada a partir de una muestra finita de tamaño "n", se aproxima a la desviación total de la población σ. En 1907, W.S. Gosset, un químico ingles que en aquella época era estudiante, tuvo un problema similar. Gosset determinó que la Desviación Estándar de una muestra subestima la Desviación Estándar de población.

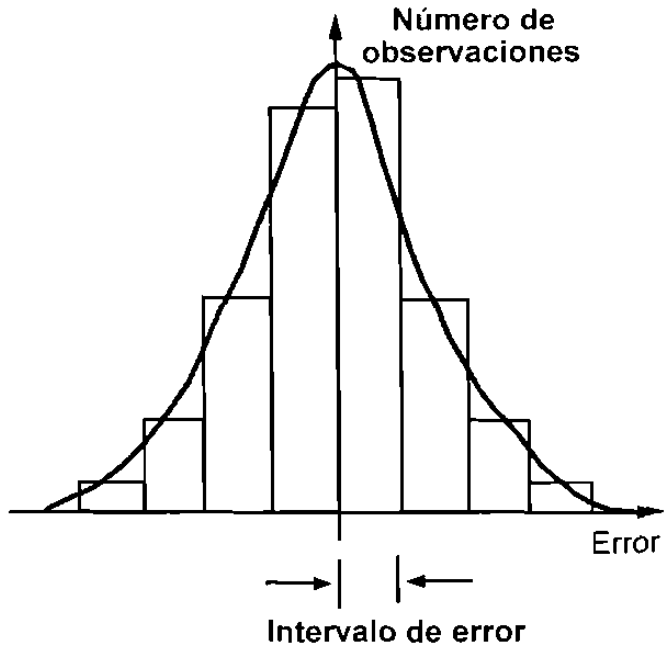


Figura 6.6 Histograma de los muestreos de error.

Gosset desarrolló una tabla de multiplicadores que pueden ser utilizados para artificialmente aumentar la Desviación Estándar calculada de una muestra, y así, reducir el error asociado con estimar σ a partir de S.

Esta tabla, la cual se basa tanto en el tamaño de la muestra como en el nivel de confianza, se le conoce como la distribución de la T de Student.

Al cuantificar el error de medición, estamos siempre trabajando con una muestra extraída de la población total. De acuerdo a esto, calcularemos la medida y la desviación estándar de la muestra utilizando las ecuaciones 6.1 y 6.2. Sin embargo, en lugar de utilizar el valor de dos como multiplicador de S, como se hizo anteriormente, seleccionaremos el multiplicador de la tabla T de Student (ver tabla 6.3) basado tanto en el tamaño de la muestra como en el nivel de confianza.

Grados de libertad (df)	Nivel de confianza : 1 -α		
	0.9000	0.9500	0.9900
1	6.314	12.706	63 657
2	2.920	4.303	9.925
3	2.353	3 182	5.841
4	2.132	2.776	4.604
5	2.015	2.571	4.032
6	1.943	2.447	3.707
7	1.895	2.365	3.499
10	1.812	2.228	3.169
15	1.753	2.131	2 947
20	1.725	2 086	2.845
30	1.697	2.042	2.750
60	1.671	2.000	2.660
100	1.645	1.960	2 576

Tabla 6.3 Distribución T de Student compensada.

Ejemplo 6.2.

En el ejemplo 6.1, utilizamos el 2 como multiplicador de S para lograr un 95% de confianza. Sin embargo, como estamos utilizando una muestra en lugar de la población, debemos aplicar la corrección de la T de Student (tabla 6.3). Utilizando un valor de grados de libertad de 10, el multiplicador correcto para un 95% de confianza es 2.228. Así el error es:

$$\mathbf{e_t = -\ 0.004 \pm 2.228\ (0.009)}$$

El rango correspondiente para este caso es:

$$\mathbf{-\ 0.024 \leq e \leq 0.016}$$

Con esto podemos deducir que el rango de error es ligeramente mayor debido a que estamos utilizando un tamaño de muestra limitado.

6.2.3 Otros efectos de variabilidad.

En los apartados anteriores se estableció que siempre existe una variabilidad en el error sobre un rango de medición. Esto es, si estamos interesados en caracterizar el error de medición en el rango $a < m \leq b$, podemos determinar experimentalmente el error en "n" puntos discretos en ese rango.

En cada punto calculamos el error como la diferencia entre la entrada y la salida. Asumimos que esta muestra de "n" errores se comporta como una distribución normal, esto permite calcular la desviación de la muestra y relacionar el estadístico de muestreo con la Desviación Estándar de población utilizando la distribución de la T de Student y un nivel deseado de confianza, y así establecer un probable intervalo de error.

Pudiéramos preguntarnos si habría o no variabilidad en el error de medición si estuviéramos interesados solamente en hacer mediciones en un solo punto específico. La respuesta es que sí. En cualquier punto, la repetibilidad de la medición es influenciada por los siguientes factores:

* **Histéresis**
* **Ruido Eléctrico**
* **Variaciones en el tiempo de la medición.**
* **Corrimiento térmico.**
* **Interferencia**
* **Voltaje de modo común.**

Esta lista de potenciales errores aleatorios, que no intenta ser exhaustiva, indica la complejidad asociada con cuantificar la naturaleza aleatoria del error. Afortunadamente podemos cuantificar los efectos de algunos de ellos a través de experimentos diseñados y conducidos cuidadosamente Como esperamos que el error en cualquier punto varie, el experimento debe ser diseñado para hacer varias mediciones en cada punto.

Así, si estamos interesados en establecer el error de medición en el rango $a < m \leq b$, seleccionaremos "n" puntos; en cada punto, haremos múltiples mediciones y usaremos éstas para establecer el error en ese punto. Se combinan los errores en cada punto y sobre el rango total de medición, para de esta forma calcular la desviación estándar de la muestra y así su precisión.

6.3 Errores fijos.

6.3.1 Sesgo, *bias* ó polarización.

Si para un valor de medición hacemos repetidas mediciones, y comparamos cada una de ellas con un valor real conocido, observaremos (como se vio anteriormente) alguna variabilidad en las mediciones. Adicionalmente, es probable que cada medición estará en error en una cantidad fija. Esta diferencia fija entre el valor real y el promedio de todas las mediciones repetidas se muestra en la figura 6.7 y se conoce como sesgo, polarización o bias.

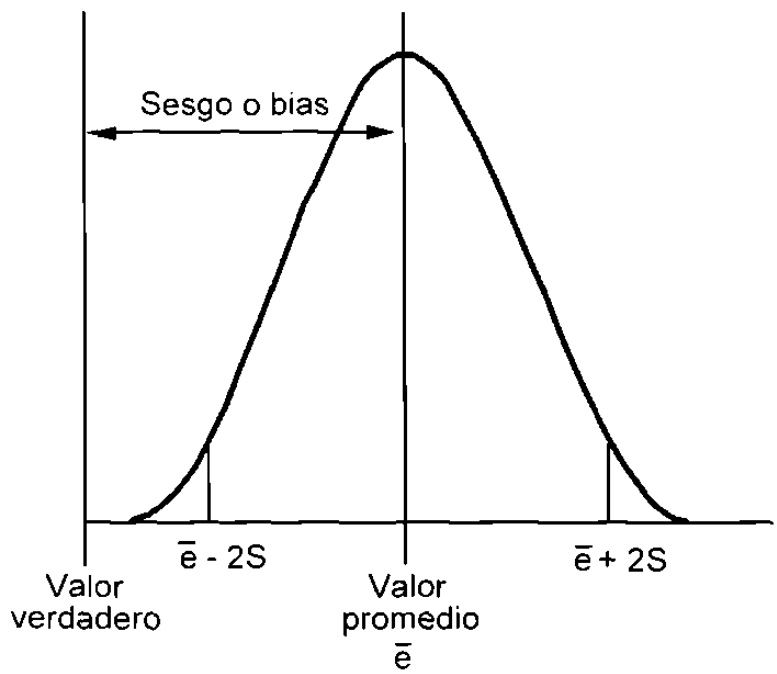


Figura 6.7 Efecto de errores positivos fijos en cada medición.

Como es posible cuantificar el sesgo (bias), podemos eliminar este error fijo mediante compensación, esto es:

SESGO (BIAS) = VALOR PROMEDIO - VALOR REAL

Así, para este ejemplo, donde hemos indicado el sesgo (bias) con un valor positivo, podemos reducir cada medición con el sesgo (bias) calculado. Esto tendrá el efecto de forzar el valor promedio medido a ser igual al valor real (figura 6.8).

En esta forma podemos aseverar que, para este ejemplo, tenemos un 95% de confianza de que cualquier medición dentro del rango estará en el intervalo:

$$(\text{VALOR REAL} - 2S) < m < (\text{VALOR REAL} + 2S)$$

Así, podemos establecer que el error en este valor de medición es $\pm$ 2S.

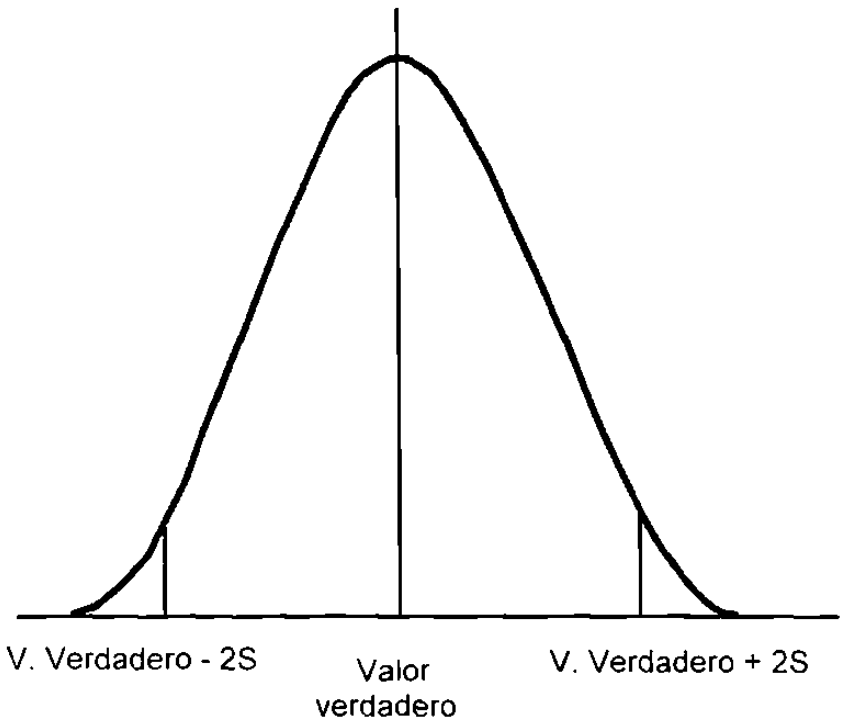


Figura 6.8 Medición centrada alrededor del valor real cuando el sesgo (bias) es eliminado.

EJEMPLO 6.3.

En el ejemplo 6.1 calculamos un error promedio de -0.004 asumiendo que no hubo errores inducidos por la fuente de voltaje o el voltímetro. Para este ejemplo, el error promedio de - 0.004 representa un error fijo.

Dado que hemos sido capaces de cuantificar el sesgo (bias), podremos compensar cada medición por este factor. Así podremos sustraer algebraicamente el sesgo (bias) de - 0.004 de cada elemento en la columna de error. Esto reduce el error promedio a cero.

6.3.2 Tipos de sesgos (*bias*).

Para calcular el sesgo es necesario conocer el valor real. Desafortunadamente el valor real no siempre es cuantificable. Esto es debido a que existen dos tipos de errores fijos que afectan el valor real: sesgos (bias) conocidos y desconocidos.

Los sesgos conocidos son aquellos que llegaron a ser cuantificables a través de calibración. Dependiendo de la magnitud y el nivel de complejidad asociado con compensarlo podemos elegir el no aplicar alguna compensación y así tolerar, con conocimiento, un sesgo de medición.

Unas, potencialmente más serias, fuentes de errores de sesgos desconocidos son aquellos atribuibles a errores humanos o efectos ambientales. Desafortunadamente no hay forma de eliminarlos. Sin embargo, con ingeniería y prácticas de instalación adecuadas podemos reducir su probabilidad.

6.4 Incertidumbre de la medición.

6.4.1 Calculando incertidumbre.

En las secciones previas, se ha definido que existen dos componentes del error de medición - **precisión y sesgo.** Como se ha establecido, precisión es un estadístico, en tanto que sesgo es un estimado de error fijo. Aún cuando son drásticamente diferentes, ambas son componentes del error de medición y por lo tanto deben ser combinadas en una forma aceptable si queremos cuantificar el error de medición.

Una técnica para cuantificar el error de medición, que ha estado ganando amplia aceptación, es utilizar el sesgo y sumarle algún múltiplo de precisión para calcular la incertidumbre de medición, U. En su forma más simple, la incertidumbre a un nivel de confianza de 1 - α puede establecerse como:

$$(U = \pm (B + t\alpha S) \qquad (6.9)$$

Donde $t\alpha$ es el multiplicador de la T de Student.

Aquí, hemos utilizado un solo número para estimar tanto el sesgo positivo como el negativo. Sin embargo, pudiera ser posible que estableciéramos diferentes valores (por ejemplo, B_1 y B_2) para los límites positivo y negativo de sesgo. En este caso, la incertidumbre de medición estaría dada por:

$$-(B_1 + t\alpha\, S) \leq U < +(B_2 + t\alpha\, S) \qquad (6.10)$$

Otro método aceptable (ver ejemplo 6.2) de establecer la incertidumbre es:

$$(B - t\alpha\, S) \leq U \leq (B + t\alpha\, S) \qquad (6.11)$$

En cualquier caso, la incertidumbre de la medición refleja la naturaleza probabilística de la medición. Y así, debemos agregar un nivel de confianza a cualquier valor que se obtenga. Por ejemplo, es preferible indicar que tenemos un 95% de confianza de que cualquier medición en el sistema tendrá un error menor a ± 0.1% de escala plena en lugar de decidir que el error es ± 0.1% de

escala plena. Esto nos dirá que la mayoría de los errores estarán mas cerca de cero.

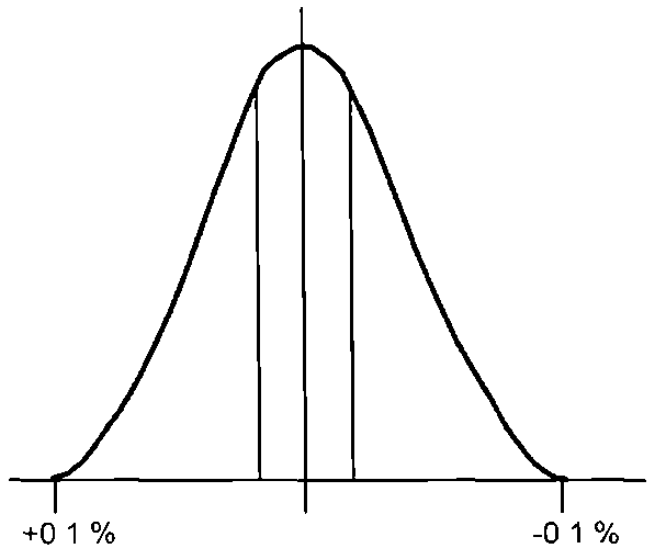


Figura 6.9 La mayor parte de los errores estarán cercanos a cero.

6.4.2 Reportando incertidumbre de la medición.

Debido a que no existe un estándar para definir la incertidumbre, es importante reportar todos los elementos utilizados en su cálculo. Así, se tienen que reportar los siguientes datos:

LIMITE (S) DE SESGO (BIAS)- - -- - - B

PRECISIÓN - - - - - - - - -- - - - - - - - - - S

NIVEL DE CONFIANZA - - - - - - - - 1 - α

GRADOS DE LIBERTAD - - - - - - - -- - df

Los grados de libertad se relacionan con el número de muestras que se tienen para establecer S y se obtiene en la siguiente forma:

$$df = \text{número de muestras} - 1 \qquad (6.12)$$

Reportar el error en esta forma no solamente permite a otros redefinir la incertidumbre de la medición como sea mejor para su aplicación, además permite combinar el error de un sistema con los errores de otros sistemas

6.5 Combinando errores.

6.5.1 Establecimiento del sesgo y precisión total utilizando la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados.

La manera ideal de determinar la incertidumbre de medición es realizar un solo experimento con el sistema completo. Aún cuando esto pudiera ser lo ideal, por lo general no es práctico. Por ejemplo, podríamos tener un sistema que consiste de varios tipos de sensores y un sistema de datos común.

Para este tipo de sistemas, podríamos elegir que todos los sensores fueran calibrados en un laboratorio y calibrar el sistema de datos en su lugar. De acuerdo con nuestra definición de incertidumbre de medición, tendríamos valores separados de B, S, α, y df para el sensor y el sistema de datos. Así, para establecer la incertidumbre de medición total para cualquier canal de sensor, necesitamos combinar los errores de medición tanto del sensor como del sistema de datos

Existen varias formas de combinar los errores. Por ejemplo, podríamos simplemente sumar los errores. Sin embargo, esto es demasiado conservador, especialmente cuando consideramos que con toda probabilidad va a ocurrir alguna cancelación de errores.

Una técnica ampliamente aceptada para combinar errores, que a la vez permite algo de cancelación, es la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados. Para aplicar esta técnica, simplemente determinamos la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de cada componente de error. Esto es, podemos calcular el sesgo total y precisión como:

$$B_T = \left[B_1^2 + B_2^2\right]^{1/2} \qquad (6.13)$$

$$S_T = \left[S_1^2 + S_2^2\right]^{1/2} \qquad (6.14)$$

Donde el subíndice 1 se utiliza para indicar errores de sensor y el subíndice 2 para indicar errores del sistema de datos. Como se mencionó antes, existen otras técnicas que se pueden utilizar para calcular el sesgo total del sistema, tales como seleccionar el valor absoluto mayor. Sin embargo, debido a que no existen estándares, se deja a la discreción del experimentador que técnica utilizar. Aquí, utilizamos la técnica de la raíz cuadrada para combinar tanto sesgo como precisión.

6.5.2 Estableciendo incertidumbre total.

Como se presentó, la incertidumbre se calcula como el límite del sesgo más un múltiplo de precisión que corresponde al nivel de confianza deseado. Esto es:

$$\mathbf{U_T = + (B_T + Tc\ S_T)} \qquad (6\ 15)$$

Donde B_T y S_T son definidas por las ecuaciones 6.13 y 6.14. Para establecer $t\alpha$ requerimos calcular los grados de libertad equivalentes correspondientes a df_1 y df_2 y utilizar esto con la distribución T student.

Existen varios métodos para establecer los grados de libertad equivalentes. Dos de estos métodos son:

$$DF = \left(\sum_{i=1}^{n} df_i \right) \quad n \qquad (6.16)$$

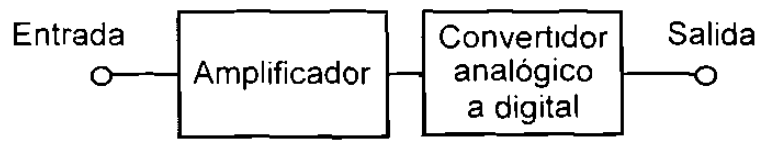
$$DF = \frac{\left[\sum_{i=1}^{n} S_i^2 \right]^2}{\sum_{i=1}^{n} \frac{S_i^4}{df_i}} \qquad (6\ 17)$$

Donde para ambos métodos, "n" denota el número de fuentes individuales de error Una vez calculados los grados de libertad equivalentes, su valor en conjunto con la confianza deseada α permite la determinación del valor de $t\alpha$.

Ejemplo 6.4.

Como un ejemplo de combinación de errores utilizando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados, considere que hemos realizado un experimento con un convertidor análogo a digital (CAD) y establecimos la característica de error de forma similar a la que usamos para nuestro amplificador (Ejemplo 6.1). En este caso se desea determinar las características de error de la combinación CAD-amplificador.

La figura 6.10 indica la configuración, así como el sesgo y precisión determinados experimentalmente para cada elemento.



$b_1 = -0.004$	$b_2 = -0.002$
$s_1 = 0.009$	$s_2 = 0.005$
$df_1 = 10$	$df_1 = 8$

Figura 6.10 Combinando errores del amplificado y el CAD.

Aplicando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados, calculamos el sesgo y precisión del sistema de la siguiente manera:

$$B \quad \left[b_1^2 + b_2^2\right]^{1/2} = \mathbf{0.0044}$$

$$S - \left[S_1^2 + S_2^2\right]^{1/2} - \mathbf{0.0103}$$

Los grados de libertad equivalentes son calculados utilizando ambas técnicas como sigue:

$$1.\ \mathbf{df} - (\mathbf{df_1} + \mathbf{df_2}) \quad \mathbf{2} = \mathbf{16}$$

$$2\ \mathbf{df} = \frac{S_1^2 + S_2^2}{S_1^4 + S_2^4} = \mathbf{15.3}$$

La incertidumbre del sistema, U, se calcula como:

$$U = + (B + T_{95} S)$$

Aplicando los grados de libertad equivalentes de 16, el valor de t_{95} es de 2.122.

Así, $$U = + [\ 0.0044 + (2.122)(0.0103)\ ] = \pm 0.026$$

Con esto podemos afirmar que tenemos un 95% de confianza de que el error introducido en la medición se encontrará dentro del intervalo $\pm$ 0.026.

6.6 Sumario.

El error de medición consiste tanto en componentes fijos como aleatorios, y así debe ser visto como un parámetro probabilístico más que determinístico.

El término "incertidumbre de medición", que se ha definido como la combinación de sesgo y precisión, es una forma muy descriptiva de definir el error de medición debido a que tiene una connotación de probabilidad. Aún y cuando esta definición esta logrando una amplia aceptación, no es estándar. Así, los ingenieros están libres para definir y reportar el error de la manera que consideren mejor para su aplicación particular.

Independientemente de la definición utilizada, el error de medición no debe verse como un valor único, dado que los componentes del error de medición y su magnitud están sujetos a variación. La dificultad en identificar todas las posibles fuentes de error y luego cuantificarlas da fuerza al argumento de referirse al error de medición como incertidumbre de medición.

Frecuentemente los usuarios se interesan por la precisión relativa más que la absoluta. Esto es especialmente verdadero en aquellas aplicaciones donde las pruebas experimentales son comparativas.

Esto es, se conduce a un experimento, se hace un cambio, se repite el experimento, y los resultados de los dos experimentos se comparan para determinar si el cambio realizado fue significativo Para este tipo de pruebas, el sesgo se puede considerar como igual para ambos experimentos y por lo tanto despreciable.

Un posible problema con este enfoque es que un sesgo grande y desconocido, que resulte ya sea de efectos ambientales o errores humanos, y que nosotros consideramos como cero, puede de hecho variar. Aún cuando podamos elegir el no cuantificar el sesgo, es fundamental que reconozcamos su posible existencia y tomemos la debida precaución para minimizar sus efectos.

7

EL ERROR COMO UN CRITERIO FUNDAMENTAL DEL DISEÑO

7.1 Parámetros de comportamiento.

Las mediciones se hacen con el propósito de producir información que se pueda utilizar para la toma de decisiones. Aún cuando es cierto que frecuentemente hacemos mediciones para monitorear el estado operacional de un equipo o proceso, estas mediciones también se consideran como producción de información; en este caso la información puede permitir concluir que el equipo o proceso esta operando en forma adecuada o no. En caso de que la información indique una operación anormal, tomaríamos algún curso de acción.

En contraste con esta clase de información de monitoreo, generalmente tomamos mediciones para producir información que cuantifique y documente los resultados de un experimento. El término utilizado para describir esta segunda clasificación es **parámetro de desempeño**.

Independientemente del objetivo de la medición, se debe prestar especial atención a la precisión de las mediciones utilizadas para producir esa información. Dado a que hay incertidumbre asociada en cada medición, siempre hay incertidumbre en la información producida mediante estas mediciones.

Como se van a tomar decisiones basándose en esta información, es esencial el que cuantifiquemos los efectos de la incertidumbre de medición y así establezcamos un intervalo de incertidumbre para cada parámetro de desempeño.

Como un ejemplo, considere el parámetro F, que es función de la medición m_1. En un punto P^0, donde $m_1 = m_1^0$, existe una incertidumbre de medición para m_1 de Δm. Como se muestra en la figura 7.1, F puede tomar un rango amplio de valores (δF^0) que corresponden a la incertidumbre para m_1.

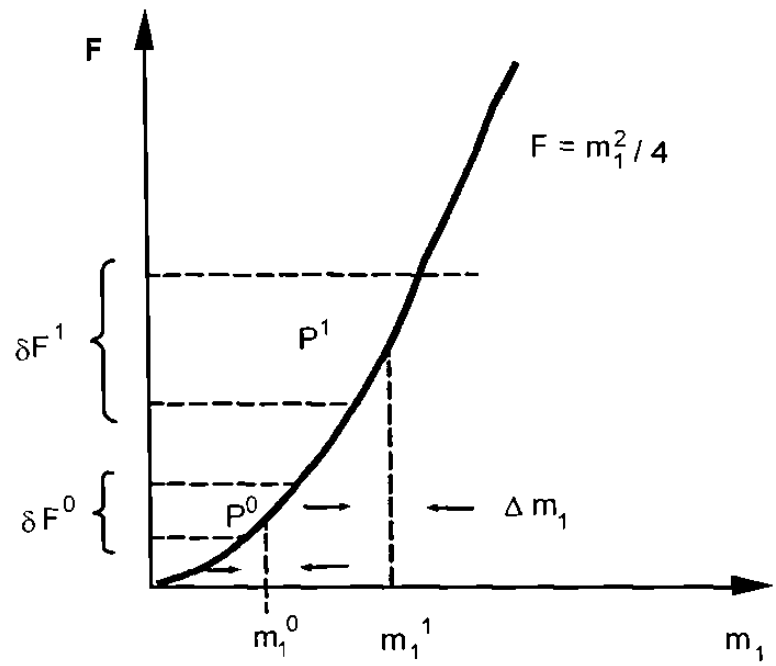


Figura 7.1 Efectos de los errores de medición (m_1) sobre el parámetro F en diferentes puntos.

La figura 7.1 también ilustra el rango de valores(δF^1) que pueden tomar F en un segundo punto (P^1) dentro de ese rango. En este punto, Δm_1 es igual pero el cambio correspondiente en F es mayor.

Así podemos ver que los efectos de la incertidumbre de medición sobre la función son variables y dependen de la sensibilidad de F en el punto en cuestión.

Haciendo una aproximación de primer orden, el cambio en F (denotado δ F), se puede establecer multiplicando la pendiente en el punto en cuestión por el cambio total en m_1 (Δm_1). Esto es,

$$\delta F \approx \frac{df}{dm_1} \Delta m_1 \qquad (7.1)$$

Gráficamente, podemos representar esto construyendo una tangente a la curva en el punto en cuestión y extendiéndola de tal manera que intersecte los límites inferior y superior para Δm_1 en ese punto. Los dos valores de parámetro correspondientes a estas intersecciones definen la incertidumbre en F, denotada como δ F, que es atribuible a la incertidumbre en m_1 .

Si en vez de una función que involucra una medición, tenemos un parámetro de desempeño que es función de "n" mediciones, tendremos que revisar como el error de las "n" mediciones afectará al parámetro.

Para cuantificar estos efectos, necesitamos explorar alrededor de un punto y establecer la sensibilidad de la función a cada medición. La técnica matemática que nos permite llevar a cabo esta exploración es la expansión en series de Taylor. Por ejemplo, considere la función

$$\mathbf{F = f(m_1, m_2 .....,m_n)} \qquad (7.2)$$

Si en un punto P, definido como $f(m_1^0, m_2^0, ..., m_n^0)$, la función y sus derivadas parciales son continuas, luego el cambio en F (denotado como δ F), que resulte de cambios en las "n" mediciones (Δm_1), se pueden expresar como:

$$\delta \mathbf{F} = \frac{\partial f}{\partial m_1}^{0} \Delta m_1 + \frac{\partial f}{\partial m_2}^{0} \Delta m_2 + ... + \frac{\partial f}{\partial m_n}^{0} \Delta m_n + R \qquad (7.3)$$

Donde las derivadas parciales $\frac{\partial f}{\partial m}$, deben ser evaluadas en el punto p, y el término de residuo R contiene todas las derivadas de mayor orden y productos cruz parciales. Si F fuera función de una medición en vez de "n"

mediciones, la expresión anterior sigue siendo válida y la derivada parcial se vuelve la derivada total.

Esto es:

$$\frac{\partial f}{\partial m_1} = \frac{df}{dm_1} \qquad (7.4)$$

De acuerdo con esto,

$$\delta F = \frac{df}{dm_1} \Delta m_1 \qquad (7.5)$$

Que es lo que establecimos con anterioridad.

En este punto necesitamos reconsiderar la naturaleza de los términos de la Δm_1. Aquí, la Δm_1 son los errores de medición y consisten de un número fijo para el sesgo y algún múltiplo de la desviación estándar para la precisión. Así cada Δm_1 tiene una distribución (que asumimos es una distribución de error normal), que está centrada alrededor de algún error promedio.

Típicamente, los números que citaríamos para cada Δm_1 serían el intervalo de incertidumbre de medición correspondiente a un nivel deseado de confianza. Si utilizamos estos límites de incertidumbre como la Δm_1 y si todas las parciales evaluadas tienen el mismo signo, estamos asumiendo el peor de los casos.

Con toda probabilidad, existirá en un momento dado algo de error de medición positivo y algo negativo, y así podemos anticipar que ocurra algo de cancelación de errores. De acuerdo a esto, una técnica que permite algo de cancelación de errores es la de la raíz de la suma de los cuadrados. Para esta técnica,

$$\delta F = \pm \left[\left(\frac{\partial f}{\partial m_1} \Delta m_1^0\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial m_2} \Delta m_2^0\right)^2 + . + \left(\frac{\partial f}{\partial m_n} \Delta m_n^0\right)^2 \right]^{1/2} \qquad (7.6)$$

Aquí, de nuevo, no existe un método estándar para combinar errores y por lo tanto el ingeniero puede seleccionar un método alterno.

Si las consecuencias asociadas con el tomar una decisión equivocada basándose en δF son significativas, sería apropiado seleccionar un método más conservador.

Ejemplo 7.1.

Problema.

El consumo específico de combustible al freno (CECF) es un parámetro crítico usado para cuantificar el desempeño de un motor y se define con la siguiente ecuación:

$$\mathbf{CECF = (CF) / (TN)}$$

Donde F es el flujo de combustible, T es el par del motor, N es la velocidad del motor, y C es una constante.

Determine los errores de medición permitidos para el flujo de combustible, el par y la velocidad que aseguren que la incertidumbre en CECF sea menor al 1% para el punto definido por:

N = 2400 rpm

F = 4.32 lb/hr

T = 8.80 lb-ft

C = 5252

Solución.

En notación general, el parámetro CECF se puede enunciar como:

$$\mathbf{CECF = f\,(F, T, N)}$$

Expandiéndolo en una serie de Taylor

$$\delta\ CECF = \frac{\partial f}{\partial F}\Delta F + \frac{\partial f}{\partial T}\Delta T + \frac{\partial f}{\partial N}\Delta N + R$$

Asumiendo que el residuo R es cero, y luego aplicando la raíz de la suma de los cuadrados,

$$\delta\ CECF = \left[\left(\frac{\partial f}{\partial F}\Delta F\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial T}\Delta T\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial N}\Delta N\right)^2\right]^{1/2}$$

Donde ΔF, ΔT y ΔN representan errores de medición y δ CECF es la incertidumbre en CECF que resulta de los tres errores de medición. Las derivadas parciales son:

$$\frac{\partial f}{\partial F} = \frac{C}{TN} = \frac{CECF}{F}$$

$$\frac{\partial f}{\partial T} = \frac{-CF}{T^2N} = \frac{CECF}{T}$$

$$\frac{\partial f}{\partial N} = \frac{-CF}{TN^2} = \frac{-CECF}{N}$$

En el punto donde F ,= 4.32, T = 8.8, N = 2400, el parámetro CECF calculado sería 1.074. Evaluando estas derivadas parciales para este punto.

$$\frac{\partial f}{\partial F} = 0.2486$$

$$\frac{\partial f}{\partial T} = -0.122$$

$$\frac{\partial f}{\partial N} = -4.5 \times 10^{-4}$$

Sustituyendo esto en la expresión para CECF:

$$\delta CECF = \left[(0.2486)^2 \Delta F^2 + (-0.122)^2 \Delta T^2 + \left(4.5 \times 10^{-4}\right)^2 \Delta N^2\right]^{1/2}$$

Para lograr un 1% de incertidumbre en CECF, debemos asignar errores de medición ΔF, ΔT y ΔN para satisfacer la siguiente relación:

$$1.15 \times 10^{-4} = 0.062\Delta F^2 + 0.015\Delta T^2 + 2.0 \times 10^{-7} \Delta N^2$$

Aquí tenemos una ecuación con tres incógnitas. Así, podemos escoger dos y que se defina la tercera.

En este punto podemos determinar el error máximo para cualquier medición asumiendo que toda incertidumbre en el parámetro CECF es el resultado del error en una medición. Por ejemplo, asumir primero que solamente el flujo de combustible presenta error y que los errores de medición de par y velocidad son cero. Y luego repetimos esto para las otras dos combinaciones. Aplicando esta técnica, los límites máximos de error para cada medición son calculados como:

$$\Delta F = 0.043$$

$$\Delta T = 0.088$$

$$\Delta N = 24$$

La relación de error δ CECF involucra a ΔN, ΔF y ΔT. En el punto donde F = 4.32, T = 8 8 y N = 2400. Esta relación se puede ilustrar gráficamente (figura 7.2) como una superficie con las intersecciones como se definen anteriormente. Por supuesto, hay un número infinito de puntos (ΔN^o, ΔF^o, ΔT^o) dentro de este sólido que pueden satisfacer el 1% de incertidumbre en CECF.

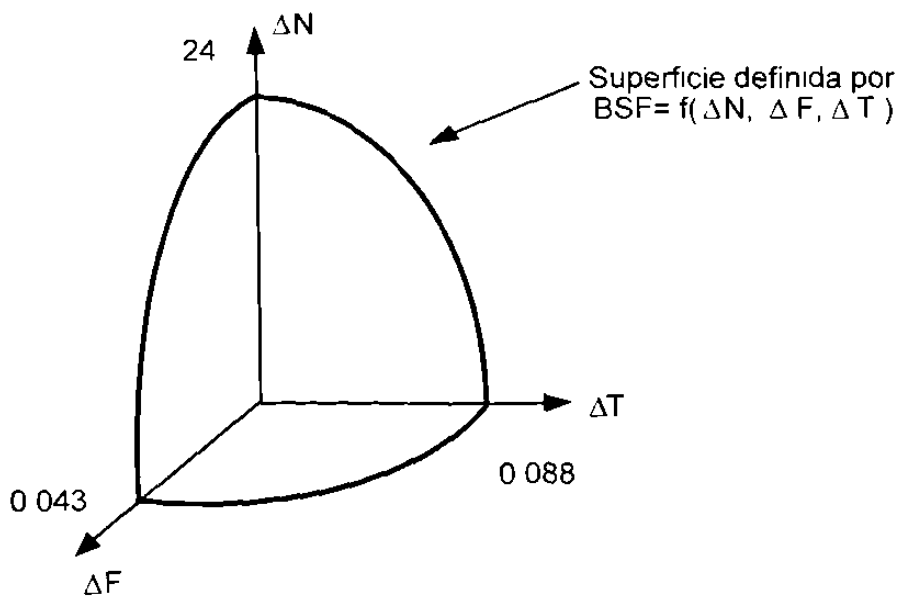


Figura 7.2 Superficie de error de medición para CECF.

Para simplificar, podemos restringir nuestra atención a dos variables. Asumiendo que el error en velocidad es despreciable, obtenemos la siguiente relación:

$$1.15 \times 10^{-4} = 0.062\Delta F^2 + 0\ 015\Delta T^2$$

Que se presenta en la figura 7.3 para los valores positivos de ΔF y ΔT. Para simplificar la gráfica se restringe al primer cuadrante.

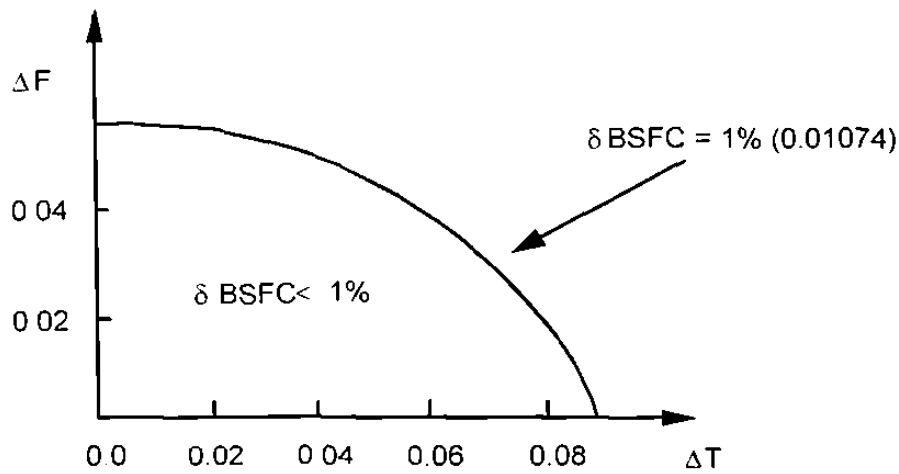


Figura 7.3 Plano de medición ΔF - ΔT.
(ΔF = 0.043, ΔT = 0.088)

Aquí las intersecciones (ΔF = 0.0043, ΔT = 0.088) son los puntos calculados anteriormente, y el arco conectando las intersecciones es la expresión cuadrática para δ CECF.

Ejemplo 7.2.

Definición del problema.

En el ejemplo 7.1 utilizamos cálculo para establecer expresiones algebraicas para las derivadas parciales. Existen, sin embargo, ocasiones donde la complejidad del parámetro de desempeño sugiere que la

aproximación numérica de las derivadas parciales es más conveniente. Determine numéricamente las derivadas parciales para el ejemplo 7.1 y compare los resultados con los obtenidos utilizando cálculo.

Solución.

Al conjunto de condiciones base:

$$\mathbf{N = 2400}$$
$$\mathbf{F = 4.32}$$
$$\mathbf{T = 8.80}$$

El cálculo de CECF arroja 1 074. Aproximamos $\partial f / \partial F$ dejando que la medición de flujo F tenga un cambio incremental δF

$$\mathbf{F' = F + \delta F}$$

Manteniendo N y T en sus valores base. Calculamos el nuevo valor de CECF en F', N y T. Esto es,

$$\mathbf{CECF' = f(F', N', T)}$$

Luego calculamos nuestra aproximación para la derivada parcial como:

$$\frac{\partial f}{\partial F} \approx \frac{\Delta CECF}{\Delta F} \quad \frac{\text{CECF}' \quad \text{CECF}}{F' - F}$$

En el límite donde δF se aproxima a cero, nuestra aproximación numérica se acerca a la derivada parcial. Así, el primer problema es seleccionar un valor para δF Desafortunadamente, la única manera para hacer esto (sin conocimiento previo de las derivadas parciales) es mediante prueba y error. Se podría calcular la derivada parcial para varios valores diferentes y seleccionar una δF donde el cambio en la derivada parcial calculada numéricamente sea significativo

7.2 Estableciendo el error de medición individual basado en especificaciones del parámetro de desempeño.

Como se ha mencionado, las mediciones se hacen para obtener información. Así, si nuestra tarea es diseñar un sistema de medición, el punto de inicio natural para el proceso de diseño es examinar las relaciones de los parámetros de desempeño. Esto es, necesitamos determinar que mediciones se requieren y porqué.

Para cada parámetro de desempeño, expandiremos la función F en una serie de Taylor para establecer la relación entre error de medición, Δm_j y el criterio del parámetro de desempeño δF_i como se describe en la sección 7.1. En un punto P definido por $(m_1^0, m_2^0, \ldots, m_n^0)$ las derivadas parciales se pueden evaluar como:

$$\delta F_i = a_1 \Delta m_1 + \ldots + a_n \Delta m_n \qquad (7.7)$$

Donde:

$$a_k = \frac{\partial f_i}{\partial m_k}\bigg|_0 \qquad (7.8)$$

Lo que Indica que cada derivada parcial se debe evaluar en el punto P.

Dado que δF se especifica en el punto P, lo anterior representa una ecuación lineal con "n" incógnitas. La aplicación de la técnica de la raíz de la suma de los cuadros da

$$\delta F_i^2 = a_1^2 \Delta m_1^2 + \ldots + a_n^2 \Delta m_n^2 \qquad (7.9)$$

Así en el punto P, hemos establecido la relación deseada entre los errores de medición, Δm_n , y las especificaciones del parámetro de desempeño δF .

Se debe enfatizar que, a menos que las derivadas parciales sean constantes, la relación antes mencionada es valida solo en un punto.

De acuerdo a esto, y ya que generalmente requerimos el análisis de los parámetros de desempeño sobre un rango de $a \leq F_i \leq b$, tenemos que seleccionar el punto que produce el máximo error Esto es, aún cuando la relación puede ser válida sobre un rango amplio, nuestro interés es solo en un punto específico dentro de ese rango.

En su forma más simple, el sistema que diseñaremos consistirá de un solo parámetro de desempeño, que es función de "n" mediciones, denotadas m_n. La aplicación de lo anterior producirá una relación no lineal con "n" incógnitas.

Para esto, estamos en libertad de seleccionar "n-1" valores de errores de medición. Estos son los errores permitidos en el punto P. Si en vez de un parámetro de desempeño, tenemos K parámetros, la aplicación de lo anterior nos dará un conjunto de K ecuaciones no lineales con "n" incógnitas.

Si todas las derivadas parciales de todas las ecuaciones se evalúan en el mismo punto P, podemos resolver el sistema mediante ecuaciones simultáneas.

Sin embargo, si se utilizan diferentes puntos para evaluar las derivadas parciales, esta solución simultánea del sistema de ecuaciones se deberá ver con cautela.

Ejemplo 7.3.

Definición del problema.

La velocidad del flujo de un fluido no comprimible dentro de un tubo cerrado (véase figura 7.4) puede ser cuantificada utilizando la ecuación de Bernoulli como

$$U \quad \left[2qg_c/p\right]^{1/2}$$

Donde q es la presión dinámica y se define como:

$$q = k\,(P_0 - P)$$

Con P_0 definido como la presión total, P como presión estática y k como la constante de calibración. La densidad del fluido, p, se calcula como.

$$p = P / R_G T$$

Con R_G como la constante universal de los gases, T como la temperatura estática absoluta y g_c es la constante gravitacional que es igual al valor de 32.174 lbm ft / lbf seg^2. Establezca los requerimientos totales de exactitud de medición necesarios en P_0, P, y T para lograr una incertidumbre en a velocidad del fluido de menos del 0 5 porciento bajo las siguientes condiciones:

$$P_0 = 2050 \text{ psf}$$

$$P = 2000 \text{ psf}$$

$$T = 559.6°R$$

$$R_G \quad 53.36 \frac{\text{ft lbf}}{°\text{R lbm}}$$

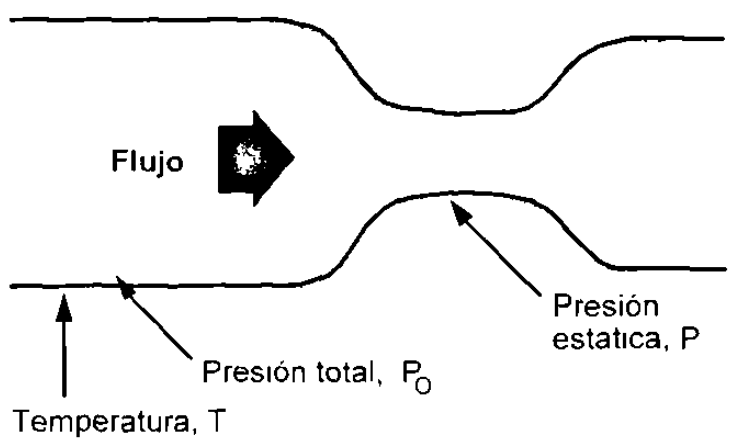


Figura 7.4 Bosquejo del proceso mostrado el flujo en un tubo cerrado.

Solución.

Reescribiendo la ecuación de Bernoulli en términos de las mediciones P_0, P y T obtenemos la siguiente ecuación.

$$U \quad \left[\left(2K\left(P_0 \quad P\right)g_c\right)/\left(P/R_G T\right)\right]^{1/2}$$

Simplificando:

$$U \quad \left[\frac{CT\left(P_0 - P\right)}{P}\right]^{1/2}$$

Con $\mathbf{C = 2\ kg_C\ R_G}$.

Expandiendo en una serie de Taylor:

$$\delta U - \frac{\partial U}{\partial P_0}\Delta P_0 + \frac{\partial U}{\partial P}\Delta P + \frac{\partial U}{\partial T}\Delta T + R$$

Donde ΔP_0, ΔP y ΔT son errores de medición, δU es el error resultante en la velocidad, y R es el término remanente que se asume que es igual a cero

Las derivadas parciales anteriores se definen como:

$$\frac{\partial U}{\partial P_0} \quad \frac{CT}{2UP}$$

$$\frac{\partial U}{\partial P_0} \quad \frac{CTP_0}{2UP^2}$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} \quad \frac{C\left(P_0 - P\right)}{2UP}$$

Evaluando las derivadas parciales en las condiciones preestablecidas obtenemos:

$$U = 219.2 \text{ ft / seg}$$

$$C = 3433.6$$

Donde la constante k se asume igual a uno.

$$\frac{\partial U}{\partial P_0} \quad \mathbf{2.19}$$

$$\frac{\partial U}{\partial P} \quad -2.25$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} \quad -0.2$$

Aplicando la raiz de la suma de los cuadrados obtenemos

$$\delta U = \left[(2.19)^2 \Delta P_0^2 + (-2.25)^2 \Delta P^2 + (0.2)^2 \Delta T^2 \right]^{1/2}$$

$$\delta U = \left[4.89 \Delta P_0^2 + 5.1 \Delta P^2 + 0.04 \Delta T^2 \right]^{1/2}$$

A esta velocidad, la variación del 0.5 porciento especificada en U es 1.096. Usando esto y resolviendo para las intersecciones obtenemos los siguientes errores máximos en las mediciones individuales.

Max ΔP_0 = 0.50 psf

Max ΔP = 0.48 psf

Max ΔT = 5.48 °F

De estos, los errores de presión se consideran extremadamente exigentes dado a que son aproximadamente 0.02 porciento de la lectura. Se debe enfatizar que los errores individuales máximos mostrados anteriormente asumen que no hay error en las otras dos mediciones.

Refiérase al ejemplo 7 4 para mayor información sobre dificultades en la medición de presión.

Ejemplo 7.4

Definición del problema.

En el ejemplo 7.3 se utilizaron transductores separados para medir las presiones total y estática. Utilizando este enfoque, se ha mostrado que los requerimientos de exactitud de medición de presión son demasiado exigentes (exactitud de 0.2% de la lectura en el punto considerado). En lugar de utilizar transductores separados para medir presión diferencial configurado para proveer medición directa de presión dinámica.

Solución.

La ecuación que describe la velocidad es:

$$U = \left[\frac{2q\, g_c}{\rho} \right]^{1/2}$$

Con:

$$\rho = P/R_G T$$

Por lo tanto, se requieren tres mediciones: P,T y q.

Reescribiendo obtenemos:

$$U = \left[\frac{cqT}{P} \right]^{1/2}$$

Con:

$$c = 2g_C R_G$$

Expandiendo en una serie de Taylor:

$$\delta U = \frac{\partial U}{\partial q} \Delta q + \frac{\partial U}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial U}{\partial T} \Delta T$$

Donde:

$$\frac{\partial U}{\partial q} = \frac{cT}{2UP}$$

$$\frac{\partial U}{\partial P} \quad \frac{CqT}{2UP^2}$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} = \frac{cq}{2UP}$$

Evaluando las derivadas parciales para las mismas condiciones del ejemplo 7.3 y aplicando la raiz de la suma de los cuadrados tenemos:

$$\delta U \quad \left[4.8\Delta.q^2 + 0.003\Delta.P^2 + 0.04\Delta\, T^2\right]^{1/2}$$

La comparación directa de los coeficientes de los "coeficientes de error de medición" indica que el único cambio es en el coeficiente ΔP. Usando la variación especifica del 0.5 porciento en U y resolviendo para las intersecciones obtenemos los siguientes errores máximos en la medición individual.

Max Δq = 0.50 psf

Max ΔP = 20.0 psf

Max ΔT = 5.48 °F

Aquí el error permisible en la medición q es 0.5 psf, que es lo que habíamos calculado para el error ΔP_0 en el ejemplo 7.3

Aún y cuando la magnitud es la misma, el rango de medición de q es significativamente menor. Como porcentaje de la lectura este error en q es 1 porciento. El error permisible en la medición P se incrementó de 0.48 psf a 20 psf (el uno porciento del error de lectura). El error en T permaneció igual.

Ejemplo 7.5

Definición del problema.

Algunos intercambiadores de calor utilizan aire como fluido de trabajo, y es de primordial importancia medir su eficiencia de calentamiento y enfriamiento. En estos casos, el intercambiador es montado en una estación de prueba donde se le aplica un flujo del aire y se le hace circular fluido de una fuente externa.

Midiendo la temperatura, así como la masa de fluido que entra y sale del dispositivo se puede calcular la cantidad de calor transferido al aire En forma similar, la cantidad de calor agregado o quitado al flujo de aire puede ser calculado midiendo tanto el diferencial de temperatura del flujo de aire como la masa del flujo de aire. En este caso, la eficiencia en calentamiento y enfriamiento se calcula utilizando ambas técnicas.

Calcule la exactitud de medición requerida para lograr una concordancia entre las dos técnicas de transferencia de calor de un 1 %.

Solución.

Considere el arreglo esquemático mostrado en la figura 7.5:

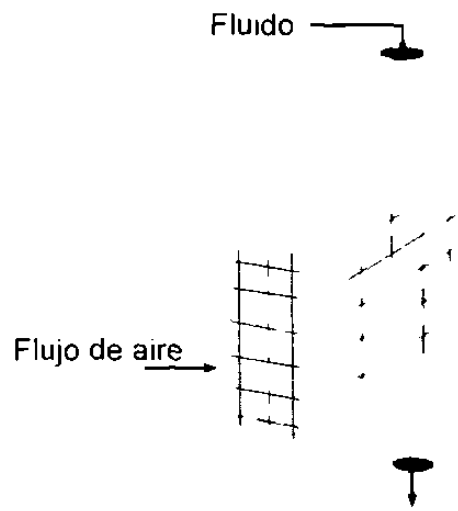


Figura 7.5 Diagrama esquemático de un intercambiador de calor.

La ecuación de transferencia de calor para el fluido circulando a través del intercambiador es:

$$Q_W = d\ m_W\ Cp_W \Delta T_W$$

Donde:

Q_W La perdida (ganancia) de calor, Btu / seg.

$d\ m_W$ = El flujo de masa del fluido, lbs / seg.

Cp_W = El coeficiente de calor del fluido.

ΔT_W = Diferencial de temperatura a través del dispositivo, °F.

La ecuación para el flujo de aire es:

$$Q_A = d\ m_A\ Cp_A\ \Delta T_A$$

Donde:

Q_W = La pérdida (ganancia) de calor, Btu / seg.

$d\ m_W$ = El flujo de masa del fluido, lbs / seg.

Cp_W = El coeficiente de calor del fluido.

ΔT_W = Diferencial de temperatura a través del dispositivo, °F.

Asumiendo que no existen ni pérdidas ni ganancias externas de calor y que todas la pérdida de calor del intercambiador es absorbida por el aire, la repetibilidad del 1 porciento puede ser representada por la siguiente ecuación:

$$0.99 \leq \frac{Q_A}{Q_W} \leq 1.01$$

Siendo:

$$X \quad \frac{Q_A}{Q_W}$$

Luego:

$$X = \frac{dm_A C_{pA} \Delta T_A}{dm_W C_{pW} \Delta T_W}$$

$$X = K \frac{dm_A}{dm_W} \frac{\Delta T_A}{\Delta T_W}$$

Donde:

$$K = \frac{Cp_A}{Cp_W}$$

Las mediciones involucradas son los dos flujos de masa y los dos diferenciales de temperatura. Para establecer la exactitud de medición requerida, es necesario examinar la sensibilidad de x a variaciones en las diferentes mediciones. Expandiendo lo anterior en una serie de Taylor:

$$\delta x = \frac{\partial x}{\partial dm_A} \Delta dm_A + \frac{\partial x}{\partial \Delta T_A} \Delta(\Delta T_A) + \frac{\partial x}{\partial dm_W} \Delta dm_W + \frac{\partial x}{\partial \Delta T_W} \Delta(\Delta T_W) + R$$

Donde Δm_A, $\Delta(\Delta m_A)$, Δm_W y $\Delta(\Delta m_W)$ representan los errores de medición. Sustituyendo para las derivadas parciales y asumiendo R = 0 obtenemos:

$$\delta x = \frac{x}{dm_A} (\Delta dm_A) + \frac{x}{\Delta T_A} \Delta(\Delta T_A) - \frac{x}{dm_W} \Delta dm_W - \frac{x}{\Delta T_W} \Delta(\Delta dm_W)$$

Reordenando tenemos:

$$\frac{\delta x}{x} = \frac{\Delta dm_A}{dm_A} + \frac{\Delta(\Delta T_A)}{\Delta T_A} - \frac{\Delta dm_W}{dm_W} \quad \frac{\Delta(\Delta T_W)}{\Delta T_W}$$

Dado que los errores de medición son variables aleatorias, ocurrirá algo de cancelación de errores. Aplicando la raíz de la suma de los cuadrados tenemos:

$$\left(\frac{\delta x}{x}\right)^2 = \left(\frac{\Delta dm_A}{dm_A}\right)^2 + \left(\frac{\Delta(\Delta T_A)}{\Delta T_A}\right)^2 \quad \left(\frac{\Delta dm_W}{dm_W}\right)^2 - \left(\frac{\Delta(\Delta T_W)}{\Delta T_W}\right)^2$$

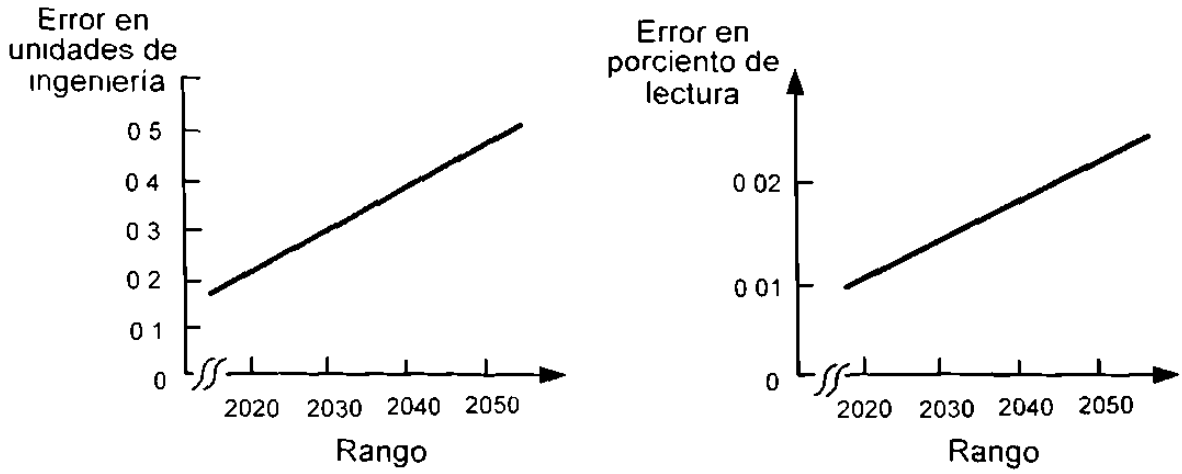
Asumiendo que los errores se dividen equitativamente entre las cuatro fuentes, el criterio del uno porciento se puede lograr si cada parámetro se mide con un 0.5 porciento de exactitud.

7.3 Interpretando la solución.

La aplicación de la técnica mencionada permitirá obtener las máximas variaciones permisibles para cada medición en el punto P. Así, dados criterios globales de desempeño δF_i, establecemos los límites para Δm_m:

$$\Delta m_m < C_m \qquad (7.10)$$

Si repetimos esto en otros puntos, podemos establecer las variaciones permisibles para cada medición m_m en diferentes puntos dentro del rango de medición (figura 7.6).



a. Error permisible en unidades de ingeniería **b. Error permisible en % de lectura.**

Figura 7.6 Características de variación de medición permisible sobre el rango de interés.

Como se muestra, se han determinado los errores en varios puntos dentro del rango y hemos presentado estos tanto en términos de variaciones permitidas como en porcentaje de lectura.

La interpretación se presenta interesante, pues pudiera implicar que una sola medición puede que no exhiba las características de variación requeridas sobre el rango completo. Esto es especialmente cierto ya que las especificaciones de los fabricantes generalmente se enuncian en términos de un porcentaje de la escala plena y no en porcentaje de lectura.

Así, se puede requerir subdividir la medición en varias mediciones, cada una de las cuales tenga un rango que es subconjunto del rango total requerido

Como sabemos que la variación en la medición consistirá tanto de componentes fijos como aleatorios, las variaciones en la medición que hemos determinado en cada punto se pueden ver como intervalos de incertidumbre de medición. Así, tenemos:

$$- \mathbf{C_m} \leq \Delta \mathbf{m_m} \leq \mathbf{C_m} \qquad (7.11)$$

En vista de la naturaleza probabilística de los errores, podemos agregar un nivel de confianza a este intervalo. El intervalo de confianza que utilicemos debe basarse en el criterio global del parámetro de desempeño δF_i.

Por ejemplo, si queremos asegurar que el 95% de las veces la incertidumbre en F_i sea menor que δF_i, agregaríamos un nivel de confianza del 95% a los diferentes intervalos Δm_m.

7.4 Bases para diseño.

7.4.1 Significancia de la propagación de error.

Como hemos dicho, las mediciones se hacen con el propósito principal de producir información. Dado que las decisiones se hacen en base a esta información y como sabemos que cada medición tiene error, es esencial que cuantifiquemos la confiabilidad de la información.

Esto es, sabemos que hay algo de incertidumbre asociada con la información que es atribuible a error de medición; en consecuencia, las

decisiones no deben ser basadas en valores absolutos de información sino en intervalos de confianza. Con este enfoque, cualquier información producida tendría una incertidumbre asociada.

Como un ejemplo de la significancia de este concepto de intervalo de confianza, considere el programa de investigación y desarrollo de inyectores, donde el desempeño de la inyector se define por el parámetro F, que se puede representar como:

$$\mathbf{F = f\,(m_1, m_2, \ldots, m_n)} \qquad (7.12)$$

Donde las m_i son mediciones. Sabemos que hay errores asociados con cada medición y que por lo tanto hay incertidumbre con F de δF que está basada en un nivel de confianza deseado de $1 - \alpha$. Si queremos determinar si un cambio en el diseño del inyector afecta o no significativamente su desempeño, llevamos a cabo el cambio, repetimos las mediciones, calculamos el valor del parámetro de desempeño F´, y comparamos esto con el valor del parámetro de desempeño (F_0) antes del cambio.

La pregunta que se debe contestar es si la diferencia entre F´ y F_0 es significativa. Si la diferencia ($F' - F_0$) es menor que la incertidumbre en F de δF, podemos confiar hasta un nivel de $1 - \alpha$ que al cambio no es significativo. También, existe una probabilidad de que el cambio sea significativo pero que no sea detectado. La consecuencia de decisiones erróneas es la base en las cuales se debe establecer el intervalo de confianza 1-a.

La técnica de propagación de error provee un mecanismo con el cual el intervalo de incertidumbre para un parámetro de desempeño $F = f(m_1, m_2 \ldots m_n)$ puede establecerse sobre la base del error asociado con cada medición individual Δm_n. Esto es, iniciamos el proceso haciendo las siguientes preguntas fundamentales:

¿ Que información se requiere?

¿ Que tan buena tiene que ser la información?

Luego utilizamos esto para establecer los requerimientos de error de medición individual Δm_m. Si el sistema esta diseñado y construido para satisfacer estas especificaciones en error de medición individual, podemos estar seguros que la incertidumbre asociada con la información que se producirá será aceptable hasta el nivel de confianza deseado de $1 - \alpha$.

7.4.2 Estableciendo presupuestos de error del subsistema basados en Δm_m.

Los requerimientos individuales del error de medición, Δm_m, lo hemos establecido basados en el criterio del parámetro de desempeño δF, que representa el error total de medición.

Sabemos, sin embargo, que el sistema que usamos para medir m_m consistirá de varios subsistemas. Esto es, tendremos sensores, acondicionadores de señal, etc., cada uno de estos subsistemas tendrá características de error que, para la cadena de medición m_m total, se combinarán para producir Δm_m.

Como el error combinado debe ser menor que el error total de medición, es de interés, desde el punto de vista del diseñador, determinar si hay una manera sistemática de presupuestar errores para cada subsistema basándose en Δm_m. De ser así, esto nos daría criterios sanos de selección de subsistemas basados en el desempeño del sistema total, considere el sistema de medición mostrado en la figura 7.7.

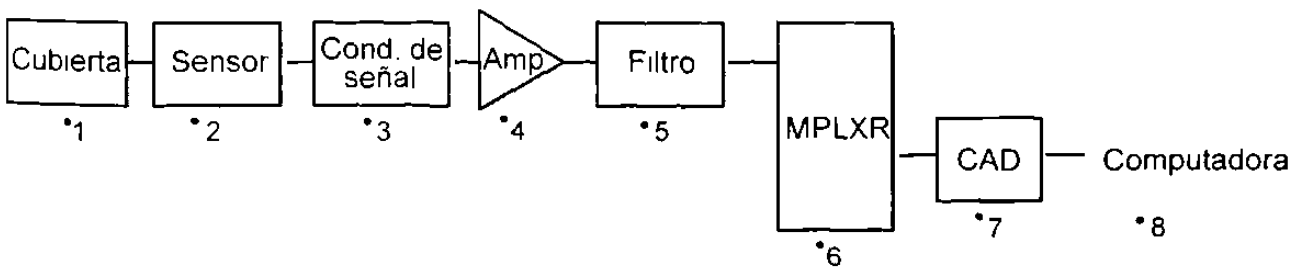


Figura 7.7 Cadena de sistema de medición con errores en sus elementos.

Como se puede observar, el sistema consiste de varios elementos, cada uno de los cuales introduce un error e_i a la cadena de medición. El error total de medición, Δm_m, es una función de los errores individuales de los elementos e_i:

Esto es:

$$\Delta m_m = f(e_i) \qquad (7.13)$$

Postulamos que cada elemento tiene una distribución normal de error y utilizamos la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados para estimar el error total de medición Δm_m como:

$$\Delta m_m = \pm (B_m + t_\alpha S_m) \qquad (7.14)$$

$$B_m = \left[B_1^2 + B_2^2 + ... + B_n^2\right]^{1/2} \qquad (7.15)$$

$$S_m = \left[S_1^2 + S_2^2 + ... + S_n^2\right]^{1/2} \qquad (7.16)$$

donde t_α se selecciona usando la tabla de la T Student basada en el nivel de confianza deseado de 1 - α.

Si tenemos un sistema ya existente, podemos cuantificar el error total de medición Δm_m, mediante un experimento. Idealmente, diseñaríamos un experimento que probara la cadena de medición completa en vez de cada elemento. Así no tendíamos que cuantificar el error de cada elemento e_i, sino el error total.

En el caso de un sistema nuevo, en la fase de diseño no tenemos el sistema, en cambio, tenemos una especificación para el error total de medición Δm_m, y por lo tanto estamos interesados en especificar el desempeño de piezas individuales de equipo de tal manera que cuando estén integrados tengan un error total de medición de Δm_m. Esto es, queremos distribuir el error total de medición de m_m de tal manera que cuando sean combinados provean una estimación de error total que sea menor o igual a Δm_m

El presupuestar es un proceso mediante el cual distribuimos el error total de medición entre diferentes elementos basándonos en un juicio de ingeniería con respecto a lo que es razonable y su disponibilidad en el mercado.

Si asumimos que el error total de medición para el sistema de la figura 7 3 puede ser aproximado como:

$$\Delta m_m^2 = e_1^2 + e_2^2 + ... + e_8^2 \qquad (7.17)$$

Donde se hace distinción entre error fijo y aleatorio, luego podemos agrupar términos como:

$$\Delta m_m^2 = \left(e_1^2 + e_2^2\right) + \left(e_3^2 + ... + e_8^2\right) \quad (7.18)$$

También puede plantearse como:

$$\textbf{Error total medición} = \left[(\textbf{error sensores})^2 + (\textbf{error sistema de datos})^2\right]^{1/2} \quad (7\ 19)$$

La figura 7.8 es una representación gráfica de la relación cuadrática de la raíz de la suma de los cuadrados. Por simplicidad, hemos restringido la presentación a la relación circular en el primer cuadrante.

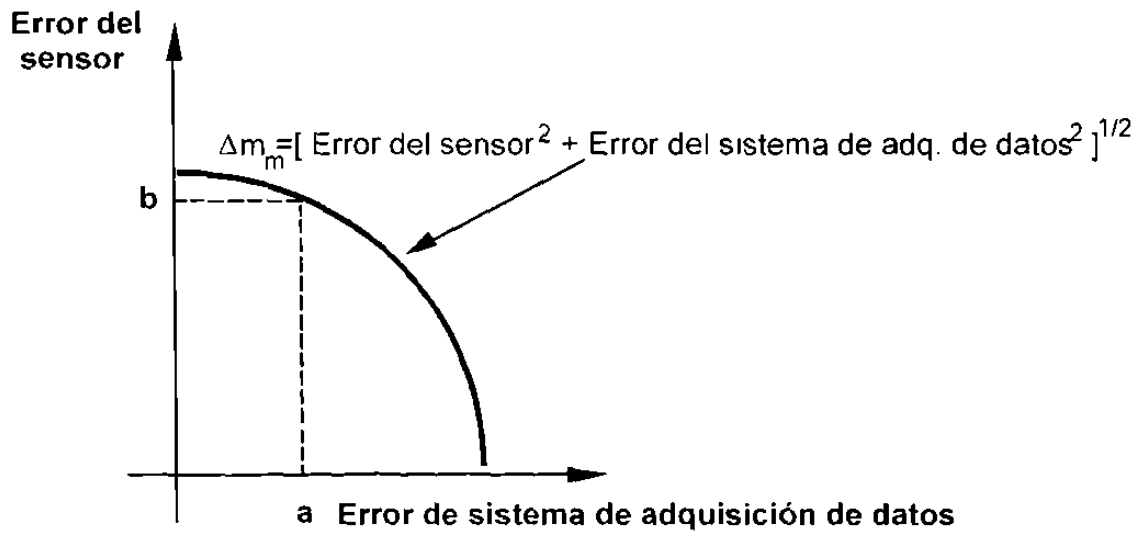


Figura 7.8 La raíz de la suma de los cuadrados descrita como una relación circular.

Como se muestra, el radio es igual al error total de medición. Podemos usar esta representación gráfica como un auxiliar en el diseño especificando el error del componente que deseamos presupuestar (ya sea error de sensor o del sistema de datos) y luego resolver para el otro.

Por ejemplo, podemos decidir, basados en el conocimiento de sistemas de datos disponibles, que el error presupuestado del sistema de datos debe tener un valor de "a". Esto automáticamente implica que los errores de sensor deben de ser menores que o iguales a "b" si ha de ser satisfecha la especificación de error total de medición. Usando un valor presupuestado para los errores de sensor de "b", podemos construir otra relación como

$$\textbf{Errores de sensor}^2 \quad e_1^2 + e_2^2 - b^2 \qquad (7.20)$$

Esto se puede utilizar para establecer un presupuesto para el sensor. Similarmente, el valor que presupuestamos para el sistema de datos se puede usar para crear otra relación como

$$\textbf{Errores sistema de datos}^2 = e_3{}^2 + \ldots + e_8{}^2 = a^2 \qquad (7.21)$$

Agruparíamos en forma lógica los elementos e_3 a e_8 en dos elementos y estableceríamos un presupuesto para cada grupo. Esta descomposición binaria continuaría hasta que hallamos establecido un valor de presupuesto para cada error de elemento.

En general, tenemos n subsistemas y por lo tanto la relación del error total de medición sería dada por:

$$\Delta m_m = \left[e_1^2 + e_2^2 + \ldots + e_n^2\right]^{1/2} \qquad (7.22)$$

Para esto, podemos dejar que:

$$E_{1,1}^2 = e_1^2 + e_2^2 + \ldots\ldots + e_k^2 \qquad (7.23)$$

Y:

$$E_{2,1}^2 = e_{k+1}^2 + e_{k+2}^2 + ... + e_n^2 \qquad (7.24)$$

Sustituyendo tendríamos:

$$\Delta m_m = \left[E_{1,1}^2 + E_{2\,1}^2\right]^{1/2} \qquad (7.25)$$

Si seleccionáramos valores para satisfacer la relación para $E_{1\,1}$ y $E_{2\,1}$ de C_1 y C_2, tendríamos las siguientes dos relaciones:

$$E_{1,1}^2 - e_1^2 + e_2^2 + ... + e_k^2 - C_1^2 \qquad (7.26)$$

$$E_{2,1}^2 = e_{k+1}^2 + e_{k+2}^2 + ... + e_n^2 - C_2^2 \qquad (7.27)$$

Para cada uno de estos, podemos además descomponer en dos elementos.

Por ejemplo la relación:

$$E_{1,1}^2 = e_1^2 + e_2^2 + ... + e_k^2 - C_1^2 \qquad (7.28)$$

Se puede descomponer en:

$$C_1^2 - E_{1,2}^2 + E_{1,3}^2 \qquad (7.29)$$

Donde:

$$E_{1,2}^2 = e_1^2 + e_2^2 + ... + e_1^2 \qquad (7.30)$$

$$\text{y } E_{1,3}^2 = e_{1+1}^2 + e_{1+2}^2 + ... + e_k^2 \qquad (7.31)$$

Podemos construir un círculo de radio C_1 y usarlo para presupuestar errores para $E_{1\,2}$ y $E_{1\,3}$. Este proceso de descomposición binaria se puede extender hasta que hayamos establecido un presupuesto para el error de cada elemento.

La figura 7.9 muestra la representación gráfica de este proceso de descomposición binaria.

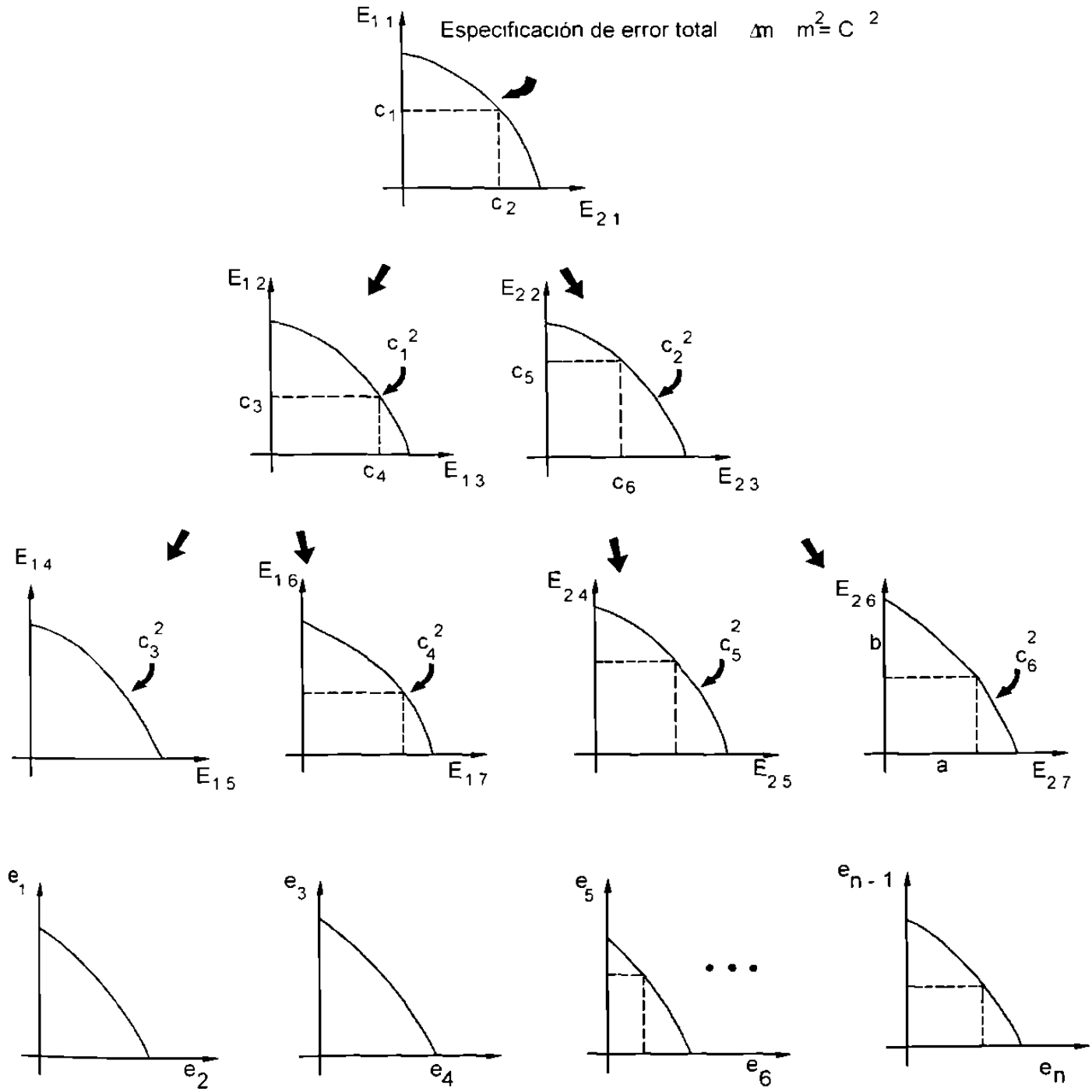


Figura 7.9 Estableciendo presupuestos de error elemental basados en especificaciones globales.

7.5 SUMARIO.

En este tema se ha mostrado que las relaciones de información y las especificaciones pueden ser usadas en forma conjunta con las técnicas de propagación de error para establecer especificaciones para el error total de medición. Estas especificaciones individuales de medición total pueden ser usadas para establecer presupuestos de error para cada elemento del sistema.

Si seleccionamos equipo basándonos en especificaciones derivadas de esta forma, podemos estar seguros que se cumplirá la especificación del error total de medición y que la confiabilidad especificada del parámetro de desempeño se logrará.

El presupuestar error requiere conocimiento de los tipos de magnitudes de errores que se pueden encontrar para cada elemento en la cadena de medición. Una vez identificados, podemos usar las especificaciones publicadas por el fabricante para cuantificar cada uno de los errores. En el siguiente capítulo repasaremos los fundamentos de los sistemas de datos antes de entrar al tema de modelos de error, donde se tendrá.

(1) un método para comparar el desempeño de diferentes configuraciones y

(2) estimaciones de las magnitudes de errores que podemos utilizar para establecer presupuestos.

8

MODELOS Y PRESUPUESTOS DE ERROR

8.1 Introducción.

Suponga que se la ha dado la tarea de diseñar un sistema de medición (considere mediciones en estado estable) que será utilizado para recopilar información. Estos datos serán tomados en consideración en decisiones críticas. Dada esta tarea, ¿qué acción se pueden tomar para asegurar que la calidad de los resultados medidos sea aceptable?. Hay dos formas diferentes de hacer esto.

Primero, se puede optar por comprar los mejores sensores y equipo de sistema de adquisición de datos disponible y esperar que el desempeño total del sistema, ya instalado, sea aceptable. Si se toma este camino, se tiene que conducir un experimento una vez que el sistema este instalado para asegurarse de las características de medición globales. Si hay decisiones que se van a basar en los resultados obtenidos por este sistema, es esencial cuantificar las características del sistema de medición.

Segundo, se puede elegir utilizar técnicas ingenieriles de análisis que sirvan de guía en el diseño del sistema y la selección de equipo, esto se hará basado en los requerimientos generales. Idealmente, este camino analítico dará la seguridad de que el desempeño global del sistema será aceptable desde antes de su construcción.

De estos dos caminos, obviamente el segundo es preferible. Como el primer camino involucra un mínimo de ingeniería, existe el riesgo que el desempeño total del sistema no sea aceptable O peor aún, que esto no se

detecte y se tomen decisiones sobre la base de un desempeño supuesto. Aún y cuando sea preferible, el segundo camino no es mágico. Las técnicas de diseño sistemático no siempre son claras; existe una falta de estándares en la clasificación de errores, así como una gran variedad en la forma en que los fabricantes de equipo reportan especificaciones de desempeño.

Previamente se ha establecido que el error de medición es un criterio fundamental de diseño. Dado que las mediciones se hacen para producir información, es fundamental que el diseñador inicie el proceso estableciendo las relaciones entre las diferentes etapas de señal, procesamiento de información y los requerimientos de precisión asociados con cada una de ellas. Una vez concluido lo anterior, se pueden utilizar estos resultados para establecer las incertidumbres permitidas en cada medición utilizando técnicas de propagación de error.

Estas técnicas permiten establecer requerimientos individuales de precisión basándonos en requerimientos reales de desempeño global Nuestra tarea, para cada medición, es asignar el error total de medición individual para cada componente en la cadena de medición (sensor, acondicionador de señal, amplificador, etc.), tal que cuando estos errores individuales sean combinados, el error total de medición no exceda el requerimiento de error total de medición.

8.2 Tipos de error y clasificaciones.

El error total de medición individual consiste tanto de componentes fijos como aleatorios, que se combinan conforme a la siguiente relación:

$$U = +/- \ (B_T + t_{\alpha} S_T) \qquad (8.1)$$

Donde:

$$B_T = (B_1^2 + B_2^2 + \ldots + B_n^2)^{1/2} \qquad (8.2)$$

$$S_T = (S_1^2 + S_2^2 + \ldots + S_n^2)^{1/2} \qquad (8.3)$$

B_1 y S_1 son errores de elementos asociados con el equipo de la cadena de medición y t_x es el multiplicador de la T student seleccionado basado en los grados equivalentes de libertad y nivel de confianza deseado.

Como no existen estándares disponibles, el diseñador esta en libertad de seleccionar algún método alterno para combinar errores Aquí hemos seleccionado la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados, basados en el supuesto de que, debido a la naturaleza probabilística de los errores, habrá algo de cancelación entre ellos.

Ya que se han seleccionado los elementos del equipo de la cadena de medición, se pueden utilizar las especificaciones del fabricante de cada elemento para identificar y cuantificar los errores individuales.

Desafortunadamente la falta de estándares dificulta la interpretación de las especificaciones de desempeño, tanto de los errores fijos como de los aleatorios. Así, las especificaciones deben interpretarse con buen juicio, se debe tener especial atención con errores de precisión, se asume que todos son 1 sigma.

Si examinamos los elementos de la cadena de medición, se puede definir que funcionalmente están dispuestos como:

- **Sensor.**
- **Acondicionador de señal.**
- **Amplificador y filtro.**
- **Multiplexer y convertidor.**
- **Reducción de datos y análisis.**

Cada uno de estos elementos tiene errores individuales, los cuales se revisarán en las siguientes secciones.

8.2.1 Errores de sensores.

Funcionalmente los sensores se utilizan para convertir fenómenos físicos en variables eléctricas. Para sensores pasivos, las especificaciones críticas generalmente incluyen características de desempeño tales como precisión, linearidad, histéresis, repetibilidad y estabilidad térmica.

8.2.1.1 Precisión.

Siempre existe un error en la conversión de fenómenos físicos a variables eléctricas. Generalmente los fabricantes lo especifican en relación con la plena escala del sensor. Como es un error fijo y cuantificable, se clasifica como un error de corrimiento (offset).

8.2.1.2 Linearidad.

La linearidad es una medida de la desviación de la relación entrada/salida con la relación lineal ideal y se determina analizando la relación de entrada a salida del dispositivo.

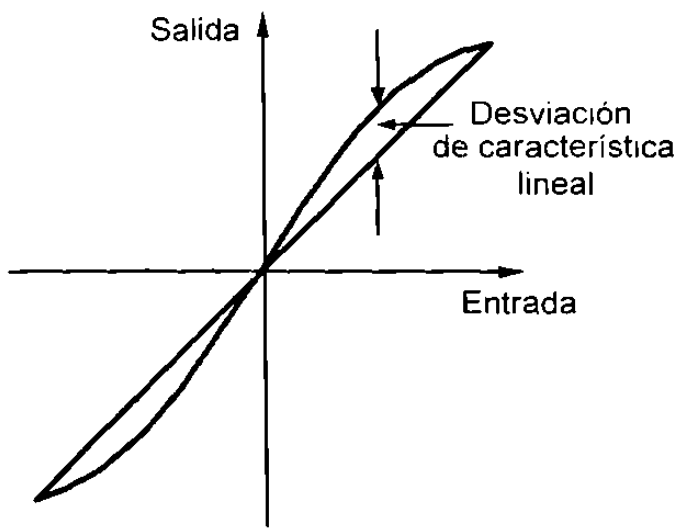


Figura 8.1 Error de linearidad.

Como se muestra en la figura 8.1, la linearidad se define como la desviación observada entre la respuesta entrada/salida real y la respuesta lineal definida por los puntos terminal. Dado que es un error fijo y por lo tanto clasificado como corrimiento, se puede cuantificar y compensar. La compensación se puede lograr mediante el uso de un polinomio.

8.2.1.3 Histéresis.

La histéresis se caracteriza por el hecho de que la salida del dispositivo, ante una entrada dada, varía con relación a la dirección de llegada (figura 8.2) y la magnitud de su cambio. Generalmente la histéresis se clasifica como error aleatorio y generalmente no se compensa.

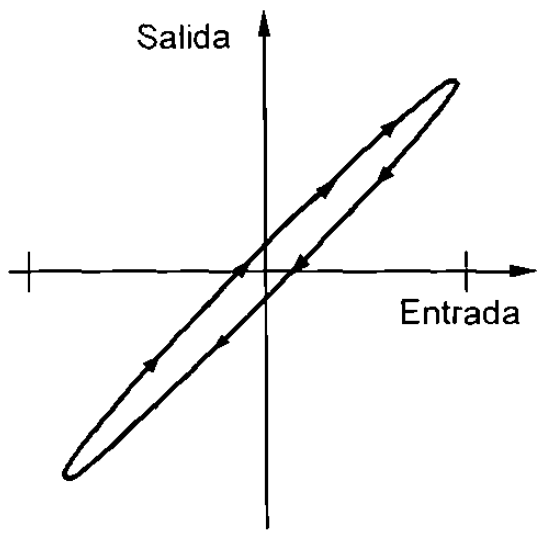


Figura 8.2 Error de histéresis.

8.2.1.4 Repetibilidad.

La repetibilidad se presenta como la variación en la salida al aplicar una entrada igual repetidamente. Esto se considera como un error aleatorio.

8.2.1.5 Estabilidad térmica.

Cuando un dispositivo esta sujeto a un cambio de temperatura, pueden variar tanto el desplazamiento (offset) como su sensibilidad. Ambos errores se consideran como aleatorios.

8.2.2 Errores de acondicionamiento de señal.

El acondicionador de señal utilizado depende de los requerimientos del sensor. Aquí solamente consideramos sensores pasivos, así los errores estarán relacionados con excitación y supresión. Los principales errores se atribuyen a variaciones en la fuente de poder e incluyen ondulación (rizado o ripple), estabilidad y regulación. Cada uno de estos errores es considerado como aleatorio.

Se puede lograr supresión ya sea por inserción de voltaje o balance resistivo. Si se utiliza la técnica de inserción de voltaje, deberán considerarse importantes los parámetros de ondulación (rizado), estabilidad y regulación de la fuente de voltaje de supresión.

Si se utiliza la técnica de balance resistivo, tiene que considerarse el error de no linearidad introducido por las resistencias (potenciómetro de balance en conjunto con la resistencia en serie).

8.2.3 Errores del amplificador.

Generalmente el amplificador es el primer dispositivo activo en la trayectoria de la señal y se utiliza para discriminar voltaje de modo común, compensar diferencias que pueden existir en potencial de cero, proveer amplificación para señales de bajo nivel y limitar el ancho de banda de la señal a través de filtros. Los errores asociados con cada una de estas funciones se describen en las siguientes secciones.

8.2.3.1 Voltaje de modo común.

La medida de la capacidad de un amplificador diferencial para discriminar voltajes comunes a ambas líneas de entrada se presenta en las especificaciones del fabricante como Razón de Rechazo de Modo Común (CMRR).

Esto normalmente se define, para amplificadores, como la razón de la ganancia de señal a la razón de la señal de modo normal que aparece en la salida (esto es, entre las dos terminales de salida) al voltaje de entrada de modo común. Esto se puede representar como:

$$\mathbf{CMRR = Ganancia \,/\, (\hat{e}_{vmc} \,/\, e_{vmc})} \qquad (8\ 4)$$

Donde $\hat{e}_{VMC}$ es el voltaje de modo normal que aparece en la salida como resultado del voltaje de modo común e_{VMC} en la entrada. Frecuentemente se expresa en términos de dB (decibeles) utilizando la siguiente relación:

$$\mathbf{CMRR,\ dB = 20 \log (CMRR)} \qquad (8.5)$$

Si podemos medir o estimar el VMC, podemos cuantificar el error utilizando la siguiente relación:

$$\mathbf{\hat{e}_{vmc} = (G)\,(e_{vmc})\,/\,\log^{-1}(\,CMRR,\ dB/20)} \qquad (8.6)$$

Es importante indicar que como los errores atribuibles a voltajes de modo común a menudo se relacionan con las diferencias de potencial a tierra, frecuentemente se ignoran. En aplicaciones de medidores de esfuerzo con una fuente de poder aterrizada, existe un voltaje de modo común de aproximadamente la mitad de la excitación. Este tipo de desplazamiento constante se clasifica como error de corrimiento y se puede compensar.

8.2.3.2 Modo normal.

Las diferencias en potencial cero (tierra o común) pueden generar voltajes de modo normal si las líneas de la señal no están balanceadas. Este error se presenta como una diferencia en voltaje entre las terminales de entrada del amplificador y por lo tanto no se pueden distinguir de una señal de entrada real. Debido a la variabilidad de este error, se le clasifica como un error aleatorio.

8.2.3.3 Amplificación.

Las especificaciones de desempeño estático para amplificadores típicamente incluyen linearidad, precisión de ganancia y coeficiente de temperatura. Como se mencionó, la linearidad se considera como error de corrimiento.

La precisión de ganancia se define como la desviación de la ganancia nominal. Como se muestra en la figura 8.3, este error es constante a un voltaje de entrada específico. Así, la precisión de ganancia se clasifica como un error de corrimiento.

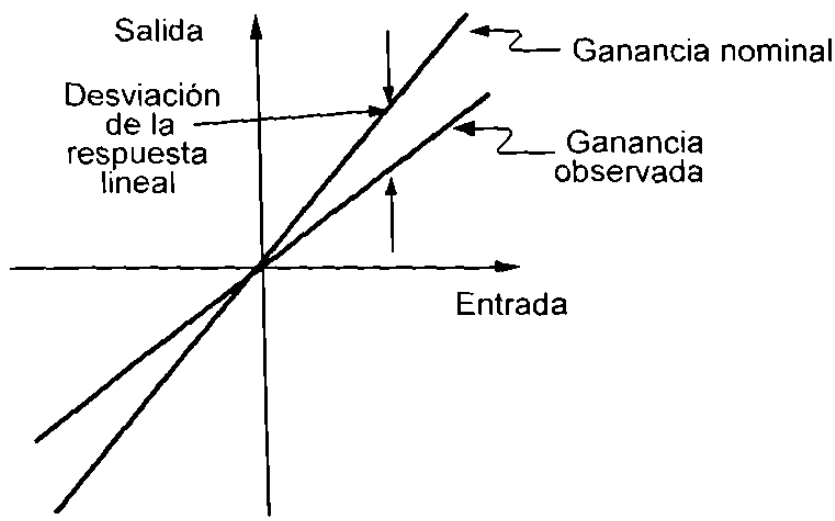


Figura 8.3 Error de precisión de ganancia.

La precisión de ganancia, desfasamiento y linearidad de un dispositivo se ven afectados por variaciones en la temperatura ambiente. Las especificaciones generalmente se expresan en términos de partes por millón (ppm) de plena escala por grado Centigrado.

Así, si un dispositivo que tiene un coeficiente de temperatura (Cotemp) con ganancia de ± 20° ppm / C está sujeto a variaciones de ± 5° C de su temperatura media, entonces el cambio resultante en la ganancia expresado en porcentaje de plena escala es:

$$\text{Cambio en ganancia, \%} = (\text{Cotemp})(\text{Cambio Temp.})(100) \qquad (8.7)$$

$$= (\pm 20 \text{ ppm} / {}^{\circ}\text{C})(5^{\circ}\text{c})\ (100)$$

$$= \pm 0.01\ \%$$

Debido a la variabilidad de los errores atribuibles ante cambios en la temperatura ambiente, se les clasifica como errores aleatorios. En este caso, cuando se calculan los efectos, se está expresando el cambio máximo esperado.

8.2.3.4 Filtrado.

El propósito primordial del filtrado es limitar el ancho de banda para reducir errores asociados con el muestreo. El filtro introduce tanto errores estáticos como dinámicos. Los errores estáticos se restringen generalmente a errores relacionados con ganancia tales como precisión de ganancia, linearidad y errores inducidos térmicamente tales como desplazamiento y ganancia

8.2.4 Multiplexado y conversión.

Los errores estáticos asociados con el multiplexado generalmente se restringen a interferencia del canal adyacente (cruce de señales) y precisión de transferencia (errores relacionados con ganancia) El cruce de señales se clasifica como error aleatorio.

Los errores estáticos asociados con la conversión de analógico a digital muestra errores relacionados con la ganancia (si el convertidor incluye, ya sea un amplificador de ganancia programable PGA o un circuito de muestreo y retención de señal), así como el error de cuantización atribuible a la conversión.

La cuantización se clasifica como un error aleatorio igual a ± 1/2 LSB, donde LSB es el valor del bit menos significativo. Por definición, los extremos de este error aleatorio son +/- 1/2 LSB.

8.2.5 Reducción de datos y análisis.

Otras fuentes de error (que a menudo se ignoran) son la reducción de datos y análisis. Así, aún cuando se presta especial atención al error atribuible a redondeo y truncamiento (especialmente para parámetros que requieren cálculos de doble precisión), los errores más significativos son los de corrimientos grandes desconocidos. Estos errores son aquellos causados por malas prácticas de operación y una falta de atención a los detalles de implementación por el ingeniero del sistema.

Así, por ejemplo, los diseñadores pueden tomar una decisión sin estar conscientes de las consecuencias de utilizar una sola muestra para caracterizar una medición que tiene una variación de amplitud con el tiempo, o el usar polinomios de interpolación no estándares para termopares

8.3 Modelos de error.

Los modelos de error ofrecen un apoyo sistemático al establecer el error del sistema, donde un sistema es la integración de equipo de diferentes fabricantes.

Esencialmente, un modelo de error es un plan estructurado de los diferentes componentes del sistema (incluyendo el sensor) que se requieren para realizar una medición. Una vez establecido el arreglo de los componentes y seleccionado el equipo, se puede determinar el desempeño compuesto

analizando las especificaciones de los diferentes fabricantes. Como algunas especificaciones están en términos de nivel estático, es importante que se seleccionen las ganancias y se calculen todos los errores en este nivel.

Primeramente se identifican los errores para cada componente del sistema y luego se clasifican como corrimiento o precisión Estos errores elementales luego se combinan usando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados para producir los errores de precisión y corrimiento del componente. Los diferentes errores de precisión y corrimiento de los componentes del sistema a su vez se asocian para establecer la precisión y corrimiento total del sistema y así la incertidumbre de medición.

Dependiendo de la medición que se vaya a hacer, se pudieran requerir diferentes tipos de modelos de error para un sistema multicanal. En esta forma se pudiera requerir desarrollar varios modelos de error para representar diversas mediciones a realizar. Para ilustrar esta técnica, en las siguientes secciones se presentan modelos de error para medición de voltajes analógicos, temperatura (tanto con termopares como RTD's) y con sensores medidores de esfuerzo.

8.3.1 Modelo de error para mediciones de voltaje analógico.

El modelo de error estático de voltaje analógico es el más sencillo, dado que se requiere menos equipo. Para que este completo cada componente, con la excepción del sensor y el ADC, asuma que tiene una etapa de ganancia y, por lo tanto, mostrará errores relacionados con la ganancia.

Adicionalmente, cada componente mostrará errores atribuibles a cambios de temperatura ambiente y ruido. Aún y cuando el filtro y el circuito de muestreo y retención afectan más el desempeño dinámico que el estático, estos se han incluido para mostrar el sistema completo

Los errores atribuibles a voltaje de modo común (VMC) son parte de los errores del amplificador diferencial, estos incluyen el de corrimiento $\hat{e}_{vmc}$

atribuible a las características inherentes al CMRR del amplificador diferencial y el de precisión de modo normal atribuible al VMC en conjunción con el desbalance en la línea de señal. Si $\hat{e}_{vmc}$ no es constante, este error debe clasificarse como aleatorio y no como error de corrimiento. Posteriormente se incluirán los errores relacionados con el VMC con los de los otros componentes del sistema.

Para cuantificar los errores, es necesario primeramente hacer lo siguiente:

1.- Definir niveles de señal. Se debe definir primeramente el rango de salida del sensor así como el punto que será analizado. Teniendo esto, se seleccionan simultáneamente las ganancias tanto del amplificador diferencial como del PGA, esto con el propósito de cubrir el rango completo del sensor y maximizar la resolución del ADC.

2.- Cuantificar el máximo cambio de temperatura ambiente para cada componente. Esto se usa, en conjunción con las especificaciones de desempeño térmico de cada componente, para establecer la variación máxima que se puede esperar.

3.- Cuantificar VMC. Esto se utiliza en conjunción con el CMRR del amplificador para establecer el error fijo de desfasamiento

4.- Cuantificar desbalance de línea. Esto se utiliza en conjunción con el VMC para determinar el error de modo normal.

Siguiendo este proceso, se analizan las especificaciones del fabricante para cada componente del sistema y en esta forma establecer los errores individuales. Hay que ser especialmente cuidadosos al revisar las hojas de especificaciones del fabricante, pues frecuentemente se agrupan varias especificaciones de error o no se reportan.

8.3.2 Modelo de error para mediciones de temperatura utilizando termopares.

Los termopares son dispositivos de medición diferencial, esto es, la FEM generada es función de la diferencia de temperatura entre la temperatura sensada desconocida y la junta de referencia Existen varias áreas relacionadas con la precisión:

Primeramente, existe una diferencia en la característica FEM-temperatura entre el alambre de termopar fabricado y los estándares publicados por el Buró Nacional de Estándares. Esto es consecuencia tanto de la pureza como la homogeneidad del material utilizado. La tabla 8.1 lista estos errores para varios termopares estándar, estos errores son errores de corrimiento.

Materiales del termopar	Tipo ISA	Rango TEMP.° C	Errores Estándar
Cobre/Constantan	T	-184 a –101 -101 a –59 -59 a 93 93 a 371	-- ± 2% Rdg ± 0.83 °C ± 0.75% Rdg
Hierro/Constantan	J	0 a 277 277 a 760	± 2.22 °C ± 0.75 % Rdg
Cromel/Constantan	E	0 a 315 315 a 871	± 1 7° C ± 0.5% Rdg
Cromel/Alumel	K	0 a 277 277 a 1260	± 2.22° C ± 0.75% Rdg
Platino-30% Rodio/Platino	B	871 a 1704	± 0.5% Rdg

Tabla 8.1 Errores típicos publicados para termopares.

Segundo, hay errores asociados con la medición del voltaje analógico. Las señales son de bajo nivel (menos de 100 mV) Como el rango de entrada del ADC es típicamente ± 5V o ± 10V, las señales de bajo nivel del termopar deben ser amplificadas para maximizar la resolución de la medición.

Las ganancias se seleccionan basándose en el rango del termopar y la plena escala de entrada del ADC y se utilizan para calcular los errores asociados con la medición de este voltaje.

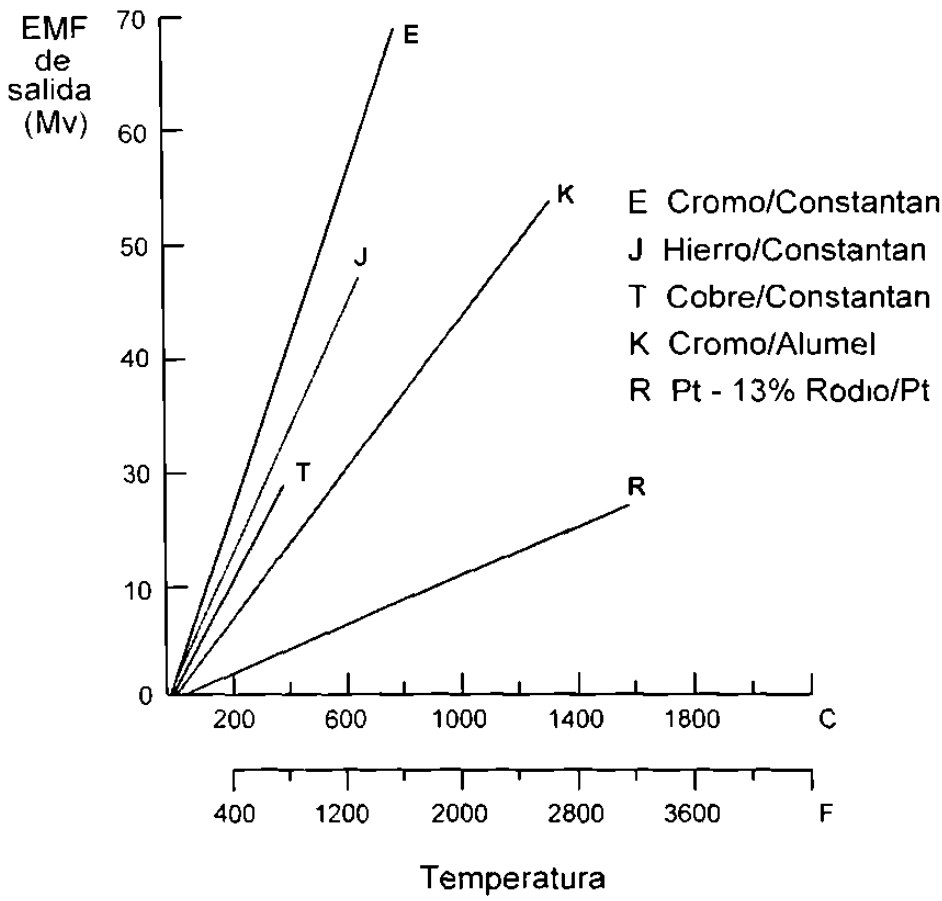


Figura 8.4 Curvas de FEM vs temperatura para termopares (0°C ref).

Tercero, hay un error asociado con la junta de referencia. Debido a que los termopares son dispositivos diferenciales, se requiere una junta de referencia.

Las juntas de referencia de temperatura pueden ser juntas de temperatura ambiente o juntas de temperatura constante. Si se utiliza una junta de temperatura ambiente, la temperatura debe de medirse en forma precisa. Esto normalmente se logra utilizando un RTD. Así, existen errores asociados con la medición de la temperatura de la junta utlizando un RTD.

Si en vez de la junta de temperatura ambiente se utiliza una junta de temperatura constante, hay errores asociados con el mantener esta temperatura constante. Existirá oscilación (ciclado) en la temperatura como resultado de la acción regulatoria del controlador de temperatura de la junta.

Independientemente del tipo de junta, el error total de medición es la raíz de la suma de los cuadrados del error de medición del voltaje analógico y el error asociado con, ya sea el medir la temperatura de la junta, o mantener esa temperatura constante.

Finalmente, existe un error asociado en convertir la medición del voltaje analógico en temperatura. Tradicionalmente se utilizan las tablas de FEM vs temperatura, que han sido publicadas por el Buró Nacional de Estándares, para convertir la medición de FEM a temperatura. Como las tablas son grandes y requieren interpolación, se han desarrollado y utilizado polinomios de varios tipos. Estos típicamente producen errores menores a ± 0.2° C.

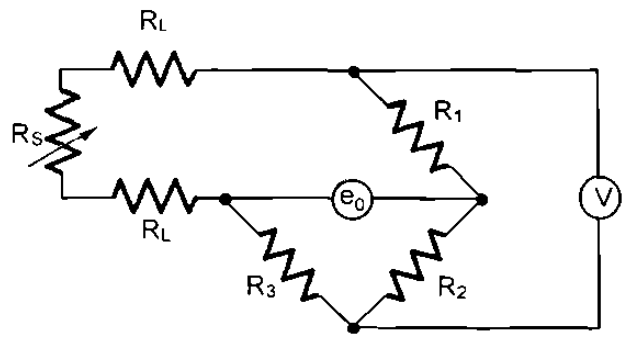
8.3.3 Modelo de error para medición de temperatura usando RTDs.

Los detectores de temperatura por resistencia (RTD) se utilizan frecuentemente en aplicaciones donde se requiere una medición más precisa que la que se puede lograr utilizando termopares. Los RTD operan bajo el principio de que la temperatura afecta la resistencia eléctrica de un metal.

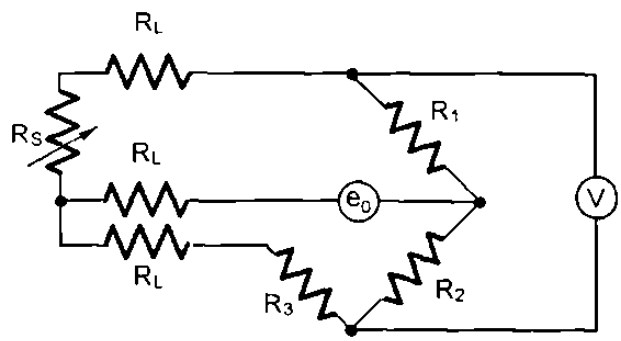
Así, si para un material dado se pueden determinar las características de resistencia vs temperatura y se puede desarrollar un medio para medir los cambios en la resistencia, entonces, a través de él se podrá medir temperatura

Aún y cuando los RTD se consideran resistencias variables, y por lo tanto sólo tienen dos líneas, a menudo se proveen en configuraciones de dos, tres ó cuatro líneas (figura 8.5).

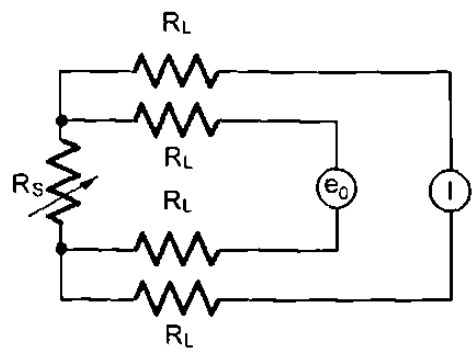
Como se muestra, tanto la configuración de dos como la de tres líneas se conectan normalmente como puentes de Wheatstone con un voltaje de excitación constante. La configuración de cuatro líneas generalmente no se utiliza en un arreglo de puente; en este caso se aplica una corriente constante para excitar el sensor.



a. Configuración de 2 hilos



b. Configuración de 3 hilos



c. Configuración de 4 hilos

Figura 8.5 Configuraciones comunes del circuito con RTD.

Los errores asociados con los RTD incluyen aquellos por autocalentamiento, acondicionamiento de señal y medición de voltaje analógico. Para identificar y cuantificar los errores en configuraciones de dos y tres líneas se puede analizar la relación de voltaje de salida del sensor con los diferentes componentes. Para configuraciones de tres líneas, se puede utilizar la siguiente relación:

$$e_o \quad V\begin{bmatrix} R + R_L & R_2 \\ R_S + 2R_L + R_3 & R_1 + R_2 \end{bmatrix} \qquad (8\ 8)$$

Donde R_1, R_2 y R_3 son resistencias para completar el puente, R_L es la resistencia de línea, V es el voltaje de excitación y R_s es la resistencia del sensor. Usando la serie de Taylor podemos obtener:

$$\Delta e_o \quad \frac{\partial e_o}{\partial R_S}\Delta R_S + \frac{\partial e_o}{\partial R_L}\Delta R_L + \frac{\partial e_o}{\partial V}\Delta V + \frac{\partial e_o}{\partial R}\Delta R_1 + \frac{\partial e_o}{\partial R_2}\Delta R_2 \frac{\partial e_o}{\partial R}\Delta R_3 + R$$

(8.9)

También interesa como cambia la salida (e_o) como resultado de los cambios en el sensor RTD. Así,

$$\Delta e_o = \frac{-(R_3 + R_L)\,V}{(R_S + 2R + R_3)^2}\ \Delta R_S \qquad (8.10)$$

Esta relación es no lineal. Este efecto de no linearidad se puede minimizar haciendo la resistencia R_3 mucho mayor que R_S (esto también es deseable para reducir el flujo de corriente a través del sensor y así minimizar efectos de calentamiento). Típicamente, si R_3 se escoge para que sea 100 veces mayor que R_S, el error de no linearidad es aproximadamente 0 1 porciento.

Para evaluar los efectos de las fluctuaciones en la fuente de poder, podemos usar.

$$\Delta e_0 = \frac{\partial e_0}{\partial V} \Delta V \qquad (8.11)$$

Donde:

$$\frac{\partial e_0}{\partial V} = \left[\frac{R_3 + R_L}{R_S + 2R_L + R_3} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \qquad (8.12)$$

Con esto tenemos un método para cuantificar los efectos de variaciones en la fuente de poder.

Los únicos errores de acondicionamiento de señal son aquellos atribuibles a variaciones en la fuente de poder (clasificados como errores aleatorios) y el error de no linearidad atribuible a la resistencia R_3 (clasificado como error de corrimiento).

Las ecuaciones 8.8 y 8.9 se pueden utilizar para cuantificar estos errores, así como para investigar los efectos de la resistencia de línea (clasificado como corrimiento) y las variaciones resultantes por cambios de temperatura en las resistencias para completar el puente (clasificados como errores aleatorios).

Ejemplo 8.1.

Definición del problema.

Sea un RTD de 100 Ω configurado en modo de tres líneas con resistencias para completar el puente (como se muestra en la figura 8.6) determine los efectos que una resistencia de línea, R_L, de 1.6 Ω (1.6 Ω es la resistencia equivalente de 100 pies de alambre AWG 22), tendría sobre el voltaje medido, e_0, si se utiliza un voltaje de excitación constante.

Solución.

Podemos hacer un simple análisis del circuito para determinar el cambio en el voltaje de salida e_0 con $R_L = 0$, y con $R_L = 1.6$ Ω. Esta diferencia se

puede utilizar para establecer la diferencia porcentual en e_0 que es atribuible a la resistencia de línea R_L.

Para $R_L = 0$, $e_0 = 0\ 0198396$ V

Para $R_L = 1.6\ \Omega$, $e_0 = 0\ 0178653$ V

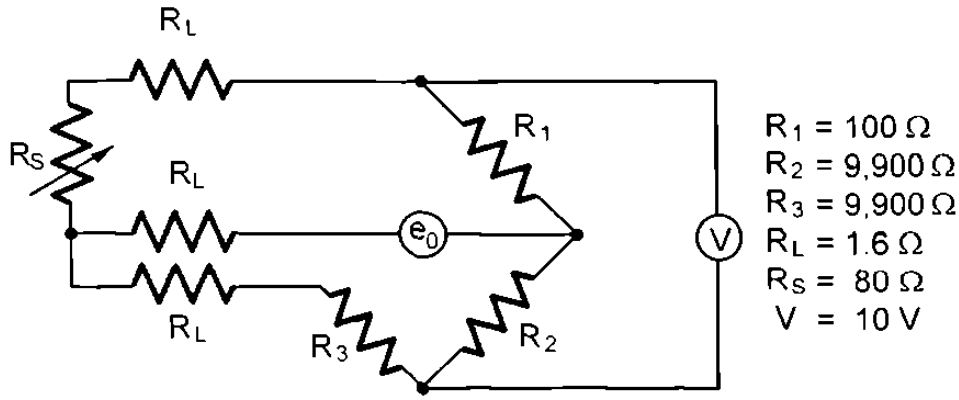


Figura 8.6 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's.

Así el error expresado en porcentaje de la lectura es

$$\text{Error, \%} = \frac{0.00197}{0.01984} \times 100 = 9\ 9\ \%$$

Un método alterno es utilizar la derivada parcial. Así,

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = \frac{(R_S - R_3)V}{(R_S + 2R_L + R_3)^2} = -986 \times 10^{-6}$$

El error que corresponde a una resistencia de línea 1 6 Ω es:

$$\Delta e_o = \frac{\partial e_o}{\partial R_L} \Delta R_L$$

$$\Delta e_o = (-986 \times 10^{-6})\ (1.6) = 0.00197\ \text{V}$$

Que es lo que se había determinado anteriormente

Nota: El error atribuible a la resistencia de linea es un error de corrimiento y se puede utilizar calibración para eliminarlo, asumiendo que la resistencia de línea se mantiene constante.

Ejemplo 8.2.

Definición del problema.

Considere que la resistencia de línea del ejemplo 8 1 está expuesta a un cambio de temperatura de 50° C y que el alambre tiene un coeficiente de temperatura de 4330 ppm / °C. Determine el error introducido en el voltaje medido e_0.

Solución.

El cambio en e_0 atribuible al cambio en R_L es:

$$\Delta e_o - \frac{\partial e_o}{\partial R_L} \Delta R_L$$

Donde:

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = \frac{(R_S - R_3)\ V}{(R_S + 2R_L + R_3)^2}$$

y

$$\Delta R_L = (4330 \text{ ppm / °C})\ (50°C)\ (1.6\ \Omega\ 10^{-6})$$

Utilizando los valores para R_2, R_3, y R_S del ejemplo 8.1, encontramos.

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = (-986 \times 10^{6})$$

$$\Delta R_L = 0.3464\ \Omega$$

Así, $$\Delta e_o = -341.6 \times 10^{-6}\ V$$

Expresado como porcentaje de error, tomando e_o = 0.01984 del ejemplo 8.1 tenemos:

$$\text{Error, \%} = \frac{-341\ 6 \times 10^{\ 6}}{0.01984} \times 100 \quad -1.7\%$$

Ejemplo 8.3.

Definición del problema.

Considere un RTD de 100 Ω configurado en modo de tres líneas con una corriente de excitación constante (como se muestra en la figura 8.7), determine los efectos que la resistencia de línea de 1 6 Ω tendría sobre el voltaje medido.

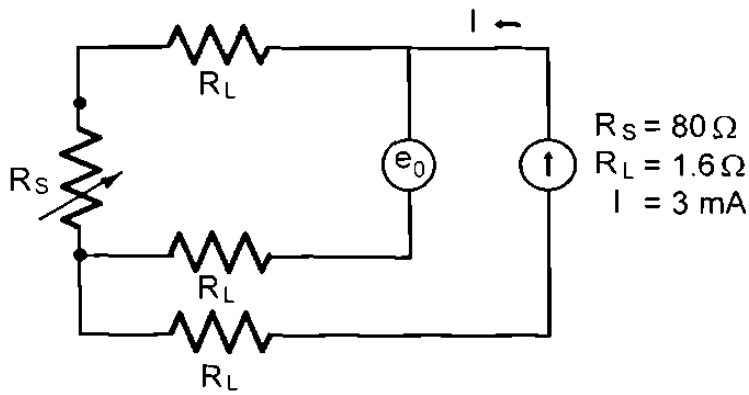


Figura 8.7 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's (caso de corriente de excitación constante).

Solución.

El efecto de R_L sobre e_0 se puede determinar como:

$$\Delta e_o = \frac{\partial e_o}{\partial R_L} \Delta R_L$$

Donde:

$$e_0 = I\,(R_S + R_L)$$

y

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = IR_s$$

Así:

$$\Delta e_0 = (0.24) + I\,\Delta R_L$$

Para $\Delta R_L = 1.6$:

$$\Delta e_o = 0.2448$$

El error expresado en porcentaje de e_o es:

$$\text{Error} = \% = \frac{0.0048}{0.24} \times 100 = 2\,\%$$

Este es un error fijo y puede ser eliminado con calibración.

Ejemplo 8.4.

Definición del problema.

Determine el efecto que la resistencia de linea R_L, tiene sobre una configuración de cuatro líneas de un RTD de 100 Ω con corriente de excitación aplicada constante (figura 8.8).

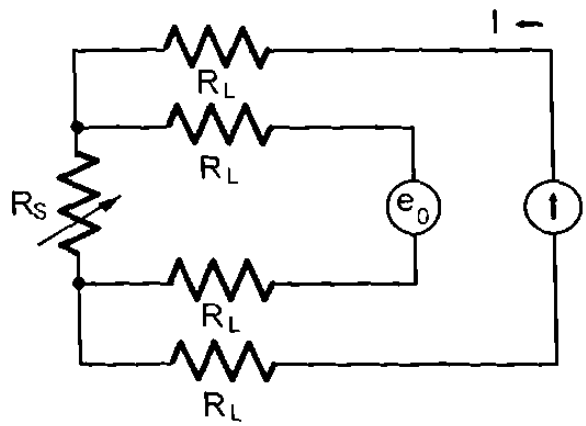


Figura 8.8 Efecto de resistencia de linea en medición de temperatura utilizando RTD's (en configuración de 4 líneas).

Solución.

La salida, e_o, se puede describir como:

$$e_0 = R_S I$$

Así, R_L no tiene ningún efecto sobre e_0.

8.3.4 Modelo de error para mediciones de esfuerzo.

Fenómenos físicos como presión y fuerza utilizan técnicas de medición de esfuerzo para convertir su valor a magnitudes eléctricas.

Los medidores de esfuerzo son sensores pasivos y por lo tanto requieren excitación. Adicionalmente, el puente puede tener un desfasamiento constante en medición cero a consecuencia de la degradación de los componentes

Para maximizar la resolución del sistema, es deseable suprimir este desfasamiento. Esto se puede lograr ya sea insertando un voltaje igual de polaridad opuesta en serie con la línea de señal o aplicar resistencias distintas a las líneas activas del puente.

Los errores principales asociados con sensores medidores de esfuerzo son aquellos relacionados con acondicionamiento de señal, medición de voltaje de salida analógico y error de VMC inherente (asumiendo que se utiliza una fuente de excitación aterrizada).

En los errores de acondicionamiento de señal están las variaciones en la fuente de poder de excitación (clasificados como errores aleatorios) y errores relacionados con la supresión de desfasamiento.

Si se utiliza la técnica de supresión con voltaje, entonces las variaciones en la fuente de poder de supresión son errores críticos. Estos generalmente se clasifican como errores aleatorios.

Si en vez de supresión con voltaje, se utiliza la técnica de balance resistivo, el error principal que resulta de aplicar resistencias a los brazos activos del puente es no linearidad (clasificado como corrimiento)

El error de VMC inherente es resultado de tener un VMC de aproximadamente la mitad de la excitación del puente presente en todo momento, este se clasifica como error de corrimiento.

Para evaluar los efectos de variaciones en la fuente de poder de excitación, se utiliza la siguiente técnica. La sensibilidad del medidor de esfuerzo generalmente se expresa en términos de voltaje de salida (e_0) por volt de excitación (por ejemplo, 3 mV/ V para plena escala). Si se aplica una excitación de E, la salida es:

$$\mathbf{e_0 = C\ E} \qquad (8.13)$$

Donde C es la sensibilidad a plena escala.

El efecto de un cambio en el voltaje de excitación (ΔE) es:

$$\Delta e_o = \frac{\partial e_o}{\partial E}\ \Delta E \qquad (8.14)$$

Donde:

$$\frac{\partial e_o}{\partial E}\ C \qquad (8.15)$$

Así,

$$\Delta e_0 = C\ \Delta E \qquad (8.16)$$

En términos de porcentaje, tenemos:

$$\frac{\Delta e_o}{e_o} = \frac{C\ \Delta E}{e_o} \qquad (8.17)$$

Substituyendo para e_0:

$$\frac{\Delta e_o}{e_o} = \frac{C\ \Delta E}{C\ E} = \frac{\Delta E}{E} \qquad (8\ 18)$$

Así, una variación porcentual en el voltaje de excitación produce un cambio porcentual equivalente en la sensibilidad del puente De acuerdo a esto, si el voltaje de excitación cambia en ± 0.1 porciento, esto es equivalente a un cambio de ± 0.1 porciento en la salida del puente.

8.4 Sumario.

Los modelos de error estático presentados en esta sección proveen un método para cuantificar errores de medición basado en equipo seleccionado. Así, permite comparar directamente el desempeño de diferentes configuraciones.

Con esto se puede conocer cómo se combinan los errores y el desempeño global de los componentes para establecer un presupuesto de error de medición. Podemos establecer presupuestos considerando los diferentes tipos de mediciones que se harán utilizando un sistema multicanal, luego podemos determinar especificaciones para los componentes de medición.

En este tema se han tratado los errores estáticos de varias mediciones típicas analizando la relación del sensor con el sistema de datos. Se han cubierto técnicas simples de análisis que pueden ayudarnos a entender los errores, y aún para descubrir grandes corrimientos de potencial desconocidos tales como los causados por R_L para RTD's.

Los errores que se han tratado son errores estáticos. Existen otros que llamaremos dinámicos que se relacionan al proceso de muestreo. Este se trata en el siguiente tema.