



Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Control Automático

Título: Metodología para el diseño de medios de medición de
temperatura con termopar

Tesis en opción al título académico de Máster en Automática

Autora: Saddid Lamar Carbonell

Tutor: Dr. Arquímedes Salazar Mustelier

2013

“Año 55 de la Revolución”

Agradecimientos

A Arquímedes, por enseñarme con rigor los conocimientos obtenidos durante la investigación.

A mi familia, porque sin su apoyo y comprensión no hubiera podido hacer este trabajo.

A Enrique Castro, por su preocupación en todo momento y ser fiel amigo.

A Julio Fong, por sus consejos oportunos y apoyo.

A mis compañeros de trabajo, por estar siempre presentes y ayudarme en todo lo que pudieron para que pudiera seguir adelante con esta investigación.

A mis amigos, porque sé que con ellos siempre puedo contar.

Dedicatoria

A Amelie, mi hija querida, por ser el centro de mi vida.

A Jadid, por ser mi esposo y mejor amigo.

Resumen

En el presente trabajo se propone una metodología de diseño de medios de medición, de temperatura con termopar, analógicos y digitales. Para ello se caracterizan desde el punto de vista gnoseológico, histórico y actual dichos medios de medición, se analizan las principales características metrológicas que se deben tener en cuenta en el diseño de los mismos, así como diferentes variantes de circuitos electrónicos empleados en estos, sus principales fuentes de error y algunos métodos de lucha contra interferencias. Además, se desarrolla un ejemplo empleando la metodología propuesta, el cual se simula empleando los softwares OrCAD PSpice, LabVIEW y MATLAB.

Índice

Introducción.....	1
Capítulo I. Caracterización de los medios de medición de temperatura con termopar y los circuitos electrónicos empleados en los mismos.....	4
1.1 Caracterización gnoseológica de los medios de medición de temperatura con termopar.....	4
1.1.1 Termopar.....	4
1.1.2 Circuitos electrónicos que dan solución a los problemas de la medición de temperatura con termopar.....	9
1.2 Características metrológicas de los medios de medición.....	13
1.3 Errores en los medios de medición de temperatura con termopar.....	16
1.3.1 Errores en los voltímetros magnetoeléctricos.....	16
1.3.2 Fuentes de error en los amplificadores inversores y no inversores.....	17
1.3.3 Otras componentes aditivas del error en los medios de medición de temperatura con termopar.....	24
1.4 Técnicas de defensa contra interferencias empleadas en los medios de medición con termopar.....	31
1.4.1 Etapa de entrada diferencial.	32
1.4.2 Amplificadores de aislamiento.....	35
1.4.3 Apantallamiento y torsión de los alambres.....	36
1.4.4 Integración.....	37
1.5 Error en los circuitos electrónicos.	45
1.6 Caracterización actual de los medios de medición de temperatura con termopar.....	47
Capítulo II. Metodología para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metrológicas predefinidas.....	49
2.1 Metodología propuesta para el diseño de medición de temperatura con termopar con características metrológicas predefinidas.....	49
2.2 Desarrollo de la metodología con un ejemplo.....	61
2.3 Simulación del medio de medición diseñado.....	70
Conclusiones generales.....	74
Recomendaciones.....	75
Bibliografía.....	76
Anexo 1. Tablas de los coeficientes c_i y a_i de los polinomios de los termopares K, J, E, R.....	78
Anexo 2. Aplicaciones de los termopares más populares.....	79
Anexo 3. Clases de tolerancia para los termopares (junta de referencia en °C).....	80

Introducción

La medición de temperatura es muy común en todos los procesos y en los sistemas de control. Se miden temperaturas en diversos rangos como por ejemplo de $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ en sistemas de refrigeración, de 0 a $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ en sistemas de climatización, hasta 1600°C en la metalurgia para el procesamiento y refinación de metales y temperaturas muy altas, por encima de los $2000\text{ }^{\circ}\text{C}$, en los sistemas de plasma.

En el mercado se comercializa una gran gama de instrumentos de medición de temperatura, entre los que se encuentran: termómetros de vidrio, termómetros bimetálicos, elementos primarios de bulbo y capilar rellenos de líquidos, gas o vapor, termómetros termoeléctricos, pirómetros de radiación, termómetros de resistencia, termómetros ultrasónicos, termómetros de cristal de cuarzo, etc. [6].

El termopar es el sensor del termómetro termoeléctrico y sus ventajas hacen de este medio de medición uno de los más empleados a escala industrial y de laboratorio, estas son:

1. Gran campo de medición de temperatura.
2. Estabilidad, robustez, flexibilidad y fiabilidad elevadas en multitud de medios.
3. Tiempo de respuesta en el orden de las décimas de segundos.
4. Hay modelos de bajo precio que cumplen con las características requeridas en la mayoría de las aplicaciones [7].

Los distintos fabricantes, ajustados a normas internacionales, establecen la composición de los metales que forman los termopares y los cables de compensación, lo que permite intercambiabilidad no solo de los elementos primarios sino también de los medios de medición (indicadores, registradores, transmisores y controladores de temperatura).

Sin embargo, se ha demostrado que los principales errores que se comenten en la medición con este sensor se deben a las características propias del mismo. Estas características indeseables, que a menudo se identifican en el texto como problemas en la medición con termopar, son las siguientes:

1. La fuerza electromotriz (f.e.m.) generada por el termopar es muy pequeña (en el orden de los mV), por lo que no se puede conectar directamente a un convertidor analógico – digital.
2. La característica f.e.m. generada contra temperatura no es lineal.
3. La f.e.m. generada depende de la temperatura en la junta de medición y en la junta de referencia.

Es importante resolver estos inconvenientes, pues de ello depende la calidad de la medición. Esto se lleva a efecto, por lo general, en el circuito electrónico que conforma al medio de medición de temperatura con termopar. El cual se debe diseñar partiendo de las características metrológicas prefijadas para dicho medio de medición, pues estas definen el tipo de componente a emplear. Sin embargo, no siempre esto se tiene en cuenta y se desconocen las características metrológicas del medio de medición diseñado, lo que trae como consecuencia que no se conozca el error de la medición y, por consiguiente, el resultado de esta carece de validez.

Las características metrológicas de un medio de medición, tales como: campo de medición, error, linealidad, tiempo de respuesta, entre otras, determinan el empleo del mismo en determinados procesos o aplicaciones. Por tal motivo resulta de suma importancia saber

cómo determinarlas e interpretarlas a partir de la hoja de datos que proporcionan los fabricantes de los medios de medición.

Por otra parte, en industrias y centros de estudios, es muy común seleccionar el termopar según el campo de medición de la variable a medir, el tipo de ambiente al que se va a exponer, etc. Pero para el diseño del medio de medición de temperatura con termopar, muchas veces, no se realiza un estudio previo de la mejor solución a los problemas del termopar, ni se seleccionan sus componentes atendiendo a características metrológicas predefinidas, o no se efectúa el cálculo de las mismas luego de terminado el diseño del circuito. Esto limita el empleo del termómetro termoeléctrico implementado a aplicaciones con bajos requerimientos de precisión.

Hasta el momento no se conoce una metodología o procedimiento que permita diseñar medios de medición de temperatura con termopar, a partir de características metrológicas predefinidas. Teniendo en cuenta todo lo antes expuesto, se plantea el siguiente diseño de la metodología de la investigación científica:

Problema científico: Carencia de una metodología para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar, a partir de características metrológicas predefinidas.

Objeto: Medios de medición de temperatura con termopar.

Objetivo: Desarrollar una metodología que facilite el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metrológica predefinidas.

Campo de acción: Circuitos electrónicos empleados en la medición de temperatura con termopar.

Hipótesis: Si se logra desarrollar una metodología para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metrológica predefinidas, se podrá facilitar la concepción de los mismos con mejores características, y se obtendrá una fundamentación teórica que elevará la preparación de estudiantes, profesores e investigadores del tema.

Para dar cumplimiento al objetivo de la investigación se trazan las siguientes **tareas**:

1. Caracterizar desde el punto de vista gnoseológico, histórico y actual los medios de medición de temperatura con termopar y los circuitos electrónicos empleados en los mismos.
2. Desarrollar la metodología para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metrológica predefinidas.
3. Desarrollar un ejemplo empleando dicha metodología.
4. Simular el diseño obtenido empleando softwares profesionales.

Las **técnicas y métodos** empleados en la investigación son:

1. Análisis de fuentes documentales.
2. Técnicas y métodos empíricos: observación y entrevistas a los expertos.
3. Método histórico – lógico.
4. Método de análisis – síntesis.
5. Métodos experimentales: diseño y simulación.

Aporte de la investigación: Una metodología que facilite el diseño de medios de medición de temperatura con termopar a partir de características metrológicas predefinidas, además

de una fundamentación teórica que permitirá elevar la preparación de estudiantes, profesores e investigadores del tema.

La tesis se encuentra organizada de la siguiente forma: una introducción general en la que se exponen las principales motivaciones que llevaron a la realización de esta investigación y en la cual se encuentra además, la fundamentación del diseño metodológico de la misma. Dos capítulos que constan de introducciones y conclusiones parciales para una mejor comprensión de los objetivos de los mismos, estos a su vez, se encuentran organizados por epígrafes. Finalmente se dan las conclusiones generales, recomendaciones, bibliografía y anexos.

En el Capítulo I se expone lo gnoseológico, histórico y actual de los medios de medición de temperatura con termopar y de los circuitos electrónicos empleados en los mismos. Para ello se tratan temas como: la estructura de estos medios de medición, las definiciones de las principales características metrológicas que se deben tener en cuenta en el diseño de los mismos, los diferentes esquemas de circuitos electrónicos con los que se resuelven los problemas del termopar y análisis de sus principales fuentes de error y algunos métodos de lucha contra interferencias.

En el Capítulo II se expone la metodología propuesta para facilitar el diseño de los medios de medición de temperatura con termopar digitales y analógicos. Además, se desarrolla un ejemplo con el uso de la misma y el diseño obtenido se simula empleando software como: OrCAD PSpice, LabVIEW y MATLAB.

Capítulo I. Caracterización de los medios de medición de temperatura con termopar y los circuitos electrónicos empleados en los mismos

Introducción

En este capítulo se expone lo conceptual, histórico y actual de los medios de medición de temperatura con termopar y de los circuitos electrónicos empleados en los mismos. Para ello se tratan temas como: estructura de los termómetros termoelectrónicos, teoría del termopar y sus ventajas y desventajas, el análisis de diferentes esquemas de circuitos electrónicos empleados en estos medios de medición, las principales características metrológicas a tener en cuenta en el diseño de los mismos, así como sus fuentes de error fundamentales y diferentes métodos de lucha contra interferencias.

1.1 Caracterización gnoseológica de los medios de medición de temperatura con termopar.

Los medios de medición de temperatura construidos con termopares se llaman termómetros termoelectrónicos. Estos están estructurados como se ilustra en el esquema de la figura 1.1.

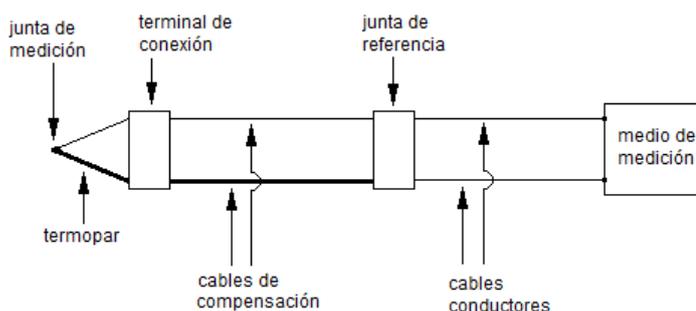


Figura 1.1. Esquema de un termómetro termoelectrónico.

En la figura 1.1 la junta de medición es la soldadura del par termoelectrónico que está expuesta a las variaciones de temperatura del medio medido. El terminal de conexión es el punto de unión entre el termopar y los cables de compensación. Estos últimos se emplea cuando el material del termopar es costoso (por ejemplo Pt Rh – Pt) y tiene las mismas características termoelectrónicas que el sensor en cuestión, dentro de un margen de temperaturas [7]. La junta de referencia es la parte del circuito que debe mantenerse a temperatura constante o de lo contrario compensar las variaciones de temperaturas para evitar errores en la medición. Esta se conecta al medio de medición a través de los cables conductores, que generalmente son de cobre. El medio de medición es el encargado de medir la f.e.m. generada por el termopar e indicar o transmitir una señal proporcional a la temperatura medida.

1.1.1 Termopar.

Vulgarmente se le llama termopar al termómetro termoelectrónico, pero estrictamente hablando, el termopar no es más que el elemento primario de este medio de medición [1]. Este pertenece a la familia de los sensores generadores, los cuales no son más que aquellos que generan una señal eléctrica a partir de la magnitud que miden, sin necesidad de una alimentación eléctrica [20].

Los sensores termoeléctricos, como también se le llama al termopar, se basan en dos efectos reversibles, el efecto Peltier y el efecto Thomson. Esto fue descubierto por Seebeck, demostrando que cuando dos conductores homogéneos distintos se unen y sus extremos son sometidos a diferentes temperaturas, entre ellos circula una corriente provocada por la f.e.m. resultante de las f.e.m. de origen térmico generada en las uniones, las cuales dependen de la temperatura en la unión y la naturaleza de los conductores [24].

Una f.e.m. térmica se origina en un circuito o porción de este cuando el calor se convierte en energía eléctrica, o viceversa (excluyendo el calor i^2R), de ahí la naturaleza reversible de los efectos Thomson y Peltier [1].

Principio del funcionamiento de los termopares.

La f.e.m. Thomson tiene lugar cuando una varilla conductora sostenida por aislantes es sometida a calor en uno de sus extremos, de este modo se establece un gradiente de temperatura a lo largo de la misma [1]. Esto provoca la acumulación de carga negativa en el extremo más frío, creándose un campo eléctrico dentro de la varilla. Dicho campo genera una f.e.m. conocida como fuerza electromotriz Thomson, por haber sido sir William Thomson quien la descubrió. Está depende del material que forma al conductor y de la diferencia de temperatura entre sus extremos.

La f.e.m. Peltier surge cuando dos conductores distintos a la misma temperatura se ponen en contacto. Bajo esas condiciones habrá una difusión de electrones del uno al otro a menos que el gas electrónico dentro de cada uno tenga la misma presión. La reagrupación de electrones continúa hasta que se establece en la soldadura un campo eléctrico de intensidad suficiente para que se alcance el equilibrio. La soldadura de ambos metales se convierte entonces en un origen de f.e.m. denominada fuerza electromotriz Peltier en honor a Jean C. Peltier (1785 - 1845). La f.e.m. Peltier depende de ambos metales y de la temperatura de la soldadura entre ellos. [1].

Si se considera un circuito cerrado formado por dos metales diferentes A y B como indica la figura 1.2. Una soldadura se encuentra a la temperatura T_1 y la otra a T_2 . Hay necesariamente un gradiente de temperatura en ambos metales, de modo que se creará una f.e.m. Thomson en cada uno. Por tanto, dado que las soldaduras están a temperaturas distintas, las fuerzas electromotrices Peltier en las soldaduras son distintas. La f.e.m. neta en el circuito es entonces la suma algebraica de las dos fuerzas electromotrices Thomson y de las dos fuerzas electromotrices Peltier. La f.e.m. neta no es, en general, nula y, por consiguiente, existirá una corriente en el circuito mientras ambas soldaduras estén a temperaturas diferentes. Este fenómeno fue observado por primera vez en 1821 por Thomas J. Seebeck (1770 - 1831) y la f.e.m. neta se denomina fuerza electromotriz Seebeck [1].

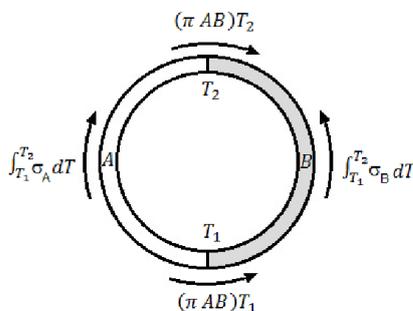


Figura 1.2. Efectos Thomson y Peltier en un par termoeléctrico.

Si las fuerzas electromotrices individuales tienen los sentidos representados en la figura 1.2, y se considera como positivo el sentido de las agujas del reloj, la f.e.m. Seebeck es [1]:

$$e_{AB} = (\pi_{AB})_{T_2} - (\pi_{AB})_{T_1} + \int_{T_1}^{T_2} (\sigma_A - \sigma_B) dT, \quad (1.1)$$

donde: $(\pi_{AB})_{T_i}$ es la f.e.m. Peltier a la temperatura T_i y σ_A y σ_B son los coeficiente de Thomson de los metales A y B, respectivamente.

El circuito de la figura 1.2 se denomina par termoeléctrico. La f.e.m. de un par termoeléctrico nunca es muy grande (en el orden de los mV), aún con grandes diferencias de temperatura entre las soldaduras. Los pares termoeléctricos tienen gran valor práctico como medio para medir temperatura. La f.e.m. del par depende de la temperatura de las soldaduras. Si se mide, por consiguiente, la f.e.m. manteniendo una soldadura a una temperatura conocida, puede determinarse la temperatura de la otra si se sabe también el valor de la f.e.m. generada por el termopar [1].

En la práctica no se recurre a la expresión (1.1) para obtener la f.e.m. generada por el termopar a partir de una temperatura medida, debido a la dificultad de evaluar las f.e.m. de las cuales esta es resultante. Por ello se obtienen tablas que relacionan estas dos magnitudes (tensión generada por el termopar con la temperatura de su unión de medición), para una temperatura de referencia de 0°C [7]. Cada tipo de termopar tiene su propia tabla. Estas son establecidas a través de normas, por ejemplo: CEI IEC 60584-1.

Para obtener dichas tablas, primero el termopar es sometido a la temperatura de cada punto fijo de la escala internacional de temperatura. Luego con los valores de la f.e.m. generada en cada punto se obtiene un polinomio como el que sigue:

$$e(^{\circ}t) = c_0 + c_1 \cdot ^{\circ}t + c_2 \cdot ^{\circ}t^2 + \dots + c_n \cdot ^{\circ}t^n, \quad (1.2)$$

donde: $^{\circ}t$ es la temperatura en °C, y $c_0, c_1, c_2, \dots, c_n$ son coeficientes cuyos valores dependen del tipo de termopar y el campo de medición de dicho sensor.

Tanto el orden del polinomio como los coeficientes correspondientes a cada tipo de termopar se establecen a través de normas, donde además se definen los polinomios inversos característicos de los termopares, estos, de forma general, se expresan como sigue:

$$^{\circ}t = a_0 + a_1 \cdot e(^{\circ}t) + a_2 \cdot e(^{\circ}t)^2 + \dots + a_n \cdot e(^{\circ}t)^n, \quad (1.3)$$

donde: $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ son coeficientes que dependen del tipo de termopar y del rango de temperatura en que este se use [10]. Los primeros 10 coeficientes de los termopares más populares se muestran en el anexo 1.

A partir del estudio del par termoeléctrico se desprendieron las leyes termoeléctricas, estas se enuncian a continuación:

Ley del circuito homogéneo. Es imposible mantener una corriente en un circuito formado por un solo metal homogéneo (aunque se varíe su sección) por la aplicación de calor solamente [1].

Ley de los metales intermedios (o ley de los contactos intermedios). Cuando se tienen diversos metales en contacto y hay cierto número de soldaduras a temperaturas cualesquiera, la fuerza electromotriz del sistema no se altera porque se rompa una de las

soldaduras y se intercale una serie de metales cualesquiera en contacto, con tal de que todos estén a la misma temperatura que presentaba la soldadura rota [1].

La demostración matemática de esta ley se puede realizar al conectar al par termoeléctrico un medio de medición para medir la f.e.m. generada. Esta última, como su valor está en el orden de los milivolt, se puede medir empleando un milivoltímetro (mV), que puede ser conectado como se muestra en la figura 1.3, donde se utiliza un tercer conductor C, formándose dos nuevos termopares.

En el esquema mostrado en la figura 1.3 se cumple que:

$$e(^{\circ}t) = e_{CA}(^{\circ}t_2) + e_{AB}(^{\circ}t_1) + e_{BC}(^{\circ}t_2), \quad (1.4)$$

donde: $e(^{\circ}t)$ es la f.e.m. resultante del termopar, $e_{AB}(^{\circ}t_1)$ es la f.e.m. del termopar principal formado por los conductores A y B a la temperatura $^{\circ}t_1$, $e_{CA}(^{\circ}t_2)$ y $e_{BC}(^{\circ}t_2)$ son las f.e.m. de los termopares adicionales formados por los conductores C y A, y B y C, respectivamente, a la temperatura $^{\circ}t_2$ [24].

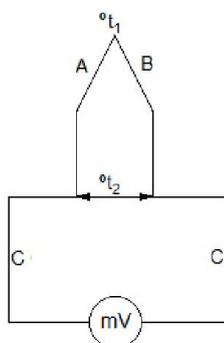


Figura 1.3. Conexión del instrumento al termopar.

Como la temperatura en los puntos de unión de los termopares formados por los conductores CA y BC son iguales a $^{\circ}t_2$, se cumple que:

$$e_{BC}(^{\circ}t_2) + e_{CA}(^{\circ}t_2) = e_{BA}(^{\circ}t_2) = -e_{AB}(^{\circ}t_2). \quad (1.5)$$

Si se sustituye este resultado en la ecuación (1.3) se obtiene:

$$e(^{\circ}t) = e_{AB}(^{\circ}t_1) - e_{AB}(^{\circ}t_2). \quad (1.6)$$

La expresión (1.6) muestra que la indicación del instrumento es proporcional a la diferencia de las funciones para $^{\circ}t_1$ y $^{\circ}t_2$, pero para que esto se cumpla, los extremos del termopar en la junta de referencia deben de estar a la misma temperatura, lo que implica que deben estar cerca uno del otro [24].

Del análisis anterior se puede concluir que, la f.e.m. de origen térmico generada por el termopar se puede expresar de la forma siguiente:

$$e(^{\circ}t) = f(^{\circ}t_1) - f(^{\circ}t_2), \quad (1.7)$$

donde: $f(^{\circ}t_1)$ y $f(^{\circ}t_2)$ son las funciones para las temperaturas de los extremos del termopar [24]. Esto constituye uno de los principales problemas del termopar.

Ley de las temperaturas intermedias. Cuando se tienen dos soldaduras (juntas de medición y de referencia) cuyas temperaturas son t_1 y t_2 y pasan a ser t_2 y t_3 , respectivamente, y si finalmente la primera adquiere la temperatura t_2 y la segunda se mantiene a t_3 , la fuerza

electromotriz en este último caso es igual a la suma de las fuerzas electromotrices que aparecen en los dos casos anteriores. Esto se escribe:

$$e_3 = e_1 + e_2 \quad (1.8)$$

La ecuación anterior es la expresión matemática de la ley de las temperaturas intermedias, cuya demostración se encuentra en [1].

Materiales de los termopares.

Los termopares se construyen con metales básicos o aleaciones, o bien, con metales nobles (platino, rodio, iridio) [1]. En la tabla 1.1 se relacionan los termopares más empleados, conjuntamente con su correspondiente campo típico y designación de acuerdo con las normas ANSI.

Tabla1.1. Termopares más comunes.

Material de la unión	Rango Típico (°C)	Designación
Pt6%/Rodio – Pt(30%)/Rodio	38 a 1800	B
Tungsteno(5%)/Renio–Tungsteno(26%)/Renio	0 a 2300	C
Cromo- Constantan	0 a 982	E
Hierro – Constantan	0 a 760	J
Cromo – Aluminio	-184 a 1260	K
Pt(13%)/Rodio – Pt	0 a 1593	R
Pt(10%)/Rodio – Pt	0 a 1538	S
Cobre- Constantan	-184 a 400	T

Los termopares relacionados en la tabla se dividen en dos subgrupos: el de los metales nobles (tipos B, R y S) y el de los metales básicos (tipo K, E, J y T). Los primeros tienen, generalmente, una excelente resistencia a la corrosión y se emplean para medir altas temperaturas y exceden los márgenes que se pueden alcanzar con los metales básicos o cuando hay problemas de compatibilidad química (ver anexo 2), sin embargo producen f.e.m. más pequeñas que los segundos [21].

El error presente en los diferentes tipos de termopares está determinado por clases. Estas se definen de la 1 a la 3 en la norma CEI IEC 60584-2 (ver anexo 3), mientras mayor es la clase mayor es el error del sensor.

Ventajas y desventajas del termopar como sensor de temperatura.

Entre las ventajas que ofrecen los termopares respecto a otros sensores de temperatura, tenemos las siguientes:

1. Gran campo de medición de temperatura.
2. Estabilidad, robustez, flexibilidad y fiabilidad elevadas en multitud de medios.
3. Tiempo de respuesta en el orden de las décimas de segundos.
4. Hay modelos de bajo precio que cumplen con las características requeridas en la mayoría de las aplicaciones [7].

Sin embargo presentan las siguientes desventajas:

- 1 Necesidad de conocer o compensar la temperatura en la junta de referencia.
- 2 No linealidad en la relación tensión – temperatura.
- 3 Generan bajos niveles de tensión.

1.1.2 Circuitos electrónicos que dan solución a los problemas de la medición de temperatura con termopar.

En la figura 1.4 se muestran los diagramas en bloques de los circuitos electrónicos que dan solución a los problemas de la medición de temperatura con termopar, en a) la solución es analógica y en b) digital. En estos esquemas los símbolos usados representan lo siguiente: Amp amplificador; $Gf(^{\circ}t_2)$ generador de la f.e.m. del punto frío del termopar; $kf(^{\circ}t_2)$ señal proporcional a la temperatura $^{\circ}t_2$; Σ sumador; Lin circuito para lograr la linealidad; COM conmutador; y CAD convertidor analógico digital [25].

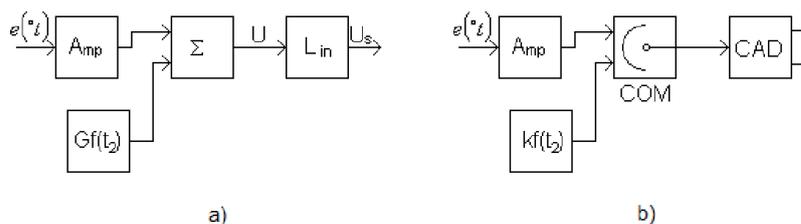


Figura 1.4. Diagramas en bloques de los circuitos electrónicos que dan solución a los problemas de la medición con termopar. a) Solución analógica b) Solución digital.

En la figura 1.4 a) se cumple la expresión (1.7), por lo que en la salida del amplificador, la tensión $e_A(^{\circ}t)$ está dada por:

$$e_A(^{\circ}t) = A_1 [f(^{\circ}t_1) - f(^{\circ}t_2)]. \quad (1.9)$$

La fuerza electromotriz $e_2(^{\circ}t_2)$ generada en $Gf(^{\circ}t_2)$ es:

$$e_2(^{\circ}t_2) = A_2 f(^{\circ}t_2). \quad (1.10)$$

La tensión U en la salida del sumador es:

$$U = A_1 A_3 [f(^{\circ}t_1) - f(^{\circ}t_2)] + A_2 A_4 f(^{\circ}t_2). \quad (1.11)$$

Aquí A1 y A2 son los coeficientes de amplificación del amplificador y generador de la f.e.m. del punto frío del termopar, A3 y A4 son los coeficientes de amplificación del sumador, el primero para la señal del termopar y el segundo para la del generador de la f.e.m. del punto frío del termopar.

Si, $A_1 A_3 = A_2 A_4$ entonces:

$$U = A_1 A_3 f(^{\circ}t_1). \quad (1.12)$$

El resultado anterior muestra que existe una relación lineal entre $f(^{\circ}t_1)$ y la tensión a la salida del sumador. Sin embargo, se debe recordar que entre $f(^{\circ}t_1)$ y $^{\circ}t_1$ hay una relación no lineal y por consiguiente esta relación se mantiene entre $^{\circ}t_1$ y la tensión a la salida del sumador, por lo que este inconveniente persiste [25].

El bloque Lin es el encargado de lograr la linealidad de la característica del circuito, de modo que la tensión en su salida sea función lineal de la temperatura en el punto caliente del termopar. Para lograr la linealidad del circuito completo, la no linealidad de la característica del bloque Lin debe ser contraria a la del termopar [25].

En la solución digital, como se muestra en la figura 1.4 b), la señal proporcional a la temperatura en el punto frío $kf(^{\circ}t_2)$, a través del conmutador COM, llega al convertidor analógico digital (CAD), donde es convertida a digital. En el buffer del CAD el procesador lee

la información y sobre la base del modelo del termopar, expresión (1.2), se calcula la f.e.m. generada a $^{\circ}t_2$ y luego se multiplica por el coeficiente de amplificación del amplificador Amp.

Al CAD, y también a través del conmutador, llega la señal del termopar amplificada, esta también es convertida a digital y se guarda en su buffer de salida. El procesador toma esta información y la suma con la del punto frío obteniendo un código proporcional a $e(^{\circ}t_1)$, f.e.m. del termopar para la temperatura $^{\circ}t_1$, con él que, por medio del polinomio inverso del termopar, expresión (1.3), se calcula la temperatura en el punto caliente $^{\circ}t_1$ [25].

Es necesario tener en cuenta que en la solución digital también se debe cumplir que los códigos proporcionales a las señales del termopar y $f(^{\circ}t_2)$ estén afectados por el mismo coeficiente de amplificación [25].

Con este análisis se llega a la conclusión de que los inconvenientes de la no linealidad y la compensación de la temperatura en la junta de referencia tienen solución tanto por la vía analógica como por la digital. La amplificación de la f.e.m. generada sólo se resuelve por la vía analógica. También se pueden usar esquemas donde las soluciones sean parte analógica y parte digital. De forma general, la mayoría de los circuitos acondicionadores de señal analizados, siguen el principio de un esquema u otro, o una mezcla de los dos con el objetivo de resolver la mayoría de los inconvenientes que presenta el termopar. A continuación se presentan algunos ejemplos.

La figura 1.5 muestra un esquema para medir la temperatura con el termopar y un milivoltímetro. En este, el problema de compensar la variación de la temperatura en la junta de referencia se resuelve con un puente termosensible, el inconveniente de que la f.e.m. generada por el termopar es pequeña se soluciona midiéndola con el milivoltímetro y la linealidad se logra haciendo la escala de este instrumento con la no linealidad del termopar. Para mayor información consultar [24].

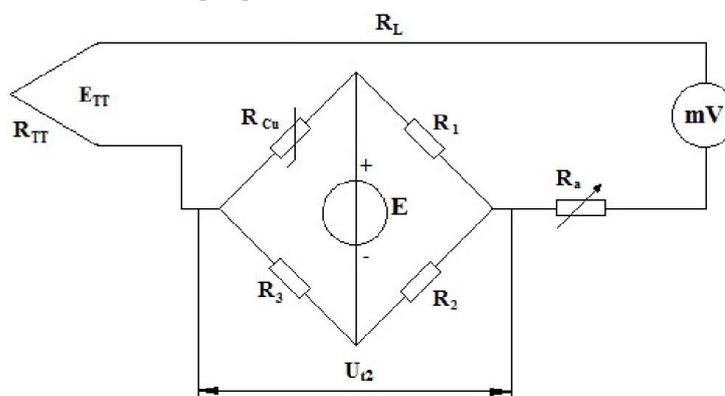


Figura 1.5. Esquema para medir temperatura con termopar y milivoltímetro, con compensación de las variaciones de la temperatura en la junta de referencia.

En la figura 1.6 se muestra un esquema para medir temperatura utilizando el termopar como convertidor primario y el potenciómetro automático en calidad de instrumento secundario. En este, el problema de que la f.e.m. generada por el termopar es pequeña se resuelve midiéndola con el potenciómetro, la linealidad se consigue de la misma forma que en el ejemplo anterior y la variación de la temperatura en la junta de referencia se compensa con el puente termosensible del potenciómetro. Para mayor información consultar [25].

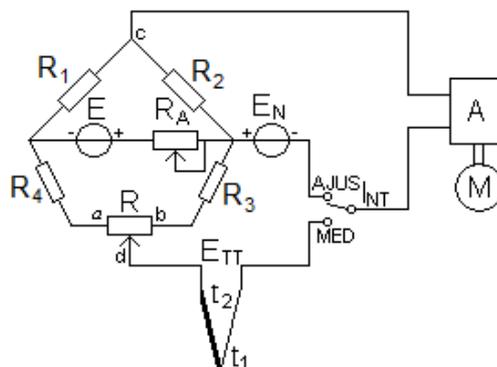


Figura 1.6. Esquema de la medición de temperatura con termopar y potenciómetro automático.

Los dos esquemas anteriormente analizados fueron de los primeros en surgir. Luego, con el desarrollo de la microelectrónica y la computación se han podido diseñar medios de medición para medir temperatura con termopar con muy buenas características metrológicas. En la figura 1.7 se muestra el esquema de un medio de medición, donde el problema de la amplificación se resuelve con un amplificador de instrumentación y la compensación de la f.e.m. generada en el punto frío con un dispositivo diseñado sobre la base de un amplificador operacional, y la linealidad de la relación tensión de salida del circuito contra temperatura, en la junta de medición del termopar, se logra con un convertidor funcional basado en un divisor de tensión [25].

Esta solución puede tener salida analógica o digital. Si en la salida del amplificador AO3 se conecta un voltímetro cuya escala está afectada por la no linealidad del tipo de termopar que se emplea, o si U_s se mide con un voltímetro cuya escala es lineal, la salida es analógica, pero si U_s se mide con un voltímetro digital, entonces, la salida es digital.

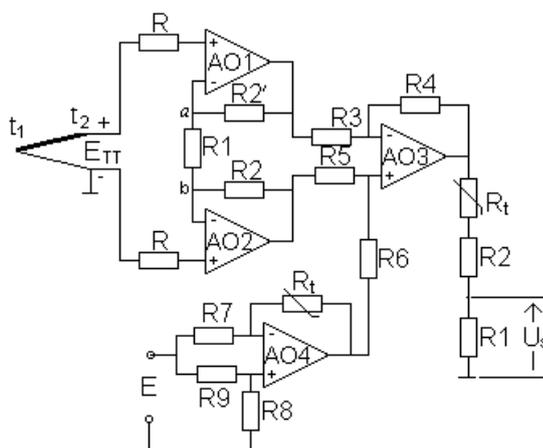


Figura 1.7. Medio de medición de temperatura con termopar. Solución analógica.

La solución digital permite simplificar el esquema del medio de medición y diseñar y construir todos los medios de medición relacionados en este trabajo. Un ejemplo de esto se muestra figura 1.8.

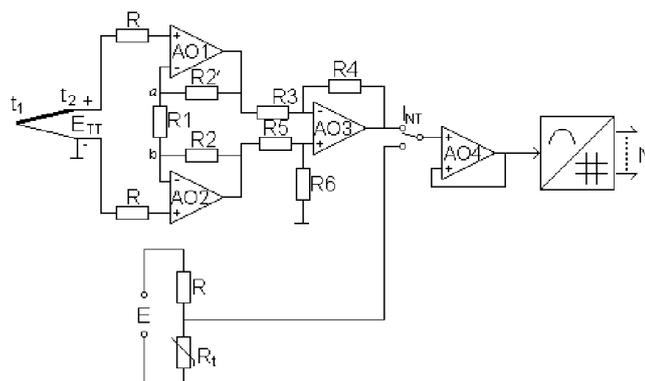


Figura 1.8. Medio de medición de temperatura con termopar. Solución digital.

El circuito de la figura 1.8 mantiene del esquema anterior el amplificador de instrumentación y además presenta un divisor de tensión formado por el resistor R y el termómetro R_t , cuya tensión de salida es función de la temperatura de la junta de referencia del termopar $^{\circ}t_2$. Las salidas del amplificador de instrumentación y del divisor de tensión se seleccionan a través de un interruptor (INT), que las conecta, en distintos tiempos, con el seguidor formado por el amplificador operacional AO4. La salida de este, a su vez, se conecta al convertidor analógico digital (CAD), cuyo código de salida se envía a un microcontrolador que no se representa en la figura.

En este esquema el problema de que la f.e.m. generada es pequeña se resuelve, al igual que en el anterior, con el amplificador de instrumentación. La compensación de la variación de la temperatura en la junta de referencia del termopar y la obtención de la linealidad se resuelven en la parte digital, siguiendo el mismo procedimiento analizado con la figura 1.4 b).

Medios de medición de temperatura con termopar presentes en el mercado.

Para medir temperatura con termopar como convertidor primario hay muchos esquemas, además en el mercado existen varios medios de medición relacionados con esta función. La existencia de tantos medios y esquema obedece al desarrollo de la ciencia y la técnica, pero todos tienen como objetivo tomar la información en la salida del termopar y transformarla [25].

Entre las causas que han provocado el surgimiento de nuevos medios de medición para medir temperatura con termopar como convertidor primario se pueden citar:

1. la necesidad de obtener y procesar volúmenes grandes de información en muy poco tiempo.
2. la exigencia de lograr mayor resolución, menor tiempo de establecimiento, menor error, menor consumo, etcétera.
3. obtener la información en lugares peligrosos o de difícil acceso [25].

Entre los medios de medición que se ofertan en el mercado, se pueden citar los instrumentos de medición reales y virtuales, acondicionadores de señal, sensores inteligentes, transductores, transmisores, etc. Sin embargo todos tienen algo en común y es que cuando se mide temperatura con termopar como convertidor primario, los problemas a resolver los impone el termopar, por eso, en los medios de medición del mercado, a pesar de tener sus características externas diferentes, en lo interno, los problemas son los mismos, los impuestos por el termopar [25].

De acuerdo con lo anterior los medios de medición se pueden representar como se muestra en la figura 1.9, donde NC es el núcleo central y BS es el bloque de salida, que es donde se define el tipo de medio de medición, y puede ser [25]:

- Instrumento de medición real. NC y BS están en una caja.
- Instrumento de medición virtual. Parte del NC, el BS y el panel frontal se diseñan en la computadora con programas.
- Acondicionador de señal. El BS se diseña con circuito junto al NC, la salida puede ser en tensión o corriente.
- Sensor inteligente. NC y BS están juntos en el mismo chip, la salida es en forma de código serie.
- Transmisor. NC y BS están en una caja fuerte, pero además de la indicación local, tiene salida en forma de código serie o señales analógicas. Se diseña para lugares peligrosos.



Figura 1.9. Diagrama de bloques de los medios de medición de temperatura con termopar.

Un ejemplo de sensor inteligente lo constituye el chip ADuC 845, mostrado en la figura 1.10, que entre otros, contiene los dispositivos siguientes:

1. Dos CAD Sigma Delta de 24 bits.
2. Amplificador de instrumentación de múltiples coeficientes de amplificación.
3. Microcontrolador 8052.
4. 62 Kbyte de memoria de programa.
5. 4 KByte de datos.
6. Medidor de temperatura.

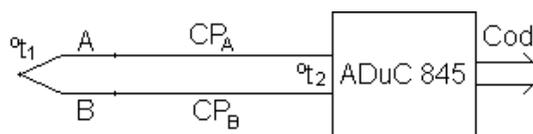


Figura 1.10. Sensor inteligente ADuC 845.

Con el chip ADuC 845 se puede diseñar cualquier variedad de medio de medición de temperatura con termopar. Puede ser un instrumento digital si a la salida del mismo se coloca un display donde se visualice el valor de la temperatura medida, o un transmisor, si el código de salida se convierte en una señal analógica de 4 – 20 mA para transmitir la información de la medición a largas distancias.

1.2 Características metrológicas de los medios de medición.

Si, a partir de los medios de medición comercialmente disponibles en el mercado, se desea seleccionar la opción más apropiada para realizar una medición determinada, o, alternativamente, si se quiere realizar el diseño de un medio de medición para tareas específicas de medición, entonces se requieren criterios serios basados en valoraciones cuantitativas que permitan comparar el medio de medición o el diseño pensado con posibles

alternativas. Estas valoraciones cuantitativas se realizan a partir de las características metrológicas de los medios de medición [9].

Son varias las características metrológicas de los medios de medición, sin embargo, por la importancia que tienen para la metodología propuesta en este trabajo, solo nos vamos a referir a las siguientes: campo de medición, precisión y clase de precisión, error, no linealidad.

Campo de medición

El campo de medición es la zona de la magnitud cuyo valor se mide, en él está normado el error máximo permisible; este campo está determinado por los límites de la medición [24].

Precisión y clase de precisión

La precisión se define como la calidad que refleja el medio de medición en cuanto se acerca el error a cero [24].

La clase de precisión es la característica generalizada de los medios de medición que determina los límites permitidos de los errores, así como otras propiedades de los medios de medición, que influyen sobre la precisión. Los valores de estas propiedades se establecen en las normas de cada tipo de medio de medición [24].

Error estático

El error estático es el error del medio de medición que tiene lugar cuando se miden magnitudes físicas de valor constante. Este se puede clasificar según la forma de expresarlo en absoluto, relativo y relativo reducido [24].

El error absoluto del instrumento de medición (ΔX), según [24], es la diferencia entre la indicación del instrumento X_i y el valor real de la magnitud cuyo valor se mide:

$$\Delta X = X_i - X. \quad (1.13)$$

El error relativo del instrumento de medición (δ_x) es la relación entre el error absoluto y el valor real de la magnitud que se mide, según [24], generalmente se expresa en tanto por ciento como sigue:

$$\delta_x = \frac{\Delta X}{X} \cdot 100. \quad (1.14)$$

Si se analizan los errores absolutos y relativos de los medios de medición, se observa que estos están formados por dos componentes, una de las cuales es constante para todos los valores de la magnitud variable y recibe el nombre de error aditivo (ΔX_a) y la otra, cuyo valor depende de la magnitud que se mide, recibe el nombre de error multiplicativo (ΔX_m), de esta forma se tiene que:

$$\Delta X = \pm(\Delta X_a + \Delta X_m), \quad (1.15)$$

El error relativo depende del valor real de la magnitud que se mide, por eso en muchos casos no se puede determinar la clase de precisión del medio de medición sobre la base de este error, y se calcula sobre la base del error relativo reducido γ , el cual está definido, según [24], como la relación entre el error absoluto y el valor normalizado (X_n) del medio de medición:

$$\gamma = \frac{\Delta X}{X_n} \cdot 100. \quad (1.16)$$

El valor normalizado para los instrumentos que tienen el cero en un extremo o fuera de la escala, es el límite superior de campo de medición.

El error de la medición está formado por dos tipos de componentes: el error sistemático (Δ_s) y el error casual ($\overset{0}{\Delta}$). El error sistemático se mantiene constante o varía según leyes conocidas cuando se repite la medición de una misma magnitud física en iguales condiciones. Este se puede cuantificar y por consiguiente se puede eliminar en operaciones de calibración o ajuste. El error casual varía de forma casual cuando se repite la medición de una propia magnitud física en semejantes condiciones. Este no se puede cuantificar porque las múltiples causas que lo provocan pueden variar de una medición a otra. En consecuencia no se puede eliminar, sólo se puede determinar la probabilidad de que se encuentre dentro de cierto intervalo a partir del análisis del resultado de varias mediciones (pruebas).

En muchos casos la ley de distribución de la probabilidad de los errores casuales se aproxima a la normal. Siendo la desviación media cuadrática el parámetro que refleja la precisión de la prueba, pues indica en cuanto los resultados de infinitas pruebas se apartan del verdadero valor de la magnitud debido a la presencia de los errores casuales. En la práctica el número de pruebas es limitado, por lo que se calcula un aproximado de la desviación media cuadrática conocida como desviación típica (s), y se determina por la siguiente expresión:

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_{medi} - \bar{X})^2}{n-1}}, \quad (1.17)$$

donde: \bar{X} es la media aritmética de los resultados de n pruebas y X_{medi} es el resultado de cada prueba (desde $i=1$ hasta $i=n$).

El valor de s da la posibilidad de determinar la probabilidad de que el error casual de la medición (realizada bajo las mismas condiciones en la que se determinó s) se encuentre dentro de un intervalo llamado intervalo de confianza ($\pm \overset{0}{\Delta}$), a través de la siguiente expresión:

$$\pm \overset{0}{\Delta} = Zs, \quad (1.18)$$

donde Z es el valor que se debe emplear en la tabla en la que se tabulan los resultados de la integral de Laplace para obtener la probabilidad.

La suma de los errores casuales se basa en lo demostrado por la teoría de las probabilidades y se expresa como sigue:

$$\sigma_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \right)^2 \sigma_{x_i}^2}, \quad (1.19)$$

donde: σ_y es la desviación media cuadrática de la señal investigada y, $\frac{\partial y}{\partial x_i}$ son los coeficientes de influencia de los errores de las mediciones directas en el error de la medición

indirecta y σ_{x_i} son las desviaciones medias cuadráticas de los errores de las mediciones directas.

No Linealidad

La curva de calibración es la relación entre la entrada al medio de medición y su salida en régimen estacionario. Con frecuencia esta característica no es estrictamente lineal por lo que hay que considerar el error producido por esta causa. En este sentido el error de no linealidad es la máxima desviación de la curva de calibración con respecto a la línea recta por la que se ha aproximado y, generalmente, se expresa en forma relativa reducida [21].

Tiempo de respuesta o de establecimiento.

El tiempo de respuesta o de establecimiento (t_s), como también es conocido, es el intervalo que existe desde que varía la magnitud cuyo valor se mide hasta que el instrumento da su respuesta, ver figura 1.11. Cuando a un instrumento o convertidor se le aplica una señal, en estos se producen fenómenos transitorios que dependen de los parámetros constructivos de los mismos. El tiempo de respuesta está dado por el tiempo que duren estos fenómenos transitorios [24], el cual termina cuando la señal de salida entra dentro de una banda de error previamente definida y no sale más.

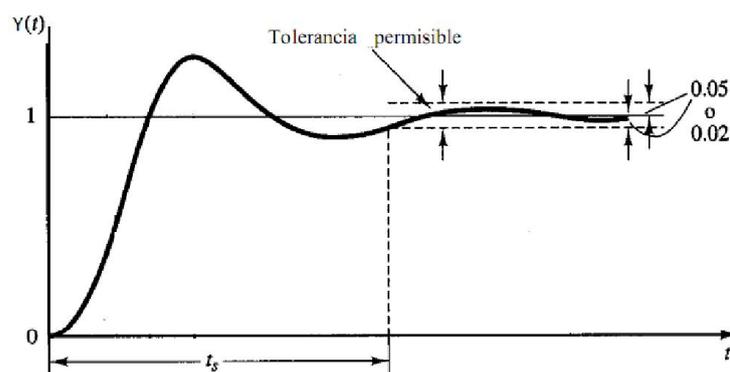


Figura 1.11. Respuesta de un medio de medición.

1.3 Errores en los medios de medición de temperatura con termopar.

En el diseño de medios de medición se deben considerar todos los factores que puedan influir en que este no responda a las características metrológicas predefinidas. Entre estos factores se encuentran los errores de las diferentes partes que componen al medio de medición, el ruido intrínseco y las interferencias (los dos últimos se consideran errores aditivos de la medición). A continuación se analizan estos factores.

1.3.1 Errores en los voltímetros magnetoeléctricos.

Los voltímetros electromecánicos se emplean en la solución analógica para medir la tensión de salida e indicar directamente la temperatura medida en una escala, que puede estar afectada o no por la no linealidad del termopar. Estos instrumentos están compuestos por un circuito y un mecanismo. El circuito tiene la función de convertir la señal medida en una señal con la que pueda funcionar el mecanismo (ambas señales son eléctricas), este último, a su vez, convierte esa señal eléctrica en una señal mecánica (desplazamiento de la aguja sobre la escala).

Existen diferentes tipos de mecanismos, pero el que se emplea en los medios de medición de temperatura con termopar es el magnetoeléctrico porque presenta características como: alta sensibilidad, se emplea solo para medir CD, posee alta precisión y presenta un bajo consumo en su funcionamiento, entre otras.

El error en estos instrumentos se define por clase. Los de alta precisión son los de clase de precisión: 0,05, 0,1, 0,2 y 0,5 y los de baja precisión son los de clase de precisión: 1,0, 1,5, 2,5 y 4,0. Los que se emplean en los medios de medición de temperatura con termopar son los de clase desde la 0,5 hasta la 4,0, debido a que tienen menos volumen y peso. Se debe tener en cuenta que dicho error es aditivo.

El tiempo de respuesta de estos instrumentos es grande, está en el orden de los segundos.

1.3.2 Fuentes de error en los amplificadores inversores y no inversores.

Los componentes que integran los bloques de los esquemas que dan solución a los problemas del termopar, mostrados en la figura 1.4, contienen fuentes de error que influyen en el resultado de la medición. De ahí la importancia que tiene analizar estos errores e identificar métodos para eliminarlos o atenuarlos.

El amplificador se emplea en la solución analógica y digital para amplificar la f.e.m. generada del termopar, así como en otras partes del circuito de la solución analógica para lograr diferentes objetivos, como por ejemplo compensar las variaciones de la temperatura en la junta de referencia y sumar señales analógicas, entre otras. Sus principales fuentes de error son: la tensión de desplazamiento, las corrientes de entrada y la amplificación de señales en modo común. Estas son consecuencia de las características reales de este componente que, al igual que los errores de las resistencias que lo rodean y la disparidad de las fuentes de alimentación, producen efectos negativos sobre la señal de salida del mismo.

La tensión de desplazamiento es aquella que aparece en la salida del amplificador operacional cuando sus entradas están cortocircuitadas. Esto se debe a la asimetría de la etapa de entrada del amplificador. El signo de esta tensión puede ser cualquiera, y por eso se puede considerar que se suma a cualquiera de las tensiones de entrada. A pesar de que su efecto tiene lugar a la salida del amplificador operacional, está normado que en la hoja de datos de este componente se exprese referida a la entrada.

Como la resistencia de entrada de los amplificadores operacionales no es infinita, ellos toman corriente, y se define como corriente de entrada media a la media aritmética de las corrientes que toma el amplificador cuando se le conecta una tensión tal en su entrada que la tensión de salida es cero. En estos amplificadores no solo es necesario conocer la corriente de entrada, sino también la diferencia entre las corrientes que toman las entradas, ya que la misma expresa el grado de asimetría de la etapa de entrada [24].

El efecto de la tensión de desplazamiento (E_d) y las corrientes de entrada (I_{e-} e I_{e+}), así como la diferencia de estas se puede analizar a través del circuito del amplificador inversor, cuyo esquema se muestra en la figura 1.12. En este caso, tanto E_d como I_{e-} e I_{e+} se consideran fuentes independientes conectadas a la entrada del amplificador operacional, lo cual sólo se hace para propósitos de estudio. La polaridad de E_d es desconocida, y sólo se ha indicado para analizar el circuito.

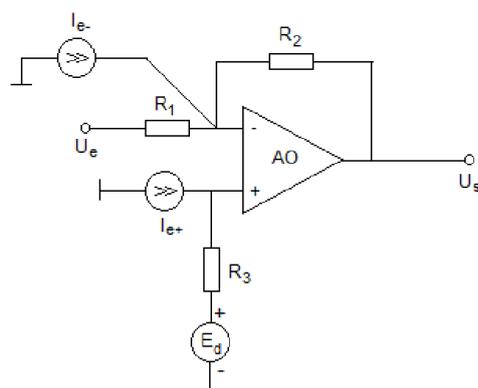


Figura 1.12. Esquema del amplificador inversor considerando la tensión de desplazamiento y las corrientes de entrada.

La ganancia del amplificador inversor está dada por la siguiente expresión:

$$A = \frac{U_s}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.20)$$

U_s se obtiene aplicando el principio de superposición de los efectos, esta queda como sigue:

$$U_s = -\frac{R_2}{R_1}U_e - R_2I_{e-} + \frac{R_2 + R_1}{R_1}E_d + \frac{R_2 + R_1}{R_1}R_3I_{e+} \quad (1.21)$$

Si se analiza la componente del error debido a las corrientes de entrada se observa que si estas son iguales, y:

$$R_3 = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}, \quad (1.22)$$

la componente es cero [24]. Sin embargo, como se explicó anteriormente, las corrientes no son iguales, por tanto, si se cumple lo planteado en la ecuación (1.22), la componente debido a diferencia entre ellas ($I_d = I_{e+} - I_{e-}$) expresada en forma absoluta (ΔU_{sI_d}) y en forma relativa (δ_{I_d}) se plantean como sigue:

$$\Delta U_{sI_d} = R_2I_d; \quad (1.23)$$

$$\delta_{I_d} = \frac{R_2I_d}{R_2U_e} \cdot 100 = \frac{R_1I_d}{U_e} \cdot 100. \quad (1.24)$$

La componente del error debido a la tensión de desplazamiento expresada en forma absoluta (ΔU_{sE_d}) y relativa (δ_{E_d}), según [24], es:

$$\Delta U_{sE_d} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}E_d, \quad (1.25)$$

$$\delta_{E_d} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1} E_d}{\frac{R_2 U_e}{R_1}} \cdot 100 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{E_d}{U_e} \cdot 100. \quad (1.26)$$

Por otra parte, los errores de las resistencias influyen directamente en la ganancia del amplificador a lazo cerrado (A). Esta componente de error se determina como sigue:

$$dA_R = \frac{\partial A}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial A}{\partial R_2} dR_2. \quad (1.27)$$

Hallando las derivadas de la expresión (1.27) y sustituyendo los diferenciales por los errores de las resistencias, se encuentra que:

$$\Delta A_R = -\frac{\Delta R_2}{R_1} + \frac{R_2 \Delta R_1}{R_1^2}; \quad (1.28)$$

donde ΔA_R es la componente del error del amplificador debido a los errores ΔR_1 y ΔR_2 de las resistencias R_1 y R_2 , respectivamente [24].

Al dividir la expresión (1.28) por la ganancia del amplificador se tiene que:

$$\delta_R = \delta_2 + \delta_1; \quad (1.29)$$

donde: δ_R , δ_1 y δ_2 son las expresiones relativas de la componente del error del amplificador y los errores de las resistencias R_1 y R_2 , respectivamente [24].

En esta última expresión no se considera el signo de los errores de las resistencias porque puede ser cualquiera.

Por otra parte, la amplificación de tensiones que aparecen en modo común en las entradas del amplificador operacional, produce cambios en la salida del amplificador que constituyen error. Sin embargo, el amplificador inversor no es afectado por estas tensiones, puesto que su entrada positiva está conectada a tierra y la negativa a tierra virtual.

Para obtener las componentes de error antes analizadas, en el amplificador no inversor (figura 1.13), se realiza el mismo procedimiento que para el inversor, teniendo en cuenta que la ganancia en este caso es:

$$A = \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (1.30)$$

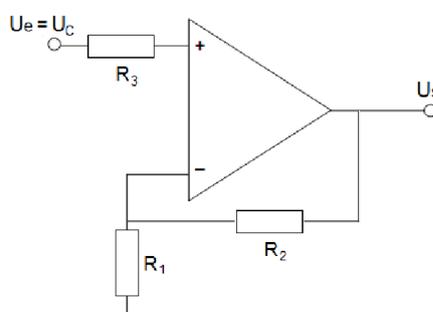


Figura 1.13. Amplificador no inversor.

La componente del error debido a los errores de la resistencia (error de ganancia) expresado en forma absoluta (ΔA_R) y relativa (δ_R) se escribe como sigue:

$$\Delta A_R = \frac{R_2}{R_1} \left(-\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} \right), \quad (1.31)$$

$$\delta_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\delta_2 + \delta_1). \quad (1.32)$$

La componente del error debido a E_d expresado en forma absoluta (ΔU_{sE_d}) y relativa (δ_{E_d}) se define por:

$$\Delta U_{sE_d} = -\frac{R_2}{R_1} E_d, \quad (1.33)$$

$$\delta_{E_d} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{E_d}{U_e} \cdot 100. \quad (1.34)$$

La componente del error debido a I_d (si se cumple lo planteado en la expresión (1.22)) expresado en forma absoluta (ΔU_{sI_d}) y relativa (δ_{I_d}) está dada por:

$$\Delta U_{sI_d} = R_2 I_d, \quad (1.35)$$

$$\delta_{I_d} = \frac{R_2 I_d}{U_e} \cdot 100. \quad (1.36)$$

El amplificador no inversor, al tener sus entradas a un valor diferente de 0V, amplifica las tensiones en modo común (U_c). Como se puede ver en figura 1.13 $U_e = U_c$ por lo que la tensión de salida está dada por la siguiente expresión:

$$U_s = A_D \left(U_e + \frac{A_C}{A_D} U_e \right), \quad (1.37)$$

donde: A_D y A_C son las ganancias en modo diferencial y en modo común del amplificador no inversor, respectivamente.

Se deduce, entonces, que mientras menor sea la relación $\frac{A_C}{A_D}$ mayor será el rechazo a señales de modo común. De esta forma se define la Relación de Rechazo del Modo Común (CMRR) expresada en dB como:

$$CMRR = 20 \log \frac{A_D}{A_C}. \quad (1.38)$$

Teniendo en cuenta esto, el error en la salida debido a tensiones en modo común y expresado en forma absoluta se determina por la siguiente expresión:

$$\Delta U_{s(C)} = \frac{A_D U_e}{10^{\frac{CMRR}{20}}}. \quad (1.39)$$

Otro aspecto a tener en cuenta según [21] es la variación de las fuentes de alimentación del amplificador operacional. La forma de considerarlo es mediante el error que introduce en la tensión de salida ΔU_s y que permite definir la razón de rechazo de la tensión de alimentación o PSRR como:

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta U_{a \text{ lim}}}{\Delta U_s}. \quad (1.40)$$

Por consiguiente, el error debido a las variaciones de las fuentes expresado en forma absoluta se determina como sigue:

$$\Delta U_{s(PSRR)} = \frac{\Delta U_{a \text{ lim}}}{10^{\frac{PSRR}{20}}}, \quad (1.41)$$

donde $\Delta U_{a \text{ lim}}$ es la variación de la tensión de alimentación.

Las componentes del error debido a la tensión de desplazamiento, las corrientes de entrada y la variación de las fuentes de alimentación son errores aditivos, porque no dependen de la señal de entrada. En cambio, la componente del error debido a los errores de las resistencias y la amplificación de señales en modo común son errores multiplicativos, ya que su valor si depende de la señal de entrada.

Tanto la tensión de desplazamiento como las corrientes de entrada y su diferencia cambian con la variación de la temperatura, lo que se conoce como deriva por temperatura y se expresa en unidades de la magnitud (tensión o corriente) por unidades de temperatura. Estas derivas constituyen también componentes del error. Con las resistencias también pasa lo mismo, pero se conoce como inestabilidad de la resistencia con la temperatura, lo que produce la deriva de la ganancia.

Método de ajuste.

Existen métodos de ajuste para disminuir o eliminar las componentes de error debido a las corrientes de entrada, la tensión de desplazamiento y los errores de las resistencias. En la figura 1.14 se muestra un ejemplo de un esquema para el ajuste de un amplificador no inversor.

La componente de error debido a las corrientes de entrada disminuye si las impedancias vistas por las entradas del amplificador operacional son iguales, lo cual se logra haciendo

que $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, como se explicó anteriormente. Pero con esto no se elimina el error

provocado por la diferencia de dichas corrientes.

Para eliminar la tensión de desplazamiento de un amplificador operacional, una solución puede ser utilizar el terminal de ajuste interno del que disponen algunos modelos. Pero no siempre es lo mejor, ya que este ajuste interacciona con las corrientes de entrada y su diferencia, y con las derivas térmicas de la tensión de desplazamiento [20]. En caso de que no se dispongan estos terminales o no se deseen utilizar, la tensión de desplazamiento se puede compensar conectando en una de las entradas del amplificador operacional una tensión externa. En el esquema de la figura 1.14 esta tensión se conecta a la entrada inversora. El ajuste se hace cortocircuitando las entradas y conectándolas a tierra, luego se manipula el potenciómetro R_{p1} hasta que $U_s=0$. Cuando se logra esto se eliminan las

componentes del error debido a la tensión de desplazamiento y a la diferencia entre las corrientes de entrada. Este ajuste es conocido como ajuste de cero.

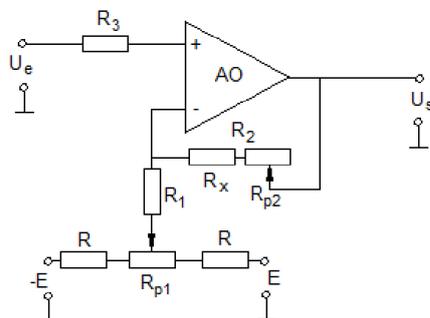


Figura 1.14. Esquema de ajuste del amplificador no inversor.

La componente del error debido a los errores de las resistencias se compensa con un potenciómetro ubicado en el camino de realimentación. En el esquema de la figura 1.14 en esta posición se encuentra $R_2 = R_x + R_{p2}$. El ajuste se hace poniendo a la entrada la máxima tensión del campo de la tensión de entrada (U_e), luego se manipula R_{p2} hasta que se llegue al máximo valor de U_s . El valor de R_x se selecciona de forma tal que sea igual al 95% del valor de R_2 y el resto se completa con el potenciómetro R_{p2} , que debe ser igual al 10% del valor de R_2 , de esta forma se logra mayor precisión.

Para el ajuste del amplificador inversor se realiza un procedimiento similar que el descrito anteriormente para el amplificador no inversor.

Luego del ajuste pasan a tener un papel protagónico las derivas de las corrientes de entrada y la tensión de desplazamiento, así como la inestabilidad de las resistencias con la temperatura. Por tal motivo, los circuitos acondicionadores de señal, luego de que se ajustan a una temperatura determinada (por lo general 25°C), no deben experimentar grandes variaciones de temperatura, puesto que esto se traduce en un aumento del error de la medición.

Los errores producidos por las derivas se calculan en un campo de temperatura de trabajo establecido. Teniendo en cuenta esto se exponen a continuación los errores debido a las derivas de los amplificadores inversor y no inversor.

Errores debido a las derivas del amplificador inversor.

El error debido a la deriva de la diferencia entre las corrientes de entrada, expresado en forma absoluta ($\Delta U_{s(derI_d)}$) y relativa (δ_{derI_d}):

$$\Delta U_{s(derI_d)} = R_2 derI_d ({}^\circ t_f - {}^\circ t_i); \tag{1.42}$$

$$\delta_{derI_d} = \frac{R_1 derI_d ({}^\circ t_f - {}^\circ t_i)}{U_e} \cdot 100. \tag{1.43}$$

donde: ${}^\circ t_i$ y ${}^\circ t_f$ son los valores límites inferior y superior del campo de temperatura de trabajo, respectivamente, y $derI_d$ es la deriva de la diferencia de las corrientes de entrada.

El error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento, expresado en forma absoluta ($\Delta U_{s(derE_d)}$) y relativa (δ_{derE_d}):

$$\Delta U_{s(derE_d)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} derE_d(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i), \quad (1.44)$$

$$\delta_{derE_d} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{derE_d(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i)}{U_e} \cdot 100. \quad (1.45)$$

donde $derE_d$ es la deriva de la tensión de desplazamiento.

El valor de las resistencias depende de la temperatura como se muestra en la siguiente expresión:

$$R_t = R_{nom} [1 + \alpha(^{\circ}t_t - ^{\circ}t_{nom})], \quad (1.46)$$

donde: R_t es el valor de la resistencia a una temperatura $^{\circ}t_t$, R_{nom} es el valor nominal de la resistencia a la temperatura nominal $^{\circ}t_{nom}$ y α es el coeficiente de variación de la resistencia con la temperatura. $^{\circ}t_t$ toma el valor del límite del campo de temperatura trabajo con el que se obtenga una mayor diferencia con respecto al valor de $^{\circ}t_{nom}$.

Considerando lo anterior, se obtiene el error debido a la inestabilidad de las resistencias con la temperatura sustituyendo la expresión (1.46) en la expresión del error de ganancia, este expresado en forma absoluta ($\Delta derA_R$) y relativa (δ_{derA_R}) se escribe como sigue:

$$\Delta derA_R = 2 \frac{R_2 \alpha (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_{nom})}{R_1}, \quad (1.47)$$

$$\delta_{derA_R} = 2\alpha (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_{nom}). \quad (1.48)$$

Errores debido a las derivas del amplificador no inversor.

El error debido a la deriva de la diferencia entre las corrientes de entrada expresado en forma absoluta, se calcula empleando la misma expresión que en el amplificador inversor, ecuación (1.42), pero la forma relativa (δ_{derI_d}) es :

$$\delta_{derI_d} = \frac{R_3 derI_d(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i)}{U_e} \cdot 100. \quad (1.49)$$

El error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento, expresado en forma absoluta ($\Delta U_{s(derE_d)}$) y relativa (δ_{derE_d}):

$$\Delta U_{s(derE_d)} = -\frac{R_2}{R_1} derE_d(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i), \quad (1.50)$$

$$\delta_{derE_d} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{derE_d(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i)}{U_e} \cdot 100. \quad (1.51)$$

El error debido a la inestabilidad de las resistencias, expresado en forma absoluta ($\Delta derA_R$) y relativa (δ_{derA_R}):

$$\Delta derA_R = \frac{R_2}{R_1} 2\alpha (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i), \quad (1.52)$$

$$\delta_{derA_R} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 2\alpha(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i). \quad (1.53)$$

De estas expresiones se deduce que mientras mayor sea el campo de temperatura de trabajo, mayor es el error debido a las derivas.

Finalmente, la selección del amplificador operacional está determinada por las características metrológicas prefijadas para el medio de medición a diseñar. Por lo general es deseado un amplificador operacional con bajas corrientes de entrada, tensión de desplazamiento y derivas, así como alto CMRR y PSRR. Sin embargo, estas características no son las únicas que influyen en el error de la medición, cuestión que se trata en el epígrafe siguiente.

1.3.3 Otras componentes aditivas del error en los medios de medición de temperatura con termopar.

Existen, básicamente, dos tipos diferentes de ruido en un circuito: ruido externo o interferencia, el cual es un ruido adquirido de los alrededores del circuito, y el ruido intrínseco o interno que es generado por el propio circuito y en los dispositivos electrónicos como consecuencia de su naturaleza física [14]. Estos constituyen otras componentes aditivas del error en los medios de medición, puesto que no dependen de la señal de entrada de los mismos.

El termopar, al generar pequeños niveles de señal, es afectado por interferencias tales como: acoplamientos electromagnéticos o electrostáticos provenientes de fuentes de potencia a la frecuencia de la red eléctrica, lazos de tierra, etc., ver figura 1.15. A esto se añade, que el ruido intrínseco del dispositivo que realiza la amplificación se suma a la señal en la entrada del mismo, o sea, que la señal de salida del termopar sería la suma de la f.e.m. generada, las interferencias y el ruido del dispositivo de amplificación. Esto obliga al diseñador a emplear técnicas de defensa contra interferencias y seleccionar componentes de bajo ruido para la etapa de entrada del circuito de acondicionamiento de señal.

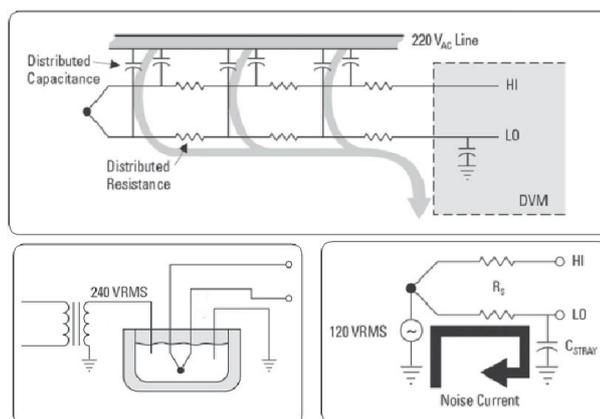


Figura 1.15. Interferencias que afectan la medición con termopar.

Ruidos presentes en el circuito.

El ruido intrínseco de los componentes, generalmente, es una combinación de varias fuentes de ruido independientes. Este es una señal eléctrica (tensión o corriente), cuya forma, valor instantáneo o fase no se puede predecir.

El valor efectivo (rms) de la señal de ruido es igual a la desviación estándar de la distribución Gaussiana (σ) [14]. Este es una característica de la mayoría de las señales de las fuentes de ruido aleatorio, que promediado sobre un intervalo de tiempo suficientemente grande en un ancho de banda especificado, permanece considerablemente constante. Sin embargo, el ruido generalmente se especifica como una densidad espectral de potencia, ya que esta muestra la forma en la cual la potencia de ruido, producido por una fuente dada, es distribuida sobre un espectro de frecuencia. Con esta se puede obtener el valor efectivo de ruido contribuido por una fuente (N), en un rango de frecuencia de f_1 a f_2 , empleando la siguiente expresión:

$$N = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} n df} , \quad (1.54)$$

donde n es la densidad espectral de potencia de ruido (corriente o tensión) a la frecuencia f . Esta se expresa en unidades de tensión o corriente efectiva al cuadrado por Hertz (V^2/Hz o A^2/Hz) [5].

Dado que el valor efectivo de una fuente ruido es igual a σ , se asegura que su valor está dentro de los límites pico a pico el 99,7% de las veces, multiplicando el valor efectivo por 6 ($+3\sigma - (-3\sigma)$) [18]. Por lo general, para una mayor o menor seguridad se emplean valores entre 4 (95%) y 6,8 (99,94%).

El efecto combinado de varias fuentes de ruido independientes se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$N_{total} = \sqrt{(N_1^2 + N_2^2 + \dots + N_n^2)} , \quad (1.55)$$

donde N_{total} es el efecto combinado de varias fuentes independientes de ruido, cuando estas están conectadas en serie, y N_1, N_2 hasta N_n son los valores de tensión o corriente efectiva de las fuentes independientes de ruido. Se emplea esta expresión y no una suma lineal debido a que es una suma de valores efectivos.

Tipos de ruido.

Los ruidos presentes en el circuito son: ruido de disparo (shot), ruido térmico, ruido de fluctuación (Flicker), ruido de explosión o rompimiento (Burst) y ruido de avalancha (Avalanche).

En un amplificador operacional, los ruidos de explosión y avalancha normalmente no representan un problema [18]. Ellos son mencionados en este apartado pero no son considerados en el análisis del ruido.

El **ruido de disparo** está siempre asociado al flujo de corriente [18]. Este se produce cuando los electrones (partículas cargadas que se mueven a lo largo de un conductor o dispositivo electrónico) cruzan una barrera potencial, tal como una unión pn. Este es espectralmente plano o tiene una densidad de potencia uniforme, esto significa que cuando se grafica contra la frecuencia, este tiene un valor constante. Además tiene la característica de que es independiente de la temperatura [18].

El **ruido térmico** también conocido como ruido Johnson, por ser este quien lo descubrió, es provocado por la agitación o movimiento térmico de los transportadores de carga (electrones o huecos) en un conductor. Se caracteriza por tener una densidad de potencia espectral uniforme, pero independiente del flujo de corriente Este está presente en todos los elementos resistivos pasivos.

El ruido térmico en un conductor puede ser modelado como una tensión o corriente. Cuando es modelado como una tensión este es ubicado en serie con una resistencia libre de ruido del otro lado. Cuando es modelado como una corriente, este es ubicado en paralelo con una resistencia libre de ruido. El valor efectivo de una fuente de tensión o de corriente de ruido térmico se calcula como sigue:

$$N_{U(R)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 4kTRdf} , \quad (1.56)$$

$$N_{I(R)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} (4kT/R)df} , \quad (1.57)$$

donde: $N_{U(R)}$ y $N_{I(R)}$ los valores efectivos de tensión y corriente de ruido térmico respectivamente, k es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T es la temperatura absoluta en Kelvin (K), R es la resistencia del conductor en Ohm (Ω), f_1 y f_2 son los límites de frecuencia del ancho de banda [18].

Los términos $4kTR$ y $4kT/R$ son densidades de potencia de voltaje y corriente, las que se expresan en las unidades de V^2/Hz y A^2/Hz , respectivamente [18].

El ruido de un resistor es proporcional al valor de su resistencia y temperatura. Por tal motivo se debe evitar resistencias de valores elevados en la entrada de un amplificador, pues el ruido térmico sería amplificado por la ganancia del circuito.

El **ruido de fluctuación**, también llamado ruido $1/f$, está presente en todos los dispositivos activos y en muchos dispositivos pasivos. Su origen es uno de los más viejos problemas sin resolver de la física. Este puede estar relacionado a imperfecciones en la estructura cristalina de los semiconductores [14].

El ruido de fluctuación es proporcional a la corriente de CD en el dispositivo, si la corriente es lo suficientemente baja, el ruido térmico predominará y el tipo de resistor empleado no cambiará el ruido en el circuito [18]. Reduciendo el consumo de potencia de un amplificador con el aumento del valor de las resistencias se puede reducir el ruido $1/f$, a expensas de un aumento del ruido térmico [14]. Con esto se impone un compromiso en el diseño.

El **ruido de explosión**, también llamado ruido de palomitas de maíz, surge debido a imperfecciones en el material semiconductor e inserción de iones pesados. Este es caracterizado por pulsos discretos de alta frecuencia. La frecuencia del pulso puede variar, pero la amplitud permanece constante a varias veces la amplitud del ruido térmico [14].

El **ruido de avalancha** se genera cuando una unión pn es operada en el modo de ruptura inversa, o sea, cuando los electrones y los huecos en la región de agotamiento de una unión influenciada por un campo eléctrico inverso adquieren suficiente energía para provocar el efecto de avalancha. La magnitud del ruido es difícil de predecir por su dependencia del material [14]. Este ruido es característico de los diodos zener.

Ruido en los amplificadores operacionales.

El ruido en el amplificador operacional nunca es especificado como de disparo, térmico, o de fluctuación. Este se describe a través de un gráfico de ruido equivalente en la entrada contra frecuencia. Dicho gráfico muestra usualmente dos tipos de regiones: las bajas y las altas frecuencias, ver figura 1.16.

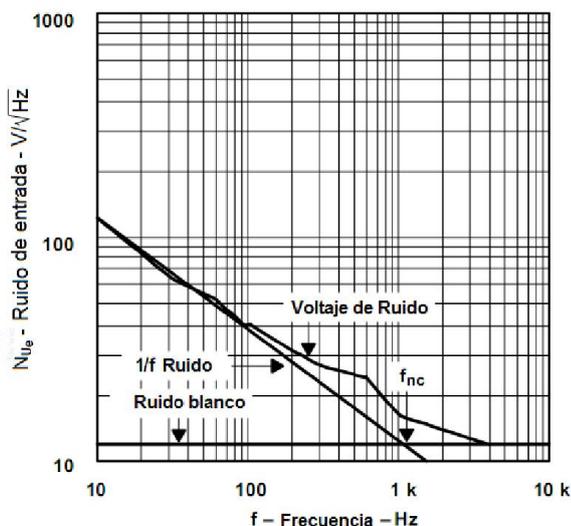


Figura 1.16. Características de ruido del amplificador operacional TLV2772.

Las bajas frecuencias se caracteriza por el efecto dominante de un ruido conocido como: ruido rosado. Este presenta una densidad espectral de potencia de ruido (n_r) proporcional a $1/f$, por lo que tiene las mismas características del ruido de fluctuación [5].

Las altas frecuencias se caracterizan por el efecto dominante de un ruido conocido como: ruido blanco. Este presenta una densidad espectral de potencia (n_b) constante e independiente de la frecuencia. Cuando es graficado contra la frecuencia, este es una línea horizontal de valor constante.

Mediciones del amplificador operacional TLV2772 muestran que el ruido tiene ambas características blanca y rosada, ver figura 1.16. Por consiguiente, las ecuaciones para cada tipo de ruido no son competentes para obtener el ruido total de salida del TLV2772, sobre todo el rango mostrado en dicha figura. Necesariamente se requiere dividir el ruido en dos partes (la parte rosada y la parte blanca) y entonces sumar estas partes juntas, para obtener el ruido total del amplificador operacional, empleando la expresión (1.55) [14].

La frecuencia de esquina (f_{nc}) es el punto en el espectro de frecuencia donde la densidad espectral de potencia del ruido rosado es igual a la del ruido blanco. Esta se obtiene en el punto de intersección de la asíntota de la curva en las bajas frecuencias con la asíntota de la curva en las altas frecuencias. En este punto el error total es igual al producto de $\sqrt{2}$ por ruido blanco especificado [5].

La densidad espectral de potencia de ruido de una fuente de ruido rosado o ruido $1/f$, ya sea tensión o corriente, se determina por la siguiente expresión:

$$n_r = n_b \frac{f_{nc}}{f} \tag{1.58}$$

Sustituyendo la expresión (1.58) en (1.54) se obtiene el valor efectivo de la contribución de una fuente de ruido rosado (N_r), ya sea en tensión o corriente, en un rango de frecuencia de f_1 a f_{nc} :

$$N_r = \sqrt{n_b f_{nc} \ln \frac{f_{nc}}{f_1}} \tag{1.59}$$

La contribución de la componente del ruido blanco (N_b) al ruido total efectivo en el rango de frecuencia de f_{nc} a f_2 , se obtiene al sustituir la densidad espectral de potencia de ruido blanco en la expresión (1.54), de esta forma se tiene:

$$N_b = \sqrt{n_b(f_2 - f_{nc})} \quad (1.60)$$

Finalmente la expresión del ruido total efectivo, considerando las dos componentes, se obtiene empleando la expresión (1.55) según [5], de esta forma queda:

$$N_T = \sqrt{n_b \left[f_{nc} \ln \frac{f_{nc}}{f_1} + (f_2 - f_{nc}) \right]}. \quad (1.61)$$

Si la f_{nc} no se encuentra dentro del ancho de banda toda la contribución al ruido total efectivo sería del ruido rosado o del ruido blanco [14].

Por otro lado, el ruido que se obtiene en la salida del amplificador operacional (N_s) debido a una fuente de ruido blanco en la entrada del mismo está dado por:

$$N_s = \sqrt{\int_0^{\infty} |A(f)|^2 n_{b(e)} df}, \quad (1.62)$$

donde: $n_{b(e)}$ se considera la densidad espectral de potencia de una fuente de ruido blanco ubicada en la entrada del amplificador operacional y $A(f)$ es la ganancia del amplificador operacional en función de la frecuencia. Teniendo en cuenta esto, se deduce que el ancho de banda equivalente del ruido (B) se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$B = \int_0^{\infty} |A(f)|^2 df. \quad (1.63)$$

En el dominio de las frecuencias, muchos amplificadores operacionales se comporta como un filtro pasa bajo de primer orden, por lo que $A(f) = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_c}}$. Sustituyendo esta expresión

en (1.63) y evaluando la integral queda:

$$B = f_c \frac{\pi}{2}, \quad (1.64)$$

donde f_c es la frecuencia de corte superior. Como se puede observar en la expresión (1.64) el ancho de banda equivalente del ruido supera en 1,57 veces al ancho de banda limitado por f_c . Esto se debe a que la ganancia decae pero, hasta que no sea igual a 0dB, permite el paso de una cantidad importante de ruido más allá de la f_c . En el caso de bandas de transición más abruptas (polos de orden superior) el ancho de banda equivalente del ruido difiere menos del ancho de banda limitado por f_c .

Modelo de ruido de amplificadores operacionales.

El ruido interno del amplificador operacional puede ser representado, en el caso de tensión de ruido, por una fuente de tensión ubicada en serie con la entrada positiva de un amplificador operacional libre de ruido. En el caso de corriente de ruido, entonces, se representa por fuentes de corriente ubicadas entre cada entrada y tierra en un amplificador operacional libre de ruido, ver figura 1.17.

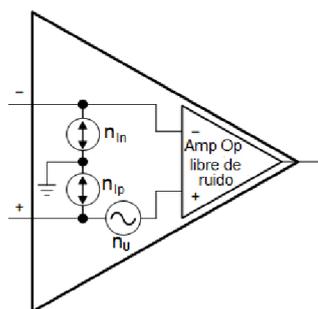


Figura 1.17. Modelo del ruido en el amplificador operacional.

Cálculo de ruido en amplificadores inversores y no inversores.

Para realizar el análisis de ruido en amplificadores inversores y no inversores se requieren, en un mismo esquema, los modelos de ruido de la resistencia y del amplificador operacional, ver figura 1.18. El análisis es el mismo para los dos amplificadores puesto que, para ello, las dos entradas se conectan a tierra y de esta forma la estructura es la misma para ambos.

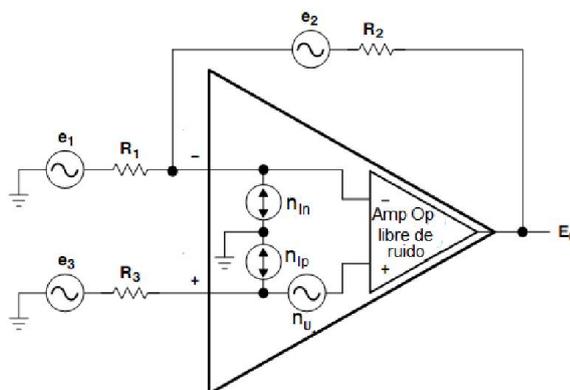


Figura 1.18. Circuito para el análisis del ruido en los amplificadores inversores y no inversores.

Aplicando el principio de superposición de los efectos se analiza el aporte de cada fuente de ruido en la salida del circuito, considerando el resto de los componentes ideales, o sea, sin ruido.

Primeramente se analiza el aporte de ruido de las resistencias, como sigue:

- Aporte de la fuente de ruido la de resistencia R₁.

$$N_{Us(R_1)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 4kTR_1 df} \frac{R_2}{R_1}. \tag{1.65}$$

- Aporte de la fuente de ruido la de resistencia R₂.

$$N_{Us(R_2)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 4kTR_2 df}. \tag{1.66}$$

- Aporte de la fuente de ruido la de resistencia R₃.

$$N_{Us(R_3)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 4kTR_3 df} \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \tag{1.67}$$

Teniendo el aporte del ruido producido por cada resistencia y empleando la expresión (1.55), se procede al cálculo del ruido total efectivo debido al ruido térmico de las resistencias a la salida del circuito:

$$N_{Us(R)} = \sqrt{\int \left[4kTR_2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + 4kTR_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \right] df} . \quad (1.68)$$

En caso de que se desee conocer el ruido térmico de las resistencias referido a la entrada ($N_{Ue(R)}$), basta con dividir $N_{Us(R)}$ por la ganancia del ruido del circuito (A_n):

$$A_n = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right), \quad (1.69)$$

entonces, el ruido referido a la entrada queda:

$$N_{Ue(R)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 4kT \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) df} . \quad (1.70)$$

Generalmente R_3 es igual al paralelo de R_1 y R_2 para minimizar el error producido por las corrientes de entrada del amplificador operacional, como ya antes se analizó. Bajo esta condición, la expresión el ruido térmico producido por las resistencias del circuito, visto desde la entrada se simplifica a:

$$N_{Ue(R)} = \sqrt{\int 8kTR_3 df} . \quad (1.71)$$

Considerando las fuentes de ruido asociadas al amplificador operacional, el aporte de cada fuente de ruido se calcula de la siguiente forma:

- Aporte de la tensión de ruido n_U del amplificador operacional.

$$N_{Us(n_U)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} n_U \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 df} . \quad (1.72)$$

- Aporte de la corriente de ruido n_{Ip} del amplificador operacional.

$$N_{Us(n_{Ip})} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} n_{Ip} \left[(R_3) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 df} . \quad (1.73)$$

Aporte de la corriente de ruido n_{In} del amplificador operacional.

$$N_{Us(n_{In})} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} n_{In} (R_2)^2 df} . \quad (1.74)$$

Sumando estos aportes, empleando la expresión (1.55), se obtiene la tensión de ruido efectivo a la salida del circuito, debido a los ruidos referidos a la entrada del amplificador operacional:

$$N_{Us(AO)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[n_{In}(R_2)^2 + n_{Ip} \left(R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right)^2 + n_U \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}. \quad (1.75)$$

Si se combinan los ruidos de las resistencias con los del amplificador operacional se obtiene la tensión de ruido efectiva total de salida ($N_{Vs(total)}$):

$$N_{Us(total)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[4kTR_2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + 4kTR_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + n_{In}(R_2)^2 + n_{Ip} \left[R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + n_U \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}. \quad (1.76)$$

Luego de esto solo queda evaluar la integral. Las resistencias y sus ruidos asociados son constantes sobre el espectro de frecuencia, así que los dos primeros términos son constantes. Los tres restantes contienen el ruido referido a la entrada del amplificador operacional. Tanto la tensión como la corriente de ruido de este dispositivo contienen ruido de fluctuación, de disparo y térmico. Quiere decir que estos deben ser evaluados como una combinación de ruido blanco y rosado ($1/f$) [18], empleando la expresión (1.61). Por tanto la expresión queda:

$$N_{Us(total)} = \sqrt{B \left(4kTR_2 A_n + 4kTR_3 A_n^2 \right) + n_{Ib} \left(R_2^2 + R_3^2 A_n^2 \right) \left[f_{inc} \ln \frac{f_{inc}}{f_1} + (f_2 - f_{inc}) \right] + n_{Ub} A_n^2 \left[f_{enc} \ln \frac{f_{enc}}{f_1} + (f_2 - f_{enc}) \right]}, \quad (1.77)$$

donde: n_{Ib} es la densidad espectral de potencia de la corriente de ruido blanco, f_{inc} es la frecuencia de esquina de corriente de ruido, n_{Ub} es la densidad espectral de potencia de tensión de ruido blanco, f_{enc} es la frecuencia de esquina del voltaje de ruido y f_1 y f_2 son las frecuencias límites del ancho de banda efectivo del ruido.

Relación señal ruido.

Los diseñadores deben saber en alguna medida los límites de precisión de su diseño, lo cual está determinado, entre otras cosas, por el ruido. Claramente, si el nivel de ruido a la salida del circuito es comparable con los niveles de señal útil, entonces se pierde la información de dicha señal. En una aplicación la relación señal – ruido (SNR) en un ancho de banda determinado es muy útil, puesto que describe cuan contaminada está la señal por el ruido. Esta relación a la salida del circuito y expresada en dB se determina como sigue:

$$SNR_{(dB)} = 10 \log \frac{P_s}{P_n}, \quad (1.78)$$

donde: P_s es la potencia de la señal de salida y P_n es la potencia del ruido de salida [5].

A modo de resumen es importante destacar que el ruido intrínseco, es una función de un amplificador en particular y del circuito donde este es usado; la única forma en la que el diseñador puede influir en este es a través de la selección del amplificador, demás componentes del circuito y el ancho de banda. Es conveniente que los amplificadores operacionales sean de bajo ruido y que las resistencias no sean de valores grandes. En el caso de la selección del ancho de banda se debe llegar a un compromiso, pues mientras menor sea este mayor será la constante de tiempo del medio de medición.

1.4 Técnicas de defensa contra interferencias empleadas en los medios de medición con termopar.

Entre las técnicas de defensa contra interferencias empleadas en los medios de medición de temperatura con termopar se encuentran: etapa de entrada diferencial, usando el amplificador de aislamiento, apantallamiento y torsión de los alambres, integración, etc.

1.4.1 Etapa de entrada diferencial.

En los alambres del termopar con frecuencia se inducen f.e.m. de interferencias asociadas a campos electromagnéticos cercanos, corrientes de fuga, etc. Dichas f.e.m. aparecen en modo común entre los terminales del termopar y en las entradas del amplificador. Para eliminar o disminuir el efecto de estas señales indeseables se puede emplear un amplificador de instrumentación (AI) en la etapa de entrada del circuito de acondicionamiento de señal. Este tiene las siguientes características:

1. Puede alcanzar alta razón de rechazo a señales en modo común (CMRR).
2. Alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.
3. Ganancia en modo diferencial alta y ajustable, empleando una sola resistencia (R_G).

El circuito del AI se divide en dos etapas (figura 1.19): la de entrada y la diferencial o de salida. En la primera se emplean dos amplificadores junto con tres resistencias. Esta tiene la función de proporcionar una alta impedancia de entrada, así como el ajuste de la ganancia empleando una sola resistencia R_G . El hecho de conectar directamente la salida del sensor a las entradas no inversoras de los amplificadores operacionales de entrada, permite que no influya la impedancia de dicho sensor. La segunda etapa consiste en un amplificador diferencial de ganancia unidad y cuatro resistencias iguales. Esta tiene la función de lograr un elevado CMRR, para ello es muy importante que las resistencias sean de gran precisión y tengan entre ellas un apareamiento adecuado.

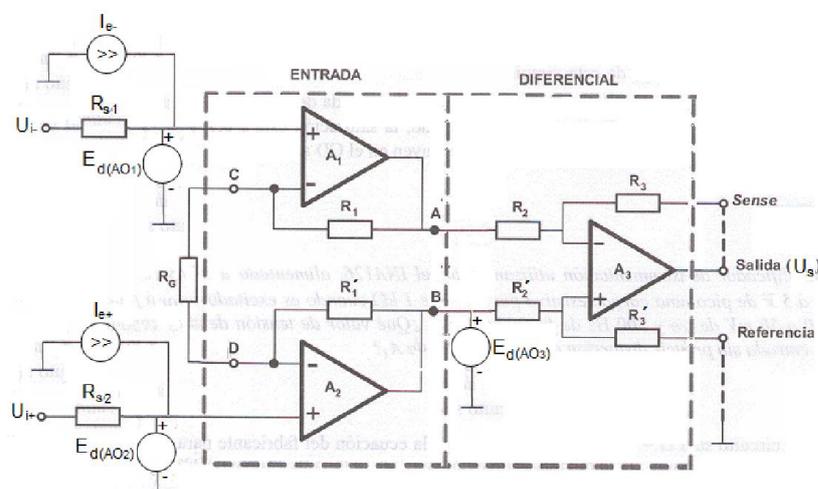


Figura 1.19. Amplificador de instrumentación.

Errores en los amplificadores de instrumentación.

Es evidente que los amplificadores de instrumentación, al estar constituidos por amplificadores operacionales, están influenciados por las fuentes de error de estos últimos, así como por los provocados debido a la tolerancia de sus resistencias.

En los amplificadores de instrumentación la E_d puede estar referida a la entrada denotándose con las siglas RTI (Referred To Input) o a la salida (se indica como RTO o Referred To Output). En el segundo caso, el valor es directamente la E_d de salida mientras que, en el

primero, para calcular la magnitud en la salida, es necesario afectar su valor por la ganancia diferencial con que trabaja el amplificador [21]. Esta tensión tiene dos componentes introducidas por cada una de las etapas del AI (figura 1.19). Por ejemplo, la hoja de datos de un AI puede proporcionar la E_d como $\pm 10 \pm 20/A_{D(AI)} \mu V$ (RTI), donde el primer término es la E_d introducida por la primera etapa y el segundo término es la E_d introducida por la segunda etapa dividida por la ganancia diferencial del AI ($A_{D(AI)}$).

Las corrientes de entrada (I_{e+} e I_{e-}) y la diferencia de estas se manifiestan del mismo modo que en los amplificadores antes analizados, puesto que los terminales de entrada del amplificador de instrumentación pertenecen a la entrada no inversora de los amplificadores operacionales que conforman la etapa de entrada de este.

Los fabricantes de AI suministran los valores de I_{e+} e I_{e-} y su diferencia con respecto a la entrada del circuito integrado. En la figura 1.19 aparecen representadas las corrientes de entrada y la resistencia de salida (R_{s1} y R_{s2}) de la etapa anterior al AI (puede ser un sensor) referidas a tierra. Estas resistencias deben ser iguales entre sí para que las corrientes de entrada que circulen a través de ellas produzcan idénticas caídas de tensión, de esta forma se convierten en señales de modo común que, dadas las características del dispositivo antes explicadas, serían eliminadas o grandemente atenuadas. De lograrse esto aún queda el efecto de la diferencia de las corrientes de entrada (I_d), lo que constituye una componente del error en la salida del AI (ΔU_{sI_d}), la cual se puede calcular a través de la siguiente expresión:

$$\Delta U_{sI_d} = I_d R_{s1} \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right). \quad (1.79)$$

De la expresión (1.79) se deduce que mientras mayor sea el valor de las resistencias vistas por la entrada del AI y la ganancia de este, mayor será ΔU_{sI_d} .

En aplicaciones con sensores sin referencias a tierra, resulta necesario colocar resistencias iguales desde cada entrada del amplificador de instrumentación a tierra para que a través de ellas circulen las corrientes de entrada, evitando la saturación de los amplificadores de entrada [21]. Este método contribuye a reducir la tensión a la entrada del amplificador, ya que se establece un divisor resistivo con la resistencia de salida del sensor, cuestión que se debe tener en cuenta en el diseño.

Si las resistencias R_{s1} y R_{s2} no son iguales las corrientes de entrada que circulan por esas resistencias generarán tensiones diferentes en la entrada del AI, que al amplificarse su diferencia constituye una componente del error en la salida del AI ($\Delta U_{s(I_e)}$). Esta se calcula como sigue:

$$\Delta U_{s(I_e)} = (I_{e+} R_{s2} - I_{e-} R_{s1}) \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right). \quad (1.80)$$

El error producido por las señales en modo común en la salida del AI se puede analizar a partir de la figura 1.20. En esta se muestra el esquema equivalente de un amplificador de instrumentación, donde se cumple que la tensión en modo diferencial ($U_{D(AI)}$) y en modo común ($U_{C(AI)}$) se expresan como:

$$U_{D(AI)} = U_1 - U_2, \quad (1.81)$$

$$U_{C(AI)} = \frac{U_1 + U_2}{2}, \quad (1.82)$$

y la tensión de salida está dada por:

$$U_s = A_{D(AI)} \left(U_{D(AI)} + \frac{A_{C(AI)}}{A_{D(AI)}} U_C \right), \quad (1.83)$$

donde $A_{C(AI)}$ es la ganancia en modo común del amplificador de instrumentación.

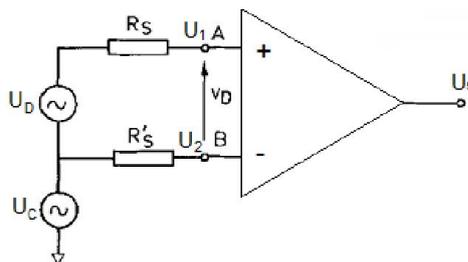


Figura 1.20. Circuito equivalente de un amplificador.

De este análisis se deduce que el error absoluto debido a tensiones en modo común está dado por $A_{C(AI)}U_C$. Este se puede calcular a partir del valor de CMRR, el cual ofrece el fabricante en la hoja de datos del AI y de esta forma se tiene:

$$\Delta U_{s(C)} = \frac{A_{D(AI)}U_C}{10^{\frac{CMRR}{20}}}, \quad (1.84)$$

Además de estos parámetros, también podemos encontrar en la hoja de datos del AI los errores de ganancia y de no linealidad. El primero es la desviación de la ganancia real respecto a la ideal, para R_G constante. Se suele expresar en tanto por ciento respecto a cada posible valor de ganancia [21]. El segundo es definido como la desviación de una línea recta de la característica entrada contra salida del dispositivo. Este generalmente se expresa en forma relativa reducida.

El error producido en la salida del AI por las variaciones de las fuentes de alimentación se calcula con el valor del PSRR, que se obtiene en la hoja de datos del AI. Para esto se emplea la expresión (1.41).

Los errores expresados en forma absoluta debido a las derivas con la temperatura de la tensión de desplazamiento ($\Delta U_{s(derE_d)}$), las corrientes de entrada ($\Delta U_{s(derI_e)}$), la diferencia de estas ($\Delta U_{s(derI_d)}$) y la ganancia ($\Delta derA_{AI}$) son:

$$\Delta U_{s(derE_d)} = derE_d A_{AI} ({}^{\circ}t_f - {}^{\circ}t_i), \quad (1.85)$$

$$\Delta U_{s(derI_e)} = (derI_{e+}R_{s2} - derI_{e-}R_{s1}) ({}^{\circ}t_f - {}^{\circ}t_i) \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right), \quad (1.86)$$

$$\Delta U_{s(derI_d)} = derI_d({}^o t_f - {}^o t_i) R_{s1} \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right), \tag{1.87}$$

$$\Delta derA_{AI} = derA_{AI}({}^o t_f - {}^o t_i). \tag{1.88}$$

Ruido en los amplificadores de instrumentación

En la figura 1.21 se muestra un modelo simplificado del ruido en un amplificador de instrumentación, donde se identifican dos fuentes de tensión de ruido y dos fuentes de ruido asociadas a las corrientes de entrada. Una de las fuentes de tensión de ruido está ubicada en la entrada del AI, la cual se refleja en la salida multiplicada para la ganancia de este dispositivo, y la otra está ubicada en la salida. Las corrientes de ruido originadas por las corrientes de entrada están situadas en la entrada del AI. Estas provocan una caída de tensión de ruido en las resistencias $R_s/2$ de cada entrada, que se reflejan en la señal de salida multiplicadas por la ganancia. De esta forma se tiene que la tensión de ruido en la salida del AI, según [11], es:

$$N_{Us(AI)} = \sqrt{B \left[n_{Us} + A^2 \left(n_{Ue} + \frac{n_{I+} R_s^2}{4} + \frac{n_{I-} R_s^2}{4} \right) \right]}, \tag{1.89}$$

donde: n_{Us} y n_{Ue} representan la densidad espectral de potencia de las fuentes de tensión de ruido de salida y de entrada, respectivamente, y n_{I+} y n_{I-} representan la densidad espectral de potencia de las fuentes de corriente de ruido de entrada.

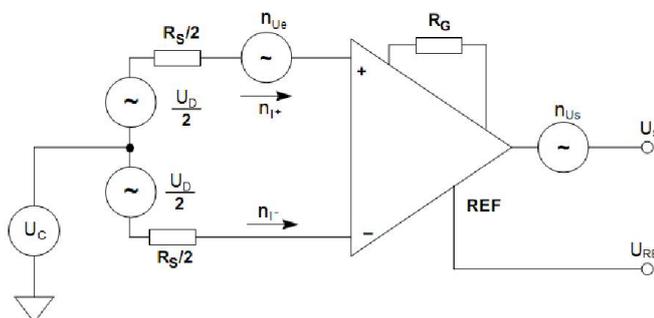


Figura 1.21. Modelo de ruido simplificado de los amplificadores de instrumentación.

Si se desea reflejar en la entrada la tensión de ruido obtenida en la expresión (1.91), esta se debe dividir por la ganancia del AI.

1.4.2 Amplificadores de aislamiento.

La máxima tensión en modo común que puede soportar el AI, sin dañarse, no está muy lejos del valor de la tensión a la que este se alimenta. Cuando esta señal indeseable sobrepasa estos límites no se puede emplear el AI y en su lugar se utiliza el amplificador de aislamiento (AA).

El AA proporciona alto rechazo a tensiones en modo aislado, en el orden de los miles de V. En el caso del termopar es particularmente útil para eliminar lazos de tierra creados, cuando este hace contacto directo con una fuente de interferencia de tensión y/o corriente, que en ocasiones resultan tan grandes que pueden provocar daños tanto al medio de medición como al operador [22].

El AA es un amplificador con un aislamiento óhmico entre la etapa de entrada y la de salida. Este generalmente está compuesto por un amplificador de entrada, algún tipo de modulador, una barrera de aislamiento, un demodulador y un amplificador de salida. Por lo general, este amplificador no se emplea para amplificar tensión, sino para lograr una separación óhmica entre el sensor y el resto del medio de medición.

La figura 1.22 presenta el símbolo de este amplificador. Este queda dividido en dos partes aisladas entre sí, cada una de ellas alimentada independientemente por fuentes de alimentación también aisladas entre sí [20].

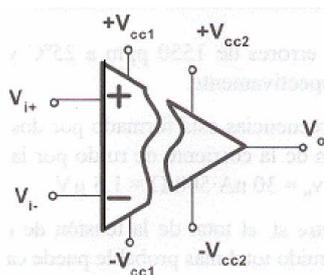


Figura 1.22. Símbolo eléctrico del amplificador de aislamiento.

Las barreras de aislamiento pueden ser ópticas, magnéticas (tipo transformador) o capacitivas. Los amplificadores con aislamiento óptico son rápidos pero son los que soportan menos tensión de aislamiento. Los amplificadores con aislamiento magnético son los más lentos pero soportan una mayor tensión de aislamiento. Los amplificadores con aislamiento capacitivo soportan altas tensiones de aislamiento y tiene un ancho de banda grande, pero parte del rizo de la portadora aparece en la señal de salida.

Debido a que la impedancia de la barrera de aislamiento no es infinita, circulan pequeñas corrientes de fuga a través de la misma que producen una tensión de error en la salida del AA. La medida de que un AA atenúa o rechaza el voltaje de modo aislado ($U_{\text{modo aislado}}$) se llama factor de rechazo del modo aislado (IMRR, Isolation Mode Rejection Ratio). Este muchas veces se expresa en dB y con él se puede obtener la tensión de error equivalente a la entrada en forma absoluta (ΔU_{RMA}) como sigue:

$$\Delta U_{RMA} = \frac{U_{\text{modo aislado}}}{10^{\frac{IMRR}{20}}}. \quad (1.90)$$

Para obtener la tensión de error en la salida basta con multiplicar U_{RMA} por la ganancia del dispositivo [20].

Los errores debido a la tensión de desplazamiento, las corrientes de entrada y su diferencia, de la ganancia y las derivas de estos parámetros, así como los errores debido a las variaciones de las fuentes de alimentación se calculan empleando el mismo procedimiento descrito para el amplificador de instrumentación; sustituyendo en este caso la ganancia del amplificador de instrumentación por la ganancia del amplificador de aislamiento.

1.4.3 Apantallamiento y torsión de los alambres.

El apantallamiento se emplea para reducir el efecto de las capacidades parásitas entre el termopar y otro conductor. Este no es más que una pantalla eléctrica que rodea al conductor

del sensor conectada a tierra, para garantizar que la tensión de ruido en ella sea nula, y con ello, la tensión inducida sobre dicho sensor.

La torsión uniforme (trenzado) de los conductores es una de las técnicas de eliminación de interferencias. Al trenzarse los conductores se logra que las interferencias que inciden sobre los mismos sean iguales y al sumarse desde los extremos se anulen, o sea, se cancelen las interferencias.

En la práctica no se produce la anulación completa de las interferencias magnéticas debido a que el trenzado no es exactamente uniforme y a lo largo de los conductores los campos magnéticos no son iguales, etc., pero su disminución es notable. Por tal motivo los alambres de extensión o compensación se encuentran disponibles en el mercado en un formato de par trenzado.

Aquellas interferencias que no se puedan eliminar con este método deben ser atenuadas empleando un filtro.

1.4.4 Integración.

Esta técnica de defensa contra interferencias solo se puede emplear en la solución digital de los problemas del termopar, debido a que se implementa en la conversión analógica-digital [22]. Los convertidores analógicos – digitales (CAD) que desarrollan la técnica de integración son: el convertidor de doble integración y el convertidor sigma - delta.

Convertidores de doble integración.

Los convertidores de doble integración (figura 1.23) convierten la tensión sometida a medición (U_e) en tiempo. Para esto, esta magnitud se integra durante un tiempo conocido (T_N) y posteriormente a una tensión conocida de signo contrario a U_e , hasta que la salida del integrador retorne al nivel inicial U [24].

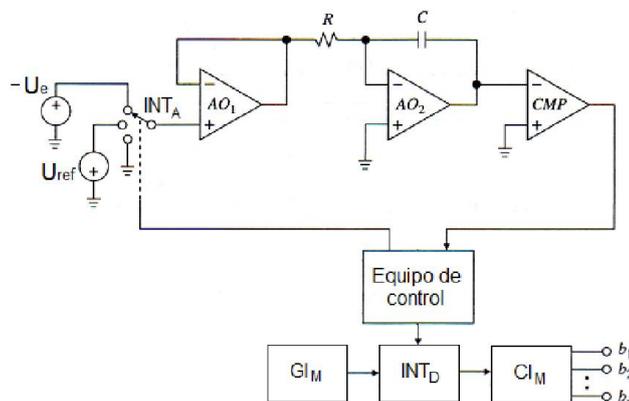


Figura 1.23. Esquema del convertidor de doble integración.

Durante el primer intervalo la tensión a la salida del integrador (U_1), según [24], toma el tamaño que está dado por la fórmula siguiente,:

$$U_1 = U + \frac{1}{\tau} \int_{T_0}^{T_0+T_N} U_e dt . \tag{1.91}$$

En el segundo intervalo el nivel de la tensión a la salida del integrador U_1 retorna a U ; esto se puede lograr por que la tensión de referencia (U_{ref}) tiene signo contrario a U_e :

$$U = U_I - \frac{1}{\tau} \int_{T_0+T_N}^{T_0+T_N+T_x} U_{ref} dt, \quad (1.92)$$

donde: τ es la constante de tiempo del integrador, T_0 el tiempo en que comienza la medición y T_x tiempo que dura el segundo intervalo [24].

Al sustituir una expresión en otra y realizar las operaciones necesarias se tiene que:

$$T_x = \frac{U_e}{U_{ref}} T_N. \quad (1.93)$$

La ecuación anterior muestra que T_x es proporcional a U_e y se mide digitalmente empleando un generador de impulsos (GI_M), un interruptor digital (INT_D) y un contador de impulsos (CI_M), obteniéndose a la salida de este último, en forma paralela, un código equivalente a U_e , ver figura 1.23.

La descripción detallada del principio de funcionamiento del convertidor de doble integración se encuentra en [24].

Este convertidor no realiza la medición instantánea de U_e , si no que promedia esta señal en un período de tiempo determinado (T_N). Si se escoge el período de integración de forma tal que sea igual al período (o múltiplo del período) de una señal de interferencia, por ejemplo una señal sinusoidal a 60 Hz proveniente de un cable energizado, está se elimina, lo que significa una ventaja.

El principal inconveniente de este convertidor es que tiene una baja velocidad de conversión en comparación con otros convertidores como: el de aproximaciones sucesivas [22].

Error en los convertidores de doble integración

En este CAD, como en todos los demás, está presente el error de cuantificación e_q , también conocido como ruido de cuantificación, el cual surge debido a la incapacidad de estos dispositivos de generar un código para cada valor de la señal analógica.

El error de cuantificación e_q tiene la amplitud del escalón de cuantificación (v), pero en algunos CAD, con el fin de eliminar la media aritmética de este error, se le introduce una corrección igual a $0,5v$ al convertidor. Con esto se logra, además de lo anterior, que la probabilidad del error se distribuya de acuerdo con la ley cuadrática simétrica y hacer dos veces menor dicho error y la desviación media cuadrática [24].

El error de cuantificación e_q expresado en forma relativa reducida es:

$$\gamma_{e_q} = \frac{1}{N}, \quad (1.94)$$

donde N representa la cantidad de escalones de cuantificación.

El error de cuantificación e_q al variar en el intervalo de $-v/2$ a $v/2$ su valor máximo es igual a $v/2$ y su potencia, entonces, está dada por:

$$P_{e_q} = \frac{1}{v} \int_{-v/2}^{v/2} e_q^2 de_q = \frac{v^2}{12}, \quad (1.95)$$

Para obtener la relación señal – ruido se considera una señal de entrada sinusoidal. La potencia máxima de la señal será cuando esta alcance el valor máximo de amplitud y este ha sido cuantificado en 2^{n-1} pasos, por lo que:

$$P_{señal} = \frac{1}{2} (2^{n-1} v)^2 \tag{1.96}$$

Entonces, empleando la expresión (1.78) la relación señal – ruido queda:

$$SNR_{(dB)} = 6,02n + 1,76 \tag{1.97}$$

En la práctica el CAD produce mayor ruido que el ruido de cuantificación teórico, puesto que introduce distorsión debido a las no linealidades de la característica de transferencia. Por tanto el número efectivo de bit (ENOB) es:

$$ENOB = \frac{S/(N + D) - 1,76}{6,02} \tag{1.98}$$

donde $S/(N+D)$ es la relación señal ruido más la distorsión, expresada en decibeles [9].

Convertidor sigma - delta (Σ - Δ)

Los convertidores sigma - delta son muy populares gracias a que con estos se puede conseguir una alta resolución con una muy buena inmunidad al ruido, lo cual es deseado sobre todo en medios de medición digitales de alta precisión. Están compuesto por una etapa de sobre muestreo, un modulador sigma delta y un etapa de salida donde se llevan a cabo los procesos de filtrado y diezmado (figura 1.24). Finalmente la salida del código es en serie.

En este dispositivo se logran las características antes mencionadas porque en él se implementa técnicas de defensa contra el ruido tales como: el sobre muestreo, deformación del ruido y filtrado digital.

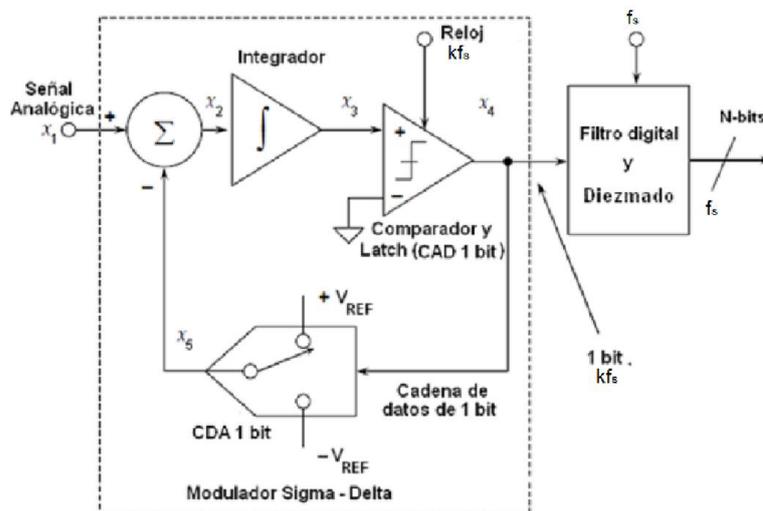


Figura 1.24. Convertidor sigma delta de primer orden.

Sobre muestreo

Una señal muestreada $x^*(t)$ de $x(t)$ se puede considerar como el producto de la señal continua $x(t)$ por un tren de impulsos de Dirac de período T , es decir:

$$x^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - nT). \quad (1.99)$$

Sabiendo que a la operación producto en el dominio del tiempo le corresponde la convolución de los espectros de las funciones en el dominio de las frecuencias; la representación de $x^*(t)$ en el dominio de las frecuencias se muestra en la figura 1.25, donde $|X^*(f)|$ es un espectro periódico formado por el desplazamiento de la componente original de la señal a las frecuencias múltiplos de la frecuencia de muestreo (f_s).

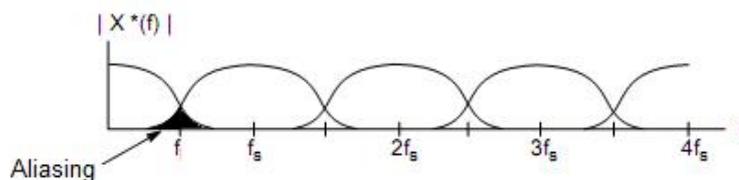


Figura 1.25. Representación de la señal muestreada en el espectro de frecuencia.

Si f_N se define como la frecuencia de Nyquist (el doble de la frecuencia del mayor armónico de interés de la señal analógica f_B), entonces f_s debe ser mayor o igual que f_N para que no ocurra el solapamiento de los espectros o fenómeno de aliasing, como también se conoce, mostrado en figura 1.25.

El ruido de cuantificación, bajo determinadas condiciones, se puede considerar que presenta una densidad espectral de potencia constante como la del ruido blanco. La potencia de este (varianza), se distribuye uniformemente en el rango de $-f_s/2$ a $f_s/2$ de manera que la densidad espectral de potencia se calcula como sigue:

$$n_{e_q} = \frac{P_{e_q}}{f_s} = \frac{v^2}{12f_s}, \quad (1.100)$$

entonces, la potencia de ruido de cuantificación en la banda de frecuencia de interés queda:

$$P_q = \int_{-f_N/2}^{f_N/2} n_{e_q} df = \frac{v^2}{12} \cdot \frac{f_N}{f_s} = \frac{v^2}{12M}, \quad (1.101)$$

donde M se conoce como razón de sobre muestreo. De la expresión anterior se deduce que si $f_s=f_N$, la potencia del ruido de cuantificación que acompaña a la señal cuantificada es $\frac{v^2}{12}$.

Sin embargo, a medida que f_s sea mayor que f_N en la banda de frecuencia de la señal quedará menor porción de potencia de ruido de cuantificación.

En la figura 1.26 se muestra la distribución de la potencia de ruido de cuantificación, en el dominio de las frecuencias, para un CAD con frecuencia de muestreo de Nyquist (zona gris) y otro con sobre muestreo (zona blanca). En este último se observa que P_q se expande hasta $\pm \frac{f_s}{2}$, quedando en la banda de frecuencia de interés solo la parte rayada, o sea, que con el sobre muestreo hay una reducción considerable de la potencia de ruido en la banda de interés.

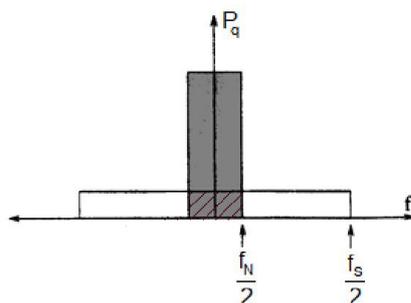


Figura 1.26. Distribución de la potencia de ruido de cuantificación en el espectro de frecuencia para CAD con frecuencia de muestreo de Nyquist (zona gris) y otro con sobre muestreo (zona blanca).

Otro beneficio del sobre muestreo es que a medida que $f_s > f_N$ los requerimientos constructivos del filtro antialiasing son menores, pues la banda de transición es mayor, ver figura 1.27. Generalmente es suficiente con un simple filtro RC.

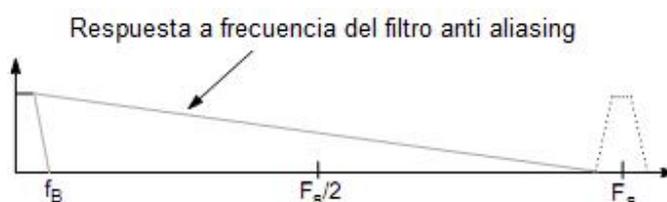


Figura 1.27. Respuesta a frecuencia de un filtro antialiasing de un CAD de sobre muestreo.

Los filtros antialiasing empleados en los CAD con frecuencia de muestreo de Nyquist son muchísimo más complejos, puesto que la pendiente de la banda de transición es muy abrupta, ver figura 1.28.



Figura 1.28. Respuesta a frecuencia de un filtro antialiasing de un CAD de frecuencia de Nyquist.

Aumento de la resolución por el sobre muestreo

La potencia de la señal es la misma definida en la expresión (1.96) y la potencia del ruido de cuantificación en la banda de interés, luego del sobre muestreo, se define en la expresión (1.101). Por tanto, empleando la expresión (1.78) la relación señal - ruido queda:

$$SNR_{(dB)} = 6,02n + 1,76 + 10 \log M . \tag{1.102}$$

Aquí se demuestra que mientras mayor sea la razón de sobre muestreo (M) mejor será la resolución sin necesidad de aumentar el número del bit del CAD.

Deformación del ruido

La deformación del ruido se lleva a cabo en el modulador Σ - Δ . Este último es la parte enmarcada con líneas discontinuas en la figura 1.24. Está compuesto por un integrador y un CAD de 1bit (comparador), en el camino directo, y en la realimentación se encuentra ubicado un convertidor digital analógico (CDA) de 1 bit. El modulador puede ser de primer orden, segundo orden o más, lo que se define por la cantidad de integradores que lo compongan, por ejemplo: si tiene un solo integrador es de primer orden.

El principio de funcionamiento del modulador $\Sigma\text{-}\Delta$ se describe brevemente como sigue, ver figura 1.24. La señal de entrada (x_1) luego de ser sobre muestreada se resta con la salida del CDA (x_5) formando un tren de pulsos (x_2). Esta señal es integrada (x_3) y comparada con respecto a tierra con el comparador de cruce por cero. La salida del comparador y el latch (x_4) es la cadena de datos que alimenta a los filtros digitales (ubicados fuera del modulador), y que llega al CDA de donde sale un tren de pulsos de valores picos $\pm V_{ref}$ (x_5). Esta señal se realimenta a la entrada, a través del restador, para cerrar el lazo. La señal de salida (x_4) tendrá más o menos 1 y 0 dependiendo del valor de la señal de entrada (x_1), o sea, el número relativo de 0 y 1 es directamente proporcional al valor de la entrada analógica [13].

El principio de la deformación del ruido se explica a través de un modelo simplificado en el dominio s del modulador $\Sigma\text{-}\Delta$ de primer orden, ver figura 1.29. Se considera el nodo de suma a la derecha del integrador como representación del comparador, pues es ahí donde se lleva a cabo el muestreo y se introduce al modelo el ruido de cuantificación [26].

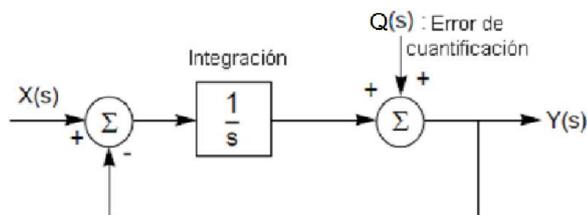


Figura 1.29. Diagrama en bloques del modelo en el dominio s de un modulador sigma – delta de primer orden.

Considerando $X(s)$ la entrada del modelo y $Y(s)$ salida, se tiene que la función de transferencia de la señal, con el ruido de cuantificación $Q(s)$ igual a 0, es:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{1}{s}}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{1}{s+1} \tag{1.103}$$

La función de transferencia del ruido, con $X(s)=0$, es:

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{s}{s+1} \tag{1.104}$$

Como se puede ver en la expresión (1.103), la relación que hay entre la señal de entrada y la salida es equivalente a la función de transferencia de un filtro pasa bajo. Esto quiere decir que la señal no sufrirá cambios siempre que su contenido en frecuencia no exceda la frecuencia de corte del filtro pasa bajo. Sin embargo, la relación entre el ruido y la salida, determinada por la expresión (1.104), es equivalente a la función de transferencia de un filtro pasa alto. Con esto el ruido de cuantificación es desplazado hacia las altas frecuencias, por tanto se modifica su forma espectral. Si a esto se le agrega los efectos del sobre muestreo, la potencia de ruido disminuye significativamente dentro de la banda de interés.

Análisis del modulador $\Sigma\text{-}\Delta$ en el dominio z.

El diagrama en bloques del modelo de un modulador $\Sigma\text{-}\Delta$ en el dominio z se muestra en la figura 1.30.

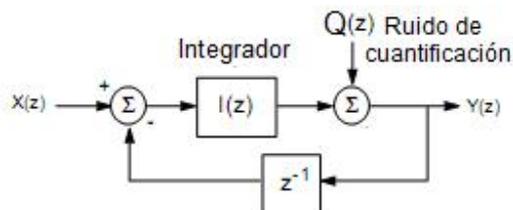


Figura 1.30. Diagrama en bloques del modelo en el dominio z de un modulador Σ - Δ de primer orden.

La salida $Y(z)$ está dada por:

$$Y(z) = Q(z) + I(z)[X(z) - z^{-1}Y(z)], \quad (1.105)$$

donde: $Q(z)$, $X(z)$ e $I(z)$ son las transformadas z del ruido de cuantificación, la señal de entrada y la función de transferencia del integrador, respectivamente.

Despejando a $Y(z)$ en la ecuación (1.105) y sustituyendo a $I(z)$ por su expresión $\frac{1}{1-z^{-1}}$ queda:

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})Q(z). \quad (1.106)$$

La función de transferencia del ruido de cuantificación, con $X(z)=0$, es $1 - z^{-1}$. Si se sustituye z por $e^{j\omega T}$ en esta expresión se tiene:

$$\frac{Y(\omega)}{Q(\omega)} = 1 - e^{-j\omega T} = e^{-j\frac{\omega T}{2}} 2j \operatorname{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right). \quad (1.107)$$

El módulo de la expresión anterior es:

$$\left| \frac{Y(\omega)}{Q(\omega)} \right| = \left| 2 \operatorname{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right| = \left| 2 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \right|. \quad (1.108)$$

La expresión (1.108) muestra que la relación que hay entre el ruido de cuantificación y la salida del modulador es equivalente al de un filtro pasa alto. Dicho ruido tendrá una ganancia máxima cuando $f = f_s/2$.

Análisis de la densidad espectral de potencia de ruido en la salida del modulador Σ - Δ .

La contribución del ruido de cuantificación expresado en forma de densidad espectral de potencia en la salida del modulador es:

$$n_{\Sigma-\Delta(1)} = \frac{v^2}{12f_s} \left[2 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \right]^2, \quad (1.109)$$

entonces, la potencia de ruido de cuantificación en la banda de frecuencia de interés queda:

$$P_{\Sigma-\Delta(1)} = \int_{-f_N/2}^{f_N/2} n_{\Sigma-\Delta(1)} df = \frac{v^2}{12M^3} \cdot \frac{\pi^2}{3}, \quad (1.110)$$

donde: $M = \frac{f_s}{f_N} \gg 1$.

Con la expresión (1.110) se demuestra que en la salida del modulador la potencia de ruido en la banda de interés disminuye significativamente debido a M^3 .

Relación señal – ruido en el modulador Σ - Δ .

La potencia de la señal es la misma definida en la expresión (1.96) y la potencia del ruido de cuantificación en la banda de interés, a la salida del modulador, se define en la expresión (1.110). Por tanto, empleando la expresión (1.78) la relación señal - ruido queda:

$$SNR_{(dB)} = 6,02n - 3,41 + 30\log M . \tag{1.111}$$

Como se puede ver, aumenta significativamente la resolución para un mismo valor M y n, en comparación con la relación señal – ruido obtenida con el sobre muestreo.

Los moduladores de segundo orden incorporan a su estructura un segundo integrador, ver figura 1.31. Para obtener la potencia de ruido en el ancho de banda de interés se procede de la misma forma que con el modulador de primer orden y finalmente se obtiene:

$$P_{\Sigma-\Delta(2)} = \frac{v^2}{12M^5} \cdot \frac{\pi^4}{5} \tag{1.112}$$

Como se puede observar en la expresión (1.112), se logra una mayor atenuación del ruido en un modulador Σ - Δ de segundo orden en comparación con uno de primer orden, lo que se evidencia con la potencia de M en cada caso. Por consiguiente la relación señal – ruido es mayor. Para obtener su expresión se procede de la misma forma que para el modulador de primer orden y esta queda:

$$SNR_{(dB)} = 6,02n - 11,13 + 50\log M \tag{1.113}$$

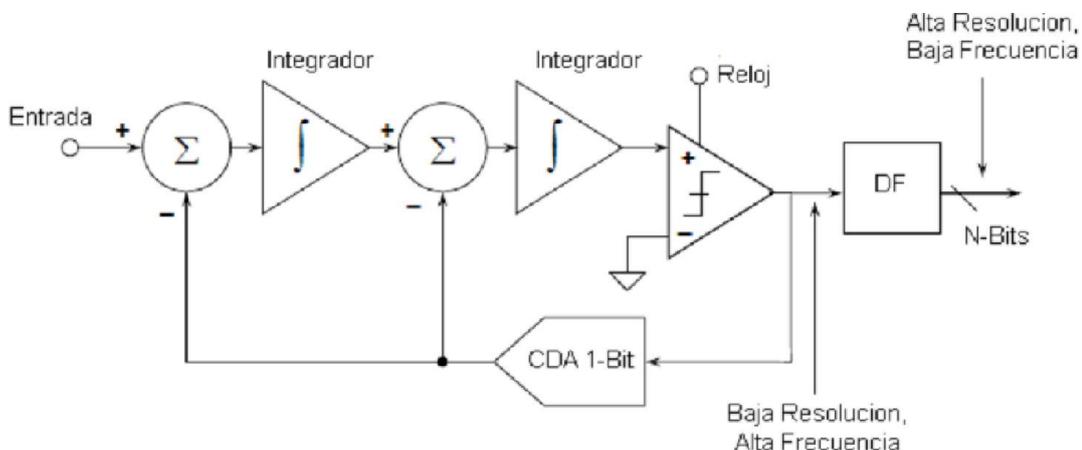


Figura 1.31. Modulador Σ - Δ de segundo orden.

Con el análisis anterior se deduce que los moduladores de mayor orden exhiben una mejor atenuación del ruido de cuantificación y por consiguiente una mejor resolución, lo cual se demuestra en la expresión de la potencia de ruido en la banda de interés. Esto se muestra en la figura 1.32, donde se grafica la potencia de ruido para moduladores de hasta tercer orden.

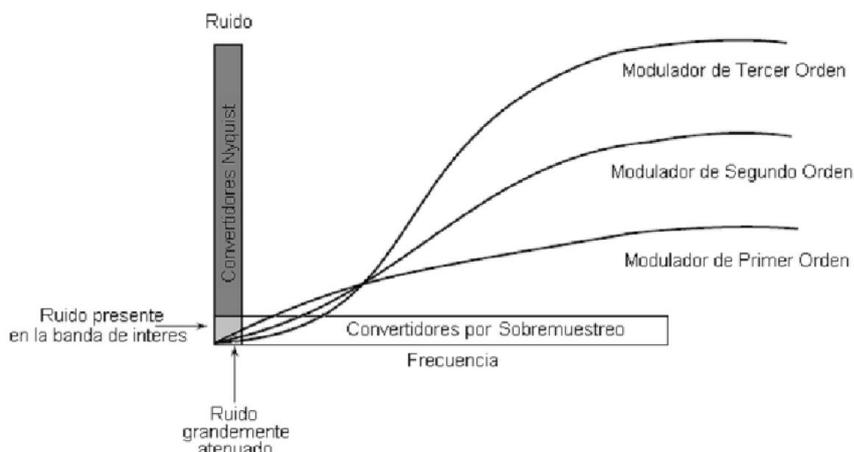


Figura 1.32. Representación en el dominio de las frecuencias de la potencia del ruido de cuantificación a la salida de diferentes tipos de moduladores $\Sigma\text{-}\Delta$.

Filtrado de la señal

A la salida del modulador se encuentra un filtro pasa bajo digital tipo FIR, encargado de eliminar la señal concentrada en las altas frecuencias, con esto se reduce al mínimo la presencia de ruido en la señal útil. Luego la señal es diezmada para reducir su frecuencia a f_N , puesto que es muy difícil que un microprocesador pueda trabajar a la frecuencia del sobre muestreo, además se eliminan informaciones redundantes innecesarias.

Los filtros FIR son aquellos filtros digitales cuya respuesta a un impulso unitario tiene una duración finita. De forma general, su salida $y(k)$ en un tiempo k se expresa como sigue:

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)x(k-n), \tag{1.114}$$

donde $h(n)$ es la respuesta a impulso del sistema. La expresión (1.114) indica que la salida de estos filtros es una combinación lineal de la entrada actual y las $N-1$ entradas anteriores. Estos, no son recursivos y por esto se pueden emplear para el diezmado.

Con frecuencia en los convertidores $\Sigma\text{-}\Delta$ se utiliza un filtro digital FIR pasa bajo senc³, cuya respuesta en el dominio de las frecuencias se puede ver en la figura 1.33. Esta se caracteriza por presentar puntos de máxima atenuación a la frecuencia f_A y sus múltiplos, lo cual es de suma importancia en la eliminación o atenuación de interferencias.

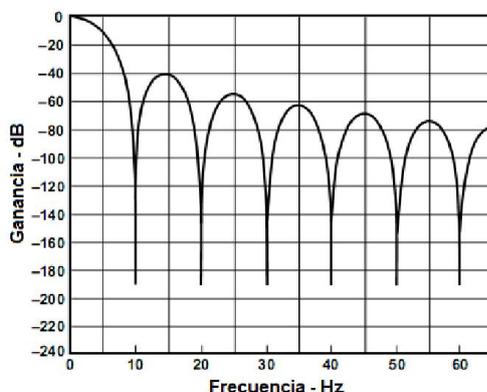


Figura 1.33. Respuesta en el dominio de las frecuencias de un filtro digital pasa bajo senc³.

En resumen con el convertidor Σ - Δ se puede lograr mayor resolución en comparación con los otros CAD. Sin embargo, como limitación presenta una baja velocidad de conversión.

1.5 Error en los circuitos electrónicos.

La forma de calcular el error total de los circuitos electrónicos se describe a continuación.

En la figura 1.34 se muestra un diagrama en bloques de tres etapas de un circuito electrónico, donde para cada etapa la A_i representa la ganancia, ΔA_i la componente multiplicativa del error y Δa_i la componente aditiva del error. Las etapas pueden estar compuestas por elementos activos, pasivos o una mezcla de los dos. Se debe tener en cuenta que los elementos pasivos no tienen componentes aditivas del error debido a la tensión de desplazamiento y corrientes de entrada, contrario a los elementos activos.

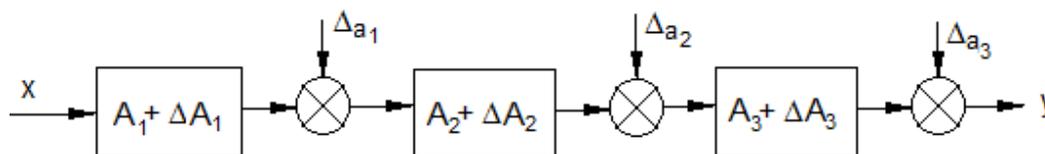


Figura 1.34. Diagrama en bloques de tres etapas de un circuito electrónico.

La componente aditiva total del error ($\Delta_{a(total)}$) a la salida del circuito (y) se obtiene como sigue:

$$y + \Delta_{a(total)} = A_1 A_2 A_3 x + A_2 A_3 \Delta_{a1} + A_3 \Delta_{a2} + \Delta_{a3}, \quad (1.115)$$

donde la salida del circuito es $y = A_1 A_2 A_3 x$, por lo que error aditivo total expresado en forma absoluta está dado por:

$$\Delta_{a(total)} = A_2 A_3 \Delta_{a1} + A_3 \Delta_{a2} + \Delta_{a3}, \quad (1.116)$$

y expresado en forma relativa es:

$$\delta_{\Delta_{a(total)}} = \left(\frac{\Delta_{a1}}{A_1 x} + \frac{\Delta_{a2}}{A_1 A_2 x} + \frac{\Delta_{a3}}{A_1 A_2 A_3 x} \right) \cdot 100. \quad (1.117)$$

Al analizar la expresión (1.117) se puede observar que la componente aditiva del error que más influye en la total es la de la primera etapa del circuito de acondicionamiento. Por tal motivo se requiere seleccionar para esta etapa amplificadores operacionales de mayor calidad, con bajas tensiones de desplazamiento y corrientes de entrada.

La componente multiplicativa total del error ($\Delta_{m(total)}$) se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$y + \Delta_{m(total)} = [A_1 A_2 A_3 + A_1 A_3 \Delta A_2 + A_1 A_2 \Delta A_3 + A_2 A_3 \Delta A_1] x, \quad (1.118)$$

Esta expresada en forma absoluta es:

$$\Delta_{m(total)} = [A_1 A_3 \Delta A_2 + A_1 A_2 \Delta A_3 + A_2 A_3 \Delta A_1] x, \quad (1.119)$$

y expresada en forma relativa es:

$$\delta_{\Delta_{m(total)}} = \left(\frac{\Delta A_1}{A_1} + \frac{\Delta A_2}{A_2} + \frac{\Delta A_3}{A_3} \right) \cdot 100 = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3, \quad (1.120)$$

donde: δ_1 , δ_2 y δ_3 son los errores de cada etapa expresados en forma relativa.

Como se puede observar en la expresión (1.120), las componentes multiplicativas del error de las etapas del circuito de acondicionamiento de señal tienen igual influencia sobre la total.

1.6 Caracterización actual de los medios de medición de temperatura con termopar.

En la actualidad, debido a que vivimos en un país bloqueado, muchas veces se dificulta la importación de medios de medición de temperatura con termopar, entre otros. Por tal motivo e impulsados por la fuerza de movimientos como el Forum y la ANIR, se han diseñado diversos prototipos de medios de medición para dar solución a un problema determinado, pero, generalmente, sin tener en cuenta las características metrológicas. Esto limita el empleo de estos medios en aplicaciones serias de repercusión económica y social.

Por otro lado, en nuestra facultad se han diseñado diversos medios de medición, ya sea en trabajos de diploma, proyectos e incluso extraclases. En una cantidad significativa de estos trabajos no se evidencia que el diseño haya partido de características metrológicas predefinidas en función de realizar una selección adecuada de los componentes, como tampoco se realiza el cálculo del error del instrumento diseñado teniendo en cuenta, al menos, las fuentes de error más significativas, ni del tiempo de respuesta del mismo, etc. Esto se debe a diferentes causas, entre ellas se cuenta el desconocimiento de los métodos de cálculo de errores del componentes que integran los medios de medición diseñados, así como el tiempo de respuesta de los mismos.

Si existiera una metodología que facilite el diseño de medios de medición de temperatura con termopar, a partir de características metrológicas predefinidas, se obtendrían medios de medición más competitivos y con una mayor calidad. Sin embargo, hasta el momento no se conoce ninguna.

Conclusiones parciales.

Teniendo en cuenta los tópicos analizados en este capítulo se arriba a las siguientes conclusiones:

1. El termopar a pesar de sus ventajas presenta tres problemas fundamentales que fijan las pautas en el diseño de medios de medición con este sensor, los cuales son:
 - No linealidad en la relación tensión – temperatura.
 - Necesidad de conocer o compensar la temperatura en la junta de referencia.
 - F.e.m. generada en el orden de los milivolts (bajo nivel de tensión).
2. De todas las variantes analizadas de circuitos electrónicos para medios de medición de temperatura con termopar, la que presenta un mejor tratamiento al error es la solución digital. Sin embargo, cualquier circuito electrónico sirve siempre que resuelvan los problemas antes mencionados, y esté acorde con características metrológicas predefinidas. Si se cumple lo anterior, se recomienda la opción más económica.
3. Se deben tener en cuenta las características metrológicas para realizar una adecuada selección del medio de medición a utilizar o un diseño de este para propósitos determinados. En el caso del diseño, estas influyen en la selección de los

componentes que deben integrar al mismo, también se debe considerar el ruido intrínseco y las interferencias a la que va a ser sometido el medio de medición.

4. No existe una metodología que facilite del diseño de un medio de medición de temperatura con termopar con características metrológicas predefinidas, cuestión que se resuelve en el próximo capítulo.

Capítulo II: Metodología para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metroológicas predefinidas.

Introducción:

En este capítulo se describe la metodología propuesta para el diseño de medios de medición de temperatura con termopar, con características metroológicas predefinidas. Además se desarrolla un ejemplo para verificar su aplicación y se concluye con la simulación del mismo.

2.1 Metodología propuesta para el diseño de medición de temperatura con termopar con características metroológicas predefinidas.

Esta metodología tiene el objetivo de facilitar el diseño de medios de medición de temperatura con termopar a partir de características metroológicas predefinidas. Por lo que, antes de comenzar el diseño, se deben conocer las fundamentales, estas son: campo de medición, error total de la medición (Δ_T), el tiempo de respuesta y la apreciación para los medios de medición digitales.

El error total de la medición se debe calcular expresado de la misma forma en que se suministra este dato en los requerimientos del diseño. En esta metodología se obtiene el error expresado en forma absoluta, pero este, según convenga, puede ser expresado en forma relativa y relativa reducida a partir de las expresiones (1.14) y (1.16), respectivamente.

Metodología:

1. Definir el tipo de solución, analógica o digital, atendiendo al error total de la medición, tiempo de respuesta, forma de utilizar el resultado y condiciones de la medición.

Medios de medición de temperatura con termopar basados en la solución analógica.

Los medios de medición de temperatura con termopar que emplean la solución analógica se conforman por tres bloques fundamentales: el sensor, el acondicionamiento de señal (AS) y el instrumento magnetoeléctrico (M), ver figura 2.1. Estos medios de medición no pueden tener un error menor que 0,5 % y su tiempo de respuesta está en el orden de los segundos.

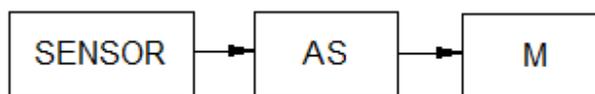


Figura 2.1. Diagrama en bloques de los medios de medición de temperatura con termopar que emplean la solución analógica.

El error total (Δ_T) se expresa de la siguiente forma:

$$\Delta_T = \Delta_{m(total)} + \Delta_{a(total)}, \quad (2.1)$$

donde: $\Delta_{m(total)}$ y $\Delta_{a(total)}$ son los errores multiplicativo y aditivo del medio de medición, respectivamente.

2. Definir las características metroológicas del instrumento magnetoeléctrico atendiendo a los siguientes criterios:

$$\Delta_{aM} \leq \Delta_T, \quad (2.2)$$

$$t_{s(M)} \leq t_{s(T)}, \quad (2.3)$$

donde: Δ_{aM} y $t_{s(M)}$ son el error y el tiempo de respuesta del instrumento magnetoeléctrico, respectivamente, y $t_{s(T)}$ es el tiempo de respuesta establecido para el medio de medición a diseñar.

Sólo se deben emplear M con clase de precisión de 0,5 a 4,0, pues los de clase superior tienen gran volumen, son muy pesados y costosos, lo que los hace poco prácticos para estos fines. Además, se debe tener en cuenta que el error de M es aditivo.

3. Seleccionar el sensor según el campo de medición y las condiciones ambientales de la medición, así como su clase atendiendo al siguiente criterio:

$$\Delta_{aS} \leq \frac{\Delta_{aM}}{5}, \quad (2.4)$$

donde Δ_{aS} es el error del sensor referido a la señal de salida del mismo, el cual es aditivo.

Si se cumple este criterio se garantiza que el error del sensor sea despreciable en comparación con el del M y por tanto no hay que tenerlo en cuenta en el cálculo del error total. Pero si no se cumple se debe sumar con los errores del resto de los bloques.

Este paso se debe realizar consultando alguna norma donde se definan las clases de los termopares, por ejemplo la norma internacional CEI IEC 60584-2. Es evidente que el sensor utilizado debe responder a la norma empleada.

4. Definir la estructura del bloque AS, de forma tal que junto con el instrumento magnetoeléctrico se resuelvan los problemas del termopar y se obtenga una indicación que responda a la temperatura medida.
5. Seleccionar los componentes del bloque AS teniendo en cuenta que:

$$\Delta_{AS} \leq \frac{\Delta_{aM}}{5}, \quad (2.5)$$

donde Δ_{AS} es el error total del bloque de acondicionamiento de señal.

Si se cumple este criterio se garantiza que el error del AS sea despreciable en comparación con el del M y por tanto no hay que tenerlo en cuenta en el cálculo del error total. Pero si no se cumple se debe sumar con los errores del resto de los bloques.

6. Realizar el cálculo del error de las etapas del bloque AS.

El bloque AS puede estar constituido por más de una etapa. Estas contienen errores aditivos y/o multiplicativos producidos por los diferentes componentes (resistencias, amplificadores, etc.) que integran las mismas.

En una etapa, todos los errores aditivos se suman algebraicamente para obtener la componente aditiva del error de la etapa, y similar procedimiento se sigue con los errores multiplicativos para obtener la componente multiplicativa del error de la etapa.

A continuación se presenta el procedimiento a seguir para el cálculo de los errores aditivos y multiplicativos en los amplificadores inversor, no inversor, de instrumentación

y de aislamiento, antes y después de la calibración. Para el análisis del error estos se consideran etapas.

Errores a tener en cuenta antes de la calibración.

Amplificador inversor.

La **componente aditiva** del error en el amplificador inversor (figura 1.12) está integrada por el error de la tensión de desplazamiento, el error de las corrientes de entrada y el error debido a las variaciones de las fuentes de alimentación. Para calcular el valor absoluto de estos errores referidos a la entrada se procede como sigue:

- Obtener el valor del error debido a la tensión de desplazamiento directamente de la hoja de datos del amplificador operacional.
- Seleccionar R_3 igual al paralelo de R_1 con R_2 . Con esta condición disminuye el error debido a las corrientes de entrada.
- Calcular el error debido a la diferencia de las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.23) por la ganancia del amplificador inversor, de esta forma queda:

$$\Delta U_{eI_d} = R_1 I_d. \quad (2.6)$$

El valor de I_d se obtiene en la hoja de datos del amplificador operacional.

- Obtener el error producido por las variaciones de la fuente de alimentación dividiendo la expresión (1.41) por el módulo de la ganancia del amplificador inversor, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(PSRR)} = \frac{\Delta U_{a\lim}}{\frac{R_2}{R_1} 10^{\frac{PSRR}{20}}}. \quad (2.7)$$

El valor del PSRR se obtiene directamente de la hoja de datos del amplificador operacional.

La **componente multiplicativa** del error del amplificador inversor (figura 1.12) está determinada, solamente, por el error de ganancia.

Calcular el error de ganancia referida a la entrada dividiendo la expresión (1.29) por 100 y multiplicando el resultado por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(A_R)} = \frac{\delta_2 + \delta_1}{100} U_e. \quad (2.8)$$

Amplificador no inversor.

La **componente aditiva** del error del amplificador no inversor (figura 1.13) está integrada por los mismos errores que componen la componente aditiva del error del amplificador inversor. Para calcular estos errores expresados en forma absoluta referidos a la entrada, se procede como sigue:

- Obtener el valor del error de la tensión de desplazamiento como en el paso a) establecido para el amplificador inversor.
- Disminuir el error debido a las corrientes de entrada de la misma forma descrita en el paso b) establecido para el amplificador inversor.

- c) Calcular el error debido a la diferencia de las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.35) por la ganancia del amplificador no inversor, de esta forma queda:

$$\Delta U_{eI_d} = R_3 I_d. \quad (2.9)$$

- d) Calcular el error producido por las variaciones de la fuente de alimentación dividiendo la expresión (1.41) por la ganancia del amplificador no inversor:

$$\Delta U_{e(PSRR)} = \frac{\Delta U_{a\lim}}{\frac{R_2 + R_1}{R_1} 10^{\frac{PSRR}{20}}}. \quad (2.10)$$

La **componente multiplicativa** del error del amplificador no inversor (figura 1.13) está compuesta por el error de ganancia y el error debido a tensiones de entrada en modo común. Estos errores expresados en forma absoluta referidos a la entrada se obtienen como sigue:

- a) Calcular el error producido por tensiones en modo común dividiendo la expresión (1.39) por la ganancia diferencial del amplificador no inversor:

$$\Delta U_{e(C)} = \frac{1}{10^{\frac{CMRR}{20}}} U_e. \quad (2.11)$$

En la hoja de datos del amplificador operacional se adquiere el valor de CMRR.

- b) Calcular el error de ganancia dividiendo la expresión (1.32) por 100 y multiplicando el resultado por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{eA_R} = \frac{R_2 U_e}{100(R_1 + R_2)} (\delta_2 + \delta_1). \quad (2.12)$$

Amplificador de instrumentación.

La **componente aditiva** del error del amplificador de instrumentación (figura 1.19) está compuesta por los errores antes mencionados en los casos de los amplificadores inversor y no inversor, más los errores debido a tensiones de entrada en modo común y de no linealidad. Estos expresados en forma absoluta se calculan referidos a la entrada como sigue:

- a) Obtener el valor del error debido a la tensión de desplazamiento en la hoja de datos del AI.
 b) Calcular el error debido a las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.80) por la ganancia diferencial del AI:

$$\Delta U_{e(I_e)} = I_{e+} R_{s2} - I_{e-} R_{s1}. \quad (2.13)$$

El valor de las corrientes de entrada se obtiene en la hoja de datos de AI. Este error se tiene en cuenta cuando las impedancias vistas por las entradas de AI (R_{s1} y R_{s2}) no son iguales.

- c) Calcular el valor del error debido a la diferencia entre las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.79) por la ganancia diferencial del AI:

$$\Delta U_{eI_d} = I_d R_{s1}. \quad (2.14)$$

El valor de I_d se obtiene en la hoja de datos de AI. Este error se tiene en cuenta cuando las impedancias vistas por las entradas de AI son iguales (R_{s1}).

- d) Calcular el error debido a las variaciones de las fuentes de alimentación a partir de la expresión (1.41) dividida por la ganancia diferencial del AI:

$$\Delta U_{e(PSRR)} = \frac{\Delta U_{a\lim}}{A_{D(AI)} 10^{20} \frac{PSRR}{PSRR}} \cdot \quad (2.15)$$

- e) Calcular el error debido a las tensiones en modo común a partir de la expresión (1.84) dividida por la ganancia diferencial del AI.

$$\Delta U_{e(C)} = \frac{U_c}{10^{20} \frac{CMRR}{CMRR}} \cdot \quad (2.16)$$

- f) Obtener el error debido a la no linealidad, expresado en forma absoluta, a partir de la hoja de datos del AI y dividirlo por la ganancia diferencial de este dispositivo.

La **componente multiplicativa** del error del amplificador de instrumentación (figura 1.19) está dada por el error de ganancia.

Obtener directamente de la hoja de datos del AI el error de ganancia y dividirla por la ganancia diferencial de este dispositivo, luego, multiplicar el resultado por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(\Delta A_{AI})} = \frac{\Delta A_{AI}}{A_{D(AI)}} U_e \cdot \quad (2.17)$$

Amplificador de aislamiento.

La **componente aditiva** del error del amplificador de aislamiento está compuesta por los errores de tensión de desplazamiento, de las corrientes de entrada, de la diferencia entre las corrientes de entrada, de la variación de las fuentes de alimentación, de no linealidad y el error debido a tensiones en modo de aislamiento. Estos referidos a la entrada se determinan como sigue:

- Obtener el error debido a la tensión de desplazamiento según el paso a) del procedimiento definido para el AI.
- Calcular los errores debido a las corrientes de entrada o a las diferencias de las corrientes de entrada según los pasos b) y c) del procedimiento definido para el AI, respectivamente.
- Calcular el error debido a la variación de las fuentes de alimentación dividiendo la expresión (1.41) por la ganancia del amplificador de aislamiento ($A_{(AA)}$), de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(PSRR)} = \frac{\Delta U_{a\lim}}{A_{(AA)} 10^{20} \frac{PSRR}{PSRR}} \cdot \quad (2.18)$$

- d) Obtener el error debido a la no linealidad, expresado en forma absoluta, en la hoja de datos del AA y dividirlo por la ganancia de este dispositivo.

- e) Calcular el error debido a las tensiones en modo aislado empleando la expresión (1.90).

La **componente multiplicativa** del error del amplificador de aislamiento está dada por el error de ganancia. Este referido a la entrada se calcula como sigue:

Obtener el error de ganancia empleando el mismo procedimiento descrito para el caso del AI.

Errores a tener en cuenta después de la calibración

En la calibración se eliminan las componentes sistemáticas aditivas y multiplicativas del error tales como: error de la tensión de desplazamiento, error de las corrientes de entrada y error de ganancia. Por tal motivo, en el cálculo del error total de los amplificadores antes mencionados estas se sustituyen por sus derivas por temperatura. Los errores referidos a la entrada debido a las derivas se calculan como sigue:

- a) Determinar $(^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i)$ a partir de un campo de temperatura de trabajo definido.

Amplificador Inversor.

- b) Calcular el error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento empleando la siguiente expresión:

$$\Delta U_{e(\text{der}E_d)} = \text{der}E_d (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i). \quad (2.19)$$

- c) Calcular el error debido a la deriva de la diferencia de las corrientes de entrada, dividiendo la expresión (1.42) por la ganancia del amplificador inversor, de esta forma se tiene:

$$\Delta U_{e(\text{der}I_d)} = R_1 \text{der}I_d (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i). \quad (2.20)$$

- d) Calcular el error debido a la deriva de la ganancia multiplicando la expresión (1.48) por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(\text{der}A_R)} = 2U_e \alpha (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_{nom}). \quad (2.21)$$

Amplificador no Inversor.

- a) Calcular el error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento según la expresión (2.19).

- b) Calcular el error debido a la deriva de la diferencia de las corrientes de entrada empleando la siguiente expresión:

$$\Delta U_{e(\text{der}I_d)} = R_3 \text{der}I_d (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i). \quad (2.22)$$

- c) Calcular el error debido a la deriva de ganancia multiplicando la expresión (1.53) por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(\text{der}A_R)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 2U_e \alpha (^{\circ}t_f - ^{\circ}t_i). \quad (2.23)$$

Amplificador de instrumentación.

- a) Calcular el error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento empleando la expresión (2.19).

- b) Calcular el error debido a la deriva de las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.86) por la ganancia diferencial del AI, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(derI_e)} = (derI_{e+}R_{s2} - derI_{e-}R_{s1})({}^o t_f - {}^o t_i). \quad (2.24)$$

- c) Calcular el error debido a la deriva de la diferencia de las corrientes de entrada dividiendo la expresión (1.87) por la ganancia diferencial del AI, de esta forma queda:

$$\Delta U_{s(derI_d)} = R_{s1} derI_d ({}^o t_f - {}^o t_i). \quad (2.25)$$

- d) Calcular el error debido a la deriva de la ganancia dividiendo la expresión (1.88) por la ganancia diferencial del AI, y multiplicando el resultado por la tensión de entrada, de esta forma queda:

$$\Delta U_{e(derA_{AI})} = \frac{derA_{AI} ({}^o t_f - {}^o t_i)}{A_{D(AI)}} U_e. \quad (2.26)$$

Amplificador de aislamiento.

- b) Calcular el error debido a la deriva de la tensión de desplazamiento empleando la expresión (2.19).
- c) Calcular los errores debido a la deriva de las corrientes de entrada o a las diferencias de las corrientes de entrada según los pasos c) y d) del procedimiento definido para el AI, respectivamente.
- d) Calcular el error debido a la deriva de la ganancia empleando el mismo procedimiento descrito para los AI.

Si se desea obtener estos errores (antes y después de la calibración) con respecto a la salida de los diferentes amplificadores analizados, basta con multiplicar las expresiones de los mismos referidas a la entrada por la ganancia del amplificador según corresponda.

7. Calcular la componente aditiva del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma absoluta o relativa, según convenga.

La componente aditiva del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma absoluta, se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta_{a(AS)} = \sum_{i=1}^n \left(\Delta_{ai} \frac{\prod A}{\prod_{j=1}^i A_j} \right), \quad (2.27)$$

donde: Δ_{ai} es el error aditivo de las etapas desde la 1 hasta la n, A es la ganancia de cada etapa y A_j es la ganancia de las etapas de $j=1$ hasta i .

La componente aditiva del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma relativa, se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\delta_{\Delta_{a(AS)}} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\Delta_{ai}}{U_e} \frac{1}{\prod_{j=1}^i A_j} \right) \cdot 100, \quad (2.28)$$

Para emplear las expresiones (2.27) y (2.28) los errores aditivos de las etapas deben estar referidos a la salida.

8. Calcular la componente multiplicativa del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma absoluta o relativa, según convenga.

La componente multiplicativa del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma absoluta, se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta_{m(AS)} = \sum_{i=1}^n \Delta_{mi} \frac{\prod A}{A_i}, \quad (2.29)$$

donde Δ_{mi} es el error multiplicativo de las etapas desde la 1 hasta la n.

La componente multiplicativa del error del bloque AS con n etapas, expresada en forma relativa, se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\delta_{\Delta_{m(AS)}} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\Delta_{mi}}{A_i U_e} \right) 100. \quad (2.30)$$

Para emplear las expresiones (2.29) y (2.30) los errores multiplicativos de las etapas deben estar referidos a la salida.

9. Calcular el error total del bloque AS (Δ_{AS}) considerando los errores antes de calibrar, a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta_{AS} = \Delta_{m(AS)} + \Delta_{a(AS)}, \quad (2.31)$$

Esta expresión también es válida si el error está expresado en forma relativa o relativa reducida.

10. Comprobar si con el valor obtenido de Δ_{AS} se cumple la condición definida en la expresión (2.5). Si se cumple se puede implementar el diseño del medio de medición, cuyo error está determinado, solamente, por el error de M. De no cumplirse se debe calcular Δ_{AS} , expresión (2.31), considerando los errores después de la calibración.
11. Verificar si con el nuevo valor de Δ_{AS} se cumple la condición definida en la expresión (2.5). De ser así, solo queda implementar el diseño del medio de medición, cuyo error está determinado, solamente, por el error de M.

Si no se cumplen los criterios establecidos en las expresiones (2.4) y (2.5), entonces queda:

$$\Delta_{m(total)} = \Delta_{m(AS)}, \quad (2.32)$$

$$\Delta_{a(total)} = A_{AS} A_M \Delta_{aS} + A_M \Delta_{a(AS)} + \Delta_{aM}, \quad (2.33)$$

donde: A_{AS} es la ganancia del bloque AS y A_M , en este caso, es la sensibilidad del instrumento magnetoeléctrico, la cual se expresa en divisiones/V.

Si se desea obtener las componentes aditiva y multiplicativa del error expresadas en forma relativa, se deben emplear las expresiones (2.28) y (2.30), respectivamente.

El error total, obtenido a partir de los resultados de las expresiones (2.32) y (2.33) evaluados en la (2.1), se compara con el error total predefinido para el medio de medición de temperatura con termopar a diseñar. Si es menor o igual que este último, entonces se puede implementar el diseño; de lo contrario, se debe realizar una nueva selección de componentes con menos error para el bloque AS, o se debe definir una nueva estructura de dicho bloque. Con las nuevas modificaciones se deben realizar los pasos del 4 al 11.

Medios de medición de temperatura con termopar basados en la solución digital.

Los medios de medición de temperatura con termopar que emplean la solución digital se conforman, fundamentalmente, por tres bloques para el análisis del error (figura 2.2), estos son: el sensor, el circuito de acondicionamiento de señal y el convertidor analógico digital (CAD). La parte del microprocesador no se tiene en cuenta, pues en este solo se presentan errores de redondeo y, si se trabaja con la cantidad de dígitos necesarios, se consideran despreciables.

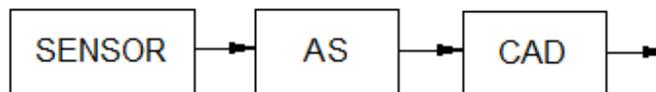


Figura 2.2. Diagrama en bloques de los medios de medición de temperatura con termopar que emplean la solución digital.

El error total se determina por la expresión (2.1)

2. Seleccionar el sensor según el campo de medición y las condiciones ambientales de la medición, así como su clase atendiendo al siguiente criterio:

$$\Delta_{aS} \leq \Delta_T, \tag{2.34}$$

3. Definir la estructura del bloque AS y la cantidad de bits del CAD, de forma tal que, con ello, se resuelvan los problemas del termopar y se obtenga una indicación que responda a la temperatura medida con la apreciación exigida.
4. Seleccionar los componentes del bloque AS y el tipo CAD atendiendo al siguiente criterio:

$$\Delta_{AS+CAD} \leq \frac{\Delta_{aS}}{5}, \tag{2.35}$$

donde Δ_{AS+CAD} es la suma de los errores de los bloques AS y CAD.

Si se cumple este criterio se garantiza que Δ_{AS+CAD} sea despreciable en comparación con Δ_{aS} y, por tanto, no hay que tenerlo en cuenta en el cálculo del error total. Pero si no se cumple, los errores de AS y CAD se deben sumar con el error del sensor.

5. Verificar si se cumplen los requerimientos del tiempo de repuesta del instrumento.

Se debe buscar, en la hoja de datos de todos los amplificadores que se van a emplear, el tiempo de respuesta, así como el tiempo de conversión del CAD. Si hay uno que tenga el tiempo de respuesta mucho mayor que los otros, determina este parámetro. Si son comparables, se debe tomar como tiempo de respuesta del medio de medición el doble del mayor.

6. Calcular el ruido efectivo de cada etapa del bloque AS.

Amplificadores inversor y no inversor.

El ruido efectivo, en la entrada, de los amplificadores inversor y no inversor (figura 1.18) se determina dividiendo la expresión (1.77) por la ganancia de ruido, expresión (1.69), de esta forma queda:

$$N_{Ue} = \sqrt{B8kTR_3^2 + n_{lb} 2R_3^2 \left[f_{inc} \ln \frac{f_{inc}}{f_1} + (f_2 - f_{inc}) \right] + n_{Ub} \left[f_{enc} \ln \frac{f_{enc}}{f_1} + (f_2 - f_{enc}) \right]}. \quad (2.36)$$

Los valores de f_{inc} y f_{enc} se calculan siguiendo el mismo procedimiento para ambas, este se describe a continuación:

- a) A partir de los datos y gráficas que proporciona el fabricante en la hoja de datos del amplificador operacional, determinar el ruido (suma de ruido rosado y blanco) a la frecuencia más baja posible y el ruido blanco a la frecuencia más alta posible.
- b) Luego elevarlos al cuadrado para obtener la densidad espectral de potencia del ruido blanco (n_{lb} o n_{Ub}) y del ruido obtenido en la frecuencia más baja.
- c) Sustraer la densidad espectral de potencia del ruido obtenido a la frecuencia más baja con la densidad espectral de potencia del ruido blanco. Con esta operación se obtiene la densidad espectral de potencia de ruido rosado (n_r o n_{Ur}).
- d) Obtener el valor de f_{nc} al despejarla en expresión (1.58) y sustituir los valores de n_b , n_r y la frecuencia más baja con la que se trabajó en los pasos anteriores.

Los valores de tensión y corrientes de ruido, en la hoja de datos del fabricante, se obtienen en las unidades V/\sqrt{Hz} y A/\sqrt{Hz} , respectivamente. Para trabajar con estos en las ecuaciones analizadas en el Capítulo I se tienen que elevar al cuadrado, para obtener la densidad espectral de potencia de cada fuente de ruido.

El valor efectivo del ruido en la salida de estos amplificadores se determina por la expresión (1.77).

Amplificadores de instrumentación.

El ruido efectivo en la entrada del amplificador de instrumentación se determina a partir de la expresión (1.89) dividida por la ganancia diferencial del AI:

$$N_{Ue(AI)} = \sqrt{B \left[\frac{n_{Us}}{A_{D(AI)}^2} + \left(n_{Ue} + \frac{n_{I+} R_s^2}{4} + \frac{n_{I-} R_s^2}{4} \right) \right]}. \quad (2.37)$$

El valor efectivo del ruido en la salida del AI se determina por la expresión (1.89).

Amplificador de aislamiento.

En la hoja de datos del amplificador de aislamiento no se proporciona información sobre el error de este componente.

7. Calcular el ruido total efectivo del bloque AS (N_{AS}) con n etapas a partir de la siguiente expresión:

$$N_{AS} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(N_i \frac{\prod_{j=1}^i A_j}{\prod_{j=1}^i A_j} \right)^2}, \tag{2.38}$$

donde: N_i es el ruido efectivo de las etapas desde la 1 hasta la n, A es la ganancia de cada etapa y A_j es la ganancia de las etapas de $j=1$ hasta i .

8. Obtener el ruido del CAD (N_{CAD}) directamente de la hoja de datos, cuyo valor puede ser efectivo o pico a pico. Debido a que en esta metodología se trabaja con el valor efectivo del ruido, si el valor obtenido es pico a pico (N_{p-p}) se debe llevar a efectivo (N_{rms}) como sigue:

$$N_{rms} = \frac{N_{p-p}}{\ell}, \tag{2.39}$$

donde ℓ es una variable que toma diferentes valores según el % de veces que se asegura, en la hoja de datos, que el valor del ruido esté dentro de los límites pico a pico, considerando que la ley de distribución del ruido es normal, ver tabla 2.1.

Tabal 2.1 Relación de ℓ contra el % de seguridad de N_{p-p} .

ℓ	% de seguridad de N_{p-p}
4	95,4
6	99,7
6,8	99,94

9. Calcular el ruido total del conjunto de bloques AS y CAD (N_{AS+CAD}) como sigue:

$$N_{AS+CAD} = \sqrt{(N_{AS} A_{CAD})^2 + N_{CAD}^2}, \tag{2.40}$$

donde A_{CAD} es la ganancia del CAD y se considera que es igual a la unidad.

10. Calcular la relación señal ruido más distorsión como sigue:

$$S/(N + D)_{(dB)} = 10 \log \frac{P_s}{N_{AS+CAD}^2}. \tag{2.41}$$

La potencia de la señal (P_s) se determina a partir de la expresión (1.96).

11. Calcular la cantidad de bits efectivos (ENOB) según la expresión (1.98).

Comparar el ENOB obtenido con la cantidad de bit definida en el paso 3. En caso de que sea menor se debe seleccionar otro CAD o cambiar los componentes del bloque AS por otros con menos ruido, y repetir los pasos del 3 al 11.

12. Calcular el error total del bloque AS siguiendo los pasos del 6 al 9 de la solución analógica.

13. Calcular el error del bloque CAD como sigue:

El CAD, para el análisis del error, se trata igual que una etapa, quiere decir que para obtener la componente aditiva del error se deben sumar algebraicamente todos los errores aditivos, y de igual forma se procede para obtener la componente multiplicativa.

Errores a considerar antes de la calibración.

La **componente aditiva** del error del CAD está compuesta por el error de cero y error de no linealidad. Estos referidos a la entrada se calculan como sigue:

- a) Obtener el valor del error cero directamente de la hoja de datos del CAD. Estos se expresan en ν o en forma relativa reducida con respecto al campo de entrada. Para expresarlo en forma absoluta en el primer caso se multiplica el error por el valor de un ν y en el segundo caso se trabaja matemáticamente con la expresión (1.16).
- b) Calcular el error de no linealidad empleando el mismo procedimiento descrito en el paso a) para el error de cero.

La **componente multiplicativa** del error del CAD está compuesta por el error de ganancia.

- a) Obtener el error de ganancia directamente de la hoja de datos del CAD. Este se expresa en ν o en forma relativa reducida. Para obtener el valor absoluto de este error se procede de la misma forma que con los errores de no linealidad y de cero.

Errores a considerar después de la calibración.

- a) Calcular el error debido a la deriva de cero a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta U_{e(\text{der}\Delta_{\text{cero}})} = \text{der}\Delta_{\text{cero}}({}^{\circ}t_f - {}^{\circ}t_i). \tag{2.42}$$

- b) Calcular el error debido a la deriva de la ganancia a partir de la siguientes expresión:

$$\Delta U_{e(\text{der}A_{\text{CAD}})} = \text{der}A_{\text{CAD}}({}^{\circ}t_f - {}^{\circ}t_i). \tag{2.43}$$

14. Calcular el error del conjunto de bloques AS y CAD expresado en forma absoluta o relativa, según convenga, considerando los errores antes de la calibración.

Error del conjunto de bloques AS y CAD expresado en forma absoluta.

- a) Calcular las componentes aditiva y multiplicativa del error del conjunto de bloques AS y CAD, empleando las expresiones (2.27) y (2.29), respectivamente.
- b) Calcular el Δ_{AS+CAD} empleando la expresión (2.31).

Error del conjunto de bloques AS y CAD expresado en forma relativa.

- a) Calcular las componentes aditiva y multiplicativa del error del conjunto de bloques AS y CAD, empleando las expresiones (2.28) y (2.30), respectivamente.
- b) Calcular el δ_{AS+CAD} empleando la expresión (2.31).

15. Verificar si se cumple la condición definida en la expresión (2.35) con el valor de Δ_{AS+CAD} obtenido en el paso anterior. Igualmente se puede hacer esta comparación con los errores expresados en forma relativa. Si se cumple dicha condición, se puede implementar el diseño del medio de medición y su error está determinado por el error del sensor. Pero si no se cumple, se debe realizar nuevamente el paso 14 considerando los errores después de la calibración.
16. Verificar si se cumple la condición definida en la expresión (2.35) con el nuevo valor del error del conjunto de bloques AS y CAD. Si se cumple dicha condición, se puede implementar el diseño del medio de medición e, igualmente, su error está determinado por el error del sensor. Pero de no cumplirse, se debe obtener el error total considerando el error de todos los bloques. Este se calcula expresado en forma absoluta, empleando las expresiones (2.27), (2.29) y (2.31), o en forma relativa, empleando las expresiones (2.28), (2.30) y (2.31).

El error total obtenido al evaluar los valores de las componentes aditiva y multiplicativa del medio de medición en la expresión (2.1), se compara con el error predefinido para el mismo. Si este es menor, entonces, se puede implementar el diseño, de lo contrario, se debe efectuar al menos una de las siguientes acciones:

- Realizar una nueva selección de componentes del bloque AS con menos error.
- Definir una nueva estructura del bloque AS.
- Cambiar el CAD por otro que responda a la cantidad de bits exigidos para el medio de medición pero con menos error.

Con las nuevas modificaciones realizar los pasos del 5 al 16.

Para todos los casos el procedimiento que se sigue para determinar el error relativo es el mismo que para determinar el error relativo reducido, lo que en este último caso en vez de trabajar con el valor real se trabaja con el normalizado.

2.2 Desarrollo de la metodología con un ejemplo.

Problema:

Se desea realizar el diseño de un instrumento de medición de temperatura con termopar con las siguientes características: campo de medición de 0°C a 1000°C, error de 0,1%, apreciación de 0,1°C, que permita obtener 6 mediciones/s y trabaje en ambientes oxidantes.

Paso 1.

Para el diseño de este instrumento se requiere una solución digital, pues es la única forma en que se puede lograr el error establecido.

Paso 2.

Según la norma internacional CEI IEC 60584-2, para el campo de medición de 0°C a 1000°C se pueden emplear los tipos de termopar K, N, R, S. De estos se escogió el tipo S ya que se puede emplear en atmósferas oxidantes y es resistente a la corrosión.

El error de la medición es de 0,1%, lo cual solo se logra con instrumentos de alta precisión, se debe seleccionar, entonces, el termopar tipo S con clase 1 (ver Anexo 3). Este tiene un error de $\pm 1^\circ\text{C}$ en todo el campo de medición, lo que representa el 0,1%. Se cumple entonces la condición establecida en la expresión (2.34).

Paso 3.

La estructura seleccionada es similar a la de la figura 1.4 b). El bloque de acondicionamiento de señal está compuesto por: una etapa de amplificación y un sensor de temperatura, ubicado en la junta de referencia del termopar. El CAD no tiene que tener un bajo tiempo de conversión, pues sólo se deben obtener 6 muestras/s, y la cantidad de bit (n) que este debe tener para lograr una apreciación de $0,1^{\circ}\text{C}$ se determina como sigue:

$$n = \log_2 \frac{{}^{\circ}t_{\max}}{\text{Apreciación}} = 14, \quad (2.44)$$

donde ${}^{\circ}t_{\max}$ es el valor máximo del campo de medición.

Paso 4.

Como se puede ver, el error del sensor es igual al error de la medición. Esto reafirma aún más el hecho de que la suma de los errores de los bloques de AS y del CAD (γ_{AS+CAD}) debe ser despreciable en comparación con el error del sensor, de esta forma queda:

$$\gamma_{AS+CAD} \leq \frac{\gamma_s}{5} = 0,02\%. \quad (2.45)$$

Debido a que $\gamma_{AS} + \gamma_{CAD} = 0,02\%$ la selección se limita a amplificadores y sensores de precisión. Específicamente en el caso del amplificador se requiere que tenga baja tensión de desplazamiento y corrientes de entrada, así como un mínimo de ruido.

El sensor que se debe ubicar en la junta de referencia tiene requerimientos de error y de costo, garantizando con esto último la factibilidad del diseño. Teniendo en cuenta esto se selecciona la termoresistencia (RTD) de cobre, pues esta presenta un error de $0,1^{\circ}\text{C}$ en un campo de medición de -200°C a 120°C según [6].

El hecho de que no se necesita que el CAD sea rápido permite emplear aquellos que utilizan la técnica de integración, con el objetivo de eliminar o atenuar interferencias. Como ya se explicó, los convertidores que usan esta técnica son los de doble integración y los sigma – deltas. De estos la opción más conveniente es el sigma – delta, porque con él se puede lograr una mayor resolución y en el mercado existen variantes que incorporan, en su circuito integrado, un amplificador de ganancia programable. Esto último es lo ideal, debido a que los errores que se analizan son los del chip y no los de sus componentes por separado, lo que reduce significativamente las fuentes de error y ruido del circuito.

Para la selección del convertidor sigma – delta se requiere conocer los límites de variación de la señal a la entrada del mismo. Esto es para garantizar cubrir el rango dinámico a la entrada del convertidor sin sobrepasos, ya que estos lo pueden saturar. En este caso, el termopar tipo S, en el campo de medición de 0°C a 1000°C , genera una f.e.m. de 0mV a $9,587\text{mV}$ (según la norma internacional CEI IEC 60584-1) y son estos valores límites los que se toman como referencia para la selección del convertidor.

Entre los convertidores sigma – delta analizados se selecciona el modelo AD7714Y (figura 2.3) por lo siguiente:

1. Presenta un amplificador de ganancia programable de 1 a 128.
2. La tensión de referencia nominal (U_{REF}) es de $1,25\text{V}$, lo que permite cubrir el rango dinámico del convertidor por la señal amplificada.

3. La frecuencia del reloj ($f_{CLK IN}$) es de 2,4576 MHz, lo que permite una mayor razón de sobre muestreo, obteniéndose menos ruido a la salida.
4. Presenta modo buffereado, lo que proporciona una alta impedancia a la entrada.
5. Error de no linealidad igual a 0.001%.
6. Presenta tres entradas analógicas diferenciales, las que se pueden configurar como cinco entradas analógicas pseudo – diferenciales con una entrada de referencia diferencial.
7. Campo de temperatura de operación: -40°C a 105°C .
8. La velocidad de salida del dato se puede programar a través de los registros alto y bajo del filtro digital.
9. Bajo consumo.
10. Presenta opciones de auto calibración, calibración del sistema y calibración completa del dispositivo.
11. Su construcción CMOS asegura una muy baja disipación de potencia.

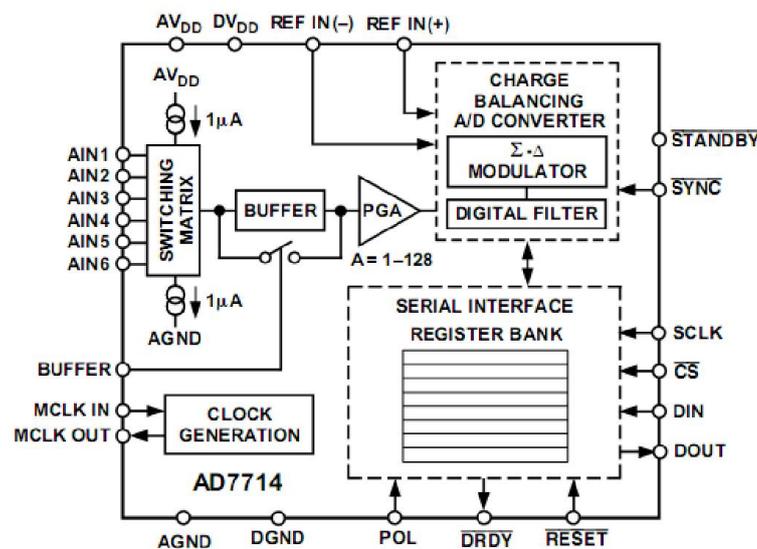


Figura 2.3. Diagrama funcional del AD7714.

El AD7714Y está constituido por un convertidor sigma – delta, un microcontrolador, para controlar operaciones de calibración, con una RAM estática on-chip, un reloj oscilador, un filtro digital y un puerto de comunicación serie bidireccional. El dispositivo consume solamente $500\ \mu\text{A}$ de la corriente de la fuente de potencia y presenta un modo standby en el cual solamente requiere $10\ \mu\text{A}$.

Además contiene 8 registros on chip a los cuales se puede acceder a través del puerto serie del mismo. Estos permiten configurar las entradas, seleccionar la ganancia, programar el filtro digital, realizar operaciones de calibración del dispositivo y de lectura y escritura, etc. Para más información consulte [34].

Descripción del diseño del instrumento.

En la figura 2.4 se muestra el esquema del diseño propuesto para el instrumento con el convertidor AD7714Y, el cual se describe a continuación.

El dispositivo se alimenta con una fuentes de tensión de 3V a través de los pines AV_{DD} (Tensión positiva de la fuente analógica) y DV_{DD} (Tensión de la fuente digital). La tensión de referencia se obtiene a partir de la fuentes de tensión AD589 (recomendado por el fabricante), la cual se conecta al pin REF IN(+). El pin REF IN(-) se conecta a tierra y con eso se logra una tensión de referencia de 1,25V, pues esta se obtiene a partir de la diferencia entre REF IN(+) y REF IN(-). Los puntos de referencia de tierra para el circuito analógico (AGND) y para el circuito digital (DGND) se conectan a tierra física, por lo que es necesario un aislamiento entre el AD7714Y y el microcontrolador.

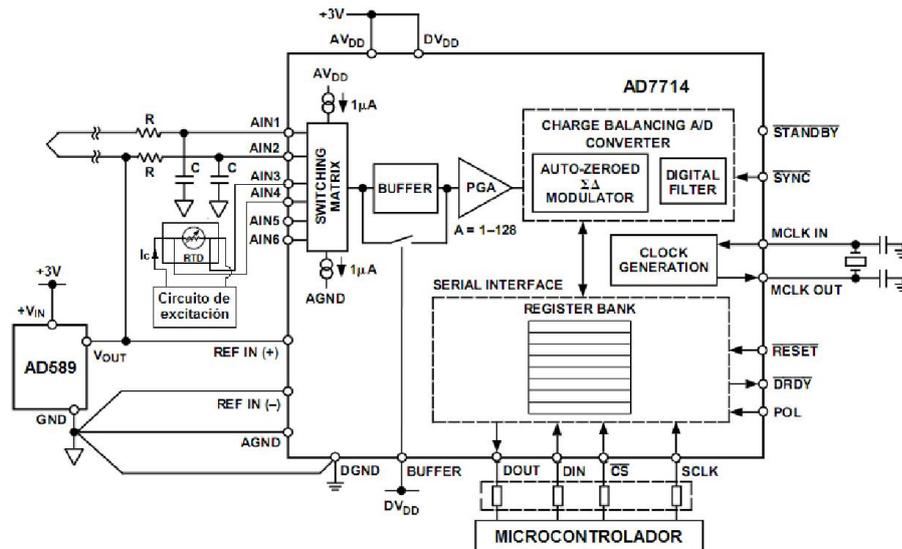


Figura 2.4. Esquema del diseño propuesto para el instrumento de medición de temperatura con termopar.

Los dos extremos del termopar tipo S se conectan a un filtro pasa bajo RC antialiasing, con el objetivo de rechazar multiplos enteros de la frecuencia de muestreo de entrada. La f_c del filtro se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{2.46}$$

y esta se relaciona con la ganancia del filtro (A_f) a través de la ecuación:

$$A_f(f)|_{dB} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}. \tag{2.47}$$

La señal que proviene del sensor es de CD (0 Hz), por lo que se pueden admitir f_c bajas. Teniendo en cuenta esto, se determina que a la frecuencia de 60Hz la ganancia debe ser igual a -20dB. Sustituyendo estos valores en la expresión (2.47) y despejando f_c se tiene que esta es igual a 6Hz, lo que se logra con una R igual 2,65kΩ y un C igual a 10μF, según (2.46).

La salida de estos filtros se conecta a las entradas AIN1 y AIN2 (canal de medición 1). Estas se configuran en modo diferencial y unidireccional. Además, se habilita el modo buffer para desacoplar el capacitor de muestreo de entrada (C_{SAMP}) del circuito exterior y lograr una alta

impedancia de entrada. Si las entradas analógicas se conectan directamente al C_{SAMP} , ver figura 2.5, fuentes de impedancias externas provocarían tiempos de carga grandes para C_{SAMP} y esto puede resultar en un error de ganancia del dispositivo.

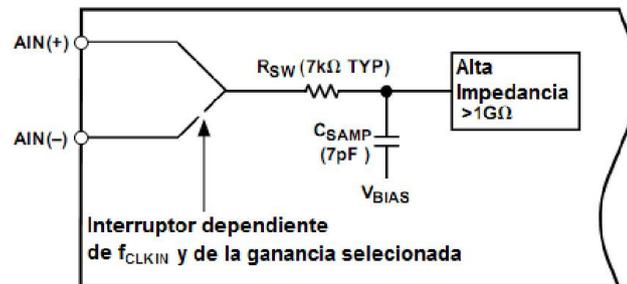


Figura 2.5. Entrada analógica en modo no buffer.

Cuando se habilita el modo buffer se reducen el campo de las señales analógicas de entrada en modo común de $AGND + 50 \text{ mV}$ a $AV_{DD} - 1,5V$, o sea, de $0,050V$ a $1,5V$. Esto quiere decir que en el campo que interesa (0mV a $9,587\text{mV}$) no se atenúan las señales en modo común, lo que tiene consecuencias graves en el resultado de la medición. Para resolver esto se conecta al termopar a la salida de la fuente de referencia AD589, con esto se le suma a la f.e.m. generada por el termopar una tensión de $1,25V$ quedando la resultante dentro del rango de entrada de las señales en modo común.

Los bajos niveles de tensión generados se amplifican con el amplificador de ganancia programable del AD7714Y. El valor de la ganancia se determina teniendo en cuenta que el rango dinámico del convertidor sigma – delta es de $0V$ a $1,25V$, de esta forma se tiene que:

$$A = \frac{U_{REF}}{e(1000^\circ C)} = \frac{1,25V}{9,587 \cdot 10^{-3} V} = 130,38, \quad (2.48)$$

donde A es la ganancia con la que se debe amplificar la f.e.m. generada por el termopar, para cubrir el 100% del rango dinámico, $e(1000^\circ C)$ es la f.e.m. generada por el termopar cuando está midiendo $1000^\circ C$ (máximo valor del campo de medición) y la junta de referencia está a $0^\circ C$.

Como se puede ver en el resultado de la expresión (2.48), la ganancia obtenida supera a la ganancia máxima del amplificador programable. Por tal motivo se selecciona la ganancia 128, ya que el valor máximo amplificado con la misma ($1,23V$) y representa el 98% del rango dinámico del convertidor, por lo que no se introducen errores significativos por esta causa.

La función de ganancia programable se lleva a cabo por un amplificador propietario. Este obtiene las ganancias mayores que uno por una combinación de múltiples entradas muestreadas por ciclo de modulador. En consecuencia, la frecuencia de muestreo de entrada varía con la ganancia seleccionada, de esta forma a una ganancia de 128 le corresponde una frecuencia de muestreo de entrada igual a $307,2 \text{ kHz}$ (según la hoja de datos del AD7714Y).

Para la compensación de las variaciones de la temperatura en la junta de referencia, la RTD de cobre se conecta en una configuración de cuatro hilos, donde los contactos de potencial se conectan a las entradas AIN3 y AIN4 (canal de medición 2) en modo diferencial y unipolar. Los contactos de corriente se conectan a un circuito de excitación que le suministre corriente (I_C) a la RTD. Se debe procurar que la corriente I_C sea lo más estable posible y que su valor no produzca en la RTD un error por autocalentamiento ($\Delta^\circ t$) significativo. Esta se puede

calcular, escogiendo un error por autocalentamiento de $0,05^{\circ}\text{C}$ a partir de la siguiente expresión:

$$I_C = \sqrt{\frac{\Delta^{\circ}t}{R_{th}R_{RTD\max}}}, \quad (2.49)$$

donde R_{th} es la resistencia térmica de la RTD de cobre expresada en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ y $R_{RTD\max}$ es el valor máximo que toma la RTD para el valor máximo de temperatura medida.

La resistencia térmica depende de las características físico – químicas del conductor de cobre. El valor de esta se puede encontrar en la hoja de datos de la RTD para diferentes medios, por lo general aire, agua y/o aceite.

La ganancia del canal de medición 2 (A_{RTD}), donde se conecta la RTD, está determinada por la siguiente expresión:

$$A_{RTD} = \frac{1,25V}{I_C R_{RTD\max}} \quad (2.50)$$

Si A_{RTD} no es exactamente una de las ganancias establecidas para el amplificador programable, entonces esta se debe aproximar a la inmediata inferior establecida para dicho amplificador, siempre que el valor máximo amplificado esté por encima del 75% del rango dinámico de convertidor. Con esto se garantiza que no aumente el error de cuantificación y disminuya notablemente la resolución. Si esto no se puede conseguir se debe establecer un nuevo valor de I_C por debajo del límite establecido en la expresión (2.49), de forma tal que se obtenga un nuevo valor de A_{RTD} que permita cubrir el rango dinámico del convertidor (al menos por encima de un 75%).

Paso 5.

Para obtener una velocidad de salida del dato 6 mediciones/s o más se debe configurar el filtro digital pasa bajo senc³ del AD7714Y. Esta velocidad de salida del dato se corresponde con un tiempo de establecimiento (t_s) de 0,17s. Según el fabricante, en el AD7714Y, este se describe por la siguiente expresión:

$$t_s = 4 \frac{1}{f_A}, \quad (2.51)$$

donde f_A es la primera frecuencia de máxima atenuación del filtro.

Para una entrada sincronizada usando las funciones SYNC o FSYNC se tiene que:

$$t_s = 3 \frac{1}{f_A}. \quad (2.52)$$

Además, el cambio de un canal a otro en el dispositivo es sincronizado, por lo que el tiempo de establecimiento de salida es tres veces el período del dato de salida.

En el diseño en cuestión se requiere el empleo de dos canales de medición, como se explicó anteriormente. Por tal motivo el tiempo de establecimiento del medio de medición ($t_{s(T)}$), en el peor de los casos está determinado por:

$$t_{s(T)} = 4 \frac{1}{f_A} + 3 \frac{1}{f_A} = 7 \frac{1}{f_A}. \quad (2.53)$$

Despejando la expresión (2.53) y evaluándola para t_s igual a 0,17s se obtiene una f_A igual a 42 Hz. Con este valor se puede obtener la frecuencia de corte a partir de la siguiente ecuación:

$$f_c = 0,262 f_A = 11 \text{Hz}. \quad (2.54)$$

Si se trabaja con las entradas sincronizadas, entonces, la f_A es igual a 36Hz y la f_c es igual a 9,43Hz. Los valores obtenidos de f_A representan el límite inferior que se puede seleccionar en cada caso. Teniendo en cuenta esto se selecciona como f_A el valor de 60Hz, con el objetivo de eliminar señales de interferencia sinusoidales con frecuencia igual a este valor, inducidas por líneas de potencia conectadas al sistema eléctrico nacional. Además, se satisface el requerimiento del instrumento, pues a la salida se obtienen 8 mediciones/s en el peor de los casos (cuando las entradas no están sincronizadas).

Paso 8.

Los **pasos 6, 7, 9 y 10** de la metodología en este diseño se omiten, debido a que con el uso del AD7714Y los bloques AS y CAD se unen en un solo bloque integrado por este dispositivo, por lo que el ruido que se debe obtener es el del AD7714Y.

El ruido en la salida del AD7714Y tiene dos fuentes fundamentales. La primera es el ruido intrínseco en los dispositivos semiconductores usados en la implementación del modulador (ruido del dispositivo) y la segunda es el ruido de cuantificación. El fabricante proporciona los valores de ruido efectivo en la entrada, para los diferentes valores de ganancia y algunos valores típicos de f_A y de f_c . Los números dados son para una entrada bipolar con un V_{REF} de 1,25 V y el modo buffer habilitado. Estos números son típicos y son generados con una tensión de entrada de 0V. Teniendo en cuenta esto, en el diseño en cuestión, el ruido total efectivo a la salida es igual a 960nV.

Paso 11.

Otro aspecto a analizar es si con el AD7714Y se puede lograr una apreciación igual a 0,1°C. Según la descripción de este dispositivo, satisface esta exigencia, pues este es de 24 bit. Sin embargo, en la hoja de datos de este dispositivo se proporcionan diferentes tablas donde se puede encontrar la cantidad de bits efectivos según la ganancia seleccionada, la primera f_A , si está habilitado o no el modo buffer y la frecuencia del reloj. Teniendo en cuenta esto, para el diseño en cuestión, la cantidad de bits efectivos es igual a 14,5 con lo que se logra la apreciación requerida.

Paso 13.

En este diseño se integran los bloques de AS y el de CAD en uno solo, por lo que los errores que se deben analizar son los del CI AD7714Y. Por tal motivo se omite el paso 12. A continuación se analizan los errores del AD7714Y, estos se expresan en forma relativa reducida puesto que el error total se expresa de esta forma.

Error de no linealidad integral (γ_{NL}): es la máxima desviación de cualquier código de la línea recta que pasa a través de los puntos extremos de la función de transferencia. Estos punto son: el cero de la escala, el punto que se encuentra 0,5 LSB debajo de la primera

transición de código (000...000 a 000...001), y el máximo valor de la escala, un punto que se encuentra 0,5 LSB por encima de la última transición de código (111...110 a 111...111). El error se expresa en forma relativa reducida y es aditivo. En el AD7714Y tiene un valor igual a $\pm 0,001\%$.

Error de cero para señales unipolares: es un error aditivo y se define como la desviación de la primera transición de código del voltaje ideal AIN(+). Este se elimina con la calibración.

La deriva del error de cero para señales unipolares es igual a $0,1\mu V/^{\circ}C$ para una ganancia de 128. Considerando una variación de temperatura de trabajo de $\pm 10^{\circ}C$, este error expresado en forma relativa reducida (γ_{CSU}) es igual a:

$$\gamma_{CSU} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6} V/^{\circ}C \cdot 10^{\circ}C}{U_n} 100\% = 0,8 \cdot 10^{-4}\%,$$

(2.55)

donde U_n la tensión normalizada del convertidor, igual a 1,25V.

Error de ganancia: es una medida del error de ganancia del CAD y es multiplicativo. Este se elimina con la calibración.

La deriva del error de ganancia es igual a 0,2 ppm del campo/ $^{\circ}C$. Considerando una variación de temperatura de trabajo de $\pm 10^{\circ}C$, este error expresado en forma relativa reducida (γ_A) es igual a:

$$\gamma_A = \frac{0,2 \cdot \frac{1,25}{10^6} V/^{\circ}C \cdot 10^{\circ}C}{U_n} 100\% = 2 \cdot 10^{-4}\%$$

(2.56)

Error introducido por señales en modo común: es un error aditivo. En este caso el CMRR en la entrada del AD7714Y es igual a 102dB, U_C en el peor caso es la máxima tensión en modo común que puede soportar el AD7714Y y en este caso es igual a 1,5V, como se analiza anteriormente, y $U_{D(n)}$ es el valor normalizado de la tensión diferencial, esta es igual a 9.587mV. Por lo que el error debido a las señales en modo común es:

$$\gamma_{CM} = \frac{U_{C \max}}{10^{\frac{CMRR}{20}} U_{D(n)}} 100\% = \frac{1,5V}{10^{\frac{102}{20}} \cdot 9,587 \cdot 10^{-3} V} 100\% = 12 \cdot 10^{-4}\%.$$

(2.57)

Error introducido por variaciones de las fuentes: es un error aditivo y se puede obtener a partir del valor del PSRR y fijando un límite de variación de las fuentes. En el diseño el PSRR es igual a 93dB (según el fabricante del dispositivo), y se impone la condición de que el AD7714Y debe alimentarse con fuentes que no tenga una variación mayor de $\pm 0,4V$. Con esto se consigue un error igual a:

$$\gamma_{PSRR} = \frac{\Delta U_{a \lim}}{10^{\frac{PSRR}{20}} U_n} 100\% = 7,2 \cdot 10^{-4}\%,$$

(2.58)

Paso 14.

El error total se calcula siguiendo el mismo procedimiento que para una etapa. Sin embargo, este no se puede calcular considerando los errores antes de la calibración, puesto que los datos necesarios el fabricante no lo suministra en la hoja de datos del AD7714Y.

Paso 15.

El error aditivo total es igual a:

$$\gamma_{a(AS+CAD)} = \gamma_{NL} + \gamma_{CSU} + \gamma_{CM} + \gamma_{PSRR} = 3 \cdot 10^{-3}\% . \quad (2.59)$$

El error multiplicativo total es igual a:

$$\gamma_{m(AS+CAD)} = \gamma_A = 2 \cdot 10^{-4}\% . \quad (2.60)$$

De esta forma el error total es:

$$\gamma_{AS+CAD} = \gamma_{m(AS+CAD)} + \gamma_{a(AS+CAD)} = 3 \cdot 10^{-3}\% . \quad (2.61)$$

El resultado anterior muestra que la expresión (2.45) se cumple, por lo que el error del medio de medición está determinado por el error del sensor.

Algoritmo a implementar para la medición.

Al modulador sigma – delta llegan dos señales en diferentes instantes de tiempo, una de ellas proviene del canal de medición 1 y contiene la información de la f.e.m. generada por el termopar, esta se describe como sigue:

$$e_A(^{\circ}t) = A_1 [f(^{\circ}t_1) - f(^{\circ}t_2)] , \quad (2.62)$$

donde: $e_A(^{\circ}t)$ es la f.e.m. generada por el termopar amplificada, A_1 es la ganancia del canal 1 y $^{\circ}t_1$ y $^{\circ}t_2$ son las temperaturas en el punto de medición y en la junta de referencia, respectivamente.

La otra señal proviene del canal 2 y contiene la información de la temperatura medida en la junta de referencia. Como se sabe el sensor que se emplea para medir esta temperatura es una RTD de cobre, la cual tiene una relación lineal con la temperatura y su valor se describe mediante la siguiente expresión:

$$R_{RTD} = R_0 (1 + \alpha^{\circ}t_2) , \quad (2.63)$$

donde: R_0 es la resistencia de la RTD a la temperatura de 0°C (en el mercado se comercializan RTD de cobre con R_0 igual a 10 Ω , 100 Ω y 1000 Ω) y α es el coeficiente de variación de la resistencia con la temperatura del cobre, el cual tiene un valor igual a $4,26 \cdot 10^{-3} (1/^{\circ}C)$.

Finalmente al modulador llega la señal:

$$e_{RTD} (^{\circ}t) = A_{RTD} I_C R_0 (1 + \alpha^{\circ}t_2) , \quad (2.64)$$

donde $e_{RTD} (^{\circ}t)$ es la amplificación de la caída de tensión en la RTD.

Teniendo habilitados estos dos canales de medición se realiza el siguiente algoritmo:

1. La $e_{RTD} (^{\circ}t)$ se envía en forma de código por el puerto serie al microprocesador.
2. En el microprocesador se obtiene el valor de $^{\circ}t_2$ a partir de la expresión resultante del despeje de la ecuación (2.64), esta es:

$${}^{\circ}t_2 = \frac{e_{RTD}({}^{\circ}t) - A_{RTD}I_C R_0}{\alpha A_{RTD}I_C R_0} \quad (2.65)$$

3. Luego con el valor de ${}^{\circ}t_2$ se obtiene la f.e.m. generada por el termopar en la junta de referencia ($e({}^{\circ}t_2)$) con la expresión:

$$e({}^{\circ}t_2) = c_0 + c_1 \cdot {}^{\circ}t_2 + c_2 \cdot {}^{\circ}t_2^2 + \dots + c_n \cdot {}^{\circ}t_2^n, \quad (2.66)$$

En el caso del termopar tipo S el polinomio es de orden 8 y los valores de los coeficientes se pueden encontrar en la norma internacional CEI IEC 60584-1.

4. En otro instante de tiempo la $e_A({}^{\circ}t)$ se envía en forma de código por el puerto serie al microprocesador.
5. En el microprocesador se divide $e_A({}^{\circ}t)$ por A_1 para obtener la f.e.m. generada por el termopar sin amplificar ($e({}^{\circ}t)$).
6. Luego se suman $e({}^{\circ}t)$ y $e({}^{\circ}t_2)$ para obtener $e({}^{\circ}t_1)$.
7. Finalmente con $e({}^{\circ}t_1)$ se obtiene el valor de ${}^{\circ}t_1$ empleando el polinomio inverso del termopar:

$${}^{\circ}t = a_0 + a_1 \cdot e({}^{\circ}t) + a_2 \cdot e({}^{\circ}t)^2 + \dots + a_n e({}^{\circ}t)^n, \quad (2.67)$$

El termopar tipo S tiene dos polinomios inversos para el campo de medición requerido, el orden de los mismos y los valores de los coeficientes se pueden encontrar en la norma internacional CEI IEC 60584-1.

2.3 Simulación del medio de medición diseñado.

El instrumento diseñado no se puede probar en la práctica, debido a que no se cuenta, físicamente, con el AD7714Y. Por tal motivo se opta por la simulación.

El software seleccionado para la simulación del modulador Σ - Δ de primer orden y el termopar tipo S es el OrCAD PSpice, puesto que con este se logra una simulación muy cercana a la real, ya que en la programación de sus componentes se tiene en cuenta los errores de los mismo, en la figura 2.6 se muestra el esquema. El sensor se modela con la fuente de tensión V7, la cual fue configurada con el polinomio característico del termopar. Este último aparece en la parte inferior izquierda del esquema conjuntamente con los coeficientes.

Para el análisis, el circuito de la figura 2.6 se divide en cuatro etapas. La primera etapa tiene la función de amplificar la tensión de entrada y realimentar la tensión que proviene del convertidor digital analógico de 1 bit. Está constituida por un sumador con dos entradas, una de ellas se conectada a V7 y la otra a la realimentación. Los valores de las resistencias R3 y R5 se seleccionan para obtener una tensión en la salida del amplificador igual 1V para una tensión máxima de V7 igual a 9.587mV (${}^{\circ}t=1000^{\circ}C$). El valor de R4 es igual al de R3 para no amplificar la tensión de realimentación. Con la fuente de tensión V9 y R6 se eliminan los errores producidos por la tensión de desplazamiento y las corrientes de entrada. La segunda etapa es donde se lleva a cabo la integración de la señal con una constante de tiempo igual a 1ms. En la tercera etapa se encuentra el CAD de 1 bit, el cual no es más que un comparador que compara la tensión de salida del integrador con 0V (tierra). La cuarta etapa la integran un biestable tipo D y dos interruptores controlados por tensión. Al biestable se

conecta una señal de reloj de 10kHz que es con la que se logra el sobre muestreo. Los interruptores se emplean para simular el CDA de 1bit, cuya señal salida se realimenta en la entrada.

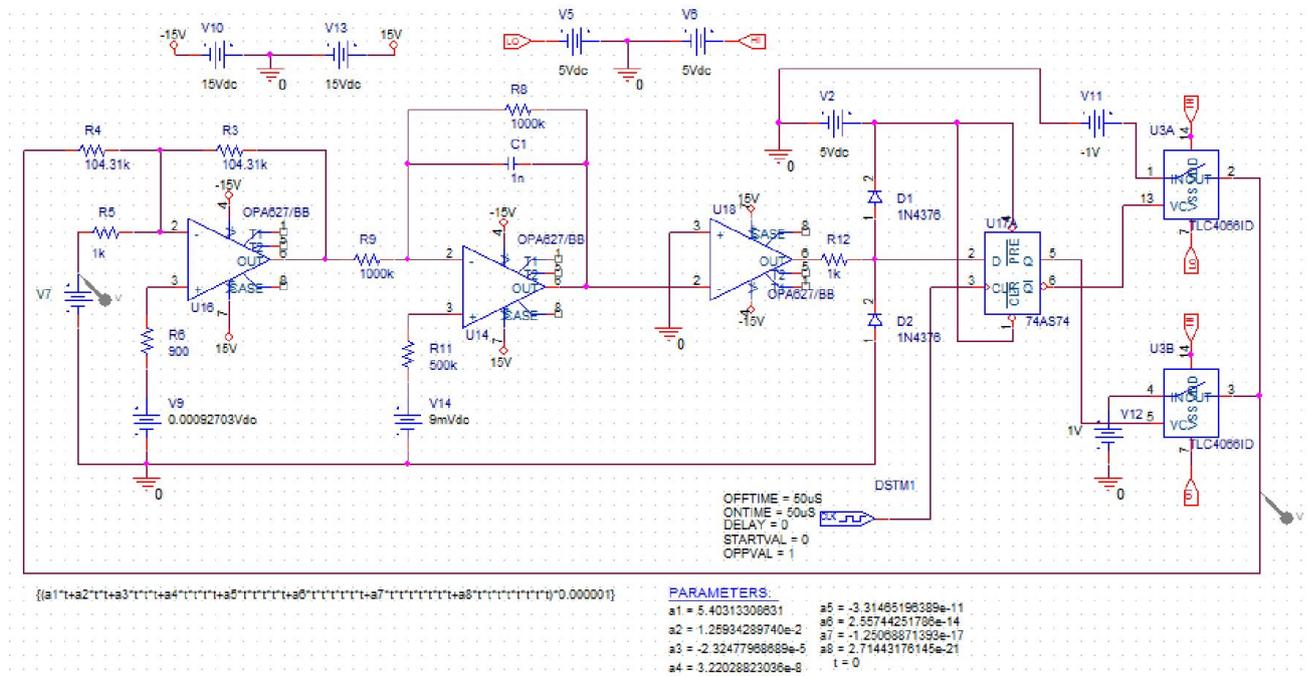


Figura 2.6. Esquema de la simulación de un modulador Σ - Δ de primer orden en OrCAD PSpice.

El filtro digital no se puede simular en el OrCAD PSpice, por lo que fue necesario llevar a cabo su función en el software LabVIEW. Para esto se exportan, del PSpice, los datos correspondientes a la señal de salida del modulador para un barrido en el tiempo de la temperatura, desde 0°C hasta 1000°C con un incremento de 50°C. En LabVIEW se promedia la señal por cada valor de temperatura y se obtienen los resultados mostrados en la figura 2.7.

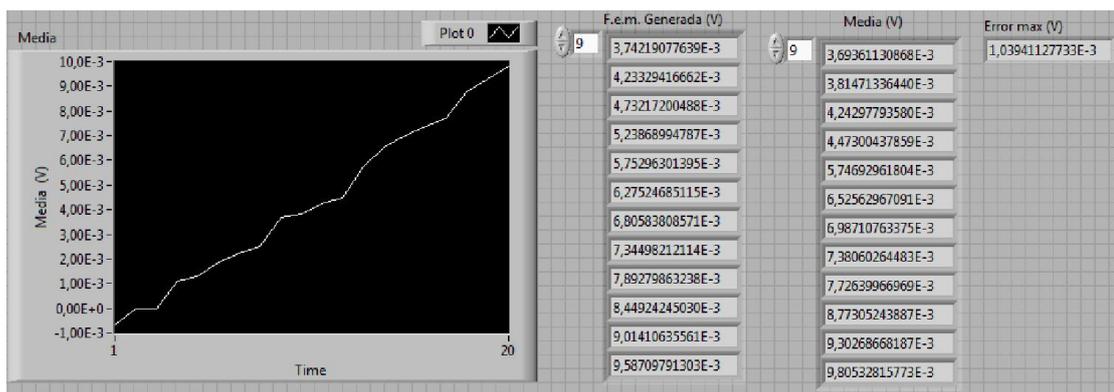


Figura 2.7. Resultados obtenidos en el LabVIEW luego de promediar la señal de salida del modulador para 20 puntos de temperatura.

En la gráfica de la figura 2.7 se muestra la característica de la media de la señal obtenida contra el número de muestras, la cual no es lineal. Al lado se encuentran las columnas donde se visualizan la f.e.m. generada del termopar y la media de la señal obtenida en la salida del modulador Σ - Δ , y el error máximo, que se obtiene de la diferencia entre los valores

correspondientes de dichas columnas. Como se puede ver hay un error máximo de igual a 1,04mV, lo que representa un 10,84%. Esto muestra que los resultados obtenidos en la simulación no se corresponden con los calculados en el ejemplo, lo cual se debe a las siguientes causas:

1. Los componentes de las librerías del PSpice no tienen las características adecuadas para el trabajo en altas frecuencias, lo que se comprueba luego de realizar pruebas con diferentes componentes, por lo que se producen errores en la simulación. Este es el motivo de que en la simulación se trabajara con la frecuencia de muestreo de 10kHz y no la del ejemplo (307,2kHz) y aun así se producen 35 errores.
2. Los datos obtenidos del PSpice no se guardan al cabo de iguales períodos de tiempo, lo que afecta en gran medida el resultado de la media obtenida para cada temperatura medida.

Con el objetivo de obtener mejores resultados en el LabVIEW, a partir de los diferentes valores de la media obtenida y los valores de la temperatura medida, se obtiene un polinomio que relaciona estas dos magnitudes. En la parte inferior derecha de la figura 2.8 se muestran dos columnas, en una se indican los valores de la temperatura medida y, en la otra, los valores de temperatura obtenidos al evaluar en el polinomio los valores de la media de la señal de salida del modulador para cada temperatura medida. Estos últimos se grafican como se muestra en la parte inferior izquierda de la figura en cuestión. Al lado de las columnas antes mencionadas se encuentra un control numérico, para seleccionar el orden del polinomio, y un indicador donde se muestra el error máximo obtenido de la diferencia entre el resultado del polinomio y la temperatura medida. Como se puede ver con un polinomio de orden 20 se obtiene un error de 0,47°C, lo que representa el 0,05% del campo de medición. De esta forma se logra que el error de la medición sea menor que el predefinido para el medio de medición (0,1%). Sin embargo, se requieren máquinas potentes de alta velocidad para poder procesar un polinomio de este orden en un tiempo corto, lo que significa una limitante que, con el desarrollo alcanzado en este campo, tiende a desaparecer.

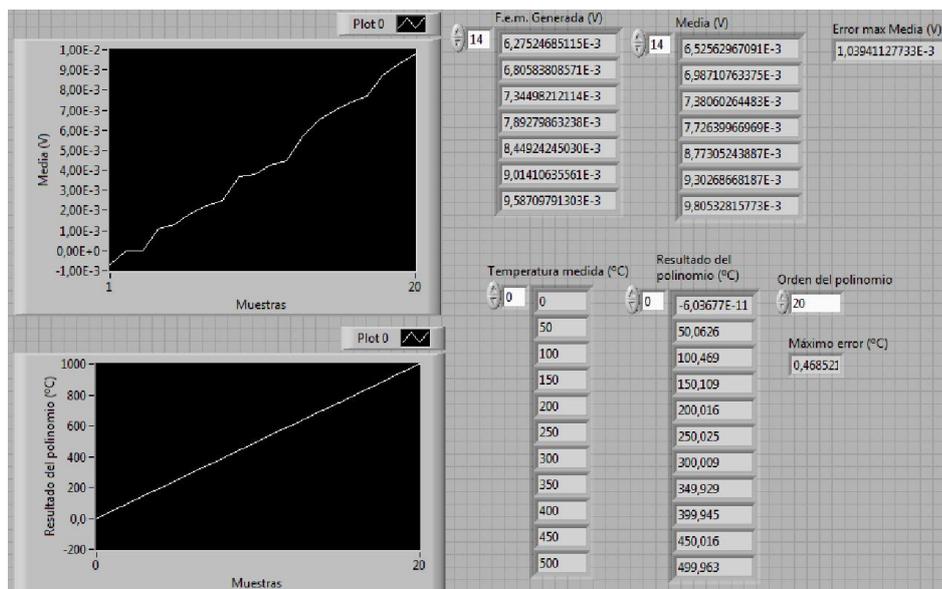


Figura 2.8. Resultados obtenidos en el LabVIEW luego de evaluar el polinomio que relaciona la temperatura medida con la media de la señal de salida del modulador $\Sigma-\Delta$.

No obstante, se comprueba el funcionamiento del convertidor sigma - delta con el software MATLAB, cuyo diagrama se muestra en figura 2.9 y las gráficas de la señal analógica de entrada y de la señal de salida digitalizada en la figura 2.10.

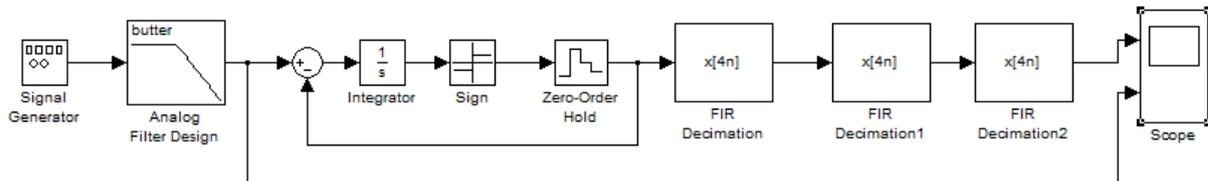


Figura 2.9. Simulación del convertidor Σ - Δ de primer orden en el software MATLAB.

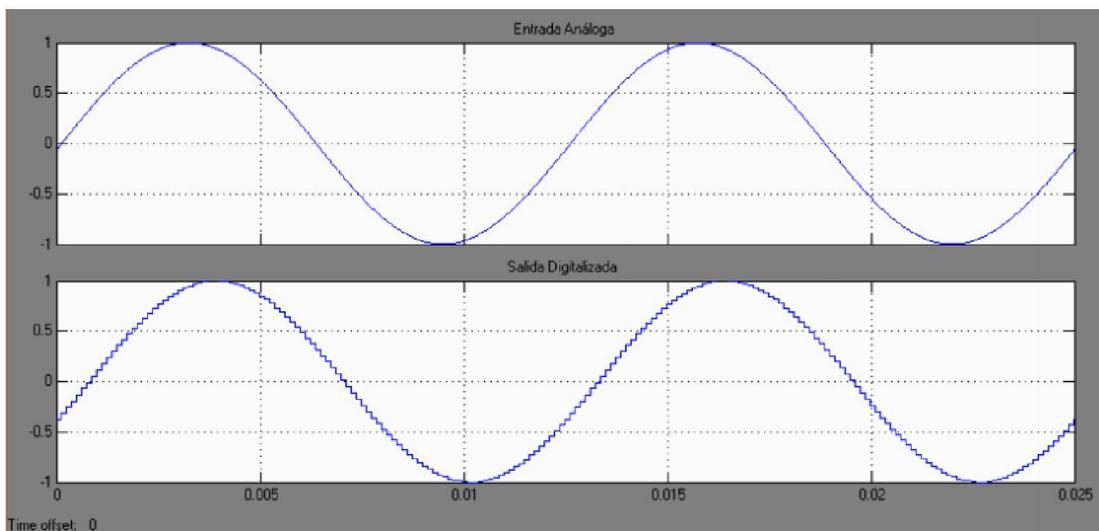


Figura 2.10. Gráficas de las señales de entrada analógica y de salida digitalizada, obtenidas a partir de la simulación del convertidor Σ - Δ de primer orden en el software MATLAB.

En las gráficas de la figura 2.10 se puede ver la relación lineal que hay entre la entrada y la salida de este convertidor. Sin embargo, no es de interés emplear este software en la simulación del medio de medición porque no tiene en cuenta los errores de los componentes que integran el mismo.

Conclusiones parciales.

1. Para emplear la metodología se debe partir de las características metrológicas siguientes: campo de medición, tiempo de respuesta, error de la medición y la apreciación para los medios de medición digitales. Con esta se pueden diseñar medios de medición basados en la solución analógica y digital.
2. El diseño del medio de medición obtenido en el ejemplo, empleando la metodología propuesta, cumple con todos los requerimientos impuestos para el mismo, lo que evidencia la efectividad de dicha metodología.
3. La simulación del medio de medición diseñado no se pudo llevar a cabo con el AD7714Y, puesto que este dispositivo no está en la biblioteca de ninguno de los softwares conocidos. El modulador Σ - Δ se simuló en OrCAD PSpice, donde no se obtuvieron buenos resultados debido a limitaciones de este programa. En el LabVIEW se simuló el

filtro digital pasa bajo y se desarrolló un método para disminuir el error de la medición. Finalmente, se comprobó la linealidad del convertidor Σ - Δ con MATLAB con excelentes resultados.

Conclusiones generales

1. La fundamentación teórica de los medios de medición de temperatura con termopar y los circuitos electrónicos empleados en los mismos, permitió conocer y analizar los principales problemas del termopar, así como las diferentes variantes de circuitos electrónicos que se pueden utilizar para solucionarlos.
2. Se debe partir de características metrológicas predefinidas para llevar a cabo el diseño de medios de medición de temperatura con termopar, puesto que estas son determinantes en la selección de los componentes que integran el mismo.
3. Se propone una metodología coherente para facilitar el diseño de medios de medición de temperatura con termopar con características metrológica predefinidas. Esta contempla el procedimiento para el diseño de medios de medición analógicos y digitales.
4. Se desarrolla un ejemplo empleando la metodología donde se obtuvo un diseño apropiado y acorde con las características metrológicas predefinidas para el mismo.
5. Se simuló el diseño obtenido, con lo cual se obtuvo:
 - La simulación del sensor a partir de su polinomio característico.
 - La simulación de un modulador sigma-delta no con muy buenos resultados debido a limitaciones del software OrCAD PSpice.
 - La simulación del filtro en el LabVIEW y el desarrollo de un procedimiento en este programa, hasta ahora no conocido, para el mejoramiento de los resultados obtenidos.
 - La comprobación la característica lineal del convertidor sigma-delta a partir de su simulación en el software MATLAB.

Recomendaciones

1. Emplear esta metodología en diferentes tipos de trabajos docentes como: extraclases, proyectos, trabajos de diplomas, etc. donde se contemple el diseño de medios de medición de temperatura con termopar.
2. Continuar trabajando sobre la simulación del modulador sigma-delta en otros programas de simulación de circuitos electrónicos.
3. Emplear las simulaciones realizadas como medio de enseñanza para cursos de pregrado y postgrado.
4. Continuar mejorando la metodología para que pueda abarcar los diferentes tipos de medios de medición.

Bibliografía

- [1] Acosta Varela, José: "Medición de temperatura". Editorial Oriente. Santiago de Cuba. 1989.
- [2] Briceño Márquez, José E. "Principio de las comunicaciones". Universidad de los Andes. Mérida. 2005.
- [3] Britton Rorabaugh, C. "Digital filter designer's handbook". Editorial McGraw – Hill. 2007.
- [4] Castro, Gustavo y Hunt, Scott. "Designing high performance systems with low noise instrumentation amplifiers". Artículo técnico MS-2317. Analog Devices. 2012.
- [5] Clayton, G. B. "Operational Amplifiers". Editorial Butterworths. Liverpool Polytechnic, England. 1982.
- [6] Creus Solé, Antonio. "Instrumentación industrial". 6ta Edición. Editorial Marcombo. Barcelona, España. 1997.
- [7] Díaz Rodríguez, Jesús y otros. "Introducción a la electrónica de medida II". Universidad de Alcalá de Henares. España, 1995.
- [8] Doebelin, Ernest O. "Measurement systems application and design". Editorial McGraw – Hill, 4ta Edición. Estados Unidos, 1990.
- [9] Franco, Sergio. "Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos". Editorial McGraw - Hill. México. 2005.
- [10] Ibrahim, Dogan. "Microcontroller based temperature monitoring and control". Editorial Elsevier Science & Technology Books. 2002.
- [11] Kester, Walt y otros. "Amplifiers for signal conditioning".
- [12] Kitchin, Charles y Counts, Lew. "A designer's guide to instrumentation amplifiers". 3ra Edición. Analog Devices. Estados Unidos. 2006.
- [13] Lima Soto, Eddys J. "Convertidor analógico – digital sigma delta de un bit. Aplicaciones orientadas a la medición de temperatura usando el AD μ C845". Trabajo de diploma. Universidad de Orienta. Cuba. 2012
- [14] Mancini, Ron. "Op Amps for everyone". Texas Instruments. Dallas, Texas. 2002.
- [15] Martín Fernández, Marcos. "Señales aleatorias y ruido". Universidad de Valladolid. 2004.
- [16] Miyara, Federico y Lahoz, Luis A. "Introducción al análisis frecuencial y al ruido electrónico". Universidad nacional de Rosario. Argentina. 2003
- [17] Morris, Alan S. "Measurement & instrumentation principles". Editorial Butterworth – Heinemann. Oxford. 2001
- [18] "Noise analysis in operational amplifiers circuits". Reporte de aplicación. Texas Instruments. Estados Unidos. 2007.
- [19] Ogata, K. "Ingeniería de Control Moderna". Editorial Prentice Hall Hispanoamericana S. A. México. 1980.

- [20] Pallas Areny, Ramón. "Sensores y acondicionadores de señal". 3ra Edición. Editorial Marcombo. España. 1995.
- [21] Pérez García, Miguel A. y otros. "Instrumentación electrónica". Editorial Thomson. Madrid, España. 2004.
- [22] "Practical temperature measurements". Nota de aplicación 290. Agilent Technologies. Estados Unidos. 2010.
- [23] Riskin, Jeffrey R. "A user's guide to IC instrumentation amplifiers". Nota de aplicación 244. Analog Devices. Massachusetts.
- [24] Salazar Mustelier, Arquímedes y Fong Barrio, Julio: "Mediciones eléctricas". Editorial Félix Varela. La Habana. 2004.
- [25] Salazar Mustelier, Arquímedes. "Contribución del tema medición de temperatura con termopar en el logro de los objetivos de la asignatura Mediciones II". Ponencia presentada en el Forum de Ciencia y Técnica de la Universidad de Oriente. Santiago de Cuba, Cuba. 2011.
- [26] Sangil Park, Ph. D. "Principles of sigma – delta modulation for analog – to – digital converters". Motorola. Estados Unidos. 1993.
- [27] Sheingold, Daniel H. "Transducer interfacing handbook". Analog Devices. Massachusetts, Estados Unidos. 1980.
- [28] Williams, Jim: "Thermocouple measurement". Nota de aplicación 28 de Linear Technology. Febrero. 1988.

Tutoriales:

- [29] "Analog isolation amplifiers". Tutorial MT – 071. Analog Devices. 2009.
- [30] "In-Amp Noise". Tutorial MT- 065. Analog Devices. 2009

Hojas de datos de componentes:

- [31] "2000 Burr – Brown product selection guide". Burr – Brown. Estados Unidos. 2000.
- [32] "AD620". Analog Devices. 1999.
- [33] "AD7710". Analog Devices. 2004.
- [34] "AD7711". Analog Devices. 2004
- [35] "AD7714". Analog Devices. 1998
- [36] "ADS1210 y ADS 1211". Burr-Brown 2005.
- [37] "INA110". Burr-Brown 2005.
- [38] "ISO176". Burr-Brown 1996.
- [39] "ISO256". Burr-Brown 1996.
- [40] "Amplifiers and data converter selection guide". Texas Instruments. 2006

Anexos

Anexo 1. Tablas de los coeficientes c_i y a_i de los polinomios de los termopares K, J, E, R y T.

Coeficientes c_i de los termopares K, J, E, R y T.

	K 0°C to 1372°	J -210°C to 760°C	E 0°C to 1000°C	R -50°C to 1064°C	T 0°C to 400°C
c_0	-17.600413686	0.0	0.0	0.0	0.0
c_1	38.921204975	50.38118782	58.665508710	5.28961729765	38.748106364
c_2	$1.85587700 \times 10^{-2}$	$3.047583693 \times 10^{-2}$	$4.503227558 \times 10^{-2}$	$1.3916658978 \times 10^{-2}$	$3.32922279 \times 10^{-2}$
c_3	$-9.9457593 \times 10^{-5}$	$-8.56810657 \times 10^{-5}$	$2.890840721 \times 10^{-5}$	$-2.388556930 \times 10^{-5}$	$2.06182434 \times 10^{-4}$
c_4	$3.18409457 \times 10^{-7}$	$1.322819530 \times 10^{-7}$	$-3.30568967 \times 10^{-7}$	$3.5691600106 \times 10^{-8}$	$-2.18822568 \times 10^{-6}$
c_5	$-5.607284 \times 10^{-10}$	$-1.7052958 \times 10^{-10}$	$6.50244033 \times 10^{-10}$	$-4.62347666 \times 10^{-11}$	$1.09968809 \times 10^{-8}$
c_6	$5.6075059 \times 10^{-13}$	$2.09480907 \times 10^{-13}$	$-1.9197496 \times 10^{-13}$	$5.007774410 \times 10^{-14}$	$-3.0815759 \times 10^{-12}$
c_7	$-3.202072 \times 10^{-16}$	$-1.2538395 \times 10^{-16}$	$-1.2536600 \times 10^{-15}$	$-3.73105886 \times 10^{-20}$	$4.54791353 \times 10^{-14}$
c_8	$9.7151147 \times 10^{-20}$	$1.56317257 \times 10^{-20}$	$2.14892176 \times 10^{-18}$	$1.577164824 \times 10^{-20}$	$-2.7512902 \times 10^{-17}$
c_9	$-1.210472 \times 10^{-23}$	-	$-1.4388042 \times 10^{-21}$	$-2.81038625 \times 10^{-24}$	-

Coeficientes a_j de los termopares K, J, E, R y T.

	K 0°C to 500°	J 0°C to 760°C	E 0°C to 1000°C	R -50°C to 250°C	T 0°C to 400°C
a_0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
a_1	2.508355×10^{-2}	1.978425×10^{-2}	1.7057035×10^{-2}	1.8891380×10^{-1}	2.592800×10^{-2}
a_2	7.860106×10^{-8}	-2.001204×10^{-7}	$-2.3301759 \times 10^{-7}$	$-9.3835290 \times 10^{-5}$	-7.602961×10^{-7}
a_3	$-2.503131 \times 10^{-10}$	1.036969×10^{-11}	$6.5435585 \times 10^{-12}$	1.3068619×10^{-7}	4.637791×10^{-11}
a_4	8.315270×10^{-14}	$-2.549687 \times 10^{-16}$	$-7.3562749 \times 10^{-17}$	$-2.2703580 \times 10^{-10}$	$-2.165394 \times 10^{-15}$
a_5	$-1.228034 \times 10^{-17}$	3.585153×10^{-21}	$-1.7896001 \times 10^{-21}$	$3.5145659 \times 10^{-13}$	6.048144×10^{-20}
a_6	9.804036×10^{-22}	$-5.344285 \times 10^{-26}$	$8.4036165 \times 10^{-26}$	$-3.8953900 \times 10^{-16}$	$-7.293422 \times 10^{-25}$
a_7	$-4.413030 \times 10^{-26}$	5.099890×10^{-31}	$-1.3735879 \times 10^{-30}$	$2.8239471 \times 10^{-19}$	-
a_8	1.057734×10^{-30}	-	$1.0629823 \times 10^{-35}$	$-1.2607281 \times 10^{-22}$	-
a_9	$-1.052755 \times 10^{-35}$	-	$-3.2447087 \times 10^{-41}$	$3.1353611 \times 10^{-26}$	-

Nota: En los polinomios donde se evalúan estos coeficientes la temperatura se expresa en °C y la tensión en μV .

Anexo 2. Aplicaciones de los termopares más populares.

Tipo	Aplicación
J	Apropiado para atmósferas inertes o reductoras. Las atmósferas oxidantes disminuyen la vida útil debido a la presencia de hierro en el termopar que, además, se oxida muy rápidamente por encima de 538 °C. No es adecuado para bajas temperaturas (por debajo de 0°C).
K	Muy utilizado por encima de 538°C debido a las limitaciones del termopar tipo J. El cromo tiende a oxidarse ante la presencia de oxígeno lo que puede llevar a importantes derivas en el margen de 816 a 1038°C.
N	Se utiliza en aplicaciones donde el termopar tipo K tiene problemas de oxidación.
T	Adecuado para atmósferas oxidantes, inertes y reductoras.
R,S	Recomendados para altas temperaturas. El de tipo R se utiliza industrialmente, mientras que el S se usa en laboratorios. El uso continuado a altas temperaturas puede provocar que este sensor sufra una ruptura mecánica. Deben protegerse con tubos no metálicos y aislantes cerámicos. Tienden a descalibrarse debido a la difusión del rodio a la rama de platino puro y a su volatilización.
B	Semejante a los tipos R y S aunque el límite de temperatura es mayor y es menos propenso a rupturas mecánicas por altas temperaturas sostenidas.

Anexo 3. Clases de tolerancia para los termopares (junta de referencia en °C).

Tipos	Clase de tolerancia 1	Clase de tolerancia 2	Clase de tolerancia 3 ¹⁾
Tipo T Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	-40 °C a + 125 °C ± 0,5 °C 125 °C a 350 °C ± 0,004 [t]	-40 °C a + 133 °C ± 1 °C 133 °C a 350 °C ± 0,0075 [t]	-67 °C a + 40 °C ± 1 °C -200 °C a -67 °C ± 0,015 [t]
Tipo E Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	-40 °C a + 375 °C ± 1,5 °C 375 °C a 800 °C ± 0,004 [t]	-40 °C a + 333 °C ± 2,5 °C 333 °C a 900 °C ± 0,0075 [t]	-167 °C a + 40 °C ± 2,5 °C -200 °C a -167 °C ± 0,015 [t]
Tipo J Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	-40 °C a + 375 °C ± 1,5 °C 375 °C a 750 °C ± 0,004 [t]	-40 °C a + 333 °C ± 2,5 °C 333 °C a 750 °C ± 0,0075 [t]	- - - -
Tipo K, Tipo N Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	-40 °C a + 375 °C ± 1,5 °C 375 °C a 1 000 °C ± 0,004 [t]	40 °C a + 333 °C ± 2,5 °C 333 °C a 1 200 °C ± 0,0075 [t]	-167 °C a + 40 °C ± 2,5 °C -200 °C a -167 °C ± 0,015 [t]
Tipo R, Tipo S Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	0 °C a 1 100 °C ± 1 °C 1 100 °C a 1 600 °C ± [1 + 0,003 (t-1 100)] °C	0 °C a + 600 °C ± 1,5 °C 600 °C a 1 600 °C ± 0,0025 [t]	- - - -
Tipo B Gama de temperaturas Valor de tolerancia Gama de temperaturas Valor de tolerancia	- - - -	- - 600 °C a 1 700 °C ± 0,0025 [t]	600 °C a 800 °C + 4 °C 800 °C a 1 700 °C ± 0,005 [t]