

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA



ESTUDIO Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE LAS

TERMOCUPLAS

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRONICO

PRESENTADO POR:

CONSUELO CARMEN NEGRON MARTINEZ

PROMOCION

1987 - I

LIMA – PERU

2006

ESTUDIO Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE LAS TERMOCUPLAS

**Con amor y dedicación a mis hijos
Alex, Kika, Silvia y a la memoria de mi Kity.**

SUMARIO

El presente trabajo presenta un estudio detallado de un tipo de sensor de temperatura muy utilizado en procesos industriales como son las termocuplas, el trabajo se inicia con el principio físico del funcionamiento, mostrando bondades e inconvenientes de este transductor, para luego mostrar su montaje físicamente. En el primer capítulo se ha investigado sobre todos los temas inherentes a las termocuplas, para poder aplicarlos a los casos prácticos.

En el segundo capítulo se muestra el estudio de los amplificadores de instrumentación, con sus características más importantes que van a amplificar las señales que se obtendrán de la salida de un filtro Butterworth, esta señal amplificada será digitalizada mediante un convertidor análogo digital, los cuales se estudian en el capítulo tercero, el estudio de los filtros se realiza en el cuarto capítulo. Las bajas señales que nos proveen las termocuplas para bajas temperaturas son acondicionadas en las diferentes etapas para poder ser medidas o visualizadas.

INDICE

PROLOGO	1
CAPITULO I	
TERMOCUPLAS	2
1.1. Importancia de las mediciones	2
1.2. Principio de funcionamiento de las termocuplas.	5
1.3. Medición de temperaturas con termocuplas.	8
1.4. Compensación de temperaturas.	10
1.5. Materiales para construir termocuplas.	14
1.5.1. Características de los materiales para termocuplas.	17
1.5.2. Construcción con blindaje metálico	18
1.6. Limitaciones ambientales de las termocuplas.	19
1.7. Termocuplas estándar.	21
1.7.1. Relacionado la temperatura con la tensión	26
1.7.2. Clasificación de las termocuplas mas usuales	28
1.8. Termocuplas por debajo de los cero grados centígrados.	30
1.9. Protección para las termocuplas.	31
1.10. Montaje de las termocuplas.	32
1.11. Tubos de protección cerámicos.	35
1.12. Respuesta térmica.	36
1.13. Factores de costo.	37
1.14. Efectos de la velocidad.	37
1.15. Fuentes de error en las mediciones con termocuplas.	38
CAPITULO II	
AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN	40
2.1. Introducción.	40
2.2. Amplificador diferencial.	41
2.3 Amplificador de instrumentación.	44
2.4. La razón de rechazo de modo común.	46
2.5. Características del amplificador de instrumentación.	48

2.6. Características de principales de un amplificador Clase Instrumentación	51
2.6.1. Amplificador Clase Instrumentación.	52
2.6.2. Amplificador de Instrumentación.	52
2.7. Diseño del amplificador de instrumentación con señal tipo puente.	52
2.8. Amplificador del error entre la señal de SET-POINT y la señal de la termocuplas.	55
2.9 Diseño del circuito amplificador para la simulación	56

CAPITULO III

CONVERTIDORES ANALOGOS DIGITALES	59
3.1. Introducción.	59
3.2. Convertidores A / D DIRECTA	60
3.3. Circuito de captura y mantenimiento	61
3.4 Conversor A/D con comparadores	63
3.5 Conversor A/D con contadores .	64
3.6 Conversor A/D de aproximaciones sucesivas	65
3.7 Convertidores A/D de aproximaciones sucesivas ADC0804	68

CAPITULO IV

FILTROS ACTIVOS	72
4.1 Introducción	72
4.2 Ventajas e inconvenientes de los filtros activos	72
4.3 Clasificación.	73
4.4 Resonancias, Factor Q y Selectividad.	77
4.5 Filtros Butterworth	80

CONCLUSIONES	82
ANEXO A	83
ANEXO B	86
ANEXO C	88
BIBLIOGRAFIA	92

PROLOGO

El presente trabajo presenta un estudio detallado de un sensor de temperatura muy utilizado en procesos industriales como es la termocupla, se inicia con el principio físico de funcionamiento, mostrando las bondades e inconvenientes de este transductor, para luego presentar su montaje físicamente. En este primer capítulo se ha investigado sobre todos los temas relacionados a la termocuplas, para poder analizar los casos que se presentan en la práctica.

En los siguientes capítulos se muestran las diferentes técnicas que se van a utilizar para procesar la señal desde que es proporcionada por la termocupla, primero amplificándola, utilizando operacionales con características especiales, luego filtrando la señal para eliminar posibles ruidos, en el caso de tener ambientes muy ruidosos, o ambientes especiales donde hay determinadas frecuencias interfieran en las mediciones, luego digitalizándola con un conversor ADC adecuado para activar un microcontrolador que nos muestre en una pantalla la temperatura que se está midiendo.

CAPITULO I

TERMOCUPLAS

1.1 IMPORTANCIA DE LAS MEDICIONES

Los procesos industriales necesitan en sus diversas etapas sentir su funcionamiento, en donde la temperatura es sin lugar a dudas un parámetro muy utilizado. Se quiere estudiar en este trabajo, el uso de termocuplas como medidores de temperatura, los tipos de termocuplas, los rangos de temperatura, la instalación de estas para obtener mediciones óptimas. Las ventajas en los procesos de medición con el uso de termocuplas, con respecto a otros sensores de temperatura así como también enfatizar que ambientes son recomendables para cada tipo de termocupla.

Las termocuplas existen desde aproximadamente 150 años, y durante todo este tiempo. La termocupla ha operado básicamente sin modificaciones, incluyendo el tratamiento de las señales del orden de nanowatts a temperaturas muy bajas. Hoy en día se dispone de mejores alambres, mejores materiales para acondicionarlas y un mejor manejo de las señales electrónicas, las termocuplas han prevalecido en el tiempo porque son poco costosas y los distintos tipos de termocuplas cubren casi todo el espectro de temperaturas, hasta el momento no hay sensores que las hayan podido mejorar estos dos factores, costo y rango de temperaturas.

La elección de sensores de medición en los procesos está alrededor de las termocuplas, termo resistencias y sistemas de dilatación. En todos los sistemas de medición se da mucha importancia al transporte de la señal, sobre todo para las señales de bajo nivel, como se muestra en el diagrama de bloques (Figura N° 1) teniendo en cuenta el aislamiento de estas señales de las fuentes de energía de alto nivel y conductores de corriente, se prefiere las termocuplas expuestas, para una respuesta rápida y cuando se requiere una mayor exactitud.



Figura Nº 1.1 Diagrama de bloques del transporte de la señal que proporciona la termocupla.

En lo relativo a respuestas rápidas, se logra respuesta dentro de unas pocas décimas de segundos con termocuplas y unos pocos segundos con termorresistencias, están son menos rápidas pues están dentro de una cubierta, están adosadas sobre superficies, montadas con tornillos o roscadas sobre las superficies.

Los termistores tienen una ventaja comparativa sobre las termocuplas en lo que respecta a su elevada sensibilidad a variaciones de temperatura, los termistores por lo tanto no sirven para la medición dentro de alcances amplios. Otra desventaja es la falta de estabilidad en el tiempo.

Los resistores de semiconductores ó carbono, son clasificados como sensores de resistencia eléctrica, se los utiliza para medir bajas temperaturas, cerca del cero absoluto, pero como la relación resistencia/temperatura es compleja, requieren calibración en muchos puntos.

Los sensores tipo película fina denominados en inglés THIN FILM se utilizan cada vez más y se están constituyendo en uno de los avances más significativos de la construcción de sensores a termo resistencia, este consiste de una película metálica, como por ejemplo platino depositado sobre un material aislante con un sobrerrevestimiento que protege la película del medio ambiente. Previamente se calibra en forma automática mediante un láser que traza un circuito sobre el material aislante y lo calibra al mismo tiempo, por medio de un sistema computarizado, selecciona los sensores separándolos en distintas clases según tolerancias. El sensor que resulta de todo este proceso posee las propiedades eléctricas del metal original y sus características de resistencia / temperatura son similares a las del tipo de sensores de alambre, el "THIN FILM"(película fina) es de pequeño tamaño. Responde rápidamente a las variaciones de temperatura y tiene un precio mucho menor que las termo resistencias tradicionales.

El estudio de las termocuplas involucra también el estudio de efectos refrigerantes, producido por la circulación de las corrientes en sentido contrario, este efecto es conocido como "efecto Peltier", estos fenómenos son explicados como efecto de las fuerzas electromotrices producidas por efecto térmico, que surgen en la unión de dos metales distintos, o en un mismo cuerpo metálico donde encontramos dos puntos a diferentes temperaturas. Estas fems, son térmicamente dependientes.

Se presentara a las termocuplas conocidas también como termopares, en su aspecto básico consisten de dos alambre de distintos metales que están soldados en un extremo por el otro terminan en una clavija. Muchos materiales pueden emplearse para fabricar las termocupla; sin embargo hay estándares de pocas combinaciones, para mencionarlas podemos utilizar el nombre por sus materiales constituyentes como por ejemplo: “Una termocupla de Chromel-Alumel” o por su clasificación “Termocupla tipo K”

Se mencionaran las condiciones para la fabricación de estos sensores, así como también sus clasificaciones. Las temperaturas pueden medirse utilizando diferentes sensores, como por ejemplo dispositivos eléctricos.

- Termocuplas
- Termoresistencia
- Termistores
- Resistores de carbono
- Diodos
- Detectores de Ruido Jonson
- Transistores
- Cristales de cuarzo

También hay sensores mecánicos como:

- Sistemas de dilatación
- Termómetros de vidrio con líquidos
- Termómetros bimetálicos.

Se cuenta también con dispositivos por radiación térmicas, como:

- Pirometros de radiación total
- Pirometros de radiación óptica.

Así como también de otros tipos:

- Indicadores de color
- Indicadores de Luminiscencia (termografía)

Para seleccionar los sensores a medir se toman en cuenta los rangos típicos en que estos sensores funcionan adecuadamente, para una mejor exactitud y menor costo, como por ejemplo en la Tabla N° 1.1 se muestra el sistema a usar para determinada temperatura, se pueden medir mayores y menores temperaturas, pero generalmente con una exactitud mejor si se elige la apropiada para el intervalo considerado.

hielo y la otra en una llama, se produce una pequeña corriente termoeléctrica y la mide el galvanómetro.

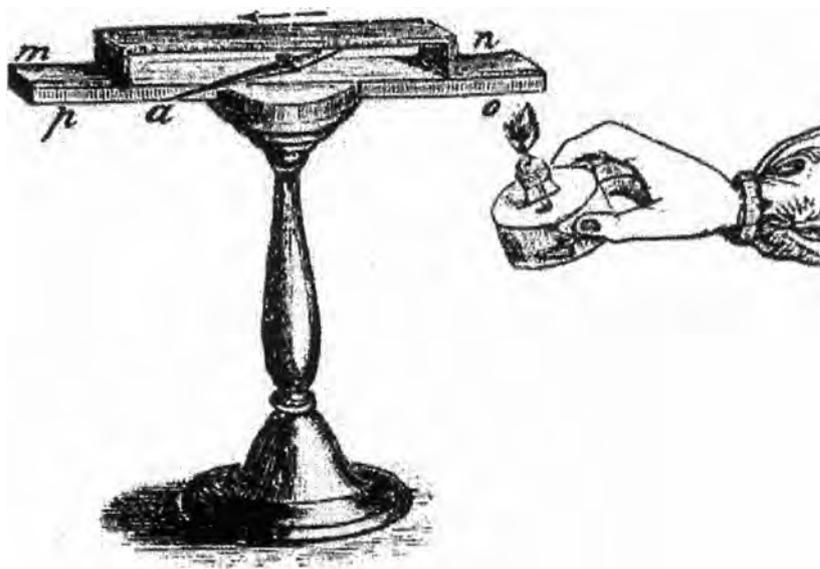


Figura N° 1.2. Efecto Termoeléctrico

La ilustración corresponde a un texto de física del siglo XIX (E.M. Avery, *Elements of Natural Philosophy*, Sheidon and Co, 1885, pag. 294). La barra superior m-n es de cobre; la inferior o-p es de bismuto. Esta estructura rectangular se orienta en el meridiano magnético y en su interior se sitúa una aguja magnética se desvía como indica la Figura 1.2. La soldadura puede también enfriarse con un trozo de hielo o situado encima de un algodón empapado en éter. En este caso se produce una corriente en sentido contrario a la anterior y la aguja se desvía en sentido contrario.

Un par termoeléctrico es un conjunto de dos conductores metálicos distintos A y B, unidos por los extremos, cuyas soldaduras se mantienen a temperaturas diferentes. En esas condiciones existen entre sus extremos una DIFERENCIA DE POTENCIAL llamada fuerza electromotriz termoeléctrica (efecto Seebeck) que pueda medirse cortando uno de los alambres y uniendo los extremos a un potenciómetro o a un voltímetro digital electrónico de gran impedancia. La fem depende exclusivamente de la naturaleza de los metales utilizados y de la diferencia de temperaturas de las dos soldaduras. En la práctica una de estas se mantiene a la temperatura del hielo fundente (soldadura fría) y la otra (soldadura caliente) se encuentra a la temperatura que se desea medir.

En la Figura 1.3. Observamos diferentes fems en metales, cuyas uniones están a diferentes temperaturas.

Tabla N° 1.1 Elección del sistema de acuerdo con la temperatura a medir.

SISTEMA	RANGO DE TEMPERATURA EN °C
Termocuplas	-200 a 2800
Sistemas de dilatación (capilares o bimetálicos)	-195 a 760
Termorresistencias	-250 a 850
Termistores	-195 a 450
Pirómetros de radiación	-40 a 400

Por rangos de temperatura son las termocuplas las mas utilizadas, para seleccionar un sensor de temperatura, se deben considerar varios factores como, exactitud, velocidad de respuesta, costo y requerimiento de mantenimiento. Los semiconductores y resistores de carbono normalmente no se utilizan en el control y medición de temperaturas de procesos industriales debido a sus rangos limitados, alinealidades, características de deriva e inexactitudes. Las termocuplas son utilizadas hace mas de un siglo, durante todo este tiempo han sido y siguen siendo “caballito de batalla” de las mediciones de temperatura industriales, pues son fáciles de conseguir, son económicas y presentan un amplio rango de temperaturas sobre las que se puede trabajar.

1.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LAS TERMOCUPLAS.

El fenómeno físico por el cual, la termocupla entrega una fuerza electromotriz, térmicamente dependiente, se conoce como el “efecto Seebeck”. Que es el efecto de la superposición de otros dos efectos El efecto Thomson y el efecto Peltier

Efecto Peltier se denomina a la fuerza electromotriz que aparece en la unión de dos metales. Efecto Thomson es también una fuerza electromotriz que aparece en un cuerpo metálico cuando esta a diferentes temperaturas.

Si se conectan en forma de lazo dos alambres de metales diferentes y se mantienen las uniones a temperaturas diferentes, surge una corriente débil, este efecto recibe el nombre de “Efecto Seebeck” y es un ejemplo del efecto termoelectricidad, es decir de una conversión directa de calor en electricidad. Se puede demostrar la existencia de la termoelectricidad, mediante un sencillo aparato, consistente en dos trozos de alambre de cobre unidos a un tramo de alambre de hierro, mediante dos empalmes; los otros extremos de los alambres de cobre están conectados a un galvanómetro muy sensible. Creando una diferencia de temperatura entre las uniones, introduciendo una en agua con

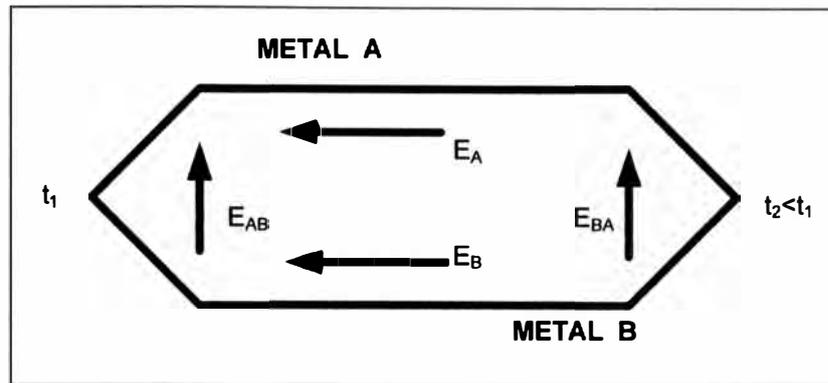


Figura N° 1.3 Fuerzas electromotrices producidas por la diferencia de temperaturas.

En la Figura 1.3, E_A y E_B son fems de Thomson, mientras que E_{AB} y E_{BA} son Peltier.

Si se cumple que $E_{AB} + E_B > E_{BA} + E_A$, se tiene además una circulación de corriente en el sentido de las agujas del reloj.

Se observa, que algunas fems tienen el mismo sentido que las corrientes, mientras que en las restantes se da la situación inversa. Los tramos donde las fems coinciden con el sentido de la corriente, se comportan como fuentes de corriente eléctrica, mientras que los otros como cargas.

Se define como electrodo positivo a aquel en que la junta fría (en este caso t_2) entrega la corriente (En este caso en el metal A).

Los fems extraen la energía del ambiente, enfriándolo. El sistema "saca" calor del lugar mas caliente, Figura 1.4., enviándolo al mas frío, con mayor o menor rapidez, pero en este sentido.

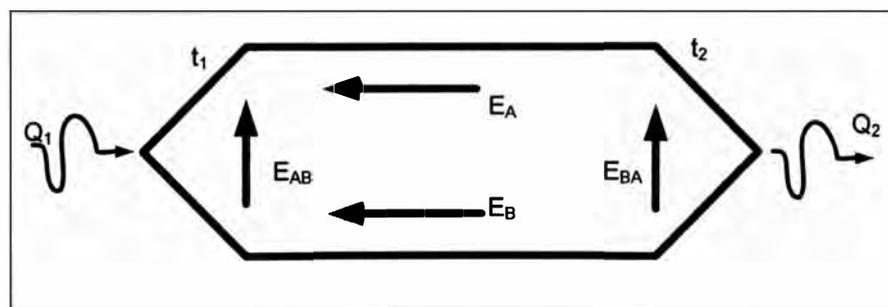


Figura N° 1.4 Efecto Seebeck y Peltier

Si aplicáramos corriente externa a través de un generador en el mismo sentido de E_{AB} , obtendríamos calor del punto 1, aunque este sea un punto frío. Este fenómeno es

empleado en las celdas Peltier, también se está dando el efecto Joule, pero lo consideramos despreciable con respecto a los otros efectos.

Para efectos de mediciones técnicas, evitamos este efecto, lo cual nos evita considerar la longitud de los conductores, su caída de tensión y por otro lado el sistema de medición no calienta ni enfría las inmediaciones del punto a medir.

1.3 MEDICION DE TEMPERATURAS CON TERMOCUPLAS.

Para llevar a cabo la medición de la temperatura con las termocuplas, se utiliza el circuito que aparece en la Figura 1.5 y las fems de la Figura 1.6.

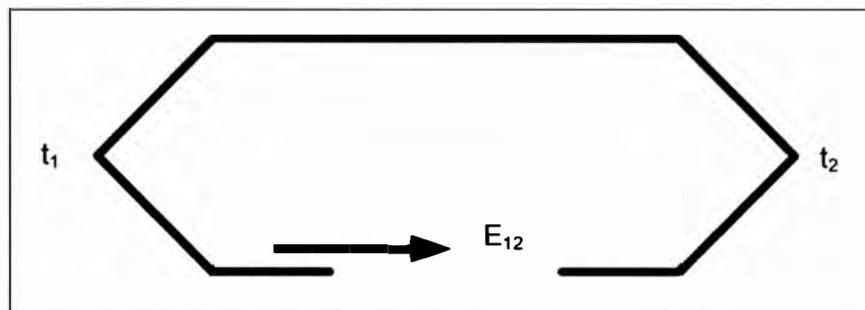


Figura N° 1.5 Termocoupla para medir E_{12}

Abriendo el circuito obtenemos la siguiente expresión:

$$E_{12} = E_{AB} + E_B - E_{BA} - E_A \quad (1.1)$$

Donde la E_{12} es la que se tiene que medir, para lo cual se conecta al circuito dos conductores de medición, que pueden ser de cobre por ejemplo y un milivoltímetro, Figura 1.5, en la unión del cobre con el otro metal, encontramos fuerzas de la misma naturaleza de las que queremos medir, para neutralizar estas dos nuevas fuerzas fems E_{BC} y E_{CB} , que actúan en sentido opuesto, en sentido horario y antihorario, (lo ideal es que fueran iguales y opuestas).

Se logra que estas fems sean iguales y de sentido contrario haciendo $t_3 = t_4$

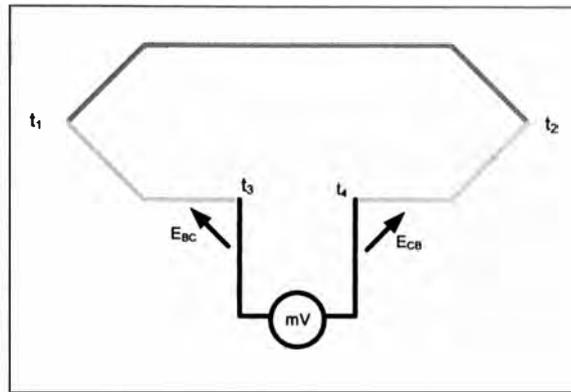


Figura N° 1.6 Modelo de Termocupla con instrumento de medición.

Es por ello que ambas conexiones de unión se colocan muy próximas en lo que se denomina “bloqueo isotérmico”, como se aprecia en la Figura N° 1.6.

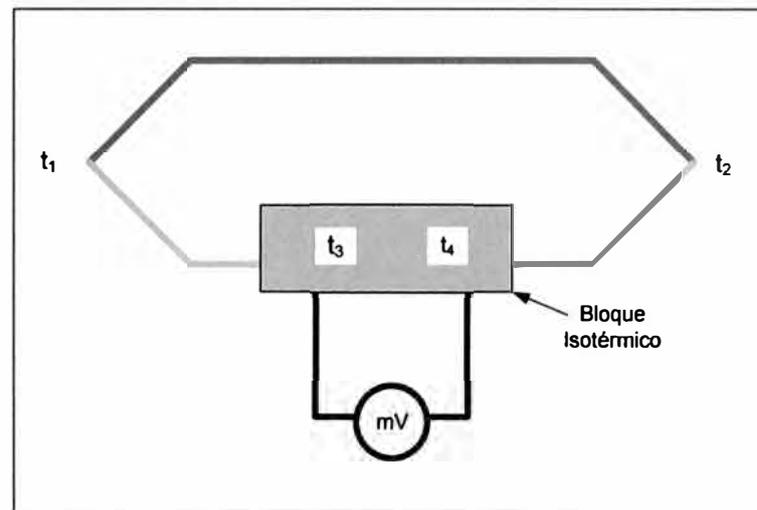


Figura N° 1.7 Bloque isotérmico para evitar fems parasitas

La presencia del bloque isotérmico es condición indispensable para medir la fem en el circuito, por ejemplo un multímetro convencional que no tiene bloque isotérmico no será apropiado para medir la fem.

El bloque isotérmico nos permite asegurar que el milivoltímetro mide la tensión E_{12} , sin la perturbación de fems parasitas como E_{BC} o E_{CB} , Figura N° 1.7. La tensión medida depende del salto térmico entre los puntos 1 y 2, es decir nos dice que el punto 1 está a “x” grados mas caliente que el punto 2 (o más frío).

Si se quiere conocer el valor de t_1 , necesariamente debemos conocer el valor de t_2 . Para medir t_2 hay dos maneras. La primera fijar t_2 , colocando el punto t_2 en un lugar de

temperatura conocida, puede ser un recipiente con agua y hielo finamente picado, a 0°C ; Figura 1.9 pero este sistema es poco practico de mantener en la realidad.

1.4 COMPENSACIÓN DE TEMPERATURAS.

La otra opción es la compensación que consiste en medir t_2 con algún método confiable, por ejemplo con RTD (resistencias térmicamente dependientes) y usar dicho valor para efectuar la corrección, como se muestra en la Figura N° 1.8

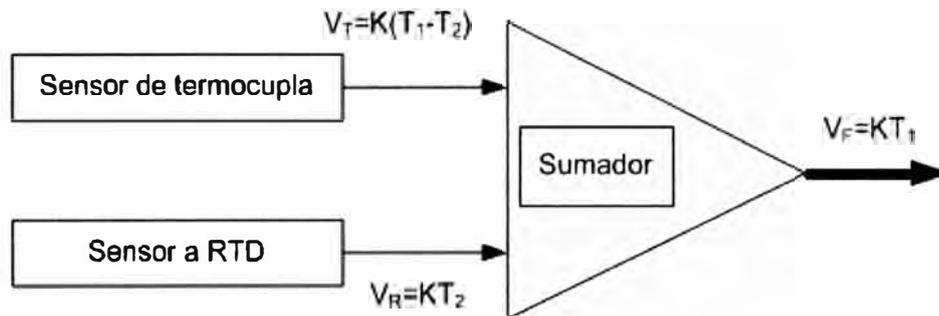


Figura N° 1.8 Compensación de T_1 con OPAM

La temperatura t_2 también se puede medir con sensores integrados de temperatura, un diodo polarizado en inversa, etc.

Luego no es necesario mantener un sistema de temperatura para t_2 . La junta fría la podemos colocar a cualquier temperatura. Figura 1.9

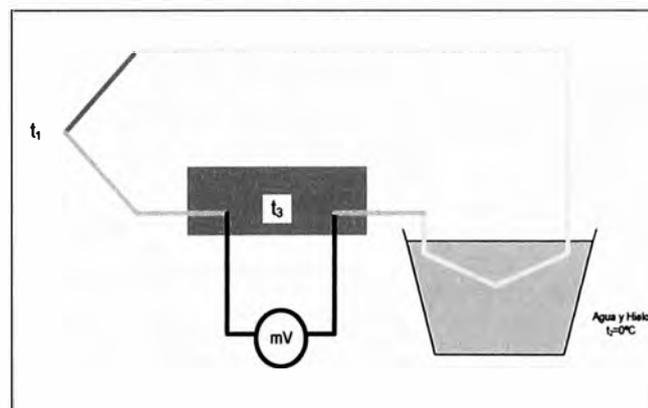


Figura N° 1.9 sistema experimental de medición.

Por lo expuesto podemos mantener la t_2 a la temperatura del bloque isotérmico.

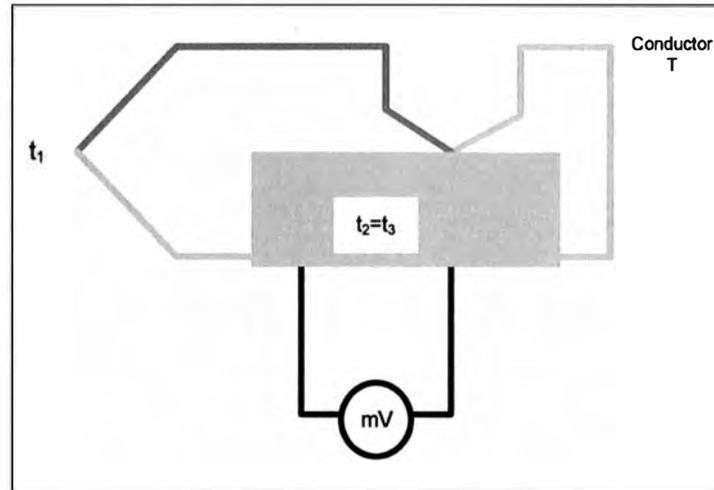


Figura N° 1.10 Extremos del conductor T a la misma temperatura.

Ahora, si se observa un poco detenidamente, el conductor T, Figura 1.10 tiene en sus extremos la misma temperatura $t_2 = t_3$. Por lo tanto, en este caso podemos eliminarlo. De esto nos queda el circuito de la Figura 1.11

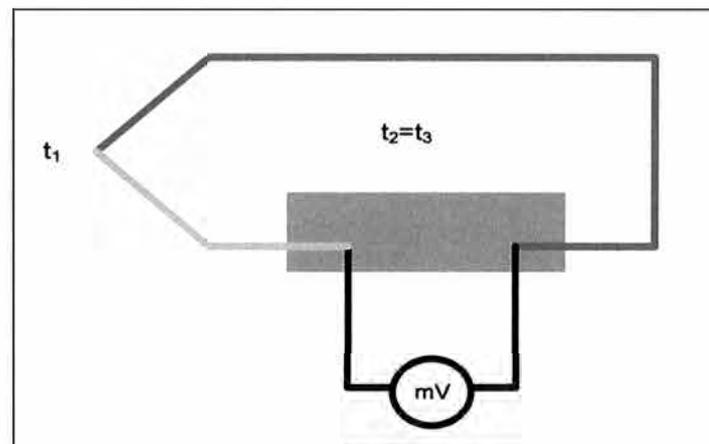


Figura N° 1.11 Modelo simplificado de la Termocupla con extremos a la misma temperatura

Para hacer estos ajustes se consideran los siguientes conceptos, Figura 1.11

$$t_A = t_B = t_C$$

$$E_A + E_B + E_C \equiv 0 \Rightarrow E_A \equiv -(E_B + E_C) \quad (1.2)$$

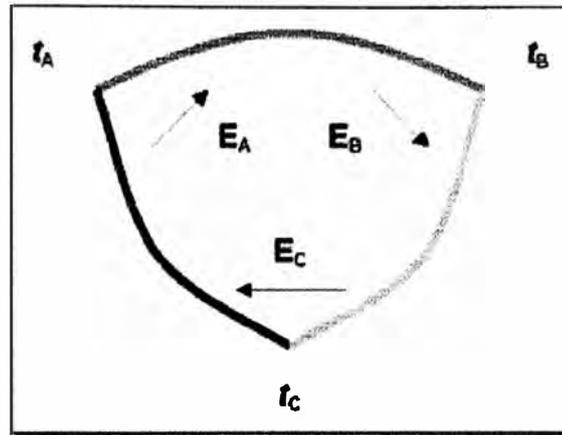


Figura N° 1.12 Modelo de termocupla con FEM.

Si a igual de temperaturas, la sumatoria de tensiones no diera cero, aparecería una corriente eléctrica que produciría calentamientos y enfriamientos Peltier por lo que tendríamos una transmisión espontánea de calor entre puntos a igual temperatura, lo cual es imposible. Las tensiones E_B y E_C son las que aparecen en los extremos del conductor T, al eliminarlo queda una soldadura con una tensión E_A .

Como la fem E_A es la suma de las otras dos (con signo cambiado), considerando las conexiones de ambos circuitos, se ve que la E medida no registra cambios Figura 1.13.

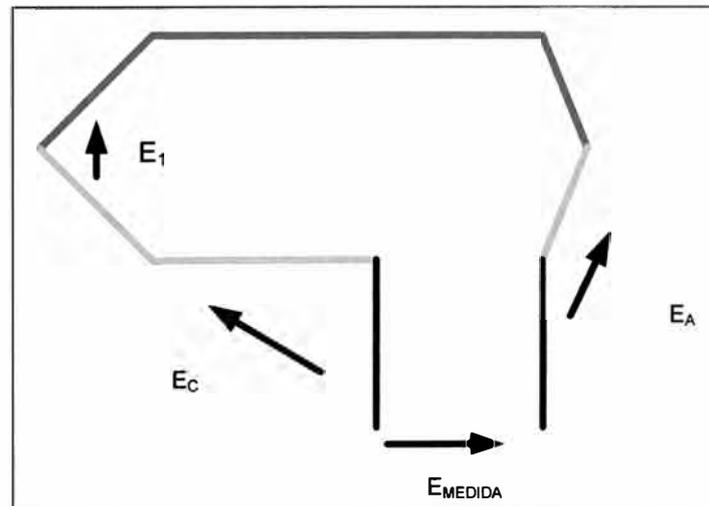


Figura N° 1.13 FEM medida con respecto a T_1

Las tensiones V_t y V_R , las obtenemos a partir del siguiente esquema básico

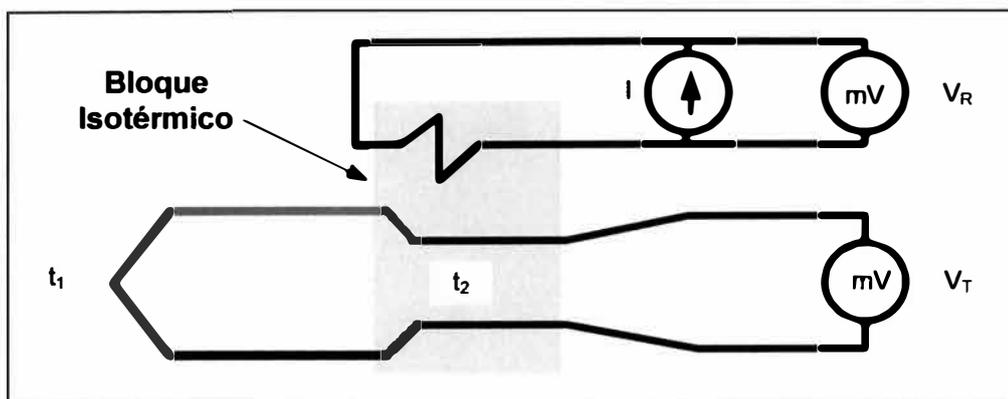


Figura N° 1.14 Obtención de V_R y V_T

De esta manera generamos las dos tensiones. Las mismas se aplican debidamente acondicionadas al sumador de la figura 1.8.

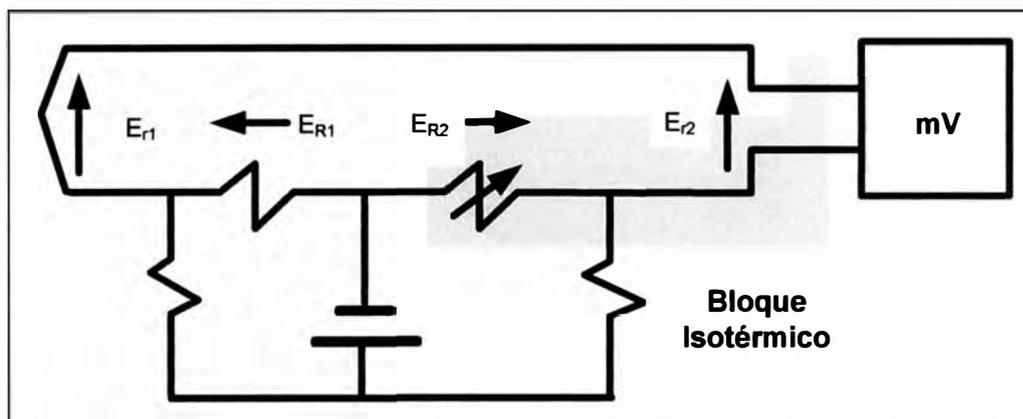


Figura N° 1.15 Temperatura del bloque isotérmico determina E_{12}

Si la temperatura del bloque isotérmico aumenta también lo haría E_{12} y disminuiría la lectura del multímetro, pero si la resistencia NTC R_2 , disminuye su valor al aumentar su temperatura, también disminuye su tensión, compensando el efecto original. Cuando la medición se hace desde un lugar lejano, es necesario utilizar conductores extensos

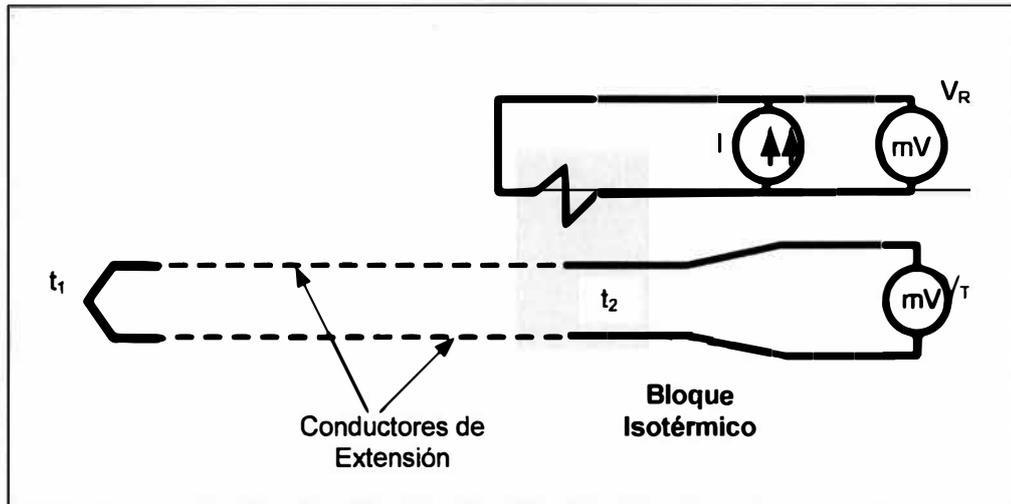


Figura N° 1.16 Circuito con cables para extensión de termocuplas

Por lo expuesto, el hecho de intercalar distintos metales en el circuito, alteraría las mediciones de la temperatura; por lo cual dichos conductores no pueden ser de cualesquier material, sino cables con determinadas características, son llamados "cables de extensión compensados" o "cables para extensión de termocuplas".

Los fabricantes ofrecen cables compensados tipo J, K y T, se trata de conductores de 3 metros aproximadamente con una exposición máxima a 260°C. Figura 1.17



Figura N° 1.17 Extensión para termocuplas

1.5 MATERIALES PARA CONSTRUIR TERMOCUPLAS.

Hay muchos otros materiales que se utilizan para construir termocuplas además de aquellos que tienen asignada una denominación con letra por la ISA (IEC). Estas otras termocuplas exhiben características especiales que no se encuentran en los tipos estándar, lo cual las hace adecuadas para aplicaciones especiales las características y la

fem de salida pueden variar de un fabricante a otro, razón por la que se debe consultar al fabricante en relación a aplicaciones específicas.

Es muy importante el uso de metales puros y homogéneos (o sea sin concentraciones de impurezas), ya que de no cumplir este requisito, podemos introducir errores del orden de 10 a 25 °C, y más también.

Esto último está sumamente ligado a las causas de inexactitudes en las mediciones. El uso de estos elementos puede acarrear procesos de recristalización de los alambres, la evaporación o sublimación de uno de los componentes de la aleación, el intercambio de impurezas con el medio ambiente (envenenamiento), etc.

Debido a que los termocuplas entregan fems del orden de 10 a 70 μV por cada °C de aumento de temperatura, resulta obvio que a igualdad de las restantes condiciones, elegiremos aquellas que sean más sensibles, o sea que entreguen mayores fems, para iguales saltos térmicos.

Hay una aleación en particular, muy difundida, que debemos considerar por separado. Se trata de la aleación hierro-constantan Fe-CuNi, quizás la más difundida antes de la homologación de las normas ANSI MC 96.1 (IPTS – 68) y DIN 43710, las más importantes a nivel mundial.

La curva de esta aleación, identificada por IEC con letra L presenta una diferencia con la Tipo J vista anteriormente, aun cuando sus composiciones químicas sean similares de casi 13 °C en 800 °C. Sin embargo, se le confunde con su similar Tipo J. En la tabla 1.1 se detallan las características de las termocuplas no estándar más comunes disponibles hoy día en la industria de procesos.

Las termocuplas no estándar deben tener las características de robustez, químicamente resistentes, su salida debe ser medible, debe ser estable en el tiempo. Responder con la velocidad necesaria, se debe considerar la transparencia de calor del medio ambiente y no alterar sus lecturas, como cualquier termocupla, lo que las hace no estándar es que se construyen para aplicaciones especiales. En el diseño, los alambres conductores se juntan, normalmente mediante una soldadura, para formar la junta de medición. Los alambres son separados, después de la junta soldada y aislados, normalmente como puede ser una sustancia de fibra de vidrio, resina fluorocarbonada (teflón), aisladores cerámicos, fibra cerámica, polvo cerámico.

Los alambres pueden usarse desprotegidos o instalados dentro de un tubo o vaina de protección, también pueden ser compactadas cuando se construyen insertando el aislamiento en forma de polvo o como cordones especiales sobre los alambres dentro del tubo metálico, las blindadas son más fuertes que las normales.

Se construyen para obtener una estabilidad y mayor vida útil que las termocuplas convencionales, las fabrican para soportar mayores temperaturas, para proveer mayor fem, para operar en recintos especiales expuestas a la radiación neutrónica, para soportar atmósferas altamente reductoras, para propósitos especiales a pedido según las necesidades.

En la tabla 1.2 se muestran las termocuplas no estándar que se solicitan en el mercado, las cuales se fabrican para propósitos especiales, con blindajes especiales.

Tabla 1.2 Características de las termocuplas no estándar

COMPOSICION	CARACTERISTICAS
NicroSil(1) – NiSil(2) – (níquel – cromo-silicio vs. níquel – silicio)	Calibración desde -240 a 1.230°C, similar a la termocupla Tipo K, con una mejor estabilidad y mayor vida útil.
Platino - 20% rodio vs platino – 5% rodio	Mayor vida útil respecto a las termocuplas tipos R, S y B a temperaturas mas elevadas
Platino - 40% rodio vs platino – 20% rodio	Mayor vida útil respecto a las termocuplas tipos R, S y B a temperaturas más elevadas.
Platino - 13% rodio vs platino – 1% rodio	Mayor vida útil respecto a las termocuplas tipos R, S y B a temperaturas más elevadas.
Platino - 15% iridio vs. paladio	Mayor fem de salida que otras termocuplas de platino
Platino - 5% molibdeno vs platino – 0.1% molibdeno	Mayor resistencia a la radiación de neutrones en relación a otras termocuplas de platino
Iridio – 40% rodio vs iridio	Mayor capacidad de temperatura que las termocuplas de platino - rodio
Iridio – 50% rodio vs iridio	Mayor capacidad de temperatura que las termocuplas de platino - rodio
Rodio – 40% iridio vs iridio	Mayor capacidad de temperatura que las termocuplas de platino - rodio

Plantinel I y II (3)	Fem similar a la de las termocuplas Tipo K pero con una mayor estabilidad a la temperatura
Geminol (4)	Mayor resistencia que las termocuplas tipo K, atmosferas reductoras hasta 1090°C
Termo-Kanthal especial (5)	Calibración similar a la de las termocuplas tipo K, pero con una mejor estabilidad
Tophel II (4) vs Nial II (4)	Calibración similar a la de las termocuplas tipo K, pero con una mayor resistencia
Chromel (6) (3-G-345) vs Alumel (6) (3-G-196)	Mayor resistencia que las termocuplas tipo K, a la oxidación de cromo en atmósferas oxidantes de bajo tenor
Tungsteno vs. Tungsteno – 26% renio	Capaz de medir temperaturas hasta 2700°C
Tungsteno – 3% renio vs tungsteno – 25% renio	Capaz de medir temperaturas hasta 2760°C
Tungsteno – 5% renio vs tungsteno – 26% renio	Capaz de medir temperaturas hasta 2700°C
Aleación – hierro vs Chromel	Capacidad mejorada respecto a las termocuplas de medición de temperaturas hasta -185°C.

1.5.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS MATERIALES PARA TERMOCUPLAS.

Los requerimientos mas importantes que deben cumplir los materiales de termocuplas son:

- Ser mecánicamente robustos y resistentes químicamente
- Deben producir una aislamiento eléctrica mensurable, y estable
- Deben tener la precisión requerida
- Deben responder con la velocidad necesaria
- Debe considerarse la transferencia de calor al medio y viceversa para no afectar la lectura.
- Deben, en algunos casos, estar aislados eléctricamente de masa.
- Deben ser económicos.

Hay una gran variedad de diseños de termocuplas para numerosas aplicaciones. En su diseño más común, los conductores (alambres) de los materiales deseados se juntan, normalmente mediante soldadura, para formar la junta de medición. Los alambres son

separados, después de la junta soldada y aislados, normalmente por medio de una sustancia como teflón por ejemplo, fibra de vidrio, etc.

Los alambres pueden usarse desprotegidos o instalados dentro de un tubo o vaina de protección. Los tubos y las vainas de protección se usan casi siempre con las termocupas básicas mientras las termocupas provistas de blindaje protector metálico pueden brindar suficiente protección química y mecánica sin tubo o vaina en la mayoría de los casos.

1.5.2 CONSTRUCCIÓN CON BLINDAJE METÁLICO

Las termocupas con blindaje metálico, normalmente llamadas compactas (Figura 1.18), suelen compactarse con oxido de magnesio, aun cuando pueden utilizarse otros materiales como pueden ser oxido de aluminio y oxido de berilio. Las termocupas compactadas se construyen insertando el aislamiento en forma de polvo, o como cordones especiales sobre los alambres dentro del tubo metálico. Posteriormente se procede a reducir el diámetro del tubo trafilándolo, aplastando así los aisladores o comprimiendo el polvo hasta formar una masa más densa. La unidad, finalmente, es tratada térmicamente para aliviar las tensiones provocadas por la reducción del diámetro y para eliminar cualquier humedad residual.

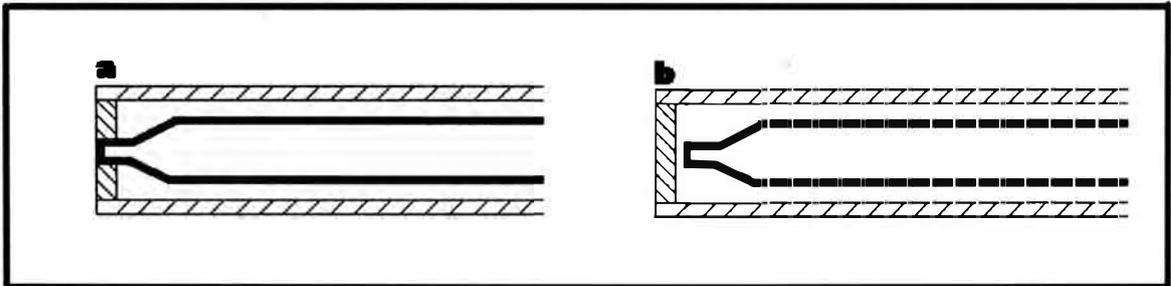


Figura N°1.18 - Construcción de la junta de medición en termocupas compactadas.

La Figura N°1.18a. es la termocupla solidaria; construcción especial para lograr una mayor velocidad de respuesta y la Figura N°1.18b. es la termocupla normal llamada aislada; construcción normal de las termocupas. También se la puede construir expuesta, tratándose de una construcción especial que ofrece la máxima velocidad de respuesta y la mínima resistencia a los agentes corrosivos por estar la junta fuera de la vaina protectora.

La junta de medición de las termocuplas con blindaje metálico puede tener tres configuraciones distintas: soldada al extremo del blindaje (Figura N° 1.18a); aislada del extremo del blindaje (Figura 1.18b); o expuesta fuera del extremo del blindaje.

Soldando los alambres al extremo del blindaje se logra hacer masa con el blindaje, se los protege de daños mecánicos y condiciones ambientales adversas, y se asegura una construcción hermética a la presión. La velocidad de respuesta de este tipo de construcción se encuentra entre la velocidad de la junta expuesta (la más rápida) y la aislada (la más lenta).

La junta aislada es similar a la junta puesta a masa, salvo hallarse aislada del blindaje y tener una respuesta mas lenta. Su construcción elimina la tensión entre los alambres y el material del blindaje provocada por las diferencias en los coeficientes de dilatación.

La junta expuesta posee la respuesta más rápida de las tres configuraciones, pero no es hermética a la presión o a la humedad y los alambres se hallan expuestos al ambiente. Esto podría llevar a la corrosión y/o cortocircuito eléctrico debido a la conductividad del medio del proceso.

La termocupla blindada es mecánicamente más fuerte que la termocupla común con alambre aislado, y se la puede doblar o conformar con radios de curvatura muy reducidos inclusive dos veces el diámetro del blindaje. Esta termocupla puede ser cargada a resorte dentro de un tubo o vaina de protección (cuando se requiere protección adicional) para el contacto con el fondo de la vaina o el tubo a fin de obtener una respuesta rápida.

Se dispone de termocuplas blindadas con diámetros externos desde 1 hasta 9.5 mm. Los blindajes pueden hacerse de una gran variedad de materiales, siendo los más comunes los de aleaciones de níquel-cromo y aceros Inoxidables.

1.6. LIMITACIONES AMBIENTALES DE TERMOCUPLAS

La termocupla como cualesquier transductor deberá estar colocada en diferentes ambientes, donde la atmósfera no es la más adecuada para ellas; sin embargo en la Tabla N° 1.3, se muestran los posibles ambientes y los materiales para termocuplas que deben ser usados para no afectar la medición ni la termocupla.

En ésta tabla se considera que las termocuplas están sin vaina protectora y sin ningún tipo de recubrimiento.

Tabla N° 1.3 Posibles ambientes de cuidado para las termocuplas

Atmósfera oxidante	Atmósfera reductora	Atmósfera inerte	Vacío	Atmósfera Sulfurosa	Temperatura Subcero	Vapores metálicos
SI	NO	SI	Si por corto tiempo	NO	NO	NO
SI	NO	SI	NO	NO	NO	NO
SI	NO	SI	NO	NO	NO	NO
SI	SI	SI	SI	NO > 500° C	NO	SI
SI (1)	NO	SI	NO	NO	SI	SI
SI	SI	SI	SI	NO	SI	SI
SI	NO	SI	NO	NO	SI (2)	SI

(1) Mejor que las termocuplas E, J o T por encima de 550°C

(2) La más satisfactoria para temperaturas subcero.

Marcas registradas de:

(1) Amax Speciality Metals Corp.

(2) Amax Speciality Metals Corp.

(3) Engelhard Industries Div. Engelhard Corp.

(4) Driver - Harris Co.

(5) Thermo-Kanthal Co.

(6) Hoskins Manufacturing Co.

Por un lado, deben mantener sus propiedades mecánicas a las temperaturas que pretendemos medir. Las partes sometidas a altas temperaturas, sufren en algunos casos procesos de sublimación, recristalización, etc. También existe, y debemos considerar la acción química del medio ambiente, que normalmente es de naturaleza corrosiva.

Por ejemplo, el platino funciona bien en medios neutros y oxidantes, pero se desgasta rápidamente en medios reductores. En el vacío, sublima a 500°C. Normalmente lo usamos para mediciones desde 300 hasta unos 1600°C.

El tungsteno, el molibdeno, el renio y sus aleaciones, soportan el vacío, y las atmósferas reductoras (de hidrógeno), pero su vida útil es muy corta en medios oxidantes.

1.7 TERMOCUPLAS ESTANDARD

Las curvas de la Figura 1.19, muestran la variación de la fem vs la temperatura a la cual están expuestas, por encima de los 0°C grados.

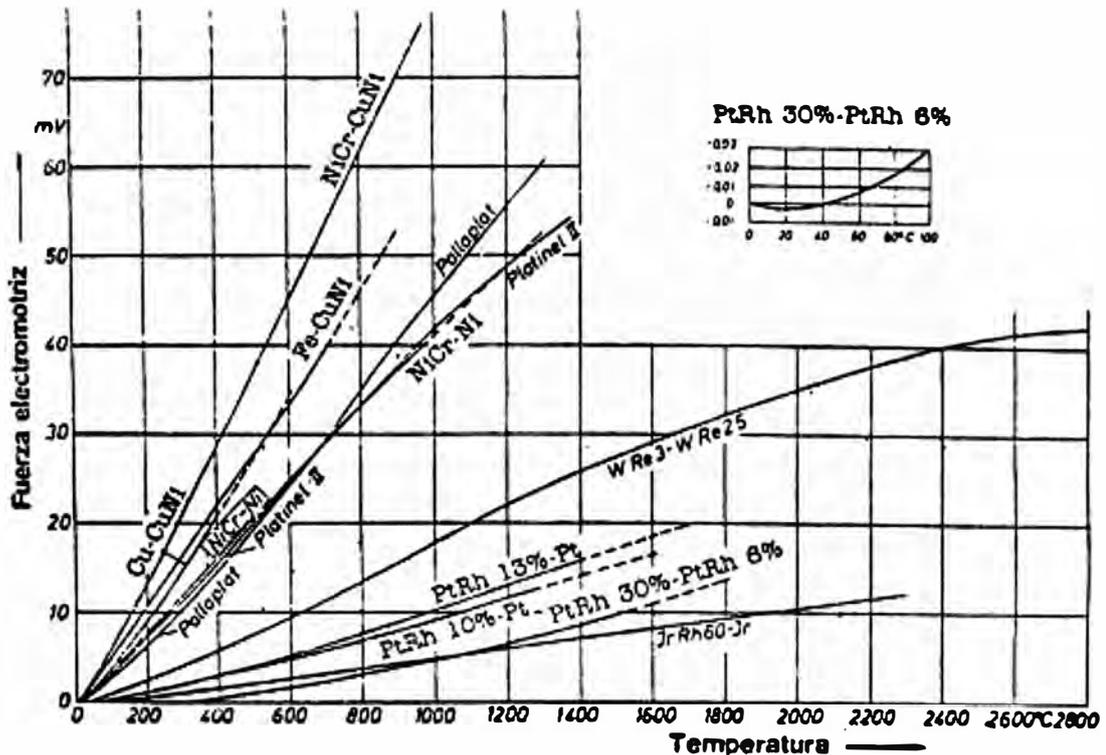


Figura N°1.19 Curvas de la termocuplas estándar.

Hay siete tipos de termocuplas que tienen designaciones con letras elaboradas por el Instrument Society of América (ISA). El U.S. National Bureau of Standard (NBS), ha preparado las tablas de correlación temperatura fem para estas termocuplas, las que han sido publicadas por el American Standard Institute (ANSI) y el American Society for Testing and Materials (ASTM).

En 1986 se uniformizaron las normas europeas DIN, BS, NF y las ANSI en cuanto a la correlación de temperaturas y fem, así como en las tolerancias producidas por diferentes aleaciones.

Estas concordancias han quedado en la norma IEC 584 (International Electrotechnical Commission).

Tabla N°1.4 Composición, rango de temperaturas, diámetros de alambre apropiado y fuerzas electromotrices (fem) correspondientes a distintas temperaturas para las siete termocoplas estandar.

Tipo	Denominación	Composición y símbolo	Rango de temperaturas (1)	Diámetro del Alambre apropiado(2)	F.e.m. en mV (3)
B	Platino-Rodio 30% vs. Platino - Rodio 6%	PtRh 30%- PtRh 6%	0...1.500(1.800)	0,35 y 0,5 mm	0..10,094 (13,5)
R	Platino-Rodio 13% vs. Platino	PtRt 13%-Pt	0.1.400 (1.700)	0,3 y 0,5mm	0...16,035 (20,21)
S	Platino-Rodio 10% vs. platino	Platino-rodio 10%-Pt	0 1300 (1.600)	0,35 y 0,5 mm	0...13,155 (15,50)
J	Hierro vs. constatán	Fe-CuNi	-200.700 (900)	3mm Imm	-7,89 ... 39,130
K	Niquel-cromo vs. niquel (Chromel vs. Alumel)	NiCr-Ni	-200....600 (800) 0...1000 (1.300)	3 o 2 mm	-7,89....33,096 0....41,269 (52,3)
T	Cobre vs. constatán	Cu-CuNi	- 200...900(1.200) -200... 700(900)	1.38 mm 0,5 mm	0.37,325 (48,85) - 5,60..14,86(10,35)
E	Niquel-cromo vs. constatán	NiCr-CuNi	-200...600(800)	3 mm	- 9,83.53,11(31,45) -8,83.. .45,08(27,35)

(1) Los valores entre paréntesis son los admitidos en intervalos cortos (no permanentes).

(2) Los diámetros de alambres no son indicativos. (3) Valores de fem (mV) en función de °C, referencia junta fría 0°C.

Tipo B

Las ventajas de la termocupla Tipo B sobre la tipo R o Tipo S son su capacidad para medir temperaturas levemente mas altas, su mayor estabilidad y resistencia mecánica y por su propiedad física de ser utilizada sin compensación de junta de referencia para fluctuaciones normales de la temperatura ambiente, en la Figura 1.19 se observa la baja pendiente de la termocupla tipo B, para variaciones en la región de la temperatura ambiente. Se utilizan de modo continuo en atmósferas oxidantes o inertes a temperaturas hasta 1 .700°C. También pueden usarse en periodos cortos de tiempo en vacío.

Las desventajas de las termocuplas tipo B son su baja tensión de salida y su incapacidad para ser utilizadas en atmósferas reductoras como por ejemplo hidrógeno o monóxido de carbono y cuando se encuentran vapores metálicos de plomo y zinc, así como también vapores no metálicos como arsénico, fósforo o azufre. Esta termocupla nunca se le debe utilizar con tubo de protección metálico o termovaina.

TipoR (MTRH 13%-Pt)

Estas termocuplas. Tipo R pueden ser utilizadas en forma continua en atmósferas oxidantes y trabajar hasta los 1400°C. No son estables como las tipo B en el vacío, la ventaja de las termocuplas tipo R sobre las tipo B es la mayor f.e.m de salida.

La norma ASTM establece las limitaciones que se aplican al uso de las termocuplas tipo R, estas no deben usarse en atmósferas reductoras, tampoco en aquellas que contienen vapores metálicos o no metálicos u óxidos fácilmente reducidos, a menos que se las acondicione con tubos protectores no metálicos, nunca deben ser insertadas dentro de una vaina metálica directamente.

Tipo S (PtRh 10%-Pt)

La termocupla tipo S es la termocupla original platino- rodio. Es el estándar internacional Escala Práctica Internacional de Temperaturas de 1968, IPTS-68, para la determinación de temperaturas entre el punto de solidificación del antimonio 630,74°C (1.167,33°F) y el punto de solidificación del oro 1.064,43°C (1.917° F).

Las termocuplas Tipo S y las Tipo R , pueden ser utilizadas en forma continua en atmósferas oxidantes o inertes hasta 1 .480°C. Son menos estables que las tipos B

cuando se utilizan en el vacío. Tienen limitaciones para trabajar en atmósferas que contienen vapores metálicos y no metálicos, al igual que las termocuplas R y B.

Tipo J (Fe-CuNi)

La termocupla Tipo J, conocida como la termocupla hierro-constatán, es la segunda más utilizada en los procesos industriales, el hierro es el conductor positivo, mientras que para el conductor negativo se reduce a una aleación de 55% de cobre y 45% de níquel (constatán).

Las termocuplas Tipo J son ideales para el uso continuo en atmósferas oxidantes, reductoras e inertes y en vacío hasta 760°C. Por encima de 540°C, el alambre de hierro se calienta rápidamente, requiriéndose un alambre de mayor diámetro para extender su vida útil en tales condiciones. La principal ventaja de esta termocupla es su bajo costo.

Las limitaciones de las termocuplas Tipo J son su utilización en atmósferas por encima de 540°C, no son recomendables para ser utilizadas por debajo de los 0°C, si se utilizan a más de 760°C, pierden su exactitud de lectura para posteriores mediciones a menor temperatura.

El constatán utilizado para termocuplas Tipo J no es intercambiable con el constatán de las termocuplas Tipo T y Tipo E, ya que el constatán es el nombre genérico de aleaciones cobre níquel con un contenido de cobre entre 45% y 60%. Los fabricantes de las termocuplas Tipo J regulan la composición del conductor de cobre- níquel de manera que la fem de salida de la termocupla es la de la curva de calibración de la Figura 1.18

Tipo K (NiCrNi)

La termocupla tipo K es conocida también como la termocupla Chromel-Alumel (marca registrada de Hoskins Manufacturing Co.,USA). El Chromel es una aleación de aproximadamente 90% de níquel y 10% de cromo, el alumel es una aleación de 95% de níquel más aluminio, silicio y manganeso, la norma IEC la especifica como NiCr0Ni, es una de las más usadas, debido a su capacidad de resistir mayores temperaturas que las termocuplas Tipo J.

Las termocuplas tipo K pueden utilizarse en forma continua en atmósferas oxidantes e inertes hasta 1.260°C y constituyen el tipo más apropiado para usarlas en atmósferas reductoras o sulfurosas o en vacío.

Tipo T (Cu-CuNi)

La termocupla tipo T se conoce como la termocupla de cobre constatón, se utilizan en vacío, en atmósferas oxidantes, reductoras e inertes, su desventaja reside en el hecho de que su límite de temperatura es de tan solo 370°C para un diámetro de 3mm., son también adecuadas para mediciones por debajo de 0°C, la ASTM recomienda para ese propósito a las termocuplas Tipo E.

Tipo E (NiCr-CuNi)

La termocupla Tipo E, Chromel-constatón, posee la mayor fem de salida de todas las termocuplas estándar, para un diámetro de 3,25mm su alcance recomendado es de -200°C a 980°C, estas termocuplas pueden trabajar en atmósferas oxidantes e inertes, se comportan perfectamente en atmósferas húmedas a temperaturas subcero esto debido a la elevada fem de salida y su buena resistencia a la corrosión. Para mediciones a temperaturas subcero la termocupla E es mejor que la de tipo T debido a que la conductividad térmica del chromel es menor que la del alambre de cobre de la termocupla Tipo T.

Tabla N°1.5 Tolerancias de calibración para termocuplas estándar (referencia junta fría 0°C) según la norma IEC 584 Parte I

TERMOCUPLA	RANGO	CLASE 1. Desviación máxima (+)
Cobre vs. Cobre - Níquel, Tipo T	-40 a +350°C	0, 5 °C ó 0.004 (t)
Hierro vs. cobre -Níquel, Tipo J	-40 a + 750 °C	1,5°C ó 0, 004 (t)
Níquel cromo vs. Níquel, Tipo K	-40 a 1000°C	1,5°C ó 0,004 (t)
Platino-Rodio 13% vs. platino, Tipo R	0 a + 1600°C	1°C ó + 0,003 (t - 1.100)°C
Platino-Rodio 10% vs. Platino, Tipo S	0 a + 1600°C	1°C ó +0,003 (t - 1.100)°C
Platino-rodio 30% vs. Platino-rodio 6%, Tipo B	0 a + 1600°C	1°C ó + 0,003 (t - 1 . 100)°C

TERMOCUPLA	RANGO	CLASE 2. Desviación máxima (+)
Cobre vs. Cobre - Níquel, Tipo T	-40 a +350°C	1 °C ó 0.0075 (t)
Hierro vs. cobre -Níquel, Tipo J	-40 a + 750 °C	2,5°C ó 0, 0075 (t)
Níquel cromo vs. Níquel, Tipo K	-40 a 1200°C	2,5°C ó 0,0075 (t)
Platino-Rodio 13% vs. platino, Tipo R	0 a + 1600°C	1,5°C ó + 0,0025 (t)
Platino-Rodio 10% vs. Platino, Tipo S	0 a + 1600°C	1.5°C ó 0,0025 (t)
Platino-rodio 30% vs. Platino-rodio 6%, Tipo B	-600 a – 1700°C	1.5°C ó 0,0025 (t)

TERMOCUPLA	RANGO	CLASE 3₍₂₎. Desviación máxima (+)
Cobre vs. Cobre - Níquel, Tipo T	-200 a + 40°C	1 °C ó 0.015 (t)
Hierro vs. cobre -Níquel, Tipo J	-200 a + 40°C	2,5°C ó 0, 015 (t)
Níquel cromo vs. Níquel, Tipo K	-200 a + 40°C	2,5°C ó 0,015 (t)
Platino-Rodio 13% vs. platino, Tipo R	-200 a + 40°C	2,5°C ó + 0,015 (t)
Platino-Rodio 10% vs. Platino, Tipo S	-200 a + 40°C	2.5°C ó 0,015 (t)
Platino-rodio 30% vs. Platino-rodio 6%, Tipo B	-600 a – 1700°C	4°C ó 0,005 (t)

(1) La desviación máxima debe ser calculada como el mayor valor de las dos expresiones: el Valor en °C o su equivalente, reemplazando (t) por la temperatura en cuestión.

(2) Normalmente, las termocuplas y los cables compensados se suministran con tolerancias específicas por encima de -40°C. Para termocuplas utilizadas por debajo de los -40°C, debe entenderse que sus tolerancias son para ese material mayor que las especificadas en clase 3

1.7.1 RELACIONANDO LA TEMPERATURA CON LA TENSIÓN:

Consideremos que medimos la tensión que entrega una termocupla. ¿A qué temperatura corresponde?

Un criterio sería ir a un gráfico como el anterior. Por ejemplo, 60 mV para una termocupla J, representa algo aproximado a 1000 °C. En realidad, es un poco mayor. Pero no podríamos especificar mucho mejor que 1050°C.... Con cierto grado de incertidumbre.

Un segundo criterio sería tener una tabla que, grado por grado, nos indique la tensión que entregaría la termocupla. Dichas tablas existen, y pueden conseguirse, con algo de tiempo y paciencia, navegando por internet (Entre otras fuentes probables). Pero esto tiene dos inconvenientes: El primero es que necesariamente debemos conocer de forma inequívoca el tipo de termocupla (Y si el fabricante respeta los códigos de colores...), mientras que el segundo inconveniente consiste en confiar que el fabricante usó en la construcción de la termocupla los procesos y materiales adecuados (O sea, si las termocuplas respetan las curvas conocidas). Muchas veces este criterio es válido, si el usuario adquiere sus insumos en proveedores de reconocida trayectoria y si conserva registros de sus inventarios.

Un tercer criterio consiste en disponer una expresión en la cual, si reemplazamos valores de tensión, obtengamos el valor de la temperatura. Podemos objetar que entonces debemos confiar en "la formula"... Sin embargo, este método permite armar la expresión siguiente:

$$e_{AB} = a_{AB} (t - t_0) + \frac{1}{2} b_{AB} (t - t_0)^2, \text{ donde } a_{AB} = a_{AX} - a_{BX} \text{ y } b_{AB} = b_{AX} - b_{BX} \quad (1.3.)$$

O sea, la fem que aparece en una unión de dos metales A y B depende de la temperatura t , de la misma elevada al cuadrado, y de dos coeficientes a y b que dependen de los metales. Para conocer los valores de a y b, normalmente lo buscamos en las tablas, donde aparece el valor de cada uno respecto a un metal base X. Aquí mostraremos la Tabla N° 1.6 donde el metal de referencia X es el plomo:

Tabla N°1.6 Coeficientes para fabricar las termocuplas tomando como base el plomo.

SUSTANCIA	a	b
	$[\mu V / ^\circ C]$	$[\mu V / ^\circ C]$
Antimonio	+35,6	+0,145
Bismuto	-74,4	+0,032
Constatán (60%Cu-40% Ni)	38,1	+0,0888

Cobre	+2,71	+0,0079
Hierro	+16,7	-0,0297
Níquel	-19,1	-3,02
Platino	-3,03	-3,25

La siguiente, es una representación gráfica de la expresión, para a_{AB} y b_{AB} positivos, con t_0 constante.

Con respecto a esta curva, debemos hacer algunas aclaraciones:

t_0 es la temperatura de referencia, a la cual la termocupla no genera ninguna tensión.

Mas adelante se explicará esto, aunque de momento adelantamos que solemos tomar para la misma, 0°C, o sea la temperatura a la cual se da normalmente la transición de hielo sólido a agua líquida, a la presión atmosférica.

Vemos una temperatura, a la cual la fem llega a un mínimo. A esta temperatura que da una tensión mínima la conocemos como temperatura neutra t_n . Teóricamente, hay dos temperaturas a las cuales se genera la misma fem. En la práctica, sin embargo, todas las mediciones las hacemos del lado derecho de la curva, donde los aumentos de temperatura dan aumentos de tensión.

$$t_n = \frac{a_{AB}}{b_{AB}} \quad (1.4)$$

Pero hoy día, se dispone de instrumentos que tienen almacenadas estas expresiones o las tablas en memorias internas, de donde obtenemos en pantalla directamente los valores

1.7.2 CLASIFICACIÓN DE LAS TERMOCUPLAS MÁS USUALES:

Por ejemplo, las termocuplas tipo K, según normas ANSI, vienen con vaina marrón, siendo la aislación de su conductor positivo (Cromel, Aleación de Cromo y níquel) de color amarillo, mientras que la de su conductor negativo (Alumel: Aleación de aluminio y níquel) de color rojo. También podemos identificarlas por las clavijas de color amarillo. La siguiente Tabla N°1.7 muestra las termocuplas mas usuales, como se presentan en el mercado para su uso.

En la Tabla N° 1.7 se muestran diferentes tipos de sondas, para diferentes materiales, como sólidos, líquidos o gaseosos, a diferentes temperaturas, por lo que se pueden observar las diferentes aplicaciones, observándose el uso de las termocuplas tipo K, J y excepcionalmente una del tipo T, por lo que se considera que las más usuales son las antes mencionadas.

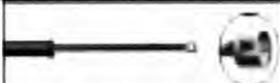
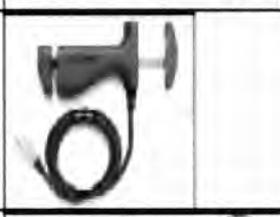
Pero el fabricante ofrece sondas de acuerdo a las necesidades, aprovisionándolas de protección adecuada y características de acuerdo a las normas estandarizadas. ANSI MC 96.1 IPTS - 68 DIN 43710, que son las normas a nivel mundial.

Debido a que las termocuplas entregan fems del orden de 10 a 70 μV por cada $^{\circ}C$ de aumento de temperatura, resulta obvio que a igualdad de las restantes condiciones, elegiremos aquellas que sean más sensibles, o sea que entreguen mayores fems, para iguales saltos térmicos.

Este orden de micro voltios obliga a utilizar amplificadores de instrumentación con alto rechazo de señal en modo común, con una alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida, para hacer estos amplificadores utilizamos operacionales de alta calidad, con ganancias de tensión de lazo abierto muy superiores a la de operacionales normales, un operacional muy utilizado es el uA 725 cuya ganancia A_v es del orden de $3 \cdot 10^6$, con una razón de rechazo en modo común de 120db., estos operacionales de Instrumentación no tienen ancho de banda amplio, ni el SLEW RATE muy alto,

Para realizar el ensamblaje del circuito se deben tener en cuenta estos aspectos, utilizando fuentes no ruidosas con pilas de cadmio, teniendo en consideración todos los aspectos de pequeñas señales que pueden ser fácilmente confundidas con ruido térmico, ruido blanco, ruido ambiental.

Tabla N°1.7 Termocuplas mas usuales según el material y la temperatura, presentación comercial usual.

Modelo	Esquema	Tipo	Características y Aplicaciones
80PK-1 80PJ-1		K J	Sonda de punta redonda de uso general, de -40 a 260°C.
80PK-2A		K	Sonda para uso en líquidos y geles, de -40 a 260°C.
80PK-3A		K	Sonda para uso en superficies planas o curvas, como placas y rodillos, de 0 a 260°C.
80PK-4A		K	Sonda para gases (A excepción de haluros y sulfuros), con punta de medición protegida por difusor perforado, de -40 a 816°C.
80PK-5A 80PT-5A		K T	Sonda de penetración para alimentos, líquidos y geles, excepto haluros y sulfuros, de -40 a 260°C.
80PK-6A		K	Sonda de punta desnuda, de respuesta rápida, para aire y gases no reductores, excepto haluros, sulfuros y vacío, de -40 a 816°C.
80PK-7		K	Sonda para mediciones de superficie, en entornos particularmente agresivos, con sensor de gran durabilidad, de -127 a 600°C.
80PK-8		K	Sonda con pinza para tuberías, para mediciones rápidas, y para sobrecalentamientos en la superficie de las cañerías, con sensor de gran durabilidad, de -29 a 149°C, para tuberías de 6,4 a 34,9 mm de diámetro.
80PK-9 80PJ-9		K J	Sonda de uso general, para superficies, aire y gases no cáusticos, de -40 a 260°C.

1.8 TERMOCUPLAS POR DEBAJO DE LOS CERO GRADOS CENTÍGRADOS

En la Figura N° 1.20 se observan las curvas de los diferentes tipos de termocuplas, a temperaturas por debajo de los cero grados centígrados.

Fuerza electromotriz fem en función de la temperatura para distintas termocuplas por debajo de 0°C : a. Cu-constantán NBS 125 - b. Fe-constantán NBS 125 - c. Chromel Alumel NBS 125 - d. Chromel-constantán NBS 125 - e. Platínel 11 - f. AuCo-AgAu - g. AuFe-Chromel - h. Chromel-AgAu NBS 124.

1.9 PROTECCION PARA TERMOCUPLAS

Es una dispersión semi- coloidal de grafito en agua, que forma una película suave y continua de muy buena resistencia y buenas propiedades humectantes a altas temperaturas.

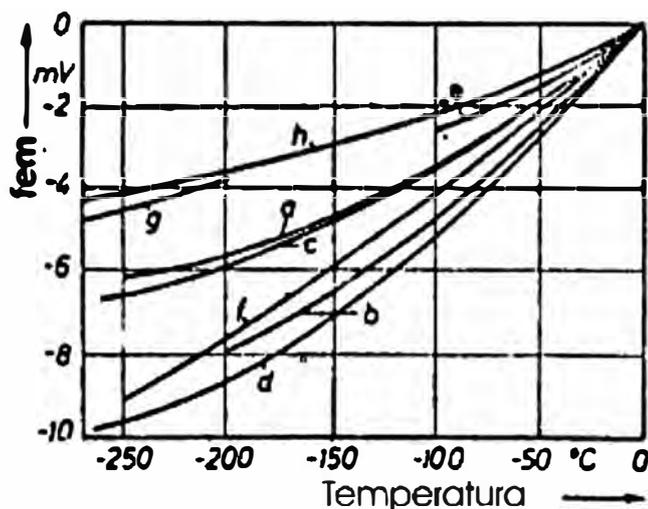


Figura N°1.20 Comportamiento de las termocuplas por debajo de 0°C

.Particularmente se usa la suspensión semi-coloidal de grafito para aplicarlo en el moldeado de aluminio sirve como un agente de desmolde versátil y económico.

Se obtiene con esta suspensión de grafito, estabilidad a altas temperaturas y un producto libre de gases.

Tabla N° 1.8 Características Técnicas de las Protecciones para Termocuplas

Pigmento	Grafito
Vehículo	Agua
Consistencia	Pasta
Diluyente	Agua
Contenido de sólidos	30%
pH	9,5
pH tolerancia	9
Tamaño de partículas	"C"
Punto de Congelación	0°C
Densidad	9,8 lb/galón
Duración del producto	Indefinida bajo cierre original

Sus propiedades de lubricación, desmoldeo y antisoldante hacen de él, un agente excelente para aplicaciones generales, en la Tabla N° 1.8 se observan las características de los protectores para termocuplas más usuales, en la fabricación de estas se observa el montaje típico de una termocupla con todos los elementos necesarios para su normal funcionamiento, construcción normalizada según Figura N° 1.21.

En la figura N° 1.21 se muestra la termocupla blindada con cabezal, cuello, rosca a proceso, aislador cerámico, vaina metálica, termocupla, todos estos complementos de montaje se hacen según las normas DIN 161601.

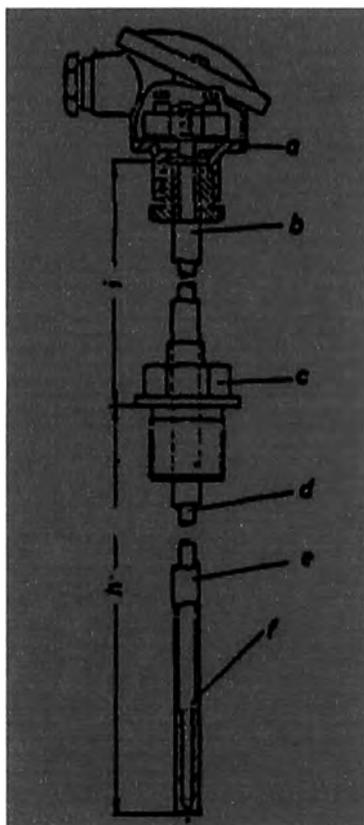


Figura N° 1.21. Termocupla con vaina y rosca a proceso con cabezal de conexiones (sonda intercambiable colocada según DIN 161601. a. Cabezal - b. Cuello - c. Rosca a proceso - d. Aislador cerámico - e. Vaina metálica - f Termocupla - g. Longitud de la vaina - h. Longitud del cuello

1.10 MONTAJE DE LAS TERMOCUPLAS

Vainas y tubos de protección

Puesto que son muchas las aplicaciones que hacen exponer el alambre de termocupla a condiciones ambientales adversas por lo general las termocuplas han de contar con protección. Los tubos y las vainas de protección se eligen generalmente en base a las condiciones corrosivas que es dable esperar más consideraciones de abrasión, vibración, porosidad, velocidad de fluido, presión, costo y requerimientos de reemplazo y montaje.. Por lo común se dispone de vainas con diámetros externos para sensores desde 3 hasta 22 mm. de diámetro. Una rosca cónica externa o una brida proveen un montaje hermético a la presión en el recipiente de proceso si es necesario. En la vaina del tipo de la Figura 1.20, la cubierta, o sea el área entre las roscas y el cabezal de la vaina, permite la

extensión de la termocupla a través de cualquier aislación térmica o separarla térmicamente de la fuente de calor que puede afectar el cabezal de conexiones. Las vainas cónicas brindan una mayor resistencia permitiendo su uso a mayores velocidades del fluido de proceso y a mayores presiones. Las vainas bridadas se usan cuando se requieren conexión del tipo bridado al recipiente de proceso o materiales especiales resistentes a la corrosión. Las vainas bridadas permiten el uso de un revestimiento especial o blindaje metálico como ser de plomo, titanio o tantalio; estos metales podrían resultar imprácticos o demasiado costosos para la construcción de la vaina entera. Las vainas con cuello reforzado proveen resistencia adicional y poseen una respuesta más rápida que las vainas rectas o cónicas (Figura N° 1.22 a, b, c). Los tubos de protección son similares a las vainas, salvo el hecho de que no permiten un montaje hermético a la presión en el recipiente de proceso. Por lo general, los tubos se utilizan en instalaciones a presión atmosférica. Se los fabrican de metal o materiales cerámicos, como pueden ser porcelana mullite, sillimanita, carburo de silicio, grafito, óxido de aluminio, acero y otras aleaciones (Figura 1 .22 d, e, f).

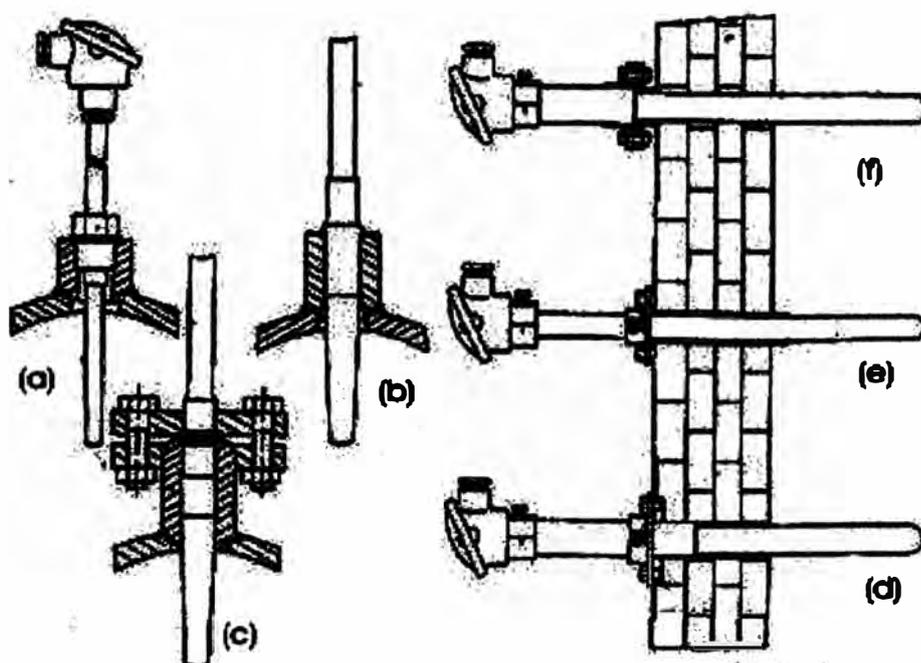


Figura N° 1.22. Montaje de sensores de temperatura a. Con rosca a proceso - b. Para soldar - c. Con brida d. Montaje de una termocupla de vaina cerámica con brida tope deslizante en la pared de un horno con chapa protectora - e. Montaje de una termocupla de vaina metálica con brida tope y buje pasante- f. Montaje similar a d, con protección de escape de gases.

Las termocuplas de platino requieren normalmente un conjunto de dos tubos para impedir la contaminación por vapores metálicos o gases reductores. El tubo interior se hace de un material como ser porcelana o sillimanita y brinda protección contra los gases corrosivos.

Las termocuplas de platino requieren normalmente un conjunto de dos tubos para impedir la contaminación por vapores metálicos o gases reductores. El tubo interior se hace de un material como ser porcelana o sillimanita y brinda protección contra los gases corrosivos. El tubo exterior se hace de grafito, carburo de silicio o sillimanita porosa, para lograr resistencia mecánica y protección contra shock térmico (Figura 1.23).

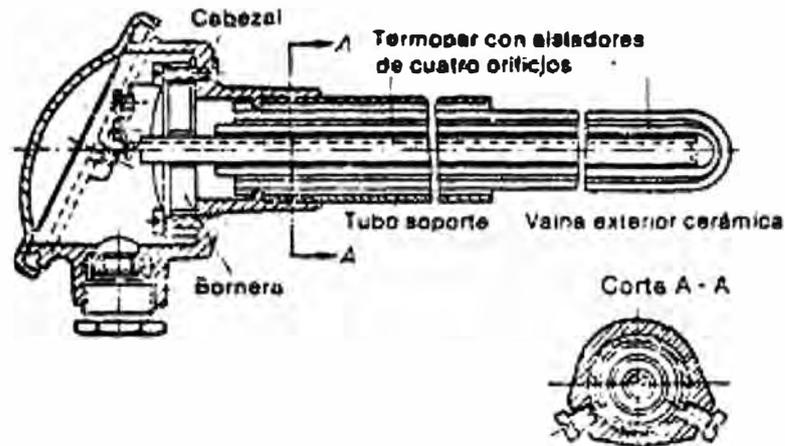


Figura N° 1.23 - Termocupla recta con vaina exterior e interior, termopar doble de PtRh-Pt, aislador cerámico de un solo tramo y cuatro orificios

En la figura 1.24 puede verse una construcción típica tipo acodada, para lograr la protección del cabezal de conexiones en el caso de inmersión de la vaina en procesos de fusión de metales no ferrosos o tratamientos térmicos por baños de sales con desprendimientos corrosivos o radiación térmica intensa que afectarían el cabezal directamente si la construcción fuese recta.

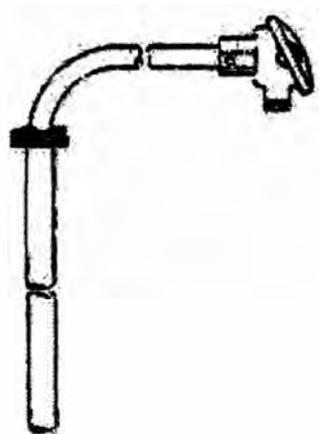


Figura N° 1.24 - Termocupla del tipo acodado con brida

Por su parte en la figura 1.24 puede observarse una construcción normal de NiCr-Ni o de Fe-CuNi con vaina simple o tubo protector metálico y la diferencia en el montaje en caso de ser vaina cerámica. Los distintos materiales disponibles para tubos y vainas de protección y sus costos relativos, se detallan en la Tabla N° 1.9. Se usa el acero al carbono como índice base, con un factor de 1.0, y los costos de los otros materiales se dan en valores relativos. De esta forma, el titanio, cuyo factor es 12,0, resulta doce veces más costoso que el acero al carbono

1.11 TUBOS DE PROTECCION CERAMICOS

Se utilizan tubos cerámicos al presentarse alguna de las siguientes condiciones:

- La termocupla estará expuesta al golpe directo de llama;
- Existirán gases contaminantes;
- Las temperaturas serán mayores de lo que pueden tolerar los tubos metálicos (el umbral de las vainas metálicas es aproximadamente 1.200 °C).

Normalmente las termocuplas de platino requieren un tubo cerámico para lograr protección contra la contaminación proveniente de hornos y otros gases reductores.

Un conjunto cerámico puede incluir dos tubos, uno primario (interior) y uno secundario (exterior), o un solo tubo. Con termocuplas de platino por encima de 1.200 °C , el tubo primario es de alúmina pura al 99,7% (óxido de aluminio) que es hermético a los gases y adecuado para temperaturas hasta 1.870°C.

Debajo de 1.200 °C se puede usar un tubo de porcelana (sillimanita u otras combinaciones de óxido de aluminio / óxido de silicio). No se puede usar porcelana por encima de 1.315°C puesto que libera sílice que contamina la termocupla de platino.

Al utilizarse un tubo secundario, éste normalmente consiste de carburo de silicio, que no es hermético a los gases pero resiste la acción de corte del golpe directo de llama y es más resistente al shock térmico y mecánico que la alúmina pura (99,7%). Sin embargo, posee una pobre conductividad térmica.

Se dispone también de tubos secundarios metal-cerámicos, éstos resultan superiores a los tubos de cerámica pura en lo que hace a la resistencia al shock mecánico y térmico y brindan una respuesta térmica más rápida.

1.12 RESPUESTA TÉRMICA

El tiempo de respuesta con vainas y tubos será de tres a diez veces mayor que con las termocuplas sin protección.

Los métodos generalmente utilizados para minimizar el tiempo de respuesta consisten en proveer un contacto entre el sensor y el interior de la vaina por medio de una carga a resorte, o bien obtener una tolerancia estrecha entre el diámetro exterior del sensor y el diámetro interior de la vaina. Esto minimiza la separación de aire que hace más lenta la transferencia de calor desde la vaina al sensor.

En la Figura 1.22 puede verse una construcción normalizada correspondiente a una termocupla con vaina y sensor interior con carga a resorte.

Otra manera de minimizar el retardo de la respuesta es el de agregar una pequeña cantidad de aceite o grafito en polvo y aceite dentro de la vaina. El relleno no debe congelarse o hervir a las temperaturas encontradas en el proceso, y no debe reaccionar químicamente ni con la vaina ni con el sensor. Para las instalaciones horizontales o con el extremo abierto hacia abajo, se puede usar grafito en grasa en lugar del líquido.

Cada uno de los metales tiene una distinta conductividad térmica. Por ejemplo, el acero inoxidable posee una menor conductividad que el cobre. Sin embargo, los ensayos han demostrado que no hay una diferencia significativa en el tiempo de respuesta entre una vaina de acero inoxidable y una vaina de cobre, las diferencias entre las velocidades de transferencia de calor de las distintas vainas metálicas son insignificantes si se compara la velocidad de transferencia de calor desde el proceso a la vaina con la velocidad de transferencia de calor desde la vaina al sensor y con la respuesta del sensor.

Otro factor a tener en cuenta al emplear tubos y vainas es el efecto de conducción. Puesto que el tubo o la vaina salen fuera del proceso habrá una distribución de gradientes de temperatura a través de su longitud y si el tubo o la vaina no se encuentran insertados lo suficientemente profundo dentro del proceso esos gradientes provocarán inexactitudes en la medición. Para eliminar dicho efecto, la longitud de inserción dentro del proceso debe ser por lo menos diez veces el diámetro de la vaina exterior.

El tiempo de respuesta también depende del espesor de la pared del tubo o la vaina. Cuanto más delgada es la pared, más rápida es la respuesta. Puesto que una de las funciones importantes de los tubos y vainas es brindar resistencia mecánica, habrá un compromiso en el espesor de la pared entre su velocidad de respuesta y su vida útil.

1.13 FACTORES DE COSTO

El precio de las termocuplas se fija de acuerdo a los fabricantes, Siemens. Fpluke, entre otros, sin embargo estos pueden variar de acuerdo a los materiales protectores.

Tabla N°1.9 Factor de costos de los materiales de vainas relativos al carbono

MATERIAL	FACTOR DE COSTO
Acero de carbono	1,0
Aceros inoxidables	
304	1,6
304, bajo carbono	2,1
309	4,0
310	4,0
316	2,1
316, bajo carbono	2,3
347	2,1
410	2,1
446	3,5
Aleación 20	5,0
Aluminio	2,0
Bronce	1,2
Cobre	2,5
Hastelloy B(1)	15,0
Hastelloy C 276(1)	12,0
Inconel 600 (2)	6,0
R-Monel 405 (2)	6,5
K-Monel 500(2)	9,0
Níquel 200	5,0
Titanio	12,0
Acero aleación 2 ¼% Cr, 1 % Mo	2,1
Acero aleación 1 ¼% Cr, 1/2 Mo	2,0

Marcas registradas de:

(1) Cabot Coip., High Technology Material £W.

(2) International Nickel Co.

1.14 EFECTOS DE LA VELOCIDAD

Una vez traspuesta la vaina, el fluido que circula forma una estela turbulenta con una frecuencia que varia con la velocidad del fluido. La vaina debe ser lo suficientemente delgada para que la frecuencia de la estela no llegue a ser igual a la frecuencia natural de la vaina y provocar su resonancia y posterior fractura.

En la Tabla N°1.10 se detallan los límites de velocidad para vapor y gas de distintos materiales utilizados en vainas cónicas y estándar con inserciones de 11,4 y 26,7 cm. Por ejemplo, una vaina cónica de acero al carbono, insertada 1114 cm dentro de un proceso, puede utilizarse para velocidades hasta 54 mls. o sea 17 m/s más de lo que puede tolerar en forma segura una vaina estándar.

Una vez traspuesta la vaina, el fluido que circula forma una estela turbulenta con una frecuencia que varia con la velocidad del fluido. La vaina debe ser lo suficientemente delgada para que la frecuencia de la estela no llegue a ser igual a la frecuencia natural de la vaina y provocar su resonancia y posterior fractura.

Al utilizarse un tubo secundario, éste normalmente consiste de carburo de silicio, que no es hermético a los gases pero resiste la acción de corte del golpe directo de llama y es más resistente al shock térmico y mecánico que. la alúmina pura (99,7%). Sin embargo, posee una pobre conductividad térmica.

Se dispone también de tubos secundarios metal-cerámicos, éstos resultan superiores a los tubos de cerámica pura en lo que hace a la resistencia al shock mecánico y térmico y brindan una respuesta térmica más rápida.

Tabla N° 1.10. Límites de velocidad para vainas rectas y cónicas (vainas de diámetro Interior de 1/4 pulgada y diámetro exterior de 3/4 pulgadas).

Material	Inserción, cm	Límites de Velocidad cm/s	
		Vaina estándar	Vaina cónica
Monel a 4800C	11,4	33,6	46,5
	26,7	6,21	8,52
	11,4	36,9	54,0
Acero al carbono a 535°C	26,7	6,84	9,9

1.15 FUENTES DE ERROR EN LAS MEDICIONES CON TERMOCUPLAS

Unión Abierta, el error introducido por una unión abierta es de tal magnitud que se localiza fácilmente. Se puede localizar midiendo la resistencia del termopar.

Descalibración. Este error puede causar errores muy sutiles que pueden escapar a su detección. La descalibración se debe a las alteraciones de las características de los

alambres del termopar, con lo que el voltaje Seebeck cambia, puede producirse por someter al termopar a temperaturas demasiado altas, difusión de partículas atmosféricas dentro del alambre o por trabajarlo en frío, es decir por jalar el termopar por un conducto muy largo.

Degradación de aislamiento. La termocupla se usa a menudo a temperaturas muy altas, en algunos casos el aislamiento se puede romper causando una resistencia de fuga causando error en la medición, además los elementos químicos en el aislamiento se pueden difundir en los alambres produciendo la descalibración.

Acción Galvánica, Por acción de elementos químicos que entran en acción con los alambres de la termocupla, produciendo acción galvánica, o que distorsiona en un 100% la lectura de las señales de las termocuplas, produciendo errores extremos.

CAPITULO II

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

2.1 INTRODUCCIÓN

El amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial con una impedancia de entrada extremadamente grande, la ganancia puede fijarse con precisión con una sola resistencia. Tiene una relación de rechazo de modo común grande (es decir, es capaz de rechazar cualquier señal común a ambas terminales y de amplificar una señal diferencial), ésta característica es muy útil para recibir señales pequeñas inmensas en señales de offset grandes o en ruido. Por tanto, los amplificadores de instrumentación se utilizan comúnmente como acondicionadores de señales de bajo nivel (a menudo de CD) inmersas en grandes cantidades de ruido. Las termocuplas entregan fems del orden de 10 a 70 $\mu V/^{\circ}C$, señales que son consideradas bajas, por lo que el amplificador debe ser capaz de amplificar esta señal para filtrarla de los ruidos del ambiente que rodea el sistema.

El sensor o transductor tiene la función de convertir la variable física que se desea medir en una magnitud eléctrica, en este caso la termocupla proveerá la señal eléctrica correspondiente a la temperatura que se va a medir.

Los amplificadores operacionales en sus configuraciones básicas son usados para garantizar que al conversor A/D le sea suministrado el rango máximo de voltaje.

Los amplificadores de instrumentación, tienen una impedancia de entrada infinita y una ganancia ajustable en ocasiones mediante una red resistiva de precisión externa o mediante resistores internos de precisión por interruptores o por software.

En el caso de que en alguna aplicación se quiera aislar el cuerpo a medir del sistema de medición, se puede proceder a aislar estos sistemas mediante opto-acopladores.

El diagrama de bloques para procesar la señal que provee la termocupla es el siguiente (Figura N° 2.1)

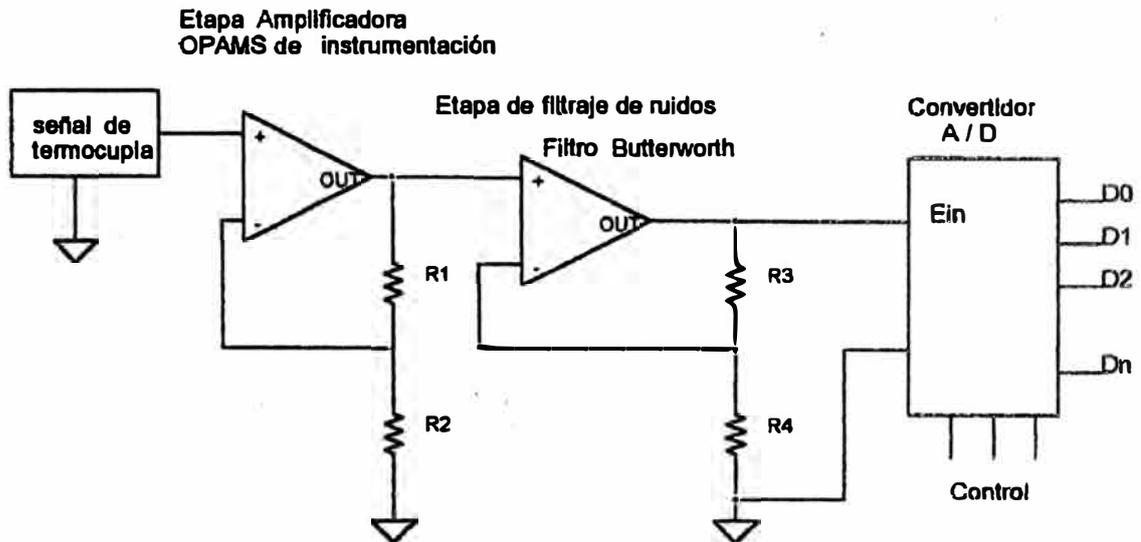
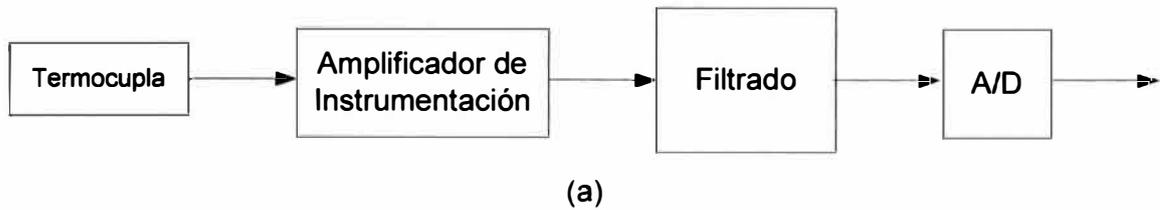


Figura N° 2.1 (a) Diagrama en bloques para acondicionamiento de la señal (b) Esquema de las etapas del acondicionamiento de las señales.

2.2 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

El amplificador diferencial es un circuito cuya tensión continua diferencial de salida es igual a la tensión diferencial de entrada multiplicada por un factor de ganancia A , se puede encontrar en forma de un circuito integrado, por ejemplo el CA 3000 y el MC 1733. Este amplificador tiene diversas aplicaciones, muchas de las cuales están en el manual del fabricante.

En la figura 2.2 se muestra el esquema del amplificador diferencial básico. El circuito es simétrico, los transistores Q_1 y Q_2 idénticos y $V_{B1} = V_{B2} = 0$ (tierra), se tendrá:

$$V_{BE1} = V_{BE2} \quad (2.1)$$

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (2.2)$$

$$I_{E1} = I_{E2} \quad (2.3)$$

Considerando $\beta \gg 1$

$$I_{C1} \approx I_{E1} \quad (2.4)$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} \quad (2.5)$$

Sabemos que del circuito tenemos

$$I_E \approx I_{E1} + I_{E2} \quad (2.6)$$

De donde imponiendo la condición $|-V_{CC}| \gg |V_{BE}|$, se obtiene:

$$I_E = \frac{2|V_{CC}|}{R_E} \quad (2.7)$$

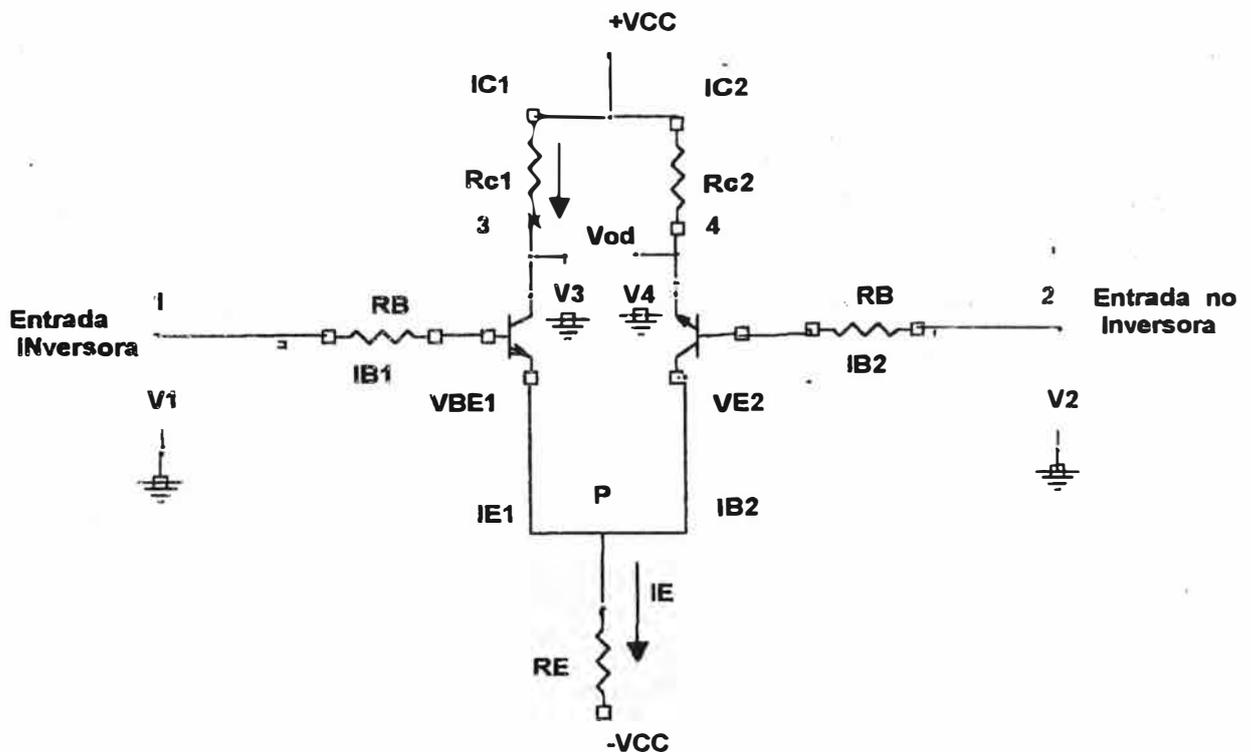


Figura N° 2.2 Amplificador diferencial

Para el cálculo de I_E se debe tener en cuenta que el potencial en el punto P, estando V_1 y V_2 a tierra, es igual a $-V_{BE}$ de la ecuación 2.7 se deduce que I_E solo depende de R_E y $|V_{CC}|$, por lo que si consideramos constantes estos parámetros, I_E será constante; generándose una fuente de corriente constante.

Como I_E es constante, entonces:

$$I_{C1} + I_{C2} = \text{CONSTANTE}$$

Luego:

Si I_{C1} Aumenta $\leftrightarrow I_{C2}$ disminuye

Si I_{C1} Disminuye $\leftrightarrow I_{C2}$ aumenta

En otras palabras si se considera \uparrow = aumenta y \downarrow = disminuye entonces:

a) Para V_2 fijo: $V_1 \uparrow, I_{B1} \uparrow, I_{C1} \uparrow \rightarrow V_3 \downarrow$ pero simultáneamente, $I_{C2} \downarrow \rightarrow V_4 \uparrow$

b) Para V_1 fijo: $V_2 \uparrow, I_{B2} \uparrow, I_{C2} \uparrow \rightarrow V_4 \downarrow$ pero simultáneamente, $I_{C1} \downarrow \rightarrow V_3 \uparrow$

Planteando que:

Cuando la entrada 1 está a tierra, la señal de salida en 3 del amplificador diferencial está en fase y la señal en 4 en oposición de fase, con la señal aplicada en la entrada 2. Sin embargo, si ponemos a tierra la entrada 2, la señal en 3 está en oposición de fase, y la 4, en fase con la señal aplicada en la entrada 1, analizando la Figura 2.3 se observa lo mencionado.

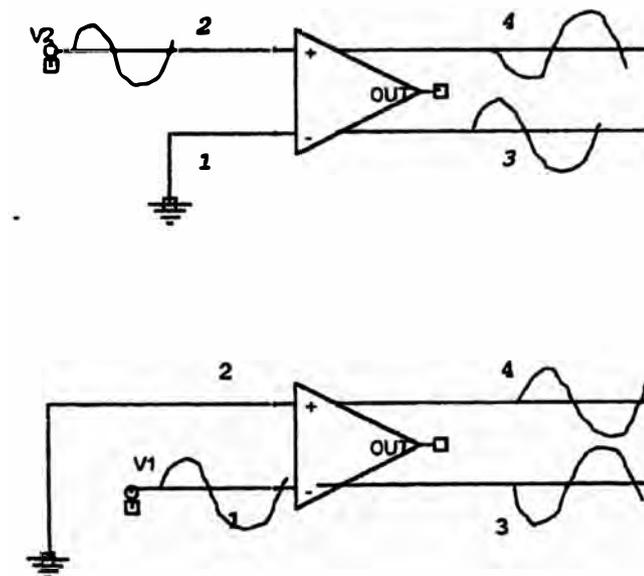


Figura N° 2.3 Salida inversa y no inversa

Para el caso de las señales eléctricas de las termocuplas, éstas se pueden considerar para los tramos medidos como $V_t \sin wt$, las cuales se pueden tomar por los terminales V_1 y V_2 de la siguiente manera:

$V_1 = V_t \sin wt$ en la entrada 1 y la otra señal $V_2 = -V_t \sin wt$ aplicada en la entrada 2, de manera que estas señales de salida serán:

$$V_3 = 2V_t \sin wt$$

$$V_4 = 2V_t \text{ sen } \omega t$$

Con lo cual se demuestra que la razón entre V_{od} y V_{id} será: A

$$A = \frac{V_{od}}{V_{id}} = A_d \quad (2.11)$$

Lo que se denominará ganancia diferencial de tensión, con lo cual el voltaje de un amplificador diferencial estará dado por:

$$V_{od} = A_d (V_2 - V_1) \quad (2.12)$$

Podemos observar que una diferencia de potencial muy pequeña entre V_1 y V_2 puede hasta saturar el amplificador, en la práctica una señal de 1 mV. Es suficiente para saturar un OPAM.

2.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

El amplificador de instrumentación consta de dos etapas. La primera es la etapa diferencial, cada señal de entrada V_{s1} y V_{s2} se aplica directamente a la terminal no inversora del amplificador operacional correspondiente para obtener una muy alta impedancia de entrada. La segunda etapa es un amplificador diferencial, con baja impedancia de salida y que también puede ofrecer una ganancia en voltaje. Figura.2.4

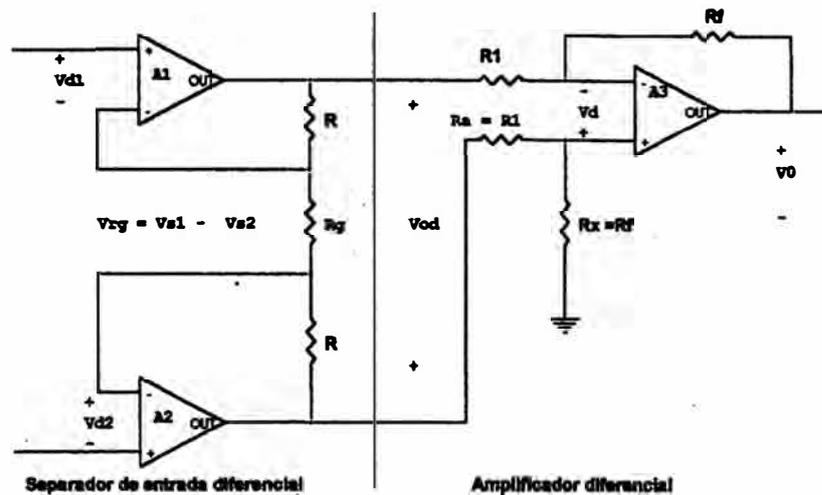


Figura N° 2.4 Amplificador de Instrumentación

La caída de voltaje entre las terminales de entrada de un amplificador diferencial es muy pequeña, casi cero: $V_{d1} = V_{d2} = 0$. Por tanto, la caída de voltaje a través del resistor intermedio R_g del divisor de voltaje es:

$$V_{rg} = V_{s1} - V_{s2} \quad (2.13)$$

Por lo que la corriente i_{rg} que pasa por R_g es:

$$i_{rg} = \frac{V_{rg}}{R_g} = \frac{V_{s2} - V_{s1}}{R_g} \quad (2.14)$$

los esta corriente fluye por los tres resistores, debido a que las corrientes que fluyen hacia terminales de entrada de los amplificadores operacionales son cero, por lo que el voltaje de salida en la etapa diferencial es:

$$V_{od} = i_{rg} (R_g + 2R) = \frac{V_{s2} - V_{s1}}{R_g} (R_g + 2R) = (V_{s1} - V_{s2}) \left(1 + \frac{2R}{R_g} \right) \quad (2.15)$$

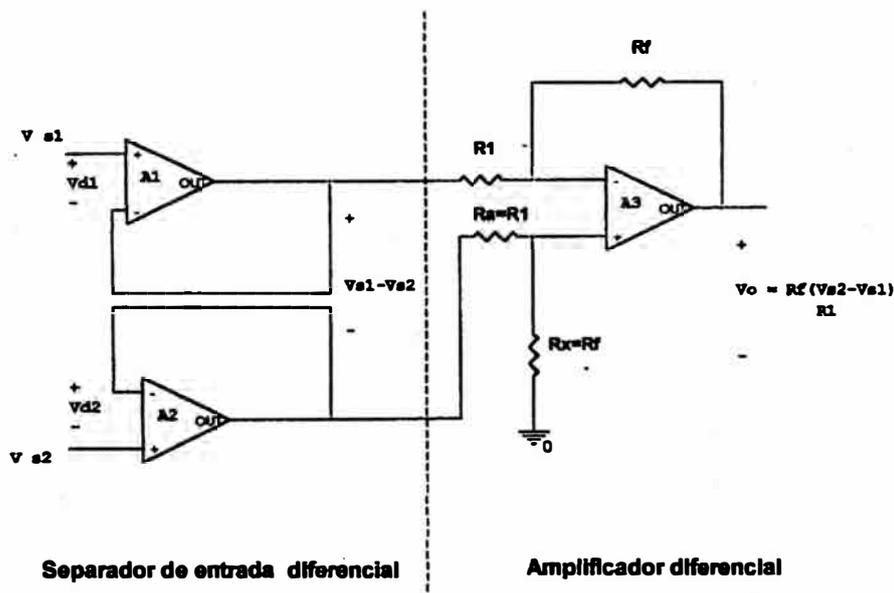


Figura N° 2.5 Amplificador de instrumentación con ganancia fija

Sabiendo que la salida de un amplificador diferencial es proporcional a:

$$V_o = (V_{s1} - V_{s2}) \frac{R_f}{R_1} \text{ combinado con la expresión anterior se tiene:}$$

$$V_o = V_{od} \frac{R_f}{R_1} = -(V_{s1} - V_{s2}) \left(1 + \frac{2R}{R_g} \right) \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \quad (2.16)$$

Que es la salida del amplificador de instrumentación. Esta ganancia normalmente es modificada por R_g . Si el cambio de ganancia no es deseable, entonces R_g puede omitirse, y el amplificador diferencial puede construirse con dos seguidores de ganancia de voltaje unitaria. Este circuito se muestra en la figura N° 2.5

2.4 LA RAZÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN

Cuando se usa el amplificador diferencial en el modo diferencial, una de las medidas de su efectividad es la capacidad de producir una salida nula si los voltajes V_1 y V_2 son idénticos. Pero ésta incapacidad de salida nula se debe a imperfecciones inevitables de los componentes electrónicos que se emplean para fabricar el amplificador. Estas imperfecciones hacen imposible establecer canales amplificadores idénticos.

Se puede definir la "CMRR" como la capacidad de un amplificador operacional de rechazar (atenuar) señales idénticas aplicadas simultáneamente en sus entradas (señal en modo común).

Para el amplificador diferencial del circuito anterior, figura 2.2

$$V_o = A_d (V_2 - V_1) \quad (2.17)$$

Donde A_d se denomina la ganancia en la forma diferencial. Por otro lado, si A_c representa la ganancia en modo común, figura 2.6

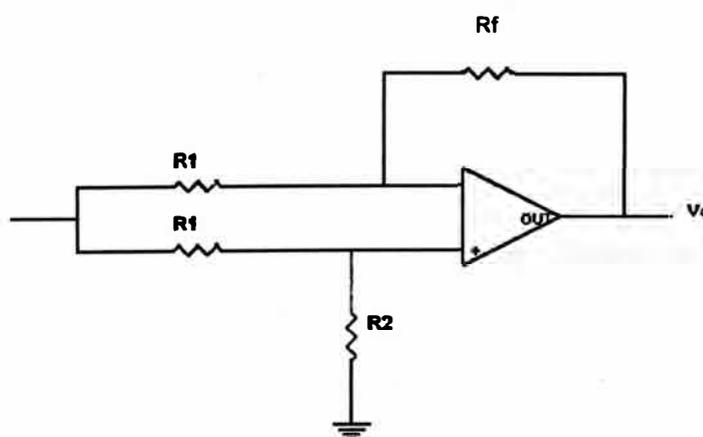


Figura N° 2.6 Ganancia en modo común.

En el amplificador de la Figura .N° 2.6, A_c representa la ganancia en el modo común del circuito, con la siguiente expresión:

$$V_o = A_c \cdot V_c \quad (2.18)$$

A partir de las dos ecuaciones anteriores podemos establecer un factor de mérito designado por " ρ ", que permite asignar un valor numérico a CMRR. Por la definición:

$$\rho = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (2.19)$$

expresado en decibelios:

$$\rho(dB) = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (2.20)$$

Para un operacional ideal $A_c = 0$, or lo que ρ tiende a infinito

En la práctica un OPAM de alta calidad, ρ debe tener, al menos, un valor de 100 dB. Por ejemplo el uA725 de la Fairchild y el LH 0036 de la National, denominados OPAM's de instrumentación o de precisión. La CMRR típica del 741 es de 90 dB.

En la Figura 2.7 se muestra la propiedad del CMRR de un OPAM, el ruido de 60 Hz, está eliminado a la salida.

Existe una figura que relaciona la CMRR con la frecuencia de la señal en modo común que está esbozada en la figura 2.8, donde se observa que los 90 dB que proporciona el fabricante solo se garantizan hasta los 200 Hz. Los ruidos que se deben tener en cuenta para la manipulación de las termocupas están en el orden de los 60 a 120 Hz.

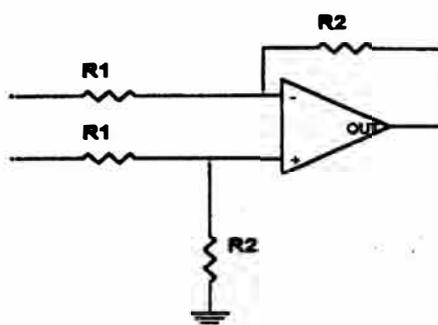


Figura N° 2.7 Ganancia en modo diferencial.

CMRR(dB)

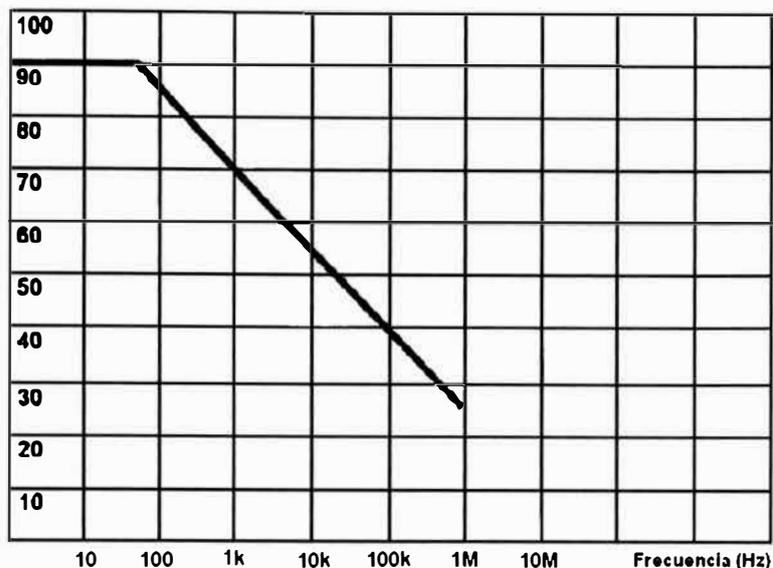


Figura N° 2.8 CMRR del OPAM 714, $V_{CC} \pm 15V$, $T_a=25^\circ C$

2.5 CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador operacional utilizado en instrumentación posee características especiales, por ejemplo:

- Resistencia de entrada extremadamente alta.
- Resistencia de salida menor que la de los OPAMS normales.
- CMRR superior a 100dB.
- Ganancia en tensión de lazo abierto muy superior a la de los OPAM's normales.
- Baja tensión OFSFSET de entrada.
- DRIFT muy bajo

Un ejemplo típico de amplificador operacional de instrumentación es el LH 0036 NATIONAL SEMICONDUCTOR, cuyas características son las siguientes: -

- $R_i = 300M\Omega$
- $R_o = 1.5M\Omega$
- CMRR = 100 dB
- $A_{vo} =$ bajo
- DRIFT relativamente alto $10\mu V/^\circ C$

Desde el punto de vista tecnológico, es muy difícil construir un operacional que consiga todas las características citadas, así el integrado LH 0036 no tiene ganancia alta ni un DRIFT bajo, no obstante las restantes características muy buenas. Si lo que se necesita es la ganancia para las señales de las termocuplas, se puede optar por el uA 725 cuya

A_v es del orden de $3 \cdot 10^6$ a $3 \cdot 10^8$, a pesar de su resistencia de entrada de $1.5 M\Omega$. La CMRR de este OPAM es de 120 dB:

Los operacionales utilizados en instrumentación para amplificar las señales de las termocuplas, no tienen el ancho de banda amplio, ni el SLEW RATE muy alto, por ejemplo el LH 0036 tiene un BW = 350 K hertzios y SR = 0.3 V/ us. Hay montajes de las termocuplas en que es necesario reducir el ancho de banda para evitar la penetración de ruidos de alta frecuencia, por ejemplo en el LH 0036 existe la posibilidad de controlar la ganancia de lazo abierto A_{vo} mediante un potenciómetro de precisión externo, el valor que se puede controlar oscila entre 1 y 1000, el OPAM LH 0038, permite una mayor variación de la ganancia.

El ajuste de la tensión OFFSET también es importante, algunos operacionales de instrumentación lo tienen externamente, como el uA 725, otros no por lo que el ajuste debe hacerse externamente mediante una red resistiva. Cuando el OPAM no posee terminales para hacer el equilibrio, éste puede hacerse utilizando circuitos resistivos externos. Se recuerda que la tensión OFFSET de salida, se debe a que los transistores del OPAM no son ideales, lo cual provoca un desequilibrio interno del que resulta una tensión en la salida, aun cuando las entradas estén a tierra. La importancia del ajuste OFFSET, se aprecia en aplicaciones para señales pequeñas (del orden de los mV), en la figura 2.5., podemos observar la conexión del potenciómetro para regular el OFFSET

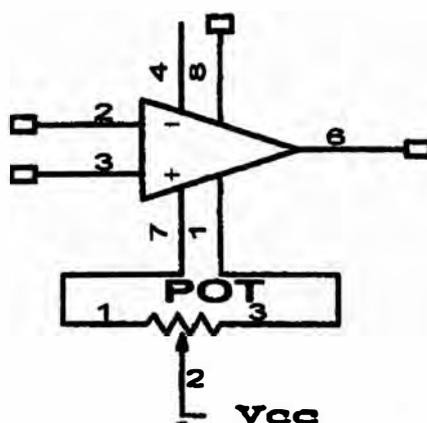


Figura N° 2.9 Corrigiendo el OFFSET de salida

Para cancelar la tensión OFFSET V_o el fabricante suele proporcionar dos terminales a los que se conecta un potenciómetro, cuyo cursor se lleva una de las patillas de

alimentación. Esta corrección del voltaje OFFSET es posible porque las patillas están conectadas a la etapa diferencial del amplificador, permitiendo equilibrar las corrientes de colector de los transistores de la referida etapa. El equilibrio de las corrientes permite anular la pequeña diferencia de tensión existente entre los valores de V_{BE} de los transistores, el valor de V_i OFFSET lo proporcionan los fabricantes y en el caso del 741 es del orden de los 6 mV (Valor máximo), en el manual aparece como "INPUT OFFSET VOLTAGE".

Cuando el OPAM no posee terminales de calibrado externo, éste deberá hacerse utilizando circuitos resistivos externos, como se muestra en las figuras 2.10. y 2.11, para las configuraciones inversora y no inversora respectivamente

En la figura 2.10 el valor de la resistencia R_A se calcula:

$$R_A = R_4 \frac{V(\text{Offset})_{\max}}{|V_{cc}|} \quad (2.21)$$

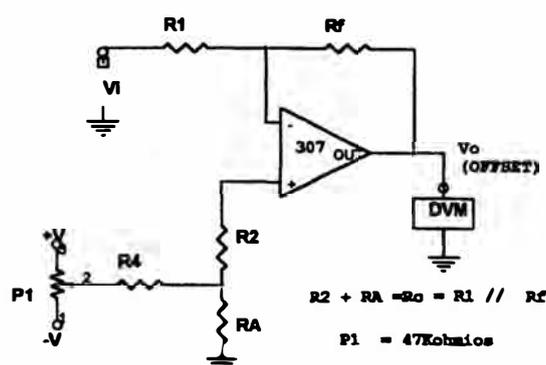


Figura N° 2.10 Calibrado externo para la configuración inversora.

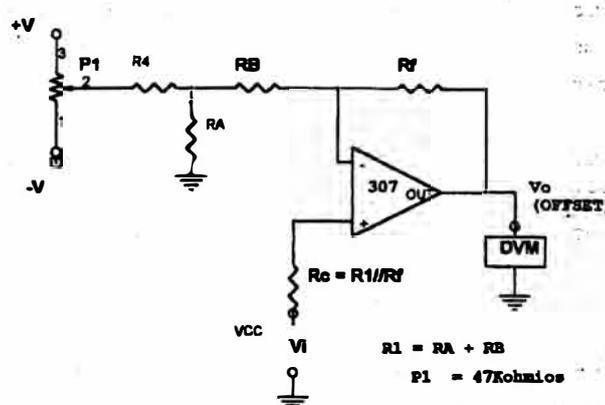


Figura N° 2.11 Calibrado externo para la configuración no inversora

En el calibrado externo para la configuración no inversora, tendremos en cuenta cálculos adicionales:

$$A_{VF} = \frac{R_{1+} + R_F}{R_1} \quad (2.22)$$

$$\frac{V_i(OFFSET)_{MAX}}{V_{CC}} = \frac{R_A}{R_4} \quad (2.23)$$

La relación entre el voltaje V_i (OFFSET) y V_o (OFFSET) válida para las dos configuraciones anteriores, es la siguiente:

$$V_o(OFFSET) = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_i(OFFSET) \quad (2.24)$$

Estas son las consideraciones que se deben tener en cuenta para hacer la implementación y el montaje de las termocuplas de acuerdo a las señales que se tomarán como muestra o medición.

Para hacer mediciones con termocuplas se dispone de hoy en día de mejores alambres y mejor manejo de las señales a través de los circuitos, sin embargo el dispositivo es propenso a los problemas inherentes de la emisión de señales de baja frecuencia, y en algunas ocasiones aparecen ruidos de fuerzas electromotrices inductivas de corriente alterna y de otro origen que pueden causar alteraciones en las medidas de las temperaturas. La lectura de la temperatura se puede ver afectada por la inhomogeneidad del alambre, las micro impurezas, el envejecimiento, la atmósfera a la que esta y la manera en que se formo el termopar.

2.6 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE UN AMPLIFICADOR CLASE INSTRUMENTACIÓN:

Los amplificadores llamados del tipo Clase Instrumentación son en esencia amplificadores de alta calidad, y con características mejoradas con respecto a los ya conocidos amplificadores operacionales. No es lo mismo un Amplificador Clase Instrumentación que de un Amplificador de Instrumentación ya que aunque poseen características similares, no son iguales:

2.6.1 AMPLIFICADOR CLASE INSTRUMENTACION.

- Poseen una bajísima corriente de polarización I_{BIAS} (del orden de los pA).
- Tienen un alto coeficiente de rechazo al modo común CMRR (mayor a 100dB).
- Poseen una impedancia diferencial de muy cerca a $1 G\Omega$.
- Tienen un bajo drift o corrimiento de señal por temperatura.
- Tienen un bajo offset y son bastante estables en cuanto a los parámetros de polarización.
- En un modelo diferencial con tres amplificadores pueden emular muy bien las características de un Amplificador de Instrumentación.

2.6.2. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

- Poseen una baja corriente de polarización I_{BIAS} (del orden de los nA).
- Tienen un alto rechazo al modo común CMRR (mayor a 100dB-120dB).
- Poseen una impedancia diferencial mayor al $10 G\Omega$.
- Proporcionan una excelente linealidad.
- Tienen un bajísimo drift o corrimiento por temperatura.
- Tienen un bajísimo offset y son bastante estables en cuanto a los parámetros de polarización.
- Poseen características mejoradas con respecto al modelo diferencial con tres Amplificador de Clase Instrumentación.
- Poseen ganancia controlable y muy estable.
- Algunos poseen características "inteligentes" para la detección y eliminación de ruido.
- Poseen una reducida impedancia de salida con respecto al modelo operacional.
- Son capaces de soportar señales de entrada flotantes.

Dadas estas características se deduce que en general son usados principalmente en aplicaciones que requieren alta estabilidad y precisión como en el proceso de recepción de señales que provienen de Transductores como los puentes Strain-Gauge.

2.7 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION CON SEÑAL DE TRANSDUCTOR TIPO PUENTE.

Amplificador Diferencial de la señal del Transductor de Alta Ganancia con salida e_f

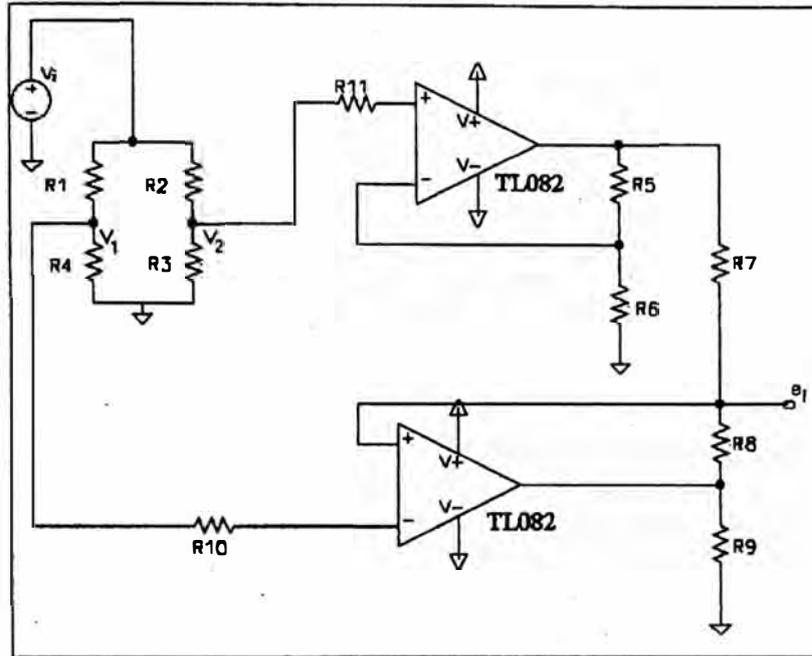


Figura N° 2.12 Amplificador de instrumentación para señal de termocuplas

Función de transferencia:

Del circuito de la figura N° 2.12, se calcula:

$$e_f = \left(1 + \frac{R_8}{R_7}\right) (V_1 - V_2) \quad (2.25)$$

Si solo si: $\frac{R_5}{R_6} = \frac{R_7}{R_8}$ (2.26)

Como: R_1, R_2, R_3, R_4

Del puente de resistencias: $V_1 = \frac{V_s}{2}$ $V_2 = V_1 \frac{R_4}{R + R_4}$

Reemplazando:

A temperatura ambiente: $R_4 = R \rightarrow e_f = 0$

Diseño: $V_s = 1.5\text{mV}_{DC}$ señal de una termocupla Tipo J

Como: $e_f = k (V_1 - V_2)$, asumimos $k = 4$

De (1): $1 \frac{R_8}{R_7} = 4 \rightarrow R_7 = \frac{R_8}{3}$ (2.27)

Para obtener simetría en los OPAMP's: $R_{11} = R_5 // R_6$, y $R_{10} = R_7 // R_8$ (2.28)

De (2.26), escogemos:

$$R_5 = R_7 \quad (2.29)$$

$$R_6 = R_8 \quad (2.30)$$

Luego: $R_{10} = R_{11}$ De (2.27) en (2.28) $R_{10} = \frac{R_8}{4}$ (2.31)

$$R_{11} = \frac{R_8}{4} \quad (2.32)$$

Escogemos un NTC tal que: $R_4 = 100\Omega$ a $T = 27^\circ C$ (temperatura ambiente).

$$R_1 = R_2 = R_3 = 100\Omega$$

La corriente de polarización $I_{BIAS} = 8nA$ del TL082 es lo suficientemente pequeña para poder escoger un valor de R_8 : $R_8 = 5.1k$

En (2.27), (2.29), (2.30), (2.31) y (2.32): $R_7 = 1,7k\Omega$ $R_{10} = 1,275k\Omega$

$$R_5 = 1,7k\Omega \quad R_6 = 5.1k\Omega$$

Función de transferencia: $e_1 = \frac{x_1 R_{p1}}{R_{p1} + R_{18}} V_i$

Diseño: Considerando una salida máxima de 0.5m voltios ($x_1 = 1$):

$$0.5mV = \frac{R_{p1}}{R_{p1} + R_{18}} 1.5mV \quad R_{18} = 2R_{p1} \quad (2.32)$$

Asumiendo: $R_{p1} = 10k\Omega$ $R_{18} = 20k\Omega$

Para simetría: $R_{19} = R_{p1} // R_{18}$ $R_{19} = 6,66k\Omega$

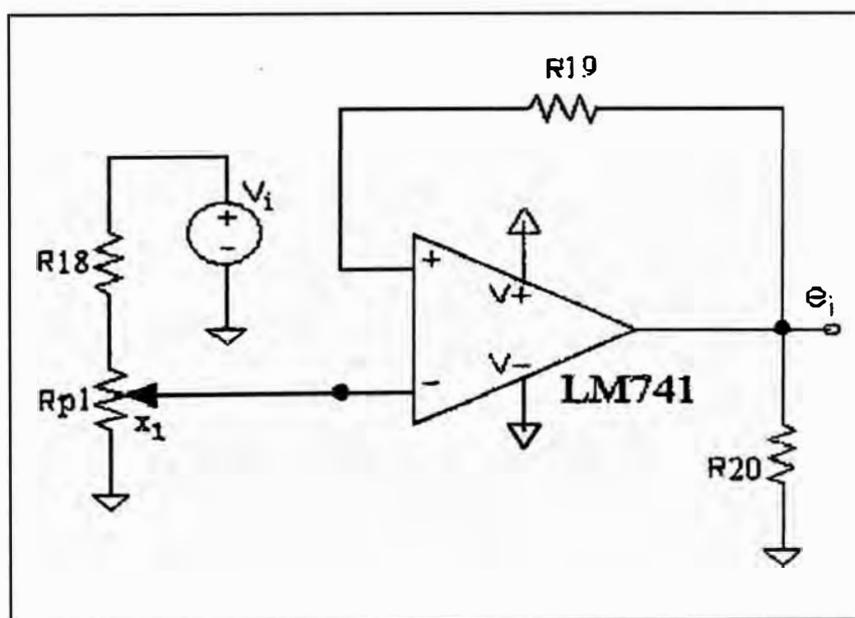


Figura N° 2.13 Amplificador de instrumentación para pequeña señal.

2.8 AMPLIFICADOR DEL ERROR ENTRE LA SEÑAL DE SET-POINT Y LA DE LA TERMOCUPLA CON ENTRADAS e_i , e_r Y DE SALIDA e_f .

Este circuito es necesario para que la señal de error se pueda procesar y corregir los defectos del circuito.

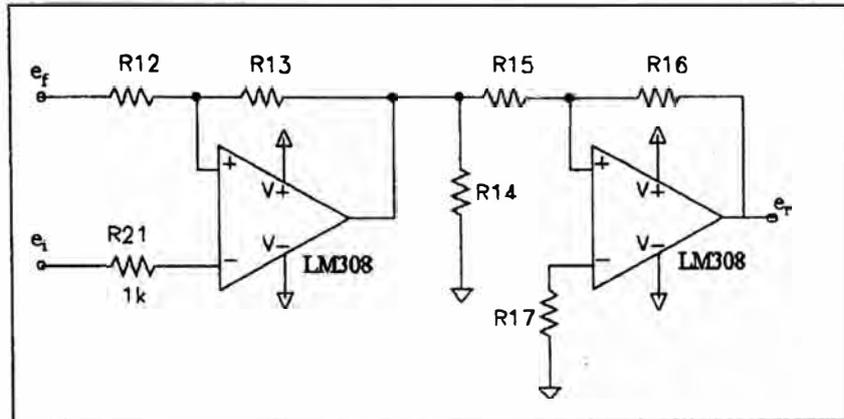


Figura N° 2.13 Amplificador de error entre la señal de punto de consigna y la señal de la termocupla.

Función de transferencia:

$$e_r = \frac{R_{16}}{R_{15}} \left[-\frac{R_{13}}{R_{12}} e_f + \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}} \right) e_i \right]$$

A temperatura ambiente: $e_f = 0$
$$e_r = -\frac{R_{16}}{R_{15}} \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}} \right) \frac{x_1 R_{\rho 1}}{R_{\rho 1} + R_{18}} V_i$$

Asumiendo que para $x_1 = 1$ ($e_i = 0.5mV$ de la termocupla) se cumpla que $e_r = -1V$:

$$\frac{R_{16}}{R_{15}} \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}} \right) = 2 \quad (2.33)$$

Como se desea que el inversor tenga ganancia 1, entonces $R_{15} = R_{16}$ (2.34)

Reemplazando en la expresión (2.33) se obtiene $1 + \frac{R_{13}}{R_{12}} = 2 \rightarrow R_{13} = R_{12}$

Como la corriente I_{BIAS} del LM308 es bastante pequeña (10nA), podemos asumir un mayor valor de esta corriente para efectos del diseño. Así, del circuito se tiene:

$$\frac{e_r}{R_{16}} = i, \text{ Considerando } i = 100 I_{BIAS} \rightarrow R_{16} = \frac{e_r}{100 I_{BIAS}}, \text{ para un valor de}$$

$$I_{BIAS} = 200\text{nA}, \text{ obtenemos } e_{r_{\max}} = 1\text{V}, \text{ resultando } R_{15} = R_{16} = 50\text{K}\Omega.$$

Luego, asumimos un valor $> 1\text{ k}$ para las siguientes resistencias: $R_{4z} = R_{,,} = 4,7\text{k}$

2.9 DISEÑO DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR PARA LA SIMULACION

El amplificador de instrumentación que se está utilizando para hacer la simulación en Pspice versión 9.2, es uno de los más útiles, precisos y versátiles, utilizado en las tarjetas de adquisición de datos.

El amplificador de Instrumentación para hacer la simulación esta hecho de tres amplificadores operacionales y siete resistencias, el amplificador A_3 y sus cuatro resistencias iguales R forman un amplificador diferencial con ganancia unitaria.

La resistencia marcada con como R' , puede hacerse variable para balancear eliminando cualquier voltaje en modo común, solo una resistencia aR se usa para establecer la ganancia de acuerdo a la ecuación:

$$\frac{V_0}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a}, \text{ donde } a = \frac{aR}{R} \quad (2.35)$$

E_1 se aplica a la entrada (+) y E_2 a la entrada (-). V_0 es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. Para el circuito las características son las siguientes:

1. La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ($E_1 - E_2$) a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
2. La resistencia de entrada de ambos OPAMS es muy alta y no cambia al variar la ganancia.
3. V_0 no depende del voltaje común a E_1 y E_2 (voltaje en modo común), solo de su diferencia.

Para el circuito $a = 3$, en la ecuación 2.35, $1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{3} = \frac{5}{3}$, con lo cual tenemos lo

siguiente: $V_0 = (E_2 - E_1) \frac{5}{3}$, para simular a la termocupla usamos un sensor de

voltaje, de acuerdo a la figura 1.19, para hacer la implementación se podría usar el LM35, sensor de temperatura, cuya característica de salida es de $10\text{mV}/^\circ\text{C}$, considerando la temperatura ambiente de 25°C , equilibrando a la temperatura ambiente con 250 mV ., tendríamos los siguientes resultados para la simulación:

$$\frac{V_0}{40\text{mV}} = 1 + \frac{2}{3}, \text{ obteniendo, } V_0 = 40\left(\frac{5}{3}\right) = 66.666\text{mV}$$

$$\frac{V_0}{50\text{mV}} = 1 + \frac{2}{3}, \text{ obteniendo, } V_0 = 50\left(\frac{5}{3}\right) = 83.333\text{mV}$$

Los valores de 40mV y de 50mV son valores de la termocupla Tipo K, ver curvas de termocuplas en la figura 1.19, el circuito utilizado es el siguiente:

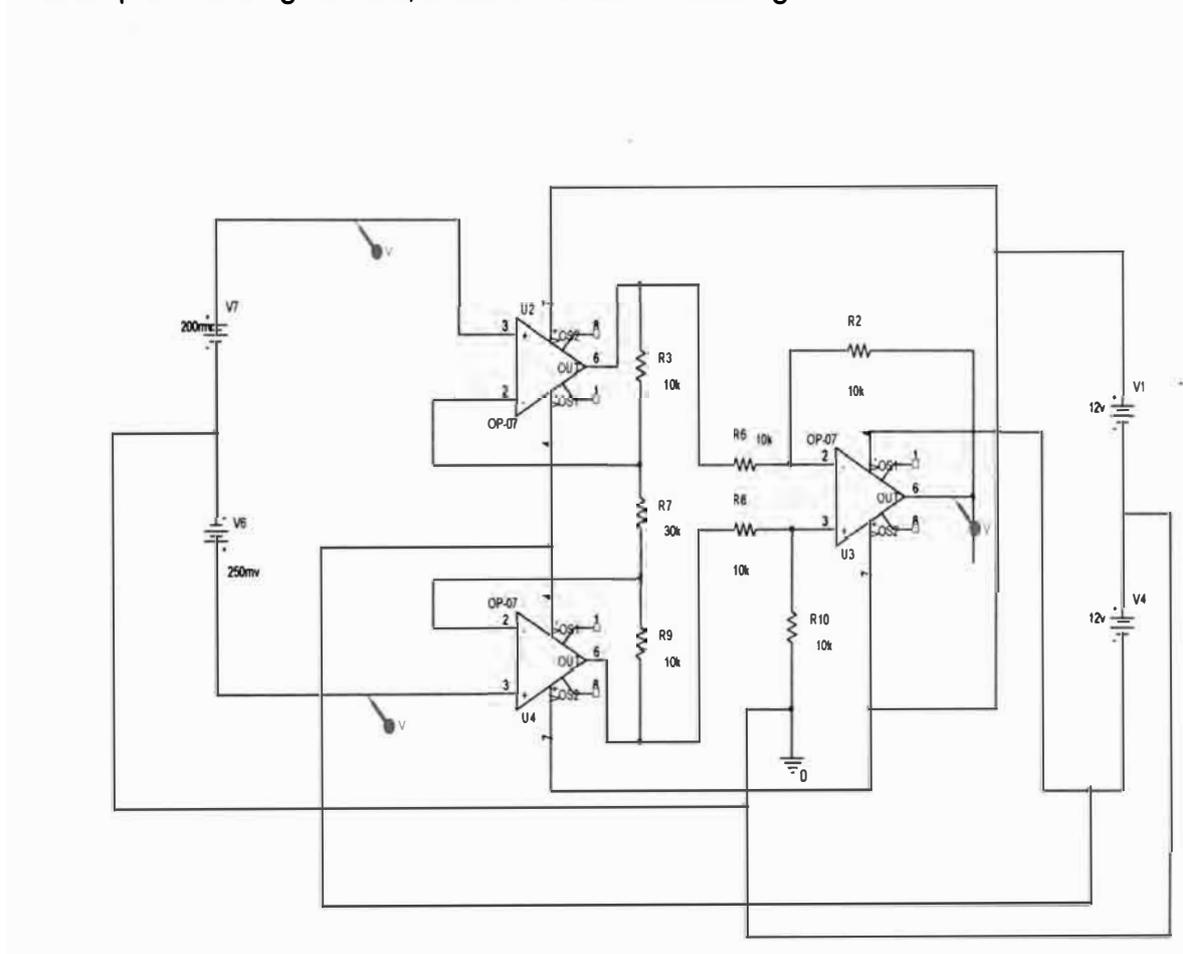
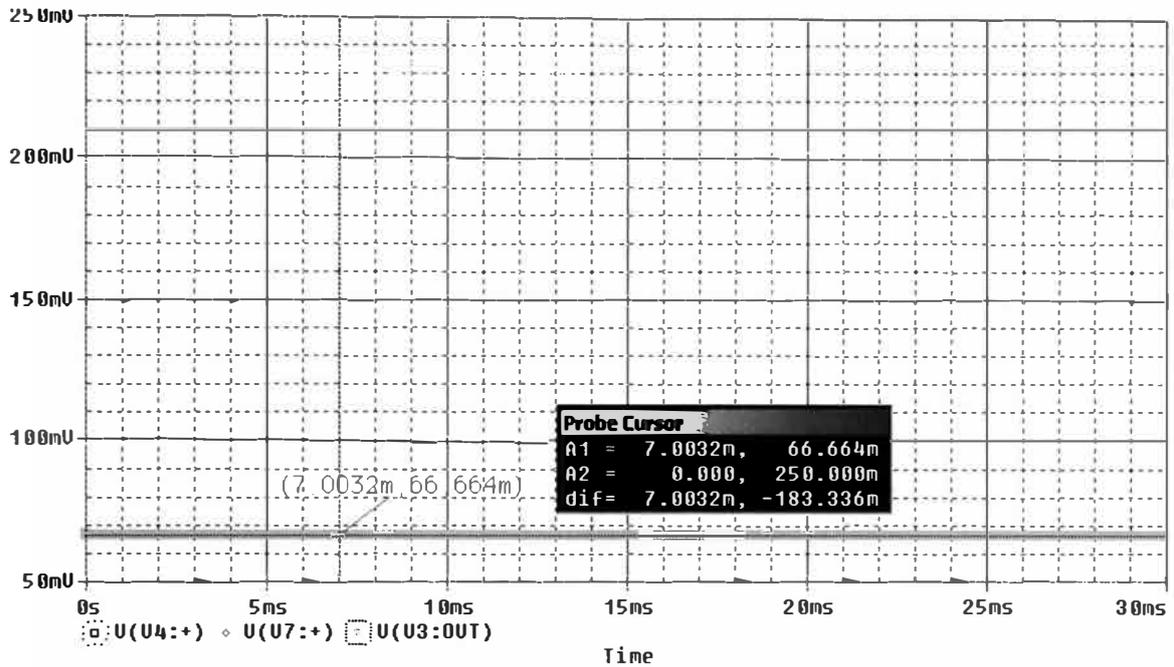


Fig.2.14 Circuito amplificador de instrumentación utilizado para la simulación de la amplificación de las señales obtenidas de medir la temperatura.

Para la simulación se ha empleado el Pspice, versión 9.2, se ha considerado que los 250 mV , representan la temperatura del medio ambiente, para hacer la simulación de los 50mV , se colocan 200 mV . En la otra entrada del diferencial de la figura 2.14, porque la diferencia de voltajes debe ser de 50 mV , pues el circuito amplifica la entrada diferencial.

GRAFICA PARA 40mv



GRAFICA PARA 50mv

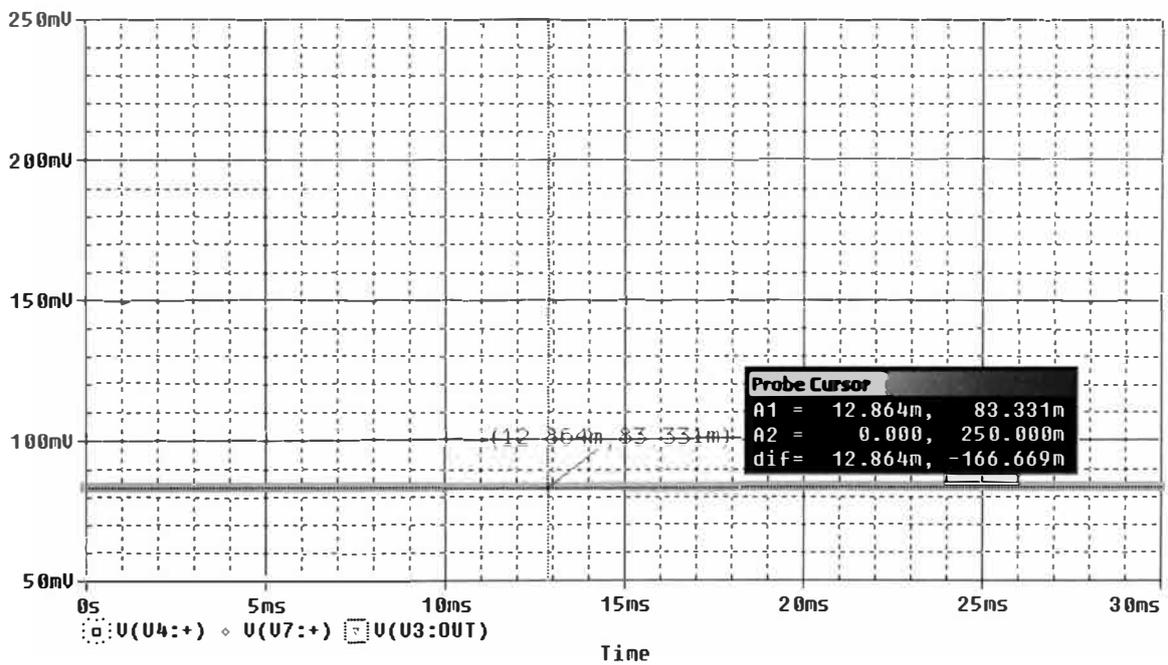


Fig.2.15 Simulaciones para la medición de temperatura, con termocupla tipo K.

CAPITULO III

CONVERTIDORES ANALOGICOS DIGITALES

3.1 INTRODUCCION

Un convertidor A/D toma un valor de voltaje de entrada analógico y después de cierto tiempo produce un código de salida digital que representa la entrada analógica. El proceso de conversión A/D es generalmente más complejo y largo que el proceso D/A.

Los convertidores A/D son dispositivos electrónicos que establecen una relación biunívoca entre el valor de la señal en su entrada y la palabra digital obtenida en su salida. La relación se establece en la mayoría de los casos, con la ayuda de una tensión de referencia.

La conversión analógica a digital tiene su fundamento teórico en el teorema de muestreo y en los conceptos de cualificación y codificación. La conversión digital efectúa, una cualificación de la entrada analógica, acotándola entre dos niveles consecutivos cuya distancia es precisamente el grado de resolución obtenido, que será:

$$\frac{U_{\max}}{2^n} \quad (3.1)$$

En la mayoría de los casos resulta más conveniente efectuar las funciones de regulación y control de sistemas mediante técnicas digitales. Sin embargo, en muchos casos la señal disponible es analógica, ya que son muchos los Transductores que poseen una salida eléctrica analógica, correspondiente a la magnitud medida, como pueden ser las señales de audio, vídeo, puentes de medida, galgas extensométricas, fotomultiplicadores, termopares, etc. Ello obliga a tener que efectuar una conversión analógica - digital, que en otros casos, por ejemplo, permitirá la transmisión digital, que en otros casos, por ejemplo,

permitirá minimizar la distorsión producida por las imperfecciones del sistema de transmisión.

Por otra parte, esta señal tratada o transmitida digitalmente puede ser necesario actuar analógicamente sobre un controlador o actuador, o efectuar una representación analógica sobre un registrador, una pantalla, etc. Lo que obliga a realizar la conversión digital analógica.

Es necesario pues disponer de elementos capaces de efectuar esta conversión en uno u otro sentido, con unas características de velocidad y precisión adecuadas en cada caso.

Una primera clasificación de los convertidores A/D, es la siguiente:

Convertidores de transformación directa.

Convertidores con transformación (D/A) intermedia, auxiliar.

La conversión directa, se efectúa por comparación con una tensión de referencia, la conversión intermedia, se realiza cuando se utiliza una variable intermedia, como puede ser el tiempo, también puede realizarse una conversión A / D, luego la conversión inversa D / A mediante una estructura de sistema realimentado.

Según sea el sistema utilizado tiene distintas características de precisión, rapidez de conversión, precio, que les hace mas adecuados sobre otros, según sea la aplicación asignada.

3.2 Conversión A / D directa

La forma directa de realizar la conversión A / D directa, consiste en utilizar tantos comparadores como niveles de tensión se desee discretizar y a partir de esa información, codificar la palabra de salida.

El convertidor A / D por comparación directa estaría formado por $2^n - 1$ comparadores, una red de resistencias que permitan obtener los 2^{n-1} niveles de tensión equidistantes entre si, y el codificador que efectúa la conversión de los 2^{n-1} estados de los comparadores a los n bits de salida del convertidor.

Si el convertidor es de 3 bits, el codificador debe efectuar la operación:

$$A_0 = S_1 S_2 + S_3 S_4 + S_5 S_6 + S_7$$

$$A_1 = S_2 S_4 + S_6$$

$$A_2 = \overline{S_4}$$

Y se obtendrá una característica de transferencia en la que se aprecia que el error obtenido es siempre por defecto. Puede disminuirse este error, declarando el valor de las tensiones de referencia de cada comparador en un valor de las tensiones de referencia de cada comparador en un valor $q/2$, utilizando una red de resistencias de valores

3.3 CIRCUITOS DE CAPTURA Y MANTENIMIENTO

(S/H:Sample and Hold).

Los circuitos de captura y mantenimiento se emplean para el muestreo de la señal analógica (durante un intervalo de tiempo) y el posterior mantenimiento de dicho valor, generalmente en un condensador, durante el tiempo que dura la transformación A/D, propiamente dicha.

El esquema básico de un circuito de captura y mantenimiento, así como su representación simplificada, se presenta en la siguiente figura:

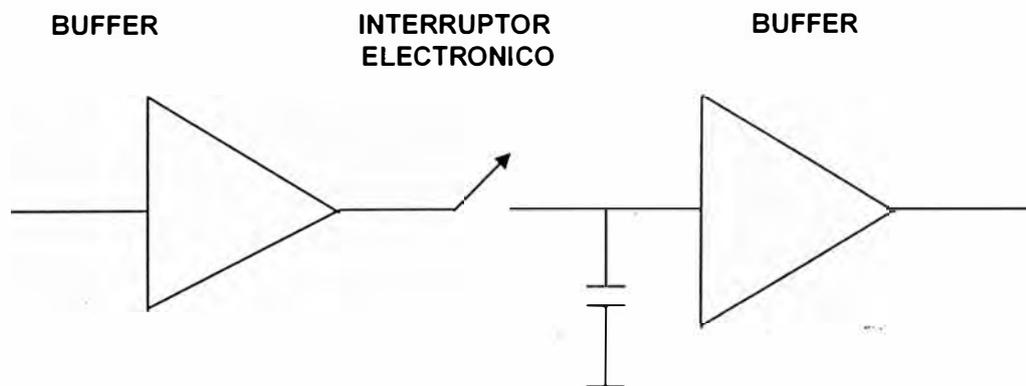


Fig.3.1 Esquema básico de un Sample and Hold

El funcionamiento del circuito de la figura 3.2 es el siguiente: El convertidor A/D manda un impulso de anchura t_w por la línea C/M, que activa el interruptor electrónico, cargándose el condensador C, durante el tiempo t_w . En el caso ideal, la tensión en el condensador sigue la tensión de entrada. Posteriormente el condensador mantiene la tensión adquirida cuando se abre el interruptor.

En la figura 3.2 b se muestran las formas de las señales de entrada, salida y gobierno del interruptor.

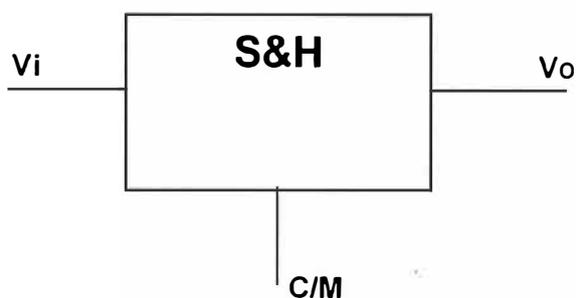


Fig.3.2 a) Circuito de Captura y Mantenimiento

El gráfico tiene un carácter ideal, puesto que tanto la carga como la descarga del condensador están relacionadas estrechamente con su valor y con el de las resistencias y capacidades parásitas asociadas al circuito.

Se recalca el hecho de que el control de la señal C/M procede del convertidor A/D, que es el único que conoce el momento en que finaliza la conversión de la señal.

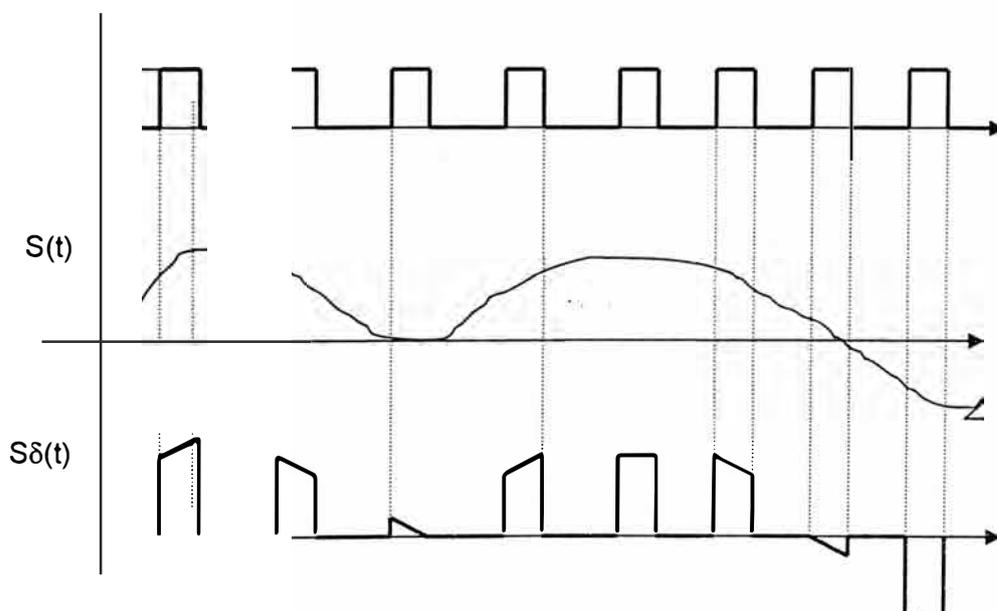


Fig.3.2 b) Señales de entrada, salida y gobierno del interruptor

3.4 CONVERTOR A/D CON COMPARADORES

Es el único caso en que los procesos de cualificación y codificación están claramente separados. El primer paso se lleva a cabo mediante comparadores que discriminan entre un número finito de niveles de tensión. Estos comparadores reciben en sus entradas la señal analógica de entrada junto con una tensión de referencia, distinta para cada uno de ellos. Al estar las tensiones de referencia escalonadas, es posible conocer si la señal de entrada está por encima o por debajo de cada una de ellas, lo cual permitirá conocer el estado que le corresponde como resultado de la cualificación. A continuación será necesario un codificador que nos entregue la salida digital.

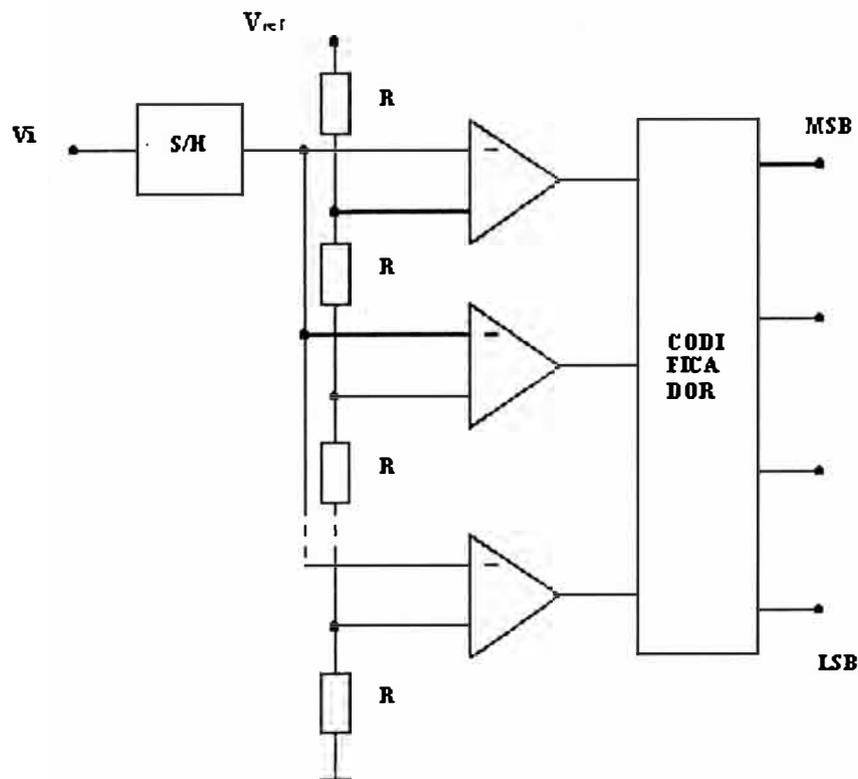


Fig.3.3 Convertidor A/D con comparadores

Este convertidor es de alta velocidad, ya que el proceso de conversión es directo en lugar de secuencial, reduciéndose el tiempo de conversión necesario a la suma de los de propagación en el comparador y el codificador. Sin embargo, su utilidad queda reducida a los casos de baja resolución, dado que para obtener una salida de N bits son necesarios

2N-1 comparadores, lo que lleva a una complejidad y encarecimiento excesivos en cuanto se desee obtener una resolución alta.

3.5 CONVERTOR A/D CON CONTADORES.

Llamado también convertidor con rampa en escalera. Usa el circuito más sencillo de los convertidores A/D y consta básicamente de los elementos reflejados en la figura siguiente:

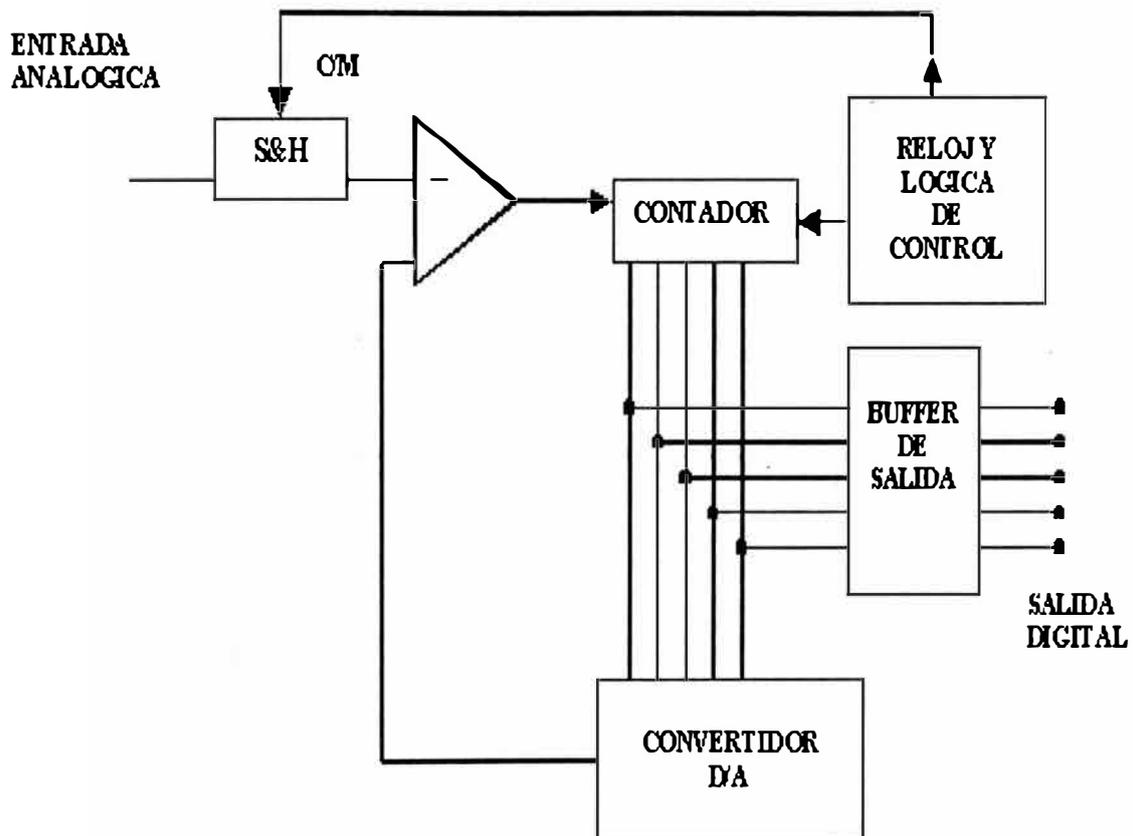


Fig.3.4 Un comparador, reloj, circuito de captura y mantenimiento (S&H), contador, convertor D/A y buffers de salida.

Una vez que el circuito de captura y mantenimiento (S/H), ha muestreado la señal analógica, el contador comienza a funcionar contando los impulsos procedentes del reloj. El resultado de este conteo se transforma en una señal analógica mediante un convertidor D/A, proporcional al número de impulsos de reloj recibidos hasta ese instante. La señal analógica obtenida se introduce al comparador en el que se efectúa una comparación entre la señal de entrada y la señal digital convertida en analógica. En el

momento en que esta última alcanza el mismo valor (en realidad algo mayor) que la señal de entrada, el comparador bascula su salida y se produce el paro del contador.

El valor del contador pasa a los buffers y se convierte en la salida digital Fig.3.5 correspondiente a la señal de entrada.

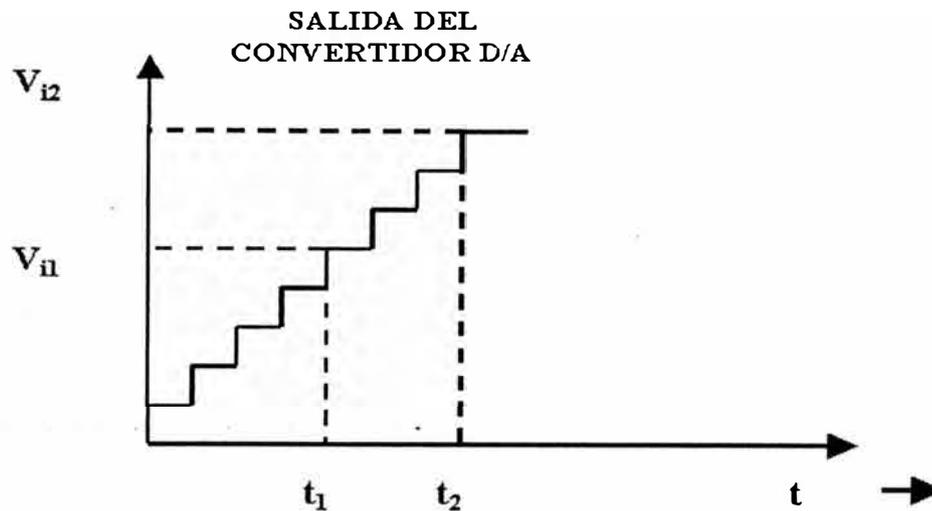


FIG.3.5 Salida del Convertidor D/A

Dicho tiempo de conversión viene dado por la expresión 3.2:

$$t = \frac{V_i \cdot x 2^n}{f \times V_{\text{FONDO DE ESCALA}}} \quad 3.2)$$

sus buffers de salida. En la puesta en marcha tanto el integrador como el contador son puestos a cero por el circuito de control.

3.6 CONVERTIDOR A/D DE APROXIMACIONES SUCESIVAS

Es uno de los tipos de convertidores más usados, tienen un tiempo fijo de conversión que no depende de la señal analógica. En la figura 3.6 se muestra la configuración básica de un CAS. La lógica de control modifica bit por bit el contenido del registro hasta que el contenido de este se convierte en el equivalente digital de la entrada analógica V_A dentro de la resolución del convertidor.

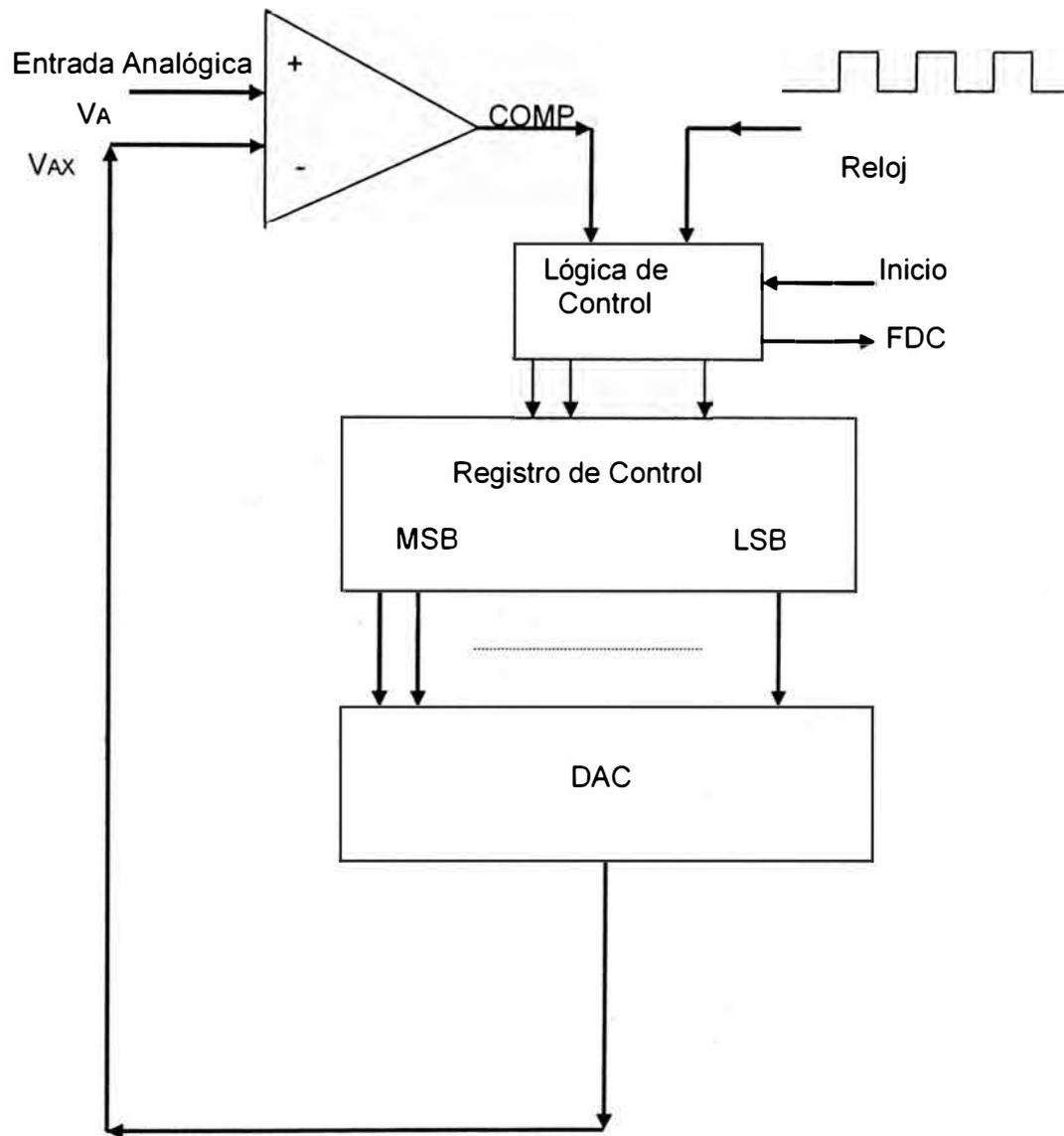


Fig.3.6 Diagrama simplificado de bloques

La secuencia básica de operación está dada por el diagrama de flujo de la figura 3.7. Para explicar el funcionamiento se ha escogido un DAC de 4 bits con un tamaño de paso igual a 1 voltio, los cuatro bits del registro que sirven como entradas al DAC tienen como factores de ponderación 8, 4, 2, 1 voltio respectivamente. Suponiendo que la entrada es $V_A = 10.5$ Voltios. La operación del convertidor comienza cuando la lógica de control borra todos los bits del registro y con ello los pone en cero; es así como $Q_3 = Q_2 = Q_1 = Q_0 = 0$. Escribiendo esta condición como $[Q] = 0000$. Lo anterior hace que la

salida del A/D sea $V_{AX} = 0V.$, como se indica en el diagrama de temporización de la figura 3.8 , para el tiempo t_0 . Con $V_{AX} < V_A$, la salida del comparador es alto. En el siguiente paso, tiempo t_1 , la lógica de control pone el MSB del registro en 1 de modo que $[Q] = 1000$. Esto hace que $V_{AX} = 8V$. Dado que $V_{AX} < V_A$, la salida del comparador permanece en alto. Este nivel le indica a la lógica de control que la puesta del MSB no causó que V_{AX} excediera V_A : por lo tanto el MSB se mantiene en 1.

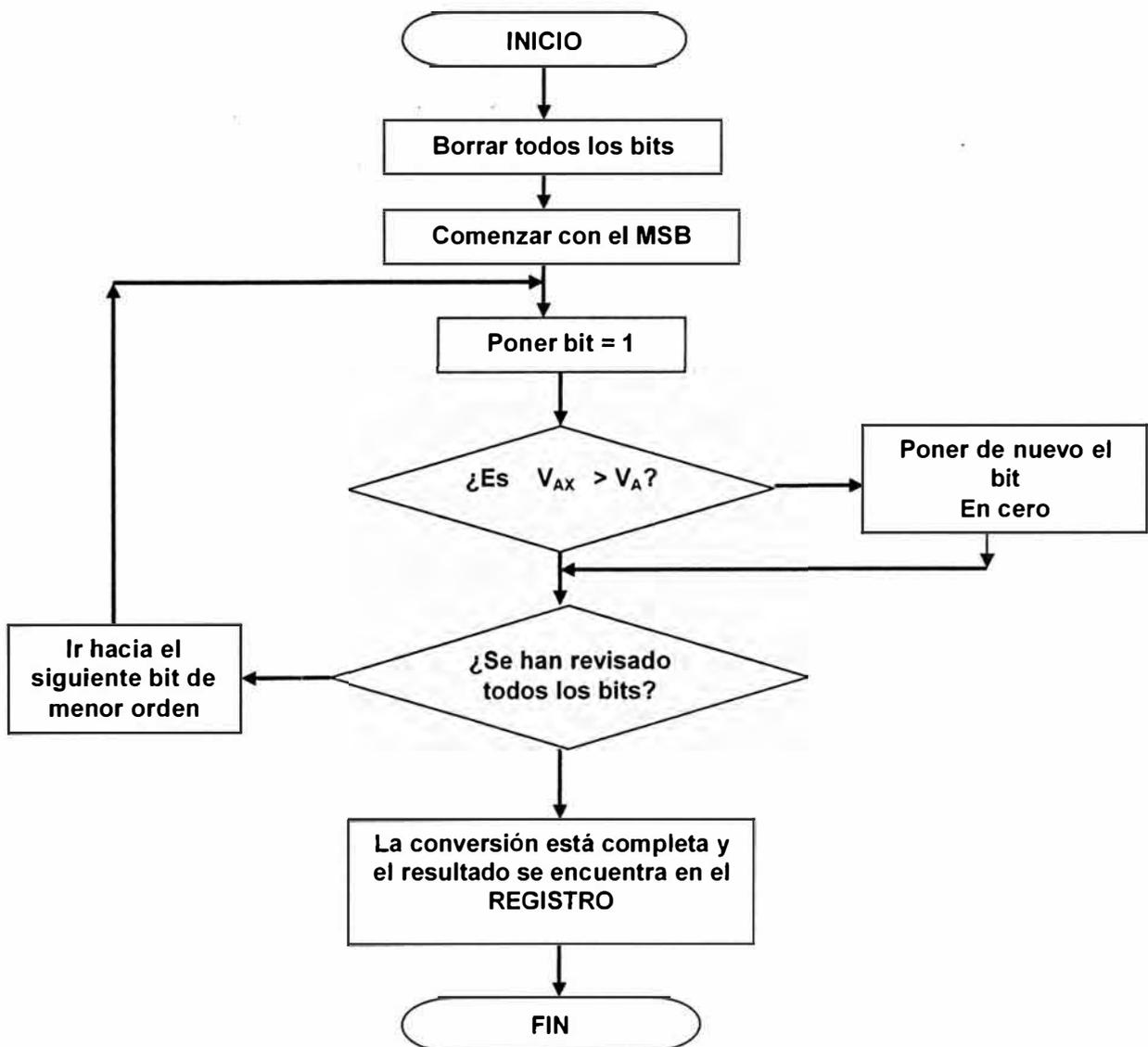


Fig.3.7 Diagrama de flujo para un Convertidor A / D de aproximaciones sucesivas

Ahora la lógica de control avanza hacia el siguiente bit, Q_2 . Lo pone en 1 para producir $[Q] = 1100$ y con ello $V_{AX} = 12$ en t_2 . Dado que $V_{AX} > V_A$, la salida COMP cambia hacia el estado BAJO. Esto indica a la lógica de control que el valor de V_{AX} es demasiado grande; por tanto, la lógica de control pone a Q_2 en cero en t_3 . De este modo, el contenido del registro regresa a 1000 y V_{AX} regresa a 8 V.

El siguiente paso ocurre en t_4 , donde la lógica de control pone en 1 el bit correspondiente a Q_1 de modo que $[Q] = 1010$ y $V_{AX} = 10$ V. Con $V_{AX} < V_A$, COMP es ALTO y le indica a la lógica de control que mantenga Q_1 en 1.

El paso final ocurre en t_5 , que es donde la lógica de control pone el bit Q_0 en 1 con lo que $[Q] = 1011$ y $V_{AX} = 11$ V. Dado que $V_{AX} > V_A$, COMP cambia al estado BAJO para indicar que V_{AX} es demasiado grande y entonces la lógica de control pone de regreso a Q_0 en t_6 .

En ese punto se han procesado todos los bits del registro, la conversión está completa y la lógica de control activa la señal de salida FDC para indicar que en el registro se encuentra el equivalente digital de V_A . Para este ejemplo, la salida digital correspondiente a $V_A = 10.4$ es $[Q] = 1010$. Donde 1010 es equivalente a un voltaje de 10 V, el cual es menor que la entrada analógica; esta es una característica del método de aproximaciones sucesivas

3.7 CONVERTIDOR A/D DE APROXIMACIONES SUCESIVAS ADC0804

La figura.3.8 representa la distribución de terminales para el ADC0804, que es un CI de 20 terminales fabricado con tecnología CMOS y que lleva a cabo la conversión A/D utilizando el método de aproximaciones sucesivas. Características más importantes:

- ◆ Tiene dos entradas analógicas $V_{ENT}(+)$ y $V_{ENT}(-)$, que permite tener entradas diferenciales. En otras palabras, el voltaje real de entrada V_{ENT} es la diferencia en los voltajes aplicados en dichas terminales $[V_{ENT\ analógico} = V_{ENT}(+) - V_{ENT}(-)]$. En mediciones hechas en un solo punto, la entrada analógica se aplica en $V_{ENT}(+)$, mientras que $V_{ENT}(-)$, se conecta a la tierra analógica. Durante la operación normal, el convertidor utiliza $V_{cc} = +5$ V, que es el valor a escala completa.

- ❖ Convierte el voltaje analógico de la entrada en una salida digital de 8bits. La salida es de tres estados, lo que permite conectar el convertidor con facilidad en canales de datos. Con 8 bits la resolución es de $5V / 255 = 19.6 \text{ mV}$.
- ❖ Tiene un circuito de reloj interno que produce una $f = 1 / (1.1 RC)$, donde R y C son los valores de los componentes conectados al convertidor de manera externa. Una frecuencia típica de reloj es de 606 KHz, usando una resistencia de 10K y un condensador de 150 pf. Si se desea también puede usarse un reloj externo, este se conecta a al terminal del reloj dentro del CI.
- ❖ Al utilizar la frecuencia de 6060 KH, el tiempo de conversión es de aproximadamente 100 μs .
- ❖ Tiene conexiones a tierra por separado para los voltajes analógicos y digitales. La patilla 8 se conecta a la tierra analógica y se conecta al punto común que sirve como referencia en el circuito analógico que genera dicho voltaje. La patilla 10 es la tierra digital, que es la que utilizan todos los dispositivos digitales que integran el sistema. La tierra digital es ruidosa como consecuencia de los rápidos cambios de corriente que tienen su origen cuando los dispositivos digitales cambian de estado. Se usa una tierra analógica aparte para asegurarse que el ruido de la tierra digital no sea la causa de un cambio prematuro en la salida del comparador analógico que se encuentra dentro del conversor A / D.

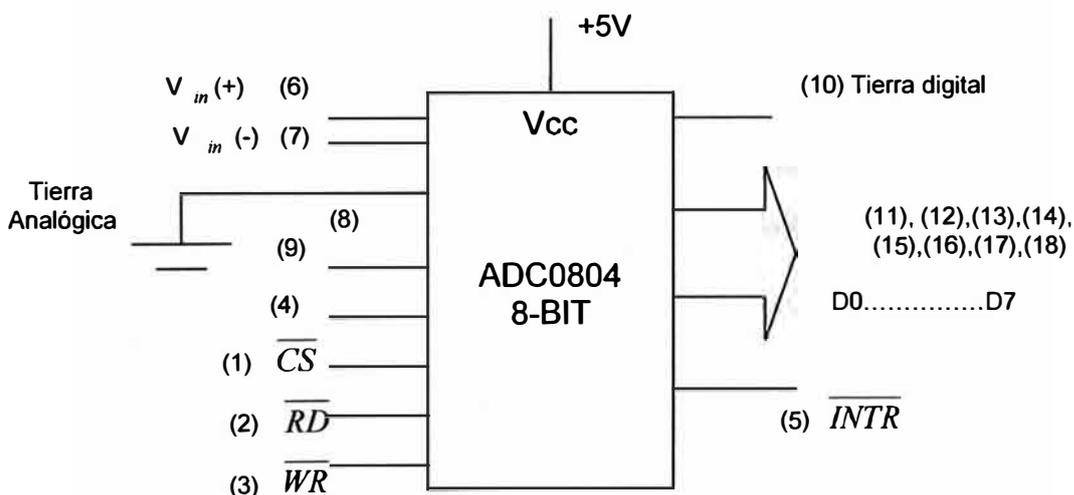


Fig.3.8 CI ADC0804 utilizado en la simulación

Este CI está diseñado para ser conectado con facilidad al canal de datos de un microprocesador. Por esta razón, los nombres de algunas entradas y salidas del ADC0804 tienen su origen en las funciones que son comunes en los sistemas basados en un microprocesador. Las funciones de entrada y salida son las siguientes:

CS Habilitación del microcircuito (Chip Select) Esta entrada debe encontrarse en su estado activo en BAJO para que las entradas *RD* o *WR* tengan efecto. Con *CS* en el estado alto, las salidas digitales se encuentran en su estado de alta impedancia y no se lleva a cabo ninguna conversión.

RD Read. Esta entrada se emplea para habilitar los buffers de las salidas digitales. Con *CS = RD =* Bajo, las terminales correspondientes a las salidas lógicas tienen niveles lógicos que representan el resultado de la *última conversión A/D*. La microcomputadora puede leer entonces estos datos digitales en el canal de los datos del sistema.

WR Escribir. Un pulso bajo es aplicado a esta entrada para señalar el inicio de una nueva conversión. De hecho es una entrada de inicio de conversión. Es llamada entrada Escribir porque en una aplicación típica de microcomputadora generará un pulso "escribir" (similar al utilizado para escribir en una memoria) que manejará esta entrada.

INTR Interrumpir. Esta salida irá al estado "alto" al inicio de una conversión y retornará a Bajo al final de la misma. Es en realidad una señal de salida de fin de conversión pero es llamada INTERRUPIR porque en una situación típica se envía a la terminal correspondiente de un microprocesador para obtener atención del mismo y hacerle conocer que los datos del ADC están listos para leerse.

$V_{REF}/2$. Esta es una entrada opcional que puede emplearse para disminuir el voltaje de referencia interno y con ello cambiar el rango analógico de entrada que el convertidor puede manejar. Cuando esta entrada no está conectada, permanece en 2.5V. ($V_{cc}/2$), debido a que en este caso V_{cc} se emplea como referencia. Si se conecta un voltaje externo en la terminal, la referencia interna cambia y su valor es el doble del correspondiente al voltaje externo, como se muestra en la Tabla 3.1

Tabla 3.1 Resolución del Conversor A / D, debido al voltaje de referencia.

$V_{REF} / 2$	Rango de entrada analógico (V)	Resolución (mV)
Abierto	0-5	19.6
2.25	0-4.5	17.6
2.0	0-4	15.7
1.5	0-3	11.8

Salida de reloj CLK OUT. Para utilizar el reloj interno, se conecta una resistencia a la salida. La señal de reloj interno aparece en esta terminal.

Entrada de reloj CLK IN. Se utiliza como entrada de reloj externo, o para conectar un capacitor cuando se hace uso del reloj interno.

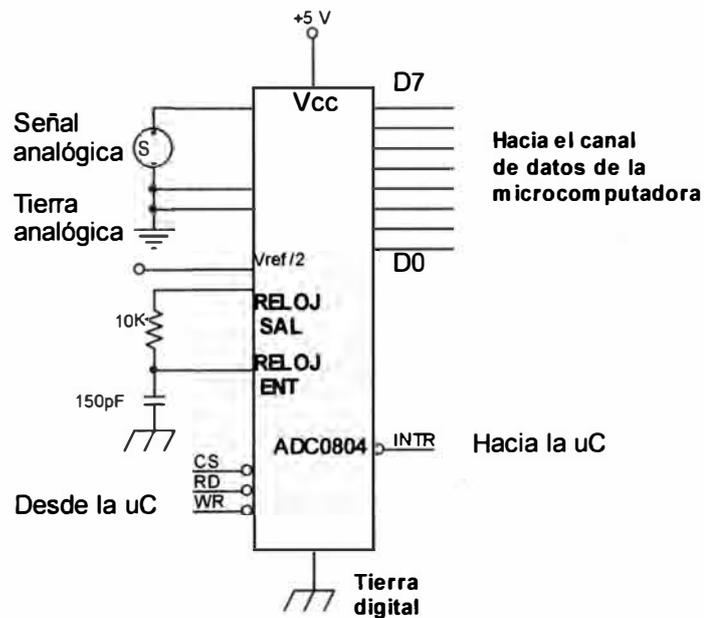


Fig.3.9 Conexiones comunes necesarias para interconectar el Conversor A/D 0804 a una microcomputadora

En el Anexo B1, se conecta la figura 2.14, que es el circuito de simulación de captura de la señal, con el convertidor convertidor A/D 0804.

CAPITULO IV

FILTROS ACTIVOS

4.1 INTRODUCCION

Se tiene una idea, aunque sea intuitiva, del concepto de filtro, dispositivo que existe en casi todos los circuitos electrónicos, sobre todo en los destinados a las telecomunicaciones y a la instrumentación industrial. En la actualidad, por ejemplo, las redes de comunicación de datos se han beneficiado mucho de los filtros activos, ya que los ordenadores se conectan a la red telefónica a través de equipos denominados MODEM (MODulator-DEModulator), cuyos filtros activos son parte fundamental.

Un filtro eléctrico es un cuadripolo capaz de atenuar determinadas frecuencias del espectro de la señal de entrada y permitir el paso de las demás.

Se denomina espectro de una señal a su descomposición en una escala de amplitudes respecto de la frecuencia, y se hace por medio de las series de Fourier o con el analizador de espectro. Obsérvese que mientras el osciloscopio es un instrumento que analiza la señal en relación con el tiempo, el analizador lo hace con relación a la frecuencia.

En el presente capítulo se estudian los filtros activos cuando la señal que se aplica a la entrada es senoidal considerando que es ésta la salida de las termocuplas.

4.2 VENTAJAS E INCONVENIENTES DE LOS FILTROS ACTIVOS.

En comparación con los pasivos, los filtros activos poseen una serie de ventajas:

- a) Permiten eliminar las inductancias que, en bajas frecuencias, son voluminosas, pesadas y caras.
- b) Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.
- c) Proporcionan una gran amplificación de la señal de entrada (ganancia), lo que es importante al trabajar con señales de niveles muy bajos.
- d) Permiten mucha flexibilidad en los proyectos.

Por otro lado, tienen una serie de inconvenientes:

- a) Exigen una fuente de alimentación.
- b) Su respuesta de frecuencia esta limitada por la capacidad de los AOP's utilizados.
- c) Es imposible su aplicación en sistemas de media y alta potencia (por ejemplo, en los filtros que emplean los conversores e inversores construidos con tiristores que se utilizan en la industria).

A pesar de estas limitaciones, los filtros activos prestan cada vez un mayor servicio en el campo de la electrónica, especialmente en las áreas de instrumentación y telecomunicaciones. Dentro de la primera es interesante destacar la electromedicina o bioelectrónica, cuyos equipos hacen gran uso de ellos, principalmente cuando operan en bajas frecuencias.

4.3 CLASIFICACION

Los filtros pueden clasificarse atendiendo a tres aspectos:

- A la función que llevan a cabo,
- A la tecnología empleada,
- A la función matemática utilizada para conseguir la curva de respuesta.

Al primer grupo pertenecen los cuatro tipos siguientes:

a) Filtro pasa bajo (PB)

Solo permite el paso de las frecuencias inferiores a una determinada f_c (denominada de corte). Las frecuencias superiores resultan atenuadas

b) Filtro pasa alto (PA)

Deja pasar las frecuencias que se hallan por encima de una determinada f_c (de corte) atenuando las inferiores.

c) Filtro pasabanda (PF)

Permite el paso de las frecuencias situadas dentro de una banda delimitada por una frecuencia de corte inferior (f_{c1}) y otra superior (f_{c2}). Las frecuencias que estén fuera de esta banda son atenuadas.

d) Filtro de rechazo de banda (RF)

Permite el paso de las frecuencias inferiores o superiores a dos frecuencias determinadas, que se denominan de corte inferior (f_{c1}) y superior (f_{c2}),

respectivamente. Son atenuadas las frecuencias comprendidas en la banda que delimitan f_{c1} y f_{c2} .

La figura 4.1. muestra los símbolos adoptados para cada una de estas funciones y la Figura 4.2. las curvas de respuesta ideales (en línea continua) de cada uno de los filtros.

En la figura 4.2 (a) están las gráficas de la ganancia en función de la frecuencia de señal. En la práctica es imposible obtener estos resultados ideales, aunque se pueden realizar aproximaciones satisfactorias. Las líneas a trazos representan las respuestas reales de los filtros. Llamaremos K a la ganancia del filtro.

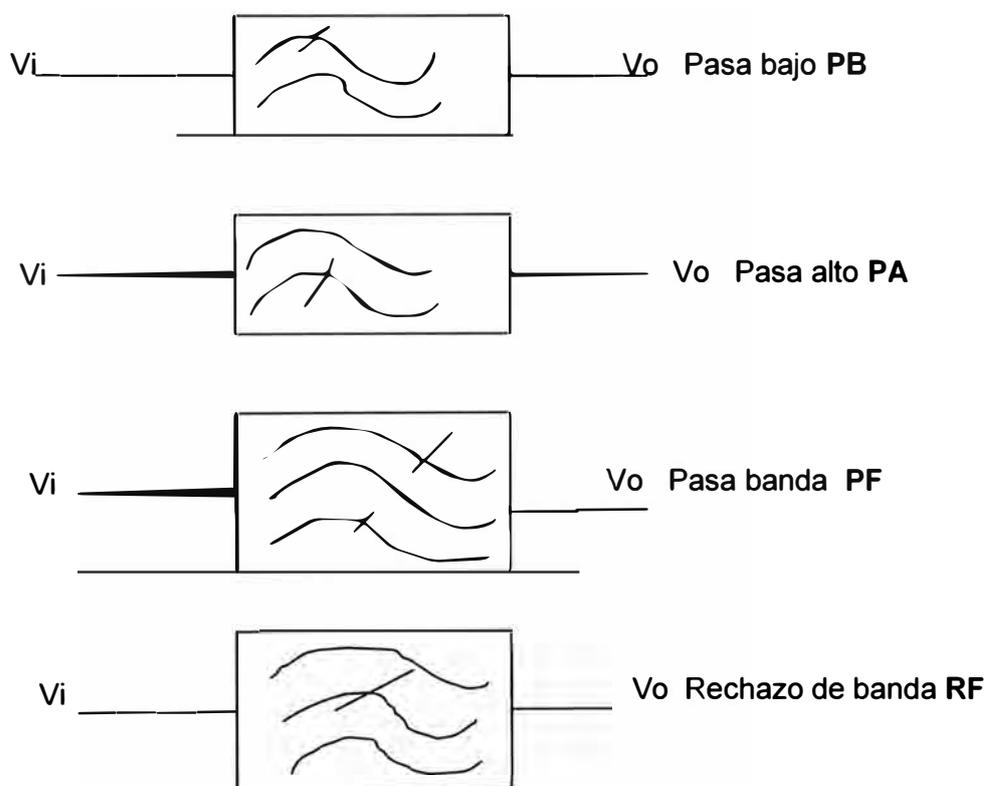


Figura 4.1 Simbología utilizada para representar los Filtros Activos

La curva de respuesta de un filtro real puede dividirse en varias bandas. Veamos esto para un filtro PB:

- Banda de paso (0 a f_c)
- Banda de transición (de f_c a f_s),
- Banda de corte (por encima de f_s).

La figura 4.2 (b) muestra estas tres bandas para el filtro PB y la figura 4.2 (c) las cinco bandas de uno PF, ya que este último tiene dos bandas de transición y dos

de corte. Escogemos f_s como el punto donde la amplitud se reduce al 10% del valor máximo. Esta elección, aunque arbitraria, es perfectamente aceptable en la práctica.

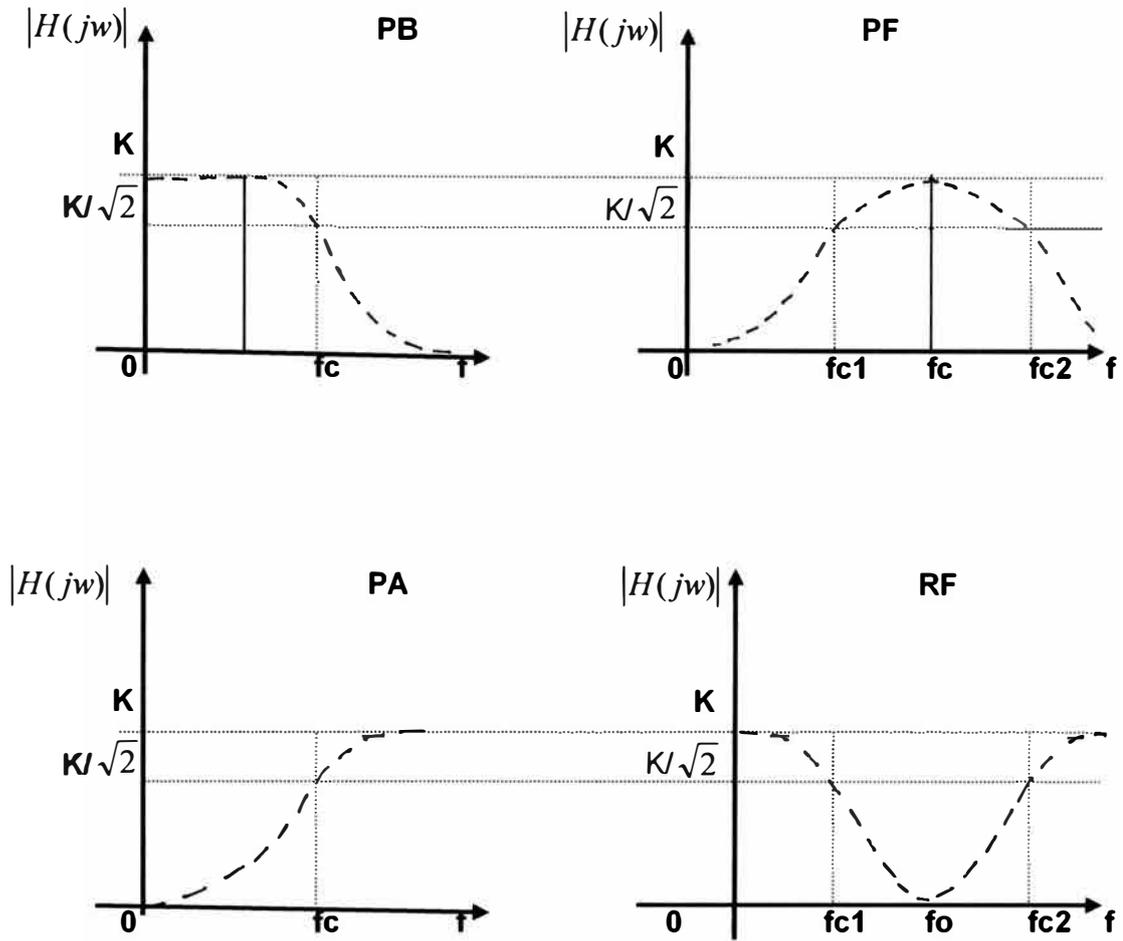


Fig.4.2 a) Gráficas de la ganancia en función de la frecuencia de la señal

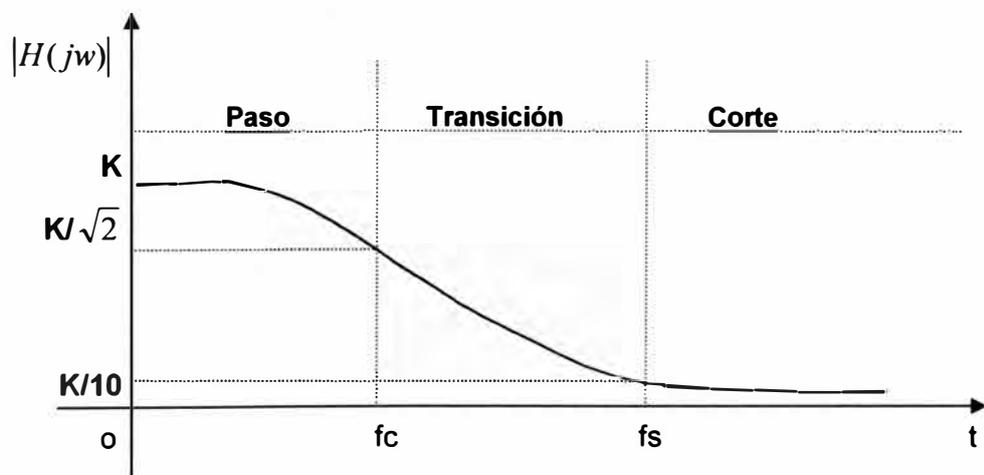


Fig.4.2 b) Bandas para un filtro PB

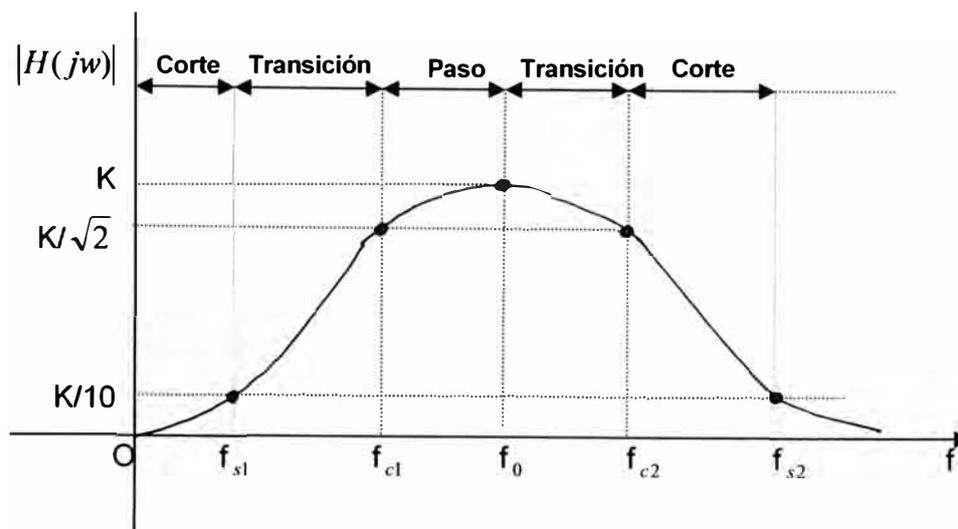


Fig.4.2c) Cinco bandas de un filtro PF

Dentro del segundo grupo los filtros se clasifican atendiendo a la tecnología empleada:

a) Filtros pasivos

Están contruidos exclusivamente con elementos pasivos como resistencias, condensadores y bobinas. Estos filtros son inviables en bajas frecuencias al exigir inductancias muy grandes.

b) Filtros Activos

Constan de elementos pasivos asociados a otros activos (válvulas, transistores o amplificadores operacionales)

La primera generación de estos filtros utilizaba las válvulas, por lo que tenían un consumo de potencia muy alto, ruidos, baja ganancias, etc.

La segunda empleaba transistores como elementos activos y, aunque tenía más ventajas que la anterior, no tenía unas características enteramente satisfactorias.

La tercera generación, objeto de nuestro estudio, utiliza los amplificadores operacionales. La alta resistencia de entrada y la baja resistencia de salida de los AOP's, además de otras características, permiten la realización de filtros con cualidades óptimas.

c) Filtros digitales

Estos filtros llevan componentes digitales. La señal analógica es convertida en digital mediante un sistema de conversión A/D. La señal binaria resultante se trata en el filtro digital y a continuación se reconvierte en analógica en un convertidor

D/A. Estos filtros son útiles para procesar simultáneamente muchos canales de transmisión.

Para finalizar, el tercer grupo de la clasificación hace referencia a la función matemática (o aproximación) utilizada para proyectar el filtro.

Los tipos más comunes de aproximaciones son los siguientes:

Butterworth

Chebyshev

Cauer

Cada uno tiene una función matemática específica que permite aproximar su curva de respuesta a la ideal de cada tipo de filtro. En los apartados siguientes se estudiarán los dos primeros, por ser los más sencillos y los más utilizados en la práctica. La función de Cauer, denominada también elíptica, es la mayor exactitud.

4.4 RESONANCIA, FACTOR Q_0 Y SELECTIVIDAD

Trataremos ahora, basándonos en el circuito RLC serie, algunos temas de la teoría de circuitos que nos serán de utilidad en el estudio de los filtros activos.

El circuito RLC de la figura 4.3 tiene, estando el circuito abierto, una impedancia de entrada que viene dada por:

$$Z_i(\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (4.1)$$

Se dice que el circuito está en resonancia serie cuando $Z_i(\omega)$ es real (con lo que $|Z_i(\omega)|$ es mínimo), es decir, si

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{o} \quad \omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

Tendremos la máxima corriente en el circuito.

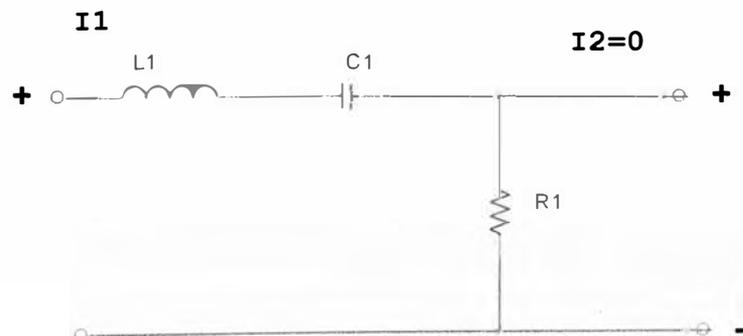


Fig. 4.3 Circuito RLC utilizado para medir la impedancia Z .

La figura 4.4 representa la variación de la fase en el circuito RLC serie, en función de la frecuencia.

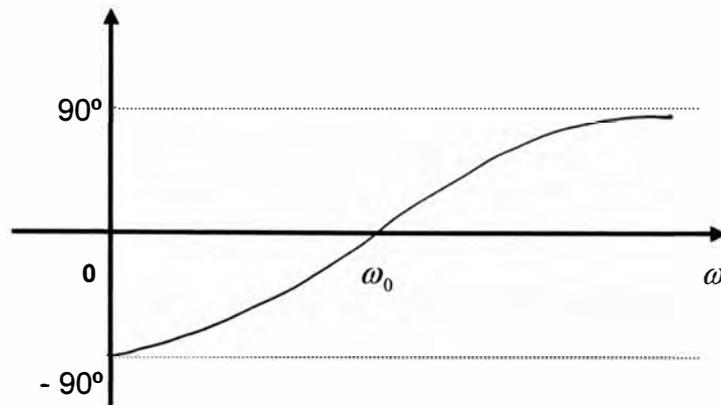


Fig 4.4 Variación de fase en el circuito RLC

La respuesta de frecuencia (en módulo) está dibujada en la figura 4.5. Nótese que da una atenuación de la ganancia por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia ω_0 . Considerando la respuesta máxima (en ω_0) igual a la unidad, como un proceso de normalización del valor máximo de la curva de respuesta, en los puntos donde sea 0,707 (puntos de potencia media) tendremos las frecuencias ω_{c1} y ω_{c2} que determinan el ancho de banda, dado por:

$$BW = \omega_{c2} - \omega_{c1} \quad \text{o} \quad BW = f_{c2} - f_{c1} \quad (4.3)$$

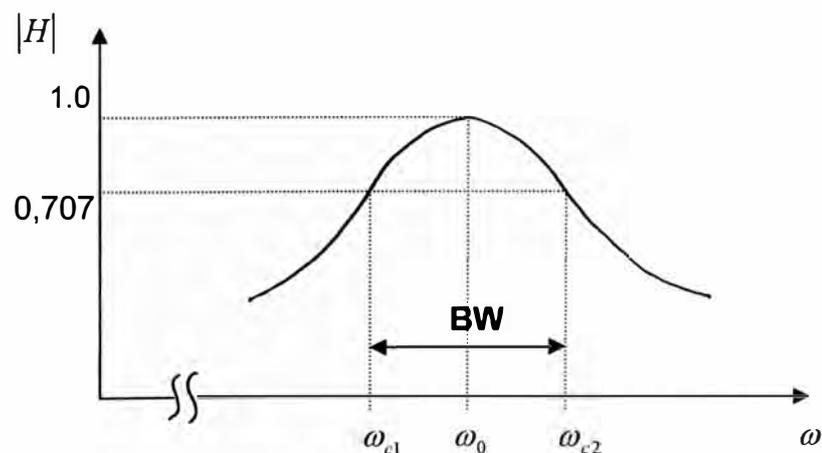


Fig. 4.5 Respuesta del circuito RLC en función de la frecuencia

Se define el factor de calidad para el circuito RLC serie cuando esta en resonancia, como $Q = \omega_0 L / R$. Ahora las frecuencias de potencia media pueden expresarse en términos de los elementos del circuito, o de ω_0 y Q_0 , de la manera siguiente:

$$(a) \quad \omega_{c2} = \omega_0 \left(\sqrt{1 + \frac{1}{4Q_0^2}} + \frac{1}{2Q_0} \right) \quad (4.4)$$

$$(b) \quad \omega_{c1} = \omega_0 \left(\sqrt{1 + \frac{1}{4Q_0^2}} - \frac{1}{2Q_0} \right) \quad (4.5)$$

Restando miembro a miembro las anteriores expresiones se tiene lo que indica que cuanto mayor sea el "Factor de calidad" tanto mas estrecho será el ancho de banda, o sea, mayor será la "selectividad" del circuito. Adviértase que Q_0 es un factor adimensional.

$$BW = \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{f_0}{Q_0} \quad (4.6)$$

Del grafico de la figura 4.5 se deduce que el circuito RLC serie puede ser considerado como un filtro PF y, puesto que su comportamiento no es ideal, es preciso definir los puntos de corte en función de algún concepto físico. Así se toman puntos de corte los de media potencia (donde la ganancia es el 70.7% de la ganancia máxima, también denominados puntos de 3dB de atenuación, que es la medida en decibelios de esta perdida de ganancia). Esta definición es valida para los cuatro filtros de la figura 4.1.

Otro concepto importante, ya mencionado, es el de selectividad, termino frecuente ene. Área de telecomunicaciones y que puede definirse como "la capacidad de un circuito para seleccionar, en un espectro de frecuencias dado, una determinada frecuencia". Este concepto tiene mucha importancia en los filtros PF y RF, aplicándose escasamente en los demás. A pesar de que no hay acuerdo sobre la definición del factor Q_0 , creemos que la dada aquí es la que mejor se acomoda a nuestros propósitos:

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\omega_{c2} - \omega_{c1}} = \frac{f_0}{f_{c2} - f_{c1}} = \frac{f_0}{BW} \quad (4.7)$$

Debemos recordar que un factor Q_0 alto conlleva una selectividad también alta (para un valor fijo de f_0), ya que implica un menor ancho de banda (BW), y viceversa. La figura 4.6. Ilustra este hecho.

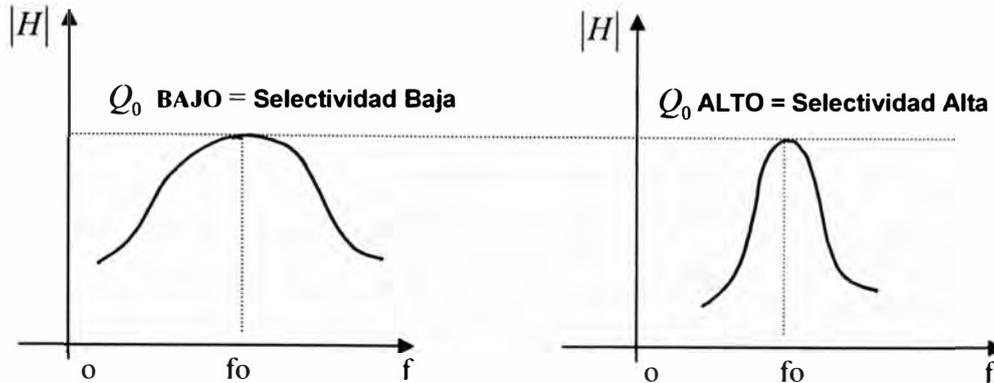


Fig.4.6 Factor Q_0 , ancho de banda y selectividad

4.5 FILTROS DE BUTTERWORTH

La respuesta de un filtro de esta clase esta dada por la siguiente función:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.8)$$

aproximación para un filtro PB.

El orden del filtro es el número de polos de su función de transferencia y en términos físicos el número de redes de retardo presentes en su estructura.

La figura 4.7 muestra diversas curvas de respuesta, obtenidas de la ecuación 4.8, tomando $K_{PB} = 1$ y $n = 2, 4, 6, 8$.

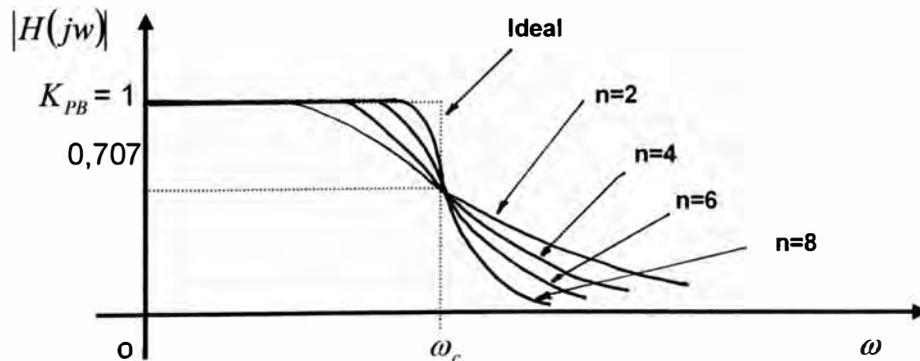


Fig.4.7 Diversas curvas de respuestas obtenidas a partir de la ecuación 4.8

Si se observa la figura anterior, puede comprobarse como la curva de respuesta se aproxima gradualmente a la curva ideal del filtro a medida que n aumenta.

La curva de respuestas Butterworth se denomina también de “respuesta plana” debido a que no presenta rizado (RIPPLE). Es, pues, una curva monótona decreciente en todas las frecuencias. La máxima aproximación a la curva ideal tiene lugar en las proximidades del punto $\omega = 0$, como se puede apreciar en la figura 4.7.

Si en la ecuación 4.8 se hace $\omega \gg \omega_c$, se tendrá

$$|H(j\omega)| \cong K_{PB} \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^n \quad (4.9)$$

Y expresándola en decibelios,

$$|H(j\omega)|(dB) \cong 20 \log K_{PB} - 20n \log \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (4.10)$$

Lo que permite calcular la atenuación, que viene dada por

$$TA = -20n \log \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (4.11)$$

Esto es, un filtro butterworth de primer orden tiene una atenuación de 20dB/década, uno de segundo de 40dB/década, uno de tercero de 60dB/década, que es el filtro que se está usando en la simulación, como se muestra en el Anexo B-1. Estas atenuaciones son relativas al valor de ganancia máximo, que es $20 \log K_{PB}$.

CONCLUSIONES

- 1.-Las termocuplas son sensores de temperatura que hasta el momento no han podido ser superadas por el amplio margen de temperaturas que abarcan desde los -200°C hasta los 2800°C , además de su bajo costo.
- 2.- El factor ambiental también es determinante, las termocuplas pueden trabajar satisfactoriamente sin vainas o tubos protectores en atmósferas oxidantes e inertes, así como también en atmósferas húmedas a temperaturas sub cero, debido a sus elevadas fem y buena resistencia a la corrosión, además de la gran variedad de materiales con que se cuenta para fabricar las termocuplas.
- 3.-Las señales en micro o mili voltios pueden ser amplificadas y llevadas a la etapa conversora y ser procesadas por un computador, el uso de la etapa de filtrado es opcional, ya que será necesaria en atmósferas ruidosas. Las fuentes deben ser no ruidosas para poder evitar el error en las mediciones de temperatura.
- 4.-Las termocuplas tienen un mercado futuro, pues los dispositivos mas cercanos que podrían usarse son los de estado sólido, la tecnología del Thin Film, pero ésta no tiene todavía las bondades de estabilidad en temperatura y velocidad, así como en los bajos costos que tienen las termocuplas en comparación con otros sensores de temperatura..

ANEXO A

PUENTE EQUILIBRADO 250mV SENSOR DE COMPENSACION AL A
TEMPERATURA DE 25 GRADOS

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

CONVERSOR ANALOGICO DIGITAL

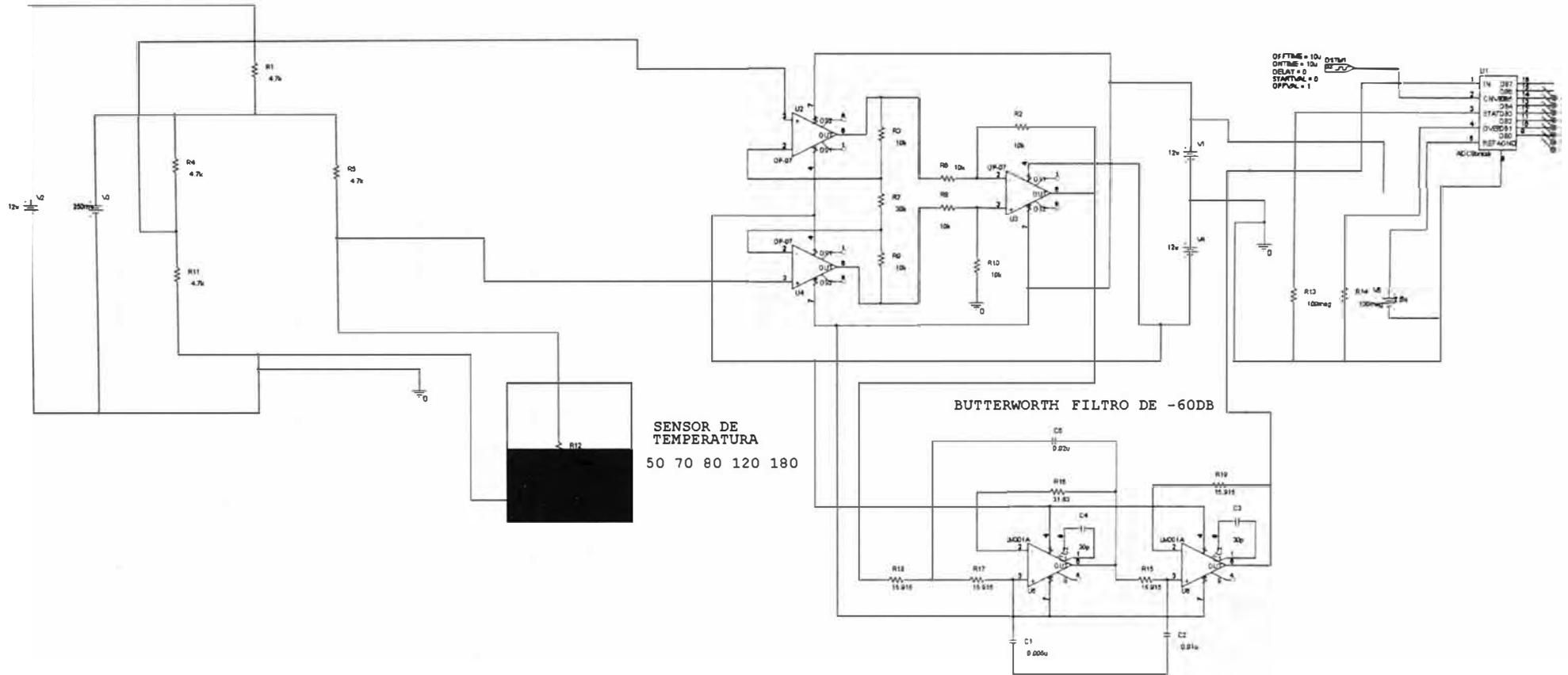


FIG. A1- CIRCUITO AMPLIFICADOR DE LA SEÑAL DE LA TERMOCUPLA PARA SIMULACIÓN

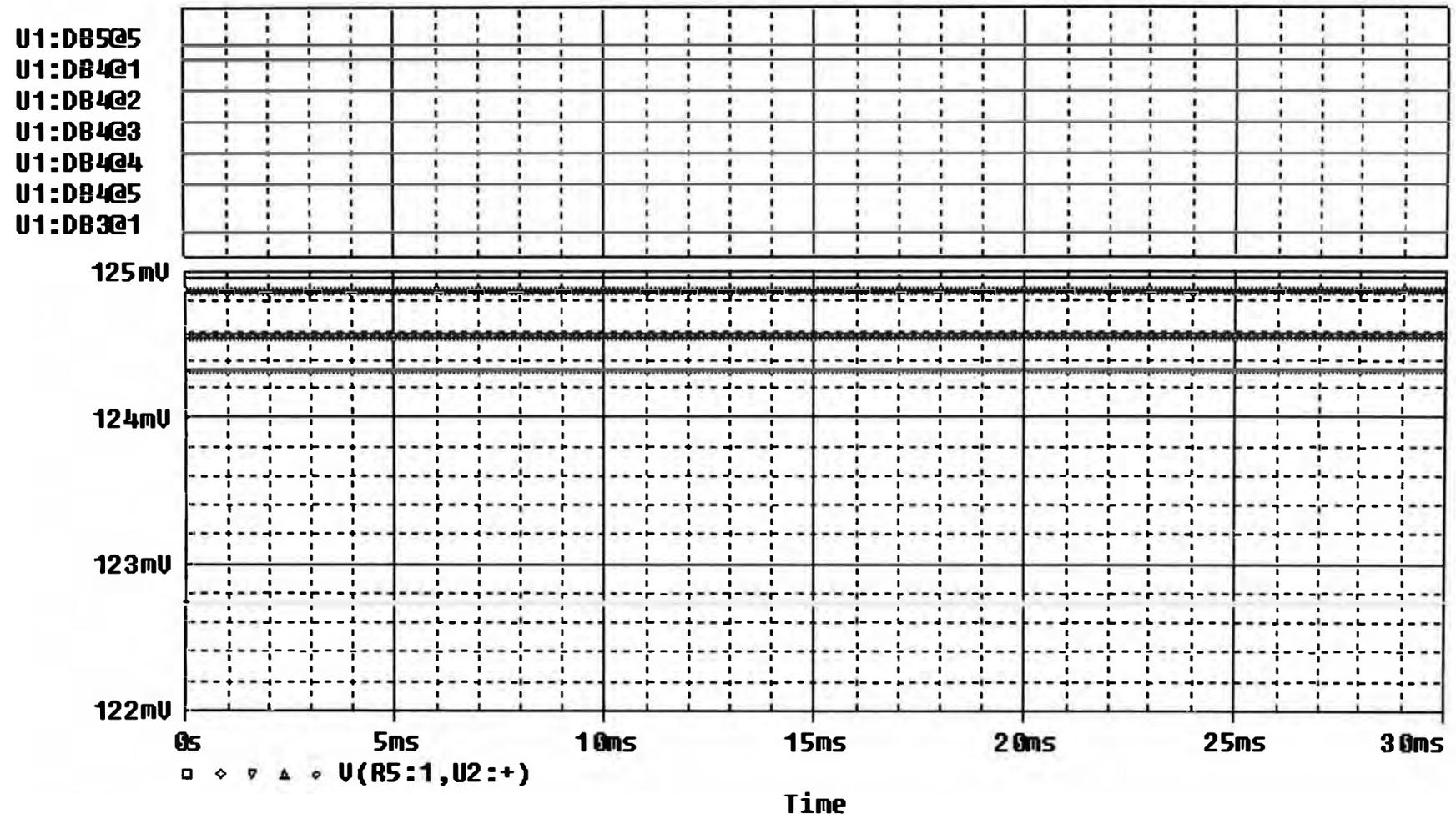


FIGURA A-2 RESULTADOS DE LA SIMULACION

ANEXO B

PUENTE EQUILIBRADO 250MV SENSOR DE COMPENSACION AL A
TEMPERATURA DE 25 GRADOS

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

CONVERSION ANALOGICO DIGITAL

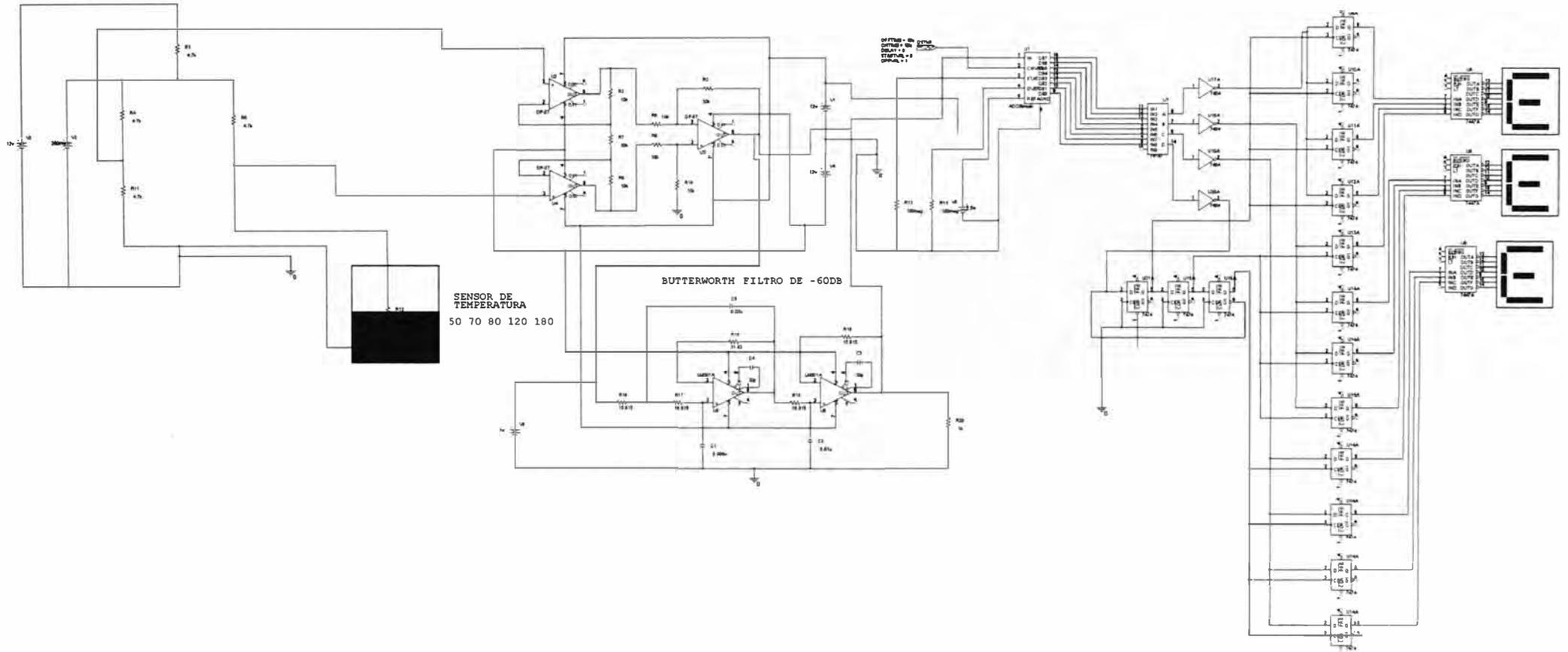


FIG. B-1 CIRCUITO PARA SIMULACIÓN USANDO DISPLAY

ANEXO C

LM35

Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in ° Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of $\pm 1/4^\circ\text{C}$ at room temperature and $\pm 3/4^\circ\text{C}$ over a full -55 to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only $60\ \mu\text{A}$ from its supply, it has very low self-heating, less than 0.1°C in still air. The LM35 is rated to operate over a -55° to $+150^\circ\text{C}$ temperature range, while the LM35C is rated for a -40° to $+110^\circ\text{C}$ range (-10° with improved accuracy). The LM35 series is available pack-

aged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-220 package.

Features

- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear $+10.0\ \text{mV}/^\circ\text{C}$ scale factor
- 0.5°C accuracy guaranteeable (at $+25^\circ\text{C}$)
- Rated for full -55° to $+150^\circ\text{C}$ range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than $60\ \mu\text{A}$ current drain
- Low self-heating, 0.08°C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^\circ\text{C}$ typical
- Low impedance output, $0.1\ \Omega$ for 1 mA load

Typical Applications

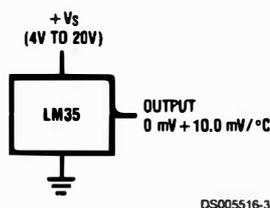
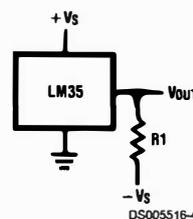


FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor
($+2^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$)

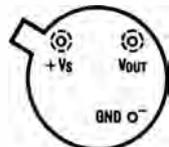


Choose $R_1 = -V_S/50\ \mu\text{A}$
 $V_{\text{OUT}} = +1,500\ \text{mV}$ at $+150^\circ\text{C}$
 $= +250\ \text{mV}$ at $+25^\circ\text{C}$
 $= -550\ \text{mV}$ at -55°C

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

Connection Diagrams

**TO-46
Metal Can Package***



BOTTOM VIEW
DS005516-1

*Case is connected to negative pin (GND)

Order Number LM35H, LM35AH, LM35CH, LM35CAH or LM35DH

See NS Package Number H03H

**TO-92
Plastic Package**

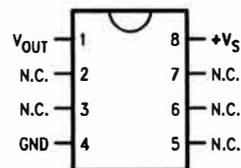


BOTTOM VIEW
DS005516-2

**Order Number LM35CZ,
LM35CAZ or LM35DZ**

See NS Package Number Z03A

**SO-8
Small Outline Molded Package**

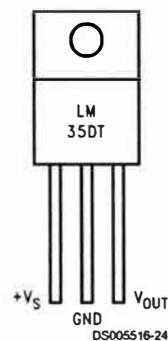


DS005516-21

N.C. = No Connection

Top View
Order Number LM35DM
See NS Package Number M08A

**TO-220
Plastic Package***



DS005516-24

*Tab is connected to the negative pin (GND).

Note: The LM35DT pinout is different than the discontinued LM35DP.

Order Number LM35DT
See NS Package Number TA03F

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+35V to -0.2V
Output Voltage	+6V to -1.0V
Output Current	10 mA
Storage Temp.:	
TO-46 Package,	-60°C to +180°C
TO-92 Package,	-60°C to +150°C
SO-8 Package,	-65°C to +150°C
TO-220 Package,	-65°C to +150°C
Lead Temp.:	
TO-46 Package, (Soldering, 10 seconds)	300°C

TO-92 and TO-220 Package, (Soldering, 10 seconds)	260°C
SO Package (Note 12)	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2500V
Specified Operating Temperature Range: T_{MIN} to T_{MAX} (Note 2)	
LM35, LM35A	-55°C to +150°C
LM35C, LM35CA	-40°C to +110°C
LM35D	0°C to +100°C

Electrical Characteristics

(Notes 1, 6)

Parameter	Conditions	LM35A			LM35CA			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.2	± 0.5		± 0.2	± 0.5		°C
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.3			± 0.3		± 1.0	°C
	$T_A = T_{MAX}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		°C
	$T_A = T_{MIN}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4		± 1.5	°C
Nonlinearity (Note 8)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.18		± 0.35	± 0.15		± 0.3	°C
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	$+10.0$	$+9.9,$ $+10.1$		$+10.0$		$+9.9,$ $+10.1$	mV/°C
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1$ mA	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		mV/mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.5		± 3.0	± 0.5		± 3.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.05		± 0.01	± 0.05		mV/V
	$4V \leq V_S \leq 30V$	± 0.02		± 0.1	± 0.02		± 0.1	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5V, +25^\circ\text{C}$	56	67		56	67		µA
	$V_S = +5V$	105		131	91		114	µA
	$V_S = +30V, +25^\circ\text{C}$	56.2	68		56.2	68		µA
	$V_S = +30V$	105.5		133	91.5		116	µA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4V \leq V_S \leq 30V, +25^\circ\text{C}$	0.2	1.0		0.2	1.0		µA
	$4V \leq V_S \leq 30V$	0.5		2.0	0.5		2.0	µA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		$+0.39$		$+0.5$	$+0.39$		$+0.5$	µA/°C
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	°C
Long Term Stability	$T_J = T_{MAX}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			°C

Electrical Characteristics

(Notes 1, 6)

Parameter	Conditions	LM35			LM35C, LM35D			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy, LM35, LM35C (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.5			± 0.5		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$	± 0.8	± 1.5		± 0.8		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$	± 0.8		± 1.5	± 0.8		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Accuracy, LM35D (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$				± 0.6	± 1.5		$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.3		± 0.5	± 0.2		± 0.5	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	+10.0	+9.8, +10.2		+10.0		+9.8, +10.2	mV/ $^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1$ mA	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 2.0		± 0.4	± 2.0		mV/mA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.5		± 5.0	± 0.5		± 5.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.1		± 0.01	± 0.1		mV/V
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	± 0.02		± 0.2	± 0.02		± 0.2	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56	80		56	80		μA
	$V_S = +5\text{V}$	105		158	91		138	μA
	$V_S = +30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56.2	82		56.2	82		μA
	$V_S = +30\text{V}$	105.5		161	91.5		141	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	2.0		0.2	2.0		μA
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	0.5		3.0	0.5		3.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.39		+0.7	+0.39		+0.7	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of <i>Figure 1</i> , $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{\text{MAX}}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			$^\circ\text{C}$

Note 1: Unless otherwise noted, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM35 and LM35A; $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +110^\circ\text{C}$ for the LM35C and LM35CA; and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +100^\circ\text{C}$ for the LM35D. $V_S = +5\text{Vdc}$ and $I_{\text{LOAD}} = 50 \mu\text{A}$, in the circuit of *Figure 2*. These specifications also apply from $+2^\circ\text{C}$ to T_{MAX} in the circuit of *Figure 1*. Specifications in **boldface** apply over the full rated temperature range.

Note 2: Thermal resistance of the TO-46 package is $400^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, and $24^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the small outline molded package is $220^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package is $90^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. For additional thermal resistance information see table in the Applications section.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output due to heating effects can be computed by multiplying the internal dissipation by the thermal resistance.

Note 4: Tested Limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 5: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 6: Specifications in **boldface** apply over the full rated temperature range.

Note 7: Accuracy is defined as the error between the output voltage and $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ times the device's case temperature, at specified conditions of voltage, current, and temperature (expressed in $^\circ\text{C}$).

Note 8: Nonlinearity is defined as the deviation of the output-voltage-versus-temperature curve from the best-fit straight line, over the device's rated temperature range.

Note 9: Quiescent current is defined in the circuit of *Figure 1*.

Note 10: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions. See Note 1.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 12: See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" or the section titled "Surface Mount" found in a current National Semiconductor Linear Data Book for other methods of soldering surface mount devices.

BIBLIOGRAFÍA

1. M.K. Zemansky, R.H. Dittman, Calor y Termodinámica McGraw-Hill -1998.
2. Catálogo 2001 de instrumentación de medida –FLUKE.1607614 C-5PN-N.
3. Sears Fundamentos de Física –Tomo II – Editorial Aguilar – 1963
4. Ballano, Oriol Velilla, Otero Arias – Sistemas Electrotécnicos de Potencia Electrónica de Regularización y Control de Potencia – Editorial Paraninfo – 1998.
5. V.P. Preobrazhensky – Mediciones termotécnicas y aparatos para efectuarlas – Tomo I. Ed. MIR. – 1980.
6. Antonio Pertence Junior – Amplificadores Operacionales y filtros activos – McGraw-Hill – 1990.
7. Nobert R. Malik Circuitos Electrónicos, Análisis, Simulación y Diseño – Prentice Hall, INC - 1996.
8. William D. Cooper, Abert D. Helfrick, Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición.
9. Ronald J. Tocci-sistemas Digitales – Principios y Aplicaciones – Sexta Edición – Prentice Hall, México – 1996.