



Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de ingeniería

“Diseño e implementación de un sistema analógico-digital para determinar la temperatura de Curie en materiales ferromagnéticos”

Tesis que para obtener el título de
INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO
presenta:
Julián Gonzalo García Soriano

Director de tesis: Dr. José Israel Betancourt Reyes

Enero de 2009



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

A mi asesor de tesis el Dr. José Israel Betancourt Reyes por sus invaluable consejos, tiempo y paciencia para conmigo.

Al instituto de investigaciones en materiales por permitirme utilizar sus instalaciones y equipo para el desarrollo de este trabajo de tesis.

A la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México por permitirme realizar mis estudios.

Contenido	página
Nomenclatura	7
Introducción	8
1.- Propiedades magnéticas	10
1.1.- Conceptos básicos	10
1.2.- Orden magnético	12
1.3.- Dominios magnéticos	13
1.4.- Efectos de la temperatura en materiales ferromagnéticos	15
1.5.- Ferritas suaves	17
2.- Medición de la permeabilidad	19
2.1.- El transformador y la ecuación de permeabilidad	19
2.2.- Consideraciones para la medición de permeabilidad	21
2.3.- El termopar	22
2.4.- Circuito experimental	26
2.4.1.- Instrumentos de laboratorio	26
2.4.2.- Circuito adquisición de datos	27
2.4.2.1.- Acondicionamiento de señales	27
2.4.2.2.- Medición. Muestreo de señales	32
2.4.2.3.- Transmisión de datos a la PC	34
2.4.3.- Software para visualizar resultados en la PC	36
2.5.- Diseño experimental	41
2.5.1.- Descripción general de las pruebas	41
2.5.2.- Calibración del circuito	42
3.- Conclusiones	47
Anexos	48
A.1.- Tablas de voltaje termoeléctrico y coeficientes para el termopar tipo k	48
A.2.- Método principal del software	50
A.3.- Firmware del microcontrolador	54
A.4.- Coeficientes para filtros Butterworth	58
A.5.- Esquemático y circuito impreso	59
A.6.- Manual de usuario del permeabilómetro	64
A.7.- Hojas de especificaciones de circuitos integrados	73
Bibliografía	101

Índice de figuras	página
Figura 1.1 Representación de la pared de Bloch y la transición de la alineación de los momentos magnéticos.	14
Figura 1.2 Trayectoria común del ciclo de histéresis para materiales ferromagnéticos.	14
Figura 1.3 Alineación de los momentos magnéticos dentro de un dominio magnético a diferentes temperaturas: a) a cero grados Kelvin, b) $T > 0$ K, c) $T \leq T_C$, d) $T > T_C$.	16
Figura 1.4 Curva de la variación de la permeabilidad magnética vs. Temperatura.	17
Figura 2.1. Toroide de sección transversal rectangular.	20
Figura 2.2 Efecto Peltier en la unión de los materiales diferentes.	23
Figura 2.3 Efecto Thomson. Electrones moviéndose de las partes frías de un conductor hacia partes más calientes absorbiendo calor y enfriando el conductor.	23
Figura 2.4 Curvas de los coeficientes de Seebeck para varios tipos de termopares.	25
Figura 2.5 Generador de onda senoidal de frecuencia y amplitud variable.	27
Figura 2.6 Amplificador logarítmico, PM5171, y medidor de voltaje de C.A. RMS a voltaje de C.D.	27
Figura 2.7 Horno programable.	27
Figura 2.8 Divisor de voltaje para obtener voltaje de offset.	28
Figura 2.9. Señal de voltaje en las terminales del termopar.	29
Figura 2.10 Comportamiento en amplitud para filtros Bessel, Butterworth y Tschebyscheff.	29
Figura 2.11. Señal de voltaje de salida del AD620.	29
Figura 2.12 Señal a la salida del filtro pasa-bajas correspondiente a la señal del termopar.	29
Figura 2.13 Configuración Sallen-Key pasabajas, segundo orden, y ganancia unitaria.	30
Figura 2.14 Filtro pasabajas de 4º orden en configuración Sallen-Key.	30
Figura 2.15 Patigrama del convertidor A/D MCP3202.	32
Figura 2.16 Secuencia para envío y recepción de datos del mcp3202.	33
Figura 2.17 Descripción de los pines del RS232 para un conector DB-9.	35
Figura 2.18 Los valores digitales de los voltajes se forman de dos valores de 8-bits.	35
Figura 2.19 Interfaz del programa permeabilidad para determinar la temperatura de Curie.	36
Figura 2.20 Datos proporcionados por el usuario antes de iniciarla adquisición de los datos.	37
Figura 2.21 Diagrama que muestra el punto del sistema donde se realiza la vigilancia del voltaje y el ajuste de ganancia del LT1001.	38
Figura 2.22 Parte del código que se encarga de modificar la ganancia del permeabilómetro.	40
Figura 2.23 Esquema general de conexión para la medición de la temperatura de Curie.	41
Figura 2.24 Curvas obtenidas a diferentes tasas de calentamiento.	42

	página
Figura 2.25 Ejemplo de la curva de temperatura vs permeabilidad para el níquel.	43
Figura 2.26 Curvas de las pruebas 1 y 2 con toroide de níquel.	44
Figura 2.27 Curvas $\mu(T)$ para la serie de ferritas $Zn_{1-x} Ni_x Fe_2 O_3$.	45
Figura A5.1 Esquema de la <i>fuentes de alimentación de voltaje</i> para el permeabilómetro.	59
Figura A5.2 a) Esquemático de la parte analógica del permeabilómetro utilizada para amplificar y filtrar la señal obtenida a la salida del amplificador PM5171.	60
Figura A5.2 b) Esquemático de la parte analógica del permeabilómetro correspondiente a la amplificación y filtrado del voltaje del termopar.	61
Figura A5.3 Esquemático de la parte digital del permeabilómetro.	62
Figura A5.4 Diagrama del circuito impreso del permeabilómetro.	63

Índice de tablas		página
Tabla 1.1	Propiedades magnéticas de las ferritas Mn-Zn y Ni-Zn.	18
Tabla 2.1	Valores de f_{em} para diferentes metales referidos al platino a 100 °C y con una referencia a 0 °C.	24
Tabla 2.2	Ganancia configurable en el amplificador logarítmico PM 5171 de Philips.	31
Tabla 2.3	Datos enviados desde la PC al microcontrolador y las ganancias a las que equivale.	39
Tabla A1.1	Coefficientes del polinomio correspondiente al termopar tipo K.	49
Tabla A4.1	Coefficientes para filtros Butterworth.	58

Nomenclatura

B densidad de flujo magnético [T]

H campo magnético [A/m]

μ Permeabilidad

μ_r Permeabilidad relativa

μ_0 Permeabilidad del vacío 1.26×10^{-6} [H/m]

V_i voltaje a la entrada del transformador.

V_o voltaje a la salida del transformador.

ω frecuencia angular equivalente a $2\pi f$.

f frecuencia [Hz].

I_i corriente a la entrada del transformador.

I_o corriente a la salida del transformador.

N número de vueltas de la bobina.

Y grosor del toroide.

r₁ radio interno del toroide.

r₂ radio externo del toroide.

μ permeabilidad del material del toroide.

N_p número de vueltas del embobinado primario del transformador.

N_s número de vueltas del embobinado secundario del transformador.

I_p corriente en el embobinado primario.

V_p voltaje en las terminales del embobinado secundario.

T_C temperatura de Curie

INTRODUCCIÓN

Los materiales ferromagnéticos son de gran importancia en el campo de la electrónica debido a sus propiedades magnéticas que resultan de gran utilidad al tratar de controlar fenómenos eléctricos o fenómenos térmicos, por ejemplo, para protección contra sobrecorriente se puede utilizar la temperatura de Curie que nos indica cuando un sistema llega a un punto donde la temperatura generada por la corriente que consume llega a un límite en el cual el sistema debe desconectarse de su alimentación de corriente.

Otra aplicación importante de los materiales ferromagnéticos, ya que es muy popular, es la fabricación de los discos duros de computadora, los cuales se basan en la propiedad de magnetización y desmagnetización de los materiales con los que se fabrican.

Los materiales ferromagnéticos tienen propiedades que han resultado de gran utilidad en el campo de la electrónica y que son: la magnetización de saturación, la permeabilidad magnética y la temperatura de Curie. La magnetización de saturación representa la cantidad de dipolos magnéticos por unidad de volumen, la permeabilidad magnética representa la capacidad de magnetización por unidad de campo aplicado y la temperatura de Curie que es la temperatura a la cual el ordenamiento magnético cambia de ferromagnético a paramagnético.

La temperatura de Curie en particular es de gran importancia en el conocimiento de los materiales ferromagnéticos, ya que nos indica en qué condiciones de temperatura el material ferromagnético aumentará o disminuirá su permeabilidad magnética; más específicamente, a partir de qué temperatura ocurre la transición en la cual el material pasa a ser paramagnético (es decir, permeabilidad=0). Lo anterior permite establecer el rango de operación de temperatura para la composición del material en particular del que se trate.

La medición de la temperatura de Curie usualmente resulta muy difícil de realizar debido a las condiciones que son necesarias reunir y que involucran equipo especializado y generalmente de

alto costo. Por eso, la necesidad de realizar proyectos que involucren el desarrollo de tecnología propia, reproducible y de bajo costo.

La tarea de crear un sistema capaz de medir la permeabilidad magnética haciendo uso del equipo de laboratorio con el que se cuenta y que además es de uso general, fue la razón de este trabajo de tesis. Durante el presente trabajo de tesis, diseñamos e implementamos un sistema electrónico para medir la temperatura de Curie en materiales ferromagnéticos en forma de toroide, que además almacena y gráfica los datos de manera digital en la computadora.

Capítulo 1

Propiedades magnéticas

1.1.- Conceptos básicos

La forma más fácil de producir un campo magnético H es hacer circular una corriente a través de un conductor. También se puede generar dicha fuerza mediante un magneto permanente. El campo magnético tiene la propiedad de alterar el estado magnético de los materiales y aunque esto no suele ser apreciado a simple vista, se puede apreciar a escala microscópica.

El campo magnético provoca un flujo de líneas de campo, el cual se representa por la letra griega ϕ . El flujo magnético produce una *fuerza electromotriz (fem)* en las terminales de un conductor en forma de bobina cilíndrica. La ecuación 1.1 muestra la relación entre la fuerza electromotriz generada y el flujo magnético. Esta relación fue establecida por Faraday y por Lenz^[1], de este último se desprende el sentido de la *fem* producida por el campo magnético, ya que esta fuerza siempre se opone al campo que la genera. La ley de Faraday con la aportación de Lenz es la siguiente:

$$fem = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (0.1)$$

Del flujo magnético se desprende la *densidad de flujo o inducción magnética*, la cual se expresa como flujo por unidad de área:

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (0.2)$$

Un parámetro que relaciona el campo magnético H y la inducción magnética B es la *permeabilidad* (μ), dicha relación se expresa como:

$$B = \mu_o H \quad (0.3)$$

La inducción magnética B considera la contribución del momento magnético del material. Esta contribución se debe a la cantidad llamada *magnetización* (M) que se define como el momento magnético m por unidad de volumen:

$$M = \frac{m}{V} \quad (0.4)$$

La magnetización y la inducción magnética quedan relacionadas de la siguiente manera:

$$M = \frac{B}{\mu_o} \quad (0.5)$$

Así pues, la inducción magnética B tiene dos contribuciones, una debida al campo magnético aplicado y otra debida a la magnetización, esto si existe un medio diferente del vacío. De lo anterior se obtiene:

$$B = \mu_o (H + M) \quad (0.6)$$

La magnetización se relaciona con el campo magnético por medio de una constante llamada *susceptibilidad magnética*,

$$M = \chi H \quad (0.7)$$

La permeabilidad de un material respecto a la permeabilidad del vacío se llama *permeabilidad relativa* (μ_r), definida como:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o} \quad (0.8)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, equivalente a $4\pi \times 10^{-7} [H/m]$. La permeabilidad relativa está íntimamente ligada a la susceptibilidad magnética del material y su relación queda expresada por la ec. 1.9.

$$\mu_r = \chi + 1 \quad (0.9)$$

Haciendo uso de las ecuaciones 1.7 a 1.9 en la ecuación 1.6 tenemos que para un material con permeabilidad μ la relación de la inducción magnética y el campo magnético se expresa como:

$$B = \mu H \quad (0.10)$$

De todo lo anterior se deriva la importancia de la *permeabilidad* (μ) y la *susceptibilidad* (χ) magnéticas. Ambas propiedades están relacionadas con la respuesta del material cuando es expuesto a un campo magnético y es de gran interés el comportamiento de estas propiedades cuando son sometidas a fenómenos físicos como puede ser la variación de temperatura. El análisis de esta variación nos ayuda a caracterizar el comportamiento del material y definir el comportamiento de una composición particular.

1.2.- Orden magnético

Los materiales se clasifican de acuerdo a la respuesta de la *susceptibilidad* al estar expuestos a un *campo magnético* H . De acuerdo a su valor de susceptibilidad los materiales se clasifican en los siguientes tipos de materiales: *diamagnéticos*, *paramagnéticos* y *ferromagnéticos*.

Los materiales *diamagnéticos* se caracterizan por poseer valores de susceptibilidad muy reducidos y negativos del orden de -10^{-5} , es decir, poseen una permeabilidad $\mu_r < 1$, además su respuesta magnética se opone al campo que la genera, por lo cual la susceptibilidad es negativa. Los materiales diamagnéticos están compuestos de átomos que tienen llenas sus capas

electrónicas, debido a lo cual no presentan momento magnético neto. Ejemplos de materiales diamagnéticos son la plata, el cobre y el oro.

Los materiales denominados *paramagnéticos* poseen también una susceptibilidad pequeña pero positiva, de valores usuales de entre 10^{-3} a 10^{-5} . Los momentos magnéticos se alinean con el campo magnético al cual son expuestos, es decir, la magnetización es paralela al campo magnético. El paramagnetismo se presenta usualmente en materiales con átomos y moléculas con un número impar de electrones, tal que, tienen una resultante de spin del electrón desapareado, lo que resulta en un momento magnético neto.

Los materiales *ferromagnéticos* son los más conocidos debido a su utilización en la electrónica y eléctrica. Los materiales ferromagnéticos tienen una alta susceptibilidad positiva, típicamente entre 50 y 10000, con su magnetización paralela al campo magnético.

1.3.- Dominios magnéticos

En 1907 Weiss sugirió la existencia de dominios magnéticos en materiales ferromagnéticos en los cuales los momentos magnéticos atómicos estarían alineados de forma paralela en volúmenes interiores del sólido a nivel microscópico ^[2]. Así, se determinó que los materiales ferromagnéticos no tenían momentos magnéticos alineados al azar, sino dominios magnéticos alineados al azar. Los límites de los dominios magnéticos son las *paredes de dominios* o *paredes de Bloch*. Estas paredes son la zona de transición de la alineación de los momentos magnéticos de un dominio magnético a otro dominio vecino. Dicha transición no ocurre de manera abrupta sino de forma gradual como se indica en la figura 1.1.

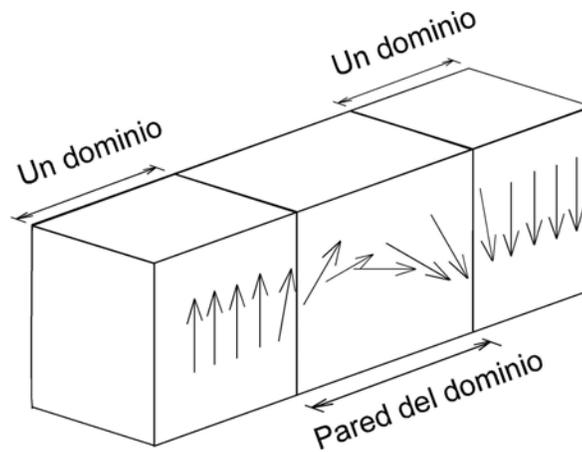


Figura 1.1 Representación de la pared de Bloch y la transición de la alineación de los momentos magnéticos.

Para un material ferromagnético, la relación entre *campo magnético* H y magnetización M no es lineal. La forma en como varía la magnetización con el cambio de campo magnético se llama *curva de histéresis*, figura 1.2.

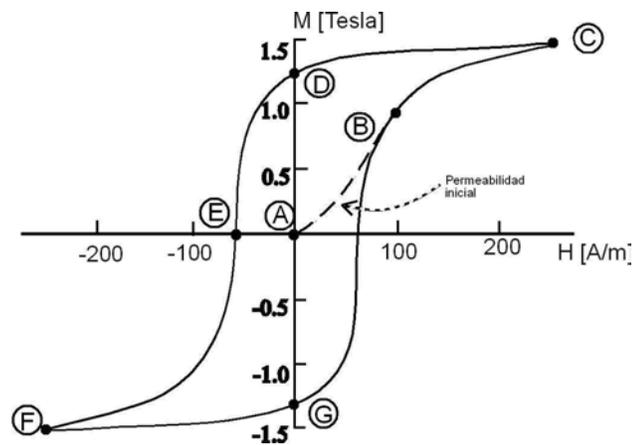


Figura 1.2 Trayectoria común del ciclo de histéresis para materiales ferromagnéticos.

Hay una pequeña zona inicial lineal que parte del origen en la que la permeabilidad es reversible, es decir, no presenta histéresis. Esta permeabilidad se conoce como permeabilidad inicial μ_i [2]. Es para esta μ_i donde se realizará la medición de T_c mediante la variación de μ_i con

la temperatura, $\mu_r(T)$, desde $T =$ temperatura ambiente hasta $T > T_c$. La figura 1.2 representa, en términos de los dominios magnéticos, lo siguiente: en punto A, el material está en estado desmagnetizado, es decir, los dominios magnéticos se ordenan en el material de modo que el promedio de magnetización es cero. Entre A y B el campo produce un aumento del volumen de los dominios magnéticos, que coinciden en su dirección, pero de manera reversible, es decir, al hacer $H=0$, dicha variación de volumen desaparece. Después del punto B se observa un aumento abrupto en la inducción B debido a que los dominios magnéticos se orientan mayoritariamente en la dirección de H y conforme aumenta la magnitud del campo, tienden a desaparecer hasta formar un solo dominio en la dirección de H, es decir, el material alcanza el estado de saturación (punto C). Cuando el campo disminuye su intensidad, la curva B(H) no regresa por la trayectoria A-B-C, sino que alcanza un valor de “remanencia” en el punto D debido a la formación de dominios que no compensan entre sí la magnetización promedio del material. Cuando H se aplica en la dirección opuesta (-H), comienzan a aparecer progresivamente dominios orientados en esa dirección, hasta el punto E, en el que hay tantos dominios hacia -H, como dominios hacia +H, por lo que la magnetización promedio es igual a cero nuevamente. Conforme -H aumenta de magnitud, se alcanza nuevamente el estado de saturación, pero ahora con la magnetización del material paralela a -H. Al disminuir nuevamente la magnitud de -H, se repite el proceso descrito para C-D-E.

1.4.- Efectos de la temperatura en materiales ferromagnéticos

La energía es un factor fundamental en cualquier fenómeno físico y tiene un papel de suma importancia en el magnetismo de los materiales. Con el aumento de la temperatura los momentos magnéticos dentro de los dominios tienden a desordenarse gradualmente. En la figura 1.3a) se puede apreciar el material a bajas temperaturas (temperatura = 0 K) donde los momentos magnéticos están en su mayoría ordenados. Para temperaturas por arriba de los cero grados Kelvin

se empieza a observar el aumento del desorden de los momentos magnéticos (figura 1.3b). Cuando el material ferromagnético alcanza un valor de temperatura cercano a la temperatura de Curie (figura 1.3c), los dominios magnéticos presentan un desorden mucho mayor, es decir, disminuye considerablemente la cantidad de dominios magnéticos orientados de forma paralela. En el momento en que el material ferromagnético alcanza una temperatura mayor a T_C , el orden que presentaban los dominios magnéticos desaparece (figura 1.3d) con lo cual la permeabilidad desaparece, convirtiéndose en un material paramagnético.

Un comportamiento típico de la permeabilidad magnética con el aumento de la temperatura para materiales ferromagnéticos se puede observar en la figura 1.4.

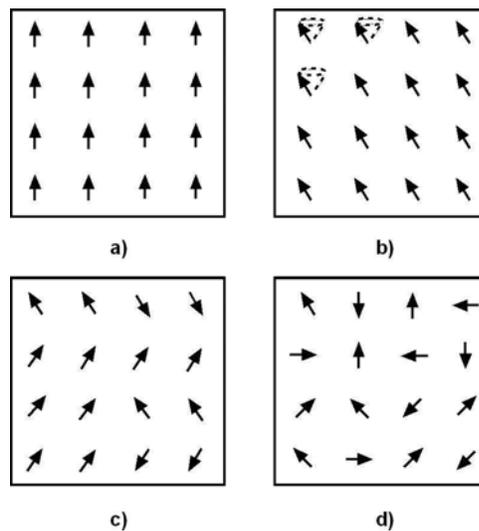


Figura 1.3 Alineación de los momentos magnéticos dentro de un dominio magnético a diferentes temperaturas: a) a cero grados Kelvin, b) $T > 0$ K, c) $T \leq T_C$, d) $T > T_C$ ^[2].

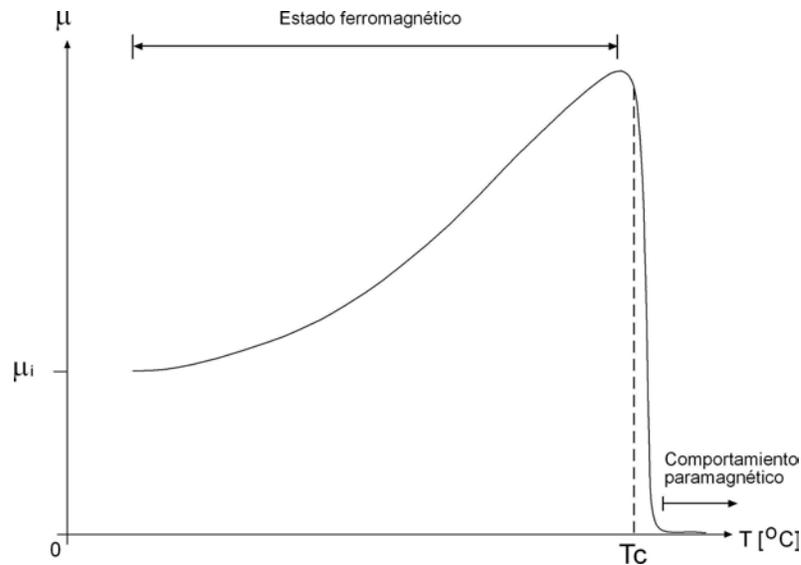


Figura 1.4 Curva de la variación de la permeabilidad magnética vs. Temperatura.

1.5.- Ferritas suaves

Las ferritas son óxidos de Fe con fórmula general MFe_2O_3 (con $M=\text{Zn, Mn, Ni, Co}$), los cuales poseen permeabilidad magnética muy alta, superior a la del hierro. Las ferritas también poseen una alta resistividad, lo que disminuye las corrientes parásitas en su interior, como las corrientes de Eddy, al aplicar un campo H ^[3]. Factores como la frecuencia de trabajo, la permeabilidad y la resistividad son muy importantes al considerar las aplicaciones eléctricas y electrónicas de las ferritas.

Los ferritas que presentan permeabilidad relativa alta (μ_r) son denominados ferritas suaves, por lo que tienen también una susceptibilidad muy grande. Estos materiales mejoran la densidad de flujo dentro de la bobina cuando se colocan en su interior. Un uso común de las ferritas suaves la encontramos en los radios, específicamente en las antenas que poseen los receptores. Los valores típicos de permeabilidad relativa para estos materiales es de $\mu_r \approx 100-10000$.

Las ferritas suaves tienen una permeabilidad inicial constante sobre un amplio intervalo de frecuencias, por lo que pueden ser utilizadas en transformadores de alta frecuencia. Existen dos grupos principales de ferritas: las compuestas de *manganeso-zinc* (Mn-Zn) y las compuestas de *níquel-zinc* (Ni-Zn). Dichos grupos se diferencian a partir de sus propiedades magnéticas y eléctricas: la composición Mn-Zn posee alta permeabilidad, mientras que la composición Ni-Zn tiene alta resistividad. Para las ferritas suaves existe un límite en la frecuencia (f_o) que indica la frecuencia máxima a la que el material puede magnetizarse con el campo aplicado, y se define de manera aproximada por la siguiente relación ^[4]:

$$f_o = \frac{1000}{\mu_i} [MHz] \quad (0.11)$$

Las principales características eléctricas y magnéticas de las ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn se muestran en la siguiente tabla:

Propiedades básicas de ferritas					
Material	Permeabilidad inicial μ_i	Densidad de flujo [Tesla]	Temperatura de Curie Tc [°C]	Fuerza coercitiva Hc [Oe]	Resistividad [Ω-cm]
Mn-Zn	750-15 K	0.3-0.5	100-300	0.04-0.25	10-100
Ni-Zn	15-1500	0.3-0.5	150-450	0.3-0.5	10 ⁶

Tabla 1.1 Propiedades magnéticas de las ferritas Mn-Zn y Ni-Zn^[4].

Capítulo 2

Medición de la permeabilidad

2.1.- El transformador y la ecuación de permeabilidad

Una de las aplicaciones más comunes en las que se aprovecha la alta permeabilidad de los materiales magnéticos suaves es la transformación de energía. Por ejemplo, los transformadores utilizan distintos materiales magnéticos suaves como núcleo ^[4]. En estos transformadores la potencia de salida (P_{salida}) es de igual magnitud a la potencia de entrada ($P_{entrada}$), si se desprecian las pérdidas. Por tanto, es posible escribir:

$$P_{entrada} = P_{salida} \quad (2.1)$$

de lo cual se sigue que:

$$V_{entrada} I_{entrada} = V_{salida} I_{salida} \quad (2.2)$$

Para un inductor se tiene la siguiente relación:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.3)$$

Para un núcleo de forma toroidal (figura 2.1) de sección transversal rectangular, la inductancia es:

$$L = \frac{\mu N^2}{2\pi} Y \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.4)$$

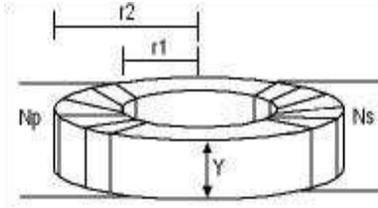


Figura 2.1. Toroide de sección transversal rectangular

De ahora en adelante consideraremos a la muestra magnética en forma de toroide como un transformador con embobinado primario y secundario y un núcleo de ferrita, este último con forma toroidal. Sabiendo que la señal de corriente aplicada a la entrada del transformador es una señal de forma senoidal, podemos expresarla matemáticamente de la siguiente manera:

$$i_p = I_p \text{sen}(\omega t) \quad (2.5)$$

Sustituyendo la ecuación 2.4 y 2.5 en 2.3 obtenemos:

$$v_L = I_s f \cos(\omega t) \mu N_s^2 Y \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.6)$$

El voltaje presente en la bobina es el voltaje del embobinado secundario:

$$v_L = v_s \quad (2.7)$$

La relación de corrientes en un transformador es entonces:

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.8)$$

$$I_s = \frac{N_p}{N_s} I_p \quad (2.9)$$

Siendo N_p y N_s el número de vueltas en el primario y en el secundario, respectivamente.

Al sustituir las ec. 2.7 y 2.9 en la ec. 2.6, obtenemos:

$$v_s = \frac{N_p}{N_s} I_p f \mu N_s^2 Y \ln \frac{r_2}{r_1} \cos(\omega t) \quad (2.10)$$

Despejando la *permeabilidad* (μ), tenemos:

$$\mu = \frac{V_s}{I_p f N_p N_s Y \ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (2.11)$$

donde V_s es la amplitud de v_s .

La ec. 2.11 muestra la dependencia de la permeabilidad respecto de la variación del voltaje en el secundario (V_s), la corriente en el primario (I_p), la frecuencia (f), las dimensiones del toroide (Y , r_1 y r_2) y el número de vueltas en el primario y el secundario (N_p y N_s) [31].

La *corriente en el primario* (I_p) se mantiene constante debido a la restricción de realizar el experimento en el intervalo de permeabilidad inicial de la curva de histéresis. La única variable en la ecuación es el voltaje en el embobinado secundario, ya que, con el incremento de temperatura, la permeabilidad aumenta hasta la temperatura de Curie y a su vez el voltaje del secundario es proporcional a la permeabilidad.

2.2.- Consideraciones para la medición de permeabilidad

Existen organismos encargados de estandarizar las mediciones de las propiedades de los materiales. Es el caso de la Sociedad Americana para Pruebas de materiales (ASTM por sus siglas

en inglés) que es el organismo norteamericano a cargo de definir las condiciones estándar bajo las cuales se realizan las pruebas a materiales.

Las recomendaciones que hace la ASTM para realizar la medición de la permeabilidad y almacenarlo de forma digital son los siguientes ^[5]:

- El uso de un convertidor analógico-digital de 12 bits.
- Utilización de un voltímetro para medir *rms verdadero* tanto para la corriente en el primario como para el voltaje presente en el secundario.

Para la realización del sistema hemos considerado las recomendaciones de la ASTM con las consecuentes consideraciones propias del sistema como, por ejemplo, la ecuación 2.11

2.3.- El termopar

La medición de la temperatura puede realizarse por diversos medios, por ejemplo, termistores, termómetros de mercurio, termopares. Sin embargo son las condiciones del intervalo de temperaturas a medir, las condiciones físicas requeridas como la oxidación que presentan algunos sensores a determinadas temperaturas, el costo, etc., las que determinan el tipo de sensor a utilizar. Para medir temperatura en los intervalos de cientos hasta casi dos mil grados celcius se suele utilizar algún tipo de termopar. Debido al intervalo de temperatura en que se comercializan los termopares suelen ser muy utilizados en procesos industriales.

El funcionamiento del termopar se basa en tres principios termoeléctricos asociados al gradiente de temperatura en los metales: 1) efecto Seebeck, 2) efecto Peltier y 3) efecto Thomson.

En 1821, T. Seebeck descubrió el efecto que lleva su nombre. Seebeck observó que una corriente fluye en un circuito cerrado, formado por dos materiales distintos, cuando sus uniones están a dos temperaturas diferentes.

Otro fenómeno termoeléctrico se expresa mediante el efecto Peltier, que fue descubierto por I.C.A. Peltier en 1834. Peltier observó que una unión de dos metales distintos es calentada o enfriada cuando se hace pasar una corriente a través de dicha unión, en una u otra dirección, respectivamente, lo cual se puede apreciar en la Figura 2.2.

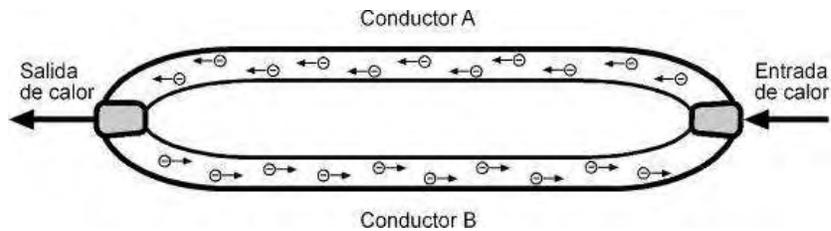


Figura 2.2 Efecto Peltier en la unión de los materiales diferentes.

Un efecto que causa el exponer un conductor a un gradiente de temperatura (figura 2.3) portando este una corriente eléctrica desde el extremo a temperatura baja hacia el extremo a temperatura alta, es que los electrones provenientes del extremo a temperatura baja empiezan a entrar en equilibrio térmico dentro del conductor, lo cual logran tomando energía cinética de la red de electrones que conforman el conductor. El resultado de dicho equilibrio térmico es que el extremo caliente se enfría, este efecto es conocido como efecto Thomson, en honor a W.Thomson que fue quién describió el fenómeno.

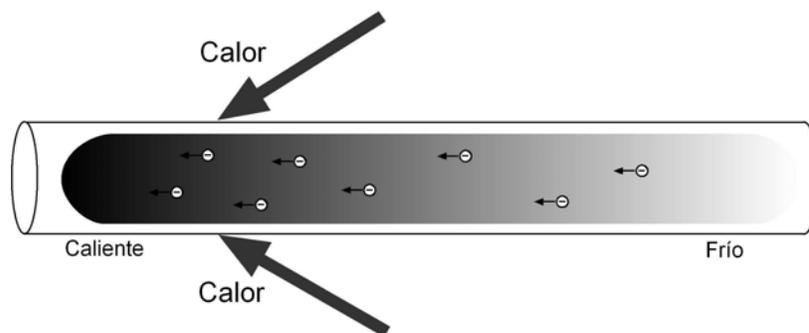


Figura 2.3 Efecto Thomson. Electrones moviéndose de las partes frías de un conductor hacia partes más calientes absorbiendo calor y enfriando el conductor ^[6].

El principio que nos permite utilizar conductores como sensores de temperatura es el principio de Seebeck que establece que en cualquier material o hilo conductor con una de sus puntas a temperatura T_1 y otra a temperatura T_r (temperatura de referencia) se produce una *fem* (fuerza electromotriz).

Distintas combinaciones de dos materiales diferentes experimentan una caída de potencial única para un mismo gradiente de temperatura. La relación entre la caída de tensión y el gradiente de temperatura se llama coeficiente de Seebeck. Los termopares se clasifican de acuerdo al coeficiente de Seebeck siendo los más comunes los tipo J, K, T y R. Dichos coeficientes se obtienen de combinar dos conductores de materiales o aleaciones diferentes entre si. Para conocer la caída de tensión (*fem*) en un material o composición, debido al efecto Seebeck, se somete a una temperatura fija por un extremo y a una temperatura de 0°C por el otro. La tabla 2.1 muestra la *fem* debida al efecto Seebeck para varios materiales.

Para nuestras mediciones utilizamos un termopar tipo K que tiene un coeficiente de Seebeck de $40 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ y opera en un rango de temperatura de 0 a 1200°C , sin mostrar oxidación en dicho rango de trabajo.

Metal	emf (mV)	Metal	emf (mV)
Constantan (55 %Ni-45 %Cu)	-3.51	Iridium	+0.65
Nickel	-1.48	Rhodium	+0.70
Cobalt	-1.33	Silver	+0.74
Alumel (95 %Ni+Al, Si, Mn)	-1.29	Copper	+0.76
Palladium	-0.57	Zinc	+0.76
Platinum	0	Gold	+0.78
Aluminium	+0.42	Tungsten	+1.12
Lead	+0.44	Molybdenum	+1.45
94 %Pt, 6 %Rh	+0.614	Iron	+1.98
90 %Pt, 10 %Rh	+0.645	Chromel (90 %Ni, 10 %Cr)	+2.81
70 %Pt, 30 %Rh	+0.647		

Tabla 2.1 Valores de fem para diferentes metales referidos al platino a 100°C y con una referencia a 0°C ^[6]

Cada uno de estos materiales se puede combinar para formar un termopar obteniendo un coeficiente de Seebeck que es la resta de las *fem* de cada uno de ellos. En la figura 2.4 podemos apreciar las curvas de los coeficientes de Seebeck para distintos tipos de termopares. De esta figura se desprende que los termopares no presentan un comportamiento lineal con el aumento de la temperatura.

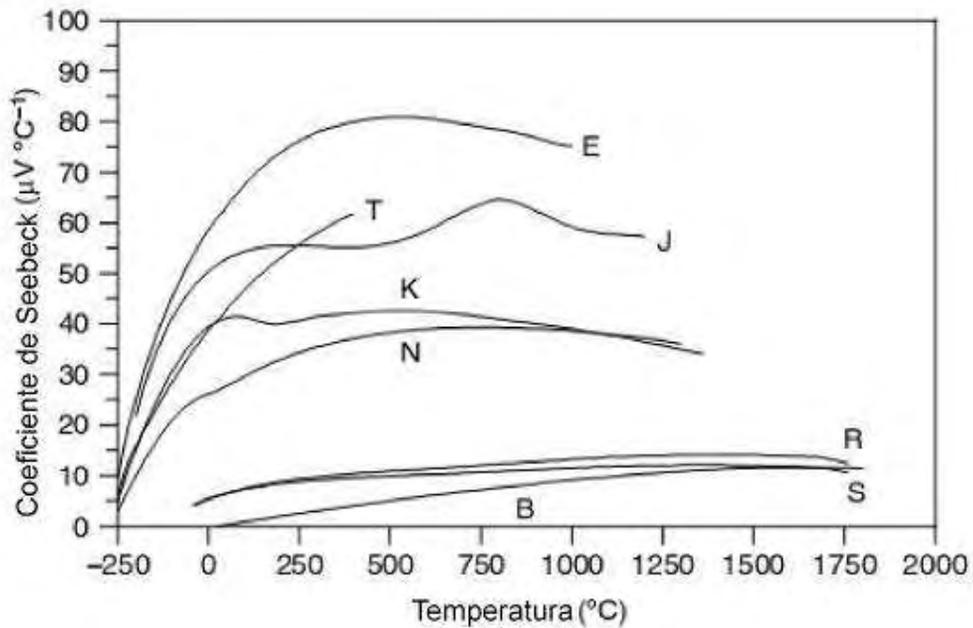


Figura 2.4 Curvas de los coeficientes de Seebeck para varios tipos de termopares ^[7].

Una consideración al realizar mediciones con termopares es que el voltaje presente al momento de realizar la medición siempre está sujeto a un gradiente de temperatura, por lo cual, se hace necesario medir la *temperatura de referencia o punta fría* para compensar su efecto al momento de realizar la medición de la temperatura.

La no linealidad y la punta fría hacen necesario algún método de compensación. Para corregir la no linealidad que presenta el termopar es posible evaluar mediante un polinomio la correspondencia entre el voltaje del termopar y la temperatura. Los coeficientes para cada tipo de termopar son

establecidos por la ITS-90 o *International Temperature Standard of 1990*. El polinomio del termopar tiene la forma general siguiente:

$$t_{90} = d_0 + d_1 E + d_2 E^2 + \dots + d_n E^n \quad (2.12)$$

Los coeficientes d_0, d_1, \dots, d_n son conocidos como *coeficientes inversos* debido a que existen otros coeficientes con los que se obtiene el voltaje correspondiente a una temperatura dada. El rango total de trabajo del termopar se divide en subrangos para poder utilizar los polinomios, además de hacer más aproximada la evaluación. Los coeficientes para el termopar tipo k se muestran en el Anexo A.I

El voltaje que se evalúa en el polinomio no considerara el efecto de la punta fría, por lo cual, compensamos su efecto mediante la utilización de un sensor de temperatura (LM35DZ), que tiene un rango de temperatura 0 a 100°C, y nos es útil debido a que la conexión entre el termopar y el circuito de acondicionamiento se encuentran a temperatura ambiente, por lo cual no excederá los 100°C. El sensor LM35DZ nos aporta 10 mV/°C, por lo que el voltaje correspondiente a la temperatura ambiente necesita ser acondicionado mediante un amplificador no inversor.

2.4 Circuito experimental

2.4.1.- Instrumentos de laboratorio

La realización de la prueba para obtener la temperatura de Curie necesita de una señal senoidal, además de un medidor de voltaje que mida el valor RMS de la señal. La señal senoidal la aporta un generador de funciones 1310-B de General Radio (figura 2.5) con un intervalo de frecuencia de 2 Hz a 2 MHz. Por otro lado, la amplificación y la conversión de corriente alterna a corriente directa la realiza un amplificador logarítmico PM5171 de Philips, figura 2.6.



Figura 2.5 Generador de onda senoidal de frecuencia y amplitud variable.



Figura 2.6 Amplificador logarítmico, PM5171, y medidor de voltaje de C.A. RMS a voltaje de C.D.

La fuente de calentamiento es un horno Barnstead Thermolyne 47900 (figura 2.7). Este horno permite calentamientos hasta una temperatura de $1100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Además permite programar la pendiente y duración del proceso de calentamiento.



Figura 2.7 Horno programable.

2.4.2.- Circuito de adquisición de datos

2.4.2.1.- Acondicionamiento de las señales

Para obtener un voltaje positivo del termopar tipo K agregamos un voltaje de offset generado mediante un divisor de voltaje formado por dos resistencias y un voltaje de referencia de 5V. El voltaje de referencia nos entrega una señal sin variaciones y la dependencia de la temperatura es muy pequeña. El voltaje de offset que generamos fue de 2 mV. La figura 2.8 muestra el diagrama esquemático.

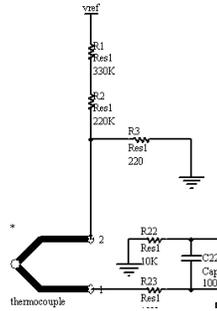


Figura 2.8 Divisor de voltaje para obtener voltaje de offset.

La señal de voltaje ya compensada del efecto de punta fría la amplificamos mediante un amplificador de instrumentación AD620 que presenta un rechazo alto al modo común (CMRR), un voltaje de offset de $50 \mu V$ y además una amplificación máxima de 1000. En nuestro circuito la ganancia fijada a través de una resistencia fue de 73.6. Dicha ganancia se calcula de acuerdo a las hojas de especificaciones, anexo A7, como:

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1 \quad (2.13)$$

Así, con una resistencia de 680Ω :

$$G = 73.6 \quad (2.14)$$

Para evitar ruido en la señal del voltaje que genera el termopar (figura 2.9) utilizamos un filtro pasabajas, para este filtro utilizamos el amplificador operacional TL084. El filtro fue diseñado con una frecuencia de corte de 20 Hz. Elegimos un filtro *Butterworth* ya que presenta el comportamiento más plano en la región de pasa-banda. Como se observa en la figura 2.10, su respuesta es más plana en la región de pasa-banda en comparación con un filtro *Chebyshev* o uno Bessel. El filtro fue de cuarto orden con una topología *Sallen-key* que nos ofrece una ganancia unitaria.

Después de filtrar la señal de voltaje a la salida del amplificador de instrumentación, figura 2.11, obtenemos una señal mucho más estable, figura 2.12.

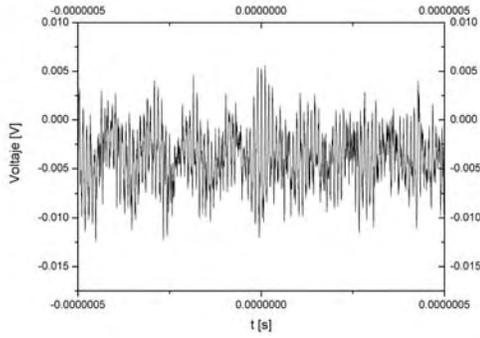


Figura 2.9. Señal de voltaje en las terminales del termopar.

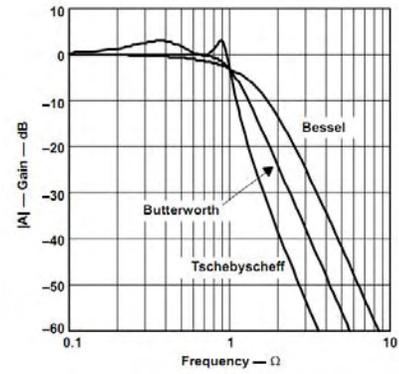


Figura 2.10 Comportamiento en amplitud para filtros Bessel, Butterworth y Tschebyscheff.

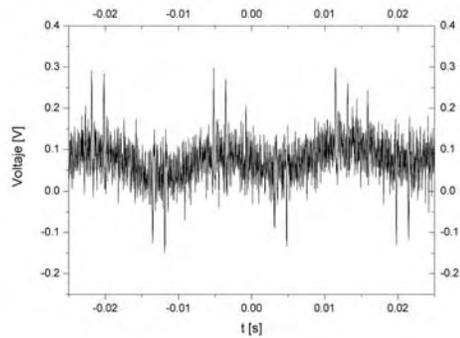


Figura 2.11. Señal de voltaje de salida del AD620.

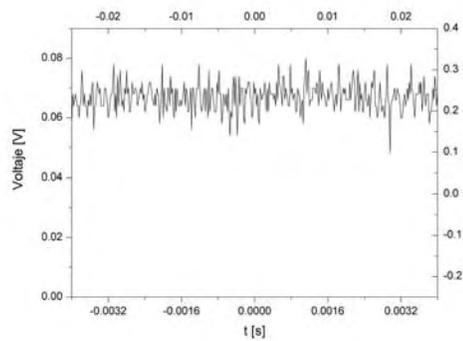


Figura 2.12 Señal a la salida del filtro pasa-bajas correspondiente a la señal del termopar.

La configuración Sallen-Key tiene la topología mostrada en la figura 2.13 para un filtro de 2° orden. Para lograr un filtro de cuarto orden, se ponen dos filtros de segundo orden conectados en cascada como se ve en la figura 2.14.

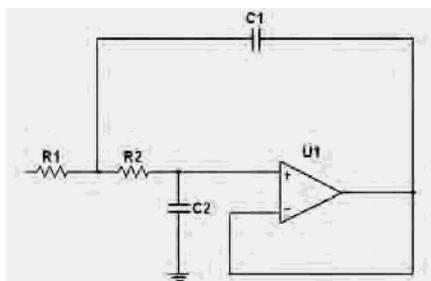


Figura 2.13 Configuración Sallen-Key pasabajas, segundo orden, y ganancia unitaria.

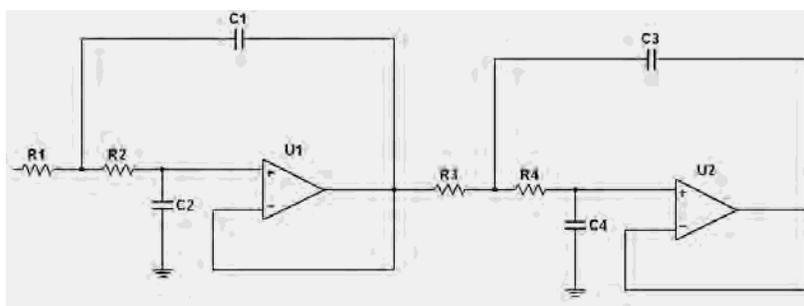


Figura 2.14 Filtro pasabajas de 4° orden en configuración Sallen-Key.

Para el diseño del filtro utilizamos los coeficientes para filtros tipo Butterworth, anexo A.4. Los coeficientes para un filtro de 4° orden son: $a_0=1.8478$, $b_0=1.000$, $a_1=0.7654$ y $b_1=1.000$. De acuerdo a la figura 2.14 elegimos el capacitor $C_1=0.1 \mu\text{F}$ y el capacitor C_2 lo elegimos utilizando los coeficientes Butterworth de acuerdo a la ecuación 2.15 para topología Sallen-Key. El valor resultante $C_2 \geq 11.7 \text{ nF}$ nos condujo a elegir el valor de $C_2=0.1 \mu\text{F}$ para el primer filtro de 2° orden y de la desigualdad $C_2 \geq 68.2 \text{ nF}$ para el segundo filtro de 2° orden fijamos el valor $C_2=0.1 \mu\text{F}$.

$$C_2 \geq C_1 (4 b_i / a_i^2) \quad (2.15)$$

Las resistencias las calculamos a través de la ecuación 2.16 para una frecuencia de corte de 20 [Hz] .

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \mp \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 b_1 C_1 C_2}}{4 \pi f_c C_1 C_2} \quad (2.16)$$

Los valores finales para el filtro Butterworth de 4º orden y topología Salley-Key acorde con la figura 2.14 son: R1= 44.4 kΩ , R2= 1.42 MΩ, R3= 133 kΩ, R4=476.01 kΩ, C1=0.01 μF, C2=0.1 μF , C3= 0.01 μF y C4= 0.1 μF.

La otra variable que medimos fue el voltaje presente en el embobinado secundario de la muestra de ferrita. Dicho voltaje es proporcional a la permeabilidad en la ferrita. La señal de voltaje obtenida tiene que ser transformada en una señal de corriente directa que además es proporcional al valor rms de dicha señal. El amplificador que usamos para lograr dicha tarea es el PM 5171 de Philips. La ganancia que podemos lograr con este amplificador se muestra en la tabla 2.2. En dicha tabla se puede apreciar que la ganancia se establece en decibeles, la columna a la derecha muestra la ganancia lineal.

Ganancia [dB]	Ganancia lineal
0	1
10	3.16
20	10
30	31.6
40	100
50	316.2
60	1000

Tabla 2.2 Ganancia configurable en el amplificador logarítmico PM 5171 de Philips.

El voltaje obtenido del amplificador logarítmico se tiene que amplificar para lograr ajustarlo lo más cerca del rango de trabajo de la tarjeta de adquisición de datos que elaboramos y que de ahora en adelante llamaremos *permeabilómetro*. Dicho voltaje fue establecido como 5V debido a que el convertidor analógico-digital tiene ese voltaje de referencia, lo cual lo hace el máximo voltaje aceptable. Con el objetivo de lograr dicha amplificación diseñamos una etapa de amplificación, para lo cual utilizamos un amplificador operacional LT1001. El voltaje de offset que tiene el LT1001 es muy bajo, 60 microvolts, por lo que no es necesario compensar dicho offset.

Una vez más fue necesario eliminar las señales de frecuencias altas, ya que se encuentran presentes señales de 60Hz y de mayor frecuencia. Este problema fue resuelto para la medición del voltaje del termopar. Así, tomamos el mismo diseño de filtro pasa-bajas Butterworth de 4° orden, con frecuencia de corte de 20 Hz y topología Salley-Key que ocupamos anteriormente para el termopar de acuerdo a los componentes mostrados en la figura 2.14.

La señal filtrada fue convertida a digital mediante un convertidor analógico-digital de 12 bits, MCP3202, ya que dicho convertidor A/D cuenta con dos canales analógicos de adquisición, uno es utilizado para la medición del voltaje correspondiente al termopar y el otro para el voltaje presente en el embobinado secundario de la muestra.

2.4.2.2.- Medición. Muestreo de señales

El muestreo de las señales que corresponden tanto a la temperatura como a la permeabilidad lo implementamos mediante el convertidor A/D de 12 bits MCP3202, figura 2.15. Las señales analógicas las conectamos a los pines de los canales 1 y 2, CH0 y CH1, respectivamente. Dicho convertidor transmite y recibe datos mediante protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI por sus

siglas en inglés). La transmisión y la recepción en el protocolo SPI se controla mediante cuatros pines, figura 2.15, \overline{CS} , D_{IN} , D_{OUT} , CLK .

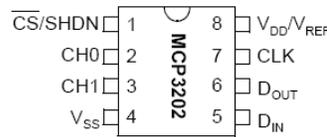


Figura 2.15 Patigrama del convertidor A/D mcp3202.

Donde \overline{CS} es el pin para habilitar el dispositivo, D_{IN} es el pin por donde se transmiten los datos para configurar el MCP3202, D_{out} es el pin por donde el convertidor analógico-digital envía los datos de la conversión al microcontrolador.

En la figura 2.16 se puede apreciar la forma digital en que el MCP3202 envía y recibe datos. Son cuatro bits de configuración, los cuales se envían al convertidor analógico-digital: bit de inicio, medición única/diferencial, canal a medir, formato de envío LSB/MSB (bit menos significativo/bit más significativo).

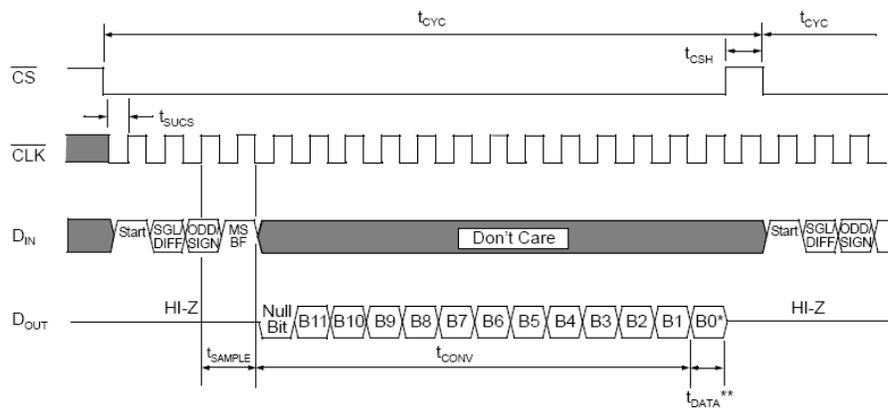


Figura 2.16 Secuencia para envío y recepción de datos del mcp3202.

Para nuestro propósito nos sirvió enviar una configuración para la medición de cada canal de manera individual. Para medir el primer y segundo canal enviamos 1101_b y 1111_b , respectivamente. Cada envío y recepción de datos va acompañado de un nivel alto y un nivel bajo de voltaje en el pin CLK.

El circuito MCP3202 tiene una capacidad de muestreo de 100 kS/s, sin embargo, la tasa de muestreo del circuito estuvo limitada por la velocidad de procesamiento y de la velocidad de transmisión serial con que transmite el microcontrolador que se encarga de realizar la comunicación hacia la PC. Tampoco fue necesario un mayor baudrate, tasa de comunicación de bits, debido a la naturaleza de la temperatura y como se vera más adelante, el cambio de temperatura al que será sometida la muestra debe ser lento.

2.4.2.3.- Transmisión de datos a la PC

La transmisión de datos hacia la PC se logró mediante la utilización del módulo USART (por su siglas en ingles, *Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) del microcontrolador PIC 16F877. La mencionada transmisión la logramos utilizando el puerto serial de la computadora.

Los voltajes que maneja el microcontrolador son TTL, 0- 5V, mientras que el puerto de la computadora maneja $\pm 12V$. En la figura 2.17 se aprecian los pines que conforman el puerto serial. Se pueden realizar distintas configuraciones para conectar, la más usual es la de MODEM, sin embargo, en nuestro caso solo utilizamos tres pines: RX, TX y tierra, con lo cual logramos una comunicación sencilla pero que ofrece la mayor rapidez de transmisión e implementación en hardware. Debido a que la computadora y el microcontrolador usan niveles diferentes de voltaje en sus señales, utilizamos un circuito que transforma las señales de niveles $\pm 12V$ a niveles TTL, 0-5V. Para lograr la conversión de niveles de voltaje utilizamos el circuito integrado MAX232. A pesar que el circuito utilizado no maneja $\pm 12V$, sino $\pm 10V$, este funciona debido a que voltajes $<3V$ son 1's lógicos y $>3V$ son 0's lógicos para el protocolo RS232^[8].

La transmisión serial que realiza el microcontrolador hacia la computadora es continua, es decir, no espera comprobación de recepción de datos para continuar. Debido a que el convertidor analógico digital entrega datos de 12 bits, el microcontrolador envía dos datos de 8 bits, así un

valor del termopar se forma de dos datos de 8 bits, figura 2.18, lo mismo ocurre para el valor de voltaje del embobinado secundario del toroide.

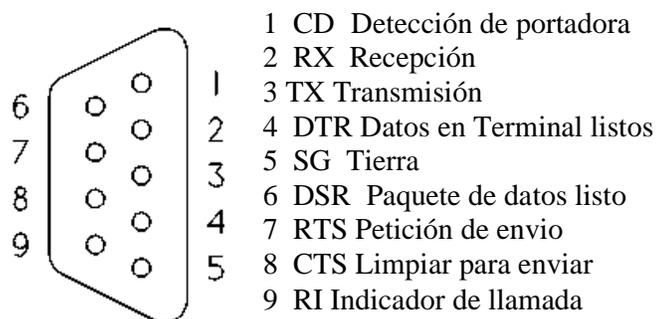


Figura 2.17 Descripción de los pines del RS232 para un conector DB-9. ^[8]

Voltaje del = termopar	MSB	LSB
	8 bits	8 bits
Voltaje de bobina= secundaria	MSB	LSB
	8 bits	8 bits

Figura 2.18 Los valores digitales de los voltajes se forman de dos valores de 8-bits.

La *temperatura ambiente o temperatura de referencia* en las terminales del termopar es medida utilizando un sensor de temperatura lm35, el cual entrega 10 mV/°C, después de acondicionar la señal que nos proporciona es leída por el PIC16F877 a través de su convertidor analógico-digital de 10 bits, por lo que, al igual que para el voltaje en el embobinado secundario del toroide y el voltaje del termopar también enviamos dos registros de 8 bits.

El circuito completo, tanto el diagrama correspondiente a la parte analógica como la parte digital, se incluye en el anexo A.5, además se incluye el diagrama PCB (por su siglas en inglés, *Printed Circuit Board*). El programa correspondiente al microcontrolador que se conoce como firmware esta en el anexo A.3.

2.4.3.- Software para visualizar resultados en la PC

La interfaz del programa que realiza la recepción de datos en la PC, al cual nos referiremos como *permeabilidad*, se muestra en la figura 2.19. El lenguaje de programación que utilizamos fue Visual Basic, un lenguaje catalogado como RAD (por sus siglas en inglés, *Rapid Application Development*), es decir, un desarrollo rápido de aplicación. Nuestro programa espera los pares de datos correspondientes a cada uno de las variables, que son: voltaje del termopar (V_T), voltaje a la salida de la muestra (V_o) y voltaje correspondiente a la temperatura ambiente ($V_{\text{Tambiente}}$).

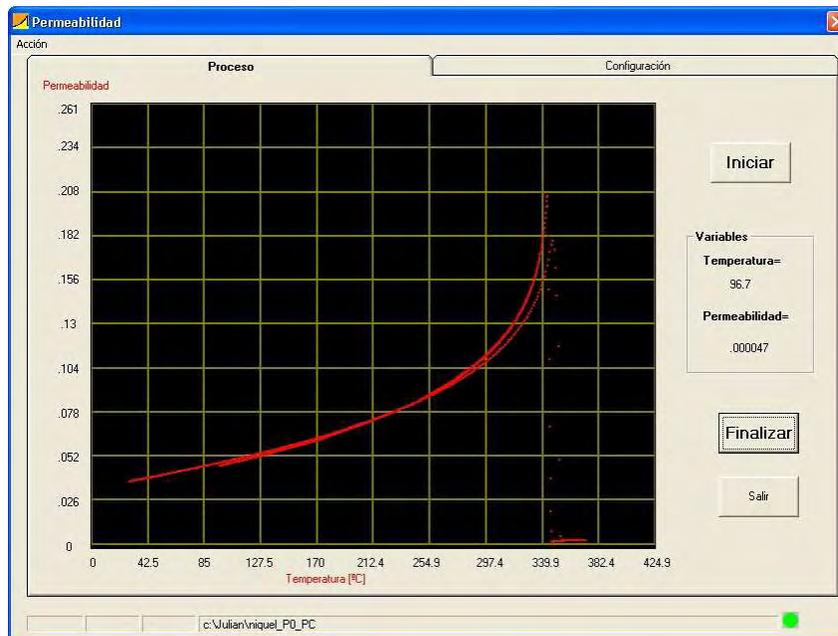


Figura 2.19 Interfaz del programa *permeabilidad* para determinar la temperatura de Curie.

Mediante el programa *permeabilidad* se despliegan los datos recibidos por el puerto serial, mediante una curva de temperatura vs permeabilidad. La permeabilidad es la permeabilidad relativa, que implica que no presenta dimensiones, y la temperatura medida en grados centígrados ($^{\circ}\text{C}$). La ejecución del programa se inicia con la presión del botón *Iniciar* y se

finaliza presionando el botón *Finalizar*. Una descripción más detallada de cómo utilizar el programa *permeabilidad* y el *permeabilómetro* se describe en el anexo A.6

Los datos necesarios para la automatización del cálculo de la permeabilidad se recogen en una pestaña del programa *permeabilidad* llamada *Configuración*, figura 2.20. En ésta se concentran, rellena por parte del usuario antes de comenzar la medición, los datos concernientes a las dimensiones del toroide (r_1, r_2, Y), la corriente presente en el primario (I_p), la frecuencia de la señal en el primario (f), el número de vueltas en el primario (N_p) y el número de vueltas en el secundario (N_s).

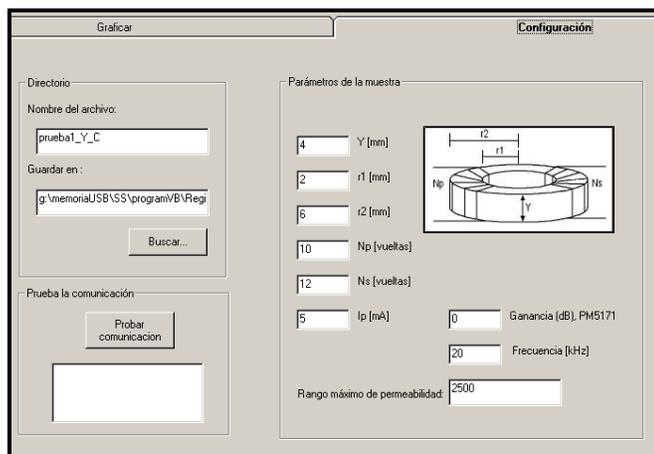


Figura 2.20 Datos proporcionados por el usuario antes de iniciar la adquisición de los datos.

La comunicación con el programa *permeabilidad* se logra utilizando el control *mcomm* de Visual Basic 6. Dicho control nos permite, entre otras cosas, abrir la comunicación, enviar y recibir datos, así como verificar mediante poleo o mediante interrupción el arribo de datos en el puerto serial. Para establecer comunicación con el *permeabilómetro* configuramos el puerto serial de la PC a 9600 baudios, sin bit de paridad, 8 bits de datos y 1 bit de paro. El envío de datos por parte del microcontrolador se realiza de una manera continua, ya que los datos que llegan a la PC

se almacenan en el *buffer*, con una longitud establecida como parámetro. El programa permeabilidad espera a que existan dos datos en el buffer para leerlos. Esto lo realiza para recibir datos de permeabilidad y de temperatura. Para empezar el proceso de recepción desde el microcontrolador, el software envía un carácter ASCII “r”. Al recibir el carácter el microcontrolador mide el voltaje en el LM35, sensor de temperatura, que sirve para compensar la *punta fría* del termopar. Para empezar la adquisición de datos el programa en Visual Basic 6 envía un par de caracteres ASCII, “E” y “d”, que sirven para lo siguiente: el primero, para iniciar el muestreo y segundo, para indicar que no se detenga. Al recibir el carácter “d”, el microcontrolador empieza un bucle en el que envía valores correspondientes a temperatura y permeabilidad. El bucle solo se puede detener si se envía un carácter ASCII al microcontrolador, carácter “D”. De una manera similar, enviando el carácter “d”, se reiniciar el proceso de envío de datos cuando se ha detenido.

El software se encarga de vigilar el voltaje correspondiente a la permeabilidad, con la finalidad de evitar que se sature el amplificador operacional, figura 2.21. El programa puede establecer cuatro diferentes ganancias en el *permeabilómetro*. Para lograr el ajuste, el programa calcula el voltaje a la salida del operacional y lo compara con el límite establecido de 4V; si el voltaje es mayor o igual a 4V entonces se disminuye la ganancia del LT1001.

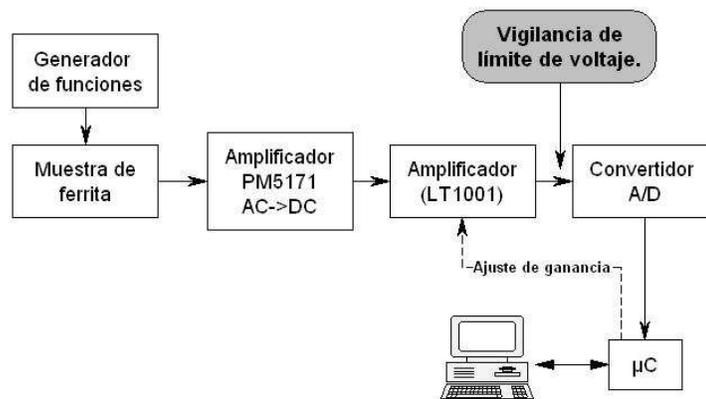


Figura 2.21 Diagrama que muestra el punto del sistema donde se realiza la vigilancia del voltaje y el ajuste de ganancia del LT1001.

Para lograr el ajuste de ganancia, el programa de la PC envía un carácter que provoca una interrupción en el microcontrolador durante la cual se establece una de las cuatro ganancias posibles de acuerdo al carácter enviado. La tabla 2.3 muestra los valores que envía el programa *permeabilidad* y la ganancia a la cual equivale en el *permeabilómetro*.

Carácter enviado al μC	Ganancia
1	11.03
2	7.717
3	4.042
4	1.236

Tabla 2.3 Datos enviados desde la PC al microcontrolador y las ganancias a las que equivale.

El control de la ganancia del *permeabilómetro* se puede hacer de tres formas: a) modificando la amplitud de la señal que se aplica en el embobinado primario del toroide, b) modificando la ganancia en el amplificador PM5171 y c) mediante el cambio de ganancia que el software *permeabilidad* hace en automático para disminuir la amplitud de la señal a la entrada del *peremabilómetro*. El código mostrado en la figura 2.22 pertenece a la parte del software *permeabilidad* que se encarga de disminuir la ganancia para tratar de evitar un voltaje mayor a 4 V y de esta forma evitar una saturación del *permeabilómetro*.

```

If (presult_prom * (10 ^ (GdB / 20)) * GIm308) > 4 Then
  If Iglm < 4 Then
    Iglm = Iglm + 1
    GIm308 = Gains(Iglm)
    .Output = Str(Iglm)

  Do While .InBufferCount <> 0 'Evita errores de truncamiento de trama de datos
    If Cint(.InBufferCount / 4) = (.InBufferCount / 4) Then
      .InBufferCount = 0
    End If
  Loop

  Else
    MsgBox "Entrada fuera de rango", vbCritical + vbOKOnly, " ¡VOLTAJE DEMASIADO ALTO!"
  End If
End If

```

Figura 2.22 Parte del código que se encarga de modificar la ganancia del permeabilómetro.

El voltaje del embobinado secundario se calcula considerando las ganancias del amplificador PM5171 y del *permeabilómetro*. El voltaje procedente del termopar se calcula utilizando la ganancia del amplificador de instrumentación que determinamos con la ecuación 2.13. Los voltajes pertenecientes al termopar y al embobinado secundario, junto con las dimensiones físicas del toroide, la corriente en el embobinado primario y la frecuencia de la señal senoidal aplicada al toroide (que son introducidas por el usuario en la plantilla de datos, figura 2.20) son evaluadas en la ecuación 2.11 por el programa *permeabilidad* para obtener el valor de permeabilidad. Los pares de datos de temperatura y permeabilidad se almacenan en un archivo con extensión **.txt** que se guarda en la ubicación que especifique el usuario. También se guardan en el archivo **.txt** los datos que introdujo el usuario en la plantilla, figura 2.20.

Una vez concluida la medición se puede importar el archivo **.txt** a un programa especializado para la presentación gráfica de los datos. El código correspondiente a la adquisición, almacenamiento y determinación de la permeabilidad y la temperatura, en lenguaje de programación visual Basic 6 se lista en el anexo A.2.

2.5 Diseño experimental

2.5.1.- Descripción general de las pruebas

Las pruebas se realizaron considerando el esquema de conexión mostrado en la figura 2.23. En él se puede ver que es necesario conectar los cables del embobinado primario al generador de funciones y el embobinado secundario a la entrada del amplificador PM5171. Por otra parte, tanto los cables conectados a la salida del amplificador PM5171, como las terminales del termopar, se deben conectar al *permeabilómetro*. Por último, con la *muestra* instalada dentro del horno, encendemos el horno y empezamos la adquisición y graficado de datos.

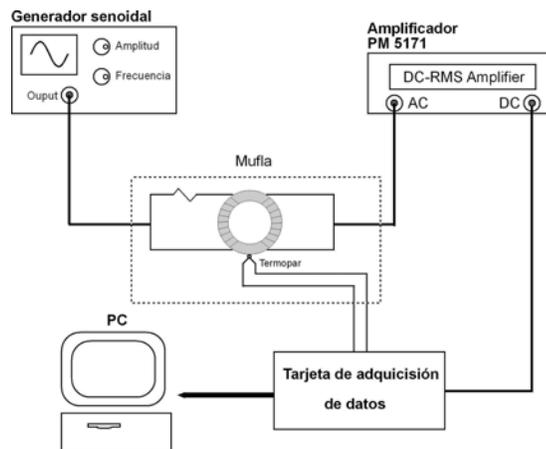


Figura 2.23 Esquema general de conexión para la medición de la temperatura de Curie.

Se debe verificar que en la gráfica se visualicen los puntos una vez que se haya encendido el permeabilómetro. El software *permeabilidad* lanzará una ventana de aviso si es que la señal es muy grande, en cuyo caso se procederá a disminuir la ganancia del amplificador PM5171.

La forma en que se calentarán las muestras será de acuerdo a la tasa de calentamiento deseada y se programará el horno para dicho fin. La tasa preferida será una lenta ya que esto

permite que el calor dentro de la muestra sea lo más uniforme posible y que la respuesta del termopar sea suficiente para hacer una medición fiable [3]. Si aplicamos a una muestra distintas tasas de calentamiento podemos observar como se afecta la curva obtenida. Al aplicar distintas tasas de calentamiento obtenemos distintas curvas, figura 2.24, por lo tanto, a menor tasa de calentamiento el efecto de los gradientes de temperatura de la muestra como del termopar serán menores y se logrará una medición más precisa.

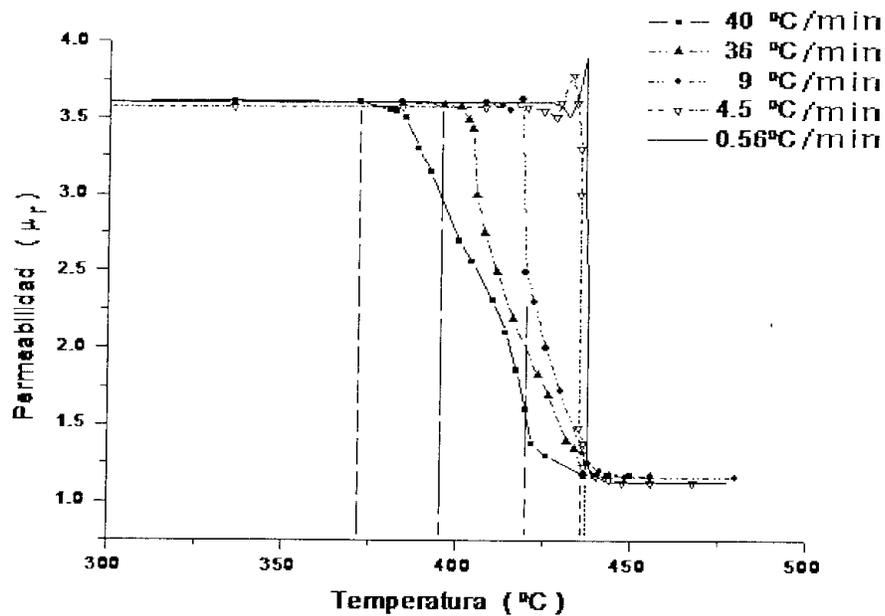


Figura 2.24 Curvas obtenidas a diferentes tasas de calentamiento. [3]

2.5.2.- Calibración del circuito

Conociendo los valores de temperatura y permeabilidad para una muestra se puede determinar si la medición de las variables es correcta, para tal fin utilizamos un toroide de níquel puro con el cual realizamos varias mediciones para ajustar el *permeabilómetro*. Para el níquel existen registros de una temperatura de Curie desde 354 [°C] hasta 358 [°C]. El comportamiento de la curva que obtuvimos para el níquel se aprecia en la figura 2.25

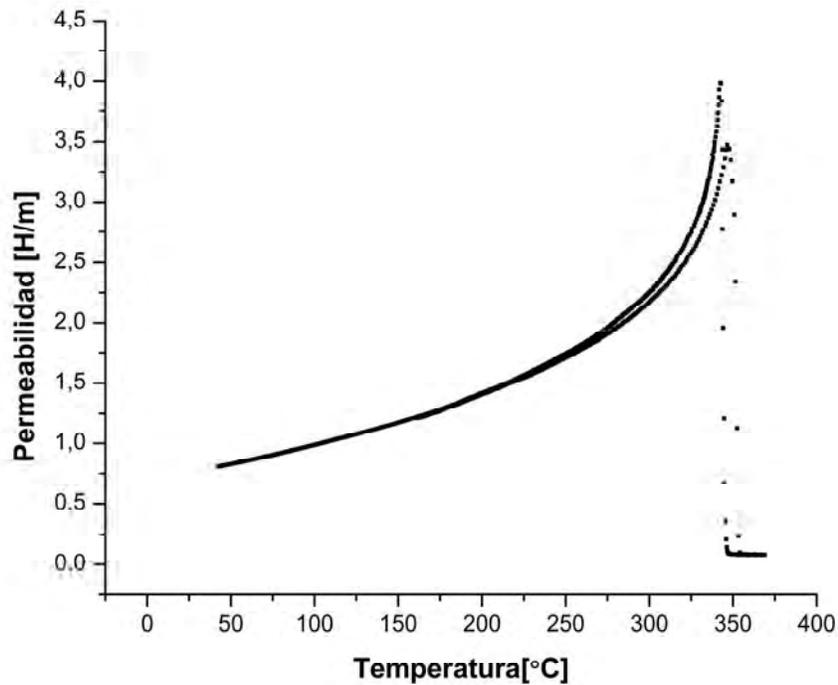


Figura 2.25 Ejemplo de la curva de temperatura vs permeabilidad para el níquel.

La calibración consistió en verificar voltajes tanto del termopar como de la salida de amplificador PM5171, el cual va directo al *permeabilómetro*. Una vez conseguido que fueran muy próximos los voltajes reportados por el programa *permeabilidad* y los medidos mediante un multímetro Fluke 76IV con rms verdadero, se pudo considerar confiable la medición de los dos voltajes que mide el *permeabilómetro*, tanto el del termopar como el del embobinado secundario de la muestra.

Las curvas que se muestran en la figura 2.26 fueron obtenidas en diferentes días, para un mismo toroide hecho de níquel puro. De las curvas obtenidas podemos concluir que la temperatura de Curie ocurre a la temperatura de 353 °C, lo que coincide muy bien con el dato reportado de T_C para Ni de 354 °C ^[9]. En la figura 2.26 sólo se muestran dos de las curvas mencionadas, en las cuales se puede observar la reproducibilidad del resultado en cuanto a T_C y permeabilidad.

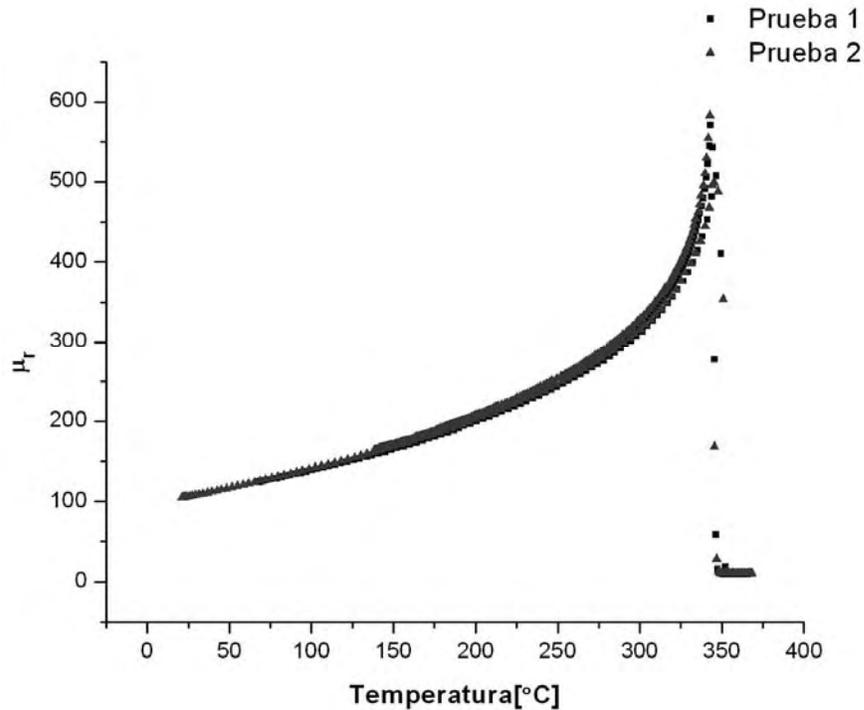


Figura 2.26 Curvas de las pruebas 1 y 2 con toroide de níquel.

En cuanto a la permeabilidad, el valor calculado depende principalmente de la ecuación 2.11. De ella se desprende la dependencia de la exactitud de las mediciones de las dimensiones del toroide y de la corriente del primario. Los valores de permeabilidad fueron analizados con base en la exactitud del voltaje reportado por el programa *permeabilidad* y el voltaje medido a la salida del amplificador PM5171. Estos valores de permeabilidad también coinciden con los reportados para Ni puro, con un valor aproximado de permeabilidad relativa de 100 a temperatura ambiente^[10].

Una vez calibrado el equipo con un elemento magnético de T_C conocida, se obtuvieron curvas $\mu(T)$ para otros materiales magnéticos. Por ejemplo, en la Figura 2.27 se muestra la $\mu(T)$ para la serie de ferritas $Zn_{1-x}Ni_xFe_2O_3$ ($x = 0, 0.65, 0.5$), en las que se observa que para $x=0$ se tiene una caída muy pronunciada de μ a la T_C , lo que se relaciona generalmente con una buena homogeneidad química-estructural de la muestra. Conforme aumenta x , la caída de $\mu(T_C)$ se va

haciendo ligeramente menos pronunciada, debido seguramente a efectos de segregación. Finalmente es interesante señalar que la T_C disminuye rápidamente conforme aumenta el contenido de Ni_x en el material, debido al debilitamiento de las interacciones magnéticas conforme disminuye el contenido de Zn.

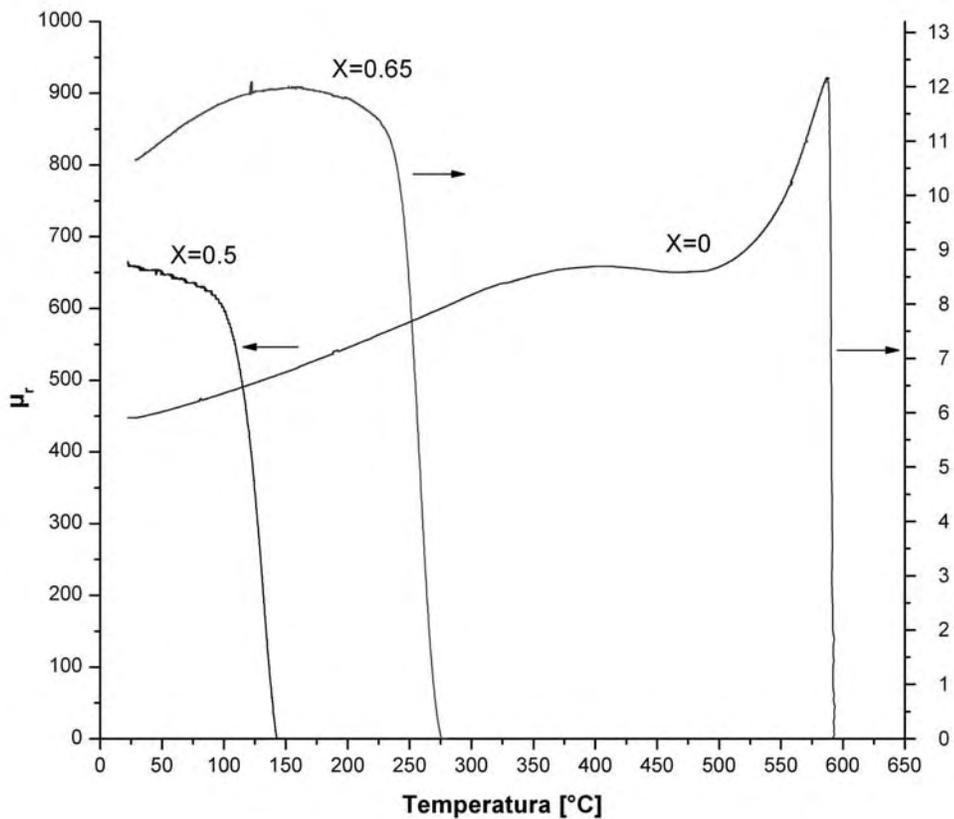


Figura 2.27 Curvas $\mu(T)$ para la serie de ferritas $Zn_{1-x}Ni_xFe_2O_3$

De las gráficas se puede ver como en temperatura y permeabilidad se obtienen resultados que varían por muy poco: en temperatura la variación máxima fue de 0.28%, considerando donde tiene su mínimo valor de permeabilidad; mientras que en permeabilidad la variación máxima fue de 3.6% considerando la máxima permeabilidad de la curva.

El error respecto de los valores esperados varía en función de la frecuencia que se aplique en el material. Por ejemplo, para Ni, considerando una permeabilidad relativa máxima de $600^{[10]}$ y una temperatura de Curie de $354\text{ }^{\circ}\text{C}^{[9]}$ y considerando nuestros resultados $T_C=353\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $\mu=605$ tenemos que el error, en cuanto a medición de temperatura de Curie, es de 0.28% y en permeabilidad es de 0.8% .

Capítulo 3

Conclusiones

- El diseño del equipo implementado para realizar mediciones de temperatura de Curie en materiales ferromagnéticos con forma toroidal funcionó de manera satisfactoria, precisa y confiable, al determinarse una T_C para el níquel puro de 353 °C, que es un valor muy cercano al reportado en la literatura especializada.
- Las mediciones realizadas fueron completamente reproducibles, lo que muestra la confiabilidad del diseño experimental.
- Las condiciones de medición son fácilmente ajustables, ya que se pudieron medir materiales ferromagnéticos con valores grandes de μ y T_C .

Anexos

A.I Tablas de voltaje termoeléctrico y coeficientes para el termopar tipo k

```
*****
* This section contains coefficients for type K thermocouples for
* the two subranges of temperature listed below. The coefficients
* are in units of °C and mV and are listed in the order of constant
* term up to the highest order. The equation below 0 °C is of the
form
*  $E = \sum_{i=0}^n c_i t^i$ .
*
* The equation above 0 °C is of the form
*  $E = \sum_{i=0}^n c_i t^i + a_0 \exp(a_1 (t - a_2)^2)$ .
*
*      Temperature Range (°C)
*      -270.000 to 0.000
*      0.000 to 1372.000
*****
name: reference function on ITS-90
type: K
temperature units: °C
emf units: mV
range: -270.000, 0.000, 10
  0.0000000000000E+00
  0.394501280250E-01
  0.236223735980E-04
 -0.328589067840E-06
 -0.499048287770E-08
 -0.675090591730E-10
 -0.574103274280E-12
 -0.310888728940E-14
 -0.104516093650E-16
 -0.198892668780E-19
 -0.163226974860E-22
range: 0.000, 1372.000, 9
 -0.176004136860E-01
  0.389212049750E-01
  0.185587700320E-04
 -0.994575928740E-07
  0.318409457190E-09
 -0.560728448890E-12
  0.560750590590E-15
 -0.320207200030E-18
  0.971511471520E-22
 -0.121047212750E-25
exponential:
a0 = 0.118597600000E+00
a1 = -0.118343200000E-03
a2 = 0.126968600000E+03
```

Tabla A1.1 Coeficientes del polinomio correspondiente al termopar tipo K.

```

*****
* This section contains coefficients of approximate inverse
* functions for type K thermocouples for the subranges of
* temperature and voltage listed below. The range of errors of
* the approximate inverse function for each subrange is also given.
* The coefficients are in units of °C and mV and are listed in
* the order of constant term up to the highest order.
* The equation is of the form  $t_{90} = d_0 + d_1 * E + d_2 * E^2 + \dots$ 
*   +  $d_n * E^n$ ,
* where E is in mV and  $t_{90}$  is in °C.
*
*   Temperature      Voltage      Error
*   range            range        range
*   (°C)             (mV)         (° C)
*   -200. to 0.      -5.891 to 0.000  -0.02 to 0.04
*   0. to 500.       0.000 to 20.644  -0.05 to 0.04
*   500. to 1372.    20.644 to 54.886 -0.05 to 0.06
*****
Inverse coefficients for type K:

Temperature  -200.          0.          500.
Range:       0.          500.        1372.

Voltage      -5.891          0.000        20.644
Range:       0.000        20.644       54.886

      0.0000000E+00  0.0000000E+00 -1.318058E+02
      2.5173462E+01  2.508355E+01  4.830222E+01
      -1.1662878E+00  7.860106E-02 -1.646031E+00
      -1.0833638E+00 -2.503131E-01  5.464731E-02
      -8.9773540E-01  8.315270E-02 -9.650715E-04
      -3.7342377E-01 -1.228034E-02  8.802193E-06
      -8.6632643E-02  9.804036E-04 -3.110810E-08
      -1.0450598E-02 -4.413030E-05  0.000000E+00
      -5.1920577E-04  1.057734E-06  0.000000E+00
      0.0000000E+00 -1.052755E-08  0.000000E+00

Error        -0.02          -0.05          -0.05
Range:       0.04          0.04          0.06

```

Tabla A1.1 Coeficientes del polinomio correspondiente al termopar tipo K (continuación).

A.2 Método principal de software

```
Dim entrada0 As Integer
Dim entrada1 As Integer
Dim resultado As Double
Dim resultado2 As Double
Dim resultado_total As Double
Dim max As Double
Dim min As Double
Dim dummy_count As Integer
Dim counter As Integer
Dim counter_tref As Integer
Dim promedio As Double
Dim tref0 As Integer
Dim tref1 As Integer
Dim tref As Double
Dim dummy As Variant
Dim i As Integer
Dim count_prom As Integer
Dim tresult_prom As Double
Dim num_datos As Integer
Dim presult_prom As Double
Dim vt_offset As Double
Dim vt_ambiente As Double
Dim Gln308 As Double
Dim Gains(4) As Double
Dim Iglm As Integer
SET_DATOS
On Error Resume Next
With mscmmController
termina_muestra = False
dummy_count = 0
min = 0
max = 5
counter = 0
counter_tref = 0
count_prom = 0
num_datos = 0
resultado = 0
resultado2 = 0
Tambiente = 0
'dum1_counter = 0

cierre_correcto = False
Delay (10)

.Output = "R"
For i = 0 To 10
Delay (10)

If .Input = "R" Then
Exit For
End If
If i = 10 Then
MsgBox "Conexion no exitosa.."
frmTemperatura.SetFocus
Exit Sub
End If
Next
```

```

*****
****          Visualizar temperatura ambiente          ****
****          (solo al inicio del proceso)             ****
*****

For i = 0 To 7
  .Output = "r"
  Do While .InBufferCount < 2          ****Espera a que los 2 bytes lleguen
  Loop

  entrada0 = Val(Asc(.Input))
  entrada1 = Val(Asc(.Input))
  Tambiente = Tambiente + une(entrada0, entrada1, 1, 5)

Next

Tambiente = Tambiente / 8
Tambiente = Tambiente / 10
vt_offset = 0.002

Tambiente = Tambiente * 100
Tambiente = Round(Tambiente, 0)
vt_ambiente = voltaje_tablas(Tambiente)
vt_ambiente = vt_ambiente / 1000

*****
****          Fijar la ganancia del LM308              ****
****          (inicial)                               ****
****          "1" Glm308 =[(33.2k+100)/3.32k]+1=11.03 ****
****          "2" Glm308 =[(22.2k+100)/3.32k]+1=7.717 ****
****          "3" Glm308 =[(10.0k+100)/3.32k]+1=4.042 ****
****          "4" Glm308 =[(682+100)/3.32k]+1=1.236  ****
*****

Gains(1) = 11.03
Gains(2) = 7.717
Gains(3) = 4.042
Gains(4) = 1.236

.Output = "1"
lglm = 1
Glm308 = Gains(lglm)
Delay (50)

Open path_guardar For Output As #2 'App.Path + "\myfile.txt" For Output As #2

.Output = "E"  "*****"Empezar la medicion
.Output = "d"  "*****"Habilitar el loop principal

While termina_muestra = False

'((((((((((((((( Espera el valor de Termopar ))))))))))))))))

  Do While .InBufferCount < 2          ****Espera a que los 2 bytes lleguen
  Loop

  entrada0 = Val(Asc(.Input))
  entrada1 = Val(Asc(.Input))

  resultado = une12bits(entrada0, entrada1, 1, 5.01)

```

```

tresult_prom = tresult_prom + resultado

num_datos = num_datos + 1
lbNum_datos.Caption = Str(num_datos)

'((((((((((((((( Espera el valor de Voltaje de salida, secundario )))))))))))))))

Do While .InBufferCount < 2          '**** Espera a que los 2 bytes lleguen
Loop

entrada0 = Val(Asc(.Input))
entrada1 = Val(Asc(.Input))

resultado2 = une12bits(entrada0, entrada1, 1 / Glm308, 5.01)      '**** Une 2 bytes

'*****
'****      Leer ganancia del PM5171 (en dB), en formulario de cfg      ****
'*****

resultado2 = resultado2 / (10 ^ (GdB / 20))
Label7.Caption = Str(resultado2) & " " & entrada0 & " " & entrada1
result_prom = result_prom + resultado2

count_prom = count_prom + 1

If count_prom = 8 Then
    count_prom = 0

'((((((((((((((( Para la temperatura )))))))))))))))

tresult_prom = tresult_prom / 8      '/8 para obtener el promedio de las lecturas

tresult_prom = tresult_prom / 73.4 '75.06 'Ganancia del AD620 con resistencia de 680, real 667 ohms
tresult_prom = tresult_prom - vt_offset
tresult_prom = tresult_prom + vt_ambiente 'Compensa el offset agregado por el LM35
tresult_prom = tresult_prom * 1000 'Para convertir en mV
tresult_prom = Temperatura_tablas(tresult_prom) 'Evaluación del polinomio, arg. en mV
Label2.Caption = Str(Format(tresult_prom, "###000.000000"))

'((((((((((((((( Para la permeabilidad )))))))))))))))

result_prom = result_prom / 8 'Dividir entre el numero de muestras

'/*/*/*/*/*/*Prevencción de saturación del LM308*//*/*/*/*/*/*
If (result_prom * (10 ^ (GdB / 20)) * Glm308) > 4 Then
    If lglm < 4 Then
        lglm = lglm + 1
        Glm308 = Gains(lglm)
        .Output = Str(lglm)

Do While .InBufferCount <> 0 'Evita errores de truncamiento de trama de datos
    If Cint(.InBufferCount / 4) = (.InBufferCount / 4) Then
        .InBufferCount = 0
    End If
Loop

Else
    MsgBox "Entrada fuera de rango", vbCritical + vbOKOnly, " ¡VOLTAJE DEMASIADO ALTO!"
End If
End If

result_prom = obten_mu(result_prom) 'Evaluación en la formula

```

```

'(((((((( Guardar datos ))))))))
  If num_datos = 8 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Y[mm]=", Y_var
  Elseif num_datos = 16 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "r1[mm]=", r1
  Elseif num_datos = 24 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "r2[mm]=", r2
  Elseif num_datos = 32 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Np=", Np
  Elseif num_datos = 40 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Ns=", Ns
  Elseif num_datos = 48 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Ip[mA]=", I_p
  Elseif num_datos = 56 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Ganancia[dB]=", GdB
  Elseif num_datos = 64 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "frecuencia[kHz]=", frec
  Elseif num_datos = 72 Then
    Write #2, tresult_prom, presult_prom, "Tambiente", Tambiente
  Else
    Write #2, tresult_prom, presult_prom
  End If

'(((((((( Graficado de datos ))))))))
  Call grafica(1, 600, 0, 600, 0, max_per, tresult_prom, presult_prom)

'(((((((( Resetear variables ))))))))
  tresult_prom = 0
  presult_prom = 0
End If

If dummy_count = 0 Then
  min = resultado
  max = resultado
  dummy_count = dummy_count + 1
End If

If dummy_count <> 0 Then
  If resultado < min Then
    min = resultado
  Elseif resultado > max Then
    max = resultado
  End If

  lbMax.Caption = Str(max)
  lbMin.Caption = Str(min)
End If
  counter = counter + 1
  resultado_total = resultado_total + resultado
  promedio = resultado_total / counter
  lbAver.Caption = Str(promedio)
DoEvents

Wend

End With
Close 2

```

A.3 Firmware del microcontrolador

```
#include <16f877.h>//18f452
#include <SPI_MCP3202.h>
#define ADC=10
#include<math.h>
#include <stdlib.h>
#fuses hs,nowdt,noprotect,nolvp
#use delay(clock=2000000)
#use rs232(baud=9600,xmit=pin_c6,rcv=pin_c7)
#include <SPI_MCP3202.c>//Después de delay(...)

void test_report(void);
void ini_int(void); //Habilita las configuraciones necesarias
void ini_modulos(void); //Inicializa los módulos
void envia_2_reg(int16); //Parte el valor del ADC de 10 bits en 2 registros con valor HEX
void set_ganancia(int8);

boolean empieza=false;
boolean detente=false;
int16 counter=0;
//int8 ganancia=0;

#int_rda
isr_rcvdata(){
int16 obtenido=0;
int16 obt_temp=0;
int ajuste;
char ascii_ed;
int16 ajuste_F_pwm,t_ajuste_F_pwm;
char tipo_ajuste;

tipo_ajuste=getc();
switch(tipo_ajuste){
case 'r':{
set_adc_channel(1);
delay_us(20);
obt_temp=read_adc();
//printf("TOTAL: %!U \r\n",obt_temp);
envia_2_reg(obt_temp);

}
break;
case 'R':{
printf("R"); //Envio de comunicación establecida
}
break;
case 't':{
test_report();
}
break;
case 'E':{
empieza=true;
}
break;
case 'D':{
detente=true;
}
break;
case 'd':{
detente=false;
}
```



```

//módulo PWM
  setup_ccp1(ccp_pwm);      //Inicia pwm, con un valor arbitrario.
  setup_timer_2(t2_div_by_1,5,1);
  set_pwm1_duty(2);
}

void ini_int(){
//Interrupcion comunicación RS232, recepción
  enable_interrupts(int_rda);
//Interrupción por overflow del TMR0
  // enable_interrupts(int_timer0);
//Habilita las interrupciones declaradas
  enable_interrupts(global);
}

void test_report(void){
  int8 i;
  float frec_f;
  printf("Reportando.Espere...\r\n");
  printf("Versión 1.00 ADQ Temperatura C\r\n");
  delay_us(500);
  printf("Firmware y software by JG\r\n");
  printf("YYYY\r\n");
}

//-----
//---envia_2_reg:toma un reg16 y lo divide en 2 int8 ----
//--- para enviarlo a la PC 1 int16 frecuencia, ----
//--- dado en kHz. ----
//-----
void envia_2_reg(int16 reg16){
  int8 env_h=0,env_l=0;
  int i=0;
  if(reg16>=2048){
    reg16=reg16-2048;
    env_h=env_h+8;
  }
  if(reg16>=1024){
    reg16=reg16-1024;
    env_h=env_h+4;
  }
  if(reg16>=512){
    reg16=reg16-512;
    env_h=env_h+2;
  }
  if(reg16>=256){
    reg16=reg16-256;
    env_h++;
  }
  if(reg16>0){
    env_l=reg16;
  }
  printf("%C",env_l);
  printf("%C",env_h);
}

void set_ganancia(int g){
  //Todos lo switches del CD412DJ abiertos:
  output_bit(pin_d2,0);
  output_bit(pin_d3,0);
  output_bit(pin_c4,0);
  output_bit(pin_c5,0);
}

```

```
//Fija la ganancia através de los pines PORTD<2:3> y PORTC<4:5>
if(g==1)
  output_bit(pin_d2,1);
else if(g==2)
  output_bit(pin_d3,1);
else if(g==3)
  output_bit(pin_c4,1);
else if(g==4)
  output_bit(pin_c5,1);
}
```

A.4 Coeficientes para filtros Butterworth

n	i	a_i	b_i	$k_i = f_{Ci} / f_C$	Q_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.4142	1.0000	1.000	0.71
3	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.0000	1.0000	1.272	1.00
4	1	1.8478	1.0000	0.719	0.54
	2	0.7654	1.0000	1.390	1.31
5	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.6180	1.0000	0.859	0.62
	3	0.6180	1.0000	1.448	1.62
6	1	1.9319	1.0000	0.676	0.52
	2	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	3	0.5176	1.0000	1.479	1.93
7	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8019	1.0000	0.745	0.55
	3	1.2470	1.0000	1.117	0.80
	4	0.4450	1.0000	1.499	2.25
8	1	1.9616	1.0000	0.661	0.51
	2	1.6629	1.0000	0.829	0.60
	3	1.1111	1.0000	1.206	0.90
	4	0.3902	1.0000	1.512	2.56
9	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8794	1.0000	0.703	0.53
	3	1.5321	1.0000	0.917	0.65
	4	1.0000	1.0000	1.272	1.00
	5	0.3473	1.0000	1.521	2.88
10	1	1.9754	1.0000	0.655	0.51
	2	1.7820	1.0000	0.756	0.56
	3	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	4	0.9080	1.0000	1.322	1.10
	5	0.3129	1.0000	1.527	3.20

Tabla A4.1 Coeficientes para filtros Butterworth^[11].

A.5 Esquemático y circuito impreso

La figura A5.1, A5.2 y A5.3 muestran el esquemático correspondiente al circuito permeabilómetro.

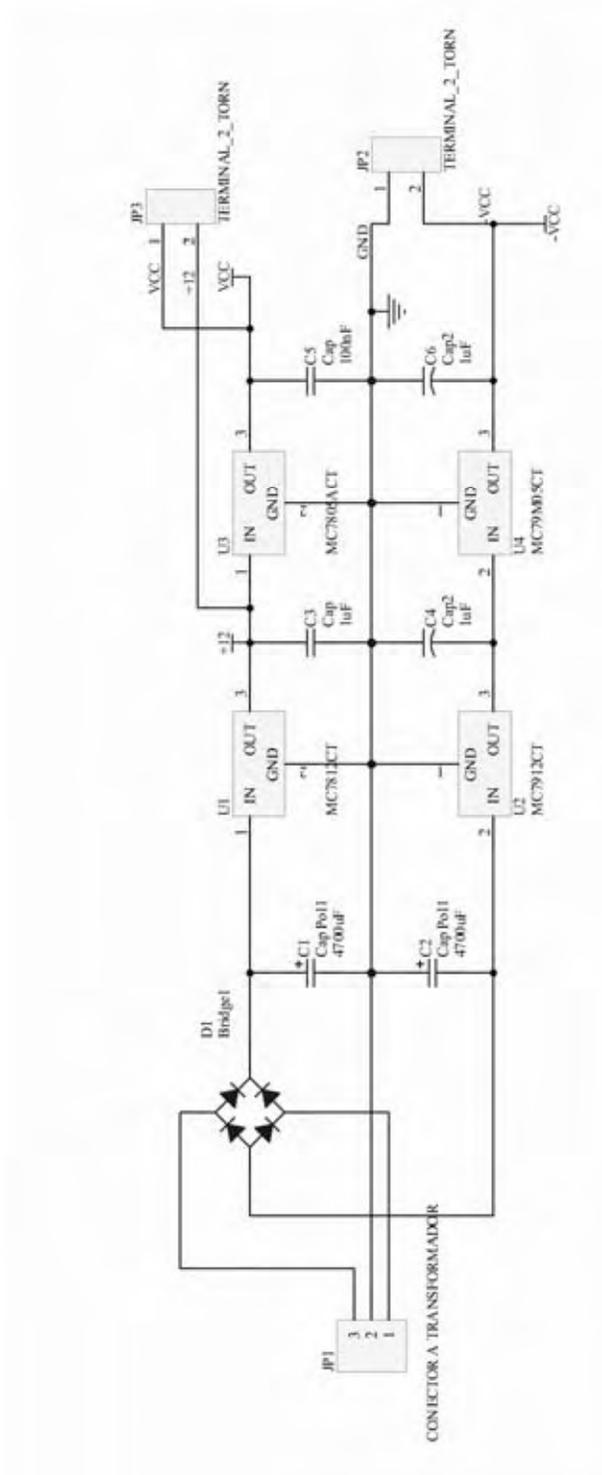


Figura A5.1 Esquema de la *fuerza de alimentación de voltaje* para el permeabilómetro.

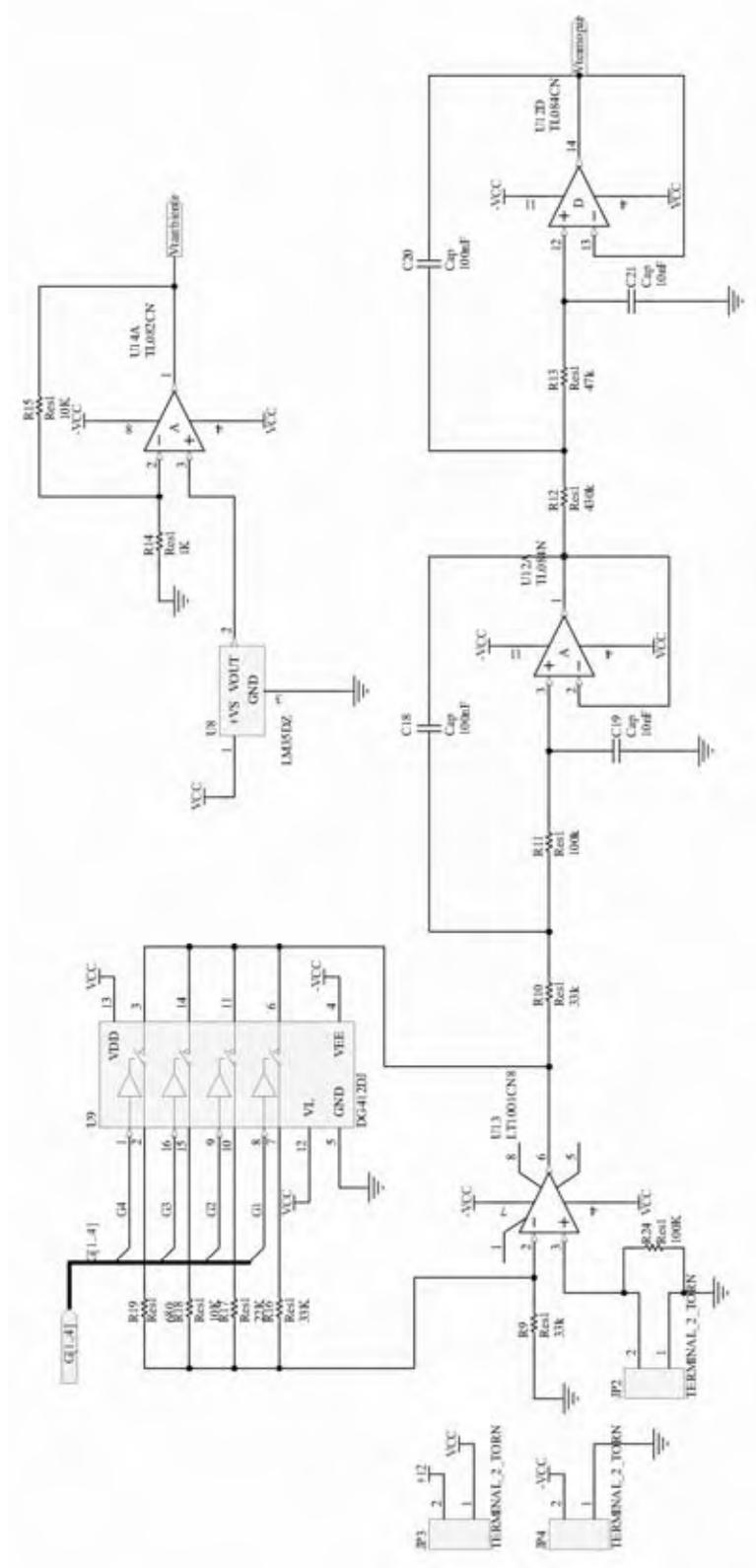


Figura A5.2 a) Esquemático de la parte analógica del permeabilómetro utilizada para amplificar y filtrar la señal obtenida a la salida del amplificador PM5171.

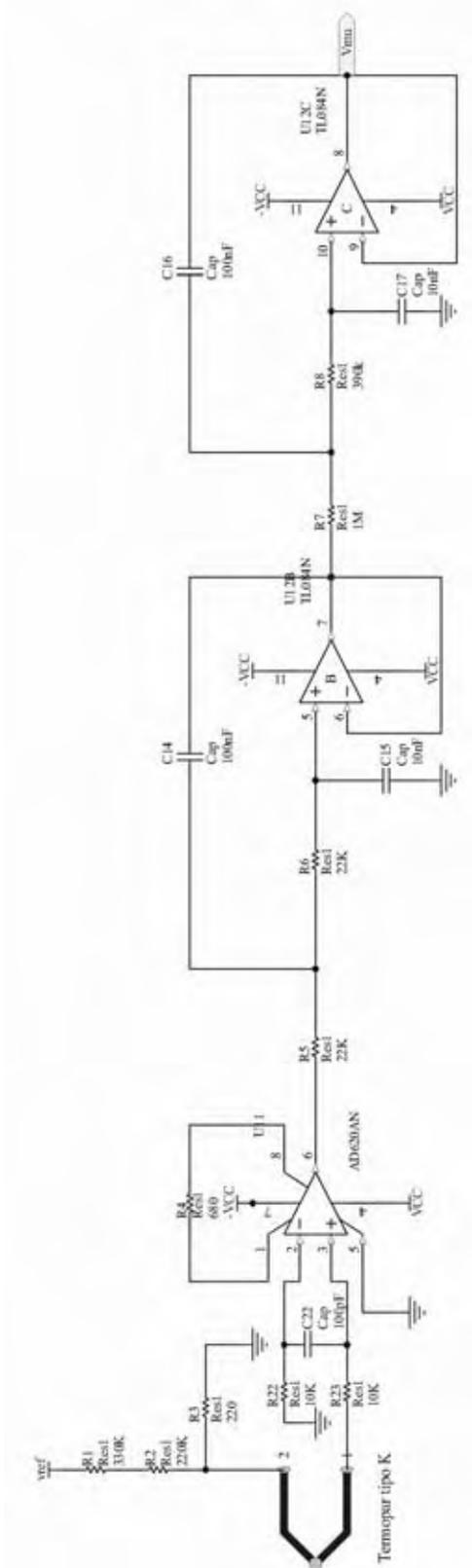


Figura A5.2 b) Esquemático de la parte analógica del permeabilómetro correspondiente a la amplificación y al filtrado del voltaje del termopar.

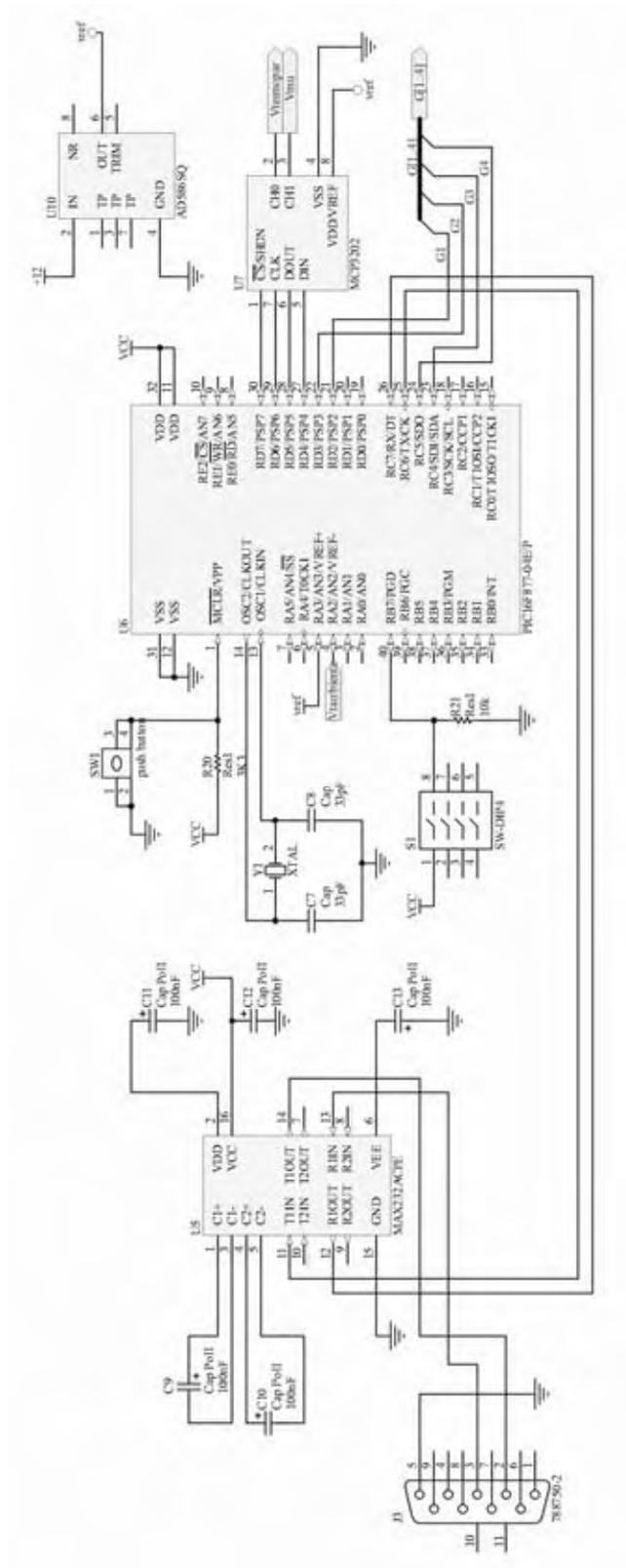


Figura A5.3 Esquemático de la parte digital del permeabilómetro.

El circuito impreso se elaboró con el siguiente archivo generado a partir de los diagramas anteriores.

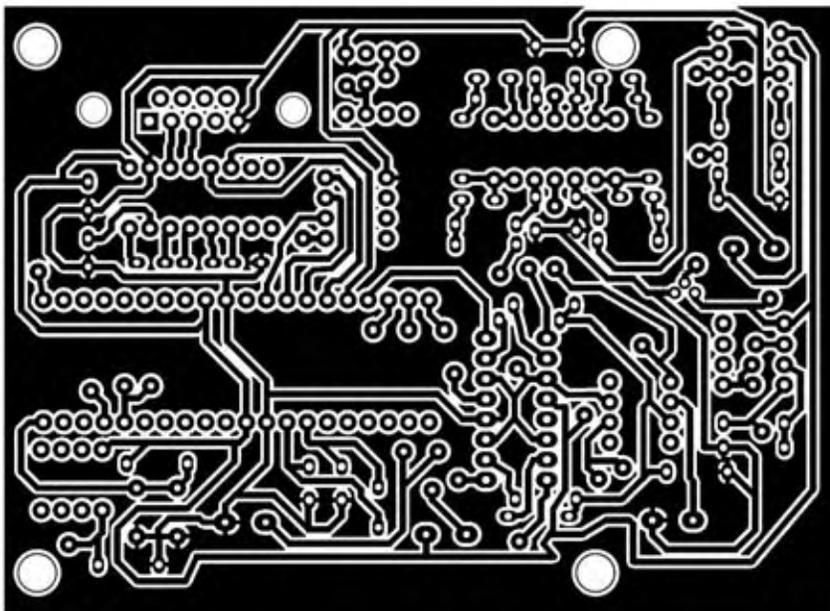


Figura A5.4 Diagrama del circuito impreso del permeabilómetro.

A.6 Manual de usuario del permeabilómetro

Manual de usuario

Permeabilómetro 1.0

Version 1.0 Junio 2008
por JGS

Índice

	página
1 Descripción general	63
2 Conexiones. Termopar y bobina secundaria	64
3 Ajuste de ganancia	64
4 Señal excesiva	65
5 Dimensiones físicas y datos adicionales	65
6 Iniciar y terminar medición. Salir de la aplicación	65
7 Rangos	66
8 Prueba de comunicación	66
9 Visualización de permeabilidad y temperatura	66
10 Ruta del archivo generado	67
11 Importar los archivos .txt a origin	67
12 Cable de comunicación y protección	68

Descripción general

El sistema es capaz de generar gráficas de temperatura vs. permeabilidad. Para realizar las gráficas es necesario contar con una fuente de calor (**mufla**), una fuente de señal senoidal (**generador de funciones**) y un amplificador de voltaje AC a DC rms (en este caso un amplificador PM5171). La figura 1.1 muestra el esquema general de conexión.

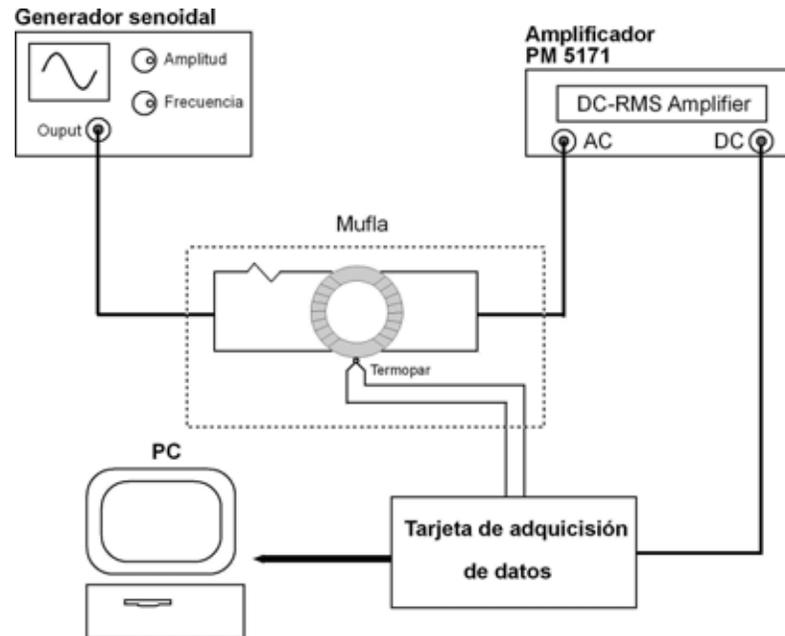


Figura 1.1 Diagrama general de conexión

La ventana del programa *Permeabilómetro* se aprecia en la figura 1.2.

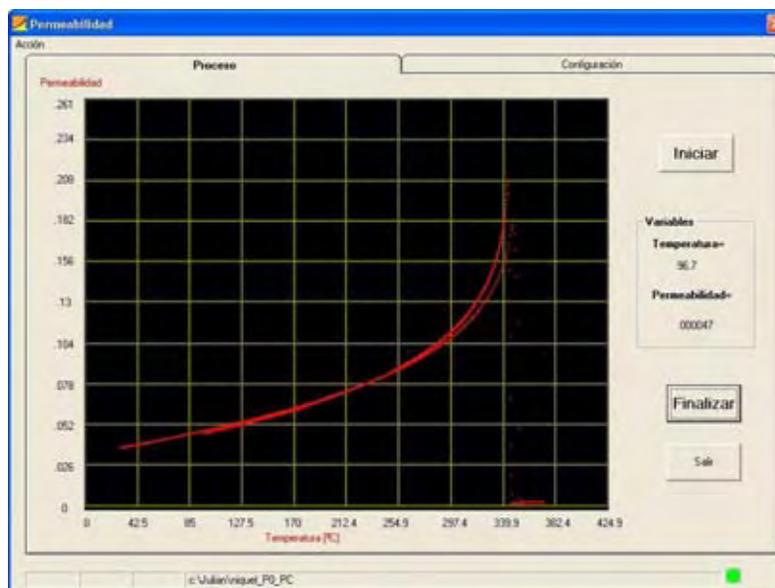


Figura 2. Ventana principal del programa permeabilómetro



Figura 2. Generador de onda senoidal.



Figura 3. Amplificador logarítmico salida DC proporcional a voltaje RMS de señal de AC a la entrada

Conexiones. Termopar y bobina secundaria

El termopar se conecta a las terminales etiquetadas como TERMOPAR POS y NEG, siendo positivo y negativo, respectivamente.

Las terminales para el embobinado primario de la muestra están indicados PM5171 POS y NEG, siendo positivo y negativo, respectivamente.

Los colores del permeabilómetro siguen la convención: color negro para la *tierra* y color rojo para el *positivo* de la señal.

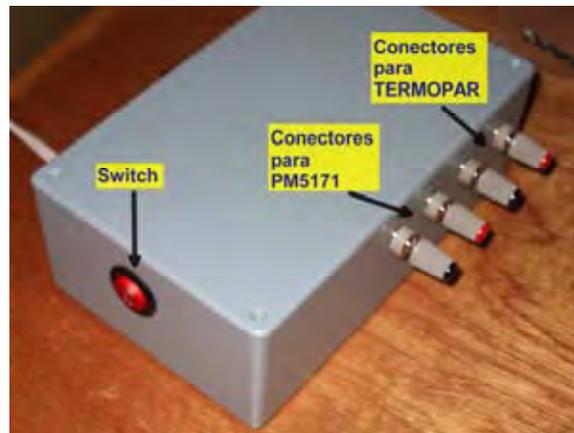


Figura 4. Permeabilómetro, conectores y switch de encendido

Ajustes de ganancia.

La ganancia se puede ajustar en el amplificador PM5171, teniendo las siguientes opciones de ganancia: 10,20,30,40,50 y 60 dB. Además se puede hacer más grande la señal si se modifica la amplitud en el generador de onda senoidal.



Figura 3 a)



Figura 3 b)

La figura 3 a) y b) muestra los botones para ajustar la ganancia en el PM5171 y en el generador de onda senoidal.

Señal excesiva

En caso de que la señal aplicada a las terminales de entrada del sistema sea demasiado grande, el software mandara un aviso: “Señal demasiado grande”, las posibles soluciones son dos: 1) *reducir la ganancia en el amplificador PM5171 y/o reducir la amplitud de la señal senoidal en el generador de onda senoidal.*

Dimensiones físicas y datos adicionales.

Para determinar la permeabilidad se necesitan las dimensiones físicas de la muestra toroidal, la corriente en el embobinado primario en el toroide, que se puede medir con un multímetro true rms. La figura 5 muestra los campos a rellenar para aportar estos datos.

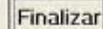
Figura 5. Plantilla de datos

Iniciar y terminar medición. Salir de la aplicación

Para iniciar la adquisición se cuenta con un botón en la aplicación,



Para finalizar la adquisición se cuenta con un botón en la aplicación,



Para salir del programa *permeabilidad* hay que presionar F4 o presionar el botón de

Salir, . Al presionar salir o F4 se pedirá confirmación para salir.

Rangos

El sistema tiene un *rango en temperatura* de 0 a 700 °C.

El *rango de permeabilidad* depende de la amplificación aplicada.

Prueba de comunicación

Al iniciarse la aplicación **TemperaturaC.exe** se revisa que el permeabilómetro este conectado, si es así mandará un aviso *Tarjeta encontrada* en caso contrario *Tarjeta no encontrada*.

Al presionar el botón **iniciar** el programa verifica que se encuentre la tarjeta, sino esta conectado o existe algún problema lanza un mensaje de *tarjeta no encontrada*.

Se puede comprobar la comunicación mediante el botón que se muestra en la figura 6 en la pestaña de configuración. Al presionar el botón “Probar comunicación” se mostrará el texto de la figura 6 a) y el permeabilómetro responderá con el texto mostrado en la figura 6 b)



Figura 6 a)

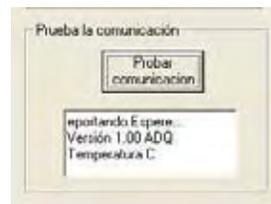


Figura 6 b)

Visualización de permeabilidad y temperatura

Durante la prueba se va mostrando la permeabilidad y temperatura de como va llegando la información a la PC, se despliega además de la gráfica. La figura 7 muestra los datos desplegados durante una prueba.



Figura 7. Variables desplegadas durante la prueba

Ruta del archivo generado.

El archivo generado se almacena en la ruta donde se especifique en el programa permeabilómetro. La ruta se especifica en la pestaña *configuración*, en el recuadro nombrado como *directorio*, figura 8.

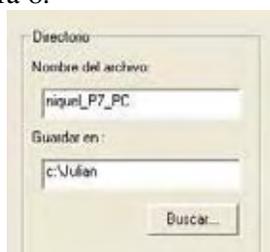


Figura 8. Ruta donde se almacena el archivo generado

Importar los archivos .txt a origin

Para importar los archivos .txt generados durante la adquisición de datos se tiene que hacer lo siguiente:

- 1) Abrir una nueva hoja de origin,
- 2) en el menu **Abrir->importar->ASCII** y abrirá una ventana para buscar el archivo a importar, si es la primer vez entonces pedirá la configuración para importar los archivos, se debe configurar como *separado por comas* y presiona adelante, figura 8.
- 3) se abrirá el archivo con 4 columnas, figura 9. Las dos primeras son las columnas de datos, la primera de temperatura en °C y la segunda de permeabilidad. La tercera y cuarta columna son los parámetros introducidos en el programa.

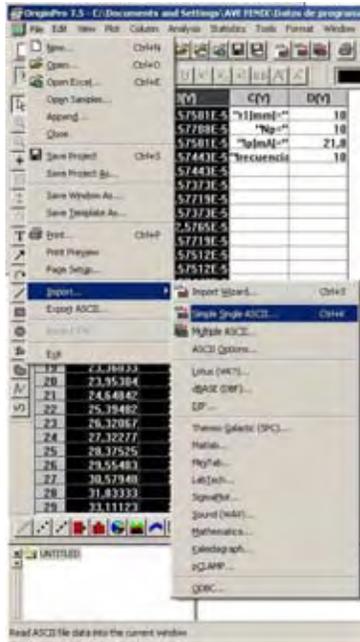


Figura 8. Importando un archivo .txt desde el menú de origen.

The screenshot shows a spreadsheet with the following data:

	APQ	h[V]	C[V]	D[V]
1	28.88154	3,75267E-5	"11mm"	10
2	28.83589	3,75267E-5	"11mm"	13
3	28.88805	3,75267E-5	"21mm"	15
4	28.80356	3,75267E-5	"No"	10
5	28.57271	3,74713E-5	"No"	12
6	28.49575	3,74228E-5	"10mm"	21
7	28.49575	3,7418E-5	"Ganancia"	80
8	28.49575	3,7418E-5	"frecuencia"	10
9	28.49575	3,7418E-5	"Tambien"	26,37059
10	28.45123	3,74228E-5		
11	28.49575	3,7418E-5		
12	28.45123	3,7418E-5		
13	28.54927	3,7418E-5		
14	28.45123	3,7418E-5		
15	28.49575	3,7418E-5		
16	28.54927	3,74228E-5		
17	28.4781	3,7418E-5		
18	28.44444	3,74091E-5		
19	28.44444	3,73952E-5		
20	28.44444	3,74022E-5		
21	28.49575	3,73814E-5		
22	28.49575	3,74022E-5		
23	28.54927	3,7418E-5		
24	28.45123	3,7418E-5		
25	28.47889	3,7418E-5		
26	28.88805	3,7418E-5		
27	28.95864	3,75129E-5		
28	29.31637	3,75267E-5		
29	29.54928	3,75751E-5		

Figura 9. Columnas de datos: temperatura, permeabilidad, parámetro y valor del parámetro.

Cable de comunicación y protección.

El cable de comunicación es uno de tipo serial con terminales DB-9. El conector detrás del permeabilómetro, figura 10, debe conectarse al *macho* del cable, hay que asegurarse que este firmemente conectado antes de empezar una prueba o dejarlo asegurado mediante su tornillos para prevenir que se suelte.



Figura 10. Conexión para la PC y fusible de protección.

Un fusible de 250mA protege al permeabilómetro de posibles sobrecorrientes en la fuente de alimentación de dc del permeabilómetro. El fusible esta colocado en la parte posterior del permeabilómetro, figura 10.

A.7 Hojas de especificaciones de circuitos integrados

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SL08081E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbols



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications on the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

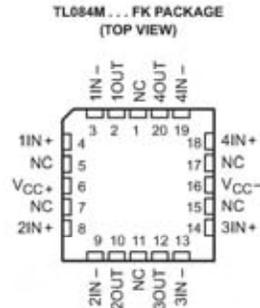
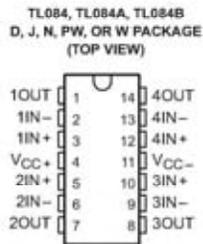
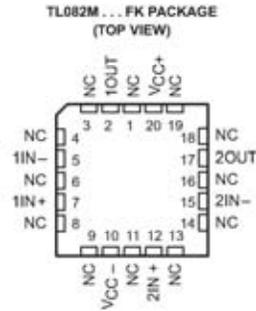
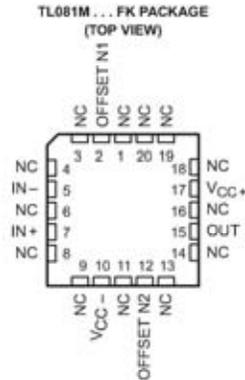
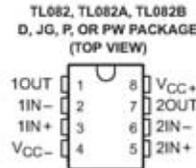
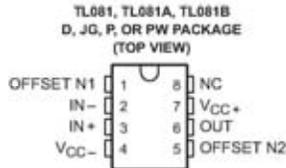
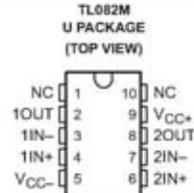
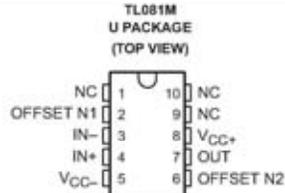


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y**
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999



NC - No internal connection



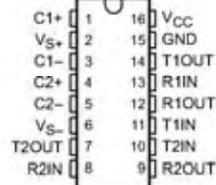
POST OFFICE BOX 655031 • DALLAS, TEXAS 75265

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLL90471 – FEBRUARY 1989 – REVISED OCTOBER 2002

- Meet or Exceed TIA/EIA-232-F and ITU Recommendation V.28
- Operate With Single 5-V Power Supply
- Operate Up to 120 kbit/s
- Two Drivers and Two Receivers
- ± 30 -V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typical
- Designed to be Interchangeable With Maxim MAX232
- ESD Protection Exceeds JESD 22 – 2000-V Human-Body Model (A114-A)
- Applications
 - TIA/EIA-232-F
 - Battery-Powered Systems
 - Terminals
 - Modems
 - Computers

MAX232 . . . D, DW, N, OR NS PACKAGE
MAX232I . . . D, DW, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply EIA-232 voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts EIA-232 inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V and a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept ± 30 -V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into EIA-232 levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

ORDERING INFORMATION

TA	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	PDIP (N)	Tube	MAX232N	MAX232N
		Tube	MAX232D	MAX232
	SOIC (D)	Tape and reel	MAX232DR	
		Tube	MAX232DW	MAX232
	SOIC (DW)	Tape and reel	MAX232DWR	
		SOP (NS)	Tape and reel	MAX232NSR
-40°C to 85°C	PDIP (N)	Tube	MAX232IN	MAX232IN
		Tube	MAX232ID	MAX232I
	SOIC (D)	Tape and reel	MAX232IDR	
		Tube	MAX232IDW	MAX232I
	SOIC (DW)	Tape and reel	MAX232IDWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinASIC is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

1

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLL90471 - FEBRUARY 1989 - REVISED OCTOBER 2002

Function Tables

EACH DRIVER

INPUT T1N	OUTPUT T1OUT
L	H
H	L

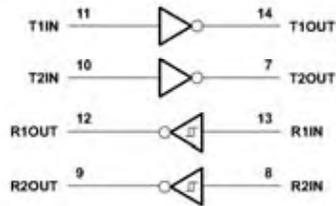
H = high level, L = low level

EACH RECEIVER

INPUT R1N	OUTPUT R1OUT
L	H
H	L

H = high level, L = low level

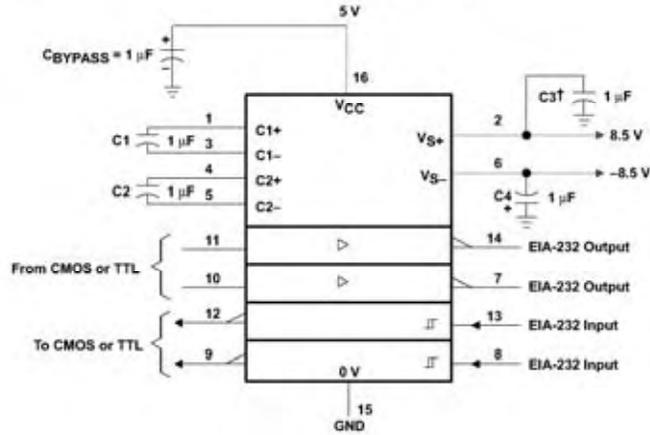
logic diagram (positive logic)



MAX232, MAX232I
 DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLL90471 - FEBRUARY 1989 - REVISED OCTOBER 2002

APPLICATION INFORMATION



† C3 can be connected to V_{CC} or GND.

Figure 4. Typical Operating Circuit



Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

- FEATURES**
EASY TO USE
 Gain Set with One External Resistor
 (Gain Range 1 to 1000)
 Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
 Higher Performance than Three Op Amp IA Designs
 Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
 Low Power, 1.3 mA max Supply Current
- EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")**
 50 μ V max, Input Offset Voltage
 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
 1.0 nA max, Input Bias Current
 100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

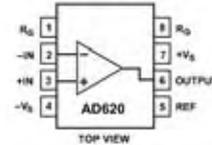
- LOW NOISE**
 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
 0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

- EXCELLENT AC SPECIFICATIONS**
 120 kHz Bandwidth (G = 100)
 15 μ s Settling Time to 0.01%

- APPLICATIONS**
 Weigh Scales
 ECG and Medical Instrumentation
 Transducer Interface
 Data Acquisition Systems
 Industrial Process Controls
 Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION
 The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

CONNECTION DIAGRAM
 8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
 and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

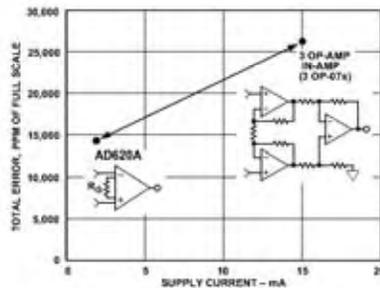


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

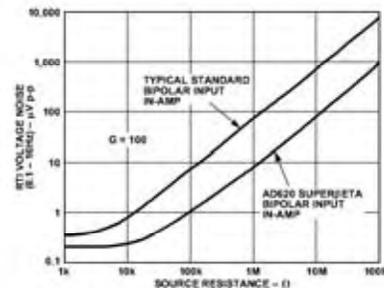


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_s = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
Gain Range	$G = 1 + (99.4 \text{ k}/R_G)$	1			1			1			
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V	10,000			10,000			10,000			
G = 1		0.03			0.01			0.03			%
G = 10		0.15			0.10			0.15			%
G = 100		0.25			0.10			0.15			%
G = 1000		0.40			0.35			0.40			%
Nonlinearity, G = 1–1000	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V, $R_L = 10$ k Ω	10			10			10			ppm
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω	10			10			10			ppm
Gain vs. Temperature	G = 1	10			10			10			ppm/°C
	Gain $\times 1^2$	-50			-50			-50			ppm/°C
VOLTAGE OFFSET											
(Total RTI Error = $V_{OS1} + V_{OS2}/G$)											
Input Offset, V_{OS1}	$V_s = \pm 5$ V to ± 15 V	30			15			30			μ V
Over Temperature	$V_s = \pm 5$ V to ± 15 V	185			85			225			μ V
Average TC	$V_s = \pm 5$ V to ± 15 V	0.3			0.1			0.3			μ V/°C
Output Offset, V_{OS2}	$V_s = \pm 15$ V	400			200			400			μ V
	$V_s = \pm 5$ V	1500			750			1500			μ V
Over Temperature	$V_s = \pm 5$ V to ± 15 V	2000			1000			2000			μ V
Average TC	$V_s = \pm 5$ V to ± 15 V	5.0			2.5			5.0			μ V/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_s = \pm 2.5$ V to ± 18 V	80			80			80			dB
G = 1		95			100			95			dB
G = 10		110			120			110			dB
G = 100		110			120			110			dB
G = 1000		110			120			110			dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current		0.5			0.5			0.5			nA
Over Temperature		2.0			1.0			2			nA
Average TC		3.0			3.0			8.0			pA/°C
Input Offset Current		0.3			0.3			0.3			nA
Over Temperature		1.5			0.75			2.0			nA
Average TC		1.5			1.5			8.0			pA/°C
INPUT											
Input Impedance		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²			GG/pF
Differential		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²			GG/pF
Common-Mode		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²			GG/pF
Input Voltage Range ³	$V_s = \pm 2.5$ V to ± 5 V	$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.2$			$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.2$			$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.2$			V
Over Temperature	$V_s = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_s + 2.1$ $+V_s - 1.3$			$-V_s + 2.1$ $+V_s - 1.3$			$-V_s + 2.1$ $+V_s - 1.3$			V
Over Temperature		$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 1.9$ $+V_s - 1.4$			V
Over Temperature		$-V_s + 2.1$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 2.1$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 2.3$ $+V_s - 1.4$			V
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Impedance	$V_{CM} = 0$ V to ± 10 V	75			80			75			dB
G = 1		95			100			95			dB
G = 10		110			120			110			dB
G = 100		110			120			110			dB
G = 1000		110			120			110			dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k Ω , $V_s = \pm 2.5$ V to ± 5 V	$-V_s + 1.1$ $+V_s - 1.2$			$-V_s + 1.1$ $+V_s - 1.2$			$-V_s + 1.1$ $+V_s - 1.2$			V
Over Temperature	$V_s = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_s + 1.2$ $+V_s - 1.3$			$-V_s + 1.4$ $+V_s - 1.3$			$-V_s + 1.6$ $+V_s - 1.3$			V
Over Temperature		$-V_s + 1.2$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 1.2$ $+V_s - 1.4$			$-V_s + 1.2$ $+V_s - 1.4$			V
Over Temperature		$-V_s + 1.6$ $+V_s - 1.5$			$-V_s + 1.6$ $+V_s - 1.5$			$-V_s + 2.3$ $+V_s - 1.5$			V
Short Current Circuit		± 18			± 18			± 18			mA

AD620

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth												
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs	
Settling Time to 0.01%	10 V Step										μs	
G = 1-100			15			15			15		μs	
G = 1000			150			150			150		μs	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz		<i>Total RTI Noise = $\sqrt{(e_{nt}^2) + (e_{no}/G)^2}$</i>										
Input, Voltage Noise, e_{nt}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μV p-p	
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μV p-p	
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz	
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p	
REFERENCE INPUT												
R_{in}			20			20			20		Ω	
I_{in}	$V_{DIP}, V_{MSOP} = 0$		+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			$-V_A + 1.6$	$+V_A - 1.6$		$-V_A + 1.6$	$+V_A - 1.6$		$-V_A + 1.6$	$+V_A - 1.6$	V	
Gain to Output			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_A = \pm 2.3$ V to ± 18 V	± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		V	
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA	
Over Temperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA	
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			-40 to +85			-40 to +85			-55 to +125			°C

NOTES

¹See Analog Devices military data sheet for 803B tested specifications.

²Does not include effects of external resistor R_G .

³One input grounded. G = 1.

⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

Specifications subject to change without notice.

Monolithic Quad SPST, CMOS Analog Switches

The DG411 series monolithic CMOS analog switches are drop-in replacements for the popular DG211 and DG212 series devices. They include four independent single pole throw (SPST) analog switches, and TTL and CMOS compatible digital inputs.

These switches feature lower analog ON resistance (<35Ω) and faster switch time ($t_{ON} < 175ns$) compared to the DG211 or DG212. Charge injection has been reduced, simplifying sample and hold applications.

The improvements in the DG411 series are made possible by using a high voltage silicon-gate process. An epitaxial layer prevents the latch-up associated with older CMOS technologies. The 44V maximum voltage range permits controlling 40V_{P-P} signals. Power supplies may be single-ended from +5V to +34V, or split from ±5V to ±20V.

The four switches are bilateral, equally matched for AC or bidirectional signals. The ON resistance variation with analog signals is quite low over a ±15V analog input range. The switches in the DG411 and DG412 are identical, differing only in the polarity of the selection logic. Two of the switches in the DG413 (#1 and #4) use the logic of the DG211 and DG411 (i.e., a logic "0" turns the switch ON) and the other two switches use DG212 and DG412 positive logic. This permits independent control of turn-on and turn-off times for SPDT configurations, permitting "break-before-make" or "make-before-break" operation with a minimum of external logic.

TRUTH TABLE

LOGIC	DG411	DG412	DG413	
	SWITCH	SWITCH	SWITCH 1, 4	SWITCH 2, 3
0	ON	OFF	OFF	ON
1	OFF	ON	ON	OFF

NOTE: Logic "0" ≤0.8V. Logic "1" ≥2.4V.

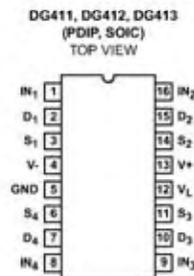
Features

- ON Resistance (Max) 35Ω
- Low Power Consumption (P_D) <35μW
- Fast Switching Action
 - t_{ON} (Max) 175ns
 - t_{OFF} (Max) 145ns
- Low Charge Injection
- Upgrade from DG211/DG212
- TTL, CMOS Compatible
- Single or Split Supply Operation

Applications

- Audio Switching
- Battery Operated Systems
- Data Acquisition
- Hi-Rel Systems
- Sample and Hold Circuits
- Communication Systems
- Automatic Test Equipment

Pinout



Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
DG411DJ	-40 to 85	16 Ld PDIP	E16.3
DG411DY	-40 to 85	16 Ld SOIC	M16.15
DG412DJ	-40 to 85	16 Ld PDIP	E16.3
DG412DY	-40 to 85	16 Ld SOIC	M16.15
DG413DJ	-40 to 85	16 Ld PDIP	E16.3
DG413DY	-40 to 85	16 Ld SOIC	M16.15

LT1001

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage	±22V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage	±22V
Output Short Circuit Duration	Indefinite

Operating Temperature Range

LT1001AM/LT1001M (OBSOLETE) ..	-55°C to 150°C
LT1001AC/LT1001C	0°C to 125°C
Storage: All Devices	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW OFFSET ADJUST -IN +IN V- (CASE) H PACKAGE METAL CAN $T_{MAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 45^{\circ}\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1001AMH/883 LT1001MH LT1001ACH LT1001CH</p>	<p>TOP VIEW V_{OS} TRIM 1 8 V_{OS} TRIM -IN 2 7 V₊ +IN 3 6 OUT V- 4 5 NC</p> <p>8 PIN PLASTIC DIP 8 PIN PLASTIC SO $T_{MAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}\text{C/W}$ (N) $T_{MAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C/W}$ (E)</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1001ACN8 LT1001CN8 LT1001CS8</p>
	<p>OBSOLETE PACKAGE</p> <p>Consider the NI and SS Packages for Alternate Source</p>		<p>S8 PART MARKING</p> <p>1001</p>
		<p>8 PIN HERMETIC DIP $T_{MAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C/W}$ (J)</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1001AMJ8/883 LT1001MJ8 LT1001ACJ8 LT1001CJ8</p>
	<p>OBSOLETE PACKAGE</p> <p>Consider the NI and SS Packages for Alternate Source</p>		

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1001AM/883 LT1001AC			LT1001M/LT1001C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	Note 2	LT1001AM/883			●			μV
			LT1001AC			●			
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta \text{Time}}$	Long Term Input Offset Voltage Stability	Notes 3 and 4	●			●			μV/month
I _{OS}	Input Offset Current		●			●			nA
I _b	Input Bias Current		±0.5			±2.0			nA
e _n	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	●			●			μV _{p-p}
e _n	Input Noise Voltage Density	f _O = 10Hz (Note 6) f _O = 1000Hz (Note 3)	10.3			18.0			nV/√Hz
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	R _L ≥ 2kΩ, V _O = ±12V R _L ≥ 1kΩ V _O = ±10V	450			800			V/mV
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V _{CM} = ±13V	114			126			dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = ±3V to ±18V	110			123			dB
R _{in}	Input Resistance Differential Mode		30			100			MΩ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1001AM/883 LT1001AC			LT1001M/LT1001C			UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
	Input Voltage Range		±13	±14		±13	±14		V	
V _{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	R _L ≥ 2kΩ	±13	±14		±13	±14		V	
		R _L ≥ 1kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5		V	
S _R	Slew Rate	R _L ≥ 2kΩ (Note 5)	0.1	0.25		0.1	0.25		V/μs	
GBW	Gain-Bandwidth Product	(Note 5)	0.4	0.8		0.4	0.8		MHz	
P _d	Power Dissipation	No load		46	75		48	80		mW
		No load, V _S = ±3V		4	6		4	8		mW

V_S = ±15V, -55°C ≤ T_A ≤ 125°C, unless otherwise noted

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1001AM/883			LT1001M			UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V _{OS}	Input Offset Voltage		●	30	60		45	160	μV	
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta \text{Temp}}$	Average Offset Voltage Drift		●	0.2	0.6		0.3	1.0	μV/°C	
I _{OS}	Input Offset Current		●	0.8	4.0		1.2	7.6	nA	
I _B	Input Bias Current		●	±1.0	±4.0		±1.5	±8.0	nA	
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	R _L ≥ 2kΩ, V _O = ±10V	●	300	700		200	700	V/mV	
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V _{CM} = ±13V	●	110	122		106	120	dB	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = ±3 to ±18V	●	104	117		100	117	dB	
	Input Voltage Range		●	±13	±14		±13	±14	V	
V _{OUT}	Output Voltage Swing	R _L ≥ 2kΩ	●	±12.5	±13.5		±12.0	±13.5	V	
P _d	Power Dissipation	No load	●		55	90		60	100	mW

V_S = ±15V, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C, unless otherwise noted

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1001AC			LT1001C			UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V _{OS}	Input Offset Voltage		●	20	60		30	110	μV	
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta \text{Temp}}$	Average Offset Voltage Drift		●	0.2	0.6		0.3	1.0	μV/°C	
I _{OS}	Input Offset Current		●	0.5	3.5		0.6	5.3	nA	
I _B	Input Bias Current		●	±0.7	±3.5		±1.0	±5.5	nA	
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	R _L ≥ 2kΩ, V _O = ±10V	●	350	750		250	750	V/mV	
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V _{CM} = ±13V	●	110	124		106	123	dB	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = ±3V to ±18V	●	106	120		103	120	dB	
	Input Voltage Range		●	±13	±14		±13	±14	V	
V _{OUT}	Output Voltage Swing	R _L ≥ 2kΩ	●	±12.5	±13.8		±12.5	±13.8	V	
P _d	Power Dissipation	No load	●		50	85		55	90	mW

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: Offset voltage for the LT1001AM/883 and LT1001AC are measured after power is applied and the device is fully warmed up. All other grades are measured with high speed test equipment, approximately 1 second after power is applied. The LT1001AM/883 receives 168 hr. burn-in at 125°C. or equivalent.

Note 3: This parameter is tested on a sample basis only.

Note 4: Long Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} versus Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 days are typically 2.5μV.

Note 5: Parameter is guaranteed by design.

Note 6: 10Hz noise voltage density is sample tested on every lot. Devices 100% tested at 10Hz are available on request.



1001fb

3

FEATURES

Laser Trimmed to High Accuracy:
 5,000 V \pm 2.0 mV (M Grade)
 Trimmed Temperature Coefficient:
 2 ppm/ $^{\circ}$ C max, 0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C (M Grade)
 5 ppm/ $^{\circ}$ C max, -40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C (B & L Grades)
 10 ppm/ $^{\circ}$ C max, -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C (T Grade)
 Low Noise, 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
 Noise Reduction Capability
 Output Trim Capability
 MIL-STD-883 Compliant Versions Available
 Industrial Temperature Range SOICs Available
 Output Capable of Sourcing or Sinking 10 mA

PRODUCT DESCRIPTION

The AD586 represents a major advance in the state-of-the-art in monolithic voltage references. Using a proprietary ion-implanted buried Zener diode and laser wafer trimming of high stability thin-film resistors, the AD586 provides outstanding performance at low cost.

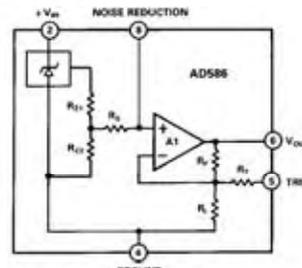
The AD586 offers much higher performance than most other 5 V references. Because the AD586 uses an industry standard pinout, many systems can be upgraded instantly with the AD586. The buried Zener approach to reference design provides lower noise and drift than bandgap voltage references. The AD586 offers a noise reduction pin which can be used to further reduce the noise level generated by the buried Zener.

The AD586 is recommended for use as a reference for 8-, 10-, 12-, 14- or 16-bit D/A converters which require an external precision reference. The device is also ideal for successive approximation or integrating A/D converters with up to 14 bits of accuracy and, in general, can offer better performance than the standard on-chip references.

The AD586J, K, L, and M are specified for operation from 0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C, the AD586A and B are specified for -40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C operation, and the AD586S and T are specified for -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C operation. The AD586J, K, L, and M are available in an 8-pin plastic DIP. The AD586J, K, L, A and B are available in an 8-pin plastic surface mount small outline (SO) package. The AD586J, K, L, S and T are available in an 8-pin cerdip package.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM


NOTE: PINS 1, 3 & 7 ARE INTERNAL TEST POINTS.
 MAKE NO CONNECTIONS TO THESE POINTS.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Laser trimming of both initial accuracy and temperature coefficients results in very low errors over temperature without the use of external components. The AD586M has a maximum deviation from 5,000 V of \pm 2.45 mV between 0 $^{\circ}$ C and +70 $^{\circ}$ C, and the AD586T guarantees \pm 7.5 mV maximum total error between -55 $^{\circ}$ C and +125 $^{\circ}$ C.
2. For applications requiring higher precision, an optional fine-trim connection is provided.
3. Any system using an industry standard pinout reference can be upgraded instantly with the AD586.
4. Output noise of the AD586 is very low, typically 4 μ V p-p. A noise reduction pin is provided for additional noise filtering using an external capacitor.
5. The AD586 is available in versions compliant with MIL-STD-883. Refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD586/883B data sheet for detailed specifications.

AD586—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = +15\text{ V}$ unless otherwise noted)

Model	AD586J		AD586K/A		AD586L/B		AD586M		AD586S		AD586T		Units
	Min	Typ Max	Min	Typ Max									
Output Voltage	4.980	5.020	4.995	5.005	4.9975	5.0025	4.998	5.002	4.999	5.010	4.9975	5.0025	V
Output Voltage Drift ¹ 0°C to +70°C -55°C to +125°C	25		15		5		2		20		10		ppm/°C
Gain Adjustment	+6 -2		+6 -2		%								
Line Regulation ³ 10.8 V < $-V_{IN}$ < 36 V T_{MIN} to T_{MAX} 11.4 V < $-V_{IN}$ < 36 V T_{MIN} to T_{MAX}	100		100		100		100		150		150		$\mu\text{V/V}$
Load Regulation ¹ Sourcing 0 < I_{OUT} < 10 mA 25°C T_{MIN} to T_{MAX} Sinking -10 < I_{OUT} < 0 mA 25°C	100 100 400		100 100 400		100 100 400		100 100 400		150 150 400		150 150 400		$\mu\text{V/mA}$
Quiescent Current	2	3	2	3	2	3	2	3	2	3	2	3	mA
Power Consumption	30		30		30		30		30		30		mW
Output Noise 0.1 Hz to 10 Hz Spectral Density, 100 Hz	4 100		4 100		$\mu\text{V p-p}$ nV/√Hz								
Long-Term Stability	15		15		15		15		15		15		ppm/1000 Hr
Short-Circuit Current-to-Ground	45	60	45	60	45	60	45	60	45	60	45	60	mA
Temperature Range Specified Performance ² Operating Performance ³	0 -40	+70 -85	0 -40	+70 -85	0 -40	+70 -85	0 -40	+70 -85	-55 -55	+125 +125	-55 -55	+125 +125	°C

NOTES

¹Maximum output voltage drift is guaranteed for all packages and grades. Cerdip packaged parts are also 100°C production tested.

²Lower row shows specified performance for A and B grades.

³The operating temperature range is defined as the temperatures extremes at which the device will still function. Parts may deviate from their specified performance outside their specified temperature range.

Specifications subject to change without notice.

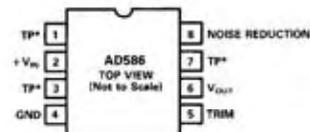
Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from these tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units unless otherwise specified.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

V_{IN} to Ground	36 V
Power Dissipation (25°C)	500 mW
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temp (Soldering, 10 sec)	+300°C
Package Thermal Resistance	
θ_{JC}	22°C/W
θ_{JA}	110°C/W
Output Protection: Output safe for indefinite short to ground or V_{IN} .	

¹Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CONNECTION DIAGRAM (Top View)



*TP DENOTES FACTORY TEST POINT. NO CONNECTIONS SHOULD BE MADE TO THESE PINS.

DIE SPECIFICATIONS The following specifications are tested at the die level for AD586JCHIPS. These die are probed at 25°C only. ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +15\text{ V}$ unless otherwise noted)

Parameter	AD586JCHIPS			Units
	Min	Typ	Max	
Output Voltage	4.980		5.020	V
Gain Adjustment	+6			%
	-2			%
Line Regulation			100	$\pm\mu\text{V/V}$
10.8 V < V_{EN} < 36 V				
Load Regulation			100	$\mu\text{V/mA}$
Sourcing $0 < I_{OUT} < 10\text{ mA}$				
Sinking $-10 < I_{OUT} < 0\text{ mA}$				
Quiescent Current			3	mA
Short-Circuit Current-to-Ground			60	mA

NOTES

¹Both V_{OUT} pads should be connected to the output.

Die Thickness: The standard thickness of Analog Devices Bipolar dice is 24 mils ± 2 mils.

Die Dimensions: The dimensions given have a tolerance of ± 2 mils.

Backing: The standard backside surface is silicon (not plated). Analog Devices does not recommend gold-backed dice for most applications.

Edges: A diamond saw is used to separate wafers into dice thus providing perpendicular edges half-way through the die.

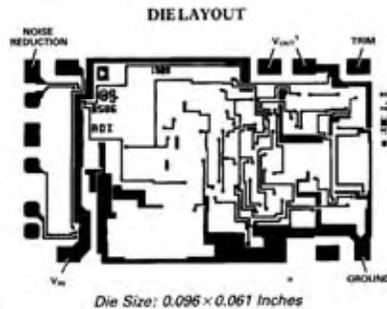
In contrast to scribed dice, this technique provides a more uniform die shape and size. The perpendicular edges facilitate handling (such as tweener pick-up) while the uniform shape and size simplifies substrate design and die attach.

Top Surface: The standard top surface of the die is covered by a layer of glassivation. All areas are covered except bonding pads and scribe lines.

Surface Metalization: The metalization to Analog Devices bipolar dice is aluminum.

Minimum thickness is 10,000Å.

Bonding Pads: All bonding pads have a minimum size of 4 mils by 4 mils. The passivation windows have 3.5 mils by 3.5 mils minimum.

**ORDERING GUIDE**

Model ¹	Initial Error	Temperature Coefficient	Temperature Range	Package Option ²
AD586JN	20 mV	25 ppm/°C	0°C to +70°C	N-8
AD586JQ	20 mV	25 ppm/°C	0°C to +70°C	Q-8
AD586JR	20 mV	25 ppm/°C	0°C to +70°C	SO-8
AD586KN	5 mV	15 ppm/°C	0°C to +70°C	N-8
AD586KQ	5 mV	15 ppm/°C	0°C to +70°C	Q-8
AD586KR	5 mV	15 ppm/°C	0°C to +70°C	SO-8
AD586LN	2.5 mV	5 ppm/°C	0°C to +70°C	N-8
AD586LR	2.5 mV	5 ppm/°C	0°C to +70°C	SO-8
AD586MN	2 mV	2 ppm/°C	0°C to +70°C	N-8
AD586AR	5 mV	15 ppm/°C	-40°C to +85°C	SO-8
AD586BR	2.5 mV	5 ppm/°C	-40°C to +85°C	SO-8
AD586LQ	2.5 mV	5 ppm/°C	0°C to +70°C	Q-8
AD586SQ	10 mV	20 ppm/°C	-55°C to +125°C	Q-8
AD586TQ	2.5 mV	10 ppm/°C	-55°C to +125°C	Q-8
AD586JCHIPS	20 mV	25 ppm/°C	0°C to +70°C	

NOTES

¹For details on grade and package offerings screened in accordance with MIL-STD-883, refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD586/883B data sheet.

²N = Plastic DIP; Q = CerDip; SO = Small Outline IC (SOIC).

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD586 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.





PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram

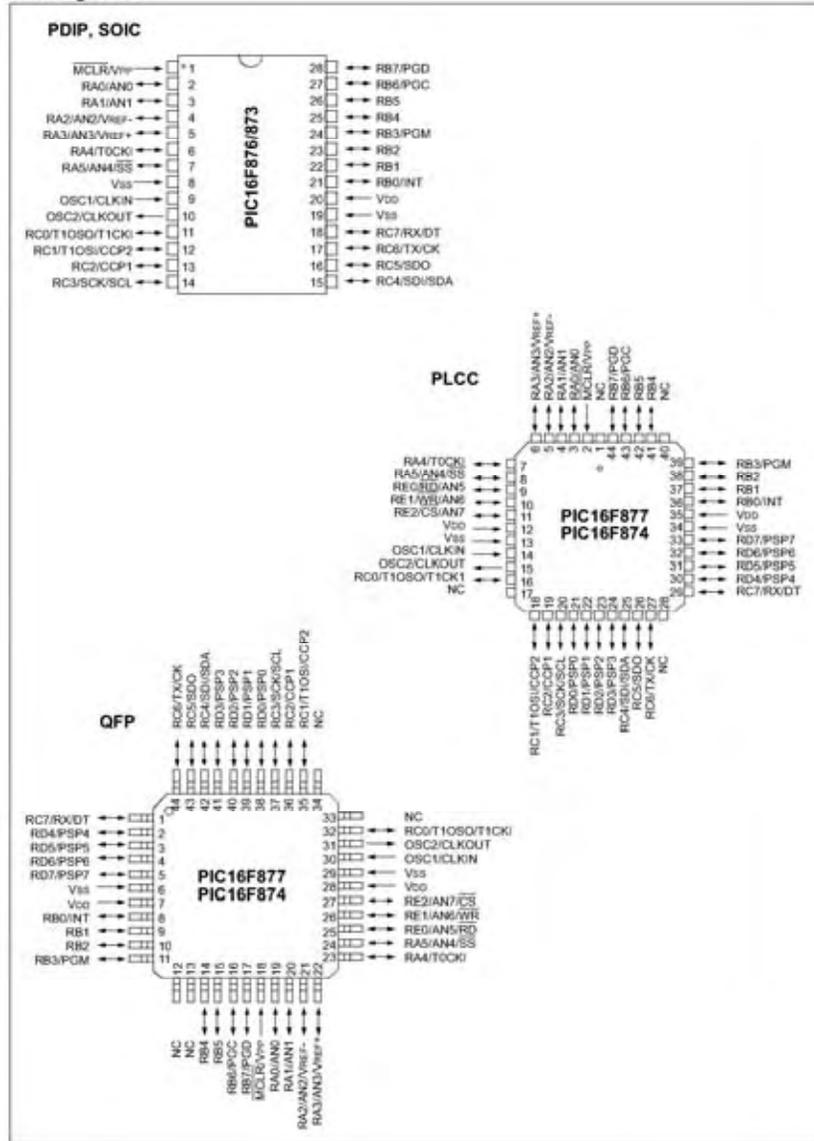


Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

PIC16F87X

Pin Diagrams



PIC16F87X

Key Features PICmicro™ Mid-Range Reference Manual (DS33023)	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
Operating Frequency	DC - 20 MHz			
RESETS (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
FLASH Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory	128	128	256	256
Interrupts	13	14	13	14
I/O Ports	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Instruction Set	35 instructions	35 instructions	35 instructions	35 instructions



MCP3202

2.7V Dual Channel 12-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface

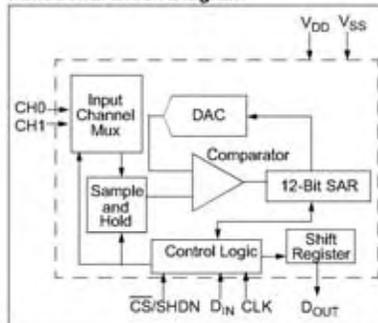
Features

- 12-Bit resolution
- ± 1 LSB maximum DNL
- ± 1 LSB maximum INL (MCP3202-B)
- ± 2 LSB maximum INL (MCP3202-C)
- Analog inputs programmable as single-ended or pseudo-differential pairs
- On-chip sample and hold
- SPI serial interface (modes 0,0 and 1,1)
- Single supply operation: 2.7V-5.5V
- 100 ksp/s maximum sampling rate at $V_{DD} = 5V$
- 50 ksp/s maximum sampling rate at $V_{DD} = 2.7V$
- Low power CMOS technology
- 500 nA typical standby current, 5 μA maximum
- 550 μA maximum active current at 5V
- Industrial temp range: $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
- 8-pin MSOP, PDIP, SOIC and TSSOP packages

Applications

- Sensor Interface
- Process Control
- Data Acquisition
- Battery Operated Systems

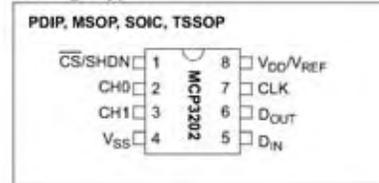
Functional Block Diagram



Description

The Microchip Technology Inc. MCP3202 is a successive approximation 12-bit Analog-to-Digital (A/D) Converter with on-board sample and hold circuitry. The MCP3202 is programmable to provide a single pseudo-differential input pair or dual single-ended inputs. Differential Nonlinearity (DNL) is specified at ± 1 LSB, and Integral Nonlinearity (INL) is offered in ± 1 LSB (MCP3202-B) and ± 2 LSB (MCP3202-C) versions. Communication with the device is done using a simple serial interface compatible with the SPI protocol. The device is capable of conversion rates of up to 100 ksp/s at 5V and 50 ksp/s at 2.7V. The MCP3202 device operates over a broad voltage range (2.7V - 5.5V). Low-current design permits operation with typical standby and active currents of only 500 nA and 375 μA , respectively. The MCP3202 is offered in 8-pin MSOP, PDIP, TSSOP and 150 mil SOIC packages.

Package Types



MCP3202

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

$V_{DD} - V_{SS}$	7.0V
All Inputs and Outputs w.r.t. V_{SS}	-0.6V to $V_{DD} + 0.6V$
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Ambient temperature with power applied	-65°C to +150°C
Maximum Junction Temperature (T_J)	+150°C
ESD Protection On All Pins (HBM)	≥ 4 kV

† **Notice:** Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics: Unless otherwise noted, all parameters apply at $V_{DD} = 5.5V$, $V_{SS} = 0V$, $T_A = -40°C$ to $+85°C$, $f_{SAMPLE} = 100$ kps and $f_{CLK} = 18 * f_{SAMPLE}$.

Parameter	Sym	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Conversion Rate:						
Conversion Time	t_{CONV}	—	—	12	clock cycles	
Analog Input Sample Time	t_{SAMPLE}	—	1.5	—	clock cycles	
Throughput Rate	f_{SAMPL}	—	—	100 50	kps kps	$V_{DD} = V_{REF} = 5V$ $V_{DD} = V_{REF} = 2.7V$
DC Accuracy:						
Resolution		—	12	—	bits	
Integral Nonlinearity	INL	—	±0.75 ±1	±1 ±2	LSB LSB	MCP3202-B MCP3202-C
Differential Nonlinearity	DNL	—	±0.5	±1	LSB	No missing codes over temperature
Offset Error		—	±1.25	±3	LSB	
Gain Error		—	±1.25	±5	LSB	
Dynamic Performance:						
Total Harmonic Distortion	THD	—	-82	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V@1$ kHz
Signal-to-Noise and Distortion (SINAD)	SINAD	—	72	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V@1$ kHz
Spurious Free Dynamic Range	SFDR	—	86	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V@1$ kHz
Analog Inputs:						
Input Voltage Range for CH0 or CH1 in Single-Ended Mode		V_{SS}	—	V_{DD}	V	
Input Voltage Range for IN+ in Pseudo-Differential Mode	IN+	IN-	—	$V_{DD} + IN-$		See Sections 3.1 and 4.1
Input Voltage Range for IN- in Pseudo-Differential Mode	IN-	$V_{SS} - 100$	—	$V_{SS} + 100$	mV	See Sections 3.1 and 4.1
Leakage Current		—	.001	±1	µA	
Switch Resistance	R_{SS}	—	1 k	—	Ω	See Figure 4-1
Sample Capacitor	C_{SAMPLE}	—	20	—	pF	See Figure 4-1
Digital Input/Output:						
Data Coding Format			Straight Binary			
High Level Input Voltage	V_{IH}	0.7 V_{DD}	—	—	V	
Low Level Input Voltage	V_{IL}	—	—	0.3 V_{DD}	V	

Note 1: This parameter is established by characterization and not 100% tested.

Note 2: Because the sample cap will eventually lose charge, effective clock rates below 10 kHz can affect linearity performance, especially at elevated temperatures. See Section 6.2 "Maintaining Minimum Clock Speed" for more information.

MCP3202

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

Electrical Characteristics: Unless otherwise noted, all parameters apply at $V_{DD} = 5.5V$, $V_{SS} = 0V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, $f_{SAMPLE} = 100$ ksp/s and $f_{CLK} = 18 \cdot f_{SAMPLE}$.

Parameter	Sym	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
High Level Output Voltage	V_{OH}	4.1	—	—	V	$I_{OH} = -1$ mA, $V_{DD} = 4.5V$
Low Level Output Voltage	V_{OL}	—	—	0.4	V	$I_{OL} = 1$ mA, $V_{DD} = 4.5V$
Input Leakage Current	I_{LI}	-10	—	10	μA	$V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD}
Output Leakage Current	I_{LO}	-10	—	10	μA	$V_{OUT} = V_{SS}$ or V_{DD}
Pin Capacitance (All Inputs/Outputs)	C_{IN}, C_{OUT}	—	—	10	pF	$V_{DD} = 5.0V$ (Note 1) $T_A = +25^{\circ}C$, $f = 1$ MHz
Timing Parameters:						
Clock Frequency	f_{CLK}	—	—	1.8 0.9	MHz MHz	$V_{DD} = 5V$ (Note 2) $V_{DD} = 2.7V$ (Note 2)
Clock High Time	t_{HI}	—	—	2	MHz	
Clock Low Time	t_{LO}	—	—	2	MHz	
CS Fall To First Rising CLK Edge	t_{SUCS}	100	—	—	ns	
Data Input Setup Time	t_{SU}	50	—	—	ns	
Data Input Hold Time	t_{HD}	50	—	—	ns	
CLK Fall To Output Data Valid	t_{DO}	—	—	200	ns	See Test Circuits, Figure 1-2
CLK Fall To Output Enable	t_{EN}	—	—	200	ns	See Test Circuits, Figure 1-2
CS Rise To Output Disable	t_{DIS}	—	—	100	ns	See Test Circuits, Figure 1-2 Note 1
CS Disable Time	t_{CSH}	500	—	—	ns	
D_{OUT} Rise Time	t_R	—	—	100	ns	See Test Circuits, Figure 1-2 Note 1
D_{OUT} Fall Time	t_F	—	—	100	ns	See Test Circuits, Figure 1-2 Note 1
Power Requirements:						
Operating Voltage	V_{DD}	2.7	—	5.5	V	
Operating Current	I_{DD}	—	375	550	μA	$V_{DD} = 5.0V$, D_{OUT} unloaded
Standby Current	I_{DPS}	—	0.5	5	μA	$CS = V_{DD} = 5.0V$

Note 1: This parameter is established by characterization and not 100% tested.

Note 2: Because the sample cap will eventually lose charge, effective clock rates below 10 kHz can affect linearity performance, especially at elevated temperatures. See Section 6.2 "Maintaining Minimum Clock Speed" for more information.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$.

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range	T_A	-40	—	+85	$^{\circ}C$	
Operating Temperature Range	T_A	-40	—	+85	$^{\circ}C$	
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
Thermal Package Resistances						
Thermal Resistance, 8L-MSOP	θ_{JA}	—	211	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}	—	89.5	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	θ_{JA}	—	149.5	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-TSSOP	θ_{JA}	—	139	—	$^{\circ}C/W$	

MCP3202

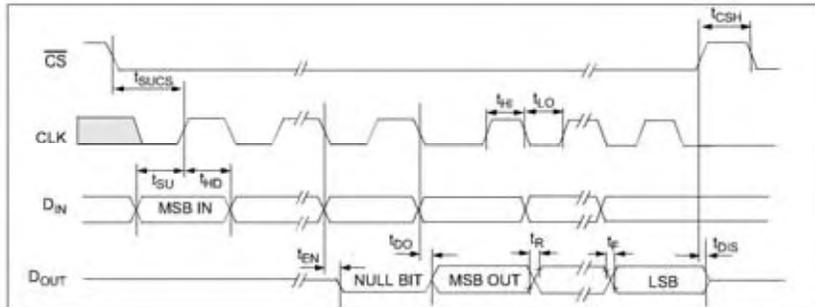


FIGURE 1-1: Serial Timing.

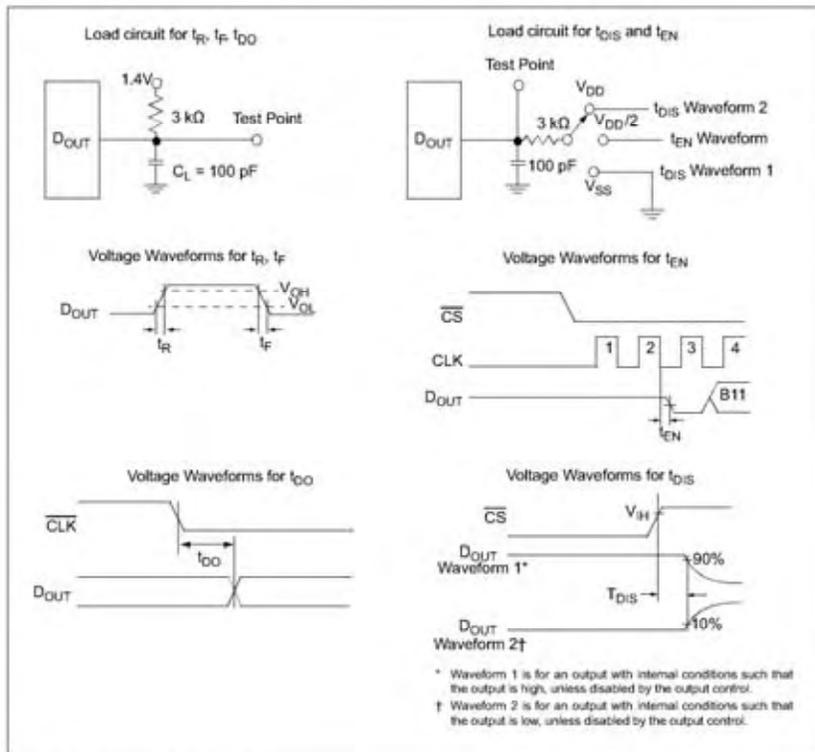


FIGURE 1-2: Test Circuits.

3.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 3.1. Additional descriptions of the device pins follows.

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

MCP3202 MSOP, PDIP, SOIC, TSSOP	Symbol	Description
1	$\overline{\text{CS}}/\text{SHDN}$	Chip Select/Shutdown Input
2	CH0	Channel 0 Analog Input
3	CH1	Channel 1 Analog Input
4	V_{SS}	Ground
5	D_{IN}	Serial Data In
6	D_{OUT}	Serial Data Out
7	CLK	Serial Clock
8	$V_{\text{DD}}/V_{\text{REF}}$	+2.7V to 5.5V Power Supply and Reference Voltage Input

3.1 Analog Inputs (CH0/CH1)

Analog inputs for channels 0 and 1 respectively. These channels can be programmed to be used as two independent channels in single ended-mode or as a single pseudo-differential input where one channel is IN+ and one channel is IN-. See Section 5.0 "Serial Communications" for information on programming the channel configuration.

3.2 Chip Select/Shutdown ($\overline{\text{CS}}/\text{SHDN}$)

The $\overline{\text{CS}}/\text{SHDN}$ pin is used to initiate communication with the device when pulled low and will end a conversion and put the device in low power standby when pulled high. The $\overline{\text{CS}}/\text{SHDN}$ pin must be pulled high between conversions.

3.3 Serial Clock (CLK)

The SPI clock pin is used to initiate a conversion and to clock out each bit of the conversion as it takes place. See Section 6.2 "Maintaining Minimum Clock Speed" for constraints on clock speed.

3.4 Serial Data Input (D_{IN})

The SPI port serial data input pin is used to clock in input channel configuration data.

3.5 Serial Data Output (D_{OUT})

The SPI serial data output pin is used to shift out the results of the A/D conversion. Data will always change on the falling edge of each clock as the conversion takes place.

4.0 DEVICE OPERATION

The MCP3202 A/D Converter employs a conventional SAR architecture. With this architecture, a sample is acquired on an internal sample/hold capacitor for 1.5 clock cycles starting on the second rising edge of the serial clock after the start bit has been received. Following this sample time, the input switch of the converter opens and the device uses the collected charge on the internal sample and hold capacitor to produce a serial 12-bit digital output code. Conversion rates of 100 ksp/s are possible on the MCP3202. See Section 6.2 "Maintaining Minimum Clock Speed" for information on minimum clock rates. Communication with the device is done using a 3-wire SPI-compatible interface.

4.1 Analog Inputs

The MCP3202 device offers the choice of using the analog input channels configured as two single-ended inputs or a single pseudo-differential input. Configuration is done as part of the serial command before each conversion begins. When used in the pseudo-differential mode, CH0 and CH1 are programmed as the IN+ and IN- inputs as part of the command string transmitted to the device. The IN+ input can range from IN- to V_{REF} ($V_{DD} + IN-$). The IN- input is limited to ± 100 mV from the V_{SS} rail. The IN- input can be used to cancel small signal common-mode noise which is present on both the IN+ and IN- inputs.

For the A/D Converter to meet specification, the charge holding capacitor (C_{SAMPLE}) must be given enough time to acquire a 12-bit accurate voltage level during the 1.5 clock cycle sampling period. The analog input model is shown in Figure 4-1.

In this diagram, it is shown that the source impedance (R_S) adds to the internal sampling switch (R_{SS}) impedance, directly affecting the time that is required to charge the capacitor, C_{SAMPLE} . Consequently, larger source impedances increase the offset, gain, and integral linearity errors of the conversion.

Ideally, the impedance of the signal source should be near zero. This is achievable with an operational amplifier such as the MCP601 which has a closed loop output impedance of tens of ohms. The adverse affects of higher source impedances are shown in Figure 4-2.

When operating in the pseudo-differential mode, if the voltage level of IN+ is equal to or less than IN-, the resultant code will be 000h. If the voltage at IN+ is equal to or greater than $[V_{DD} + (IN-)] - 1$ LSB, then the output code will be FFFh. If the voltage level at IN- is more than 1 LSB below V_{SS} , then the voltage level at the IN+ input will have to go below V_{SS} to see the 000h output code. Conversely, if IN- is more than 1 LSB above V_{SS} , then the FFFh code will not be seen unless the IN+ input level goes above V_{DD} level.

4.2 Digital Output Code

The digital output code produced by an A/D Converter is a function of the input signal and the reference voltage. For the MCP3202, V_{DD} is used as the reference voltage. As the V_{DD} level is reduced, the LSB size is reduced accordingly. The theoretical digital output code produced by the A/D Converter is shown below.

EQUATION 4-1:

$$\text{Digital Output Code} = \frac{4096 \cdot V_{IN}}{V_{DD}}$$

where:

V_{IN} = analog input voltage
 V_{DD} = supply voltage

5.0 SERIAL COMMUNICATIONS

5.1 Overview

Communication with the MCP3202 is done using a standard SPI-compatible serial interface. Initiating communication with the device is done by bringing the \overline{CS} line low. See Figure 5-1. If the device was powered up with the \overline{CS} pin low, it must be brought high and back low to initiate communication. The first clock received with \overline{CS} low and D_{IN} high will constitute a start bit. The SGL/DIFF bit and the ODD/SIGN bit follow the start bit and are used to select the input channel configuration. The SGL/DIFF is used to select single ended or pseudo-differential mode. The ODD/SIGN bit selects which channel is used in single ended mode, and is used to determine polarity in pseudo-differential mode. Following the ODD/SIGN bit, the MSBF bit is transmitted to and is used to enable the LSB first format for the device. If the MSBF bit is high, then the data will come from the device in MSB first format and any further clocks with \overline{CS} low will cause the device to output zeros. If the MSBF bit is low, then the device will output the converted word LSB first after the word has been transmitted in the MSB first format. See Figure 5-2. Table 5-1 shows the configuration bits for the MCP3202. The device will begin to sample the analog input on the second rising edge of the clock, after the start bit has been received. The sample period will end on the falling edge of the third clock following the start bit.

On the falling edge of the clock for the MSBF bit, the device will output a low null bit. The next sequential 12 clocks will output the result of the conversion with MSB first as shown in Figure 5-1. Data is always output from the device on the falling edge of the clock. If all 12 data bits have been transmitted and the device continues to receive clocks while the \overline{CS} is held low, (and MSBF = 1), the device will output the conversion result LSB first as shown in Figure 5-2. If more clocks are provided to the device while \overline{CS} is still low (after the LSB first data has been transmitted), the device will clock out zeros indefinitely.

If necessary, it is possible to bring \overline{CS} low and clock in leading zeros on the D_{IN} line before the start bit. This is often done when dealing with microcontroller-based SPI ports that must send 8 bits at a time. Refer to Section 6.1 "Using the MCP3202 with Microcontroller (MCU) SPI Ports" for more details on using the MCP3202 devices with hardware SPI ports.

TABLE 5-1: CONFIGURATION BITS FOR THE MCP3202

	Config Bits		Channel Selection		GND
	SGL/DIFF	ODD/SIGN	0	1	
Single Ended Mode	1	0	+	-	-
	1	1	-	+	-
Pseudo-Differential Mode	0	0	IN+	IN-	
	0	1	IN-	IN+	

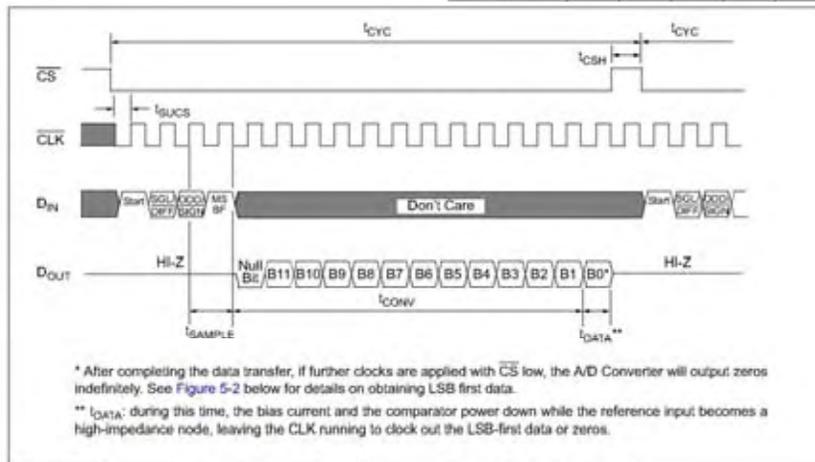


FIGURE 5-1: Communication with the MCP3202 using MSB first format only.

MCP3202

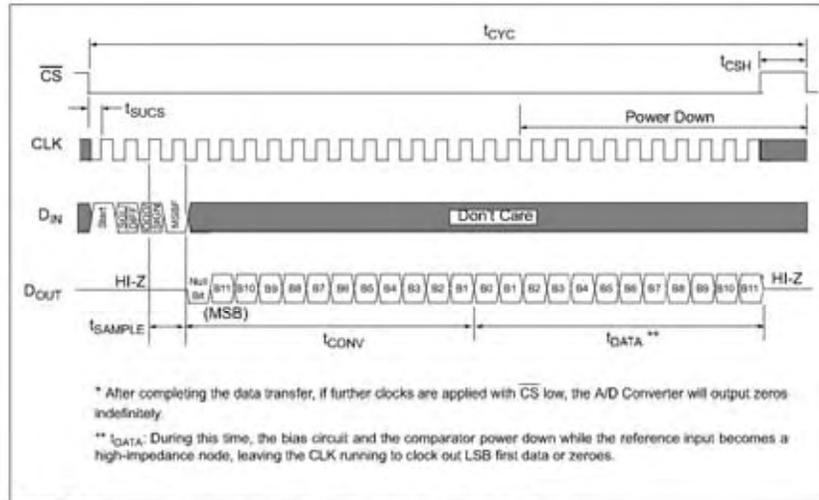


FIGURE 5-2: Communication with MCP3202 using LSB first format.

6.0 APPLICATIONS INFORMATION

6.1 Using the MCP3202 with Microcontroller (MCU) SPI Ports

With most microcontroller SPI ports, it is required to send groups of eight bits. It is also required that the microcontroller SPI port be configured to clock out data on the falling edge of clock and latch data in on the rising edge. Depending on how communication routines are used, it is very possible that the number of clocks required for communication will not be a multiple of eight. Therefore, it may be necessary for the MCU to send more clocks than are actually required. This is usually done by sending 'leading zeros' before the start bit, which are ignored by the device. As an example, Figure 6-1 and Figure 6-2 show how the MCP3202 can be interfaced to a MCU with a hardware SPI port. Figure 6-1 depicts the operation shown in SPI Mode

0,0, which requires that the SCLK from the MCU idles in the 'low' state, while Figure 6-2 shows the similar case of SPI Mode 1,1 where the clock idles in the 'high' state.

As shown in Figure 6-1, the first byte transmitted to the A/D Converter contains seven leading zeros before the start bit. Arranging the leading zeros this way produces the output 12 bits to fall in positions easily manipulated by the MCU. The MSB is clocked out of the A/D Converter on the falling edge of clock number 12. After the second eight clocks have been sent to the device, the MCU receive buffer will contain three unknown bits (the output is at high-impedance until the null bit is clocked out), the null bit and the highest order four bits of the conversion. After the third byte has been sent to the device, the receive register will contain the lowest order eight bits of the conversion results. Easier manipulation of the converted data can be obtained by using this method.

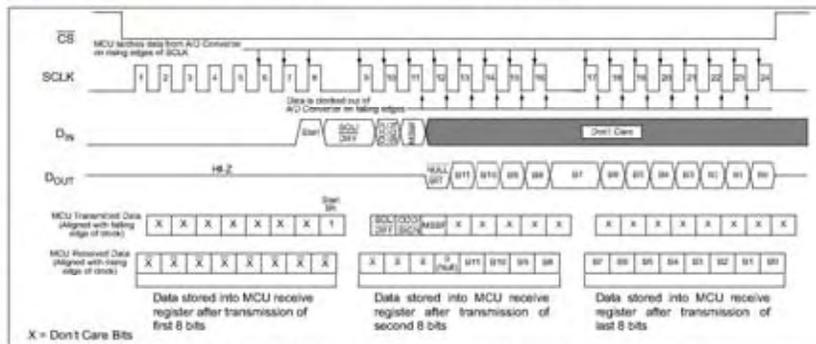


FIGURE 6-1: SPI Communication using 8-bit segments (Mode 0,0: SCLK idles low).

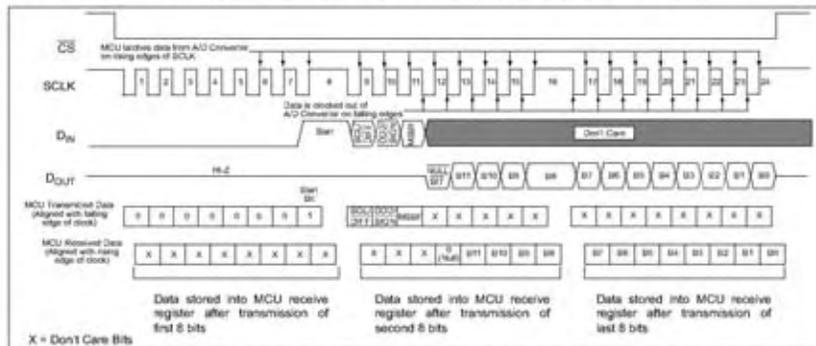


FIGURE 6-2: SPI Communication using 8-bit segments (Mode 1,1: SCLK idles high).

Bibliografía

- [1] Hayt William H., et al “Engineering electromagnetics” McGraw-Hill, 6^a edición
- [2] Jiles David “Introduction to magnetism and magnetic materials” Chapman & Hall. Great Britain, 1991.
- [3] Pátiño Larreta J.S. “Estudio de la permeabilidad magnética en imanes permanentes” Tesis de licenciatura, UNAM. 2005.
- [4] Colonel Wm. T. McLyman “Transformer and Inductor Design Handbook: Third Edition, Revised and Expanded” 3a edición. Marcel Dekker, 2004
- [5] A772/A 772M-00. Standard test method for ac magnetic permeability of materials using sinusoidal current. Vol. 03.04 ASTM international, 2000.
- [6] Michalsky L., et al. “Temperature measurement” 2^a edición. John Wiley & Son Ltd, 2001
- [7] Nicholas J.V. and White D.R. “Traceable temperatures” John Wiley & Son Ltd, 2001
- [8] Axelson Jan. “Serial port complete. Programming and circuits for RS-232 and RS-485 links and networks” Lakeview research, 1999.
- [9] Buschov K.H.J. and De Boer F.R. “Physics of magnetism and magnetic materials” Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [10] Keffer F. “Handbuch der physik” 18, pt. 2, New York: Springer-Verlag, 1966 and P. Heller, Rep. Progr. Phys., 30, (pt II), 731 (1967)
- [11] Mancini Ron “Op Amps for everyone. Design reference”. Texas Instruments, 2001.