

Diseño de un acondicionador electrónico aislado mediante barrera magnetorresistiva digital para la medida de temperatura mediante termopar

Artículo cedido por Universidad de Valencia



www.uv.es

Autores: J. Peris Castelló, D. Ramírez Muñoz, S. I. Ravelo Arias
Dpto. Ingeniería Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universitat de València

El objetivo principal de este trabajo ha sido diseñar e implementar un acondicionador electrónico para la medida de la temperatura mediante termopar. En primer lugar se presenta un estudio de las características de este tipo de sensor y de su acondicionamiento electrónico. Se muestra también un estudio y análisis de las características de la conversión tensión/frecuencia y frecuencia/tensión y también, de las características de un aislador digital magnetorresistivo.

Seguidamente, se ha realizado el diseño y verificación experimental del acondicionador electrónico. Finalmente se muestran los resultados experimentales y la interpretación de los mismos.

Antecedentes

Los sensores generadores son aquellos que captan la energía que necesitan para su funcionamiento del medio en el que miden por lo que no necesitan alimentación auxiliar. Pueden emplearse también para la generación de acciones no eléctricas a partir de señales eléctricas.

Los sensores termopares están basados en el efecto Seebeck, este efecto ocurre cuando dos metales de materiales diferentes se unen en sus extremos y uno de ellos es calentado. La respuesta a este calentamiento consiste en la aparición de una corriente continua en el circuito termoelectrónico (Fig. 1). Si el circuito de la Fig. 1 se corta en su parte cen-

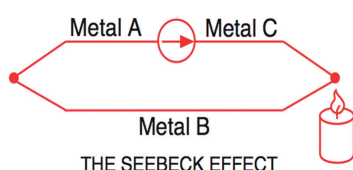


Fig. 1.- Efecto Seebeck en corriente (corriente termoelectrónica de cortocircuito). [1]

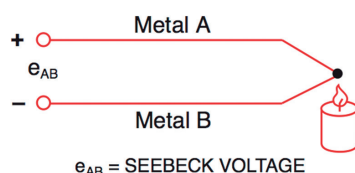


Fig. 2.- Efecto Seebeck en tensión (tensión termoelectrónica en abierto). [1]

tral el resultado es un termopar. En este, el voltaje de circuito abierto que aparece en los terminales cortados es la tensión termoelectrónica de Seebeck. Seebeck obtuvo que esta tensión era una función de la temperatura de la unión y del tipo de metales unidos (Fig. 2).

Todos los metales unidos de esta forma manifiestan este efecto. Para cambios pequeños de temperatura la tensión de Seebeck guarda una relación lineal con esta a través de la ecuación 1: $e_{AB} = \alpha \cdot T$. Donde la constante de proporcionalidad α es el llamado coeficiente de Seebeck, e_{AB} es la tensión de Seebeck y T es la temperatura. En una situación práctica de medida con termopar este se une a los terminales de conexión de un bloque isotérmico. Este bloque es un recinto caracterizado por mantener su temperatura interna constante T_{REF} (generalmente, temperatura ambiente) y ofrecer conectabilidad eléctrica. En la Fig. 3 podemos ver el sensor termopar, donde la tensión del mismo está dada por la ecuación:

$$V = \alpha (T_{j1} - T_{ref})$$

Donde T_{j1} es la temperatura de la unión y T_{ref} es la temperatura de referencia que se encuentra en el bloque isotérmico.

Atendiendo a los tipos de termopares, de ellos se requiere principalmente, una resistividad alta, lo que conlleva una alta capacidad calorífica y una respuesta rápida. En el presente trabajo se ha utilizado un termopar

K, que está compuesto de una unión Cromel-Alumel, trabaja en un margen de temperatura que oscila entre -184°C a 1260°C y tiene un margen atendiendo a su sensibilidad de 56 mV.

Respecto a la compensación de la unión fría, se llama unión fría a las uniones distintas a la unión que calentamos y que están a temperatura ambiente. Para llevar a cabo la compensación de temperatura de la unión fría se puede optar por dos soluciones: compensación por Hardware o por Software. En este trabajo se optó por compensación por hardware, ya que se inserta directamente una tensión equivalente en el circuito termoelectrónico de tal manera que ambas se compensen y la medida realizada con el voltímetro sea directamente la tensión correspondiente a la temperatura de la unión T_{j1} .

Se entiende por acondicionamiento electrónico, al proceso de transformar la señal sensada en otra de tipo electrónico, ya sea corriente, tensión, frecuencia... que sea más fácilmente tratable por las etapas de procesamiento.

Los acondicionadores electrónicos para sensores generadores están basados en el uso de amplificadores operacionales.

Los amplificadores de instrumentación son dispositivos creados a partir de amplificadores operacionales. El amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial, cuya ganancia puede establecerse de forma

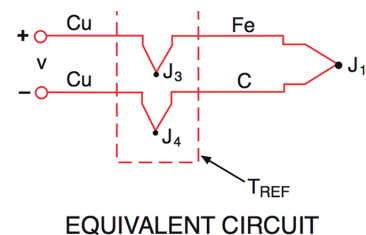


Fig. 3.- Circuito equivalente real para la medida de la tensión de termopar. [1]

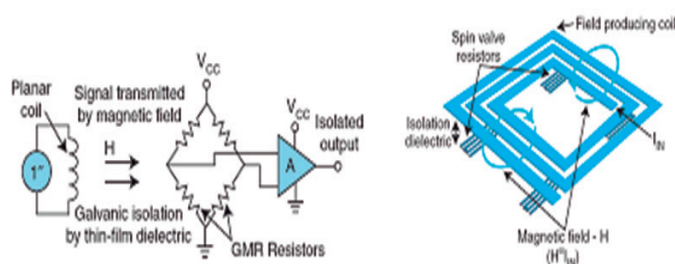


Fig. 4.- Aislamiento galvánico mediante la tecnología IsoLoop [2]

muy precisa y que ha sido optimizado para que opere de acuerdo a sus especificaciones aún en un entorno hostil. Es un elemento esencial de los sistemas de medida. En nuestro circuito acondicionador hemos hecho uso del amplificador de instrumentación INA118P, este circuito cuenta con una etapa de pre-amplificación donde se amplifica la diferencia entre dos señales de entrada y rechazan cualquier señal que sea común a ellas. Luego pasan a la etapa diferencial, ya que estos circuitos se usan principalmente para amplificar señales diferenciales muy pequeñas en muchos procesos industriales, de medición, de adquisición de datos, etc.

La función de un convertidor tensión/frecuencia es la de convertir una señal analógica a una serie de pulsos cuya frecuencia guarda una relación matemática precisa, por lo general de tipo lineal. La principal aplicación en este dispositivo es la implementación en una manera muy sencilla de una conversión analógica a digital. La razón para realizar este tipo de conversión es que es mucho más fácil transmitir y decodificar con precisión una serie de pulsos que una señal analógica, sobre todo, si la distancia a la que se debe transmitir es larga y ruidosa. En este caso se colocará al final de la línea de transmisión, un convertidor frecuencia/tensión para obtener nuevamente una señal analógica.

Respecto a la etapa de aislamiento, esta consiste en aislar eléctricamente dos sistemas electrónicos pero sin interrumpir la capacidad de transmisión de señales entre ellos. Existen distintas técnicas de aislamiento. En este trabajo se optó por la tecnología IsoLoop de la firma Non Volatile Electronics (NVE) ya que los aisladores digitales con tecnología IsoLoop permiten aislamiento sin las limitaciones

de coste, tamaño, potencia, rendimiento y fiabilidad que se encuentra con optoacopladores, por tanto, son una gran alternativa. En la (Fig. 4) podemos ver este tipo de tecnología.

Basa su aislamiento en un dieléctrico de película fina integrado. La corriente eléctrica producida por una corriente en un inductor integrado crea un campo magnético que por efecto magnetorresistivos hace variar la resistencia eléctrica del puente de Wheatstone provocando una tensión proporcional a la corriente de entrada.

Diseño experimental

La Fig. 5 muestra el diagrama de bloques del acondicionador electrónico diseñado. El diagrama de bloques consiste en un sensor termopar que será el que realice la medida, dando una señal que tiene una relación de transferencia respecto a la propiedad a medir, esto será posible gracias a su circuito acondicionador asociado el cual nos permitirá obtener una señal de tensión.

Tanto el circuito acondicionador, como el convertidor v/f, como la barrera de aislamiento tendrán la alimentación que estos requieran para su correcto funcionamiento. Una vez obtenemos la señal de tensión esta pasa al convertidor v/f y atraviesa la barrera de aislamiento. A la salida

de la barrera de aislamiento obtenemos la misma señal que entró a la misma barrera y esta ahora llega al convertidor f/v donde obtendremos la tensión de salida. En este caso la etapa de conversión f/v y la barrera de aislamiento se encontrarán alimentadas por una fuente de alimentación diferente a la utilizada en la primera parte, se utiliza la fuente de alimentación B que manejará las mismas tensiones que utilizaba la fuente de alimentación A.

El motivo de esto es que cada parte de la barrera de aislamiento ha de contar con referencias diferentes para conseguir el aislamiento que se precisa.

Una vez explicado todos los fundamentos previos y visto el diagrama de bloques, ahora podemos ver en la (Fig. 6) el esquema electrónico completo del sistema.

El amplificador de instrumentación elegido en el circuito acondicionador para el termopar K es el INA118P, es un amplificador de propósito general que ofrece una excelente precisión. Su diseño y pequeño tamaño hacen que sea ideal para aplicaciones como adquisición de datos. En la Fig. 6 se representa el acondicionador de temperatura utilizado para el termopar. Para compensar la unión fría se dispone en el interior del bloque isotérmico de una termorresistencia de platino R_s , una Pt100.

Las especificaciones de diseño han consistido en medir una temperatura comprendida en el intervalo $t_m^a \sim [0^\circ \text{C}..300^\circ \text{C}]$ con un termopar tipo K de forma que se obtenga a la salida una tensión V_o variable en el intervalo $V_o \sim [0 \text{ V}..3 \text{ V}]$. La compensación de la unión fría se realizará a 25°C mediante termorresistencia de Platino Pt100 admitiendo una fluctuación de la temperatura en el bloque isotérmico en el intervalo $t_a^a \sim [25^\circ \text{C}..35^\circ \text{C}]$.



Fig. 5.- Diagrama de bloques del acondicionador electrónico.

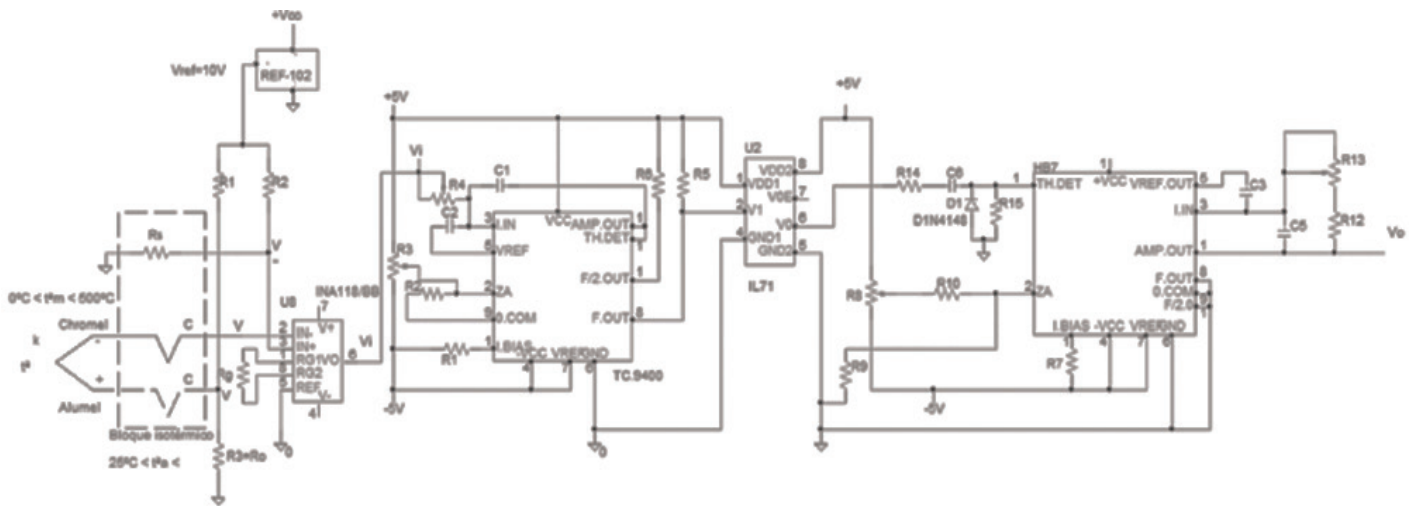


Fig. 6.- Esquema electrónico del acondicionador diseñado.

Para el cálculo de las diferentes resistencias se ha realizado el correcto análisis del termopar, se han usado las expresiones que aparecen en el datasheet del amplificador de instrumentación y teniendo en cuenta la ley de las temperaturas sucesivas y la tabla del termopar K se ha podido llegar a la obtención de las mismas [3]. En consecuencia, la tensión V_o de salida del acondicionador viene dada por la expresión:

$$V_o = G \left[\frac{R_o}{R_2} V_{REF} + \frac{R_o}{R_2} \beta t_m^a V_{REF} - \alpha_a t_a^a + \alpha_m t_m^a - \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{REF} \right]$$

donde $V_{ref} = 10 \text{ V}$ y β es el coeficiente de temperatura del Platino, en este caso se ha tomado $\beta = 0,00386 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Por sencillez, se ha supuesto en este diseño que $R_2 \gg R_3$ en el intervalo de temperaturas ambiente y que $R_3 = R_o = 100 \text{ } \Omega$, siendo R_o el valor de la termoresistencia R_s a 0°C .

A partir de la expresión anterior, se identifican los siguientes términos:

1. La expresión que permite realizar la compensación de la unión fría (Salida independiente de las fluctuaciones de la temperatura ambiente, t_a^a). Para ello, se establece:

$$\frac{R_o}{R_2} \beta t_m^a V_{REF} - \alpha_a t_a^a = 0 \rightarrow \frac{R_o}{R_2} \beta V_{REF} = \alpha_a$$

2. La expresión que permite compensar el offset introducido por R_o , es decir:

$$\frac{R_o}{R_2} V_{REF} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{REF} = 0 \rightarrow (R_3 = R_o) \frac{R_o}{R_2} = \frac{R_o}{R_1 + R_o} \rightarrow R_1 = R_2 - R_o$$

3. Teniendo en cuenta lo anterior, la sensibilidad del circuito será:

$$V_o = G \alpha_m t_m^a \rightarrow S = \frac{dV_o}{dt_m^a} = G \alpha_m$$

Para la obtención del coeficiente de Seebeck α_a del termopar asociado al intervalo de temperaturas ambiente, se ha tenido en cuenta la ley de las temperaturas sucesivas, propia de los termopares [4]. Según ella, la tensión estándar del termopar a 30°C puede descomponerse en dos tensiones:

$$E_{0^\circ\text{C}}^{35^\circ\text{C}} = E_{25^\circ\text{C}}^{35^\circ\text{C}} + E_{0^\circ\text{C}}^{25^\circ\text{C}}$$

De esta manera, utilizando las tablas de tensiones termoeléctricas estándar del termopar K, [5] es posible obtener el coeficiente de Seebeck α_a :

$$t_a^a \approx [25^\circ\text{C}..35^\circ\text{C}] \rightarrow \alpha_a = \frac{E_{25^\circ\text{C}}^{35^\circ\text{C}}}{35^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}} = \frac{E_{0^\circ\text{C}}^{35^\circ\text{C}} - E_{0^\circ\text{C}}^{25^\circ\text{C}}}{35^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}} = \frac{1,407 \text{ mV} - 1,000 \text{ mV}}{35^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}} = 40,7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

De igual forma para el coeficiente de Seebeck α_m pero esta vez en el

intervalo de medidas de temperaturas de la unión caliente:

$$t_m^a \approx [0^\circ\text{C}..300^\circ\text{C}] \rightarrow \alpha_m = \frac{E_{0^\circ\text{C}}^{300^\circ\text{C}}}{300^\circ\text{C} - 0^\circ\text{C}} = \frac{12,209 \text{ mV}}{300^\circ\text{C}} = 40,69 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

Valor que en este caso es idéntico prácticamente al anterior.

Con los datos anteriores es posible obtener los valores para las resistencias del circuito:

$$R_2 = R_1 = 91 \text{ k}\Omega$$

Con la expresión para la ganancia del amplificador de instrumentación [6] se obtiene el valor de la resistencia R_g :

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_g} \text{ como}$$

$$G = \frac{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{40,69 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} = 245,76 \rightarrow$$

$$\rightarrow R_g = 200 \text{ } \Omega$$

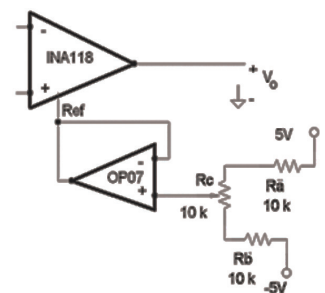
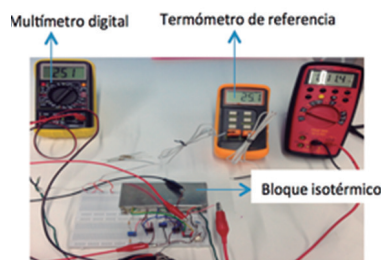


Fig. 7.- Red para el ajuste de los desequilibrios (offset).

Fig. 8.- Ajuste del termopar a t° ambiente.

Seguidamente se han realizado los ajustes pertinentes en el amplificador de instrumentación debido al offset que se produce en el mismo. Para ello se ha añadido al terminal de referencia de este una red de ajuste del offset (Fig. 7).

El ajuste se realiza consiguiendo 0 V a la salida para una temperatura de 0 °C. Una vez ajustado debidamente el circuito acondicionador se realiza la toma de medidas a temperatura ambiente, para ver la respuesta que ofrece el sensor termopar. Puede verse la disposición experimental en la Fig. 8. El termómetro digital muestra una temperatura ambiente de 25,1°C, el multímetro digital muestra la tensión a la salida del circuito acondicionador 251 mV. Teniendo en cuenta que la sensibilidad del sensor es de 10 mV/°C, vemos que la medida es la correcta.

El bloque isotérmico permite obtener una temperatura de referencia en su interior, para ello se aisló esta caja metálica con poliuretano y se ubicó en su interior los componentes que se observan en la Fig. 9, termorresistencia Pt100 y conexiones del termopar de medida.

La Fig. 10 muestra la realización de medidas a diferentes temperaturas, para ello se ha utilizado un horno de propósito general que permite seleccionar la temperatura de calentamiento e ir realizando los ajustes de cero y de sensibilidad o fondo de escala.

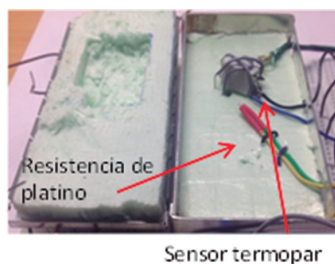


Fig. 9.- Composición del bloque isotérmico.

La etapa de conversión tensión/frecuencia es la que debe ser capaz de generar dicha conversión para asegurar la corrección de los datos que se transmitirán a través de la barrera de aislamiento.

Para ello se ha optado por el convertidor modelo TC9400 de la firma Microchip [7]. Respecto al diseño de esta etapa, la entrada será una tensión continua procedente de la salida del acondicionador de temperatura realizado anteriormente.

Este subsistema se diseñará para un rango de 0 V a 5 V con una relación de conversión de $S = 2 \text{ kHz/V}$. Para diseñar la resistencia de entrada al convertidor R4 el fabricante recomienda que una corriente de entrada de aproximadamente de $10 \mu\text{A}$. De esta manera:

$$R_4 = \frac{V_{in,FE}}{I_{in,R4}} = \frac{5V}{10 \mu A} = 500 k\Omega$$

A partir de la expresión de la frecuencia de salida dada por el fabricante y de la sensibilidad requerida, es posible obtener el producto $V_{REF} C_{REF}$:

$$f_o = \frac{V_{in}}{R_4} \cdot \frac{1}{|V_{REF, V/f}| \cdot C_{REF}} = S \cdot V_{in} \rightarrow$$

$$\rightarrow |V_{REF, V/f}| \cdot C_{REF} = \frac{1}{S \cdot R_{in}} =$$

$$= \frac{1}{2 \text{ kHz/V} \cdot 500 k\Omega} = 10^{-9} V \cdot F$$

Teniendo en cuenta que el fabricante recomienda una tensión $V_{REF, V/f} = -5 \text{ V}$, entonces:

$$C_{REF} = \frac{10^{-9} V \cdot F}{5V} = 200 \text{ pF} \rightarrow C_{REF} = 180 \text{ pF}$$

El valor de C1 según el fabricante, no es crítico pero resulta conveniente que sea entre 3 y 10 veces superior a C_{REF} . Así elegimos un valor de $C_{INT} = 820 \text{ pF}$.

En cuanto al valor de R1, que es la resistencia de polarización del circuito, el fabricante recomienda que sea de $100 k\Omega$. Los valores de R2 y R3 no son críticos sino que interesa más que uno de ellos sea un potenciómetro que asegure una tensión de 0 V en la pata de entrada del circuito. Por ser el valor que le asigna el fabricante en su

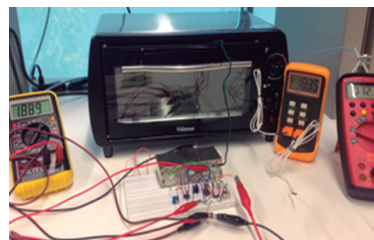


Fig. 10.-Set-up experimental para la comprobación y ajuste de temperaturas.

hoja de datos técnicos elegiremos una resistencia $R2 = 10 k\Omega$ y un potenciómetro $R3 = 50 k\Omega$. Por último, R5 y R6 son resistencias de pull-up para los pulsos de salida. Ya que el fabricante no especifica nada acerca de su valor cogeremos el que éste les da, es decir, $R5 = R6 = 10 k\Omega$.

Continuamos con la barrera de aislamiento, esta deberá encargarse de la transmisión analógica de los datos proporcionados por la conversión tensión/frecuencia. La barrera de aislamiento elegida es el modelo IL710 de la firma Non Volatile Electronics NVE. Por lo que respecta al diseño de esta etapa, no necesitará componentes externos, por lo que no deberemos realizar ningún diseño.

La etapa de conversión frecuencia/tensión, deberá ser capaz de generar dicha conversión para la debida recuperación de los datos que se hayan transmitido a través de la barrera de aislamiento. Para ello contaremos de nuevo con el modelo TC9400 de la firma Microchip, pero esta vez en configuración de conversor frecuencia/tensión.

Las características serán las mismas que para el convertidor frecuencia/tensión. Respecto al diseño de esta etapa, su entrada consistirá en trenes de pulsos procedentes de la barrera de aislamiento e iguales a los de la salida del convertidor tensión/frecuencia.

Respecto al diseño de esta etapa consistirá en trenes de pulsos procedentes de la barrera de aislamiento e iguales a los de la salida del convertidor tensión/frecuencia. El rango de entrada irá de una frecuencia de 0 Hz (tensión DC) a 10 kHz.

La sensibilidad de este convertidor se establece en $S = 0,5 \text{ V/kHz}$. Esta sensibilidad nos proporcionará una salida con un rango de 0 V a 5 V, aunque experimentalmente no se sobrepasará de 4 V.

Refiriéndose al data-sheet del fabricante, la fórmula de diseño que nos ofrece es :

$$V_o = |V_{REF, v/f}| \times C_3 \times R_{in} \times f_{in}$$

Conocidos V_{REF} y la sensibilidad, es posible despejar el producto $R_{in} \cdot C_{REF}$ de manera que:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{f_{in}} &= 0,5 \frac{V}{kHz} \rightarrow R_{in} \cdot C_3 = \\ &= \frac{V_o}{|V_{REF}| \cdot f_{in}} = \frac{0,5 V / kHz}{5 V} = 100 \mu s \end{aligned}$$

Escogiendo ahora un valor para $C_3 = 68$ pF puede obtenerse el valor de las resistencias R_{12} y R_{13} :

$$R_{12} + R_{13} = \frac{100 \mu s}{68 pF} = 1,47 M\Omega \rightarrow$$

$$\rightarrow R_{12} = 1 M\Omega \text{ y } R_{13} = 1 M\Omega$$

(potenciómetro)

En cuanto a al condensador C_5 la única especificación que realiza el fabricante es que tiene una relación inversamente proporcional al rizado de salida. Si elegimos esta capacidad demasiado grande el convertidor frecuencia/tensión tendrá una respuesta muy lenta ante cambios en la entrada. El tiempo que tardará en reaccionar ante estos cambios vendrá dado por la fórmula:

$$t = (R_{12} + R_{13}) \times C_5$$

El fabricante también establece un rango de valores para C_5 de $1 \mu F$ a $1000 \mu F$ si trabajamos a frecuencias bajas, mientras para frecuencias más altas deberá tener un valor menor.

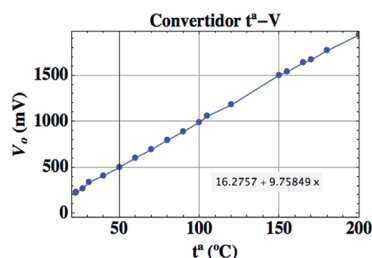


Fig. 11.- Característica temperatura-tensión en el acondicionador frontal.

Así, finalmente escogeremos un valor de $C_5 = 10$ nF, lo que establecerá un tiempo de respuesta del convertidor frecuencia/tensión de:

$$\begin{aligned} t &= (R_{12} + R_{13}) \cdot C_5 = \\ &= 1,47 M\Omega \cdot 10 nF = 14,7 ms \end{aligned}$$

Este valor es perfectamente aceptable para la aplicación que estamos desarrollando. En cuanto al resto de componentes el fabricante no establece relación alguna para facilitar su diseño, por lo que escogeremos el valor que nos ofrece en los esquemas del data-sheet. Así, se han seleccionado los valores de resistencias, $R_7 = R_{10} = 10$ k Ω , $R_9 = 2$ k Ω , $R_{14} = 33$ k Ω , $R_{15} = 1$ M Ω , potenciómetros, $R_8 = 2$ k Ω y condensador, $C_6 = 10$ nF. Con ello quedaría diseñado el subsistema de transmisión analógica mediante acoplador magnético.

La Fig. 11 muestra las medidas tomadas con el horno a diferentes temperaturas en función de la lectura en mV que obtiene el multímetro digital. Respecto a la parte que trata del subsistema de transmisión analógica. Una vez acabado el ajuste de todo el subsistema se procede a tomar medidas sobre el funcionamiento del mis-

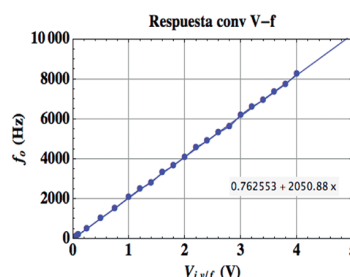


Fig. 12.- Característica tensión-frecuencia en el convertidor v/f.

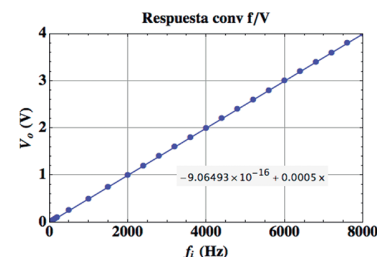


Fig. 13.- Característica frecuencia-tensión en el convertidor v/v.

mo. La Fig. 12 muestra los resultados experimentales obtenidos.

Por último se presentan los resultados obtenidos con el módulo frecuencia/tensión, para ello previamente se habrá realizado el mismo ajuste que se realizó en la etapa de conversión tensión/frecuencia. Estos resultados pueden verse en la donde se puede apreciar la linealidad de la conversión frecuencia/tensión, así como la similitud entre las respuestas teórica y real.

Como conclusión final puede decirse que se ha diseñado un acondicionador electrónico para termopar tipo K construyendo el bloque isotérmico y diseñando una barrera de aislamiento analógica basada en conversión v/f/v y aislador magnetorresistivo digital. Los resultados obtenidos demuestran la viabilidad del diseño propuesto.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado en parte gracias al soporte financiero de los proyectos Prometeo/2012/044 (Generalitat Valenciana), 217152-312630 (Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología-CONACYT México) y AYA2012-37444-C02-01 (Ministerio de Economía y Competitividad).

REFERENCIAS

- [1] Temperature Measurement Handbook. Cap. Application Notes. Standford (USA): Omega Engineering Inc, 1990.
- [2] J. Bachiochi: "You're not alone. Dealing with isolation", Circuit cellar, n° 142 May 2002, www.isoloop.com.
- [3] J. Peris Castelló: "Diseño de un acondicionador electrónico aislado mediante barrera digital magnetorresistiva para la medida de temperatura mediante termopar", Trabajo Fin de Grado Ingeniería Electrónica Industrial, Universitat de València, Septiembre 2014.
- [4] Pallás, R.: "Sensores y acondicionadores de señal". Marcombo, Barcelona 1994.
- [5] <http://www.omega.com/temperature/z/pdf/z204-206.pdf>.
- [6] <http://www.ti.com/product/ina118>.
- [7] <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=TC9400>.

