

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ**  
**Facultad de Ciencias e Ingeniería**



PONTIFICIA  
**UNIVERSIDAD**  
**CATÓLICA**  
DEL PERÚ

**DISEÑO DE UN CONTRASTADOR DE TEMPERATURA PARA  
TERMÓMETROS DE TERMOCUPLAS TIPO K**

Tesis para optar por el Título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Daniel Arturo Bedoya Martínez

Asesor:

Willy Carrera Soria

**Lima, Agosto del 2013**

## RESUMEN

Este trabajo de tesis muestra el diseño de un equipo contrastador de temperatura para el Laboratorio de Energía de Ingeniería Mecánica de la Facultad de Ciencias e Ingeniería de la PUCP. Cuando se habla de mediciones de temperatura, el instrumento más utilizado para este fin, es la termocupla, la cual muestra los valores de temperatura medidos, por medio de su termómetro digital acoplado. Este termómetro, con el tiempo y uso, suele descalibrarse y es responsabilidad del operario del instrumento efectuar calibraciones periódicas del aparato con el fin de asegurar la confiabilidad de las mediciones.

Por ese motivo se diseñó, en este trabajo, un equipo contrastador térmico de una termocupla tipo K. Este dispositivo simula el comportamiento de dicha termocupla y podrá ser acoplado a los termómetros digitales, permitiendo a los usuarios de tales termómetros, contrastarlos, para determinar si necesitan calibrarse. El equipo permitirá el ingreso de valores con saltos de  $10^{\circ}\text{C}$ , y tendrá un rango de  $-30$  a  $250^{\circ}\text{C}$ . Para el presente proyecto, primero se identificó las partes más importantes que conforman tales equipos, y posteriormente con ayuda de un diagrama de bloques se diseñó la estructura interna del simulador. Para cada parte del diagrama se hizo una selección de componentes que permitieron cumplir con los requisitos de cada bloque respectivo. Seguidamente se escogió, justificando con los debidos criterios de selección, los componentes más apropiados para cada bloque. Una vez escogidas todas las partes del diagrama se procedió a realizar simulaciones de determinados bloques junto con un análisis de error, de cada uno de los componentes, para conocer la máxima desviación o el máximo error que se podría obtener en la salida del equipo, consiguiendo un valor satisfactorio de error igual a  $1.78^{\circ}\text{C}$ , en el peor de los casos.

Es importante mencionar que este proyecto se llevó a cabo con el fin de ser una referencia para personas que deseen efectuar una investigación más profunda en lo que respecta a la generación de centenas de microvoltios de un transductor.

## ÍNDICE

<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	1
---------------------------	---

### **CAPÍTULO 1: TECNOLOGÍAS EMPLEADAS EN LOS CONTRASTADORES DE TEMPERATURA**

1.1 Estado del Arte.....	3
1.1.1 Presentación del Asunto de Estudio.....	3
1.1.2 Estado de la Investigación.....	4
1.1.3 Síntesis sobre el Asunto de Estudio.....	8
1.2 Fabricantes y Proveedores.....	8
1.3 Términos Generales y Elementos Presentes en los Contrastadores.....	9
1.3.1 Equipo de Simulación.....	9
1.3.2 Periféricos/Interfaces de Entrada y Salida.....	9
1.3.3 Lenguaje de Programación.....	9
1.3.4 Comunicación Serial.....	9
1.3.5 Circuitos Integradores Convertidores.....	10
1.3.6 CPU del Equipo.....	10
1.3.7 Acondicionamiento de Señal.....	10

### **CAPÍTULO 2: PROBLEMÁTICA ACTUAL EN EQUIPOS CONTRASTADORES DE TEMPERATURA**

2.1 Preámbulo.....	11
2.2 Inconvenientes encontrados en el mercado nacional.....	11
2.2.1 Precio de Fábrica.....	11
2.2.2 Herramientas Sobrantes.....	11
2.3 Principales Competidores en Procesos de Contrastación.....	12
2.3.1 Hornos de Calibración.....	12
2.3.2 Baños de Calibración.....	12
2.4 Ruido Eléctrico: Dificultad con las que lidian estos equipos.....	13
2.4.1 Descripción.....	13
2.4.2 Ruido Extrínseco.....	13
2.4.3 Ruido Intrínseco.....	14
2.5 Objetivos.....	16
2.5.1 Objetivo General.....	16
2.5.2 Objetivos Específicos.....	16

### **CAPÍTULO 3: DISEÑO DE UN EQUIPO CONTRASTADOR DE TEMPERATURA**

3.1 Planteamiento de la Solución.....	17
3.2 Diagrama de Bloques .....	18
3.2.1 Descripción.....	18
3.2.2 Periférico de Entrada.....	19

3.2.3	Periférico de Salida.....	21
3.2.4	Generación de Señal.....	23
3.2.5	Acondicionamiento de Señal.....	30
3.2.6	Verificación de Señal.....	34
3.2.7	Control.....	39
3.2.8	Fuente de Alimentación.....	43
3.2.9	Indicador de Alimentación Baja.....	50
3.3	Algoritmo Principal.....	53
3.3.1	Diagrama de Flujo.....	53
3.3.2	Descripción del Diagrama de Flujo.....	54
3.4	Circuito Impreso del Equipo.....	54
3.4.1	Cara de Componentes.....	54
3.4.2	Cara Cobreada.....	54

## **CAPÍTULO 4: SIMULACIONES Y RESULTADOS**

4.1	Análisis de Error.....	55
4.2	Simulaciones Efectuadas.....	57
4.2.1	Simulación de las Interfaces de Usuario.....	57
4.2.2	Simulación de la Comunicación SPI.....	60
4.2.3	Simulación del Acondicionamiento de Señal.....	63
4.2.4	Simulación del Circuito Indicador de Alimentación Baja.....	68
4.2.5	Simulación del Algoritmo de Corrección.....	70
4.3	Resultados de las Simulaciones.....	73
4.4	Costos.....	75

## **CONCLUSIONES**

## **RECOMENDACIONES**

## **BIBLIOGRAFÍA**

## **ANEXOS**

## INTRODUCCIÓN

En los últimos años se han desarrollado, con ayuda de las técnicas de ingeniería moderna, diversos recursos (sistemas, artefactos) que posibilitan el poder simular tanto sensaciones físicas como el comportamiento de procesos y equipos. Esto se puede efectuar en una amplia variedad de circunstancias que incluyan perturbaciones. Tales recursos se emplean actualmente con el fin de encontrar soluciones, hacer diagnósticos y en ciertas ocasiones comprobar el funcionamiento de un determinado instrumento o equipo. Esto último se logra, identificando, con un proceso de comparación, si existe o no alguna falla en el equipo en cuestión. Podemos afirmar entonces que los simuladores desarrollados para las diversas áreas, son herramientas cuyo objetivo es brindar al usuario posibles tendencias ante experimentos efectuados, sin la necesidad de usar el propio artefacto simulado.

Hoy en día se hace uso de simuladores en casi todo tipo de aplicaciones, en distintos ámbitos y con diferentes propósitos. Como puede ser el simulador de vuelo de un avión, para los pilotos novatos, los cuales realizan sus prácticas de vuelo adquiriendo conocimiento y seguridad antes de poder pilotear la aeronave; o los conocidos simuladores de gravedad cero utilizados por la NASA.

Un ejemplo más cotidiano son aquellos simuladores empleados para equipos que se destinan a la medición de magnitudes físicas como son: la presión, la temperatura, el voltaje, la corriente, la velocidad, etc. Para el éxito de una determinada medición, es necesario tener una alta fiabilidad en el equipo medidor que se está utilizando con el fin de obtener el mínimo error posible; por lo tanto, esto involucra que el instrumento de medición debe estar correctamente calibrado y en perfectas condiciones de uso.

En el caso particular de mediciones de temperatura, el instrumento comúnmente utilizado es el termopar (termocupla) junto con su respectivo termómetro digital que se emplea para visualizar la temperatura medida. Por lo tanto, para que se puedan obtener mediciones precisas de temperatura es importante que dicho termómetro se encuentre calibrado, y una alternativa para poder verificar esto, es un contrastador de temperatura. Este dispositivo reproduce por medio de un sistema controlado electrónicamente el comportamiento de las termocuplas, mientras muestra en su periférico de salida el valor de temperatura que está simulando. El contrastador de temperatura se conecta a la entrada del termómetro digital como si se tratase de una termocupla. Luego, el usuario puede contrastar los valores de temperatura mostrados por el contrastador con los valores de temperatura mostrados por el termómetro, y gracias a esto, es posible verificar la calibración del termómetro.

En la presente tesis se plantea el respectivo diseño de un contrastador de temperatura (simulador de termocupla), con la finalidad de ser utilizado como

un instrumento patrón de contrastación para termómetros de termocuplas tipo K, las cuales son las más empleadas en la industria debido a su capacidad para resistir un amplio rango de valores de temperatura.

Este trabajo de investigación se ha realizado en cuatro capítulos. En el primer capítulo se indicarán las actuales tecnologías empleadas en los contrastadores de temperatura, indicando algunos fabricantes y proveedores, describiendo así mismo las partes comunes en estos equipos, y que serán revisadas posteriormente en el diseño del simulador. El segundo capítulo corresponderá a la problemática existente en los equipos contrastadores de temperatura, además de los objetivos que se buscan cumplir. En el tercer capítulo se plantea una solución a los problemas hallados, junto con todo lo relacionado a la obtención del diseño, incluyendo las alternativas presentes, los criterios de selección y diagramas diversos. En el capítulo final se hará una presentación de las simulaciones efectuadas en el proceso de diseño y de los resultados obtenidos a partir de tales simulaciones, también se mencionarán las proyecciones esperadas del equipo vistas como mejoras futuras.

Al final de este documento se muestran las respectivas conclusiones y recomendaciones, destinadas a ser usadas por personas que estén interesadas en continuar con una investigación más exhaustiva del asunto planteado.

En conclusión, se plantea el diseño de un simulador de termocupla tipo K para el Laboratorio de Energía de Ingeniería Mecánica de la Facultad de Ciencias e Ingeniería de la PUCP, que a su vez pueda ser una alternativa de introducción, como un producto novedoso, al mercado peruano.



## CAPÍTULO 1: TECNOLOGÍAS EMPLEADAS EN LOS CONTRASTADORES DE TEMPERATURA

### 1.1 Estado del Arte

#### 1.1.1 Presentación del Asunto de Estudio

Hoy en día, la electrónica nos permite llevar a cabo innumerables aplicaciones, al igual que avances y mejoras continuas que se efectúan concurrentemente. Hablando en el ámbito de la ingeniería, podríamos mencionar el caso de los equipos de medición de magnitudes físicas, por ejemplo los aparatos medidores de temperatura, los cuales son usados por toda la industria, para distintos procesos y fines. Siguiendo con la idea, uno de los instrumentos más conocidos para la medición de temperatura es la termocupla, la cual se conecta a un dispositivo llamado termómetro de termocupla, que es el encargado de mostrar los valores medidos de temperatura [1]. Actualmente existen equipos que permiten simular la salida de las termocuplas; es decir, valores de voltaje. Dichos equipos son conocidos como contrastadores de temperatura o contrastadores térmicos.

Los contrastadores de temperatura son dispositivos que permiten a los usuarios comparar y a la vez verificar, si sus termómetros digitales están mostrando valores correctos de temperatura, en relación a los voltajes que reciben en sus entradas (esta relación entre el potencial y la temperatura se explica más adelante). Por lo tanto, tales contrastadores tienen un fin muy importante, el cual es servir como un instrumento estándar a la hora de contrastar termómetros para termocuplas.

En el siguiente Estado del Arte, se mencionarán muy brevemente, los tipos de termocuplas que existen y el uso de cada uno de ellos, sin entrar en mayores detalles. Posteriormente se revisarán algunos simuladores de termocupla encontrados actualmente en el mercado nacional e internacional, junto con sus respectivas ventajas y desventajas. Al final, se efectuará una síntesis de la información recolectada en este apartado.

Como se indicó, estos simuladores brindan valores estandarizados de voltaje, para un tipo específico de termocupla, que corresponde a un punto de contrastación deseado de temperatura. Por lo tanto, deben ser capaces de ofrecer una gran precisión para poder efectuar el proceso de comparación. Un valor de incertidumbre adecuado para dicho procedimiento es  $1^{\circ}\text{C}$  [2].

Por lo expuesto anteriormente, la precisión es un punto notable a tener en cuenta cuando se habla de estos contrastadores por lo que será revisada oportunamente. Por otra parte, es importante aclarar que en el siguiente escrito se está refiriendo a dos clases de términos, uno respecto al termopar, y el otro referente al termómetro del termopar. Este último, como ya se indicó, es el

encargado de mostrar la temperatura medida al usuario por medio de un visualizador; a veces se le suele denominar a este conjunto (termopar y termómetro) “termocupla”, pero no es lo correcto, ya que la palabra termocupla hace alusión únicamente al termopar. Es por eso que ambos elementos se mencionan explícitamente por separado dentro de este documento.

La Fig. 1.1 muestra el conjunto de una termocupla con su respectivo termómetro digital acoplado.



**Figura 1.1 - Termocupla con Termómetro Digital**

Fuente: <<http://espaelec.eurofull.com/imagenes/ms6610.jpg>>

### 1.1.2 Estado de la Investigación

La termocupla es el sensor de temperatura de preferencia mundial, principalmente por su bajo precio y alta velocidad de respuesta [3]. Su funcionamiento es de carácter simple. Se trata de la conversión de diferencia de temperatura, en diferencia de voltaje. Dicho voltaje es utilizado después, por la circuitería concerniente de los termómetros digitales de termocupla, para poder presentar los valores de temperatura medidos a los usuarios.

La calibración de un termómetro, independientemente de si es para una termocupla de alambre desnudo, ó de cubierta metálica, se lleva a cabo siguiendo ciertas normas preestablecidas, como son las normas ATSM (American Section of the International Association for Testing Materials) ó las normas ANSI (American National Standards Institute). Por mencionar un ejemplo, la norma ASTM E230 es usada al momento de estipular las tablas estandarizadas de termocuplas, en las cuales se presenta el valor de voltaje (en milivoltios) correspondiente a cada grado de temperatura (en ° F, ° C o ° K) [4]. Los contrastadores de temperatura deben ofrecer en sus salidas estos valores de voltaje normados (valores ideales) que pueden ser positivos o negativos dependiendo del valor de temperatura. Otros recursos que se usan para dichos procedimientos de calibración, son los patrones de referencia que



están certificados por el NIST [5] (National Institute of Standards and Technology), como pueden ser los termómetros de precisión de unión oro/platino, los cuales fueron desarrollados por el propio NIST, y brindan una extraordinaria exactitud, igual a  $0.008^{\circ}\text{C}$  [6].

Cuando hablamos de estos patrones mencionados en el párrafo anterior, nos estamos refiriendo a aquellos dispositivos que miden con precisión una magnitud física. Sin embargo, debemos identificar dos tipos de patrones, los de medición precisa y los de generación precisa de una cantidad física (por ejemplo voltaje) [7]. Como último detalle es importante mencionar que el NIST es la entidad encargada de estipular las ya mencionadas “tablas estandarizadas”. (Un ejemplo de dichas tablas se muestra en el Anexo A).

Debido a que el proceso de calibración de termómetros no es parte del asunto de estudio, no profundizaremos en ello, pero es importante mencionarlo puesto que los contrastadores de temperatura participan indirectamente en dicho proceso, ya que le indican al usuario si su termómetro necesita calibrarse o no.

Mencionaremos ahora, concisamente, los tipos de termocuplas que existen actualmente, así como sus usos, y características. (Ver Anexo A).


La termocupla tipo K es la más utilizada en el presente, ya que permite una diversidad de aplicaciones gracias a su extenso rango de medición y su precio es menor en comparación con otros transductores de temperatura [8]. Las letras escogidas para las termocuplas fueron designadas por el ISA (Instrument Society of America) [9].

Todas las termocuplas poseen la característica de que son una fuente de voltaje (en milivoltios), y es precisamente esta particularidad, la cual se desea simular. Debe aclararse que los contrastadores de temperatura realizan la simulación sin efectuar ninguna medición de temperatura. En otras palabras, el usuario utiliza el periférico del contrastador para ingresar ó seleccionar el valor de temperatura deseado. Luego el equipo genera el respectivo valor de voltaje en su salida según las tablas estandarizadas, y al mismo tiempo muestra dicho valor por medio de su periférico de salida, para que el usuario pueda conocer la relación entre el valor de temperatura y el valor de voltaje.

Estos dispositivos (simuladores) generalmente operan con fuentes de energía agotable como son las baterías o pilas. Por otra parte, la mayor dificultad que enfrentan, es el ruido, el cual se presenta en sus salidas como agente contaminante, y estos equipos son vulnerables a este problema puesto que generan valores de voltajes muy pequeños (milivoltios ó microvoltios). Por lo que necesitan un adecuado acondicionamiento de señal, para generar voltajes de salida lo más estables posible. Hablaremos con mayor detalle del ruido en el Capítulo 2. Ahora pasaremos a mencionar algunos de los simuladores de termocupla que existen en la actualidad. Ver Tabla 1.

Tabla 1 - Contrastadores Actuales

Simulador	Marca/ Modelo	Rango de Operación	Características	Precio
	TECPEL / CL327	-200 a 1370 °C para tipo K	Reproduce 11 tipos de termocupla. <b>Resolución:</b> 0.1 °C <b>Error de salida máximo:</b> No especifica Solo grados °C y °F	\$1573
	Lutron/ TC920	-199 a 1230 °C para tipo K	Reproduce 1 tipo de termocupla. <b>Resolución:</b> 1 °C <b>Error de salida máximo:</b> No especifica Solo grados °C y °F	\$381
	Omega/ CL540 Series	-200 a 1372 °C para tipo K	Reproduce 8 tipos de termocupla. <b>Resolución:</b> 1 °C <b>Error de salida máximo:</b> +/- 9uV Solo grados °C y °F	\$599
	Ectron/ 1140A	-270 a 1370 °C para tipo K	Reproduce 12 tipos de termocupla. <b>Resolución:</b> 0.1 °C <b>Error de salida máximo:</b> +/- 1uV Opera con Grados °C, °F, °K y °R	\$5727

Simulador	Marca/ Modelo	Rango de Operación	Características	Precio
	Meriam /M130	-245 a 1375 °C para tipo K	Reproduce 8 tipos de termocupla. <b>Resolución:</b> 0.1°C <b>Error en salida máximo:</b> +/- 6 uV Solo grados °C y °F	\$1026

\* Tabla obtenida de [10],[11],[12] y [13]

Los dos primeros equipos de la Tabla 1 se pueden encontrar en el mercado peruano, mientras que los demás, pueden ser adquiridos por importación de Estados Unidos, Alemania, Canadá y otros países. Los precios varían de acuerdo a las funciones que ofrece cada uno de ellos. La resolución es un elemento importante, así como el rango de operación, y la cantidad de tipos de termocupla que pueden simular (J, K, B, T, etc). La precisión se mide en base al error en la salida; sin embargo, es importante mencionar que esta depende considerablemente de la medición que se quiere efectuar. El simulador de la marca OMEGA mostrado en la Tabla 1, es el único que goza de la certificación del NIST.

Si observamos con detalle la Tabla 1, podemos identificar que los simuladores de termocupla basan su funcionamiento en la conversión de señales digitales a señales analógicas para obtener los voltajes deseados en sus salidas. Además, deben tener un computador (microprocesador/microcontrolador) que esté encargado del funcionamiento principal del equipo, y que utiliza señales digitales para comunicarse con los periféricos. Del mismo modo, este computador debe gobernar a otro dispositivo que esté encargado de generar la señal de salida. Por esto último, se puede inferir que estos simuladores utilizan dispositivos encargados de la conversión de señales, como pueden ser DACs y/o ADCs.

Un instrumento de medición, como lo es un termómetro digital, tiene diferentes periodos de contrastación, dependiendo de la marca. Estos periodos son indicados por el fabricante de cada equipo [14]. El usuario debe asegurarse de que su equipo se contraste según los periodos indicados, y para ello debe hacer uso de los recursos que le permitan realizar aquella labor, siendo el elemento más importante, el instrumento patrón de contrastación, como puede ser un horno seco. Este equipo genera un ambiente con una temperatura

elegida por el usuario en un lapso aproximado de diez minutos para cada nuevo valor [15]. Adicionalmente muestra en un visualizador la temperatura generada. Entonces, con ayuda de una termocupla conectada al termómetro, se puede realizar el proceso de contrastación. De igual forma un contrastador térmico puede ser empleado como un patrón de contrastación; sin embargo, a diferencia del horno, ofrece la ventaja de contrastar el termómetro en menor tiempo.

En los lugares donde se efectúan procesos de calibración de estos termómetros digitales, un contrastador de temperatura puede ser visto como una herramienta esencial para llevar a cabo dos funciones: contrastación y calibración. Esto último, es posible, por el hecho de que el operario conocerá la desviación (error) existente en los termómetros y en base a ella podrá efectuar el ajuste respectivo.

### 1.1.3 Síntesis sobre el Asunto de Estudio

Podemos decir entonces que se encuentran en esta época, diversos aparatos utilizados para la simulación de termocuplas. Cada uno de ellos, reproduce el comportamiento de los termopares al introducir por sus periféricos de entrada, el valor de temperatura a simular. Su funcionamiento se basa, en la conversión de señales digitales a analógicas; por lo tanto, poseen dispositivos para realizar dos funciones, la conversión de señales y el control del equipo. La mayoría de los simuladores opera con fuentes de alimentación agotables, como son las baterías o pilas. Algunos equipos presentan más ventajas que otros y aparecen ante los usuarios como patrones de referencia para procesos de contrastación y calibración (en algunos casos).

Los contrastadores térmicos son simuladores empleados para verificar que los termómetros digitales de una termocupla, estén mostrando valores de temperatura correctos. Para ello utilizan valores normados de voltaje (Tablas Estandarizadas) en sus salidas y se conectan a dichos termómetros. El proceso de calibración puede efectuarse después, y generalmente queda fuera de las manos del usuario del termómetro.

Si comparamos precios de estos simuladores, en el mercado nacional e internacional, estos aparatos oscilan alrededor de los 400 dólares para los equipos que pueden simular un sólo tipo de termocupla. La precisión de estos dispositivos, es del orden de los microvoltios; por lo tanto, estos equipos cuentan con un apropiado acondicionamiento de señal con el fin de evitar variaciones en la señal de salida por problemas de ruido; ya que dichas variaciones pueden alterar enormemente las lecturas obtenidas por los termómetros digitales.

## 1.2 Fabricantes y Proveedores

(Ver Anexo B).

## 1.3 Términos Generales y Elementos Presentes en los Contrastadores

### 1.3.1 Equipo de Simulación

Los equipos de simulación son dispositivos capaces de representar o reproducir el funcionamiento de otro aparato, sistema, efecto, etc. Esto con el fin de ofrecer a las personas resultados óptimos cuando trabajen con los dispositivos reales que son simulados. Adicionalmente los simuladores pueden ser empleados para la creación de planes de prevención y/o para la ejecución de un proceso de detección de errores.

### 1.3.2 Periféricos/Interfaces de Entrada y Salida

Los periféricos de entrada/salida, son unidades con las cuales un computador se comunica con el exterior (los usuarios); en otras palabras, son los encargados de proporcionar/recibir datos y señales de control a/de una unidad de procesamiento, la cual utilizará dichos datos recibidos del periférico de entrada para ejecutar una tarea y después brindar información a través del periférico de salida.

### 1.3.3 Lenguaje de Programación

Es el respectivo lenguaje con el cual se le indica a un computador las tareas que debe realizar. Este lenguaje expresa algoritmos, y sigue ciertas reglas sintácticas para que se pueda dar la comunicación entre el programador (quien crea el programa usando este lenguaje) y la máquina.

### 1.3.4 Comunicación Serial

Se menciona este tipo de comunicación por que es el más utilizado actualmente en los dispositivos electrónicos debido a su alta velocidad de comunicación y la ventaja de menor cableado en comparación con la comunicación paralela. La comunicación serial es un protocolo que permite la comunicación entre dos computadores; puede ser simplex (en un sólo sentido), semi-duplex (dos sentidos, uno a la vez) o duplex (dos sentidos simultáneamente). Se basa en el envío y recepción de grupos de bits de información enviados uno atrás del otro, por medio de un puerto serial. La comunicación puede ser síncrona o asíncrona y es posible modificar el número de bits a enviar/recibir, la velocidad de transmisión y otras funciones. En el caso de la comunicación síncrona es necesaria una señal de reloj común entre ambos computadores, que controle las operaciones de comunicación [16]. La



comunicación serial se efectúa utilizando diferentes protocolos, como puede ser el standard RS-232 [17].

### 1.3.5 Circuitos Integrados Convertidores

Como ya se mencionó anteriormente, los simuladores de termocupla deben generar una señal en milivoltios en su salida que varíe para cada valor diferente de temperatura, y debido a eso se puede inferir que necesitan convertidores DACs y/o ADCs. Se menciona el ADC por si se efectúa un lazo de realimentación (lazo de control) para corregir desviaciones en el voltaje de salida. Estos convertidores, que convierten una señal digital en una señal analógica y viceversa, utilizan diferentes tecnologías, una de las más actuales es la sigma delta [18]. Los convertidores de resoluciones altas permiten utilizar diversos tipos de comunicación serial como SPI, SSI ó TWI ( $I^2C$ ).

### 1.3.6 CPU del Equipo

Debido a que se trabaja con un sistema el cual opera utilizando periféricos y dispositivos externos como los convertidores, es requerido algún elemento que controle el funcionamiento global del equipo y pueda comunicarse con tales componentes. Un caso particular es el microcontrolador, cuyo principio de operación se basa en la ejecución de un programa conformado por instrucciones. Dicho programa puede ser utilizado para efectuar una amplia diversidad de aplicaciones. Para conocer las características de un microcontrolador, se revisó la hoja de datos del microcontrolador ATmega8, la cual reveló que estos dispositivos cuentan con una CPU, memorias ROM, RAM, interfaces de entrada/salida, osciladores, contadores, temporizadores, etc [19]. Los microcontroladores son empleados para ser el cerebro de un equipo más grande, como puede ser un contrastador térmico.

### 1.3.7 Acondicionamiento de Señal

El acondicionamiento de señal se refiere a la protección de la señal de salida de un equipo; es decir, que pueda estar protegida de interferencias y/o ruido de cualquier tipo [20]. Cabe resaltar que la diferencia entre ruido e interferencia, es que la última se genera por sistemas hechos por el hombre, debido a esto puede considerarse como ruido artificial [21]. En los simuladores de termocupla, el acondicionamiento de señal juega un papel muy importante ya que se trabaja con niveles de voltaje muy pequeños y cualquier alteración considerable en la señal de salida, hará posible la obtención de errores graves en el proceso de contrastación.



## CAPÍTULO 2: PROBLEMÁTICA ACTUAL EN EQUIPOS CONTRASTADORES DE TEMPERATURA

### 2.1 Preámbulo

A continuación se presentarán los inconvenientes hallados en los contrastadores actuales. Siendo el último de ellos, el más importante. Este problema primordial es el ruido eléctrico, el cual se revisará con detalle oportunamente. También se mencionarán los competidores contemporáneos en los procesos de contrastación; y se finalizará, indicando los objetivos que se desean cumplir en la realización de este trabajo.

### 2.2 Inconvenientes Generales

#### 2.2.1 Precio de Fábrica

Como ya se indicó en el Capítulo 1, la mayoría de los simuladores de termocupla (incluso los que son capaces de simular únicamente un tipo de termocupla) tienen precios que oscilan alrededor de los 400 dólares; pero esto no incluye el precio extra que implica importar estos equipos en algunos casos. Esto hace que la obtención de dichos simuladores en el mercado peruano sea difícil y se tenga que pagar más por un equipo traído de afuera.

#### 2.2.2 Herramientas Sobrantes

Otra característica de estos contrastadores, y que está vinculada al alto precio de los mismos, es que pueden simular varios tipos de termocupla (en el mejor de los casos superando los 7 tipos de termopares más conocidos), haciendo posible la contrastación (y en algunos casos, calibración) de los distintos termómetros para las termocuplas correspondientes. Sin embargo, esta particularidad no es del todo aprovechable, debido a que algunas termocuplas (K, J y T) pueden hacer las mediciones de otras, sin ningún problema, incluso se pueden realizar mediciones en un mayor rango de temperatura. Si mencionamos el caso de la termocupla tipo K, resalta el hecho de que puede efectuar mediciones en distintas atmósferas como son: oxidante, inerte, en vacío, a temperaturas sub-cero; y gracias a esta cualidad, la tipo K puede reemplazar a las termocuplas B, R, S y E en cada una de las atmósferas mencionadas [8]. Por otra parte, una termocupla tipo J tiene la única ventaja de su precio, que es menor, en comparación con la tipo K; y la tipo T, aunque es preferida en mediciones en vacío y en atmósferas oxidantes, su gran desventaja es su limitado (pequeño) rango de temperatura, por lo que ha sido reemplazada, en gran medida, por los sensores PT-100 [8]. En consecuencia, dada la notoria ventaja de la tipo K con los demás termopares, puede identificarse porque es la más utilizada en la industria actualmente. Por esa razón, el que un equipo sea capaz de simular más termocuplas, no significa que sea adecuado o indispensable para la mayoría de los usuarios que, como

se mencionó anteriormente, tengan uno o quizá dos tipos de termocuplas que utilizan para los procedimientos de medición. Y esto hace que muchas veces se tenga que comprar un equipo contrastador térmico, en el cual no se utilizan todas sus herramientas disponibles.

## 2.3 Principales Competidores en Procesos de Contrastación

### 2.3.1 Hornos de Calibración

Los llamados hornos de calibración son equipos que disponen de unos insertos de diferentes diámetros, en donde generan un ambiente con una temperatura deseada, que es programada por el usuario, en un lapso aproximado de 25 minutos en el caso de calentamiento y de hasta 60 minutos o más en el caso de enfriamiento, esto ocurre si se realiza un cambio de temperatura utilizando todo el rango, por ejemplo para calentar desde 0 °C hasta 250 °C, lo cual nos indica que en diferencias de temperatura no tan grandes, el lapso de calentamiento / enfriamiento es menor, pero siempre demora más tiempo enfriar que calentar. Dichos hornos muestran por medio de un visualizador la temperatura generada en su interior. También son llamados “Hornos Secos”. Su precio oscila alrededor de los 3.800 dólares y su rango de temperatura es variable. Aunque pueden obtener resoluciones altas de hasta 0.1 °C, sus principales desventajas son el tiempo que demora realizar un proceso de contrastación (al seleccionar diferentes puntos de temperatura, se debe esperar a que el equipo se estabilice) y la necesidad de uno o más instrumentos extra [15]. En este caso se emplea un termopar, que sirva como patrón, el cual se conecta al termómetro que se desea contrastar. Luego el proceso de contrastación se realiza comparando el valor de temperatura mostrado en el visualizador del horno con el valor de temperatura mostrado en el termómetro. También se utiliza para tal proceso de comparación, los conocidos termómetros de precisión, los cuales reemplazan el visualizador del horno con el suyo propio y trabajan en conjunto con termoresistencias (PT-100). De manera que el horno únicamente se utiliza para generar el ambiente con la temperatura deseada. Estos termómetros de precisión llegan a tener resoluciones de hasta 0.001 °C [22].

Cuando comparamos a estos equipos con los contrastadores de temperatura, podemos destacar diferencias en precios, tiempos de establecimiento (los contrastadores son más rápidos), transporte (los hornos no suelen ser portátiles) y precisión. Sin embargo, una desventaja significativa en los hornos es el requerimiento de un termopar para la contrastación del termómetro, contrariamente a los simuladores, los cuales permiten conectar directamente el termómetro a sus salidas.

### 2.3.2 Baños de Calibración

Los baños de calibración operan de forma similar que los hornos, con una temperatura previamente programada por el usuario. La diferencia con los hornos es que utilizan un gel de silicona para crear el ambiente isotérmico con la temperatura deseada. No cuentan con insertos, sino sólo de una cavidad de gran diámetro donde se introduce el gel [15]. La contrastación se hace idénticamente como en el caso de los hornos; es decir, mediante la comparación entre la lectura obtenida por el termómetro y la temperatura mostrada por el baño. Puede identificarse que al igual que en el caso de los hornos, también se necesita una termocupla para ser utilizada como patrón.

## 2.4 Ruido Eléctrico: Dificultad presente en los simuladores

### 2.4.1 Descripción

En esta sección hablaremos de la mayor dificultad encontrada en los simuladores de termocupla. El inconveniente expuesto a continuación, es aludido tanto a los contrastadores de temperatura como a las termocuplas, puesto que los contrastadores van conectados directamente a los termómetros digitales, y al reproducir el comportamiento de los termopares, exhiben los mismos efectos que estos, en lo que respecta a la señal de salida.

Cuando se trabaja con valores de voltaje muy pequeños (microvoltios), estos están expuestos a un problema (muchas veces, difícil de enfrentar), el ruido. El cual se define como cualquier señal indeseada que se suma a la señal de información útil [23]. El impacto del ruido puede ser crítico para la funcionalidad de un aparato cuando se opera en ambientes hostiles (ambientes con muchas fuentes de ruido). En los contrastadores, dicho agente modifica ó altera la señal eléctrica de su salida, haciendo que los valores de voltaje cambien en magnitud, teniendo como resultado una lectura errónea si no se llegara a atenuar este efecto.

En los siguientes párrafos, pasaremos a mencionar las fuentes de ruido más importantes, que pueden comprometer el funcionamiento del equipo. Cabe resaltar que se deben evaluar las fuentes de ruido presentes, usando dos categorías; dicho de otro modo, debe evaluarse el ruido que se genera externamente y aquel que se genera internamente. Es decir, orígenes de ruido extrínseco e intrínseco.

### 2.4.2 Ruido Extrínseco

El ruido extrínseco es el producido por circunstancias externas, y afecta a los dispositivos electrónicos que conforman un sistema. Está relacionado con el entorno en el que se encuentran instalados los dispositivos. Algunos ejemplos de fuentes de ruido extrínseco pueden ser la fuente de alimentación y una

incorrecta conexión a tierra [24]. Una adversidad notoria que posee esta clase de ruido es que genera voltajes con amplitudes altas (llegando, en el peor de los casos, al orden de los voltios), las cuales pueden superar la amplitud de la señal de información útil. Las fuentes de ruido extrínseco pueden ser clasificadas de acuerdo a sus orígenes como: naturales (por ejemplo ruido solar, ruido atmosférico) o artificiales (ruido industrial, motores eléctricos, soldadoras de arco eléctrico, líneas de alimentación, interruptores, teléfonos celulares). A menudo el ruido extrínseco es llamado señal de interferencia [23].

Los tipos de ruido extrínseco más resaltantes para el caso particular de los contrastadores son [23]:

- Ruido Crosstalk: Tipo de interferencia entre circuitos cercanos. Son señales que pueden ser útiles en un determinado circuito, es decir operan en el funcionamiento del mismo, pero que se acoplan como señales parásitas en otros circuitos próximos, donde dichas señales son indeseadas y por lo tanto actúan como interferencias. Tal es el ejemplo del ruido generado por la circuitería digital que se acopla a las señales analógicas en un dispositivo de señal mixta.

- Fuentes de Ruido Electromagnético: Se refiere al ruido producido por motores eléctricos, líneas de suministro, teléfonos celulares, lámparas fluorescentes. Las fuentes de ruido más destacadas en esta categoría son las correspondientes a los convertidores DC/DC y fuentes de alimentación switching, ya que ambos poseen transistores que operan como interruptores, trabajando a frecuencias por encima de los 100 KHz.

### 2.4.3 Ruido Intrínseco

Es el concerniente al ruido que se produce internamente en los dispositivos que conforman el equipo. Este tipo de ruido, como se verá más adelante, debe considerarse para que no comprometa el rendimiento del contrastador.

Podemos decir que el ruido intrínseco, de un dispositivo electrónico, es el resultado de todas las fluctuaciones que ocurren dentro de él. La característica más llamativa de estas fuentes de ruido es la aleatoriedad, lo que significa que no es posible determinar o predecir la amplitud de un voltaje o corriente fluctuante. Otra característica importante del ruido intrínseco es que sus amplitudes son muy bajas, en muy raras ocasiones exceden una pequeña fracción de milivoltio [23]. Por esa razón, cuando se trabaja con señales débiles, las fuentes de ruido más preocupantes son las relacionadas con ruido extrínseco, cuyas amplitudes pueden ser determinantes, al alterar radicalmente la señal útil. No obstante, para este caso particular, el ruido intrínseco también debe ser tomado en cuenta, debido a que dichas pequeñas amplitudes sumadas o combinadas pueden generar un error considerable en la señal de salida del contrastador.

Algunas de las fuentes de ruido intrínseco que se consideran las más notables en un dispositivo electrónico son [23]:

- Ruido Térmico: Es el producido por el movimiento aleatorio de los electrones libres en materiales conductivos. Podemos encontrarlo en una resistencia común y corriente, por ejemplo. Un dato interesante es que este tipo de ruido no depende del voltaje aplicado, sino más bien de la energía térmica de los electrones libres.

- Diffusion Noise (Ruido de Difusión): Originado por las fluctuaciones de velocidad de los portadores, debido a colisiones con átomos ionizados impuros. Este ruido puede ser visto particularmente en los transistores FET. Cuando están operando en la región lineal generan simplemente ruido térmico, pero si trabajan en la región de saturación producen ruido de difusión.

- Shot Noise (Ruido de Disparo): Su origen físico está en la naturaleza discreta de los portadores de carga. Está asociado con el paso de corriente eléctrica a través de una barrera de potencial. Este tipo de ruido, depende de la magnitud de corriente DC circulante y es independiente de la temperatura.

- Ruido 1/f: Este tipo de ruido es conocido como ruido rosa, ruido flicker o simplemente ruido de baja frecuencia, y ocurre incluso en muchas situaciones no eléctricas. Su nombre refleja también su propiedad, la cual indica que su espectro es dependiente de la frecuencia (inversamente proporcional), extendiéndose hasta frecuencias tan bajas como  $10^{-4}$  Hz. El ruido 1/f está condicionado por la existencia de una corriente DC en un medio discontinuo.

- Ruido de Avalancha: Esta relacionado con el proceso de multiplicación de los portadores de carga, debido al impacto de ionización que se produce en una juntura PN cuando el voltaje aplicado a dicha juntura es alto. El campo eléctrico producido acelera a los portadores minoritarios, y al chocar estos con los átomos neutrales, se crean nuevos portadores, los cuales también son acelerados y pueden generar más portadores con otros choques. Si el proceso de avalancha no es controlado, ocurre el colapso de la juntura.

En la propuesta de diseño se planteará como reducir el ruido, lo máximo posible; sin embargo, se enfatizará más en combatir el ruido intrínseco que el extrínseco, debido a que el ruido intrínseco está vinculado directamente con los componentes a ser utilizados en el diseño del equipo, con la excepción (para el ruido extrínseco) de la fuente de alimentación. Por esa razón, un paso importante a realizar en el Capítulo 3, es seleccionar componentes de bajo ruido, y del mismo modo, identificar las técnicas que permitirán reducir el efecto de las fuentes de ruido extrínseco, existentes.



## 2.5 Objetivos

### 2.5.1 Objetivo General

Diseñar un contrastador de temperatura que pueda ser utilizado como un instrumento patrón, al momento de realizar el proceso de contrastación de un termómetro para termocuplas tipo K, y que opere en un rango de  $-30$  a  $250$  ° C, con las ventajas de que sea fácil de utilizar y posea alta confiabilidad en un equipo de estructura simple.

### 2.5.2 Objetivos Específicos

- a) Recopilar información en lo concerniente a los bloques de funcionamiento de los simuladores y las características de operación más resaltantes de los equipos actuales.
- b) Obtener una precisión de  $\pm 2$  ° C, equivalente a  $\pm 80$  uV y trabajar en el rango de  $-30$  a  $250$  ° C, con saltos de  $10$  ° C.
- c) Diseñar el hardware a utilizar para el funcionamiento del contrastador, el cual incluye los diseños del diagrama esquemático y de la tarjeta de circuito impreso.
- d) Diseñar el algoritmo (software), en lenguaje ensamblador, que gobernará el completo funcionamiento del simulador, e indicar su lógica mediante un diagrama de flujo.
- e) Efectuar las simulaciones pertinentes de las partes que conformarán el equipo. Esto referente al ingreso y visualización de valores por parte de los periféricos, la revisión de la comunicación SPI entre el bloque de control y el bloque de generación de señal de salida; y por último, la verificación del correcto funcionamiento del bloque Acondicionamiento de Señal junto con el circuito indicador de alimentación baja y el algoritmo de corrección de errores. Así mismo, realizar un análisis de error para aquellas partes que por falta de recursos no se puedan simular con las herramientas disponibles.



## CAPÍTULO 3: DISEÑO DE UN EQUIPO CONTRASTADOR DE TEMPERATURA

### 3.1 Planteamiento de la Solución

Como se vio en el capítulo anterior, los contrastadores térmicos presentan inconvenientes relacionados con su adquisición en el mercado nacional por factores de precio y herramientas, que están disponibles, pero que en muchas situaciones no se utilizan para contrastar un instrumento, ya que una termocupla tipo K, puede realizar las mediciones de otras termocuplas. También se mencionó que los contrastadores lidian con fuentes de ruido de dos clases (intrínsecas y extrínsecas), que perjudican la señal obtenida en sus salidas. Por ello se indicó que se buscarán dispositivos de bajo ruido y se identificarán las técnicas apropiadas para mitigar los efectos de las fuentes de ruido extrínseco, con el fin de obtener el menor error posible, en la salida del equipo. Entonces es necesario un equipo que ofrezca confiabilidad de funcionamiento, otorgando valores precisos de voltaje, y que estos estén protegidos en lo mayor posible, contra el problema del ruido. Además que sea de fácil uso y que ofrezca la función de simulación más utilizada, la cual es la relacionada a las termocuplas tipo K. Como se señaló anteriormente, un rango apropiado de temperatura, y que se ha elegido para la operación del simulador, es de - 30 a 250 ° C.

Empezaremos este capítulo mencionando los distintos métodos o maneras que se emplean en la actualidad para combatir el efecto del ruido extrínseco. Luego de esto, se expondrán las partes que conformarán el equipo contrastador de temperatura junto con la correspondiente interrelación entre ellas. Como último detalle, debe señalarse que las justificaciones de diseño relacionadas con la reducción de ruido intrínseco serán hechas posteriormente, en la selección de componentes.

En la actualidad, las técnicas más conocidas usadas para la reducción de interferencias (ruido extrínseco) son:

**Blindaje:** Consiste en colocar un recinto cerrado metálico alrededor del circuito en cuestión con el fin de protegerlo de los campos eléctricos y magnéticos externos [23].

**Filtros Pasabajos:** Son combinaciones de elementos que conforman un circuito, el cual selectivamente atenúa señales cuyas frecuencias excedan un determinado umbral, en el espectro de frecuencias. Se utilizan para atenuar ruido de alta frecuencia [23].

**Conceptos de Conexión a Tierra:** Son los concernientes a la adecuada distribución del sistema de tierra en un equipo, por ejemplo la separación de tierras digital y analógica en un convertidor analógico-digital. También son los

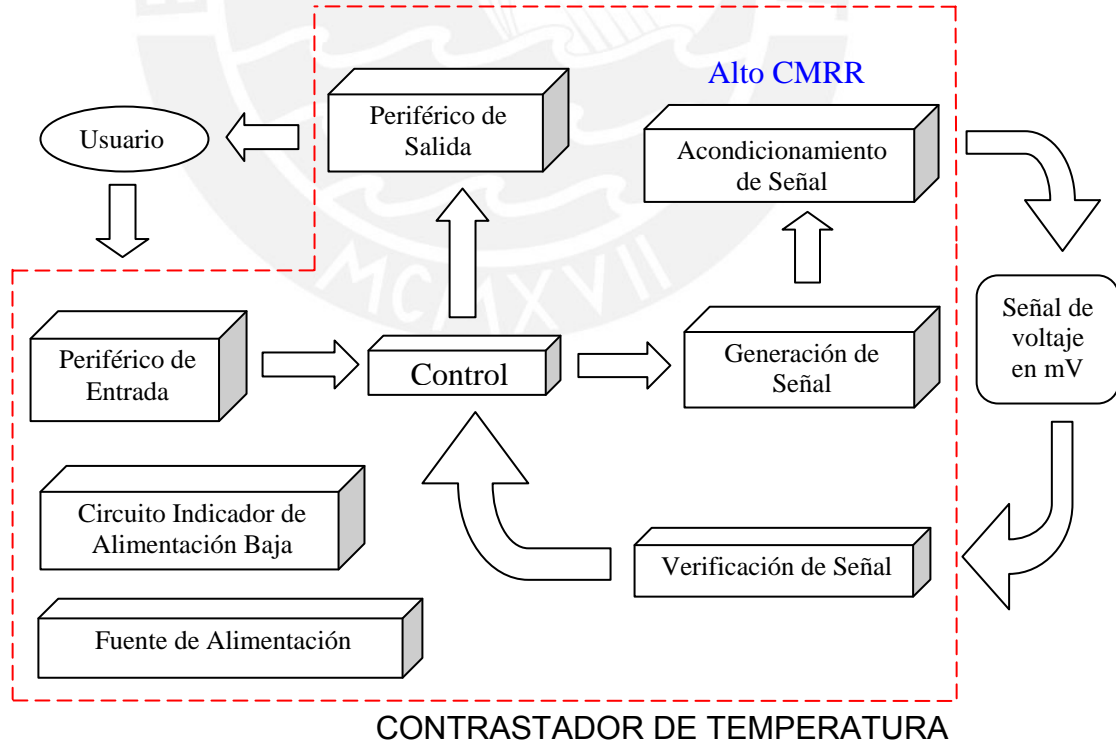
relacionados con las distintas configuraciones de conexión a tierra como pueden ser la conexión de puesta a tierra de punto simple, la conexión de puesta a tierra multipunto y la conexión de puesta a tierra híbrida (punto simple y multipunto) [25].

Habiendo indicado las herramientas disponibles contra el ruido extrínseco, pasaremos a hablar del sistema en sí. En la siguiente sección del documento puede apreciarse las partes que conformarán el diseño final del equipo. Estas partes son mostradas mediante bloques, cada uno de ellos será explicado posteriormente, tomando en cuenta y señalando los requerimientos del bloque, las alternativas presentes y los criterios de selección. El sistema propuesto comprende hardware y software, donde éste último sólo se utiliza en el bloque de control.

### 3.2 Diagrama de Bloques

#### 3.2.1 Descripción

En la Fig. 3.1 se presenta el diagrama de bloques que muestra la manera en que los distintos circuitos presentes en el equipo, están conectados entre sí para poder efectuar la función de simulación del termopar. A continuación, se muestra la descripción de cada uno de los bloques, con las consideraciones señaladas anteriormente.



**Figura 3.1** - Diagrama de Bloques del Sistema

Fuente: Elaboración Propia

## 3.2.2 Periférico de Entrada

### 3.2.2.1 Requerimientos

Este periférico será utilizado para el ingreso de valores de temperatura con el fin de obtener, mediante la simulación, el correspondiente valor de voltaje estándar en la salida del equipo. Lo que se busca es que sea cómodo para el usuario, y reemplace los antiguos periféricos tradicionales como son las palancas, ruedas de posición, etc.

### 3.2.2.2 Alternativas

Se proponen dos clases de teclados, ambos constan de pulsadores.

Teclado Lineal:

Es un tipo de teclado en donde cada pulsador que lo conforma corresponde a una tecla determinada y a un pin determinado, lo cual quiere decir que si se desea utilizar los diez números generales (del 0 al 9) se necesitan 10 pines diferentes. Un teclado lineal se muestra en la Fig. 3.2.



**Figura 3.2 – Teclado Lineal**

Fuente: <http://fibretronic.com/system/images/431>

Teclado Matricial:

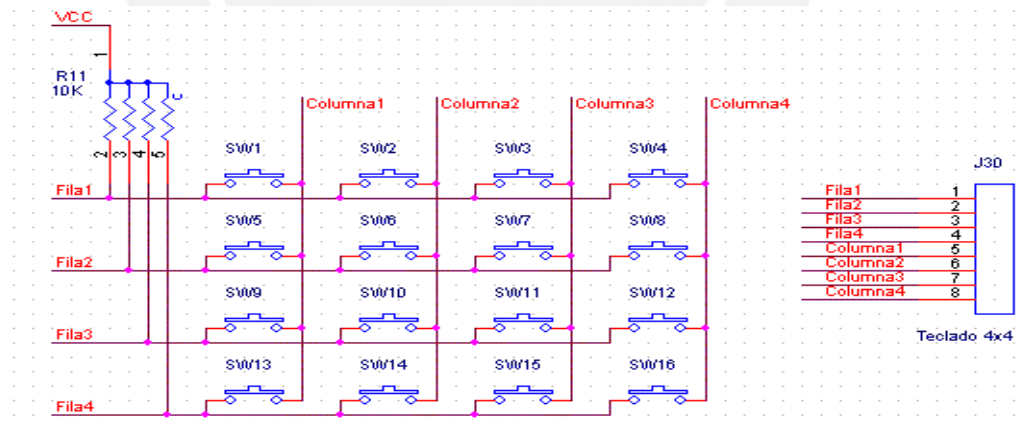
Este teclado tiene la característica de estar conectado internamente en forma de matriz 4x4, con lo cual cuando una tecla es presionada quedan conectadas una fila y una columna. En consecuencia, determinando el conjunto fila-columna que se formó cuando el pulsador fue presionado, es posible saber la tecla que fue presionada. La Fig. 3.3 muestra un teclado matricial típico.



**Figura 3.3 – Teclado Matricial**

Fuente: <http://www.linuxencaja.net/images/thumb/c/c6/Keypad.jpg/200px-Keypad.jpg>

En la Fig. 3.4 se puede ver el funcionamiento del teclado. Las filas están conectadas a 4 pines, de un microcontrolador, configurados como entradas, y las columnas a 4 pines configurados como salidas. Las resistencias de 10k mostradas son resistencias pull-up y sirven para que las entradas (filas) tengan un valor por defecto, en este caso un nivel lógico alto (Las resistencias pull-up usualmente vienen instaladas dentro del microcontrolador y son activadas por programación). Las columnas, al ser salidas del microcontrolador, son configuradas para que generen un nivel lógico bajo. De esa forma, al presionar una de las 16 teclas, una fila cambia de nivel alto a nivel bajo producto de su conexión con una de las columnas. El algoritmo empleado por el microcontrolador identifica este cambio de nivel para detectar la fila, mientras que para detectar la columna realiza el proceso inverso; es decir, las filas ahora son salidas con un nivel lógico bajo y las columnas son entradas.



**Figura 3.4 – Distribución de pulsadores en un teclado matricial**

Fuente: <http://arantxa.ii.uam.es/~gdrivera/sed/imagenes/teclado.gif>

### 3.2.2.3 Criterios de Selección

La característica más resaltante del teclado matricial que nos hace elegirlo como mejor alternativa, es el ahorro de pines utilizados para su operación. El teclado matricial sólo utiliza 8 pines y se pueden detectar 16 teclas diferentes,

mientras que si se empleara el teclado lineal, se necesitarían 16 pines para dicha tarea.

### 3.2.3 Periférico de Salida

#### 3.2.3.1 Requerimientos

El fin de este bloque es el de servir, al usuario, como visualizador/indicador de los valores ingresados de temperatura y del voltaje obtenido en la salida del simulador. En el periférico de salida deben mostrarse cuatro tipos de datos: el voltaje real obtenido en la salida, el voltaje ideal deseado, el valor de temperatura ingresado y los mensajes que le indicarán al usuario cuando debe ingresar valores y si los valores ingresados están fuera del rango. Por lo tanto, se requerirá mínimo 3 líneas de caracteres, para ser utilizadas simultáneamente.

#### 3.2.3.2 Alternativas

Las alternativas propuestas para este caso son: Una pantalla LCD de caracteres y visualizadores de 7 segmentos. Ambos son descritos a continuación.

Pantalla LCD de caracteres:

Son pantallas de cristal líquido, en la cual pueden representarse letras, números, símbolos matemáticos, etc. Incluso se pueden crear caracteres propios mediante la configuración de los registros de la pantalla, la cual tiene internamente un microcontrolador que utiliza para comunicarse con el exterior. Existen diversos tipos de pantalla, se pueden clasificar según el número de píxeles por carácter (8x8 píxeles, 7x5 píxeles, 8x5 píxeles) y según el número de líneas y de caracteres por línea que poseen (por ejemplo 4x20 significa 4 líneas de 20 caracteres). La ventaja de estas pantallas es que todas utilizan un formato estándar definido para su manejo, con lo cual no es necesario aprender una determinada configuración para una pantalla específica [26]. En la Fig. 3.5 se muestra una típica pantalla LCD de caracteres.



**Figura 3.5 – Pantalla LCD de caracteres**

Fuente: <http://img2.mlstatic.com/lcd-4x20-pantalla-azul-para-microcontroladores-pic-lcd-20x4-MLV-O-35350944-90.jpg>



Visualizadores de 7 segmentos:

Estos dispositivos como su nombre lo indica constan de 7 segmentos en donde cada uno de ellos posee un diodo emisor de luz (LED) interno, los cuales combinados (diodos prendidos y apagados) forman los números del 0 al 9 como se observa en la Fig. 3.6, y algunas letras, esto último es su limitante. La Fig. 3.7 muestra conjuntos de visualizadores trabajando juntos.



(a) Configuración de siete segmentos; (b) segmentos activos para cada dígito

### Figura 3.6 – Visualizador de 7 segmentos

Fuente: <http://lasclases.com/CircuitosLogicos/numerosCon7seg.JPG>



### Figura 3.7 – Visualizadores de 7 segmentos operando simultáneamente

Fuente: [http://img.directindustry.fr/images\\_di/photo-g/visualizador-digital-gigante-31116-2821015.jpg](http://img.directindustry.fr/images_di/photo-g/visualizador-digital-gigante-31116-2821015.jpg)

Aunque se suelen utilizar actualmente, por ejemplo, en relojes digitales que alumbran de noche, la característica de sólo poder representar números limita la cantidad de aplicaciones que se pueden realizar con ellos.

#### 3.2.3.3 Criterios de Selección

Por lo expuesto anteriormente puede identificarse que la mejor opción es la pantalla LCD por la capacidad que tiene de poder generar letras, números y diversos caracteres, por ejemplo el símbolo de grados Celsius: ° C. Adicionalmente cumple con el requerimiento del número de líneas mínimo, ya que si se emplearan visualizadores de 7 segmentos, se debería usar una cantidad excesiva de estos, para poder mostrar los valores en simultáneo.



### 3.2.4 Generación de Señal

#### 3.2.4.1 Requerimientos

La generación de señal se refiere exclusivamente a la obtención de los valores de voltaje en la salida del equipo, para ello es necesario el uso de convertidores digital-analógico puesto que se dispondrá de un bloque de control el cual opera con señales digitales. Así, la señal deseada de voltaje será producida por dichos convertidores gracias a los comandos que recibirán del bloque de control.

Se deben evaluar dos casos, el primero considerando que se utilizará un solo DAC que pueda generar voltajes positivos y negativos; y un segundo caso en donde se considere el uso de dos DACs que generen salidas únicamente positivas, para posteriormente realizar una diferencia entre los voltajes de salida de los mismos. Independientemente del caso a utilizar, es necesario evaluar algunas características de tales convertidores para que estos cumplan con ciertos requisitos, los cuales se explican en los párrafos siguientes.

Una primera consideración es que deben tener un bajo Offset, para no desviarse mucho de los valores ideales. Para el caso en el cual se haría uso de dos DACs, es importante indicar que el rango de voltaje de salida para uno de los DACs será de 1.2477 V a 1.26 V, mientras que el otro mantendrá su salida en un valor constante de 1.25 V. La razón de no trabajar directamente con valores de microvoltios se debe a un tema de seguridad, puesto que suele ocurrir que los convertidores de alta resolución, cuando trabajan con valores tan pequeños de voltaje que están cerca del límite inferior (GND), no reconocen los saltos en códigos consecutivos. Por ejemplo, para el código digital correspondiente a 1 mV, puede ocurrir que los veinte códigos digitales siguientes también generen 1 mV [27], cuando lo ideal sería que generen un valor diferente. Por esa razón, para anular esta dificultad se desplaza los voltajes de salida a un nivel más alto, en donde no ocurre este error, manteniendo la diferencia de voltaje (de salida) respectiva para cada valor de temperatura. El valor escogido de 1.25 V para el desplazamiento está vinculado con el bloque Acondicionamiento de Señal y será justificado en el Capítulo 4 cuando se efectúen las simulaciones pertinentes. Por lo expuesto, se concluye que si se llegara a usar dos DACs, estos deben ofrecer voltajes de salida en el rango mínimo de 0 a 1.26 V. Cabe señalar que este desplazamiento de niveles de voltaje no se puede efectuar con DACs bipolares (salida positiva y negativa) puesto que eso implicaría también desplazar la referencia (GND); por lo tanto, si se trabajara con un DAC bipolar, se podrán obtener directamente los valores deseados de voltaje; pero considerando que no se presentará el problema mencionado respecto al reconocimiento de códigos consecutivos.

En el caso de trabajar con dos DACs puede surgir la idea de reemplazar uno de los DACs por un dispositivo que otorgue un valor de voltaje fijo (en este caso el

valor de 1.25 V). Esto debido a que el DAC que será usado como sustraendo para la resta, no variará su valor de salida durante el funcionamiento del equipo y se mantendrá en 1.25 V. Sin embargo, es necesario trabajar con un convertidor digital-analógico debido a que ofrece un valor muy bajo de error en el voltaje de salida comparado con otros dispositivos. Esto es importante puesto que se va a trabajar con valores de voltaje en microvoltios; y variaciones de milivoltios (por ejemplo, en el caso de un diodo zener) en el valor de 1.25 V, alterarían drásticamente los voltajes de salida del equipo.

Los convertidores a utilizarse deben ofrecer una alta resolución (en bits) para lograr una mejor aproximación de los voltajes de salida. Lo que se busca es conseguir, de manera precisa, saltos de voltaje menores o iguales a  $\pm 40 \mu\text{V}$ , en el voltaje de salida. Este valor equivale a una diferencia de un 1 grado Celsius para una termocupla tipo K [28] y ha sido escogido para asegurar que el error de salida no exceda la precisión deseada de  $\pm 80 \mu\text{V}$  ( $2^\circ \text{C}$ ).

Para obtener el valor de la resolución de los convertidores que pueda brindar la desviación deseada se aplica la siguiente desigualdad utilizando la fórmula para el cálculo de 1 LSB (Least significant Bit). En ella se debe cumplir lo siguiente [29]:

$$(1 \text{ LSB} = V_{\text{referencia}} / 2^n) < 40 \mu\text{V}$$

Para la obtención de la resolución mínima se establece un voltaje de referencia típico de 5V, ya que es un valor muy comúnmente utilizado por tales convertidores y cumple con el requerimiento de voltaje de salida para los DACs. Reemplazando dicho valor en la fórmula:

$$5 \text{ V} / 40 \mu\text{V} < 2^n$$

$$125000 < 2^n$$

$$\log_2(125000) < n$$

$$16.93 < n$$

Obtenemos que se debe trabajar con convertidores cuya resolución sea de 17 o más bits. Se decide utilizar 20 bits, puesto que se consiguen saltos de 4.8  $\mu\text{V}$  entre códigos consecutivos y aproximadamente una diferencia de 8 códigos entre grados consecutivos, estos valores se obtienen utilizando las siguientes formulas:

$$1 \text{ LSB} = 5 \text{ V} / 2^{20} = 4.8 \mu\text{V} \text{ (Salto entre códigos consecutivos)}$$

Como la diferencia entre grados consecutivos es igual a 40  $\mu\text{V}$  y 4.8  $\mu\text{V}$  corresponde a un salto entre códigos consecutivos, entonces:

$40 \mu\text{V} / 4.8 \mu\text{V} = 8$  (Número de códigos entre grados consecutivos)

Los convertidores, de igual forma, deben tener un precio considerable que debe evaluarse para reducir los costos. Así mismo, deben ser en lo mayor posible, de fácil implementación, considerando el voltaje de alimentación y el número de componentes externos. De igual manera, es importante que entreguen un nivel bajo de ruido en su salida. Y por último, deben tener un protocolo de comunicación conocido que sea compatible con el bloque de control, como puede ser: UART, SPI, I<sup>2</sup>C.

### 3.2.4.2 Alternativas

Se proponen los siguientes convertidores digital-analógico de 20 bits. En su descripción se indican especificaciones como su alimentación, ventajas y desventajas, y en sus características más resaltantes se mencionan detalles como su precio, número de pines, número de componentes externos, error de offset, el protocolo de comunicación que utilizan, etc.

AD5791:

Este convertidor utiliza una alimentación doble, lo cual quiere decir que necesitamos valores negativos y positivos de voltaje para energizarlo (por ejemplo 5 V y -5 V). Su ventaja radica en que se pueden obtener en su salida voltajes positivos y negativos, debido a esto es posible conseguir directamente los valores de voltaje deseados mediante la selección de los códigos digitales adecuados.

Algunas de sus características más importantes son [30]:

Número de Bits: 20

Precio: \$ 59,68

Error de Offset máximo (Error de desplazamiento): 17  $\mu\text{V}$

Número de Pines: 20

Número de Componentes Externo: 9

Output Noise (Ruido en la salida): 0.55  $\mu\text{V}$

Tiempo de Establecimiento: 1  $\mu\text{s}$

Protocolos de Comunicación: SPI, Microwire

Fabricante: Analog Devices, Inc.

DAC1220:

Este convertidor utiliza una alimentación de 5 V y es unipolar; por lo tanto, solo podemos obtener valores positivos en su salida, y la generación de los voltajes deseados sería mediante el uso de dos convertidores de este tipo, uno usado como referencia (salida fija) y el otro debe operar como un convertidor variable (salida variable). Luego de esto, los convertidores deben restarse, utilizando al

DAC de referencia como sustrayendo, para generar voltajes positivos y negativos. Al igual que en el caso anterior se mencionarán algunas de las características más notables de este circuito integrado [31]:

Número de Bits: 20

Precio: ( $\$ 16.59 \text{ c/u}$ ) \* 2 =  $\$ 33.18$

Error de Offset máximo (Error de desplazamiento): 10  $\mu\text{V}$

Número de Pines: 16

Número de Componentes Externos: 5

Output Noise (Ruido en la salida): 1  $\mu\text{V}$

Tiempo de Establecimiento: 2 ms

Protocolo de Comunicación: SPI

Fabricante: Texas Instruments Inc.

PCM1702P:

Es un convertidor que obtiene a su salida corriente en el rango de -1.2 a 1.2 mA. Es obligatorio el uso de un amplificador operacional en su salida para hacer la conversión de corriente a voltaje, lo que aumenta el costo del sistema. De igual manera que en el caso del AD5791 es posible obtener los valores de voltaje deseados directamente, pero su desventaja radica en factores como su precio, la cantidad de componentes adicionales, no tiene un protocolo de comunicación compatible con el bloque de control (como se verá más adelante) y se requiere tanto una alimentación positiva como negativa.

Sus características principales [31]:

Número de Bits: 20

Precio:  $\$ 55.71$

Número de Pines: 16

Número de Componentes Adicionales: 10 (incluido el Opamp)

Tiempo de Establecimiento: 200 ns

Protocolo de Comunicación: I<sup>2</sup>S (protocolo serial, para audio, con palabras (words) de 20 bits)

Fabricante: Texas Instruments Inc.

### 3.2.4.3 Criterios de Selección

El componente seleccionado es el DAC1220, en principio por tener un precio menor comparado con los otros convertidores, aun cuando sean dos convertidores los que se deban utilizar como ya se explicó antes, el precio sigue siendo mucho menor y se sigue cumpliendo con los requerimientos. Otros criterios que comparan al componente AD5791 y al DAC1220 son el offset (que es menor en el caso del DAC1220) y el tipo de alimentación requerido, el cual es unipolar de 5 V por lo que no se requiere alimentación negativa. El PCM1702, no da especificaciones de errores de desplazamiento (offset), por lo

cual no puede hacerse una comparación en este aspecto; sin embargo la necesidad del Opamp extra (lo que involucra un aumento en el precio), junto con el uso de una alimentación positiva y negativa, el número de componentes adicionales y el uso de un protocolo de comunicación incompatible nos hace descartarlo como una opción viable.

### 3.2.4.4 Voltaje de Referencia

#### 3.2.4.4.1 Requerimientos

Todos los convertidores digital-analógico, necesitan de un voltaje de referencia el cual establece el límite superior de su voltaje de salida. Para el caso del DAC1220, éste requiere un voltaje de referencia externo de 2.5 V según especificaciones del fabricante, el cual es multiplicado por 2 internamente. Lo que nos indica que el rango del voltaje de salida, para los DACs, será desde 0 V hasta  $(5 V - 1 \text{ LSB})$ . Actualmente existen voltajes de referencia que se pueden conseguir en forma de circuitos integrados. No obstante, un criterio importante es el de seleccionar un circuito integrado que tenga un nivel bajo de ruido en su salida.

El voltaje de entrada que se utilizará en el circuito de voltaje de referencia será 5 V; por lo tanto, el circuito integrado debe tener un voltaje de dropout ( $V_{in} - V_{out}$ ) menor igual a 2.5 V. Adicionalmente, la impedancia de entrada en el pin Vref del DAC1220 es 100 K $\Omega$ , por lo que el valor mínimo de corriente que debe suministrar el circuito encargado del voltaje de referencia es 25  $\mu\text{A}$  ( $2.5 \text{ V}/100 \text{ K}\Omega$ ). Con esto se concluye que la corriente de salida no es una especificación determinante a la hora de escoger el circuito integrado adecuado. Por otra parte, una especificación importante es la precisión del voltaje de salida (voltaje de referencia) ya que mientras mayor sea la desviación del valor ideal de 2.5 V, mayor será el error obtenido en la salida de los DACs.

#### 3.2.4.4.2 Alternativas

REF3025:

Es un circuito integrado capaz de entregar 2.5 V con gran precisión utilizando un único componente externo. Está disponible en una empaquetadura superficial de tres pines. Sus características más relevantes son [31]:

Corriente de Salida Máxima: 25 mA  
Error en la precisión: 0.2 %  
Mínimo Dropout ( $V_{in} - V_{out}$ ): 1 mV  
Output Noise (Ruido en la salida): 14  $\mu\text{V}$   
Número de Componentes Adicionales: 1  
Precio: \$ 2.01  
Fabricante: Texas Instruments Inc.



#### REF5025:

Este circuito integrado pertenece a la misma familia del REF3025, pero se encuentra disponible en una empaquetadura de 8 pines y ofrece una mayor precisión en el voltaje de salida. Un dato destacado es que el fabricante del DAC1220 recomienda a este circuito integrado para que suministre el voltaje de referencia al convertidor [31]. El REF5025 exhibe las siguientes diferencias, respecto al REF3025, que se mencionan a continuación [31]:

Corriente de Salida Máxima: 10 mA  
Error en la precisión: 0.05 %  
Mínimo Dropout ( $V_{in} - V_{out}$ ): 100 mV  
Output Noise (Ruido en la salida): 3.75  $\mu$ V  
Número de Componentes Adicionales: 3  
Precio: \$ 4.02  
Fabricante: Texas Instruments Inc.

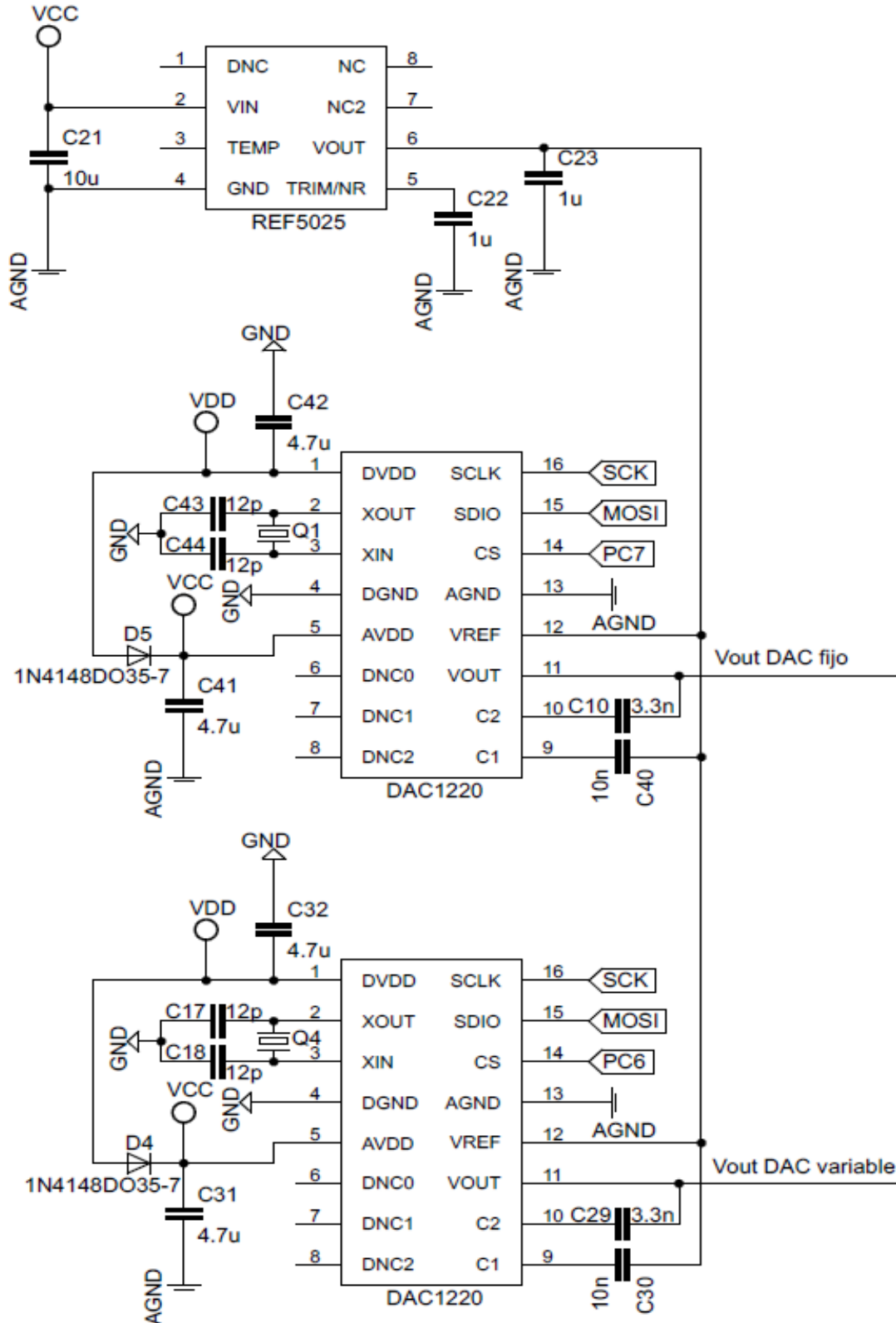
#### 3.2.4.4.3 Criterios de Selección

Por lo expuesto en los párrafos anteriores, se selecciona el componente REF5025 para el voltaje de referencia de los DACs, puesto que ofrece mayor precisión que el componente REF3025 y genera un valor menor de ruido en su salida. Ambos circuitos integrados cumplen con el requerimiento de voltaje de dropout y como se indicó previamente, la corriente de salida no es un punto determinante para la selección.

#### 3.2.4.5 Esquemático

En la Fig. 3.8 se puede apreciar el conjunto formado por los dos convertidores digital-analógico y el circuito encargado de suministrar el voltaje de referencia respectivo. Ambas partes fueron diseñadas según las recomendaciones de los fabricantes del DAC1220 y del REF5025.





**Figura 3.8** – Esquemático de los convertidores DAC1220 junto con el circuito integrado REF5025 (voltaje de referencia)

Fuente: Elaboración Propia

### 3.2.5 Acondicionamiento de Señal

#### 3.2.5.1 Requerimientos

El bloque de acondicionamiento de señal tiene dos propósitos, el primero es el de poder efectuar la resta de las salidas de los DACs. Dicho valor (obtenido de la resta) posteriormente se utilizará para la confirmación de valores junto con el bloque de Verificación de Señal. El segundo propósito que tiene este bloque es el de proteger a la señal de salida de interferencias como lo son los voltajes en modo común que pueden aparecer en la salida de los convertidores [32]. Por lo tanto, el bloque concerniente al acondicionamiento de señal debe ofrecer un CMRR (Relación de rechazo en modo común) apropiado que será calculado más adelante, un bajo nivel de offset, y en general ser de fácil implementación. Este bloque quedará conectado al termómetro digital que se desea contrastar, como se aclaró en los capítulos anteriores.

Para el cálculo del CMRR, primero debemos recordar que el rango utilizado para el voltaje de salida del DAC variable será de 1.2477 V a 1.26 V, mientras que el voltaje de salida del DAC fijo será 1.25 V.

Entonces se efectúa dicho cálculo, tomando como voltaje máximo en modo común a 1.25 V y como voltaje en modo diferencial se considerará el peor caso; por lo tanto, tomaremos el valor de 40  $\mu$ V que viene a ser el valor más vulnerable y por ende más crítico según la tablas de voltajes de la termocupla tipo K.

La fórmula correspondiente al CMRR en decibelios es:  $20 \log (A_d/A_{cm})$  dB

Siendo “ $A_d$ ” la ganancia diferencial y “ $A_{cm}$ ” la ganancia en modo común. Ahora utilizaremos las siguientes fórmulas para modificar la expresión anterior [33].

$$A_d = V_o/V_d \dots (1)$$

$$A_{cm} = V_o/V_{cm} \dots (2)$$

Al reemplazar (1) y (2) en la fórmula del CMRR, obtenemos:

$$CMRR = 20 \cdot \log(V_{cm}/V_d) \text{ dB}$$

Sustituyendo los valores mencionados anteriormente, se obtiene:

$$CMRR = 20 \cdot \log(1.25/(40 \times 10^{-6})) \text{ dB}$$

$$CMRR = 90 \text{ dB}$$

Por lo tanto, el circuito a utilizar como acondicionador de señal debe tener un CMRR mínimo de 90 dB, y también debe permitir el poder utilizar una ganancia unitaria para no modificar la diferencia de los voltajes de salida de los DACs.

### 3.2.5.2 Alternativas

Para esta parte del diseño, se ha seleccionado amplificadores de instrumentación, puesto que a diferencia de otros amplificadores como el diferencial, no se requiere un acoplamiento estricto de resistencias para conseguir niveles altos de CMRR [34]. La ganancia del amplificador, como ya se indicó, debe ser unitaria, para que haya compatibilidad entre los bloques de generación de señal y de verificación de señal.

#### INA333:

Es un amplificador de instrumentación de empaque superficial de ocho pines. La alimentación que utiliza es doble, se usan valores típicos de 2.5 V y - 2.5 V. Sus características más resaltantes son mencionadas a continuación [31]:

Voltaje de Offset: 35  $\mu$ V  
CMRR (con G=1): 90 dB  
Voltaje de Ruido de Entrada Máximo: 0.5  $\mu$ V  
Precio: \$ 4.67  
Número de Componentes Externos: 2  
Corriente de salida Máxima: 40 mA  
Corriente de Bias Máxima: 200 pA  
Fabricante: Texas Instruments Inc.

#### MAX4208:

En este circuito integrado de 8 pines con empaquetadura superficial, la salida obtenida es "rail to rail". Al igual que en el caso anterior utiliza una alimentación doble típica de  $\pm 2.5$  V. Una de sus desventajas es que el valor de CMRR decae con la ganancia utilizada, la cual se configura con el uso de 2 resistencias. Indicaremos sus características más importantes [35]:

Voltaje de Offset: 20  $\mu$ V  
CMRR (con G=1): 106 dB  
Voltaje de Ruido de Entrada Máximo: 1.25  $\mu$ V  
Precio: \$ 3.96  
Número de Componentes Adicionales: 5  
Corriente de Salida Máxima: 25 mA  
Corriente de Bias Máxima: 1pA  
Fabricante: Maxim Integrated

#### LTC2053:

Este amplificador de instrumentación posee un nivel de offset muy bajo, y un CMRR que es independiente de la ganancia, algo que no sucede en los dos amplificadores mencionados previamente. Se encuentra disponible en una

empaquetadura superficial de 8 pines. La alimentación también es doble pero se pueden utilizar valores de  $\pm 5$  V. Su salida al igual que el MAX4208 es “rail to rail” y la ganancia es configurada por medio de 2 resistencias. Una característica muy importante de este circuito integrado es que es un amplificador zero-drift, y la ventaja de utilizar un amplificador de este tipo es que el efecto producido por el ruido de baja frecuencia (ruido  $1/f$ ) es mitigado [36]. Las características más relevantes de este circuito integrado son [37]:

Voltaje de Offset: 10  $\mu$ V

CMRR: 118 dB

Voltaje de ruido de entrada máximo: 1.25  $\mu$ V

Precio: \$ 6.41

Número de Componentes Adicionales: 5

Corriente de Salida Máxima: 10 mA

Corriente de Bias Máxima: 10 nA

Fabricante: Linear Technology Corporation

### 3.2.5.3 Criterios de Selección

Debido a que los puntos más importante, en lo que respecta a obtener una salida con el mínimo de error, es el voltaje de offset de entrada, el nivel de ruido de entrada y el CMRR mínimo necesario, se escoge al circuito integrado LTC2053 por tener el nivel más bajo de offset (10  $\mu$ V), y porque cumple con el requerimiento para la Relación de Rechazo en modo común (CMRR) mínima de 90 dB. La diferencia en los niveles de ruido de entrada, no es muy grande por lo que no es posible realizar una comparación notoria en este aspecto. Cabe señalar que ninguno de los circuitos integrados da especificaciones de ruido en la salida, esto aparentemente debido a que es difícil obtener mediciones de este parámetro [24].

### 3.2.5.4 Invertidor de Voltaje

#### 3.2.5.4.1 Requerimientos

Como se mencionó en la descripción del circuito integrado LTC2053, éste requiere una alimentación doble de  $\pm 5$  V. Por lo tanto, es necesario obtener - 5 V de alguna fuente, para el funcionamiento de este bloque. La solución propuesta es un invertidor de voltaje el cual reciba en su entrada un voltaje positivo y entregue a su salida el mismo valor de voltaje pero negativo.

#### 3.2.5.4.2 Alternativas

Se proponen los siguientes circuitos integrados:

LT1054:

Este invertidor tiene empaquetadura superficial de 8 pines y posee las siguientes características [37]:

Corriente de Salida Máxima: 100 mA  
Número de Componentes Externos: 3  
Precio: \$ 3.08  
Pérdida de Voltaje Máxima: 0.55 V  
Fabricante: Linear Technology Corporation

ADM8828:

Este otro invertidor se encuentra disponible en una empaquetadura de 6 pines. Sus características importantes son [30]:

Corriente de Salida Máxima: 25 mA  
Número de Componentes Externos: 2  
Precio: \$ 2.18  
Pérdida de Voltaje Máxima: 0.1 V  
Fabricante: Analog Devices, Inc.

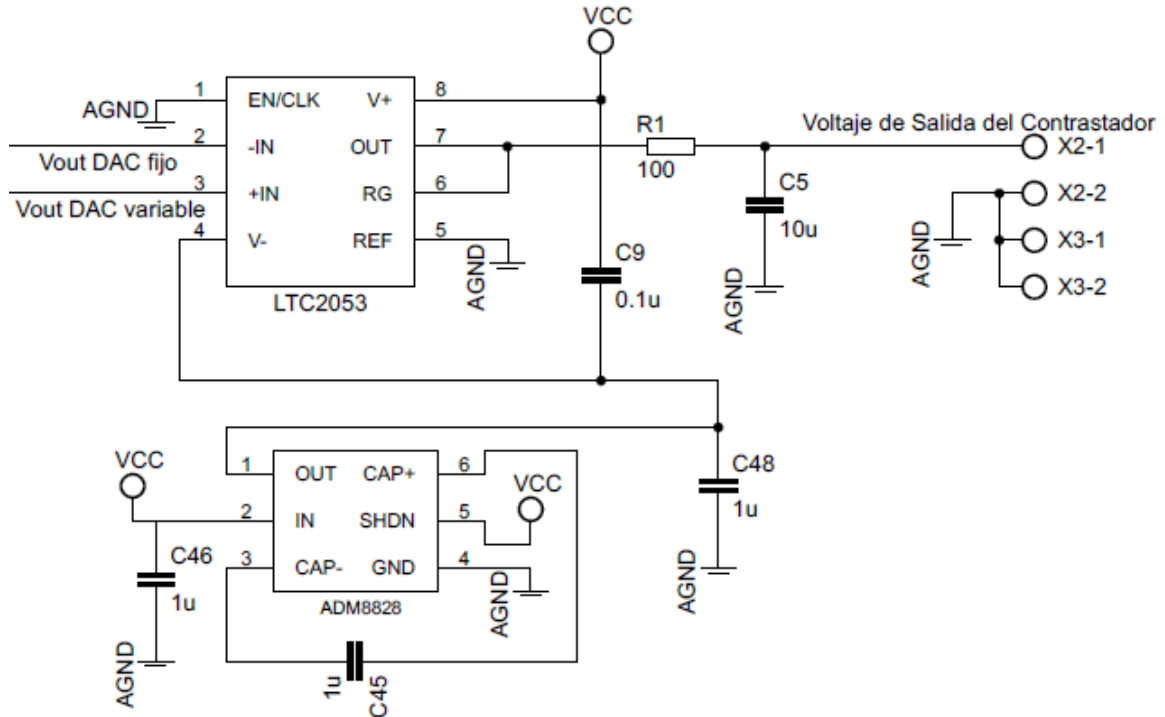
#### 3.2.5.4.3 Criterios de Selección

Se elige el circuito integrado ADM8828 por los temas de precio y precisión en el voltaje de salida. El amplificador de instrumentación podría, en teoría, operar sin problemas utilizando cualquiera de los circuitos integrados, puesto que los niveles obtenidos de voltaje en la salida del LTC2053 se encuentran en milivoltios y por lo tanto, nunca alcanzarán los voltajes de alimentación del amplificador; sin embargo se prefiere trabajar con un voltaje lo más cercano a -5 V por recomendación del fabricante del LTC2053 [37].

#### 3.2.5.5 Esquemático

En la Fig. 3.9 se puede observar el conjunto formado por el amplificador de instrumentación (LTC2053) y el respectivo invertidor de voltaje para la alimentación de -5 V. Las dos resistencias que configuran la ganancia del LTC2053 tienen valores de  $\infty \Omega$  y  $0 \Omega$  (circuito abierto y cortocircuito, respectivamente), mientras que la resistencia R1 y el capacitor C5 forman el filtro pasabajos de salida según recomendaciones del fabricante. La frecuencia de corte del filtro de salida es 160 Hz. Las entradas - IN y + IN son utilizadas para ingresar cada uno de los voltajes de salida de los DACs y poder efectuar la resta de valores.





**Figura 3.9** - Esquemático del amplificador de instrumentación (LTC2053) y el respectivo invertidor de voltaje (ADM8828)

Fuente: Elaboración Propia

### 3.2.6 Verificación de Señal

#### 3.2.6.1 Requerimientos

La parte referente a la verificación de señal se empleará para determinar cualquier desviación que exista entre el valor ideal y el valor real obtenido en la salida del bloque Acondicionamiento de Señal. Esta función se llevará a cabo con un ADC que convierta la señal analógica, obtenida en la salida del equipo, en una señal digital que será enviada al bloque de Control, el cual ejecutará el correspondiente algoritmo de corrección en caso hubiera una diferencia considerable mayor a  $\pm 80 \mu\text{V}$  entre el voltaje ideal y el voltaje real. Para lograr una conversión adecuada y precisa, el ADC a utilizarse debe cumplir con los requisitos que se mencionan en el párrafo siguiente.

El requisito más importante es el referente a su resolución (en bits), puesto que este convertidor será utilizado para corregir el error obtenido en la salida, mediante una comparación de códigos con los DACs, por lo que su resolución debe ser mayor a la de los DACs (resolución mayor a 20 bits). Otro requisito es que debe tener un valor muy pequeño de offset para reducir al máximo los errores en las conversiones. Es importante además que el convertidor sea bipolar, es decir que pueda recibir voltajes positivos y negativos. Esto con el fin de poder medir directamente en la salida del bloque Acondicionamiento de Señal. También, debe tener un protocolo de comunicación compatible con el

bloque de Control. Un requisito no tan estricto es que debe ser de preferencia, de fácil implementación.

### 3.2.6.2 Alternativas

Se indicó en los requerimientos que el ADC a utilizar debe tener una resolución mayor a 20 bits; sin embargo, solo se encontraron convertidores con mayores resoluciones que están destinados para aplicaciones de audio, y utilizan diferentes protocolos como son: DSD, PCM o I<sup>2</sup>S. Por lo que para comunicarse con ellos se debería seleccionar un dispositivo de control capaz de soportar alguno de los protocolos mencionados y adicionalmente soportar el protocolo SPI para la comunicación con los DACs. Esto complica en gran medida la selección del dispositivo de control, debido a que se necesita encontrar un dispositivo muy particular. Por esta razón, se decidió seleccionar ADCs de menor resolución, los cuales posean otro protocolo de comunicación más conocido como son SPI o UART. Se proponen entonces los siguientes convertidores analógico-digital de 20 bits que tienen la misma resolución que los DACs utilizados en el bloque Generación de Señal. Se indica su protocolo de comunicación en cada uno de los circuitos integrados.

AD7781:

Este ADC tiene un amplificador interno con ganancia programable, que se utiliza para aumentar los valores de la señal de entrada. Es bipolar, y tiene una alimentación simple de 5 V. Además, tiene una codificación de salida tipo offset binary. Su desventaja está en el nivel de offset el cual es dependiente de la ganancia, para una ganancia máxima de 128 se obtiene un offset de 6  $\mu$ V, mientras que para una ganancia de 1, el offset asciende a 200  $\mu$ V (valor típico). Algunas de sus características más importantes son [30]:

Voltaje de Offset Típico: 200  $\mu$ V

Precio: \$ 5.70

Resolución: 20 Bits

Número de Pines: 16

Número de Componentes Extra: 4

Protocolo de Comunicación: SPI

Tiempo de Establecimiento: 120 ms

Fabricante: Analog Devices, Inc.

AD7703:

EL AD7703 es un conversor analógico digital que requiere una alimentación doble de  $\pm 5$  V. Su nivel de offset máximo es de 20  $\mu$ V, lo cual es un valor aceptable considerando el peor escenario. También ofrece la codificación de salida offset binary al igual que en el caso del AD7781. Una desventaja presente en este ADC es que se necesita muchas señales de control para su

operación junto con un número considerable de componentes externos. A continuación se mencionan sus diferentes características [30].

Voltaje de Offset Máximo: 20 uV

Precio: \$ 48.5

Resolución: 20 bits

Número de Pines: 20

Número de Componentes Adicionales: 7

Protocolo de Comunicación: UART, Serial con palabras (words) de 20 bits

Tiempo de Establecimiento: 100 ms

Fabricante: Analog Devices, Inc.

LTC2431:

El convertidor LTC2431 trabaja con un oscilador interno el cual no requiere componentes adicionales, también se puede trabajar con un oscilador externo, pero esto solo afecta el tiempo de establecimiento, más precisamente el tiempo de conversión [37]. Una de las ventajas de este circuito integrado es su alimentación la cual es simple. Con solo 5 V, es posible convertir la diferencia de voltaje que se encuentra en su entrada, la cual puede ser positiva o negativa. Otra de sus ventajas es que ofrece la opción de que su salida sea en codificación complemento a 2. Esto es importante, puesto que el utilizar este tipo de codificación facilitaría en gran medida la programación, a la hora de crear el algoritmo de corrección. Otras de sus características más resaltantes son [37]:

Voltaje de Offset Máximo: 5 uV

Precio: \$ 7.41

Resolución: 20 bits

Número de Pines: 10

Número de Componentes Externos: 1

Protocolo de Comunicación: SPI

Tiempo de Establecimiento: 130 ms

Fabricante: Linear Technology Corporation

### 3.2.6.3 Criterios de Selección

Por lo expuesto en los párrafos anteriores, se selecciona el componente LTC2431 puesto que ofrece un voltaje de offset máximo aceptable para la aplicación. Además no requiere una alimentación doble como en el caso del AD7703, permite una comunicación sencilla como es el protocolo SPI y también resalta la notoria diferencia de precios entre los circuitos integrados. Por otra parte el AD7781 queda descartado por el valor de offset obtenido para una ganancia unitaria interna, la cual debe tener ese valor en caso de usarse, para que haya compatibilidad con los códigos digitales y voltajes de los convertidores digital-analógico. Como se señaló, se seleccionó un ADC de 20

bits debido a que no se encontró ADCs de mayor resolución que utilicen un protocolo de comunicación compatible con el bloque de Control.

### 3.2.6.4 Voltaje de Referencia

#### 3.2.6.4.1 Requerimientos

Primero debemos indicar que el LTC2431 puede convertir voltajes en el rango de  $-V_{ref}/2$  a  $V_{ref}/2$ . Siendo  $V_{ref}$  el voltaje de referencia. Por lo tanto, para que la resta de los códigos digitales de los DACs y el código obtenido del ADC sea el mismo (en el caso ideal), el valor de  $V_{ref}$  debe ser 5 V. Esto es posible gracias al uso de la codificación en complemento a 2, la cual nos permite trabajar con números negativos.

El primer requerimiento será que el circuito integrado a seleccionar debe ser lo más preciso posible, para que las conversiones se acerquen a los valores ideales. También debe tener un bajo voltaje de dropout, puesto que el voltaje de alimentación para este circuito integrado saldrá directamente de la fuente de alimentación principal de 6 V y no del regulador de voltaje de 5 V. Estos dos términos serán explicados posteriormente en el bloque de Fuente de Alimentación. Lo que debe notarse aquí es que mientras más pequeño sea el voltaje de dropout, mayor tiempo de servicio tendrá el circuito integrado.

La impedancia de entrada para la entrada  $V_{ref}$  del LTC2431 es 15.6 M $\Omega$  [37]; por lo tanto, la corriente de salida mínima debe ser 320.5 nA, esto se obtiene al dividir 5 V entre 15.6 M $\Omega$ . Se puede concluir entonces, que al igual que en el caso de los DACs, la corriente de salida no es un punto determinante a la hora de seleccionar el circuito integrado adecuado.

La razón por la que no se elige la alimentación de 5 V suministrada por el regulador de voltaje como voltaje de referencia es que se necesita un valor preciso en la entrada  $V_{ref}$  del LTC2431. Esto con el fin de obtener el mínimo error en las conversiones, como ya se explicó, anteriormente.

#### 3.2.6.4.2 Alternativas

REF5050:

Es un circuito integrado de empaquetadura superficial de 8 pines y que pertenece a la familia del REF5025; por lo tanto, exhibe características similares, las cuales son [31]:

Corriente de Salida Máxima: 10 mA  
Error en la precisión: 0.05 %  
Mínimo Dropout ( $V_{in} - V_{out}$ ): 0.1 V  
Output Noise (Ruido en la salida): 7.5  $\mu$ V

Número de Componentes Adicionales: 1

Precio: \$ 7.31

Fabricante: Texas Instruments Inc.

ADR02:

Este circuito integrado viene en una empaquetadura superficial de 5 pines. Exhibe las siguientes diferencias respecto al REF5050 [30]:

Corriente de Salida Máxima: 10 mA

Error en la precisión: 0.06 %

Mínimo Dropout ( $V_{in} - V_{out}$ ): 2 V

Output Noise (Ruido en la salida): 5  $\mu$ V

Número de Componentes Adicionales: 2

Precio: \$ 5.55

Fabricante: Analog Devices, Inc.

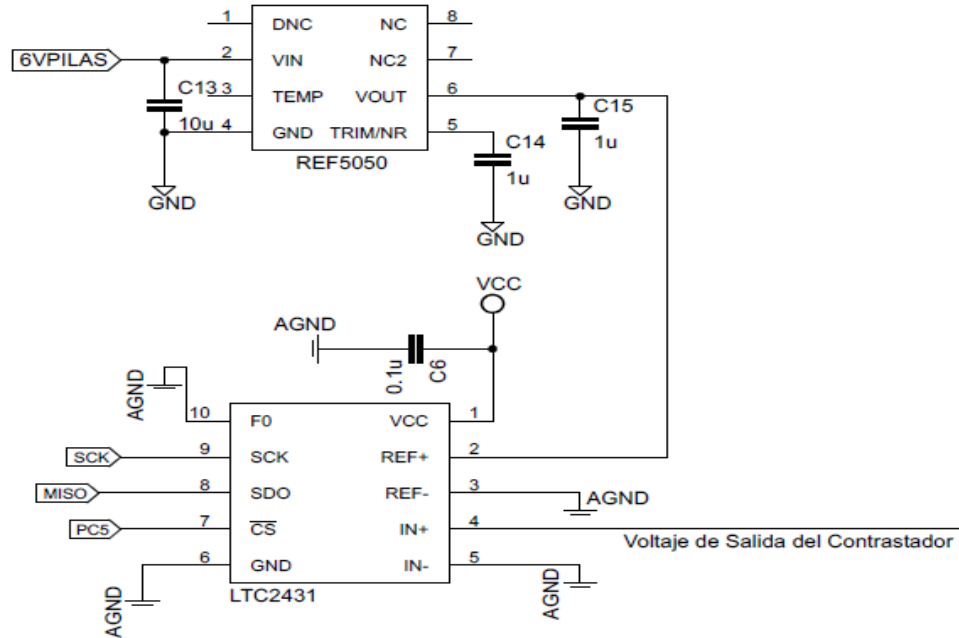
#### 3.2.6.4.3 Criterios de Selección

Como podemos observar, el ADR02 tiene menor valor de voltaje de ruido en su salida y se encuentra disponible a un menor precio. Sin embargo se selecciona el componente REF5050 por tener un voltaje de dropout mucho menor que el ADR02, lo cual como ya se dijo permitirá que el circuito encargado del voltaje de referencia de 5 V, tenga un mayor tiempo de servicio. El concepto de tiempo de servicio se volverá a revisar en el bloque Fuente de Alimentación.

#### 3.2.6.5 Esquemático

La Fig. 3.10 muestra la conexión entre el convertidor analógico-digital (LTC2431) y el circuito correspondiente encargado del voltaje de referencia de 5 V (REF5050) con sus respectivos componentes recomendados por el fabricante. Los pines 7, 8 y 9 del LTC2431 son los empleados para la comunicación SPI con el bloque de control, mientras que los pines 2 y 3 reciben el voltaje de referencia. Por último los pines 4 y 5 serán utilizados para ingresar el valor de voltaje obtenido en la salida del amplificador de instrumentación.





**Figura 3.10** - Esquemático del ADC (LTC2431) y el circuito encargado de suministrar los 5 V para el voltaje de referencia (REF5050)  
Fuente: Elaboración Propia

### 3.2.7 Control

#### 3.2.7.1 Requerimientos

Esta parte corresponde al dispositivo que controla el funcionamiento del sistema por medio del procesamiento de datos que recibe de los periféricos. Puede notarse que el bloque de Control es el bloque principal de los que conforman el equipo, puesto que sin él nada funcionaría. Para el proceso de selección, es necesario que el dispositivo a utilizar cumpla con algunas características importantes que indicaremos en los párrafos siguientes.

Se ha elegido como dispositivo de control a los microcontroladores. La razón se debe a que los microcontroladores son circuitos integrados versátiles que pueden cumplir un gran número de tareas mediante la programación de su memoria flash, dicha programación es relativamente sencilla, y en general un microcontrolador es mucho más barato que otros equipos más complejos, como pueden ser un PLC o un FPGA.

Lo primero a revisar es la cantidad de puertos de Entrada y Salida, más específicamente nos referimos al número de pines necesarios. Para ello calcularemos la cantidad de pines que se deben usar como mínimo, identificando cuantos pines utiliza cada parte del equipo.

El periférico de entrada necesita 8 pines, puesto que es un teclado matricial de 4x4. El periférico de salida requiere 11 pines, de los cuales 3 estarán

destinados al control y al habilitador de la pantalla LCD, y 8 estarán destinados a la lectura/escritura de datos e instrucciones [26]. Los DACs y el ADC sólo necesitan 3 pines para la comunicación SPI y 3 pines adicionales para la selección de cada convertidor (puesto que son tres convertidores en total). Por lo tanto, tenemos:

Teclado Matricial – 8 pines  
Pantalla LCD – 11 pines  
Comunicación SPI – 3 pines  
Selectores de los convertidores – 3 pines

Se tiene en total 25 pines, entonces el dispositivo a elegir debe contar con un mínimo de 25 pines de entrada y salida. Adicionalmente a esta característica, el microcontrolador debe ofrecer el protocolo de comunicación SPI para que pueda comunicarse con los DACs y el ADC. También debe operar con un voltaje de alimentación de 5 V para utilizar una única fuente de alimentación para los circuitos digitales (lo mismo sucederá para el caso de los circuitos analógicos, esto se revisará en el bloque Fuente de Alimentación). Cabe mencionar como último detalle que se considerará el precio de los circuitos integrados y su disponibilidad en el mercado local.

### 3.2.7.2 Alternativas

Se proponen dos microcontroladores de la familia AVR de Atmel. Tales circuitos integrados se muestran en la Tabla 2 con sus diferentes características.

Tabla 2 - Comparación de Microcontroladores Familia AVR

CARACTERÍSTICAS	Atmega16	Atmega8	Observaciones
<b>Precio (incluyendo componentes adicionales)</b>	S/. 20	S/.14	Variación de precio no significativa.
<b>Disponibilidad</b>	Mercado Local	Mercado Local	Completamente viable la compra de cualquiera de los componentes.
<b>Consumo nominal</b>	Depende de la frecuencia y Vcc	Depende de la frecuencia y Vcc	Ambos consumen aproximadamente la misma potencia.
<b>Complejidad externa (Cantidad de componentes)</b>	15 Aprox.	15 Aprox.	Ambos utilizan una cantidad razonable de componentes.
<b>Número Total de Pines</b>	40	28	El Atmega8 ocupa menos espacio.
<b>Voltaje de alimentación</b>	4.5-5.5VDC	4.5-5.5VDC	No hay diferencia en la alimentación.
<b>Corriente salida (nominal y pico)</b>	40 mA por pin	40 mA por pin	Tienen el mismo límite máximo para la salida y entrada de corriente.
<b>Numero de pines de I/O y Puertos disponibles</b>	32 pines I/O y 4 puertos	23 pines I/O y 3 puertos	El Atmega16 ofrece más puertos de entrada/ salida y más ADCs.
<b>Documentación disponible</b>	Hoja de datos del fabricante	Hoja de datos del fabricante	Documentación ampliamente útil para el uso de cualquiera de los componentes.

\* Tabla Elaborada en base a [19]

### 3.2.7.3 Criterios de Selección

Primero debemos indicar que un motivo importante para la elección de los microcontroladores AVR como alternativas, es el correspondiente a que ya se ha trabajado antes con ellos en cursos anteriores dictados por la Pontificia Universidad Católica del Perú; por lo tanto, se conoce con detalle su estructura tanto en hardware como en software.

Ahora respecto a que microcontrolador utilizar, observamos según la Tabla 2, que el microcontrolador ATmega16 es el componente adecuado, debido a que cumple con el requerimiento de la mínima cantidad necesaria de pines y se puede obtener en el mercado local. Por el contrario vemos que el microcontrolador ATmega8 no es una opción viable aun cuando su precio sea menor, puesto que tiene un número de pines menor que el requerido.

### 3.2.7.4 Esquemático

Explicaremos en esta sección como están distribuidos cada uno de los componentes que se conectarán al microcontrolador.

El puerto A esta destinado a la conexión del teclado matricial. Vemos que se hace uso de 8 resistencias de 220  $\Omega$ , esto se realiza por protección para evitar un cortocircuito por errores de software a la hora de programar el microcontrolador, en caso se configuren dos pines como salida con voltajes diferentes en nivel alto y bajo. Tales resistencias no alteran la lógica del teclado matricial. El puerto B esta reservado para la comunicación SPI entre el microcontrolador y los convertidores (DAC1220, LTC2431). El puerto C será utilizado para los selectores de los convertidores y las señales de control de la pantalla LCD. Por último, el puerto D será empleado para el envío de datos e instrucciones del microcontrolador a la pantalla LCD.

El circuito referente al bloque de Control se muestra en la Fig. 3.11, donde aparecen todos los componentes adicionales que han sido colocados según sugerencias del fabricante del ATmega16. También se muestra la interfaz de programación, la cual se realizará utilizando el protocolo SPI.

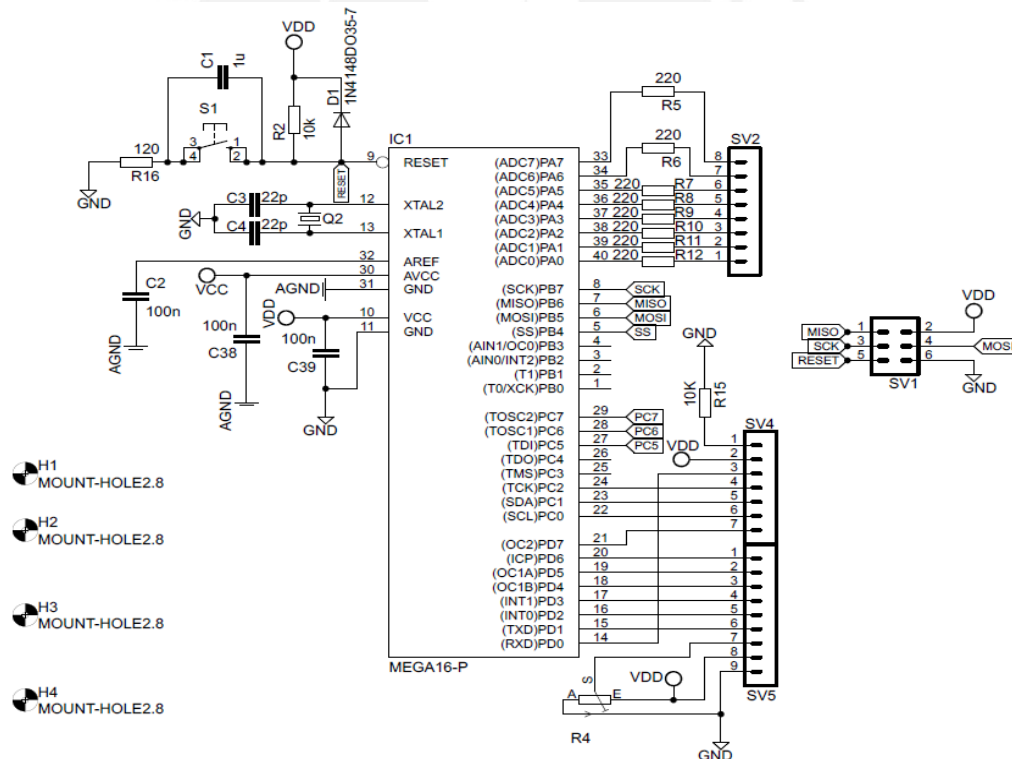


Figura 3.11 - Esquemático del ATmega16 y su interfaz de programación.

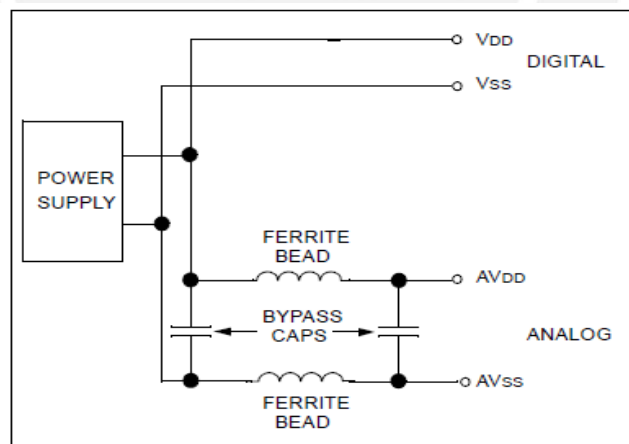
Fuente: Elaboración Propia

### 3.2.8 Fuente de Alimentación

#### 3.2.8.1 Requerimientos

Para determinar el circuito que conformará la fuente de alimentación, un paso importante es calcular cuanta corriente necesita el equipo completo. Esto se efectuará analizando las corrientes de alimentación de cada uno de los componentes seleccionados hasta el momento.

La fuente de alimentación es un bloque muy importante a considerar en el diseño, puesto que determina el tiempo de servicio del equipo. Se debe indicar que no se utilizará una alimentación alterna a fin de evitar el ruido de 60 Hz de las líneas de 220 V [23]. En su lugar se preferirá el uso de acumuladores eléctricos como son las baterías o pilas. También es importante señalar que en el bloque Fuente de Alimentación se consideran dos partes bien definidas, una es el regulador de voltaje de 5 V y la otra es la fuente principal de alimentación. La fuente principal se refiere a la selección de los acumuladores eléctricos. Estas dos partes estarán ligadas o vinculadas para obtener un adecuado balance entre eficiencia y tiempo de servicio. Se debe aclarar que se utilizará sólo un regulador de voltaje el cual estará seguido por un filtro pi para separar la alimentación digital de la alimentación analógica. Tal y como se muestra en la Fig. 3.12. Esto se hace para evitar que el ruido producido por la circuitería digital (ruido de alta frecuencia) se acople a los circuitos analógicos y por ende a la salida del equipo [38].



**Figura 3.12** – Separación de los circuitos digitales (dispositivos ruidosos) y los circuitos analógicos (dispositivos sensibles)

Fuente: <http://jimfranklin.co.uk/microchipdatasheets/00823a.pdf>

Los valores utilizados para los capacitores del filtro pi (cuando el filtro es LC y no RC) son de 50 a 100 microfaradios [39]. Partiendo de esta indicación, se seleccionan capacitores de 100 microfaradios. Este valor se justificará en los



párrafos siguientes. Se calculará el valor de los inductores en base al valor de los capacitores y la siguiente fórmula:

$$F_c = 1 / (2 * \pi * \sqrt{LC})$$

En donde  $F_c$  es la frecuencia de corte del filtro  $\pi$ ,  $C$  es la capacitancia de los condensadores y  $L$  es la inductancia de las bobinas [39].

Con esto podemos identificar que mientras mayor sea la capacitancia, menor será la frecuencia de corte. Por ello se eligen condensadores de 100  $\mu\text{F}$ . Así, se selecciona un valor comercial de 330 mH para las bobinas, y calculando, con el valor de 100  $\mu\text{F}$  para los capacitores, la frecuencia de corte, obtenemos un valor de 27.7 Hz; un valor más que suficiente para poder eliminar el ruido de alta frecuencia.

Como hablamos de alimentaciones separadas debemos especificar los circuitos que son energizados por tales alimentaciones. Así, indicamos que la parte digital del equipo estará conformada por el microcontrolador, la pantalla LCD y los circuitos digitales de los convertidores, mientras que la parte analógica estará compuesta por los dos voltajes de referencia para los convertidores, el invertidor de voltaje, el amplificador de instrumentación y los circuitos analógicos propios de los convertidores.

En los siguientes párrafos se mencionan los requisitos adicionales a cumplir tanto para el regulador de voltaje como para la fuente principal.

Como primer requerimiento, el contrastador debe presentar un tiempo de uso aceptable (medido en horas de servicio), se considera como valor mínimo 40 horas de servicio de uso continuo, esto involucra que el regulador de voltaje funcione el mayor tiempo posible; por lo tanto, el voltaje de dropout mínimo del regulador debe ser muy pequeño así como su corriente de alimentación, para que pueda lograrse este fin. Un dato adicional es que cuando se trabaja con un voltaje de dropout bajo en los reguladores lineales, se incrementa la eficiencia de los mismos, obteniendo valores muy satisfactorios [40]. Para evitar confusiones, esto quiere decir que mientras más cerca se trabaje del valor de dropout mínimo mayor será la eficiencia del regulador. Un requisito adicional para el regulador de voltaje, es que debe tener un nivel de ruido en su salida lo más bajo posible, a fin de no comprometer los circuitos que va a alimentar.

En lo que respecta a los requisitos para la fuente principal de alimentación, se indicó que se empleará un acumulador eléctrico, entonces debe revisarse sus gráficas de descarga para identificar que tipo de acumulador nos proporciona un mayor tiempo de servicio para la cantidad de corriente que vamos a utilizar.

A continuación mencionaremos los valores de corriente respectivos de cada parte que conforma el equipo sin considerar al circuito indicador de

alimentación baja. Tales valores se muestran en la Tabla 3, donde para cada componente se indican el voltaje y la corriente de alimentación requeridos.

**Tabla 3 - Voltajes y Corriente de Alimentación de los Componentes**

Cantidad	Componente	Voltaje de Alimentación	Corriente de Alimentación
2	DAC1220	5 V	2 * (0.6 mA)
1	LTC2431	5 V	0.3 mA
1	LTC2053	± 5 V	1.3 mA
1	REF5025	5 V	1.2 mA
1	REF5050	5 V	1.2 mA
1	ADM8828	5 V	1 mA
1	ATmega16	5 V	5mA
1	Pantalla LCD	5 V	5mA

\* Tabla Elaborada en base a [19],[30],[31], y [37]

Para determinar la corriente de la pantalla LCD, se hicieron pruebas experimentales, midiendo la corriente total en los pines de una pantalla de 20 caracteres y 4 líneas. Esto incluye los pines correspondientes al backlight de la pantalla. Los otros valores de corriente, fueron obtenidos de las hojas de datos de cada uno de los componentes.

Si sumamos las corrientes individuales, obtenemos un valor total de 16.2 mA. Sin embargo a esta cantidad debemos restarle el valor de corriente de alimentación del REF5050 puesto que este es alimentado directamente por la fuente principal. Por lo tanto, el regulador de voltaje a utilizar debe poder entregar una corriente de salida mínima de 15 mA.

Ahora pasaremos a revisar las alternativas propuestas para las dos partes que conforman el bloque Fuente de Alimentación.

### 3.2.8.2 Alternativas

i) Para el caso del regulador de voltaje, se proponen tres alternativas. Todos son reguladores lineales, debido a que dichos reguladores tienen niveles de ruido de salida mucho más bajos que los reguladores switching, los cuales pueden tener valores de ruido del orden de los mV [23] [40]. Adicionalmente un regulador lineal, tiene la característica de que requiere un voltaje de entrada

mayor que el que se puede obtener en su salida. Este valor es conocido como voltaje de dropout [40].

L7805:

Es un regulador lineal de 5 V. Su salida es fija, en otras palabras no se puede ajustar para que entregue otro valor diferente a 5 V. El 7805 tiene la desventaja de que su eficiencia es muy baja, menor al 60%. Otras de sus características son [41]:

Voltaje de Dropout Mínimo: 2 V  
Nivel de Ruido Máximo: 200  $\mu$ V  
Corriente de Salida Máxima: 1.5 A  
Corriente de Alimentación: 6 mA  
Número de Componentes Extra: 2  
Precio: \$ 0.75  
Fabricante: ST microelectronics

LM330:

Es un regulador lineal de salida fija de tres terminales al igual que el L7805. Exhibe las siguientes diferencias [31]:

Voltaje de Dropout Mínimo: 0.6 V  
Nivel de Ruido Máximo: 50  $\mu$ V  
Corriente de Salida Máxima: 150 mA  
Corriente de Alimentación: 11 mA  
Número de Componentes Externos: 2  
Precio: \$ 1.23  
Fabricante: Texas Instruments Inc.

TPS7A49:

Este regulador lineal es ajustable, tiene un empaque superficial de 8 pines y presenta las siguientes características [31]:

Voltaje de Dropout Mínimo: 260 mV  
Nivel de Ruido Máximo: 21.15  $\mu$ V  
Corriente de Salida Máxima: 150 mA  
Corriente de Alimentación: 1 mA  
Número de Componentes Adicionales: 6  
Precio: \$ 3.17  
Fabricante: Texas Instruments Inc.

Un detalle adicional para el regulador TPS7A49 es que utiliza dos resistencias en su salida que deben cumplir con cierta relación para obtener el voltaje de

salida deseado. Como se desean 5 V, la relación de las resistencias es de 3.3 a 1 [31], según la hoja de datos del fabricante. Con lo cual se seleccionan resistencias de 3300 y 1000  $\Omega$  para obtener bajo ruido térmico, sin alterar el valor necesario de la corriente de salida, puesto que el voltaje de salida suministrará corriente a esta red resistiva. Esto se justifica con la siguiente ecuación:

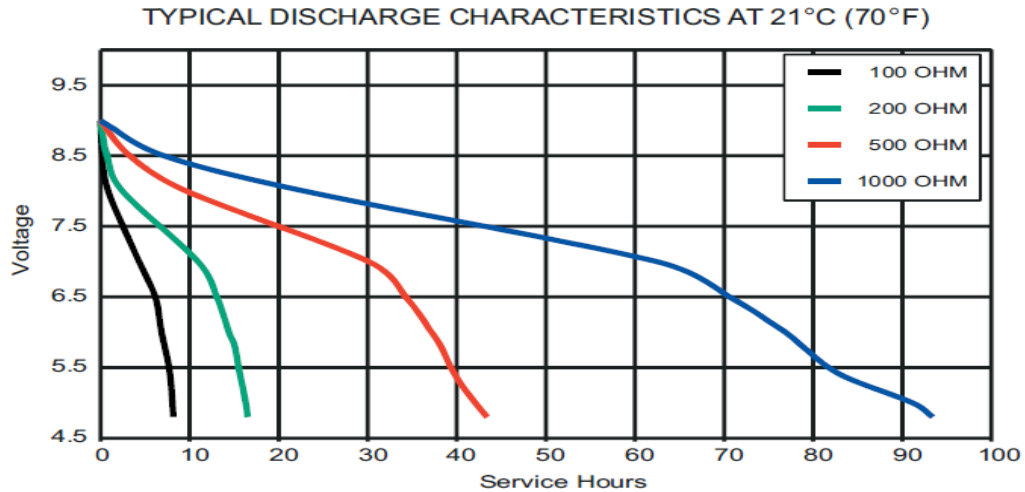
$$5 \text{ V} / (3300 + 1000) \Omega = 1.16 \text{ mA}$$

El cálculo efectuado muestra que circularán 1.2 mA aproximadamente por las resistencias, dejando 148.8 mA para ser suministrados a los circuitos del equipo. Por otro lado, si utilizáramos el valor menor siguiente de 330  $\Omega$  y 100  $\Omega$  de resistencias comerciales, entonces la corriente de salida que circularía por esta nueva red resistiva sería 12 mA, dejando solo 138 mA disponibles, y si se usaran 33  $\Omega$  y 10  $\Omega$  la corriente que circularía por las resistencias sería 120 mA, dejando sólo 30 mA disponibles para los demás circuitos que constituyen el equipo. Esto además alterará el voltaje de salida según las gráficas, de voltaje de salida vs corriente de salida, mostradas por el fabricante [31]. Por lo expuesto, se seleccionan los valores de 3300  $\Omega$  y 1000  $\Omega$ , y adicionalmente porque permiten cumplir el requisito principal, que exige que el equipo opere con la menor cantidad de corriente posible, para que la fuente principal de alimentación tenga un mayor número de horas de servicio.

ii) Para el caso de la fuente de alimentación principal, se debe considerar la corriente que va a ser suministrada al regulador de voltaje, al circuito indicador de alimentación baja y al voltaje de referencia REF5050. Para ello se utiliza el valor de corriente de 14 mA que se justificará en el punto 3.2.9. Se evalúan las siguientes dos alternativas:

Batería 9V:

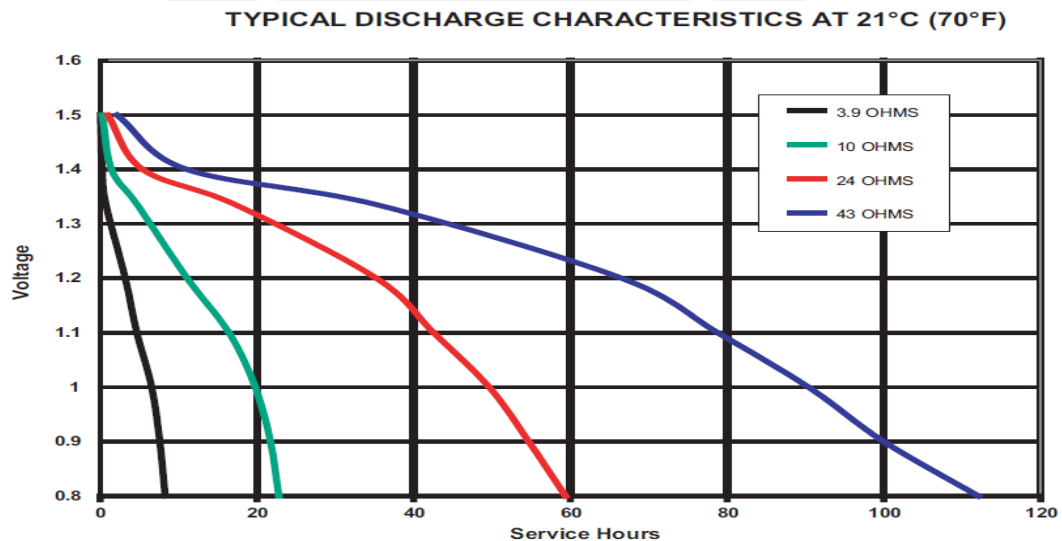
Es un acumulador eléctrico que puede trabajar un poco más de 50 horas entregando una corriente de 10 mA según las gráficas de descarga proporcionadas por los fabricantes, considerando el uso de una batería de marca reconocida como puede ser Duracell. Un ejemplo de esta gráfica se muestra en la Fig. 3.13. Para este caso, es importante mencionar que el voltaje de entrada del regulador es 9 V, lo cual indica que se trabajará con un voltaje de dropout de 4 V. El precio de una batería de 9 V marca Duracell es de S/. 15.00 [42].



**Figura 3.13** – Gráfica de Descarga de una Batería de 9 V marca Duracell  
 Fuente: <http://datasheet.octopart.com/MN-1604-Duracell-datasheet-90236.pdf>

Grupo Pilas 6V:

Para esta alternativa se propone el uso de un conjunto de cuatro pilas AA de 1.5 V cada una, juntas suman un voltaje de 6 V. Las pilas también son acumuladores eléctricos pero tienen la propiedad de durar más tiempo que las baterías, antes de descargarse por completo, para la misma cantidad de corriente. Por ejemplo, para una carga de 43 Ω, una pila AA puede aguantar más de 100 horas de servicio. El precio del conjunto de pilas es ligeramente menor al de las baterías, con diferencias de 2 o 3 soles. La gráfica de descarga para una pila AA marca Duracell se muestra en la Fig. 3.14 [43].



**Figura 3.14** - Gráfica de Descarga de una Pila AA de 1.5 V marca Duracell  
 Fuente: <http://datasheet.octopart.com/MN1500-Duracell-datasheet-29720.pdf>



### 3.2.8.3 Criterios de Selección

Como se mencionó al inicio de este apartado, lo que se busca es un balance entre horas de servicio (tiempo de uso) y eficiencia. Por lo tanto, se escoge para la alimentación principal al conjunto de cuatro pilas AA y para el regulador de voltaje al circuito integrado TPS7A49. En primer lugar por el valor de voltaje de dropout del TPS7A49, el cual es de 0.26 V, eso quiere decir que las pilas van a entregar el voltaje suficiente para el funcionamiento del regulador hasta que se descarguen cada una al valor de 1.32 V aproximadamente ( $5.26V/4$ ), y para una corriente de 14 mA (valor que entregará la fuente principal), eso equivale a cerca de 400 horas continuas de servicio si utilizamos la gráfica de descarga mostrada anteriormente en la Fig. 3.14. Este valor se justifica de la siguiente manera:

Aplicando una regla de tres simple, si para 43  $\Omega$  tenemos 40 horas de servicio antes de que se descargue cada pila a 1.32 V aproximadamente, entonces para 430  $\Omega$  cuantas horas de servicio tenemos.

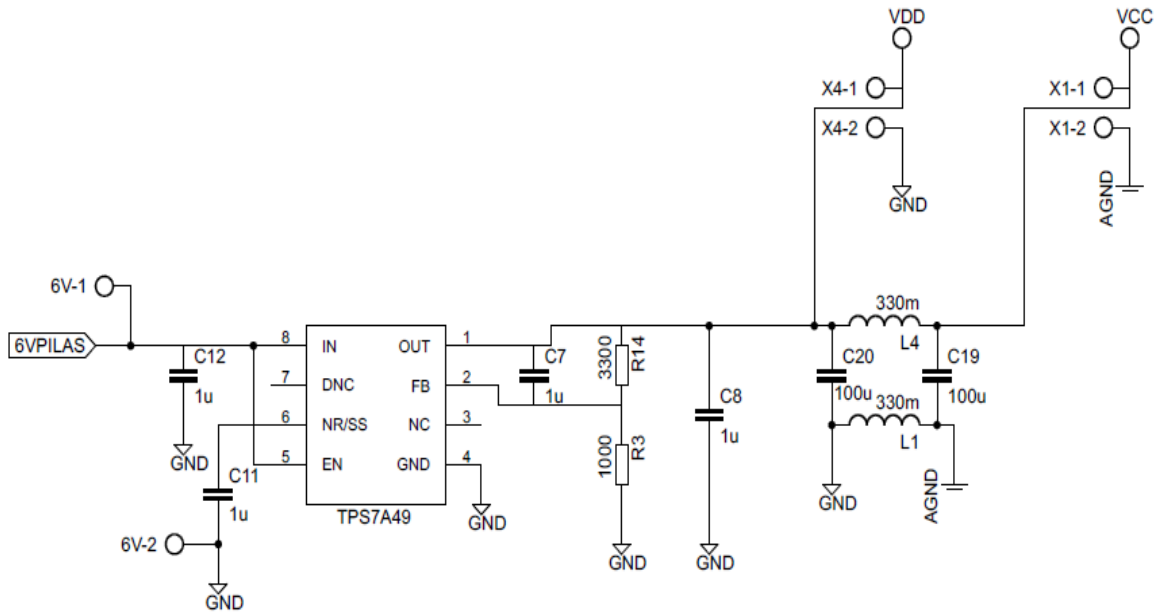
$$(430 \Omega * 40 \text{ horas de servicio}) / 43 \Omega = 400 \text{ horas de servicio}$$

El valor de 430  $\Omega$  se determinó al dividir 6 V entre 14 mA.

Así, la característica del voltaje de dropout mínimo nos sirve para descartar a los reguladores L7805 y LM330. Además el bajo nivel de ruido máximo generado en la salida del regulador TPS7A49 (21.15  $\mu V$ ), es una gran ventaja/diferencia en comparación con los otros reguladores lineales mencionados. Por otra parte, las pilas AA son seleccionadas como fuente de alimentación principal debido a su propiedad de descargarse en un mayor tiempo, a diferencia de la batería de 9 V, para el valor de corriente hallado; y también porque al trabajar con 6 V estamos operando con un voltaje de dropout bajo, lo cual como se mencionó previamente nos dará una mayor eficiencia del regulador de voltaje.

### 3.2.8.4 Esquemático

En la Fig. 3.15 puede apreciarse el circuito correspondiente al bloque Fuente de Alimentación el cual incluye las dos partes previamente mencionadas: el regulador de voltaje (TPS7A49) y la conexión para las cuatro pilas AA. También puede identificarse el filtro pi, que divide las alimentaciones digital y analógica.



**Figura 3.15** – Circuito correspondiente a la fuente de alimentación del equipo  
Fuente: Elaboración Propia

### 3.2.9 Indicador de Alimentación Baja

#### 3.2.9.1 Requerimientos y Descripción del circuito

Este bloque corresponde a una etapa adicional que no participará en el funcionamiento del equipo en lo que respecta a la obtención de los voltajes de salida, pero servirá para advertir al usuario de que el equipo se encuentra operando con la fuente de alimentación principal (pilas AA) cerca del umbral de 5.26 V; es decir, cerca del voltaje de dropout mínimo.

El circuito estará constituido por:

- Un amplificador operacional operando como comparador que debe ser rail to rail para obtener en su salida, cuando se sature, los voltajes de alimentación del Opamp. Si no es rail to rail, cuando se sature no se llegara al voltaje de alimentación positivo, sino a un voltaje menor y esto permitirá la circulación de corriente que encenderá tenuemente el LED indicador que se usará en la salida del Opamp.
- Un diodo zener que permitirá establecer el umbral para la comparación, este diodo debe tener una tolerancia del 1% para que la comparación se efectúe con mayor precisión.
- Un diodo LED que permanecerá apagado mientras el equipo no haya alcanzado el umbral

- d) Un divisor de voltaje para la medición del voltaje de la fuente principal.
- e) Dos resistencias que completarán el circuito, las cuales servirán para el funcionamiento en inversa del diodo zener y el funcionamiento del diodo LED.

Pasaremos a mencionar las características de cada uno de los componentes seleccionados.

El amplificador operacional seleccionado es el LM6142, el cual tiene una corriente de alimentación máxima de 800 uA y un precio de \$ 5.29. Mientras que el diodo zener elegido es el BZX84-A2V4 con un valor de voltaje de ruptura nominal igual a 2.4 V y una tolerancia de 1 %, el diodo tiene un precio de \$ 0.43. Por otra parte, el diodo LED será uno común y corriente que se puede adquirir en el mercado nacional, cuyo voltaje de conducción se encuentra entre el rango de 1.8 a 1.9 V, según mediciones hechas en protoboard para distintos valores de resistencias.

Procederemos a calcular los valores de las resistencias que se utilizarán en el circuito indicador. Primero la resistencia del diodo LED, para ello se hicieron pruebas experimentales con resistencias de 330, 680 y 1000 ohms, concluyéndose que se obtienen valores de intensidad luminosa y corriente circulante aceptables para la resistencia de 1000 Ω. Esto se comprueba mediante la siguiente igualdad:

$$\begin{aligned} \text{Corriente que circulará por el LED en el peor caso} &= (6 \text{ V} - 1.8 \text{ V}) / (1000) \\ \text{Corriente que circulará por el LED en el peor caso} &= 4.2 \text{ mA} \end{aligned}$$

Ahora calcularemos la resistencia necesaria para el funcionamiento del zener, el cual tiene un valor de intensidad zener mínima igual a 1 mA [44], entonces:

$$\begin{aligned} (5.26 \text{ V} - 2.4 \text{ V}) / R_{\text{zener}} &\geq 1 \text{ mA} \\ 2860 \Omega &\geq R_{\text{zener}} \end{aligned}$$

Se selecciona el valor comercial de 1 KΩ para la resistencia del circuito del diodo zener, con el fin de obtener una corriente circulante razonablemente mayor a la corriente mínima. Así, la corriente que circulará por el diodo zener cuando el voltaje de la fuente principal se encuentre al máximo será:

$$(6 \text{ V} - 2.4 \text{ V}) / 1000 = 3.6 \text{ mA}$$

Como último paso, calcularemos los valores de las resistencias para el divisor de voltaje. Para ello aplicaremos la siguiente relación:

$$\begin{aligned} 5.26 \text{ V} * R_2 / (R_1 + R_2) &\leq 2.4 \text{ V} \\ 2.192 \text{ V} &\leq (R_1 / R_2) + 1 \end{aligned}$$

$$1.192 \leq R1/R2$$

Por lo tanto, la relación entre R1 y R2 viene a ser de 1.2 a 1 aproximadamente. Se eligen valores comerciales de 1200 y 1000  $\Omega$  respectivamente. Podemos ahora calcular la corriente circulante en el divisor de voltaje en el peor escenario:

$$6 \text{ V} / (1200 + 1000) = 2.73 \text{ mA}$$

Con estos valores podemos determinar la corriente máxima que será suministrada por la fuente de alimentación principal, utilizando los siguientes valores [31] [44]:

Corriente Máxima en el diodo zener: 3.6 mA

Corriente Máxima en el divisor de voltaje: 2.73 mA

Corriente Máxima Aproximada en el diodo LED: 4.2 mA

Corriente de Alimentación del amplificador operacional LM6142: 1 mA

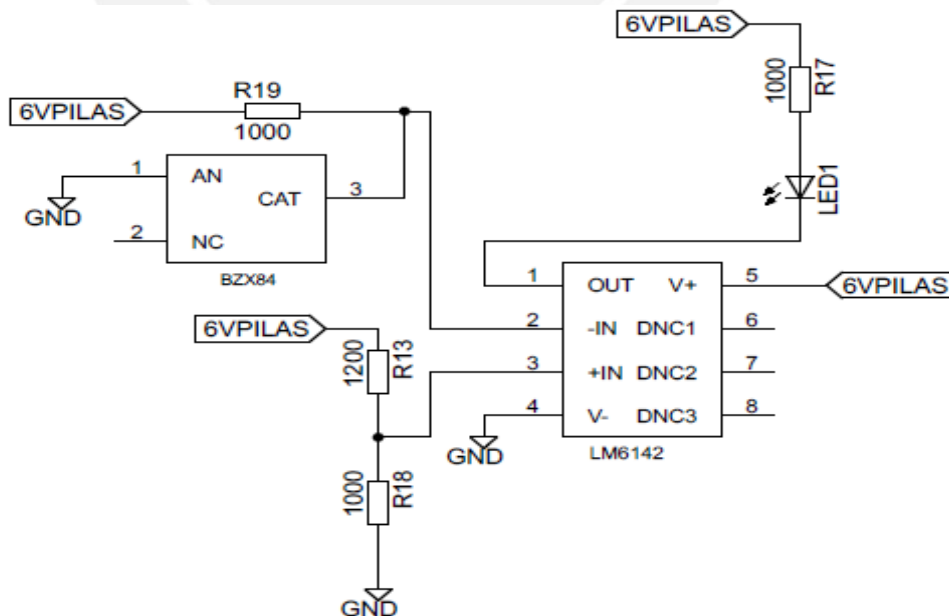
Corriente de Alimentación del voltaje de referencia REF5050: 1.2 mA

Corriente de Alimentación del TPS7A49: 1 mA

Así el valor máximo de corriente que entregará la fuente principal de alimentación será 14 mA aproximadamente.

### 3.2.9.2 Esquemático

La Fig. 3.16 muestra el circuito descrito anteriormente con todos los componentes hallados.

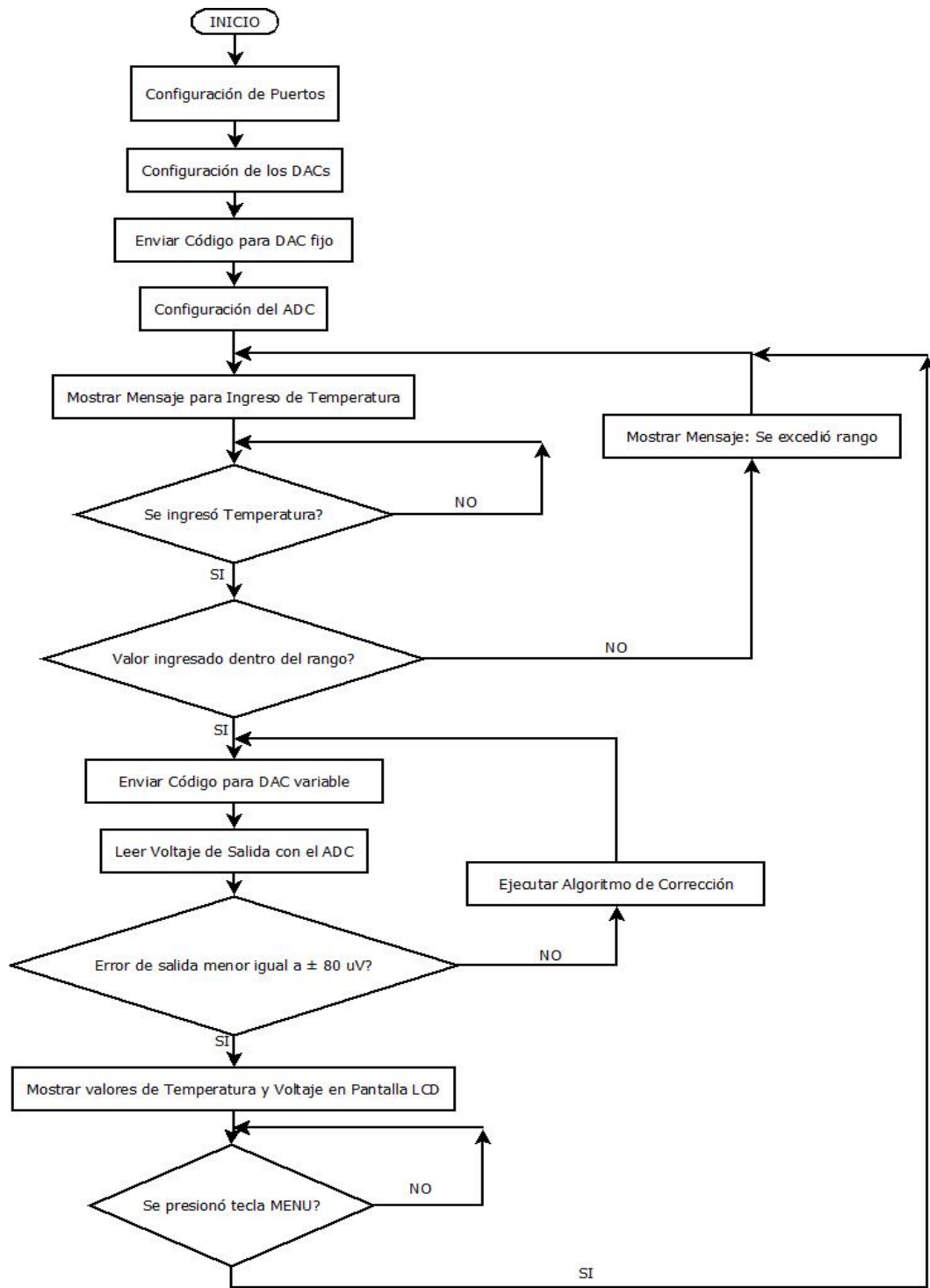


**Figura 3.16** – Circuito Indicador de Alimentación Baja

Fuente: Elaboración Propia

### 3.3 Algoritmo Principal

#### 3.3.1 Diagrama de Flujo



**Figura 3.17** – Diagrama de Flujo del Algoritmo Principal

Fuente: Elaboración Propia



### 3.3.2 Descripción del Diagrama de Flujo

En esta sección explicaremos como opera el algoritmo principal de control es decir la lógica que sigue el funcionamiento del equipo.

Las primeras tareas que se desarrollan en el Diagrama de Flujo corresponden a la configuración de los convertidores y los puertos del microcontrolador, en esta parte de igual forma es enviado el código respectivo al DAC fijo para obtener el voltaje de 1.25 V.

Luego de esto, se muestra un mensaje en la pantalla LCD que indicará al usuario que el equipo ya está preparado para recibir datos (valores de temperatura). El equipo luego de esta acción, esperará hasta que el usuario ingrese un valor de temperatura.

Cuando el usuario ingrese un valor por el teclado matricial, la primera acción que realizará el programa será verificar que el valor ingresado se encuentra o no dentro del rango, si dicho valor excediera el rango de  $-30$  a  $250$  ° C, se mostrará un nuevo mensaje en la pantalla LCD indicando que el valor ingresado no es aceptable.

Si el valor de temperatura elegido se encuentra dentro del rango de operación, entonces se procederá a enviar el código respectivo al DAC variable para generar en la salida del equipo, la diferencia de voltaje correspondiente al valor ingresado, según las tablas estandarizadas vistas en el Capítulo 1. Posteriormente se medirá el valor de voltaje de salida por medio del ADC, el cual enviará un código al microcontrolador, equivalente al voltaje de salida. El microcontrolador procederá entonces a ejecutar el algoritmo de corrección (utilizando el código de la resta de los DACs y el código enviado del ADC), en caso el error en el voltaje de salida supere el margen de error asignado. Dicho algoritmo de corrección determinará el nuevo código a ser enviado al DAC variable para disminuir el error detectado. Este bucle se repetirá hasta que el error sea menor igual a  $\pm 80$  uV. Como último paso, el programa esperará a que el usuario presione la tecla menú del teclado matricial, para poder ingresar un nuevo valor de temperatura, y así repetir el proceso completo del algoritmo principal. (El Anexo D muestra el programa escrito en lenguaje ensamblador).

### 3.4 Circuito Impreso del Equipo

#### 3.4.1 Cara de Componentes

(Ver Anexo C).

#### 3.4.2 Cara Cobreada

(Ver Anexo C).

## CAPÍTULO 4: SIMULACIONES Y RESULTADOS

### 4.1 Análisis de Error

Dado que se está trabajando con valores de voltaje muy pequeños, es indispensable realizar un análisis de error para obtener la máxima desviación de los voltajes de salida. Básicamente se refiere al error máximo que se alcanzará en la salida del equipo; sin embargo, este análisis tiene otra función importante la cual es justificar el funcionamiento del equipo en lo que respecta a los dispositivos convertidores, el regulador de voltaje y los voltajes de referencia, ya que por limitaciones de recursos no es posible simular estos componentes. Por lo tanto, el examinar las máximas desviaciones de sus valores ideales, por ruido o por características constructivas de los circuitos integrados, nos dará una idea de si es factible o no, su uso. Es importante aclarar que este análisis no considera el funcionamiento del algoritmo de corrección efectuado con ayuda del ADC (que simularemos posteriormente), por lo que los valores de error reales pueden ser mucho menores a los mostrados en esta sección. El error total se ha considerado aditivo y se calculará utilizando el diagrama de bloques, junto con las hojas de datos correspondientes, en donde se revisará las máximas desviaciones (errores) de cada uno de los componentes seleccionados. Se enfatizará en el error producido por ruido y el error producido por características adicionales como son los voltajes de offset, corrientes de bias, etc. Todo esto se resume en la Tabla 4, mostrada a continuación.

**Tabla 4 - Errores de voltaje obtenidos en cada componente**

Componente	Voltaje de Offset Máximo (uV)	Voltaje de Ruido de Entrada/Salida (uV)	Error Máximo del Componente (uV)
DAC1220	10	1	11
DAC1220	10	1	11
REF5025	-	2.65	2.65
LTC2053	20	0.8	20.8
ADM8828	-	-	-
LTC2431	5	2.7	7.7
REF5050	-	5.3	5.3
TPS7A49	-	21.48	21.48
<b>Error Total Máximo (en uV)</b>			<b>79.93</b>

\*Tabla Elaborada en base a [30], [31] y [37]

La Tabla 4 nos indica que el error máximo obtenible en el equipo será de aproximadamente  $\pm 2$  grados ( $\pm 79.93$  uV), en el peor escenario posible. No se han considerado algunos puntos adicionales en este análisis de error. Estos son justificados y explicados en los párrafos siguientes.

La razón de que los voltajes de referencia (REF5025 y REF5050) no presenten problemas de offset se debe a que la variación máxima en ambos es de 0.05 % [31], según sus hojas de datos correspondientes; y esto no afecta los valores del voltaje de salida, ya que los errores que se puedan dar en los LSBs, de los códigos de los dispositivos convertidores, son insignificantes. Esto se puede demostrar tomando de ejemplo al REF5025 y calculando las desviaciones de su valor ideal de 2.5 V, con el dato de 0.05 % de variación máxima.

$$2.5 \text{ V} + 2.5 * (0.05 / 100) \text{ V} = 2.50125 \text{ V}$$

$$2.5 \text{ V} - 2.5 * (0.05/100) \text{ V} = 2.49875 \text{ V}$$

Posteriormente se calcula el valor de 1 LSB para estos dos valores y el valor ideal de 2.5 V, por medio de la siguiente fórmula:

$$V_{\text{referencia}} / (2^n) = \text{valor de 1 LSB}$$

Así los valores hallados de 1 LSB para los tres voltajes de referencia son:

$$2.5 \text{ V} / (2^{20}) = 2.3842 * 10^{-6} \text{ V} = 2.3842 \text{ uV} \dots(1)$$

$$2.50125 \text{ V} / (2^{20}) = 2.3854 * 10^{-6} \text{ V} = 2.3854 \text{ uV} \dots(2)$$

$$2.49875 \text{ V} / (2^{20}) = 2.3830 * 10^{-6} \text{ V} = 2.3830 \text{ uV} \dots(3)$$

Por lo expuesto se calcula que el valor aproximado de 1 LSB es de 2.38 uV y que la máxima desviación producida, para este valor, será de 1.2 nanovoltios o 0.0012 microvoltios. Esto se obtiene al restar (2) con (1) y (3) con (1); es decir, se resta los valores reales desviados con el valor ideal de 1 LSB. Es así que se comprueba que el error de 1.2 nanovoltios, debido a la desviación de salida del REF5025, no afectará o afectará de manera insignificante los códigos obtenidos por los dispositivos convertidores, ya que se está trabajando con saltos de microvoltios. Lo mismo ocurre, si se efectúa el análisis para el caso del REF5050.

Por otra parte, no se considera el error de offset del regulador de voltaje TPS7A49, debido a que el voltaje en su salida sirve únicamente para la alimentación digital y analógica de los DACs y el ADC, mas no para su voltaje de referencia; por lo tanto, las desviaciones en el voltaje proporcionado por el regulador, no afectarán los códigos de los convertidores.

En lo que respecta al ADM8828, como se mencionó en el capítulo anterior, su fin es únicamente ofrecer la alimentación negativa del amplificador de instrumentación, y es debido a esto que no afectará los valores de voltaje de

salida del equipo. Esto se debe a que el amplificador de instrumentación es rail to rail, entonces, la alimentación positiva y negativa únicamente determinan los valores máximos del voltaje de entrada diferencial y del voltaje de salida del amplificador [34].

Tampoco se menciona el error producido por las corrientes de bias del LTC2053, debido a que tienen un valor de 10 nA [37]; por lo tanto, la caída de tensión en los voltajes que ingresan al amplificador, también será despreciable.

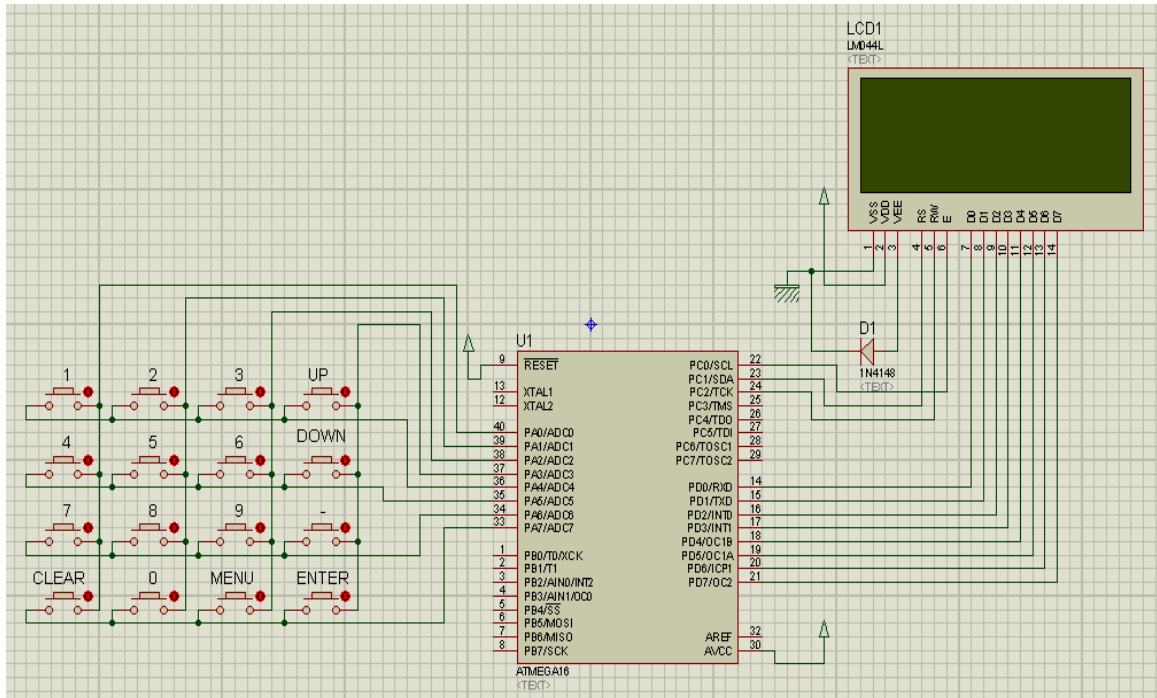
Podemos afirmar que el error será más crítico en los valores bajos de temperatura, debido a que los saltos de voltaje entre grado y grado se encuentran en el rango de 40 a 50  $\mu\text{V}$  [28]. Esto se refiere a que mientras menores sean los grados de temperatura, el salto entre grado y grado estará más cercano a 40  $\mu\text{V}$ ; por el contrario, mientras mayor sean los grados de temperatura, los saltos estarán más cerca al valor de 50  $\mu\text{V}$ . Así el error máximo de  $\pm 80 \mu\text{V}$  se traducirá en un error de  $\pm 1.6$  grados Celsius para las temperaturas altas, y en un error de  $\pm 2$  grados Celsius para las temperaturas bajas. Esto se obtiene aplicando una regla de tres simple como se indica a continuación:

Como el salto de 1 grado equivale a 40  $\mu\text{V}$  para las temperaturas bajas, entonces 80  $\mu\text{V}$  corresponde a un salto de 2 grados. Por otra parte, si el salto de 1 grado corresponde a 50  $\mu\text{V}$ , entonces 80  $\mu\text{V}$  equivale a un salto de 1.6 grados, para las temperaturas altas.

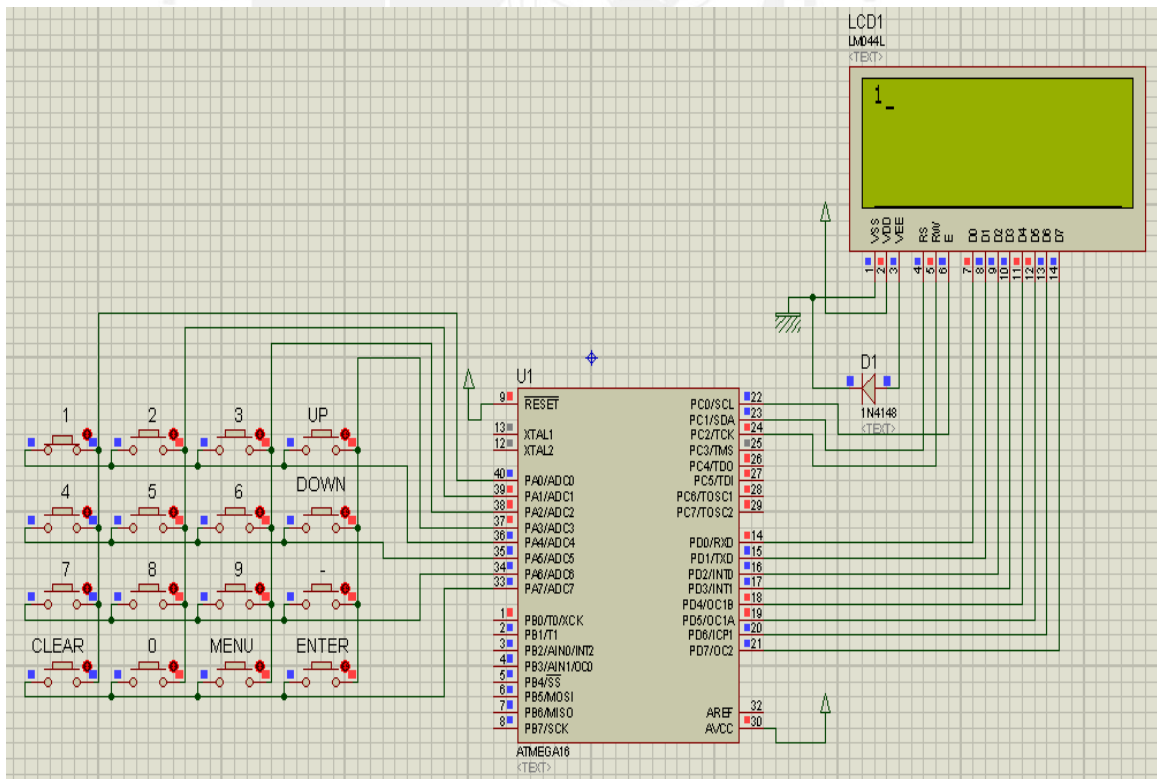
## 4.2 Simulaciones Efectuadas

### 4.2.1 Simulación de las Interfaces de Usuario

Esta simulación se refiere a la operación en simultáneo del teclado matricial y de la pantalla LCD, para el ingreso y visualización de los valores de temperatura. Para efectuar tal simulación se hará uso del software Proteus y de un pequeño programa de prueba el cual simplemente recibirá valores del teclado matricial y los mostrará en la pantalla LCD. Un caso particular será cuando no se presionen en el teclado matricial, teclas correspondientes a números. Para dicho caso se mostrará, en la pantalla LCD, el nombre de la tecla presionada. El esquemático para la simulación se muestra en la Fig. 3.18. Puede apreciarse el teclado matricial (formado por pulsadores), la pantalla LCD y el microcontrolador ATmega16. En la Fig. 3.19 y Fig. 3.20 se presenta la interacción de estos tres elementos, cuando se presionan consecutivamente los pulsadores correspondientes a los números "1" y "5". En la Fig. 3.21 puede apreciarse el caso mencionado anteriormente para la tecla ENTER; es decir se muestra en la pantalla LCD el nombre de la tecla ENTER.



**Figura 3.18** – Esquemático para la simulación de los periféricos  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.19** – Tecla “1” presionada  
Fuente: Elaboración Propia



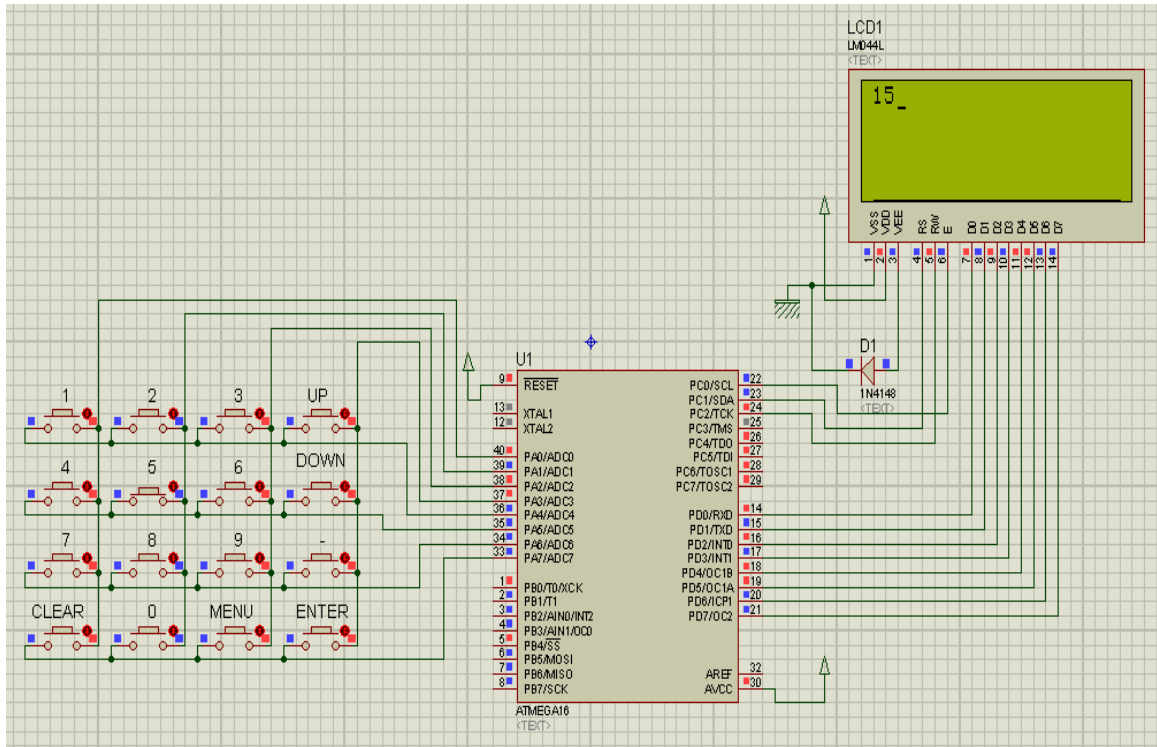


Figura 3.20 – Tecla “5” presionada  
Fuente: Elaboración Propia

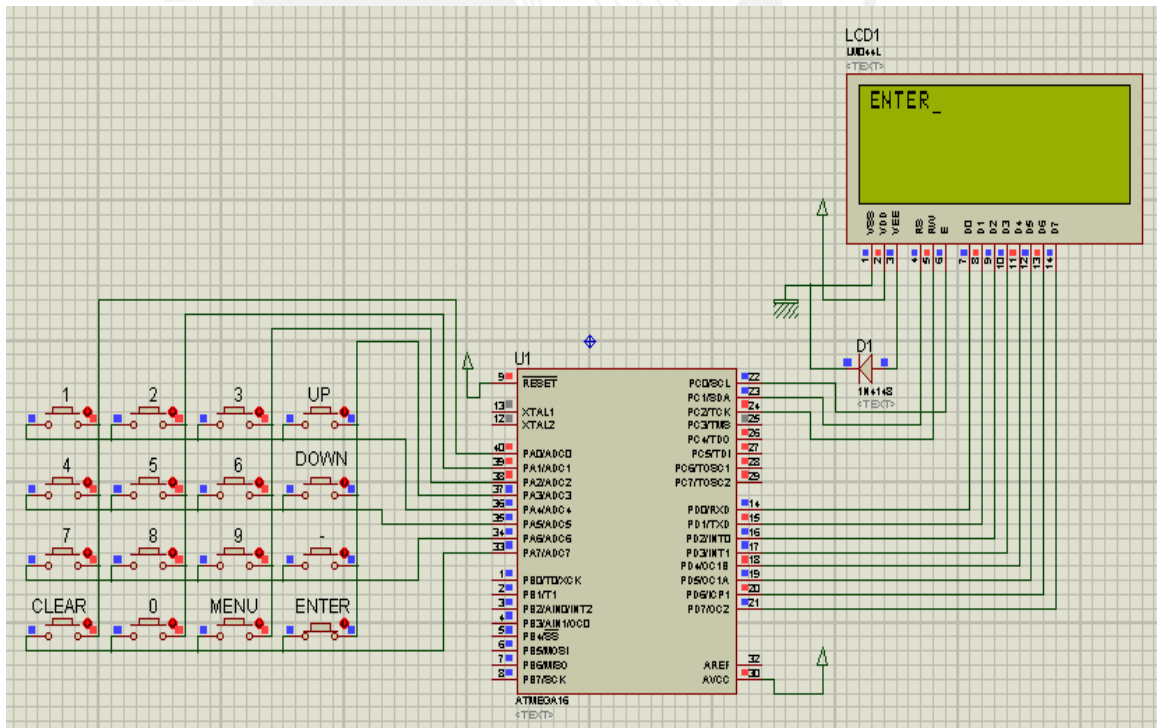


Figura 3.21 – Tecla ENTER presionada  
Fuente: Elaboración Propia

#### 4.2.2. Simulación de la Comunicación SPI

Esta simulación nos servirá para saber si el microcontrolador está enviando, a los DACs, los códigos digitales correctos, los cuales se utilizan en la configuración del modo de operación de los DACs (modo normal, modo ahorro de energía [31]) y en la trama serial de 20 bits que será transmitida para generar los voltajes deseados en la salida del contrastador. Para ello se hará uso del osciloscopio virtual del software VMLAB, en el cual se podrá visualizar los códigos que están siendo transmitidos. Como se explicó en un principio, uno de los DACs recibirá un código fijo; es decir, su salida no variará durante el funcionamiento del equipo, y servirá como sustraendo a la hora de efectuar la resta de voltajes en el amplificador de instrumentación. Por lo tanto en la presente simulación se mostrará el código enviado al DAC fijo y cuatro códigos distintos, correspondientes cada uno a un determinado valor de temperatura, que serán enviados al DAC variable.

En la Tabla 5 se indican las cuatros temperaturas escogidas y los respectivos códigos enviados al DAC de salida variable.

**Tabla 5 – Temperaturas, Códigos Digitales y Voltaje de Salida**

Temperatura (en °C)	Código Digital enviado al DAC variable (en hexadecimal)	Voltaje de Salida del DAC variable (en V)	Voltaje de Salida del Equipo (en mV)
- 30	3FE2D	1.247774	- 2.226
10	3FF7A	1.249362	- 0.638
90	40230	1.252675	2.675
230	406F7	1.258506	8.506

\*Elaboración Propia

Los valores de la última columna pueden ser obtenidos al restar cada uno de los valores de la tercera columna con 1.25 V (valor de salida del DAC fijo). Es de esta forma que se generan los voltajes deseados, en la salida del equipo.

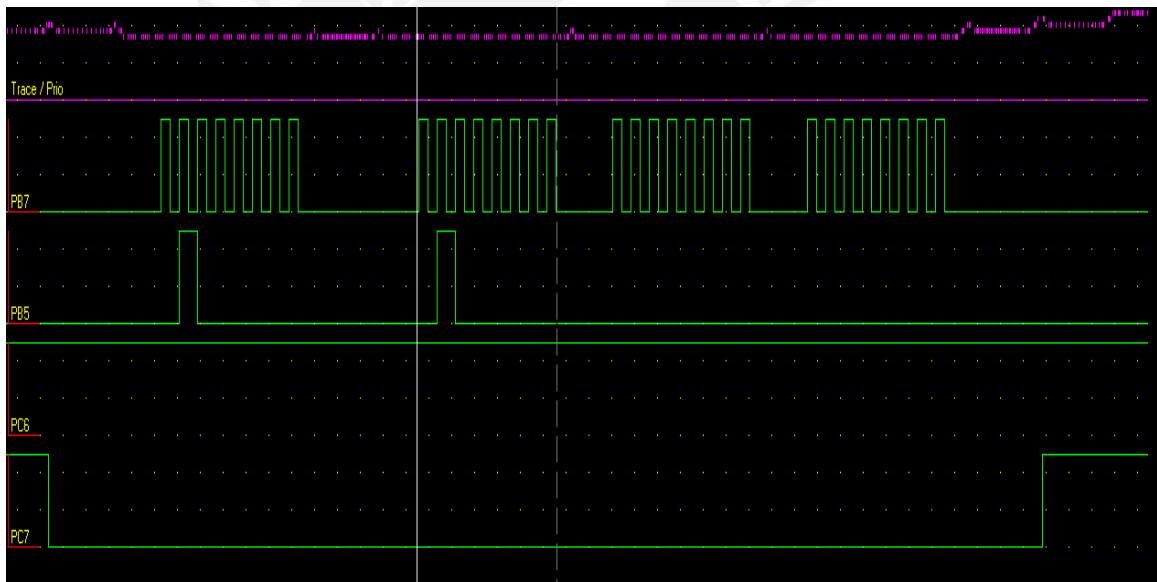
La Fig. 3.22 muestra 4 líneas conectadas a 4 pines del microcontrolador (PB7, PB5, PC6 y PC7). Los pines PC6 y PC7 son utilizados para habilitar la comunicación con cada uno de los DACs. El código de 20 bits es transmitido por el pin PB5 (MOSI). El pin PB7 (SCK) genera los ciclos de reloj para la comunicación SPI y cada byte es transmitido durante la presencia de estos ciclos de reloj [19]. Se han colocado, en la Fig. 3.22, dos líneas verticales de color blanco (una continua y otra entrecortada) para explicar mejor este hecho.

Dichas líneas delimitan la transmisión del primer byte que conforma la trama serial de 20 bits. La selección del DAC fijo se da por medio del pin PC7 del microcontrolador; es decir, dicho pin habilita la comunicación con el DAC fijo. El código en hexadecimal para obtener en la salida del DAC fijo el valor de 1.25 V, es \$40000. Puede verse que la trama enviada por el pin PB5 tiene 4 bytes, siendo el primero un byte de comando, y los tres siguientes, los bytes que conforman la trama de 20 bits según la hoja de datos del DAC1220 [31]. Como sabemos 3 bytes equivalen a 24 bits, pero el DAC internamente descartará los 4 bits menos significativos (los de más a la derecha en la trama mostrada) y sólo trabajará con los 20 bits más significativos.

La representación en binario del código \$40000 es:

1er byte: 01000000 / 2do byte: 00000000 / 3er byte: 00000000

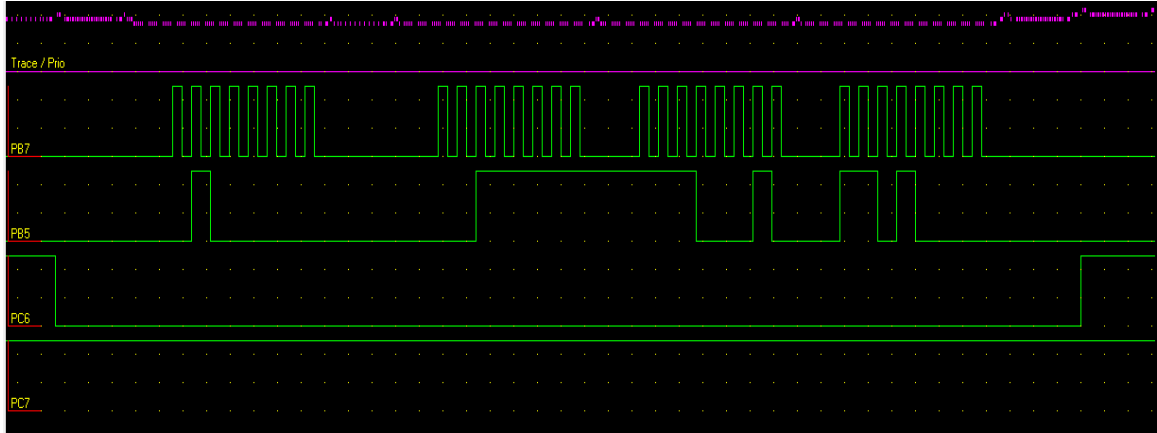
Y si observamos el pin PB5 notaremos que sólo hay un pulso (un '1' lógico) en el 1er byte que conforma la palabra de 20 bits; por lo tanto, el código transmitido es el correcto.



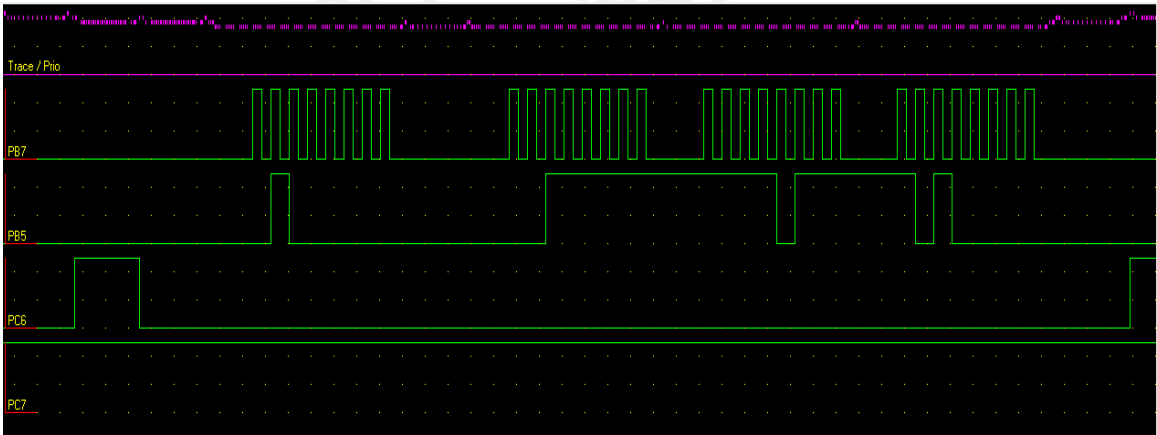
**Figura 3.22** – Trama de 20 bits enviada al DAC fijo

Fuente: Elaboración Propia

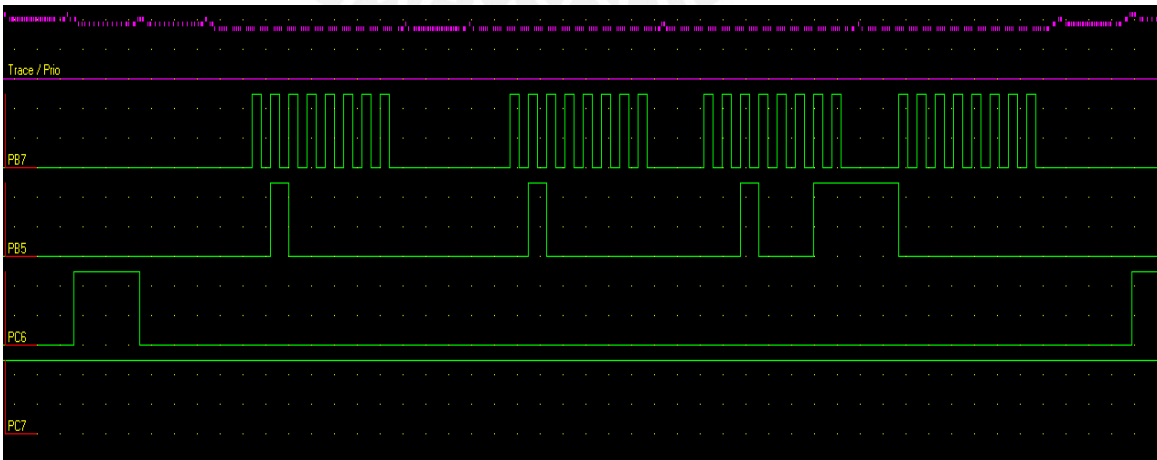
De forma similar se presentan, en la Fig. 3.23, Fig. 3.24, Fig. 3.25 y Fig. 3.26, los códigos enviados al DAC variable para los valores de temperatura escogidos. También se muestran 4 bytes, pero ya se aclaró que el primer byte es un byte de comando y los 3 siguientes conforman la trama serial de 20 bits. Como se explicó anteriormente, cada byte es transmitido durante la presencia de los ciclos de reloj de la comunicación SPI; por lo tanto, cuando el pin PB7 no envía ningún ciclo, no se está transmitiendo nada.



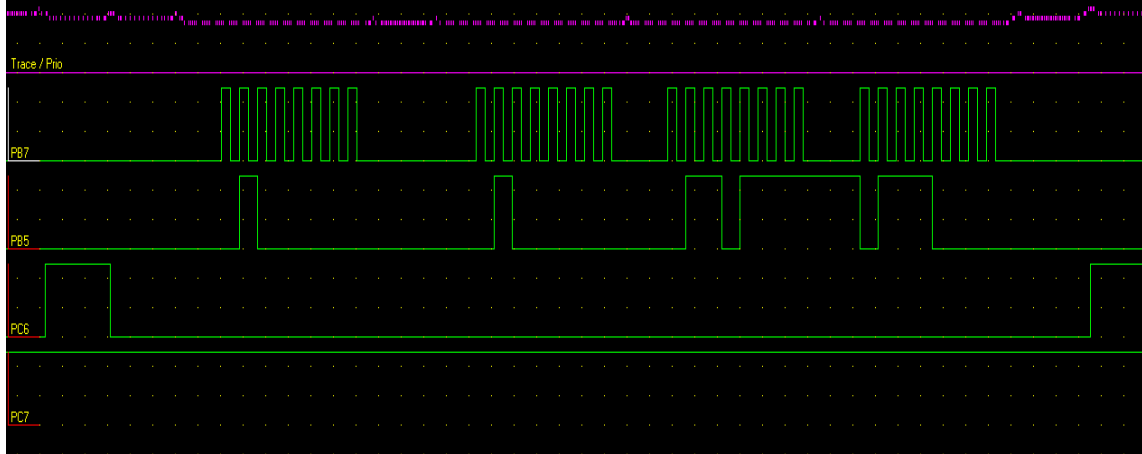
**Figura 3.23** – Trama para el código \$3FE2D  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.24** – Trama para el código \$3FF7A  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.25** – Trama para el código \$40230  
Fuente: Elaboración Propia

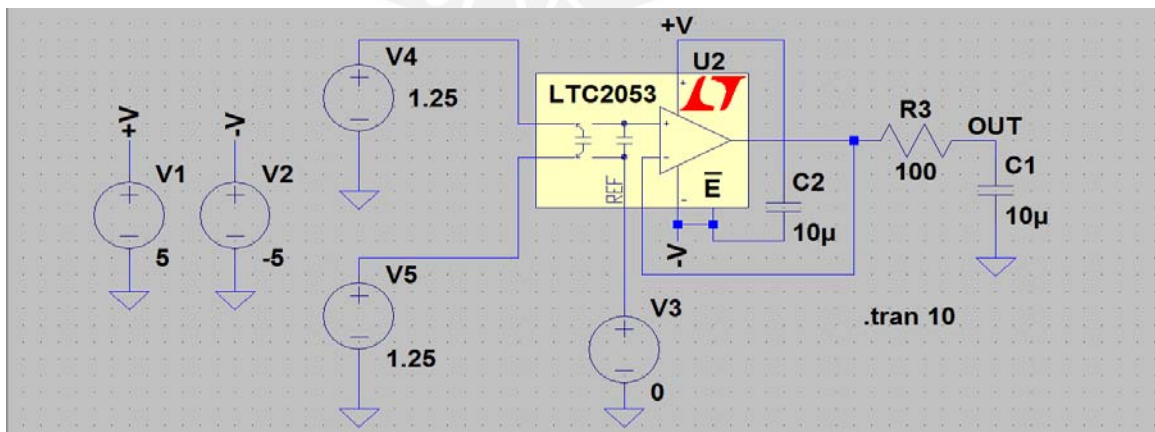


**Figura 3.26** – Trama para el código \$406F7  
Fuente: Elaboración Propia

### 4.2.3 Simulación del Acondicionamiento de Señal

En este apartado utilizaremos el software LTspice, proporcionado por la empresa Linear Technologies, para comprobar el funcionamiento del LTC2053 (amplificador de instrumentación). Veremos como se comporta bajo ciertas condiciones establecidas, entre ellas el voltaje en modo común de 1.25 V en las entradas del amplificador. También se comprobarán valores de offset, y se observará el efecto del filtro de salida empleado. Los puntos de prueba escogidos son los mismos que fueron utilizados para la simulación anterior; es decir los valores de la Tabla 5. Entonces se examinará la respuesta del amplificador de instrumentación para las temperaturas de  $-30$ ,  $10$ ,  $90$  y  $230$  ° C.

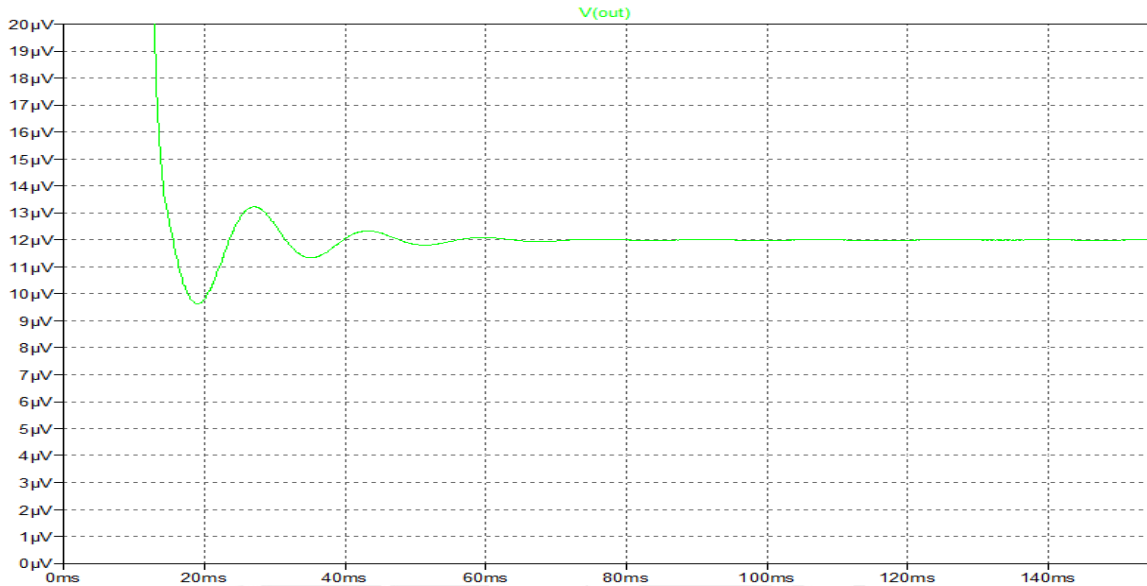
La Fig. 3.27 muestra el entorno del software LTspice y el circuito a ser utilizado en la simulación. Se ha empleado el valor de 1.25 V en ambas entradas para determinar el valor de offset en la salida.



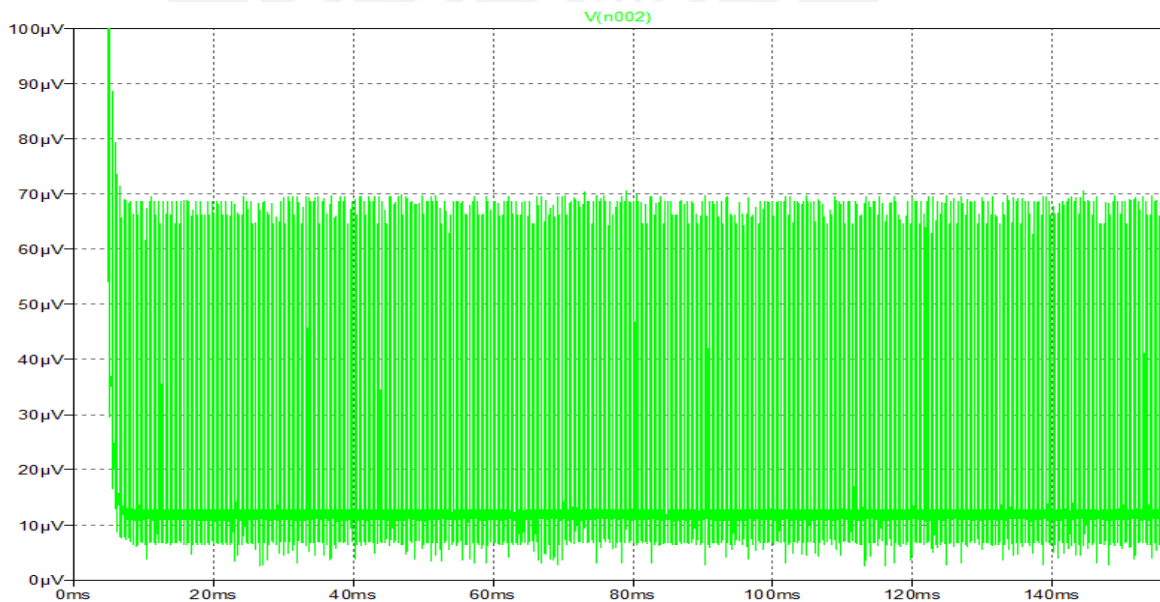
**Figura 3.27** – Circuito del LTC2053 en el software LTspice  
Fuente: Elaboración Propia



En la Fig. 3.28 se muestra la curva obtenida en la salida del LTC2053 para el valor de 1.25 V en ambas entradas y en la Fig. 3.29 se presenta la curva obtenida en la salida (con el valor de 1.25 V en las entradas) pero sin el uso del filtro pasabajos de la Fig. 3.27, formado por R3 y C1.

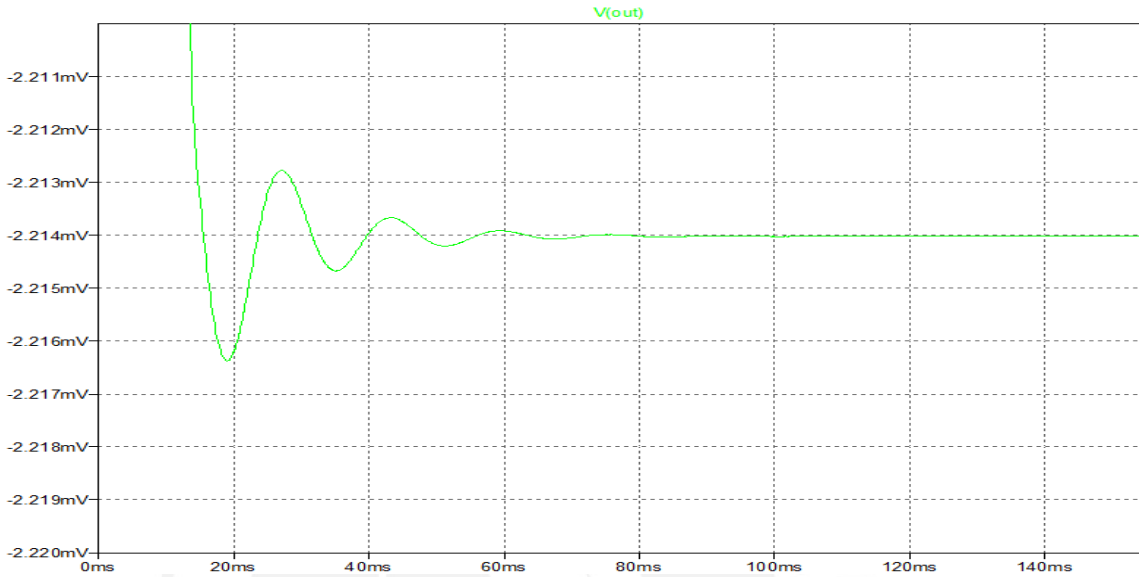


**Figura 3.28** – Curva de salida para el valor de 1.25 V en ambas entradas  
Fuente: Elaboración Propia

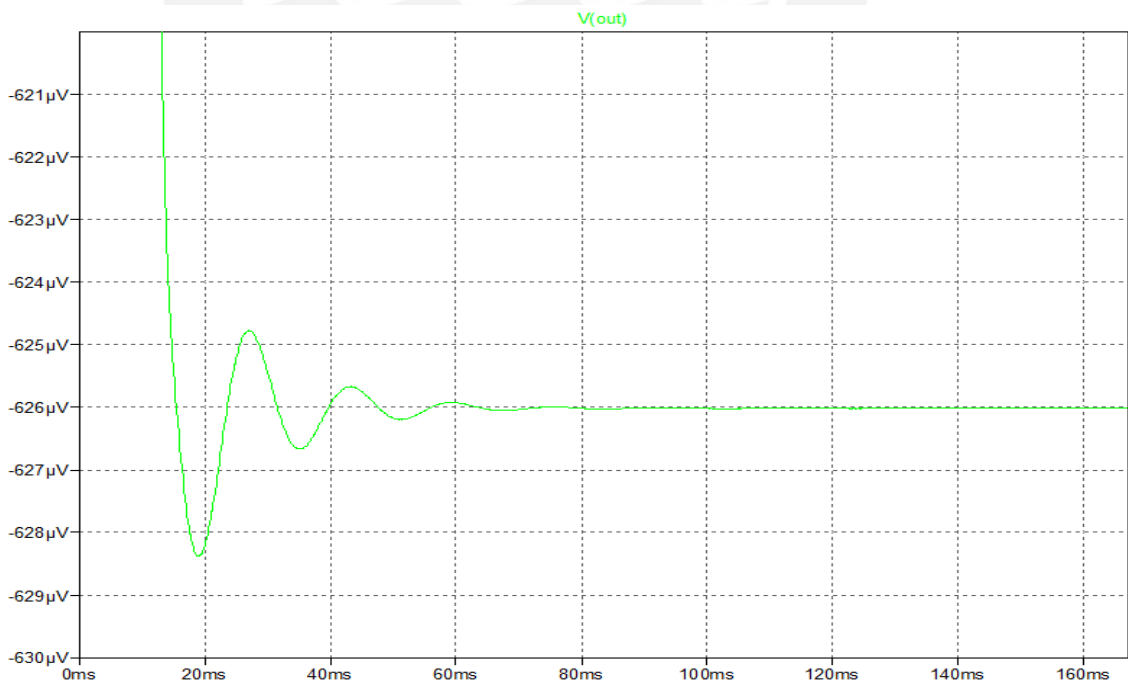


**Figura 3.29** – Curva de salida para el valor de 1.25 V en ambas entradas sin el filtro pasabajos  
Fuente: Elaboración Propia

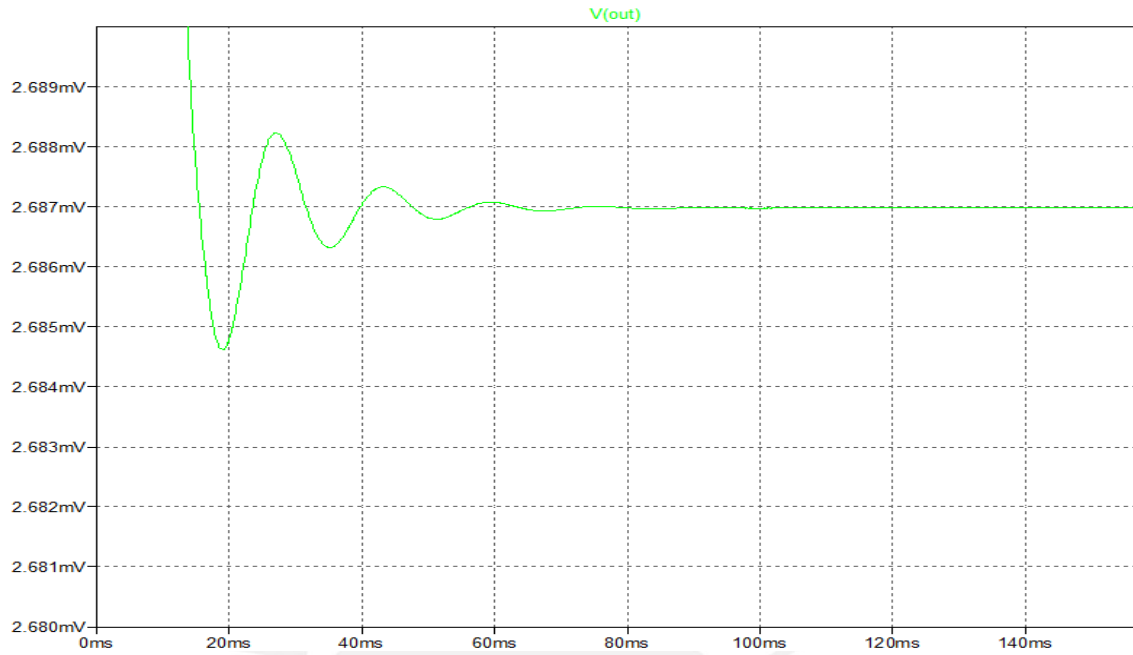
Podemos ver en la Fig. 3.28 que el voltaje de offset es de 12  $\mu\text{V}$  y la Fig. 3.29 revela que el filtro pasabajos es indispensable para obtener un voltaje de salida estable. Ahora pasaremos a presentar los voltajes de salida obtenidos para cada una de las temperaturas seleccionadas. Dichos valores se muestran en la Fig. 3.30, Fig. 3.31, Fig. 3.32 y Fig. 3.33.



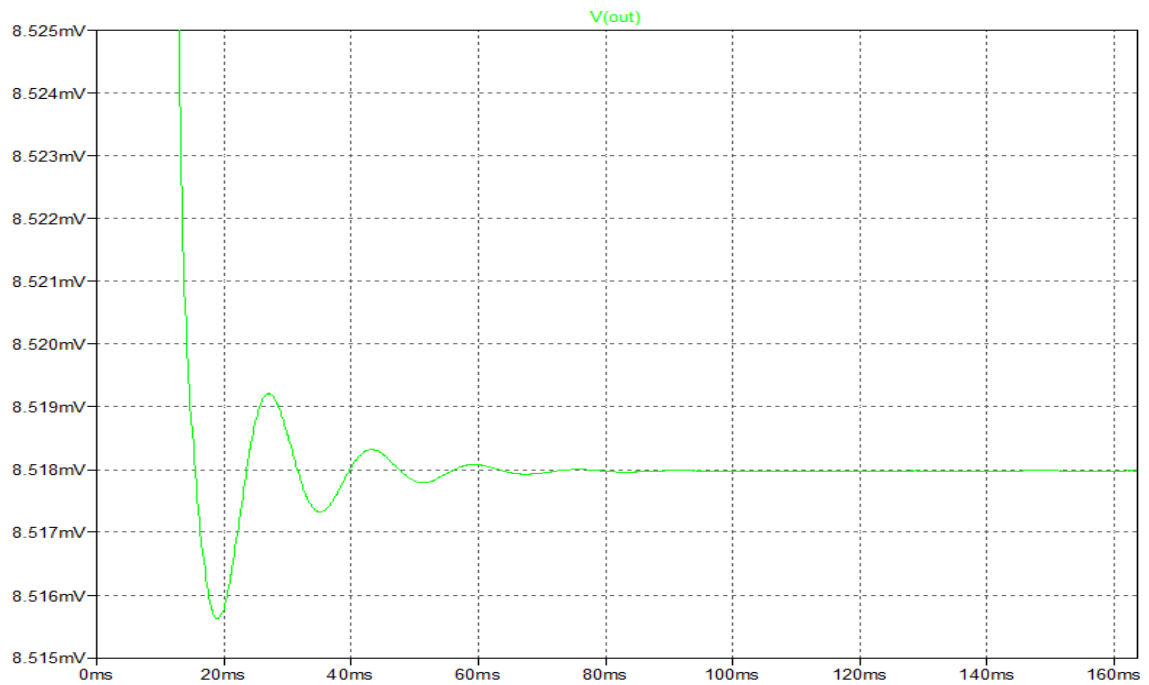
**Figura 3.30** – Curva de salida para la temperatura de - 30 ° C  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.31** – Curva de salida para la temperatura de 10 ° C  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.32** – Curva de salida para la temperatura de 90 ° C  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.33** – Curva de salida para la temperatura de 230 ° C  
Fuente: Elaboración Propia

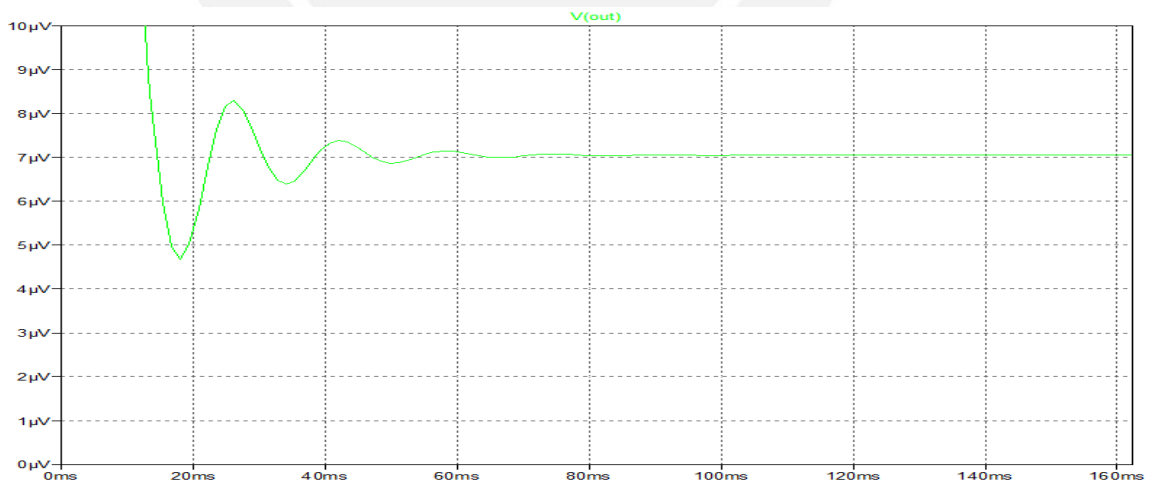
Como podemos observar en las cuatro gráficas anteriores, el valor de offset de 12 uV se mantiene para cualquier valor de temperatura. Esto debido a que una de las entradas del amplificador está recibiendo 1.25 V (en el caso del DAC fijo) y la otra está recibiendo valores de voltaje cercanos (en el caso del DAC variable) a 1.25 V. Debemos recordar que el DAC variable generará en su salida valores de voltaje en el rango de 1.2477 V a 1.26 V. Se puede comprobar que no existe variación en el valor de offset, efectuando una suma a cada uno de los valores de la Tabla 5. La Tabla 6 resume dichos cálculos.

**Tabla 6 – Voltajes Ideales y Voltajes con offset de 12 uV**

Temperatura (en °C)	Voltaje de Salida ideal (en mV)	Voltaje de Salida con offset de + 12 uV (en mV)
- 30	- 2.226	- 2.214 = - 2.226 + 0.012
10	- 0.638	- 0.626 = - 0.638 + 0.012
90	2.675	2.687 = 2.675 + 0.012
230	8.506	8.518 = - 8.506 + 0.012

\*Elaboración Propia

Es posible determinar el voltaje de offset mínimo que obtendremos a la salida del LTC2053 si colocamos cero voltios, a ambas entradas. La Fig. 3.34 muestra dicho valor.



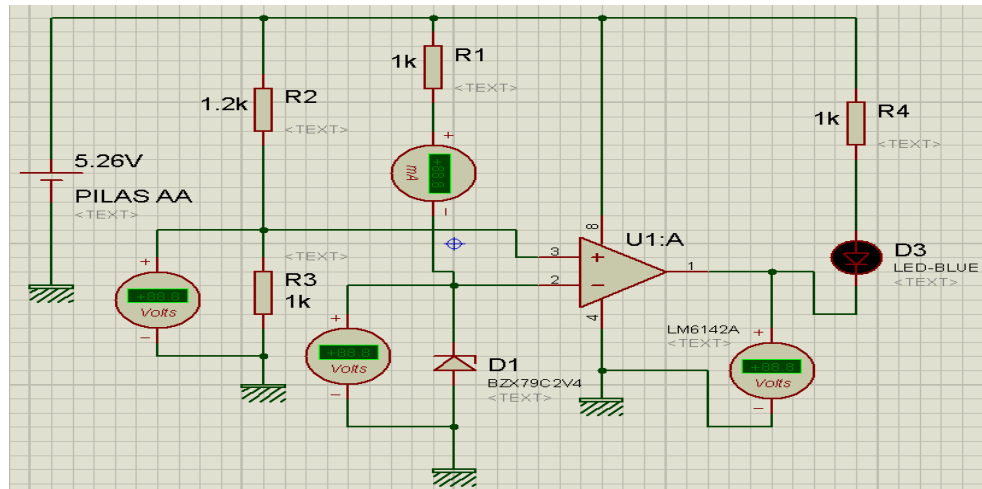
**Figura 3.34 – Valor de offset mínimo del LTC2053**

Fuente: Elaboración Propia

La Fig. 3.34 nos revela que el valor de offset mínimo que se puede conseguir en la salida del LTC2053 es de 7 uV.

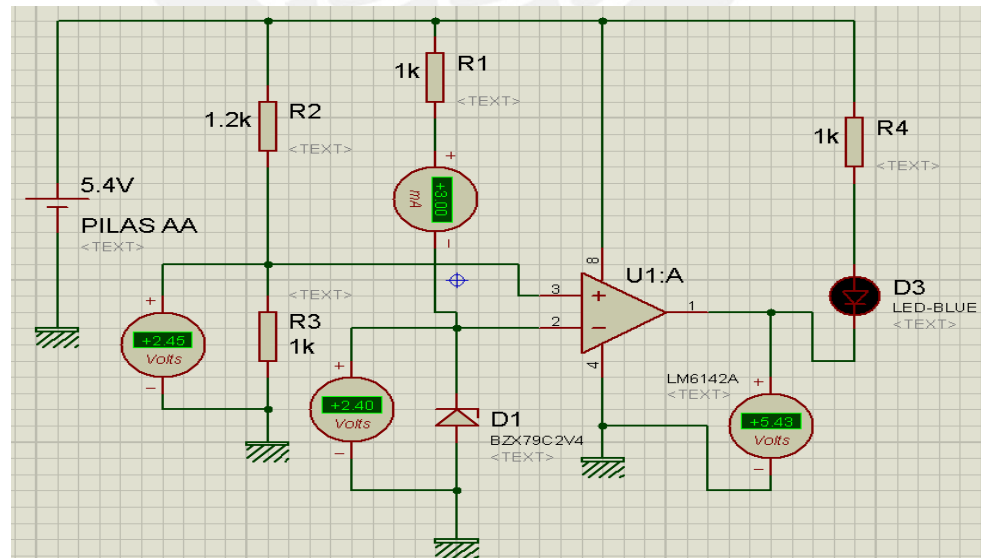
### 4.2.4 Simulación del Circuito Indicador de Alimentación Baja

Simularemos el funcionamiento del circuito indicador de alimentación baja utilizando el software Proteus y los componentes seleccionados previamente en el punto 3.2.9. Se comprobará el encendido del diodo LED cuando las pilas se encuentren operando cerca o por debajo del valor umbral de 5.26 V. Para ello se empleará el circuito presentado en la Fig. 3.35. Se han escogido cuatro valores de voltaje diferentes: 5.4 V, 5.3 V, 5.28 V y 5.26 V.



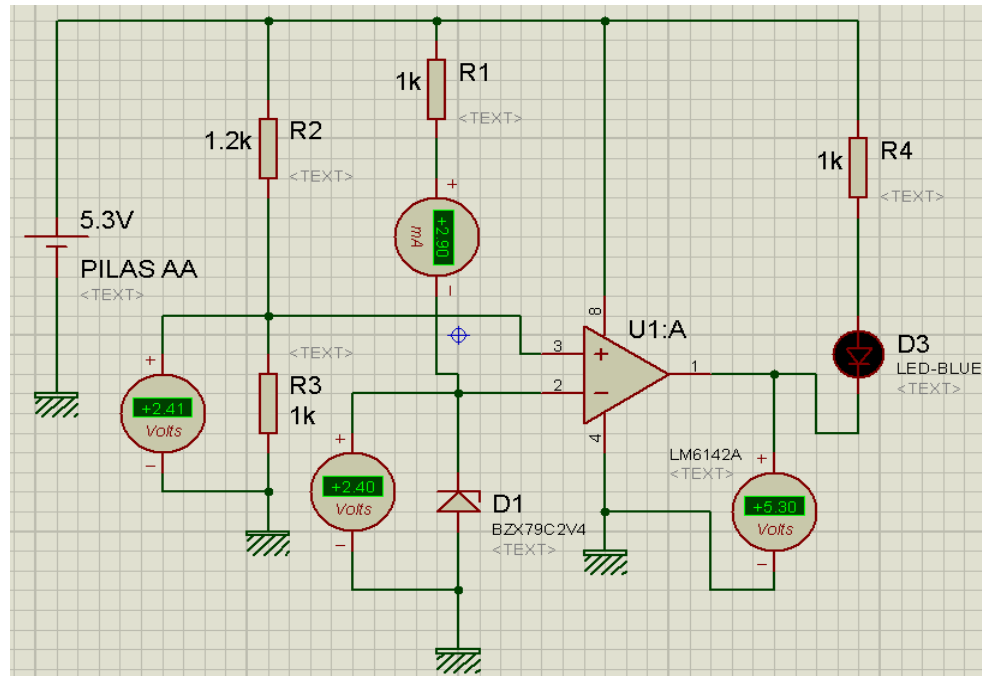
**Figura 3.35** – Circuito Indicador de Alimentación Baja  
Fuente: Elaboración Propia

En la Fig. 3.36, Fig. 3.37, Fig. 3.38 y Fig.3.39 se muestra el comportamiento del circuito para los valores de voltaje mencionados.

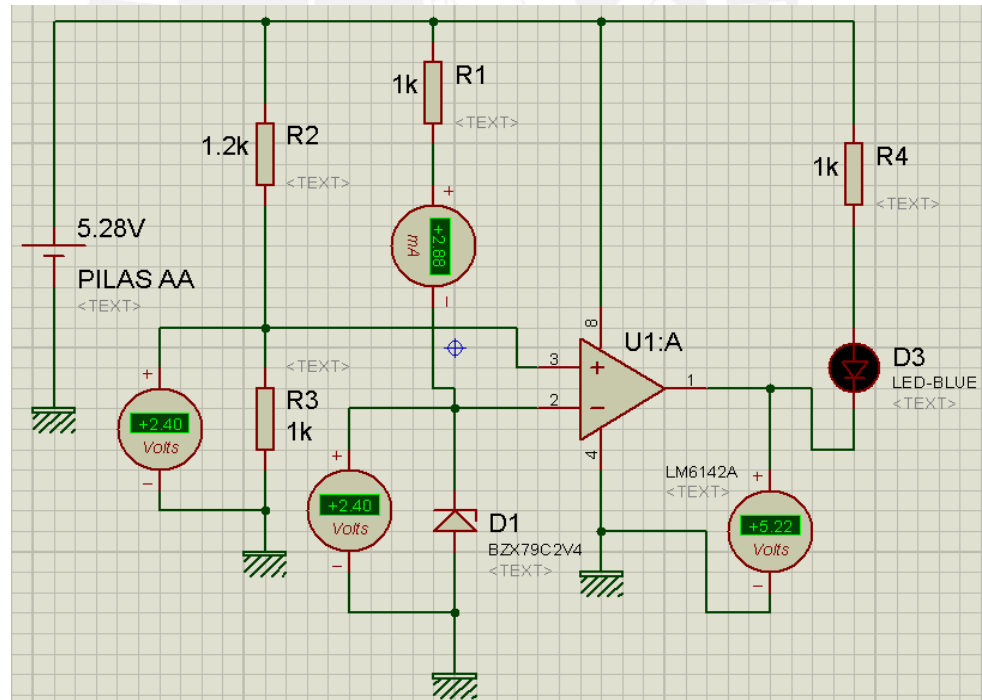


**Figura 3.36** – Circuito Indicador para el voltaje de 5.4 V en las pilas AA  
Fuente: Elaboración Propia

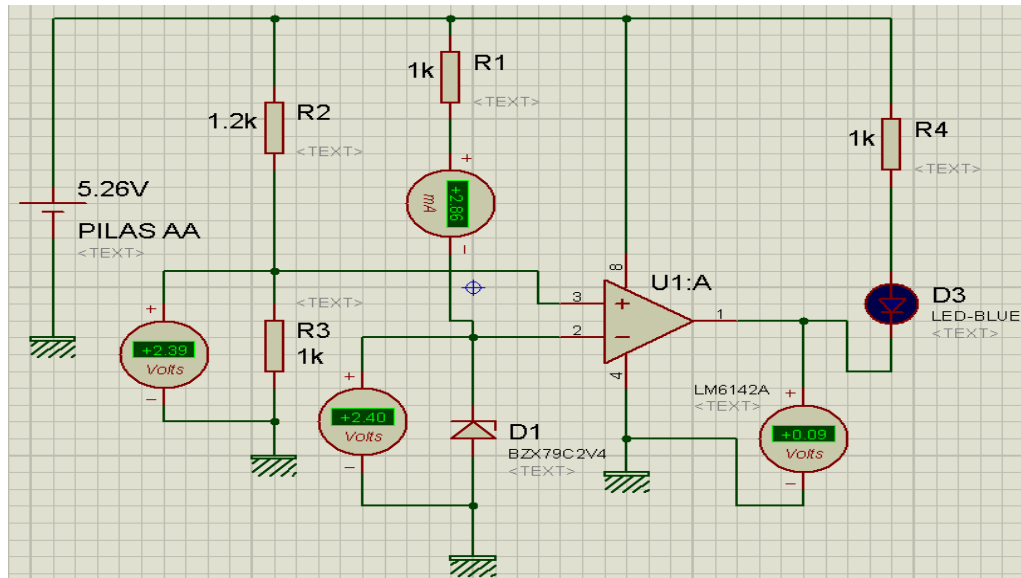




**Figura 3.37** – Circuito Indicador para el voltaje de 5.3 V en las pilas AA  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.38** – Circuito Indicador para el voltaje de 5.28 V en las pilas AA  
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.39** – Circuito Indicador para el voltaje de 5.26 V en las pilas AA  
Fuente: Elaboración Propia

Con esto verificamos que el circuito indicador de alimentación baja, de las pilas AA, funcionará satisfactoriamente para valores cercanos al umbral de 5.26 V.

#### 4.2.5 Simulación del Algoritmo de Corrección

Aunque la salida del ADC no pueda ser simulada, sí se puede simular el algoritmo que está encargado de la corrección del voltaje de salida del equipo, con ayuda del software VMLAB. Este algoritmo ajustará cualquier desviación en el voltaje de salida hasta que el valor real se encuentre dentro del margen de error deseado, el cual es de  $\pm 80 \mu\text{V}$  ( $\pm 2^\circ \text{C}$ ). El funcionamiento de esta subrutina del programa principal comienza con una comparación entre la resta de los códigos enviados a los DACs y el código recibido del ADC. Luego, dependiendo de la desviación existente entre estos dos valores, calcula el valor real de voltaje de salida y lo muestra en la pantalla LCD. En seguida, recalcula el nuevo código a ser enviado al DAC variable con el fin de corregir dicho error, esto se refiere simplemente a un desplazamiento en el código del DAC variable proporcional a la desviación calculada. Luego de enviado este nuevo código, ejecuta una nueva comparación entre la resta de los DACs y el ADC, pero esto lo hace con el código del DAC variable enviado en un principio; es decir, la resta no involucra el nuevo código enviado al DAC variable, sino que utiliza el código que fue enviado antes de efectuar el proceso de corrección. Esto con el fin de verificar que el error ha sido disminuido y que el voltaje de salida se encuentra dentro del margen de error de  $\pm 80 \mu\text{V}$ . Finalmente, si el error está dentro del rango, el programa sale de dicha subrutina y continúa con su ejecución normal, si por el contrario el error de salida aun excede el valor de  $\pm 80 \mu\text{V}$ , el programa hará un nuevo cálculo del código del DAC variable a ser enviado, y se repetirá el proceso mencionado. En otras palabras, el algoritmo

de corrección es repetitivo hasta que el error se encuentre dentro del margen deseado. Cabe señalar que dicho proceso también puede apreciarse en el Diagrama de Flujo. Debemos indicar que en esta simulación sólo se mostrarán los valores reales de voltaje obtenidos, mas no el envío de los nuevos códigos calculados del DAC variable, debido a que el envío de códigos ya se revisó en la simulación de la comunicación SPI.

En esta simulación también se utilizarán los valores de la Tabla 5; es decir, se emplearán las temperaturas de - 30, 10, 90 y 230 ° C. Para ello en la Tabla 7, indicamos los valores de desviación (error) escogidos, el código de la resta de los DACs y el código recibido del ADC. En la Tabla 8 se muestra los valores ideales y reales de voltaje para cada valor de temperatura respectivo.

**Tabla 7 – Temperaturas, Códigos y Desviaciones**

Temperatura (en ° C)	Código de la resta de los DACs - Valor Ideal (en decimal)	Código recibido del ADC - Valor Real (en decimal)	Error existente de los códigos (en decimal)	Valor absoluto del error (en uV)
- 30	- 467	- 486	- 19	$19 * 4.8 = 91.2$
10	- 134	- 128	6	$6 * 4.8 = 28.8$
90	560	572	12	$12 * 4.8 = 57.6$
230	1783	1768	- 15	$15 * 4.8 = 72$

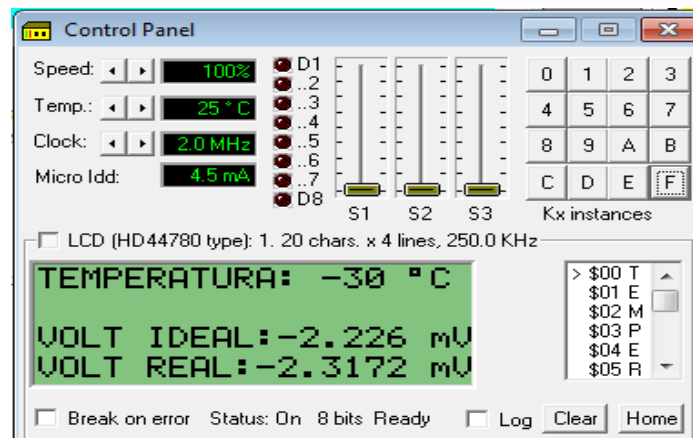
\*Elaboración Propia

**Tabla 8 – Valores de Voltaje Ideales y Reales**

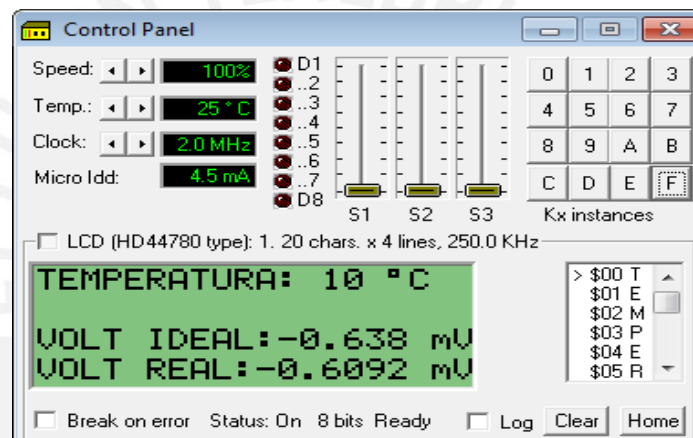
Temperatura (en ° C)	Voltaje de Salida Ideal (en mV)	Voltaje de Salida Real (en mV)	Nuevo Código del DAC variable (en decimal)
- 30	- 2.226	$- 2.226 - 0.0912 = - 2.3172$	261696
10	- 0.638	$- 0.638 + 0.0288 = - 0.6092$	262004
90	2.675	$2.675 + 0.0576 = 2.7326$	262692
230	8.506	$8.506 - 0.072 = 8.434$	263942

\* Elaboración Propia

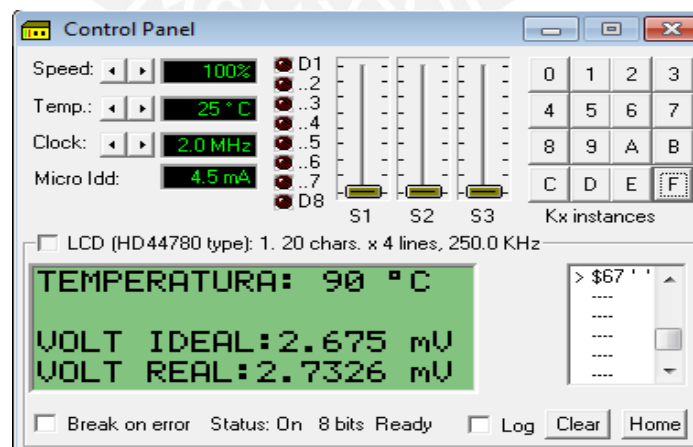
Las simulaciones efectuadas son presentadas en la Fig. 3.40, Fig. 3.41, Fig. 3.42 y Fig. 3.43.



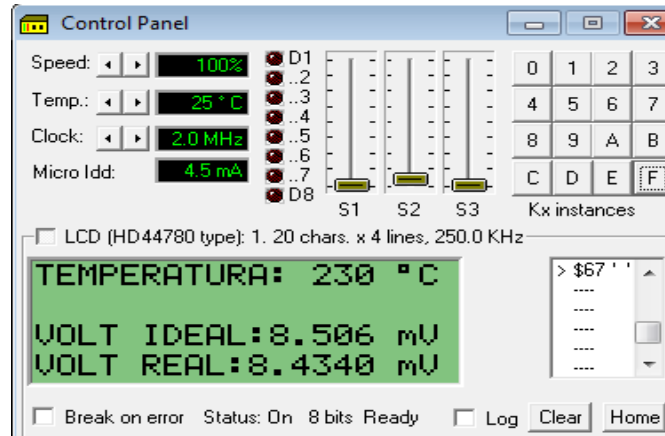
**Figura 3.40** – Simulación del Algoritmo de Corrección para el valor de  $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$   
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.41** – Simulación del Algoritmo de Corrección para el valor de  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$   
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.42** – Simulación del Algoritmo de Corrección para el valor de  $90\text{ }^{\circ}\text{C}$   
Fuente: Elaboración Propia



**Figura 3.43** – Simulación del Algoritmo de Corrección para el valor de 230 ° C  
Fuente: Elaboración Propia

Como se ha podido apreciar, el algoritmo funciona sin problemas para cualquier valor de temperatura ingresado. La Tabla 9, mostrada a continuación, permite explicar el cálculo del nuevo código enviado al DAC variable.

**Tabla 9** – Código Original y Código Modificado del DAC variable

Temperatura (en ° C)	Código Original del DAC variable (en decimal)	Nuevo Código del DAC variable (en decimal)	Diferencia entre Códigos (en decimal)
- 30	261677	261696	- 19
10	262010	262004	6
90	262704	262692	12
230	263927	263942	- 15

\* Elaboración Propia

Si analizamos la Tabla 9, vemos que la diferencia entre el nuevo código y el código original del DAC variable es la misma que la diferencia entre el código recibido del ADC y el código de la resta de los DACs. Con esto demostramos que el nuevo código del DAC variable ha sido hallado aplicando un simple desplazamiento a su código original, igual al error obtenido en la salida; es decir, al código original se le ha sumado o restado el error de salida (para así poder compensarlo) y el resultado, de esta operación, es el nuevo código del DAC variable.

### 4.3 Resultados de las Simulaciones

Por lo visto en las simulaciones efectuadas, concluimos que no existe ninguna contrariedad en lo que respecta a las simulaciones de las interfaces de usuario,



de la comunicación SPI, del circuito indicador de alimentación baja y del algoritmo de corrección; es decir, se consiguen los resultados esperados en tales simulaciones. Sin embargo, en la simulación correspondiente al acondicionamiento de señal se observa que al trabajar con 1.25 V se consigue, en el LTC2053, un voltaje de offset igual a 12  $\mu\text{V}$ , y conforme se disminuye el valor de 1.25 V, utilizando la misma diferencia de voltaje entre las entradas de amplificador, el voltaje de offset disminuye. Por otra parte, si ambas entradas reciben cero voltios, el voltaje de offset mínimo tiene un valor de 7  $\mu\text{V}$ . Esto nos indica que mientras más cerca a cero voltios (GND) se trabaje, menor será el voltaje de offset obtenido en la salida. Podemos entonces hacer un nuevo cálculo del error obtenido:

Error máximo calculado en la salida del equipo = 79.93  $\mu\text{V}$

Error considerado del LTC2053 = 20.8  $\mu\text{V}$

Error del LTC2053 obtenido en la simulación = 12  $\mu\text{V}$

Reducción del error del LTC2053 = 20.8  $\mu\text{V}$  – 12  $\mu\text{V}$  = 8.8  $\mu\text{V}$

Nuevo error obtenido = 79.93  $\mu\text{V}$  – 8.8  $\mu\text{V}$  = 71.13  $\mu\text{V}$

Nuevo error obtenido con el valor de 7  $\mu\text{V}$  (en vez de 12  $\mu\text{V}$ ) en el LTC2053 = 79.93  $\mu\text{V}$  – 13.8  $\mu\text{V}$  = 66.13  $\mu\text{V}$

Entonces para las temperaturas bajas, en donde los saltos de grado en grado corresponden a un valor de 40  $\mu\text{V}$ , el error total será:

71.13  $\mu\text{V}/40 \mu\text{V}$  = 1.78 grados de error (para el caso de los 12  $\mu\text{V}$  del LTC2053)

66.13  $\mu\text{V}/40 \mu\text{V}$  = 1.65 grados de error (para el caso de los 7  $\mu\text{V}$  del LTC2053)

Y para las temperaturas altas, cuyos saltos de grado en grado tienen un valor de 50  $\mu\text{V}$ , el nuevo error será:

71.13  $\mu\text{V}/50 \mu\text{V}$  = 1.42 grados de error (para el caso de los 12  $\mu\text{V}$  del LTC2053)

66.13  $\mu\text{V}/50 \mu\text{V}$  = 1.32 grados de error (para el caso de los 7  $\mu\text{V}$  del LTC2053)

Por lo tanto vemos que se obtiene una ligera mejora, en el error total de salida, si se trabaja con valores de voltaje más cercanos a GND, en las entradas del LTC2053. Lo más deseado sería conseguir el error mínimo de 7  $\mu\text{V}$ ; sin embargo, para obtener este valor se necesita utilizar voltajes del orden de los milivoltios en las entradas del amplificador de instrumentación y lo que se busca es no trabajar con voltajes tan pequeños debido al problema mencionado en el Capítulo 3, en el bloque Generación de Señal. Por esa razón se justifica el valor de 1.25 V como sustrayendo en la resta de las salidas de los DACs, puesto que aun con el error de 12  $\mu\text{V}$  en el LTC2053, se puede conseguir errores de grados admisibles con valores de 1.42 y 1.78 grados para las temperaturas altas y bajas, respectivamente.

#### 4.4 Costos

En esta sección revisaremos el costo completo del contrastador. Se especificará los precios de cada parte, que incluyen los precios respectivos de la creación del circuito impreso, la soldadura de componentes y el chasis del equipo. La Tabla 10 muestra dichos precios.

**Tabla 10 – Coste Total**

N°	Parte	Precio de c/parte (en \$)
1	DAC1220	16.59
2	DAC1220	16.59
3	REF5025	4.02
4	LTC2053	6.41
5	ADM8828	2.18
6	LTC2431	7.41
7	REF5050	7.31
8	TPS7A49	3.17
9	Diodo Zener	0.43
10	LM6142	5.29
11	Pantalla LCD	22.9
12	Teclado Matricial	3.82
13	4 Pilas AA	4.58
14	Chasis (Prefabricado)	20
15	Soldadura	10
16	Circuito Impreso	35
17	Otros	15.27
	<b>Costo Total</b>	<b>180.97</b>

\* Tabla obtenida en base a [45]

El precio total del equipo es de \$ 181, o convertido a nuevos soles, el precio es de S/. 464. Es importante indicar que para los componentes del número 1 al número 10, se muestran los precios sin incluir costos de importación. Si se incluyeran dichos costos el precio total del equipo asciende a \$ 243, o convertido a soles, igual a S/. 623, esto asumiendo que el costo de la importación, en cada uno de los componentes, sea de 0.9 el precio del componente.

Se ha calculado el costo de investigación del proyecto para un periodo de 6 meses, obteniéndose el valor de \$ 3000; es decir, se ha considerado \$ 500 por mes, con un tiempo dedicado de 8 horas diarias.

El valor calculado de \$ 243 no incluye el costo de investigación, y puede servir como referencia para la creación, de una producción en serie, de este equipo contrastador.



## CONCLUSIONES

- Se pudo conseguir información de los equipos simuladores de termocupla actuales, y esta mostró que dichos equipos tienen un alto precio, que la mayoría tiene la capacidad de simular más de un tipo de termocupla y que están disponibles con diferentes precisiones, siendo los valores más comunes  $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$  y  $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ . No obstante, no se pudo conseguir información respecto a los bloques de funcionamiento de los contrastadores, por lo que se tuvo que analizar directamente los equipos para identificar las partes más importantes que los conforman.
- Se diseñó un contrastador térmico en el cual se consiguió mejorar la precisión deseada de  $\pm 80\text{ }\mu\text{V}$  ( $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Esto debido a que el error máximo calculado en la salida fue de  $\pm 71.13\text{ }\mu\text{V}$  (equivalente a  $\pm 1.78\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Dicho cálculo se llevó a cabo en base al análisis de error efectuado y las simulaciones realizadas en ciertos bloques de funcionamiento. Adicionalmente se pudo configurar el equipo para que trabaje con saltos de temperatura de 10 en 10 grados y tenga una resolución de  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Cabe señalar que el valor de error de  $1.78\text{ }^{\circ}\text{C}$  podría ser disminuido aun más si se utilizan las sugerencias indicadas en la sección de recomendaciones. Así mismo, este error no considera el funcionamiento del algoritmo de corrección, pudiendo ser menor en la práctica.
- Se consiguió diseñar el hardware del equipo seleccionando los componentes más apropiados que cumplieron con los requerimientos de cada bloque de funcionamiento. La parte de hardware incluyó el diseño del esquemático y del circuito impreso respectivo del contrastador.
- Se diseñó el algoritmo de funcionamiento del equipo en lenguaje ensamblador, utilizando diversas subrutinas que permitieron ejecutar tareas como la comunicación con los periféricos, la comunicación con los convertidores y el algoritmo de corrección de errores.
- Se llevó a cabo las simulaciones correspondientes y se obtuvieron resultados satisfactorios en cada una de ellas. En lo referente a los bloques, se pudo simular el funcionamiento de los periféricos, el envío de los códigos digitales a los DACs y la salida del amplificador de instrumentación. Además se efectuó la simulación del circuito indicador de alimentación baja, la cual evidenció que su funcionamiento se daría de acuerdo a lo planeado; y por último se simuló el algoritmo de corrección de errores, el cual permitió hallar los voltajes reales en la salida, en base a los valores de desviación escogidos para la simulación.

## RECOMENDACIONES

- Para aumentar la duración de la fuente de alimentación principal, se recomienda operar con los dispositivos en modo idle o sleep, en donde su consumo es mucho menor. Tales dispositivos que pueden entrar en este modo de ahorro de energía, según las características mostradas en sus hojas de datos, son los DACs, el ADC, el invertidor de voltaje (ADM8828), el amplificador de instrumentación (LTC2053), el microcontrolador y el regulador de voltaje (TPS7A49). El cambio a modo de ahorro de energía del equipo, se podría efectuar cuando el contrastador deje de utilizarse por un tiempo razonable como podría ser 5 minutos. Es obligatorio hacer un nuevo cálculo del número de pines necesarios para el microcontrolador, puesto que se necesitaría unos pines adicionales para el control de los habilitadores de algunos circuitos integrados, como por ejemplo el ADM8828, el cual tiene un pin llamado shutdown (SHDN), y dependiendo del nivel lógico que reciba este pin, el circuito integrado se encuentra en modo activo o en modo idle.
- Otro aspecto que podría resaltar las características del equipo, es que este pueda simular un mayor número de termocuplas. La ventaja al realizar esto, es que sólo se necesitaría cambiar la programación para la generación de voltajes de salida; sin embargo también encontramos una desventaja importante, y es que en algunas termocuplas los saltos de grado en grado tienen un valor de 5  $\mu\text{V}$  [28], como por ejemplo la termocupla tipo R. Esto implicaría el uso de componentes más precisos, con valores de error muy pequeños. En el caso de los convertidores (DACs y el ADC), sería indispensable el uso de circuitos integrados con resoluciones de 24 o 32 bits, para lograr una adecuada precisión. Estos deberán tener un protocolo de comunicación compatible con el microcontrolador; de otro modo, este deberá ser reemplazado, por otro dispositivo de control, para que se pueda dar la comunicación entre los dispositivos. No obstante, el emplear componentes de mayor precisión elevaría el costo total del equipo, debido a los propios componentes, por lo que sería imprescindible determinar a cuanto ascendería el precio del contrastador, si se utilizarán estos nuevos dispositivos.
- El equipo podría ser configurado para que muestre en el menú principal dos opciones. Una en donde el usuario pueda ingresar valores uno por uno, y se simule cada valor hasta que el usuario presione la tecla menú para ingresar un nuevo valor; y otra opción donde el simulador trabaje con varios valores uno detrás del otro; es decir, por medio de un cambio en el algoritmo principal, el usuario podría ingresar 10 valores diferentes de temperatura sucesivos, y el contrastador simularía cada valor por un tiempo determinado como puede ser un minuto. Luego de esto, el equipo volvería a mostrar el menú principal. De esta manera el usuario podría ahorrar tiempo cuando esté efectuando la contrastación de su termómetro.



- Si el equipo presentara mucho ruido en su salida, excediendo su margen de error preestablecido, una posible solución sería diseñar la alimentación del equipo en otra tarjeta de circuito impreso. Esto debido a que, como se vio en el análisis de error, la fuente de alimentación es una de las mayores fuentes de ruido, que aporta al error de salida del contrastador. Entonces el utilizar una tarjeta extra para la alimentación, alejaría dicha fuente de ruido.
- En el cableado del equipo, en lo que respecta a la conexión de la salida del contrastador con el termómetro digital, se puede utilizar cables trenzados ó cables apantallados STP y ScTP cuyo blindaje interno funciona como una Jaula de Faraday contra el ruido [46]. El mismo efecto se logra si se utiliza un chasis metálico para la cobertura del equipo.



**BIBLIOGRAFÍA**

- [1] ALLQA PRODUCTS. 2011. DIGITAL THERMOMETERS.  
Consulta: 04 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.allqa.com/DigitalThermometers.htm>>
- [2] WEBSTER, John G. 1999. The measurement, instrumentation, and sensors handbook. 1era Edición. Boca Raton: CRC.  
Consulta: 04 de Septiembre del 2012.  
<<http://books.google.com.pe/books?id=b7UuZzf9ivlC&pg=SA32-PA66>>
- [3] NATIONAL INSTRUMENTS. 2012. Tipos de Sensores de Temperatura.  
Consulta: 04 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.ni.com/white-paper/10635/es>>
- [4] ASTM INTERNACIONAL. 2011. Standard Specification and Temperature-Electromotive Force (EMF) Tables for Standardized Thermocouples. Conshohocken. Consulta: 04 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.astm.org/Standards/E230.htm>>
- [5] MAUREY, J. R., K. M. Flynn, and C. M. Guttman. 2003. NIST Special Publication N° 260-148. Standard Reference Materials. Gaithersburg.  
Consulta: 04 de Septiembre del 2012.  
<<http://nist.gov/srm/upload/sp260-148.pdf>>
- [6] JOURNAL OF RESEARCH OF THE NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY. Highly Accurate Gold/Platinum Thermocouple Thermometers produced and certified for Issuance as Standard Reference Material. 1997. Consulta: 05 de Septiembre del 2012. Research Library.
- [7] VILLAJULCA, José Carlos. 2009. Instrumentos Patrones de Calibración. Lima. Consulta: 05 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.instrumentacionycontrol.net/es/cursos-libres/instrumentacion/curso-practico-de-instrumentacion/362-los-instrumentos-patron-en-calibracion-conceptos-y-caracteristicas.html>>
- [8] ALVAREZ, Eduardo. Universidad de Buenos Aires. 2011. Mediciones de Temperatura, Termocuplas. Consulta: 06 de Septiembre del 2012.  
<<http://laboratorios.fi.uba.ar/lscm/termocuplas02.pdf>>
- [9] UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA. 2009. Sensores de Temperatura. Córdoba. Consulta: 06 de Septiembre del 2012.  
<[http://www.efn.uncor.edu/departamentos/electrotecnia/cat/eye\\_archivos/apunt/es/a\\_practico/Cap%206%20Pco.pdf](http://www.efn.uncor.edu/departamentos/electrotecnia/cat/eye_archivos/apunt/es/a_practico/Cap%206%20Pco.pdf)>

- [10] OMEGA ENGINEERING.INC. 2011. Thermocouple Simulators CL540 series. Washington DC. Consulta: 06 de Septiembre del 2012.  
<[http://www.omega.com/pptst/CL540\\_CL540Z.html](http://www.omega.com/pptst/CL540_CL540Z.html)>
- [11] MERIAM PRODUCTS. 2011. Thermocouple Calibrators and Simulators. Cleveland. Consulta: 08 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.meriam.com/productcart/pc/viewPrd.asp?idproduct=19&idcategory=17>>
- [12] ECTRON CORPORATION. 2008. Model 1140A Thermocouple Simulator-Calibrator. San Diego. Consulta: 08 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.ectron.com/pdf/1140Adatasheet.pdf>>
- [13] VIA INDUSTRIAL.2008. Calibrador/Simulador de Termocupla. Lima. Consulta: 11 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.viaindustrial.com.pe/productos.asp?nombre=%20Calibradores%20simuladores%20de%20termocuplas>>
- [14] MITUTOYO. 2010. Boletín Técnico: Cada cuando calibrar instrumentos y equipos de medición?. Consulta: 11 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.mitutoyo.com.mx/Descargas/Boletines/BOLETIN%20DICIEMBRE%202010.pdf>>
- [15] ADLER-INSTRUMENTOS. 2011. Calibradores y Patrones de Temperatura. Madrid. Consulta: 13 de Septiembre del 2012.  
<[http://adler-instrumentos.es/producto.asp?id=60&name=Calibradores\\_y\\_%20patrones\\_de\\_temperatura](http://adler-instrumentos.es/producto.asp?id=60&name=Calibradores_y_%20patrones_de_temperatura)>
- [16] TOBOSO, Emilio. 2012. La comunicación serial. Consulta: 13 de Septiembre del 2012.  
<[http://perso.wanadoo.es/pictob/comserie.htm#lineas\\_o\\_canales\\_de\\_comunicacion](http://perso.wanadoo.es/pictob/comserie.htm#lineas_o_canales_de_comunicacion)>
- [17] NATIONAL INSTRUMENTS.2004.Reporte con ID: 1M9E1L6Q. Comunicación Serial: Conceptos Generales. Austin - Southwest at Mopac. Consulta: 13 de Septiembre del 2012.  
<<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/039001258CEF8FB686256E0F005888D1>>
- [18] MSB TECHNOLOGY. 2007. How DACs Work. Consulta: 17 de Septiembre del 2012.  
<[http://www.msbtech.com/support/How\\_DACs\\_Work.php](http://www.msbtech.com/support/How_DACs_Work.php)>
- [19] ATMEL CORPORATION. 2012. Microcontrollers Datasheets. Consulta: 17 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.atmel.com/products/microcontrollers/avr/megaAVR.aspx>>

- [20] NATIONAL INSTRUMENTS.2011. Acondicionamiento de Señales. Austin - Southwest at Mopac. Consulta: 17 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.ni.com/white-paper/4084/es>>
- [21] UNIVERSIDAD DE PIURA. 2006. Teoría sobre ruido e interferencias. Consulta: 20 de Septiembre del 2012.  
<[http://www.biblioteca.udep.edu.pe/BibVirUDEP/tesis/pdf/1\\_169\\_173\\_120\\_1626.pdf](http://www.biblioteca.udep.edu.pe/BibVirUDEP/tesis/pdf/1_169_173_120_1626.pdf)>
- [22] GRUPO ALAVA INGENIEROS. 2012. Termómetro Portátil de Precisión. Consulta: 20 de Septiembre del 2012. <<http://www.alava-ing.es/actualidad/tti-10-nuevo-termometro-portatil-de-precision/>>
- [23] VASILESCU, Gabriel. 2005. Electronic noise and interfering signals: principles and applications. 1era Edición. París: Springer. Consulta: 20 de Septiembre del 2012.  
<<http://books.google.com.pe/books?id=uQIEr5iWOdUC&printsec=frontcover>>
- [24] ANALOG DEVICES. 2012. Amplifier noise principles for practical engineer. Consulta: 20 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.youtube.com/watch?v=EhsWBwGp84w>>
- [25] ANALOG DEVICES. 2009. Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND". Consulta: 22 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-031.pdf>>
- [26] ROSO CONTROL.2004 Capitulo N° 7. Pantalla de caracteres LCD. Consulta: 22 de Septiembre del 2012.  
<[http://proyecto-test-hm1.googlecode.com/files/Cap\\_No\\_07.pdf](http://proyecto-test-hm1.googlecode.com/files/Cap_No_07.pdf)>
- [27] TEXAS INSTRUMENTS. 2011. Precision Data Converters. Consulta: 22 de Septiembre del 2012.  
<[http://e2e.ti.com/support/data\\_converters/precision\\_data\\_converters/f/73/t/148964.aspx](http://e2e.ti.com/support/data_converters/precision_data_converters/f/73/t/148964.aspx)>
- [28] ARIAN CONTROL AND INSTRUMENTATION. 2011. Tablas de PT100 y Termocuplas. Consulta: 25 de Septiembre del 2012.  
<<http://www.arian.cl/downloads/nt-003.pdf>>
- [29] MASTERING ELECTRONICS DESIGN.2010. An ADC and DAC Least Significant Bit (LSB). Consulta: 25 de Septiembre del 2012.  
<<http://masteringelectronicsdesign.com/an-adc-and-dac-least-significant-bit-lsb/>>

- [30] ANALOG DEVICES. Data Converters, Amplifiers & Linear (Special Linear Functions) and Power Management Datasheets. Consulta: 25 de Septiembre del 2012. <<http://www.analog.com/en>>
- [31] TEXAS INSTRUMENTS. Data Converters, Amplifiers and Linear and Power Management (Linear Regulator and Voltage Reference) Datasheets . Consulta: 29 de Septiembre del 2012. <<http://www.ti.com>>
- [32] ANALOG DEVICES – NASH, Eamon. 1998. A Practical Review of Common Mode and Instrumentation Amplifiers. Peterborough. Consulta: 29 de Septiembre del 2012. <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download;jsessionid=B2954BAED88B8D57775338BEC6E994A4?doi=10.1.1.118.4355&rep=rep1&type=pdf>>
- [33] CARNEGIE MELLON UNIVERSITY. 2000. CMRR. Consulta: 30 de Septiembre del 2012. <<http://www.ece.cmu.edu/~ee321/spring99/LECT/lect8feb5.pdf>>
- [34] UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR. 2004. Capítulo 1: Amplificadores Operacionales. Consulta: 30 de Septiembre del 2012. <[http://www.oocities.org/iel\\_115/archivos/capitulo1.pdf](http://www.oocities.org/iel_115/archivos/capitulo1.pdf)>
- [35] MAXIM INTEGRATED. Amplifiers and Comparators Datasheets. Consulta: 04 de Octubre del 2012. <<http://www.maximintegrated.com>>
- [36] ANALOG DEVICES. 2010. Zero-Drift Operational Amplifiers. Consulta: 07 de Octubre del 2012. <[http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/44-03/zero\\_drift.pdf](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/44-03/zero_drift.pdf)>
- [37] LINEAR TECHNOLOGIES. Data Conversion, Signal Conditioning and Power Management Datasheets. Consulta: 12 de Octubre del 2012. <<http://www.linear.com/>>
- [38] MICROCHIP. 2002. Analog Design in a Digital World Using Mixed Signal Controllers. Consulta: 18 de Octubre del 2012. <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00823a.pdf>>
- [39] UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2011. Circuitos Pasivos. España. Consulta: 20 de Octubre del 2012. <[http://personales.unican.es/perezvr/pdf/CH3ST\\_Web.pdf](http://personales.unican.es/perezvr/pdf/CH3ST_Web.pdf)>
- [40] MAXIM INTEGRATED. 2002. Linear Regulators in Portable Applications. Consulta: 20 de Octubre del 2012. <<http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/751>>



[41] ST MICROELECTRONICS. L7805 Datasheet. Consulta: 22 de Octubre del 2012. <[http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/DATASHEET/CD00000444.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000444.pdf)>

[42] OCTOPART. Duracell 9 V Datasheet. Consulta: 25 de Octubre del 2012. <<http://datasheet.octopart.com/MN-1604-Duracell-datasheet-90236.pdf>>

[43] FARNELL. Duracell Pilas AA Datasheet. Consulta: 25 de Octubre del 2012. <<http://www.farnell.com/datasheets/1375188.pdf>>

[44] NXP SEMICONDUCTORS. Zener Diode BZX84-A2V4 Datasheet. Consulta: 30 de Octubre del 2012. <[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BZX84\\_SERIES.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BZX84_SERIES.pdf)>

[45] DIGIKEY CORPORATION. 2012. Estados Unidos. Consulta: 30 de Octubre del 2012. <<http://www.digikey.com/>>

[46] GALVAN, Sergio. 2009. Cable de Par Trenzado [Diapositivas]. Las Palmas: Sin editorial. Consulta: 03 de Noviembre del 2012. <<http://www.slideshare.net/sgalsan/cable-par-trenzado>>

