



PONTIFICIA **UNIVERSIDAD CATÓLICA** DEL PERÚ

Esta obra ha sido publicada bajo la licencia Creative Commons
Reconocimiento-No comercial-Compartir bajo la misma licencia 2.5 Perú.

Para ver una copia de dicha licencia, visite
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.5/pe/>



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Facultad de Ciencias e Ingeniería



**“Desarrollo de un sistema de adquisición de datos de temperatura para
evaluación funcional de incubadoras”**

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico

Presentado por:

José Miguel Obregón Nuñez

Lima - Perú

2007

RESUMEN

El sistema de adquisición de datos de temperatura implementado provee la información de la temperatura en puntos específicos en el habitáculo de una incubadora neonatal. Estos datos son necesarios para realizar el ensayo especificado en la Norma IEC 601-2-19.50.102 el cual determina la precisión de los datos de funcionamiento de la incubadora en lo que respecta a temperatura.

El presente trabajo comienza con la revisión de los conceptos sobre medición de temperatura, tipos de sensores, los métodos para procesamiento de señales analógicas y las normas que determinan las características del equipo (rango de medición, precisión y número de puntos de medición). Se toma como referencia los ensayos realizados en el prototipo documentado en el proyecto “Sistema de Supervisión Gráfica en 3D de Temperaturas en Tiempo Real de un Ambiente Cerrado” y las observaciones encontradas durante su desarrollo para plantear el esquema general del sistema de adquisición de datos de temperatura. Éste se divide en dos partes: La unidad de sensado, en donde se realiza la adquisición y acondicionamiento de la señal del sensor y el módulo central de adquisición de datos, el cual tendría como finalidad servir de interfaz para establecer una comunicación entre las unidades de sensado y la computadora personal. Tiene también como función adicional, la alimentación de las unidades de sensado.

Determinado el esquema se inicia el diseño y la implementación del hardware. Para esto se procede a la selección del sensor y componentes electrónicos a utilizar. Se diseña e implementa el circuito de acondicionamiento y adquisición de señal para la unidad de sensado. Luego, se diseña e implementa también el módulo central de adquisición de datos para la recepción de datos de las unidades de sensado y la fuente de alimentación responsable de la alimentación de todo el hardware.

El hardware implementado es sometido a evaluación para determinar si cumple las características mencionadas en los objetivos específicos. Para dicho fin se utiliza un recipiente con agua para simular el entorno de un ambiente a temperatura constante. Para cubrir el rango de medición se aumenta la temperatura del entorno del ambiente simulado. Los datos obtenidos son contrastados con dos termómetros de precisión para verificar si las características especificadas en los objetivos son cumplidos. Se verifica también la funcionalidad del módulo central mediante programas de prueba para la multiplexación y demultiplexación de los datos.

De la evaluación realizada se concluye con los siguientes resultados: El sistema obtiene una precisión en la medición de temperatura menor a $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$. Dicha precisión es válida en el rango de 30 a 40°C . El módulo central de adquisición presenta

problemas en la transmisión de datos en los últimos cuatro canales de los doce planteados en el esquema general. Aunque el protocolo RS-232 utilizado para la transmisión de datos desde las unidades de sensado hacia el módulo central de adquisición no es la causa directa del problema, el uso del mismo implica utilizar un mayor número de integrados para desarrollar la etapa de multiplexación y demultiplexación. Esto incrementa la posibilidad de error en la transmisión de información en el módulo central de adquisición de datos de temperatura. Bajo este contexto, se recomienda utilizar el protocolo SPI como alternativa de comunicación (el cual fue probado en un circuito de adquisición de datos adicional para un solo canal).



ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes del problema	1
1.2. Planteamiento del problema	1
1.3. Justificación	2
1.4. Estado del arte.....	2
1.5. Objetivo General	3
1.6. Objetivos Específicos.....	3
2. ADQUISICIÓN DE DATOS DE TEMPERATURA PARA INCUBADORAS	5
2.1. Conceptos básicos sobre temperatura	5
2.1.1. Formas de transferencia de calor	5
2.1.2. Métodos de medición de temperatura.....	7
2.1.3. Definición de transductor y sensor	7
2.1.4. Tipos de sensores de temperatura	8
2.2. Sistemas establecidos para procesamiento y adquisición de señales	13
2.3. Conceptos básicos de equipos de instrumentación.....	14
2.3.1. Características de los equipos de instrumentación.....	14
2.3.2. Normas establecidas sobre la precisión de los datos de funcionamiento en una incubadora neonatal	15
2.4. Desarrollo del prototipo.....	16
3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DE TEMPERATURA	20
3.1. Requerimientos.....	20
3.1.1. Requerimientos en la incubadora	20
3.1.2. Requerimientos del hardware	20
3.1.3. Especificaciones	21
3.2. Observaciones realizadas al prototipo previo	21
3.3. Planteamiento del esquema general del sistema de adquisición de datos de temperatura.....	22
3.4. Diseño e implementación de la unidad de sensado	25
3.4.1. Etapa del sensor de temperatura.....	26
3.4.1.1. Sensor de temperatura	26
3.4.1.2. Etapa de acondicionamiento de la señal del sensor	34
3.4.2. Etapa del amplificador.....	37
3.4.3. Etapa del filtro	43

3.4.4.	Etapa del conversor analógico digital	45
3.4.5.	Etapa de alimentación.....	54
3.4.6.	Implementación de la unidad de sensado.....	61
3.5.	Diseño e implementación del módulo central de adquisición de datos.....	63
3.5.1.	Etapa de multiplexación y demultiplexación de los datos	64
3.5.2.	Etapa de control	66
3.5.3.	Etapa de alimentación.....	69
3.5.4.	Implementación del módulo central de adquisición de datos.....	73
3.6.	Integración de la unidad de sensado con el módulo central de adquisición de datos	76
3.7.	Diseño e implementación del módulo de visualización.....	77
4.	EVALUACIÓN Y RESULTADOS	79
4.1.	Evaluación del sistema de adquisición de datos de temperatura	79
4.1.1.	Procedimiento para la obtención de la curva de calibración	79
4.1.2.	Procedimiento para la evaluación de la incertidumbre en la medición .	83
4.1.3.	Evaluación de la unidad de sensado	84
4.1.4.	Evaluación del módulo central de adquisición de datos	85
4.2.	Resultados	85
4.2.1.	Rango y precisión	85
4.2.2.	Sistema para ensayo de precisión en la incubadora	88
5.	CONCLUSIONES.....	90
6.	RECOMENDACIONES	91
7.	BIBLIOGRAFÍA	92

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes del problema

En los hospitales, el uso de incubadoras es indispensable para el cuidado de recién nacidos en alto riesgo o prematuros. Los problemas en los bebés prematuros están relacionados con la inmadurez de sus sistemas orgánicos, por lo cual necesitan cuidados especiales en la sala de neonatos hasta cuando sus sistemas orgánicos se hayan desarrollado lo suficiente como para mantenerlos con vida sin necesidad de brindarles apoyo especializado. Estos cuidados pueden durar semanas o meses dependiendo que tan prematuro sea el bebé.

Uno de los parámetros físicos más importantes medidos por la incubadora es la temperatura. Una incubadora con un medio de temperaturas no uniforme tiene una implicancia adversa para la salud del bebe prematuro ya que esto puede ocasionar un problema de producción endógena¹ de calor [1]. Además, este problema puede también producir complicaciones como apnea, periodo en el cual el bebé deja de respirar. Estas situaciones plantean la duda sobre el servicio que puedan estar recibiendo los recién nacidos.

Desde hace años nuestra universidad está trabajando en el desarrollo de equipos médicos y sistemas, entre ellos lo más avanzado es el desarrollo de equipos médicos para la atención de recién nacidos, como incubadoras, y recientemente se está trabajando en el desarrollo de la Burbuja Artificial Neonatal (equipo para atención de recién nacidos). Estos equipos necesitan ser calibrados espacial y temporalmente, para que puedan brindar un mejor servicio al recién nacido.

1.2. Planteamiento del problema

La problemática se presenta en el hecho de que es muy difícil reconocer con precisión, exactitud y confiabilidad la distribución espacial de las temperaturas dentro de su habitáculo, ya que los instrumentos convencionales de medición se encuentran imposibilitados de medir en varios puntos simultáneamente. Estos puntos medidos deben cumplir ciertos requisitos de medición (precisión, rango de medición) para poder garantizar la correcta evaluación de la incubadora.

¹ El neonato tiende a enfriarse

1.3. Justificación

El desarrollo de un sistema que mida en varios puntos la temperatura en un ambiente cerrado, nos brinda información sobre el proceso de variaciones térmicas y transferencia de calor, importantes para la verificación del funcionamiento de sistemas de control que rigen la temperatura. Con la información obtenida también se podría establecer mejoras en dichos sistemas de control.

Aplicándolo a nuestra realidad, en el caso de las incubadoras de los servicios de cuidados intensivos para recién nacidos en los hospitales y clínicas del Perú, se prestaría un mejor servicio al neonato teniendo incubadoras mejor evaluadas funcionalmente, cumpliendo los requerimientos de los profesionales de la salud.

Además, es útil conocer, supervisar y evaluar las variaciones térmicas de diferentes puntos en otros ambientes cerrados controlados o de alto riesgo como lo son el interior de equipos médicos (cunas térmicas, mesa para atención de partos, cámaras hiperbáricas, etc.) donde se necesita medir la temperatura en múltiples puntos del ambiente para conocer su variación espacial así como la temporal.

1.4. Estado del arte

Desde los noventa se vienen registrando patentes de sistemas que buscan solucionar el problema de la medición de temperatura de un ambiente. La patente US5083204 del año 1992 [2] propone un sistema basado en un procesador de señales analógicas provenientes de diferentes sensores. Dicho procesador se encarga de digitalizar la señal y guardar la información recibida. Su segunda fase consiste en recuperar estas señales y transformarlas a señales compatibles con el video del monitor para así tener supervisadas las temperaturas de una manera gráfica.

La patente US5930738 de 1999 [2] propone un sistema basado en hardware y software para la supervisión del desempeño de las computadoras. Para esto el sistema toma como parámetro de control la temperatura del ambiente y verifica si ésta se encuentra fuera de los límites permisibles.

La patente EP1326063 del 2002 [3] incluye en su sistema propuesto un dispositivo de imagen que mostrará las medidas de temperatura de los sensores codificadas con un color específico para cada valor de las temperaturas.

En estos días, en la compañía Microchip están desarrollando un sistema electrónico de supervisión de la temperatura usando sensores térmicos TC74 en conjunto con un PIC (microcontrolador). Su sistema determina temperaturas entre

los 25°C y los 85°C con un error de 2°C o entre 0°C y 125°C con un error de 3°C. La resolución de su sistema es de 8-bits en paralelo y proporcionan las entradas de los 6 sensores térmicos para el PIC, para que este transmita la data respectiva dependiendo del tiempo programado. Por último este sistema usa un módulo embebido basado en LCD para el muestreo de las temperaturas sensadas.

La compañía Pegasustech [4] ha desarrollado su sistema RF SmartSensor que usa un espectro de difusión de data de 2.4Ghz para su conexión y comunicación. Este diseño elimina los costos de cableado y simplifica la supervisión de la temperatura de lugares difíciles de llegar y de ambientes extremos. El sistema incluye un transmisor-receptor que soporta múltiples sensores que poseen su propio sistema de adquisición de temperatura. Estas unidades analizan la data y la devuelven al sistema vía el transmisor-receptor.

La compañía FISO Technologies usa transductores de temperatura basados en fibra óptica los cuales son de tamaño compacto, tienen resistencia a ambientes corrosivos y alta precisión. Están basados en la expansión térmica del vidrio permitiendo alta precisión, estabilidad, y repetidas mediciones.

La compañía Temptrack ha desarrollado un software sobre la plataforma Windows que provee de una interfaz gráfica con datos de temperaturas máxima, mínima y promedio del día; posible conexión a una red local y envío de la data a una central.

1.5. Objetivo General

Diseño e implementación del sistema de adquisición de datos de temperatura de un instrumento para evaluación funcional del habitáculo de las incubadoras.

1.6. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos del presente trabajo en relación a la implementación de un sistema de adquisición de datos de temperatura son los siguientes:

- Rango de medición de temperatura según Norma IEC² 601-2-19.54.101 [5], el cual indica el rango de mando de temperatura de la incubadora.
- Precisión en la medida según Norma IEC 601-2-19.50.101, el cual indica que la variación mínima entre la *temperatura de la incubadora*³ y la *temperatura media de la incubadora*⁴ no diferirá de $\pm 0.5^\circ\text{C}$.

² IEC (Internacional Electrothechnical Comission)

³ Temperatura del aire en un punto situado a 10 cm por encima del centro de la superficie del colchón del habitáculo del bebé.

⁴ Media de las temperaturas máximas y mínimas en cualquier punto especificado del habitáculo del bebé alcanzadas en condición de estabilidad térmica.

- Tener la capacidad de evaluar la distribución espacial de temperaturas en el habitáculo de una incubadora y poder realizar el ensayo de precisión de datos de funcionamiento en una incubadora especificado en la Norma IEC 601-2-19.50.102.



2. ADQUISICIÓN DE DATOS DE TEMPERATURA PARA INCUBADORAS

2.1. Conceptos básicos sobre temperatura

2.1.1. Formas de transferencia de calor

Hay tres formas de transferencia de calor:

- **Por conducción**

El fenómeno de transferencia de calor por conducción (Figura 2.1a), es un proceso de propagación de energía en un medio sólido, líquido o gaseoso, mediante comunicación molecular directa o entre cuerpos a distintas temperaturas (intercambio de energía desde partículas más energizadas a partículas menos energizadas).

- **Por convección**

El fenómeno de transferencia de calor por convección es un proceso de transporte de energía que se lleva a cabo como consecuencia del movimiento de un fluido (líquido o gas) y está íntimamente relacionado con su movimiento (Figura 2.1b). Se puede clasificar de acuerdo a la naturaleza del flujo en convección forzada, cuando el flujo es causado por un agente externo, y en convección natural, cuando el flujo es inducido por fuerzas flotantes, las cuales ocasionan un aumento de diferencia de densidades causando variaciones de temperatura en el fluido (p.e. la ebullición del agua).

- **Por radiación**

Tanto los mecanismos de transferencia de calor por conducción como por convección requieren un medio para la propagación de la energía (Figura 2.1c). Sin embargo, el calor puede también propagarse en el vacío mediante la radiación. Aunque se enfoca principalmente a la emisión térmica de cuerpos sólidos, puede también ocurrir en líquidos y gases [8][9].

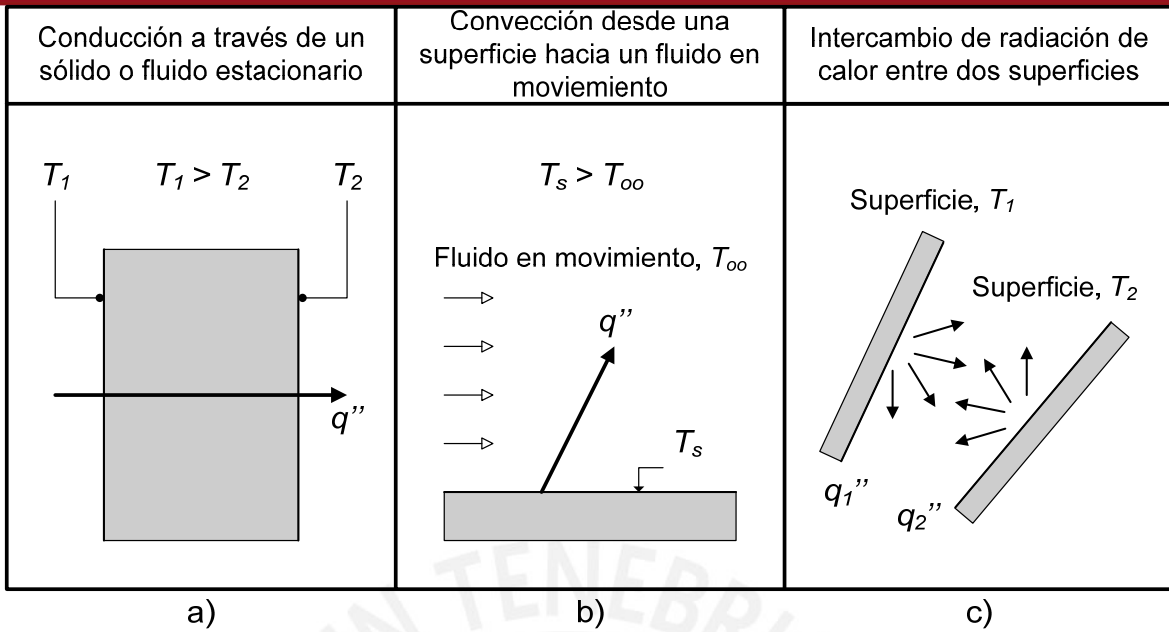


Figura 2.1 Formas de transferencia de calor

En el caso de las incubadoras neonatales, la transferencia de calor se da por convección, a través de un ventilador colocado en la parte interna, que genera la circulación del aire a través del habitáculo de la incubadora, como se puede apreciar en la siguiente figura (ver Figura 2.2):

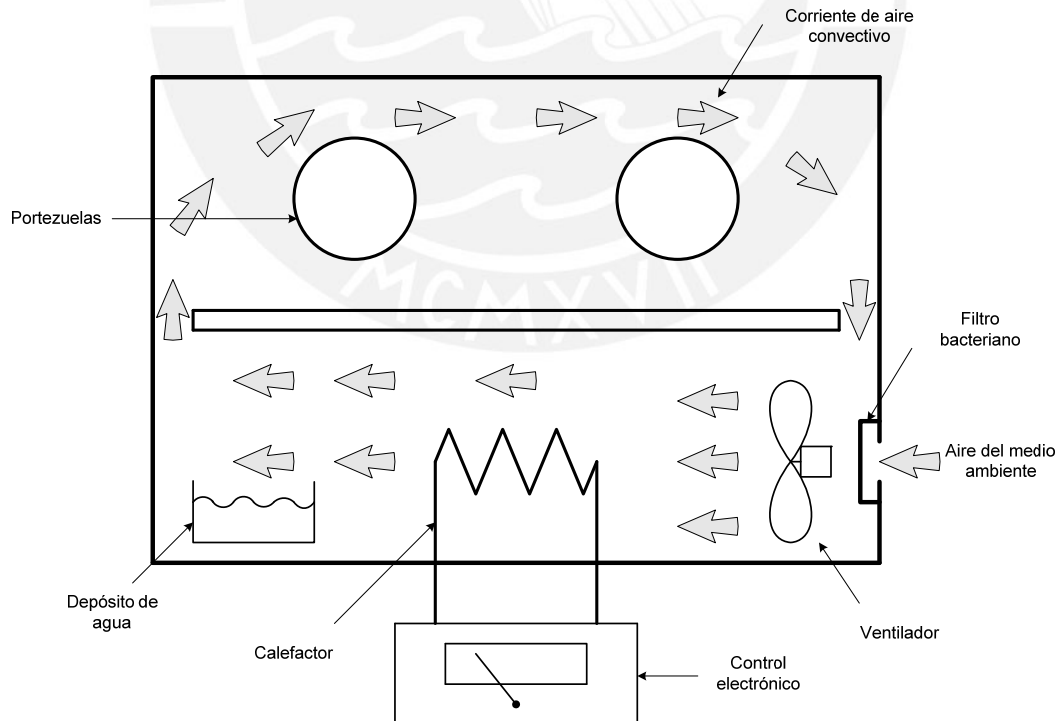


Figura 2.2 Flujo de aire a través del habitáculo de la incubadora

2.1.2. Métodos de medición de temperatura

Varios métodos son usados para la medición de temperatura, a continuación mencionaremos los más utilizados:

- **Dilatación y contracción de sólidos, líquidos o gases**

Con ello se han construido desde los clásicos termómetros de columna líquida, hasta los termómetros bimetalicos.

- **Variación de Resistencia Eléctrica**

La variación de la resistencia eléctrica con la temperatura se usa en termómetros en base a termistores y termómetros de resistencia eléctrica (resistencia de platino, PT100).

- **Potencial termoelectrico**

Si la unión de dos metales diferentes se somete a un gradiente de temperatura, se genera una fuerza electromotriz (fem). Este es el llamado efecto Seebeck y es la base en que se sustentan las termocuplas.

- **Radiación electromagnética**

Tanto los pirómetros infrarrojos como los pirómetros ópticos se basan en los fenómenos de radiación para medir temperatura. Ambos tienen la ventaja de poder medir a distancia. Los primeros se utilizan para temperaturas muy bajas y los segundos para altas temperaturas (hornos, metales en fusión).

2.1.3. Definición de transductor y sensor

Según Pallás [10], se denomina transductor, en general, a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física en una señal correspondiente pero de otra forma física distinta. Es, por lo tanto, un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro. A su vez, denomina sensor, a todo dispositivo que, a partir de la energía del medio donde se mide, da una señal de salida eléctrica que es función de la variable medida.

Sensores	Método de detección
Resistivo	RTD Termistores
Generadores	Termopares Piroeléctricos
Digitales	Osciladores de cuarzo
Uniones p-n	Diodo Transistor

Tabla 2.1 Métodos de detección de sensores de temperatura

En la tabla 2.1 se observan los métodos de detección que utilizan algunos sensores para poder generar las señales eléctricas respectivas que represente dicho fenómeno físico.

2.1.4. Tipos de sensores de temperatura

- **Termocupla**

Está compuesta por dos alambres de metales diferentes, los que unidos convenientemente generan entre sus extremos libres una diferencia de potencial proporcional a la diferencia de temperatura entre ellos. En la siguiente figura (ver Figura 2.3) se puede apreciar una termocupla del tipo J cuya juntura se suelda a 750°C.



Figura 2.3 Termocupla Tipo J (Hierro, Cobre y Níquel)

De acuerdo al rango de operación y a la combinación de aleaciones que los componen los termopares se clasifican dentro de los siguientes tipos (ver Tabla 2.2):

<i>Tipo</i>	<i>Materiales</i>
J	Hierro-Constantán(Galga 14)
T	Cobre-Constantán(Galga 20)
K	Cobre-Alumel(Galga 14)
R	Platino/Rodio(13%)-Platino
S	Platino/Rodio(13%)-Platino
J*	Hierro-Constantán(Galga 8)

Tabla 2.2 Composición de tipos de termocuplas

Alumel: 95,4% de Níquel, 1,8% de Manganeso, 1,6% de Silicio y 1,2% de Aluminio.

Constantán: 45% de Níquel y 55% de Cobre.

Platino/Rodio(13%): 87% de Platino y 13% de Rodio [11].

- **Termómetros de resistencia**

Los detectores de temperatura basados en la variación de una resistencia eléctrica se suelen designar con sus siglas inglesas RTD (Resistance Temperature Detector) (ver Figura 2.4). Dado que el material empleado con mayor frecuencia para esta finalidad es el platino, se habla a veces de PRT (Platinum Resistance Thermometer).



Figura 2.4 Termómetros de resistencia (RTD)

El fundamento de las RTD es la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. Los conductores generalmente muestran un incremento en su resistencia con la temperatura, que se rige por la siguiente expresión:

$$R_T = R_0(1 + a_1T + a_2T^2 + a_3T^3 + \dots + a_nT^n)$$

Donde R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y T es el incremento de temperatura respecto a la de referencia. El número de términos a_i depende del material, el rango de temperatura y la precisión requerida. Los materiales más

comunes para la fabricación de RTD's son el platino, el níquel, el cobre y en algunas aplicaciones, a bajas temperaturas (alrededor de los 20 K), el rodio.

Las características que deben tener los materiales son:

- Alto coeficiente de temperatura de la resistencia (sensibilidad).
- Alta resistividad, ya que cuando mayor sea la temperatura mayor será la variación por grado.
- Relación lineal temperatura – resistencia.
- Rigidez y ductilidad.
- Estabilidad de las características de vida útil.

Las características cualitativas más importantes de los materiales empleados para la construcción de RTD's se tabulan a continuación (ver Tabla 2.3):

Material	Características
Platino	Preciso Estable Alto costo
Níquel	Resistencia más elevada Poca linealidad Varían su coeficiente
Cobre	Variación de resistencia uniforme Estable Bajo costo Baja resistividad

Tabla 2.3 Características de los sensores RTD según el material compuesto

Una desventaja del uso de RTD's es que se deben usar corrientes que circulen a través de ellos lo suficientemente pequeñas para evitar el auto calentamiento.

• **Termistores**

Los termistores son dispositivos semiconductores hechos de material cerámico cuya resistencia varía con la temperatura (ver Figura 2.5). Estos dispositivos presentan grandes coeficientes de temperatura negativos (NTC), es decir, que su resistencia disminuye cuando la temperatura aumenta. Los materiales con que se fabrican pueden ser mezclas sintetizadas de sulfatos, selenio, óxidos de níquel, manganeso, hierro, cobalto, cobre, magnesio, titanio, uranio, y otros metales. Existen también termistores con coeficiente térmico positivo (PTC) fabricados de bario sintetizado y mezclas de estroncio y titanio.

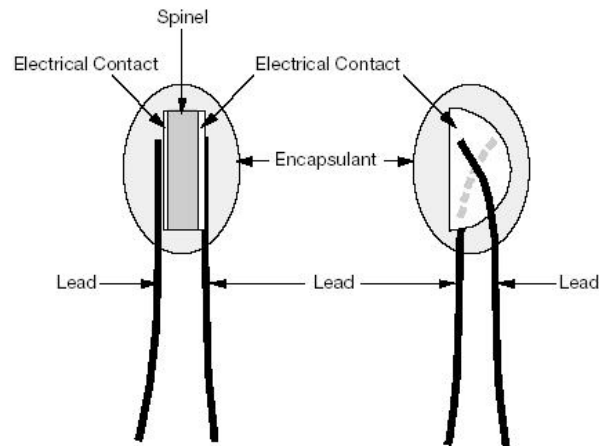


Figura 2.5 Componentes de un termistor

La ecuación que domina el cambio de resistencia de un termistor respecto a la temperatura (en la mayoría de los casos) esta dada por:

$$R_T = R_0 e^{b(1/T_t - 1/T_0)}$$

Donde:

R_t = Resistencia del termistor

R_0 = Resistencia inicial

b = Coeficiente térmico

T_t = Temperatura de trabajo en Kelvin

T_0 = Temperatura de referencia

Por tratarse de un material semiconductor, los termistores tienen un rango limitado que va de -20°C a 150°C , y como se puede apreciar en la ecuación anterior, su respuesta es no lineal.

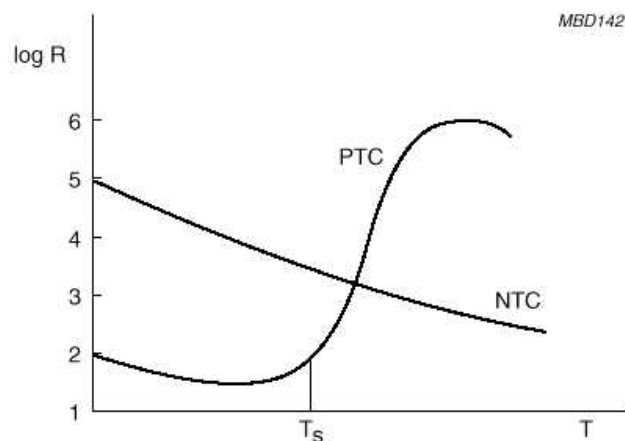


Figura 2.6 Resistencia vs. Temperatura para termistores PTC y NTC

En la figura 2.6 se puede apreciar que los termistores NTC pueden aproximarse con menor error a una función lineal, caso contrario del termistor de tipo PTC, cuya

función posee varios valores de pendientes y sólo se podría aproximar linealmente en secciones.

- **Termómetros de unión PN**

La familia de sensores de temperatura de silicio de Infineon y Phillips KTY son de alta exactitud, lineales y con una excelente estabilidad a lo largo del tiempo. Son una alternativa a los sensores más convencionales basados en la tecnología NTC o PTC. Las propiedades de estos sensores de temperatura están basadas en el comportamiento estable del silicio. Los sensores de temperatura de silicio muestran una característica casi lineal comparada con la característica exponencial de las NTC. Esto significa que tienen un coeficiente de temperatura que es casi constante en todo el rango de temperatura. Esta característica se puede utilizar cuando el sensor se usa como compensación de temperatura para un microprocesador con convertidor de A/D integrado [12].

En la tabla siguiente se resume las ventajas y desventajas de los sensores mencionados:

Sensor	Ventajas	Desventajas
Termocupla	Ancho rango de temperatura de operación Bajo Costo Áspero	No lineal Baja sensibilidad Requiere compensación de referencia en la junta Susceptible a ruido eléctrico
RTD	Lineal Ancho rango de temperatura de operación Alta estabilidad	Tiempo de respuesta lento Alto costo Requiere fuente de corriente Susceptible a golpes
Termistor	Tiempo de respuesta rápido Bajo Costo Tamaño pequeño Grandes cambios Resistencia vs. Temperatura	No lineal Requiere fuente de voltaje Limitado rango de temperatura de operación
Circuito Integrado	Muy lineal Bajo Costo La salida digital del sensor puede estar directamente conectado a un microprocesador o ADC	Limitado rango de temperatura de operación Requiere fuente de voltaje Errores de calefacción No tiene buen acoplamiento térmico con el ambiente

Tabla 2.4 Comparación entre sensores de temperatura

2.2. Sistemas establecidos para procesamiento y adquisición de señales

Webster y Pallás [10] presentan tres modelos de sistemas de procesamiento y adquisición de señales, los cuales se muestran a continuación:

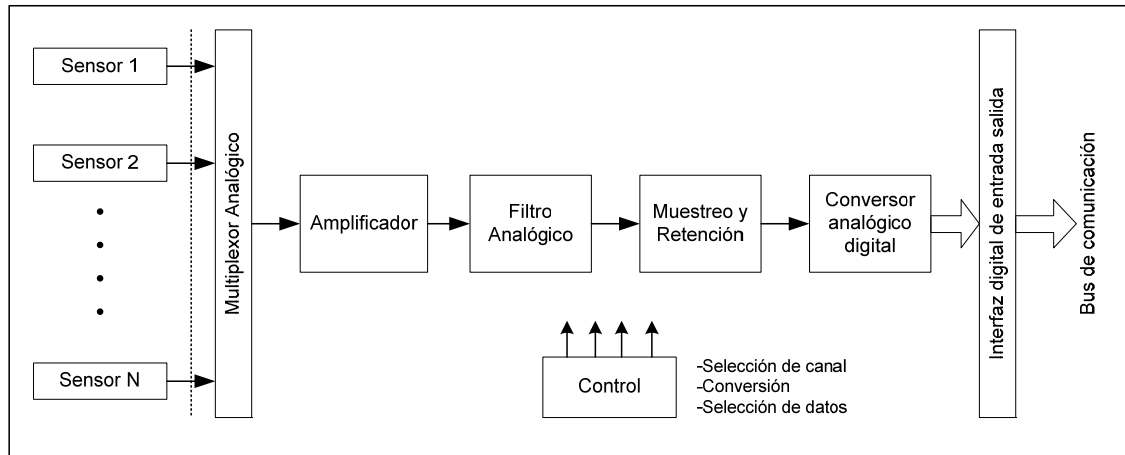


Figura 2.7 Sistema de adquisición de señales con multiplexado de bajo nivel

El primer modelo presenta un multiplexor analógico que permite que varios sensores compartan el resto de la cadena de medida. Dado que las señales no han sido acondicionadas antes de multiplexarlas, su amplitud será pequeña, y por ello se habla de multiplexado de bajo nivel. Esto implica que los errores del multiplexor deberán ser muy pequeños. A su vez, si la distancia entre los sensores es apreciable, en su conexión a un multiplexor central puede que se capten interferencias, lo cual puede distorsionar la señal enviada ya que todavía no ha sido amplificada.

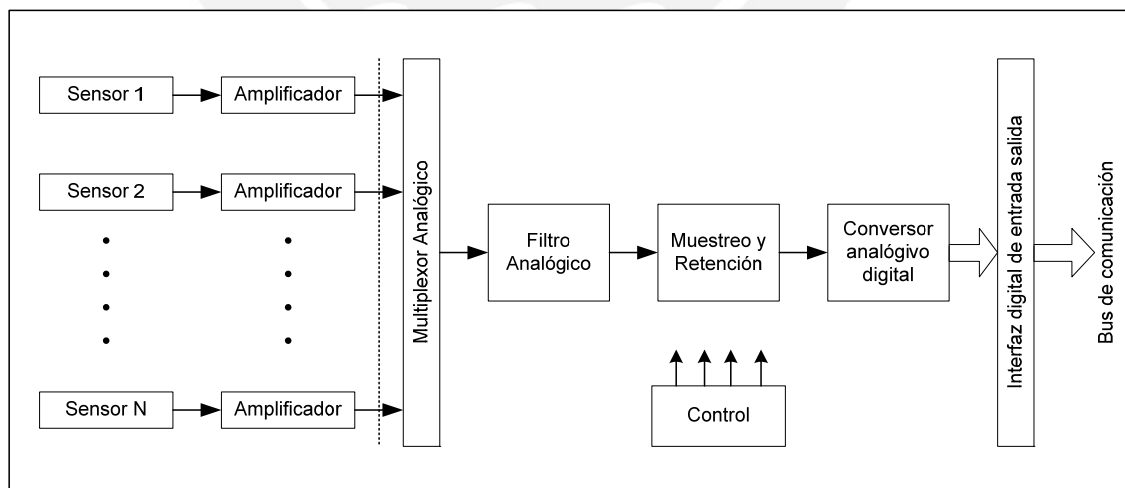


Figura 2.8 Sistema de adquisición de señales con multiplexado de alto nivel

Con la finalidad de reducir el efecto de los errores del multiplexor, las interferencias entre sensor y multiplexor (así como un mejor acondicionamiento de la señal de cada canal), se realiza primero la amplificación de las señales de cada canal y

luego se multiplexa como se muestra en el modelo de la figura 2.8. Si la amplitud de las señales multiplexadas es mayor de 100mV, entonces el multiplexado es de alto nivel.

Una de las desventajas de este modelo es el costo, el cual se eleva porque ya no se comparte la etapa de amplificación, y el número de canales, el cual se incrementa comprometiendo la velocidad de multiplexado y los requerimientos de la frecuencia de muestreo.

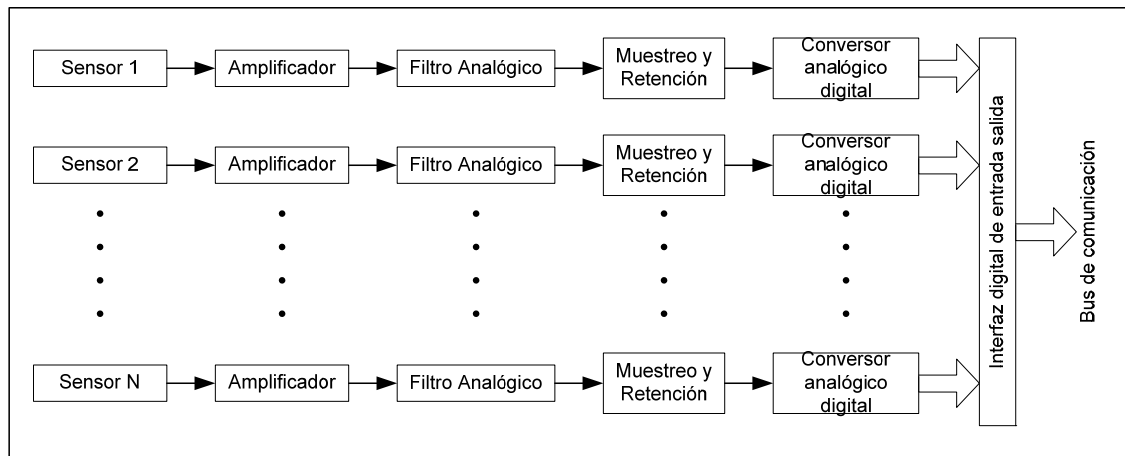


Figura 2.9 Sistema de adquisición de señales con multiplexado digital

En el modelo de la Figura 2.9, se aprecia el uso de un convertor análogo digital por cada canal. Esto tiene como finalidad realizar un multiplexado digital de las señales y a su vez, independizar las necesidades de resolución de cada canal. Este modelo supera los problemas de frecuencia de muestreo y velocidad de multiplexación del caso anterior.

2.3. Conceptos básicos de equipos de instrumentación

2.3.1. Características de los equipos de instrumentación

Las características del rendimiento de los equipos de instrumentación son usualmente subdivididas en dos clases en base a la frecuencia de las entradas [12].

Características estáticas

Describe las cualidades de instrumentos para señales DC o aquellos que requieren como entrada señales de muy baja frecuencia.

Características dinámicas

Requiere el uso de ecuaciones integrales y/o diferenciales para describir las cualidades de la medida. Aunque las características dinámicas dependen usualmente de las características estáticas, la no linealidad y la variabilidad estática son usualmente ignoradas en entradas dinámicas, porque las ecuaciones diferenciales llegan a ser difíciles de resolver.

De las características estáticas, se tienen las siguientes características adicionales:

Precisión

Es la capacidad de un instrumento de dar el mismo resultado en mediciones realizadas en las mismas condiciones. Generalmente se expresa como la diferencia entre el verdadero valor⁵ y el valor medido dividido entre el verdadero valor (usualmente dado en porcentaje) [5][12].

Resolución

La más pequeña cantidad que puede ser medida con certeza es la resolución. Cuando la cantidad medida inicia en cero, el término *umbral* es sinónimo de resolución. La resolución expresa el grado por el cual un valor cercanamente igual de una cantidad puede ser discriminado [12].

2.3.2. Normas establecidas sobre la precisión de los datos de funcionamiento en una incubadora neonatal

La International Electrotechnical Commission (IEC) [5] fija con la norma IEC 601-2-19 [14] el estado del arte en el ámbito de la calibración y seguridad de las incubadoras. Esta norma nos indica las características mínimas necesarias para certificar el adecuado funcionamiento del equipo. Ya que el sistema de adquisición de datos a diseñar tiene como finalidad verificar el correcto funcionamiento de las incubadoras, en lo que respecta a la distribución de la temperatura en el interior del habitáculo, éstas se usarán como requerimientos para el desarrollo del presente trabajo.

⁵ El término valor verdadero es el valor compatible con la definición de una magnitud dada. Es un concepto idealizado debido a que este valor se obtendrá por una medición perfecta. Para efectos del presente trabajo se considerará el promedio de una serie de de observaciones como el valor más cercano a este valor.

La norma IEC 601-2-19 54.101 establece que: “Para una *incubadora regulada por aire*⁶, el rango del mando de temperatura deberá ir de 30°C o menos hasta no más de 37°C. El valor máximo de la *temperatura de mando*⁷ puede ser rebasado mediante una intervención especial del operador hasta 39°C.”

La norma IEC 601-2-19 50.101 establece que: “En condición de temperatura estabilizada la *temperatura de la incubadora*⁸ no diferirá de la *temperatura media de la incubadora*⁹ en más de 0.5°C”.

La norma IEC 601-2-19-50.102 propone una prueba de calibración para incubadoras. Dicha prueba propone el uso de 5 sensores en un arreglo que se presenta a continuación:

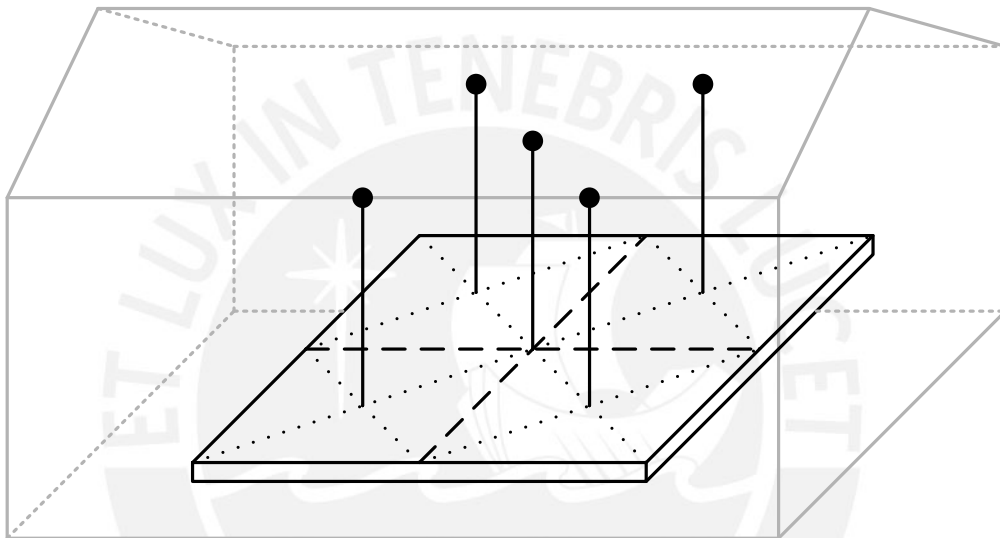


Figura 2.10 Arreglo de sensores para la calibración de una incubadora

Según la norma, los 5 sensores son colocados 10 cm sobre la base del habitáculo (figura 2.10). La *temperatura media*¹⁰ de cada uno de los sensores de temperatura no debe diferir de la *temperatura media de la incubadora* en más 0.8°C. Para una posición cualquiera del colchón ladeado no deberá diferir en más de 1°C.

2.4. Desarrollo del prototipo

A continuación se da un breve resumen sobre el prototipo desarrollado previamente al presente trabajo.

⁶ Incubadora cuya temperatura es regulada automáticamente por un sensor de temperatura del aire a un valor próximo al establecido por el usuario

⁷ Valor de la temperatura seleccionado en el mando de temperaturas.

⁸ Temperatura del aire en un punto situado 10cm por encima del centro de la superficie del colchón del habitáculo del bebé (ver figura 2.10).

⁹ Media de los valores máximo y mínimo de temperatura de la incubadora alcanzados en condición de estabilidad térmica (variación de $\pm 0.5^\circ\text{C}$).

¹⁰ Media de las temperaturas máximas y mínimas en cualquier punto especificado del habitáculo del bebé alcanzadas en condición de estabilidad térmica

El esquema mostrado en la figura 2.11 fue desarrollado en el proyecto titulado “Sistema de Supervisión Gráfica en 3D de Temperaturas en Tiempo Real de un Ambiente Cerrado” [6], el cual muestra la temperatura global del ambiente, adquiere las diversas temperaturas en los diversos puntos de la incubadora y muestra la distribución espacial y temporal de las temperaturas.

El software fue desarrollado por Andrés Barrios Montalvo [6]. Está diseñado con una Metodología Orientada a Objetos siguiendo las etapas de desarrollo del Plan Unificado [16]. En este marco de desarrollo el software pasó por las etapas de concepción, elaboración, construcción y transición.

Se eligió una arquitectura que permita desarrollar el prototipo de una manera modular compuesta por tres módulos bien diferenciados, tal como se aprecia en la figura 2.11:

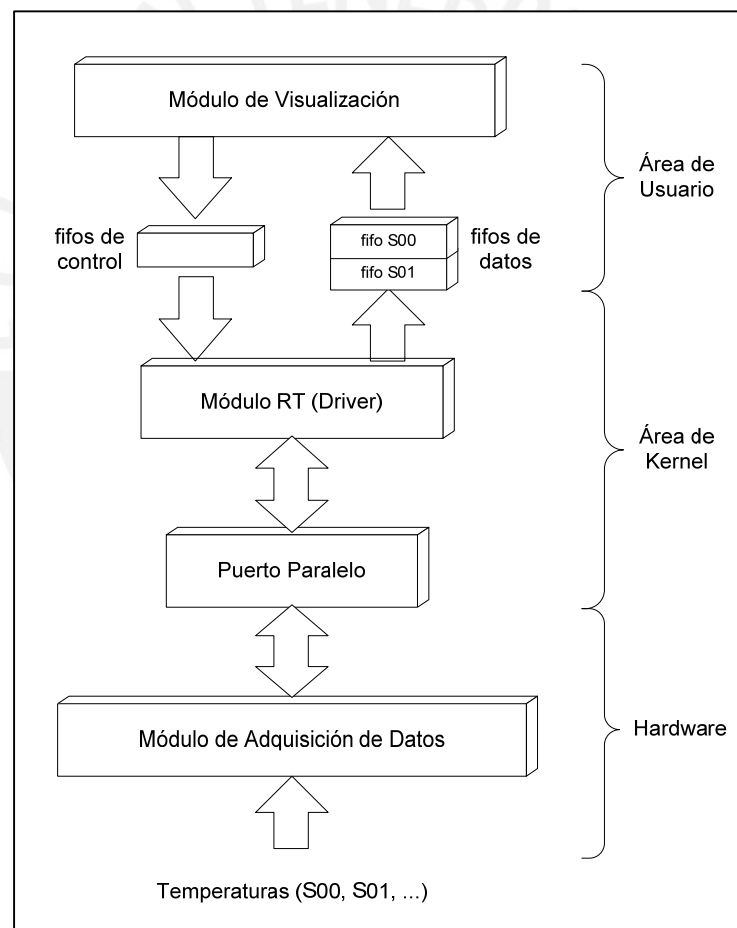


Figura 2.11 Diagrama de bloques de la arquitectura del sistema

El módulo de adquisición de datos se desarrolló siguiendo el modelo de la figura 2.11 y fue diseñado para la adquisición de 6 puntos de temperatura¹¹. La

¹¹ Se requieren 6 sensores de temperatura para poder utilizar el método de interpolación polinómica (utilizando polinomios de orden inferior a subconjuntos de datos, los cuales se llaman funciones de interpolación segmentaria “Spline”) con la finalidad de predecir los valores de los puntos temperatura del habitáculo que no son medidos directamente.

comunicación con el módulo RT (Real Time) es a través del puerto paralelo. La etapa de multiplexado analógico y la de muestreo y retención se encuentra en el bloque de conversión analógico digital. En la figura 2.12 se muestra el diagrama de bloques de la tarjeta de adquisición de datos de temperatura del prototipo:

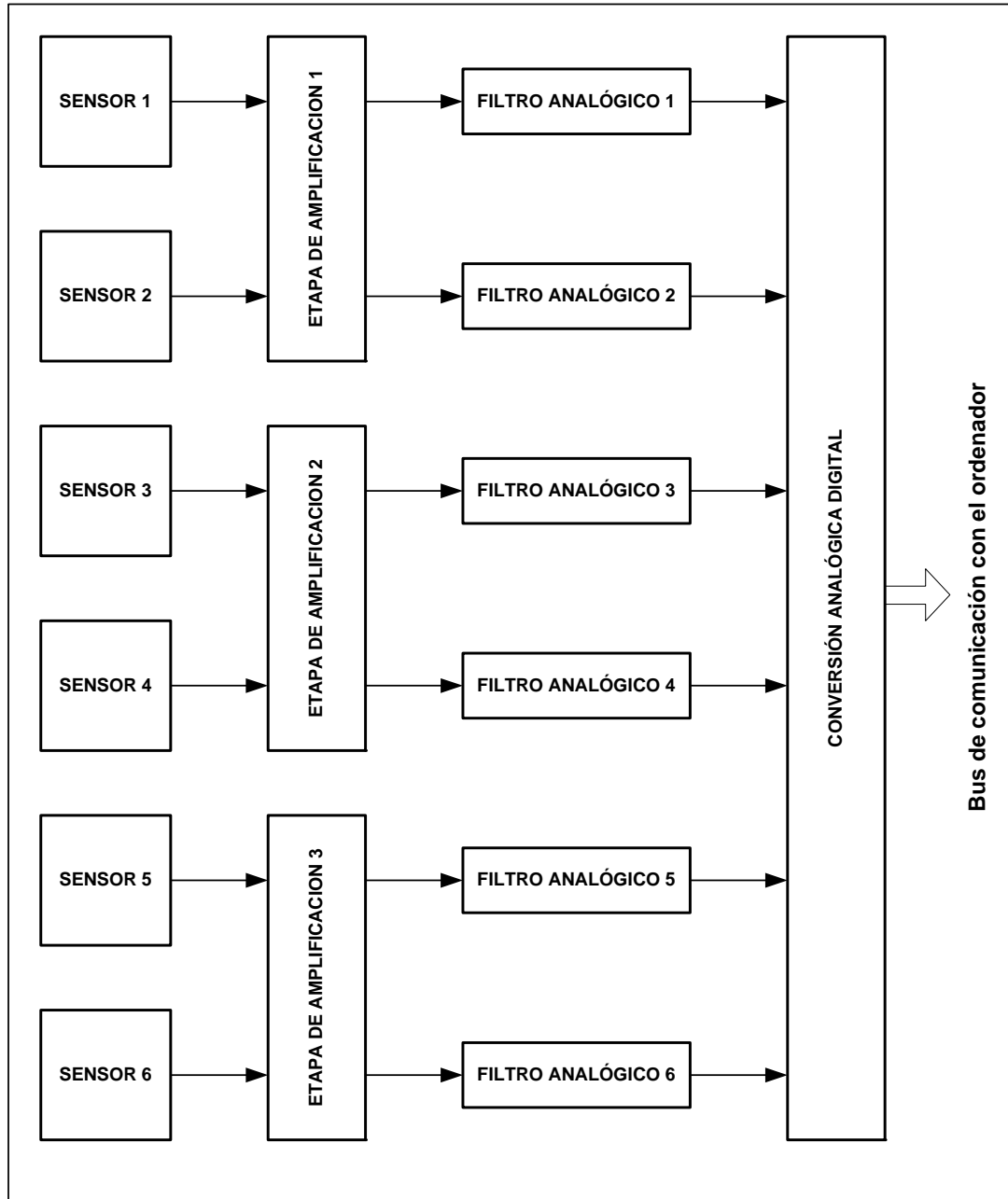


Figura 2.12 Diagrama de bloques del hardware de adquisición de datos del prototipo

El esquemático de la tarjeta de adquisición de datos de temperatura del prototipo se presenta en el Anexo B.

El esquema general posee las siguientes características:

- En el sistema se utilizaron seis sensores de temperatura YSI 44018 [15] para mediciones en el habitáculo de la incubadora.
- Todo el esquema presentado se diseñó en una sola tarjeta de adquisición.
- Se utilizaron conectores de audio de tres terminales para la conexión del sensor de temperatura a la tarjeta de adquisición, los cuales son los más parecidos a los de instrumentación con la diferencia del material conductor utilizado para las borneras, los cuales pueden ser de oro o plata.
- La etapa de sensor incluye el acondicionamiento de señal mediante el uso de un puente Wheatstone para cada sensor, de donde se extraen dos señales de voltaje: Una de referencia y otra que representa la variación de la resistencia expresada en variación de voltaje (en milivoltios).
- Estas dos señales de voltaje ingresan a un amplificador de instrumentación INA2126 (Burr-Brown – Texas Instruments). Este integrado posee dos amplificadores diferenciales, razón por la cual existe dos entradas al bloque de amplificación. La ganancia del amplificador es variable (la regulación de la ganancia proviene de un potenciómetro).
- Antes de proceder con la conversión digital de la señal, se recurre a una etapa de filtrado de señal, que consiste de un filtro pasabajos tipo Butterworth de cuarto orden, con una frecuencia de corte de 5 Hz. La frecuencia de corte es elegida en base al tiempo de respuesta del sensor de temperatura, que es de 0.1 Hz.
- La conversión análoga digital se realiza mediante el integrado MAX196 (Convertor Analógico Digital) de 12 bits, el cual dispone de 6 canales para la conversión y un voltaje de referencia de 4.096 V interno (lo cual no hace requerir un integrado de voltaje de referencia).
- La transmisión de datos hacia la computadora personal es a través del puerto paralelo (conector DB-25).

3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS DE TEMPERATURA

3.1. Requerimientos

3.1.1. Requerimientos en la incubadora

Según las normas descritas en 2.3.2 se tiene lo siguiente:

Rango de medición

La norma IEC 601-2-19 54.101 indica que el rango de mando de temperatura de la incubadora va de 30 a 37°C. Sin embargo, se indica también que la medición de temperatura puede llegar a 39°C en casos especiales (cuando se necesite realizar mantenimiento a la incubadora). Por lo tanto, se requiere que el rango de medición de temperatura en el habitáculo de la incubadora debe encontrarse como mínimo entre 30 y 39°C.

Precisión de la medida

La norma IEC 601-2-19 50.101 establece en 0.5°C la variación máxima que debe tener el sensor de temperatura de la incubadora respecto de la temperatura media de la incubadora (el promedio de los valores máximo y mínimo en cualquier punto especificado del habitáculo alcanzados en condición de estabilidad térmica). Esto implica que la precisión en la medida necesaria en el habitáculo de la incubadora debe ser 0.5°C.

Número de puntos de medición

La norma IEC 601-2-19-50.102 establece el uso de 5 sensores para la prueba de calibración de la incubadora. Según la configuración mostrada en la figura 2.10, el sensor debe poseer el alcance y maniobrabilidad necesaria para alcanzar dicha configuración en el habitáculo de la incubadora.

3.1.2. Requerimientos del hardware

Según las normas descritas en 3.1.1 se determina lo siguiente:

Rango de medición

Se requiere que el rango de medición del hardware a implementar sea como mínimo de 30 a 40°C.

Precisión de la medida

Se requiere que la precisión del hardware a implementar sea como mínimo de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$.

Número de puntos de medición

Se requiere que el hardware a diseñar contenga como mínimo 5 sensores de temperatura, donde cada sensor debe poseer el alcance y maniobrabilidad necesaria para la configuración indicada en los ensayos.

3.1.3. Especificaciones

Según lo descrito en los requerimientos, el hardware a diseñar e implementar requiere las siguientes especificaciones:

- Precisión : $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$
- Rango de medición : 30 a 40°C
- Número de puntos de medición : 5 (como mínimo)
- Características de implementación: Hardware adecuado para la medición en distintos puntos en el habitáculo de la incubadora.
- Interfaz de conexión con la computadora personal: Puerto paralelo o serial.

3.2. Observaciones realizadas al prototipo previo

A continuación se mencionan los inconvenientes encontrados durante las pruebas y la calibración realizada al módulo de adquisición de datos de temperatura del proyecto “Sistema de Supervisión Gráfica en 3D de Temperaturas en Tiempo Real de un Ambiente Cerrado”:

- El conector utilizado para el sensor acoplaba ruido externo significativamente que distorsionaba la medición hecha por los sensores.
- El uso de potenciómetros de precisión (multivuelta) utilizados para la ganancia del amplificador de instrumentación y para la calibración del puente Wheatstone ocasiona errores en la medición, esto es debido a una variación en la resistencia producto del movimiento del tornillo sin fin (variación mecánica).
- Debido a los errores en la medición acumulados en la etapa analógica, sólo se obtuvo 8 bits significativos de los 12 que se tenía previsto tener.
- Un aspecto adicional que no se tuvo presente era la protección de la interfaz con el puerto paralelo, colocando un buffer entre la línea de transmisión digital,

para poder suministrar la corriente necesaria al puerto paralelo de la computadora personal.

- De las evaluaciones realizadas, el prototipo logró obtener una precisión aproximadamente igual a $\pm 0.8^{\circ}\text{C}$.

Respecto del esquema planteado para el prototipo, se encontraron los siguientes errores:

- La calibración de los sensores se realiza mediante la variación de resistencia de los potenciómetros (calibración por hardware) lo cual depende del sensor colocado, es decir, a cada red de resistencias le corresponde un sensor. Esto trae como consecuencia no poder intercambiar la posición de sensores pese a la intercambiabilidad que ofrecen los mismos.
- El esquema centra el uso de un sólo procesador para el proceso de conversión de la datos digitales en valores de temperatura mostradas en pantalla (mediante el uso de la ecuación de conversión de voltaje a temperatura).
- El diseño planteado no permitía gran maniobrabilidad de los sensores ya que la señal era predominantemente analógica y susceptible al acoplo de ruido.

3.3. Planteamiento del esquema general del sistema de adquisición de datos de temperatura

Según las inconvenientes encontrados en los ensayos preliminares el esquema plantear requiere las siguientes características:

- La calibración del sensor requiere ser necesariamente de forma digital, debido al problema indicado con las variaciones de componentes analógicos (resistencia variable).
- Se requiere el uso de conectores de instrumentación para la conexión del sensor al circuito impreso o en todo caso dejar de prescindir de éstos (soldar directamente los terminales del sensor a la tarjeta).

Teniendo en cuenta los requerimientos planteados en 3.1.1, 3.1.2 y las observaciones realizadas en 3.2, se propone un nuevo sistema en el cual la señal sea predominantemente digital, es decir, que se digitalice y procese en sus primeras etapas inmediatamente después de adquirirla. La arquitectura del sistema a plantear se muestra en la figura 3.1:

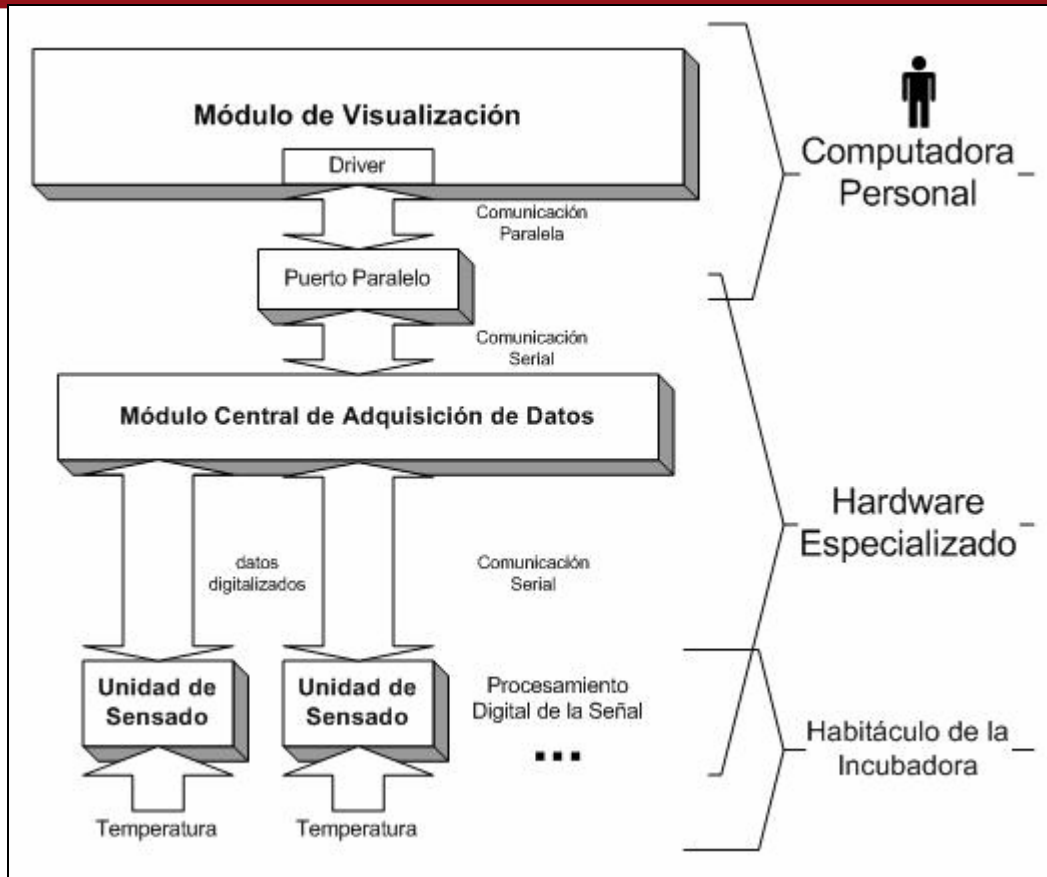


Figura 3.1 Diagrama de Bloques de la nueva arquitectura del sistema de adquisición de datos de temperatura

Este diagrama de bloques está acorde al esquema de procesamiento y adquisición de señales mostrada en la figura 2.9 (Sistema de adquisición de señales con multiplexado digital). A continuación en los subtítulos siguientes se desarrollarán los tres bloques principales del esquema presentado.

Antes de empezar el desarrollo del diseño de dichas etapas, es necesario analizar nuevamente la cantidad de sensores necesarios a colocar en el hardware del sistema. Adicionalmente al arreglo planteado por la norma IEC 601-2-19-50.102 para la calibración de las incubadoras neonatales (figura 2.10), en la figura 3.2 se muestra el arreglo propuesto por Andrés Barrios Montalvo [6] para el prototipo, el cual tiene como finalidad poder predecir la temperatura en puntos no medidos en el habitáculo de la incubadora. La distancia entre los sensores es proporcional al volumen que se desee medir.

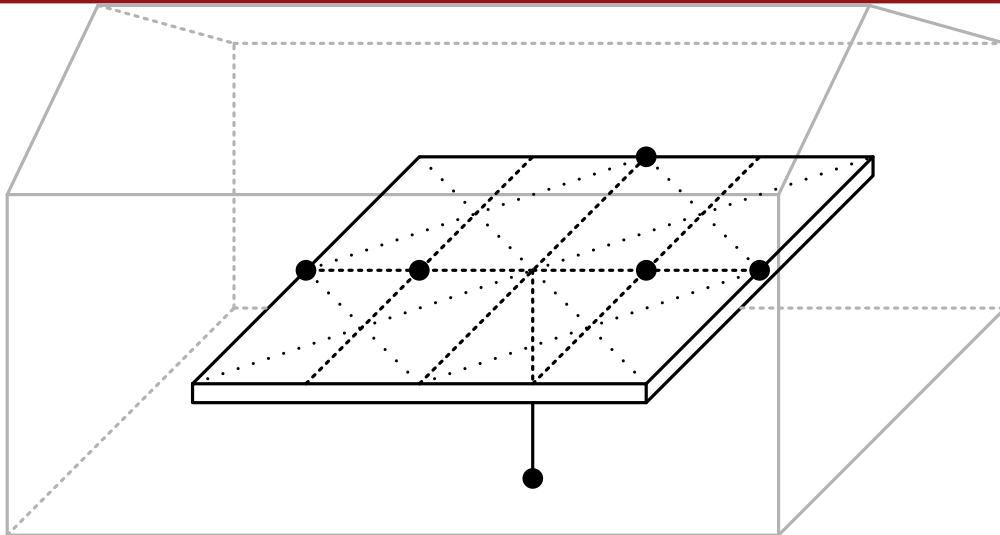


Figura 3.2 Arreglo de sensores para predicción de la temperatura en el habitáculo

La predicción de datos de temperatura en puntos no medidos es un elemento adicional desarrollado para determinar la distribución de la temperatura en el habitáculo.

Para el diseño del sistema se propone la siguiente distribución de sensores (ver Figura 3.3):

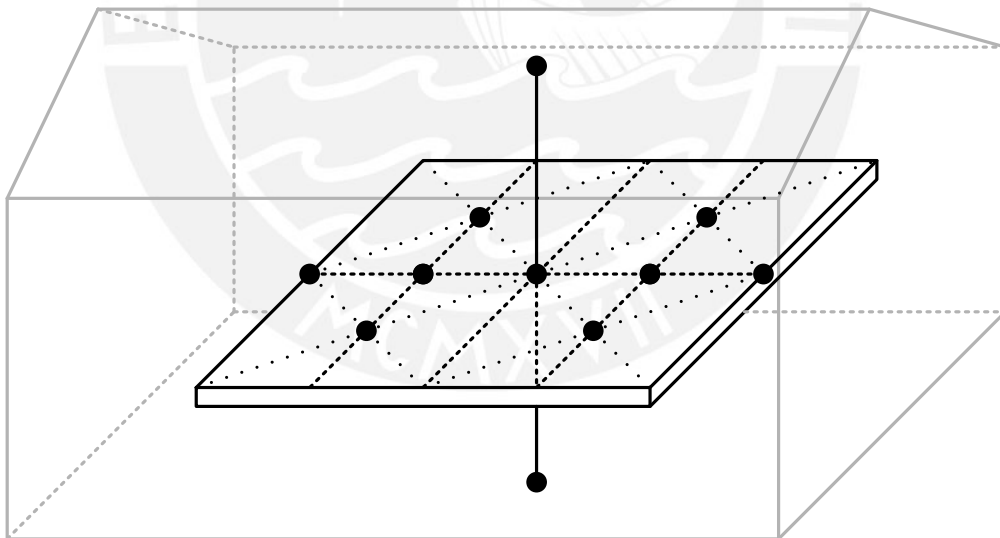


Figura 3.3 Arreglo propuesto para el sistema

Dicha distribución de los sensores obedece tanto a la calibración (según Norma IEC - figura 2.10) como a la predicción (figura 3.2) de la temperatura en el habitáculo de la incubadora. Por lo tanto, se utilizarán 12 sensores de temperatura para el diseño e implementación del hardware del sistema (Un sensor adicional al arreglo propuesto en la figura 3.3).

Las características que debe cumplir el hardware son las mismas que se indicaron en el ítem 3.1.3 excepto por la cantidad de puntos de medición. En este caso se realizará el diseño para 12 puntos de medición.

Adicionalmente, cabe resaltar que el presente trabajo de tesis se ciñe únicamente en el desarrollo e implementación del hardware de la unidad de sensado y del módulo central de adquisición de datos. La programación de los microcontroladores utilizados en el hardware fueron elaborados por Manuel Montoya Manyari (programación del microcontrolador de la unidad de sensado) y Andrés Barrios Montalvo (programación del microcontrolador del módulo central de adquisición de datos).

A continuación, en base al planteamiento propuesto se presenta el diseño e implementación de la unidad de sensado y el módulo central de adquisición de datos.

3.4. Diseño e implementación de la unidad de sensado

Será el encargado de la adquisición y acondicionamiento de la señal del sensor. El diagrama de bloques se presenta a continuación (ver Figura 3.4):

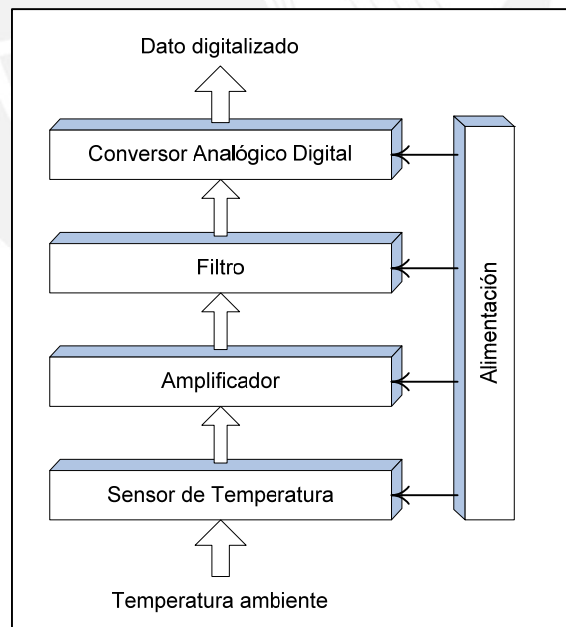


Figura 3.4 Diagrama de Bloques de la Unidad de Sensado

El planteamiento indicado (que cumple el esquema básico planteado por Webster [12] para la adquisición de señales) tiene como finalidad acercar lo mejor posible el sensor al circuito de acondicionamiento de la señal (unidad de sensado),

obteniendo de esta manera la inmediata digitalización de la señal. Aquello conlleva a reducir el tamaño del circuito impreso para poder obtener una mejor maniobrabilidad al realizar las mediciones en el habitáculo de la incubadora.

Como característica adicional, añadimos un microcontrolador (en la etapa de conversión) a la unidad de sensado. Con esto se obtiene los siguientes beneficios:

- Al colocar un microcontrolador en cada unidad de sensado logramos una independencia en la posición de la unidad respecto del Módulo Central de Adquisición de Datos, ya que la calibración se realizaría digitalmente mediante la variación en la ecuación de conversión de voltaje a temperatura del sensor implementada en el microcontrolador (variación de la curva de calibración por software).
- Al poder realizar la calibración por software, todos los componentes utilizados en cada canal serán fijos (p.e. no se utilizaría potenciómetros).

Al poder realizar unidades de sensado independientes, se elimina el acoplo de señales externas debido a otros sensores como en el caso del prototipo, donde el proceso de adquisición de todos los sensores se realizaba en una sola tarjeta.

A continuación se procederá con el desarrollo de cada bloque comprendido en la unidad de sensado:

3.4.1. Etapa del sensor de temperatura

Esta etapa está comprendida por el sensor de temperatura y el circuito de acondicionamiento de señal previo a la etapa de amplificación.

3.4.1.1. Sensor de temperatura

En esta parte nos ocuparemos de la selección del sensor de temperatura.

De la tabla de comparaciones entre sensores de temperatura (Tabla 2.4), llegamos al siguiente análisis:

- La no linealidad de los sensores es un problema para el proceso de tratamiento de los datos adquiridos, ya que las ecuaciones para la conversión de voltaje a temperatura serían de orden mayor o igual a 2.
- El uso de algunos sensores se da generalmente en aplicaciones industriales donde el rango de temperatura son muy elevados (100°C a más). Entre estos

sensores se tiene a las termocuplas y los RTD, que generalmente se diseñan para medir altas temperaturas.

- Un aspecto importante es el tiempo de respuesta que ofrezca el sensor a los cambios de temperatura. Entre los que tienen corto tiempo de respuesta tenemos a los termistores que pueden llegar a un tiempo de respuesta de decenas de segundos en condiciones de aire quieto (Yellow Spring Instruments Temperature Sensors) [15].
- Adicionalmente, el uso del sistema requiere que los sensores sean de fácil manipulación, esto es debido a la posición de los sensores dentro del habitáculo de la incubadora.

De acuerdo a las consideraciones mencionadas se eligió como sensor de temperatura al termistor, ya que las aplicaciones en las que se puede usar son genéricas, son de fácil manipulación (encapsulado pequeño), poseen un rápido tiempo de respuesta, y ofrecen altas precisiones. Como característica adicional se puede mencionar la intercambiabilidad que poseen los termistores lo que los hace fácilmente reemplazables.

El inconveniente en este tipo de sensor es la linealidad. Como ya se mencionó anteriormente, en el capítulo 2, los termistores de tipo NTC son los que pueden aproximarse con menor error a una ecuación lineal. Sin embargo, varios esquemas de linealización de la curva Resistencia vs. Temperatura son propuestos. Éstos consisten en agregar una resistencia ya sea en serie o en paralelo [12] para modificar la gráfica Resistencia vs. Temperatura. A continuación, en la figura 3.5, se muestra el cambio que se produce al agregar una resistencia en paralelo al termistor.

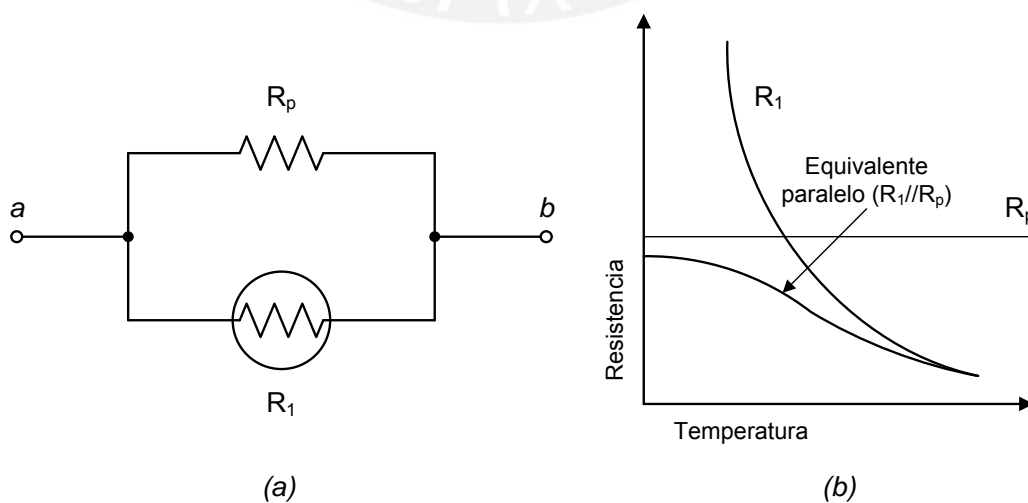


Figura 3.5 Variación de la respuesta de un termistor al aumento de una resistencia

La empresa Yellow Spring Instruments ofrece el *YSI Thermilinear component*, que consiste en dos termistores conectados en paralelo en un mismo encapsulado. Los beneficios adicionales que se consiguen son un fácil diseño, una alta resolución en la medida y el circuito electrónico tendría un bajo costo.

Entre la familia del *YSI Thermilinear component*, aquellos que ofrecen las características más adecuadas a los requerimientos del sistema es el YSI 44018 (Figura 3.6a) y el YSI 44019A (Figura 3.6b), los cuales poseen las siguientes características:

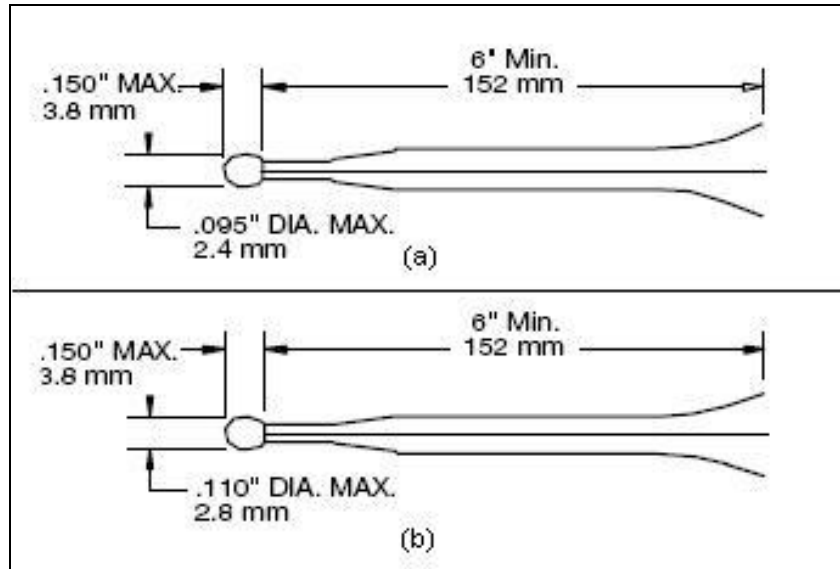


Figura 3.6 YSI 44018 y YSI44019A Thermilinear components

Características YSI44018:

Máxima temperatura de operación	:	105 °C
Precisión	:	±0.15 °C
Intercambiabilidad	:	±0.15 °C
Tiempo de respuesta máxima	:	1 segundo en aceite agitado 10 segundos en aire quieto
Constante de disipación mínima ¹²	:	8 mW/°C en aceite agitado 1 mW/°C en aire quieto
Rango de medición de temperatura	:	-80 a 105°C

¹²La constante de disipación es la energía necesaria en mW para aumentar en 1°C la temperatura alrededor del punto medido.

Características YSI44019A:

Máxima temperatura de operación	:	85 °C
Precisión	:	±0.4 °C (0 a 85 °C)
Intercambiabilidad	:	±0.4 °C (0 a 85 °C)
Tiempo de respuesta máxima	:	1 segundo en aceite agitado 10 segundos en aire quieto
Constante de disipación mínima ¹³	:	8 mW/°C en aceite agitado 1 mW/°C en aire quieto
Rango de medición de temperatura	:	-55 a 85°C

Analizando las características anteriores observamos que el sensor que ofrece un mejor desempeño para esta etapa es el YSI44018, por lo que se utilizará en el desarrollo de esta etapa.

La etapa de acondicionamiento de señal previo a la amplificación se da a través de un puente Wheatstone [12], el cual genera dos voltajes, uno de referencia y otro que varíe con la resistencia del termistor. Los valores de las resistencias de dicho puente dependen del termilínea a utilizar.

El fabricante desarrolla una aplicación para el acondicionamiento de la señal de sensado a través una red termilínea (*Thermilinear Network*) el cual consiste de dos subcomponentes: un termilínea y un set de resistencias (*Resistor set*) que son resistencias de película de metal de precisión. Esta red puede ser utilizada para sensado de temperatura con Voltaje lineal vs. Temperatura o Resistencia lineal vs. Temperatura dependiendo de la configuración utilizada.

En las figuras 3.7 y 3.8 se muestran las configuraciones desarrolladas por el fabricante:

¹³La constante de disipación es la energía necesaria en mW para aumentar en 1°C la temperatura alrededor del punto medido.

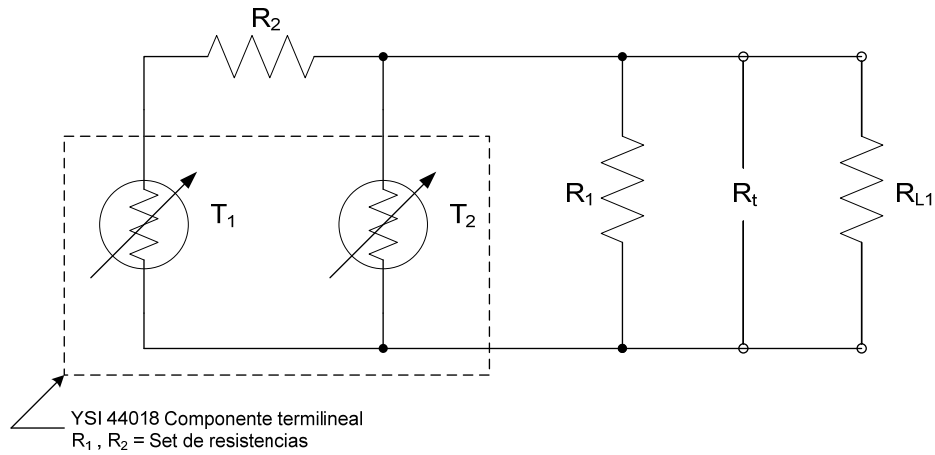


Figura 3.7 Red termilíneal en modo resistencia

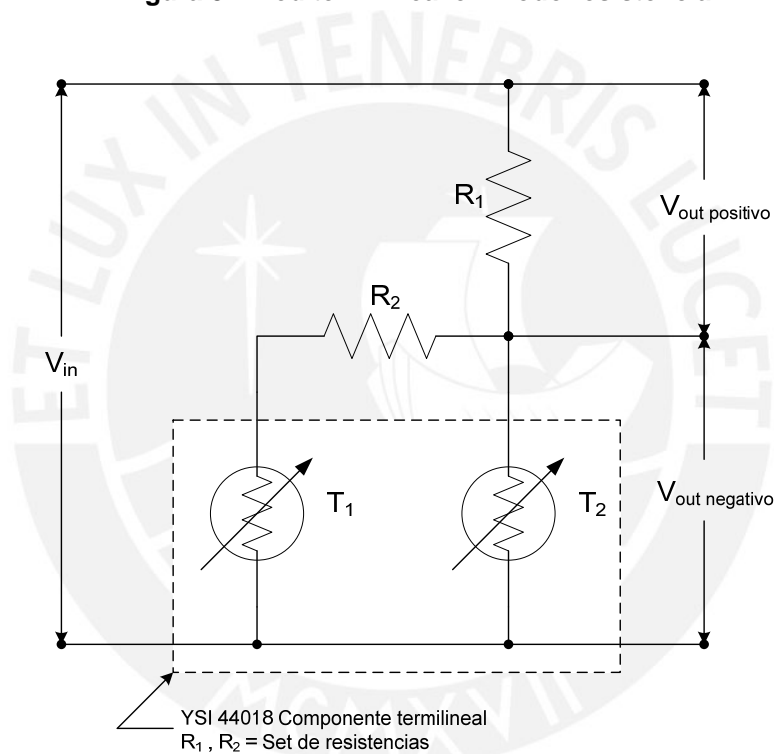


Figura 3.8 Red termilíneal en modo voltaje

Entre los dos modos presentados, se escogerá el de voltaje ya que presenta el circuito de acondicionamiento recomendado por Webster [12] para procesos de medición de temperatura.

La relación voltaje - temperatura esta definida en la siguiente ecuación:

$$V_{out} = (m \cdot V_{in}) \cdot T + (b \cdot V_{in}) \quad \text{(Ecuación 3.1)}$$

Donde:

- V_{out} = Voltaje de salida
- m = Cambio de voltaje por grado (slope)
- V_{in} = Voltaje de entrada

- T = Temperatura en grados Celsius ($^{\circ}C$)
- b = Voltaje a $0^{\circ}C$ y 1 voltio (V_{in}) (desplazamiento a $0^{\circ}C$ o intercepto)

Esta red, que implica una configuración de medio puente, tiene limitaciones en cuanto al rango de medición debido a que ésta se reduce notablemente; pero, al realizar la configuración del puente completo reducimos esta limitación ya que la medición no se hace desde tierra, sino desde un voltaje de referencia extraído del puente.

Al completar el puente tenemos la siguiente configuración:

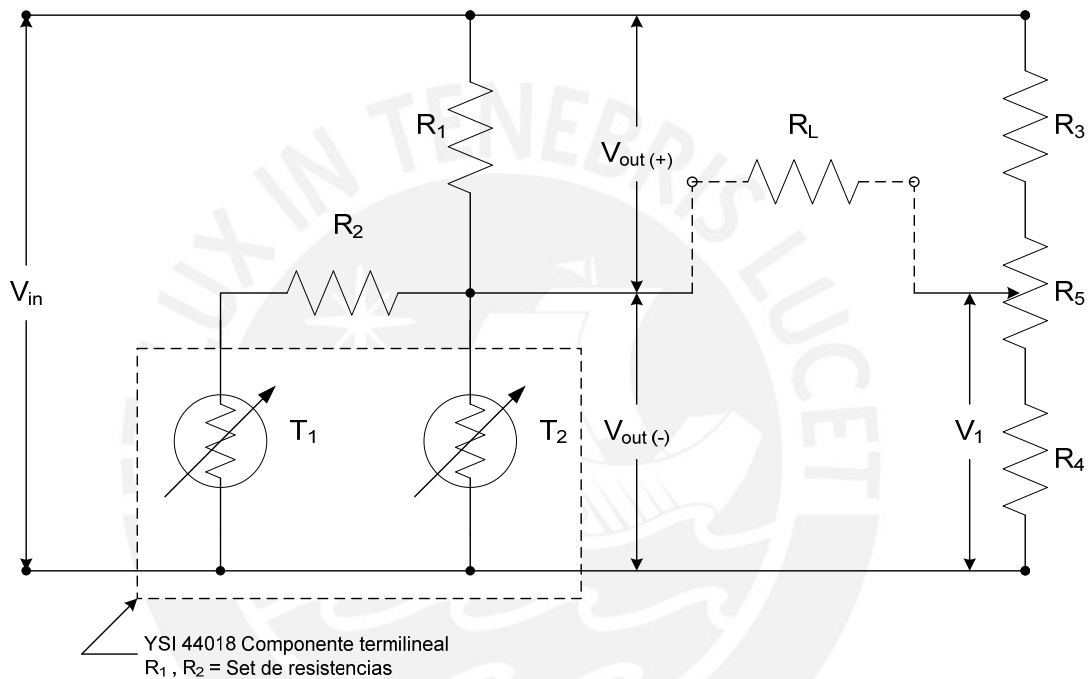


Figura 3.9 Red termilíneal en configuración Puentes Wheatstone

En esta configuración, se aprecia 3 resistencias adicionales a la configuración original (R_3 , R_4 y R_5) de donde se extrae el voltaje V_1 el cual puede ser fijo o variable dependiendo si se fija o no la resistencia R_5 . R_L representa la resistencia equivalente entre las dos salidas del puente. Como se menciona en el ítem 3.2, se debe tener en cuenta que el uso de resistencias variables trae consigo una entrada de error ya que ocurre una constante pérdida de calibración de la misma. Es por esta razón que utilizaremos una resistencia fija, el cual dará un voltaje fijo V_1 .

Cada red ofrece características diferentes en la curva Resistencia vs. Temperatura. Para el sensor elegido se tienen cuatro redes de resistencias disponibles, cuyas características se describen en la tabla 3.1.

Código de la Red	Código del termilínea	Código del set de resistores	Rango Lineal	Desviación lineal	Eo Modo Negativo	Ein Max	It Max
44201	44018 T ₁ = 6,000Ω @ 25°C T ₂ = 30,000Ω @ 25°C	44301 R ₁ = 3200Ω R ₂ = 6250Ω	0 a +100°C	±0.216°C	$E_{out} = (-0.0053483 E_{in}) \times T + 0.86507 E_{in}$	2.0 V	625 μA
44202	44018 T ₁ = 6,000Ω @ 25°C T ₂ = 30,000Ω @ 25°C	44302 R ₁ = 5,700Ω R ₂ = 12,000Ω	-5°C a +45°C	±0.065°C	$E_{out} = (-0.0056846 E_{in}) \times T + 0.805858 E_{in}$	3.5 V	615 μA
44203	44018 T ₁ = 6,000Ω @ 25°C T ₂ = 30,000Ω @ 25°C	44303 R ₁ = 18,700Ω R ₂ = 35,250Ω	-30°C a +45°C	±0.16°C	$E_{out} = (-0.0067966 E_{in}) \times T + 0.65107 E_{in}$	3.0 V	475 μA
44204	44018 T ₁ = 6,000Ω @ 25°C T ₂ = 30,000Ω @ 25°C	44304 R ₁ = 5,700Ω R ₂ = 12,400Ω	-2°C a +45°C	±0.03°C	$E_{out} = (-0.00563179 E_{in}) \times T + 0.807563 E_{in}$	4.0 V	685 μA

Tabla 3.1 Especificaciones de la red termilínea usando el YSI 44018

Según los requerimientos establecidos en el ítem 3.1.2 para el desarrollo del sistema, la red termilínea 44202 y 44204 cumplen con las características señaladas. Se utilizará la red termilínea 44202 debido a que se disponen de las resistencias necesarias para poder implementar esta red.

Las características técnicas de la red 44202 se detallan a continuación:

- Componente termilínea : YSI44018
- Precisión e intercambiabilidad¹⁴ : $\pm 0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Red termilínea a usarse : 44202
- Set de resistencias : $R_1 = 5,7\text{ K}\Omega$, $R_2 = 12\text{ K}\Omega$
- Rango de aproximación lineal : $-5\text{ a }45^{\circ}\text{C}$
- Voltaje de alimentación máximo : $3,5\text{ V}$
- Corriente de entrada máxima : $615\text{ }\mu\text{A}$
- Error de resistencia : $\pm 0.12^{\circ}\text{C @ }-5^{\circ}\text{C}$
 $\pm 0.07^{\circ}\text{C @ }+45^{\circ}\text{C}$
- Desviación lineal : $\pm 0.065^{\circ}\text{C}$
- Constante de disipación¹⁵ : $1\text{ mW}/^{\circ}\text{C}$ en aire quieto
 $8\text{ mW}/^{\circ}\text{C}$ en agua fluyendo
- Modo de resistencia:

$$R_t = (-32.402) \cdot T + 4593.39 \quad (\text{Ecuación 3.2})$$
- Modo voltaje negativo:

$$E_{out} = (-0.0056846 \cdot E_{in}) \cdot T + 0.805858 \cdot E_{in} \quad (\text{Ecuación 3.3})$$
- Modo voltaje positivo:

$$E_{out} = (0.0056846 \cdot E_{in}) \cdot T + 0.194142 \cdot E_{in} \quad (\text{Ecuación 3.4})$$

Observaciones:

- *Error de resistencia:* Posible error en el circuito en grados centígrados por el 0.1% de error en la exactitud del valor de la resistencia.
- *Voltaje negativo:* Fórmula para calcular el voltaje a través de la red termilínea en T_2 (Figura 3.9).
- *Voltaje positivo:* Fórmula para calcular el voltaje a través de R_1 (Figura 3.9).

¹⁴ Diferencia máxima que se presentaría si en un circuito se reemplaza el sensor YSI44018 por otro similar.

¹⁵ La constante de disipación es la potencia en miliwatts requerida para levantar la temperatura de un termistor en 1°C por encima de su entorno.

3.4.1.2. Etapa de acondicionamiento de la señal del sensor

La etapa de acondicionamiento de señal estará comprendida por el puente Wheatstone. El fabricante del termilineal determina una serie de pasos para el cálculo de los valores de las resistencias del puente Wheatstone [15] que a continuación describiremos y aplicaremos para obtener los valores indicados:

- **Paso 1:** El rango de medición debe ser establecido.

El rango de medición estará definido de acorde a los requerimientos establecidos. En nuestro caso, por la red que será utilizada, se puede obtener un rango de medición de -5 a 45°C el cual cubre nuestro requerimiento (30 a 40°C). Sin embargo se coloca un rango adicional que lo cubra. Entonces se tendrá:

Rango de medición: 15 a 45°C

- **Paso 2:** Determinación del paso¹⁶

En este caso, se fijará E_{in} por lo que se podrá calcular la pendiente.

Como los pasos son negativos, entonces se tendrá que a una mayor temperatura, menor será el valor de la resistencia.

- En la ecuación 3.3, cuando se tiene una temperatura de 0°C se obtiene:

$$E_{out} = 0.805858 \cdot E_{in}$$

- Y de la ecuación 3.2 la resistencia R_t obtenida a la misma temperatura será:

$$R_t = 4593.39\Omega$$

- Si fijamos $E_{in} = 2.5 \text{ V}$ ¹⁷, entonces a 0°C se obtiene:

$$E_{out} = 2.014645 \cdot V$$

- Entonces se puede definir los pasos por cada grado

Si $T=1^{\circ}\text{C}$, se tiene: $E_{out} = 2.0004335 \cdot V$

Diferencia de voltaje entre grados:

$$\text{Pendiente} = -14.2115 \cdot \text{mV}/^{\circ}\text{C}$$

- **Paso 3:** Cálculo de la disipación de potencia

Se calculará el autocalentamiento para evaluar el efecto de la potencia disipada en el Termistor T_2 sobre la precisión en la medida. Esta se realizará utilizando la temperatura máxima en el rango determinado en el paso 1.

¹⁶ También llamada constante de sensibilidad. Se define como la variación de voltaje que se tendrá al variar en 1°C la temperatura medida.

¹⁷ Elegimos un valor de voltaje menor a $+5\text{V}$ para evitar el error de autocalentamiento por parte del sensor.

Según el anexo A, observamos que, a 45°C, el termistor T_2 debe tener una resistencia de 13.28 K Ω .

Aplicando la fórmula de potencia:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (\text{Ecuación 3.5})$$

Donde:

- P = Disipación de potencia (Watts)
 V = Voltaje a la máxima temperatura
 R = Resistencia a la temperatura máxima en el rango seleccionado

- o Calculando el voltaje E_{out} a la máxima temperatura (45 °C)

Aplicando a la ecuación 3.3 se obtiene:

$$E_{out} = 1.3751275 \cdot V$$

- o De la ecuación 3.5 calculamos la potencia:

$$P = 0.1424 \cdot mW$$

Para el error por autocalentamiento se utiliza la constante de disipación, el cual nos proporciona la conversión de Watts a grados centígrados.

- o Para aire quieto tenemos:

$$Error \cdot autocalentamiento = \frac{0.1424 \cdot mW}{1 \cdot mW/^\circ C}$$

$$Error \cdot autocalentamiento = 0.1424^\circ C$$

- o Para agua fluyendo tenemos:

$$Error \cdot autocalentamiento = \frac{0.1424 \cdot mW}{8 \cdot mW/^\circ C}$$

$$Error \cdot autocalentamiento = 0.017799^\circ C$$

- **Paso 4:** Determinación de R_3 , R_4 y R_5

El objetivo de este paso es elegir dichas resistencias de tal manera que se obtenga 0 V a la salida cuando se tenga una temperatura de 15°C. Para comenzar, se debe tener como dato los valores de resistencia de T_1 , R_2 y T_2 (Figura 3.9) medidos a 15°C. El equivalente de estas resistencias se llamará R_{cal} . Una manera de hallar R_{cal} es calculando la resistencia R_t y sustrayendo el efecto de R_1 .

- o De la ecuación 3.2, hallando R_t para 15°C ($R_t@15^\circ\text{C}$):

$$R_t = 4107.36 \cdot \Omega$$

- o Calculando R_{cal} :

$$\frac{1}{R_{cal@15^\circ\text{C}}} = \frac{1}{R_t@0^\circ\text{C}} - \frac{1}{R_1} \quad (\text{Ecuación 3.6})$$

$$R_{cal@15^\circ\text{C}} = 14700.09 \cdot \Omega$$

Otra resistencia (R_5) es agregada en esta parte con la finalidad de controlar el valor de 0V. El valor de esta resistencia es igual a dos veces el error (o tolerancia) de R_3 y R_4 (asumiendo que tienen el mismo error). Cuando se realiza el diseño del circuito, asumimos que una mitad del valor de la resistencia de R_5 está incluido en R_3 y la otra mitad en R_4 .

En el caso del prototipo, R_5 era un potenciómetro que se regulaba para obtener en la salida 0 V cuando la temperatura era de 0°C ; pero, por las razones expuestas al empezar el presente capítulo, no se recomienda el uso de un potenciómetro por lo que el valor de R_5 estará contenido en R_3 y R_4 .

Eligiendo $R_4 = 47 \text{ K}\Omega$ (con una precisión de $\pm 0.02\%$), calculamos R_5 sólo para efectos del cálculo de R_3 :

$$R_5 = 2 \cdot (0.002 \times 47000 \cdot \Omega)$$

$$R_5 = 20 \cdot \Omega$$

- o R_3 se calcula a partir de R_4 y R_5 mediante la siguiente ecuación:

$$R_3 = \left[\frac{R_1 \times \left(R_4 + \frac{R_5}{2} \right)}{R_{cal@15^\circ\text{C}}} \right] - \frac{R_5}{2} \quad (\text{Ecuación 3.7})$$

Calculando R_3 se obtiene:

$$R_3 = 18224.4 \cdot \Omega$$

De los valores comerciales, el valor más cercano es el de $18 \text{ K}\Omega$, por lo que se tendrá:

$$R_3 \approx 18 \cdot \text{K}\Omega$$

Por lo tanto, se determina lo siguiente:

Valores de resistencias de la etapa de acondicionamiento de señal (todas las resistencias elegidas tienen una precisión de 0.02%, excepto R_1 y R_2 que tienen una precisión de 0.1%):

$$R_1 = 5.7 \cdot K\Omega$$

$$R_2 = 12 \cdot K\Omega$$

$$R_3 = 18 \cdot K\Omega$$

$$R_4 = 47 \cdot K\Omega$$

Ecuación de salida de la etapa de acondicionamiento de señal:

$$E_{out} = -0.0142115 \times T + 2.014645 \cdot (\text{Voltios}) \quad (\text{Ecuación 3.8})$$

Por último, se considera el error introducido por el sensor de temperatura, donde se utiliza la pendiente de la ecuación 3.8 para poder convertir la precisión de la temperatura en voltaje. Expresando la precisión del sensor ($\pm 0.15^\circ\text{C}$) en mV se obtiene que ésta es igual a $\pm 2.13\text{mV}$.

Adicionalmente, no se considera el error del voltaje E_{in} ($2.5\text{V} \pm 0.1\%$)¹⁸ debido a que para una variación de 0.5°C , se observó que el valor obtenido es aproximadamente $\pm 4 \mu\text{V}$. Esta variación no contribuye significativamente en el valor final por lo que se puede descartar. No consideramos tampoco el error de autocalentamiento debido a que no es significativo ($\pm 0.02^\circ\text{C}$)¹⁹.

Sumando el error introducido por el sensor en la ecuación 3.8 se obtiene:

$$E_{out} = (-0.0142115 \times T(^{\circ}\text{C}) + 2.014645) \cdot V \cdot \pm 2.13 \cdot \text{mV} \quad (\text{Ecuación 3.8a})$$

3.4.2. Etapa del amplificador

En el punto 3.4.1.2, la salida de voltaje del puente Wheatstone está definida en la ecuación 3.8a, donde la variación de voltaje ante un aumento de 1°C es de $-14,2115 \text{ mV}$. Ya que esta variación es muy pequeña para poder manejarla con las etapas siguientes (filtro analógico y conversor analógico digital) y también susceptible al acoplo de ruido externo (según Pallás [10], para un amplificador operacional son 3: ruido térmico o Johnson²⁰, ruido de granalla o shot²¹ y ruido

¹⁸ Este valor se obtiene en la elección del regulador que se da en 3.4.5.

¹⁹ Elegimos este valor debido a que el ambiente donde se realizará la medición está constantemente bajo ventilación. Esto con la finalidad de uniformizar la temperatura en todo el habitáculo.

²⁰ Es debido a la agitación térmica de los electrones en una resistencia, y aquí en concreto en el canal de los transistores de entrada.

flicker²²), se coloca una etapa de amplificación de señal con la finalidad de poder resolver estos inconvenientes.

El amplificador de más utilidad en la medición, instrumentación y control es el amplificador de instrumentación [17]. El esquema básico de un amplificador de instrumentación se muestra en la figura 3.10:

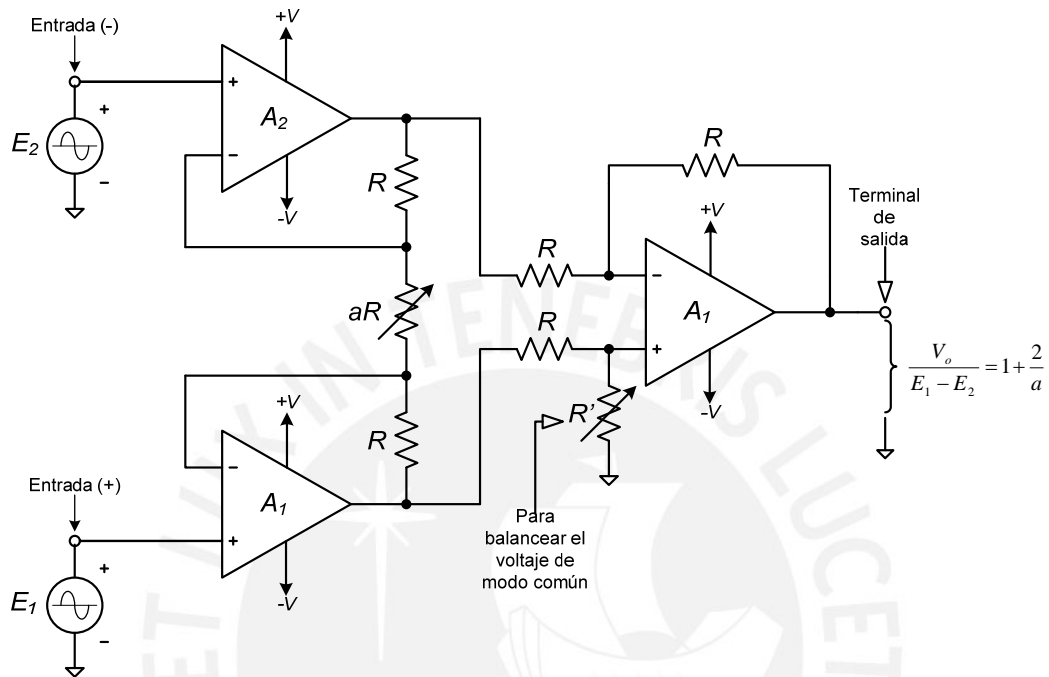


Figura 3.10 Esquema básico de un amplificador de instrumentación

A continuación, mencionamos las características más importantes del amplificador de instrumentación (correspondiente a la figura 3.10):

- La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ($E_1 - E_2$) a la salida simple, se define por medio de una sola resistencia (aR).
- La impedancia en las dos entradas es muy alta y no cambia aunque se varíe la ganancia. Esto es debido al seguidor de línea colocado en cada entrada del amplificador.
- V_o no depende del voltaje en modo común de E_1 y E_2 (voltaje de modo común), sólo de su diferencia (inmunidad al ruido).

De los amplificadores de instrumentación ofrecidos en el mercado se tiene los desarrollados por Analog Devices, National Semiconductor y Burr-Brown (Texas

²¹ Es debido a que la corriente eléctrica consta de cargas individuales y, cuando son independientes, la cantidad de cargas que pasa por una sección varía aleatoriamente.

²² O ruido $1/f$ (ya que depende de la frecuencia). Su origen no es bien conocido, aunque parece asociado a un mal contacto entre materiales conductores.

Instruments). Se observa que son escasos los amplificadores ofrecidos por National Semiconductor que poseen las características de precisión necesarias para el desarrollo del sistema, en tanto que Analog Devices si ofrece amplificadores con características de precisión, pero son muy costosos. Se optó por el uso de amplificadores de la compañía Burr-Brown (Texas Instruments). Específicamente el uso de la familia INA. La razón de esta elección se basa en la variedad de amplificadores de instrumentación con altas características de precisión ofrecidas por el fabricante. Adicionalmente, se obtuvo una experiencia previa en el uso de estos amplificadores durante el desarrollo del prototipo. En él, se utilizó el INA2126, el cual es un doble amplificador diferencial de instrumentación. El error en la ganancia era de $\pm 0.02\%$ con lo que se obtenía un error en la medición de temperatura de aproximadamente de $\pm 0.02\text{ }^{\circ}\text{C}$. El único inconveniente que se tuvo fue que, al momento de dejar de funcionar uno de los dos amplificadores diferenciales (ya sea por sobrevoltaje o voltaje negativo en la entrada), el otro ya empezaba a dejar de funcionar correctamente, por lo que se tenía que reemplazar el integrado (había una dependencia entre canales de sentido).

Para el diseño del sistema, al elegir el amplificador se debe tener en cuenta las siguientes consideraciones de diseño dadas por el fabricante [18] [19]:

- Para una precisión de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ (requerimiento del diseño), se debe tener en cuenta la pendiente de la ecuación 3.8a, el cual es de $14.2115\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Entonces, para pasos de 0.5°C , se tendrá variaciones de 7.10575 mV . Es decir, el amplificador debe tener un error en la entrada menor a 7.11 mV .
- El error en la ganancia debe ser menor que $7.11\text{ mV} \times G$, donde G es la ganancia del amplificador.
- Alta impedancia en la entrada, de tal manera que la caída de voltaje en el amplificador sea despreciable en comparación al voltaje de entrada. Por el contrario, la impedancia de salida debe ser menor para que la caída no afecte el voltaje de salida.
- Alto rechazo en modo común (CMRR^{23}), de tal manera que el voltaje de salida no sea afectado por el voltaje en modo común en la entrada. Esto implica que el voltaje de salida del amplificador con la entrada en modo común deberá ser menor que $7.11\text{ mV} \times G$ para no afectar la medición.

²³ CMRR (Common-mode rejection) Es la medida del cambio en la salida del amplificador cuando ambas entradas tienen el mismo voltaje [7].

- Ya que la señal de entrada es prácticamente continua (la frecuencia del sensor es menor a 1 Hz), también se debe tener en cuenta el voltaje de desplazamiento que genera el amplificador.

Según lo mencionado líneas arriba, se encontraron los siguientes amplificadores que cumplen dichas características y que se mencionan en la tabla 3.2.

Característica	INA101	INA126
Ganancia	$G = 1 + \left(\frac{40 \cdot K\Omega}{R_G} \right)$	$G = 5 + \left(\frac{80 \cdot K\Omega}{R_G} \right)$
Error en la ganancia	$\pm 0.292\%$	$\pm 0.36\%$
Desfase de entrada	$\pm 340\mu V$	$\pm 500\mu V$
Input bias current (por cada entrada)	30 nA	50nA
Impedancia de entrada	$10^{10}\Omega$	$10^9\Omega$
Rango máximo de voltaje de entrada	$\pm 15 V$	$\pm 15 V$
Consumo de corriente de la fuente	$\approx \pm 6.7 mA$	$\approx \pm 0.2 mA$
CMRR	100 dB	90 dB
Ruido en la entrada	0.8 μV_{pp}	0.7 μV_{pp}

Tabla 3.2 Características del amplificador INA101 e INA126

Para la asignación de valores en la tabla se tuvo que asumir una ganancia específica (para este caso se eligió una ganancia igual a 10) ya que varias de las características dependían del valor de ésta.

Se eligió el amplificador de instrumentación INA101 (KU)²⁴ debido a que se dispone de dicho integrado en el mercado local.

De la tabla 3.2 se puede observar que en lo que respecta a la impedancia de entrada, ésta genera corrientes en el orden de los nanoamperios originando caídas de voltaje que no perjudican la señal de entrada, como también sucede con las variaciones de voltaje y corriente debido a la temperatura, los cuales tampoco

²⁴ Las siglas KU se refiere al tipo de empaquetado, en este caso se trata del SOIC-16.

perjudican dicha señal. Adicionalmente, el rango de temperatura de operación abarca el rango de operación del sistema a diseñar.

El voltaje de alimentación y la corriente consumida serán vistos con mayor detalle al momento de realizar el diseño de la fuente que alimentará todo el hardware de adquisición de datos (3.5.3).

Para determinar el efecto del amplificador de instrumentación en la señal calcularemos primero el error de la entrada diferencial. Seguidamente sumaremos el error introducido por el amplificador en la entrada y en la salida; y por último, determinaremos la ecuación de la señal de salida que se enviará a la siguiente etapa.

En el diseño de la etapa del sensor de temperatura determinamos, en la ecuación 3.8a, el error atribuido a la precisión del sensor utilizado. Esta señal se colocará en la entrada negativa del amplificador de instrumentación. En la entrada positiva estará el voltaje fijo del puente Wheatstone determinado por las resistencias R_3 y R_4 . Se necesita calcular el error de dicho voltaje fijo. Ésta se puede expresar como una variación de voltaje calculando el valor del voltaje en R_4 . El voltaje fijo del puente (voltaje en R_4) respecto de tierra es determinado de la siguiente fórmula:

$$V(R_4) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times E_{in} \cdot (\text{Voltios}) \quad (\text{Ecuación 3.9})$$

El cálculo del error se obtiene utilizando las siguientes ecuaciones:

$$E(R_3 + R_4) = E(R_3) + E(R_4) \quad (\text{Ecuación 3.9a})$$

$$E\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) = \varepsilon(R_4) + \varepsilon(R_3 + R_4) \quad (\text{Ecuación 3.9b})$$

$$E[V(R_4)] = \varepsilon\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) + \varepsilon(E_{in}) \quad (\text{Ecuación 3.9c})$$

Donde:

E = Error absoluto

ε = Error relativo

Teniendo como dato la precisión de las resistencias R_3 y R_4 a utilizar ($\pm 0.02\%$) y la del voltaje de entrada ($\pm 0.1\%$) se obtiene:

$$V(R_4) = 1.808 \pm 0.0014 \cdot V$$

La señal diferencial a la entrada del amplificador será igual a la diferencia entre la ecuación 3.8a y la ecuación 3.9:

$$V_{in+} = V(R_4) = 1.808 \pm 1.4 \cdot mV$$

$$V_{in-} = E_{out} = (-0.0142115 \times T(^{\circ}C) + 2.014645) \cdot V \pm 2.13 \cdot mV$$

$$V_{in+} - V_{in-} = (0.0142115 \times T(^{\circ}C) - 0.206645) \cdot V \pm 3.53 \cdot mV \quad (\text{Ecuación 3.10})$$

La ganancia del amplificador estará determinada, según la ecuación del fabricante, por el valor de la resistencia R_G . El valor de la resistencia dependerá del factor de amplificación que se desee darle a la señal. En 3.4.5 elegimos el conversor analógico digital ADS1110 el cual trabaja en el rango de -2.048 V a $+2.048$ V (entrada diferencial). Para poder trabajar bajo este rango la ganancia del amplificador no debe exceder de 5 (según el rango de medición de temperatura planteado). Buscando valores de resistencia comerciales se eligió $R_G = 12 \cdot K\Omega$.

Entonces se tendrá:

$$G = 1 + \left(\frac{40 \cdot K\Omega}{12 \cdot K\Omega} \right) = 4.33$$

De la tabla 3.2, sumando todos los errores en la entrada para la ganancia elegida tenemos:

$$\sum \text{errores en la entrada (INA101)} = 338.9 \cdot \mu V$$

Los pasos más detallados para el cálculo del error se encuentran en el Anexo C.

Por lo tanto, la ecuación 3.10 quedaría expresada de la siguiente manera:

$$V_{in+} - V_{in-} = (0.0142115 \times T(^{\circ}C) - 0.206645) \cdot V \pm 3.871 \cdot mV \quad (\text{Ecuación 3.10a})$$

El error incluido en la ecuación 3.10a se encuentra dentro del rango permitido por el requerimiento (menor a 7.11 mV).

Para poder incluir el error de la ganancia en la señal de entrada en la ecuación a la salida del amplificador se necesita utilizar la ley de propagación del error [22]. Sea la función $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, la ley de propagación del error se define como:

$$E_a(y) = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial}{\partial x_i} f(x_1, x_2, \dots, x_n) \right| \cdot E_a(x_i) \quad (\text{Ecuación 3.11})$$

Donde $E_a(x)$ y $E_a(y)$ son los errores de x e y respectivamente.

Calculando el error de ganancia para el valor elegido ($G = 4.33$) se tiene:

$$G = 4.33 \pm 0.04$$

Sea:

$$x_1 = (0.0142115 \times T(^{\circ}\text{C}) - 0.206645) \cdot V \pm 3.871 \cdot mV$$

$$x_2 = 4.33 \pm 0.04$$

Utilizando la ecuación 3.11 se calcula el error de la ecuación a la salida del amplificador. Por lo tanto, la ecuación a la salida del amplificador será:

$$V_{out} = (0.061536 \times T(^{\circ}\text{C}) - 0.894773) \cdot V \pm 9.036 \cdot mV \quad (\text{Ecuación 3.12})$$

Para un cambio de 0.5°C se tiene en la salida del amplificador una variación de 30.77 mV (utilizando la pendiente de la ecuación 3.12). Se observa que el error en la misma ecuación es menor que la variación mencionada por lo que el diseño hasta este punto cumple los requerimientos planteados al inicio del presente capítulo.

3.4.3. Etapa del filtro

En la etapa anterior, se tiene la señal del sensor acondicionada, amplificada y disponible para la etapa de conversión analógica digital; sin embargo, debido al acoplo de una suma de diferentes tipo de ruido (especificado en 3.4.2) en la señal, se hace necesario colocar una etapa de filtrado. Esto tiene como finalidad atenuar señales comprendidas en bandas de frecuencias ajenas a la señal del sensor de temperatura.

Analizando los requerimientos del hardware, se tiene lo siguiente:

- La señal del sensor de temperatura tiene una frecuencia menor a 1Hz , dado que en el mejor de los casos, el tiempo de respuesta es de 1 segundo (aceite).
- La alimentación del equipo será de $220\text{V}/60\text{Hz}$. Esta señal se acopla a la del sensor, por lo que debe ser atenuado.

De los requerimientos expuestos, se plantea lo siguiente:

- Entre la clase de filtros existentes (pasivos y activos), se decidió por el uso del filtro activo. Como el rango de frecuencia de trabajo se encuentra dentro del rango denominado baja frecuencia (de 1 Hz hasta 1 MHz), el uso de un filtro pasivo, especialmente los que contienen componentes inductivos, no llegan a ser eficientes, ya que los inductores llegan a tener valores muy grandes haciendo al diseño voluminoso y caro [20].
- Ya que el rango de frecuencia de trabajo está dentro del rango de 0.01 Hz a 1 Hz, entonces se necesita que las frecuencias mayores a ésta sean atenuadas. La clase de filtro que cumple dichos requerimientos y la que se utilizará es el filtro pasabajo.
- Debido a la precisión de la señal, se debe tener en cuenta la respuesta en frecuencia del tipo de filtro. Esto implica que en la banda de paso se tenga una ganancia uniforme. El tipo de filtro que se adecua a esto tipo de requerimientos es el de Butterworth. Éste nos ofrece la máxima respuesta plana en la banda de paso. El único inconveniente que se puede tener con en este tipo de filtro lo encontramos en la pendiente. Para obtener una mayor pendiente, el incremento del orden del filtro es mayor en comparación a otros tipos de filtro (p.e. Chebyshev, Bessel).

Aunque en un principio se decidió diseñar un filtro activo pasabajo como se realizó en el prototipo, se optó por el uso del filtro del integrado **ADS1110** (en 3.4.4 se menciona con mayor detalle la elección del integrado). La razón de esta elección se dio por el número de componentes utilizados para un filtro activo pasabajo, el cual hacía el circuito impreso no práctico para la manipulación en el habitáculo de la incubadora.

La respuesta en frecuencia del filtro del integrado ADS1110 se muestra a continuación:

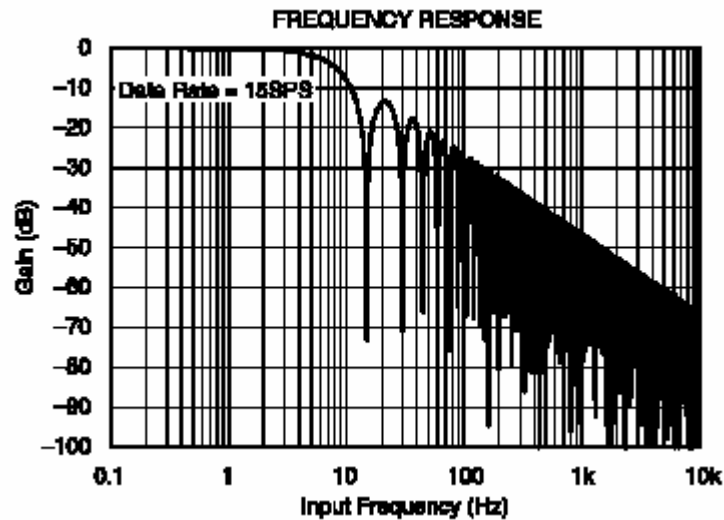


Figura 3.11 Respuesta en frecuencias del filtro del integrado ADS1110

Como se puede observar en la figura 3.11, se trata de un filtro pasabajo el cual tiene una frecuencia de corte de 3 Hz (aproximadamente). Estas características se adecuan a los planteamientos mencionados líneas arriba. Por lo tanto, la señal a la salida del amplificador se conectará directamente a la entrada del convertor analógico digital.

3.4.4. Etapa del convertor analógico digital

La última etapa en el proceso de adquisición de datos de temperatura es la digitalización de la señal. Esta etapa será desarrollada íntegramente mediante un convertor analógico digital.

Como antecedente al desarrollo de esta etapa, en el prototipo se planteó el uso del convertor MAX196 (MAXIM). Se trata de un convertor que utiliza el método de aproximaciones sucesivas como método de conversión mediante el uso de un circuito interno de muestreo y retención para convertir la señal. Compuesto de 6 canales independientes, dispone de 12 bits de resolución el cual entrega de forma paralela. El voltaje de referencia era de 5V, por lo que cada paso del ADC significaba una variación de 1.22 mV. Los inconvenientes que se dieron durante el desarrollo del prototipo fueron:

- La salida del ADC (los 12 bits en paralelo) estaban directamente conectados al puerto paralelo de la computadora, por lo que no había manera de limitar la corriente consumida por el puerto. Esto ocasionaba que uno de los bits de salida del convertor dejara de funcionar. Por lo que se vió la necesidad de colocar un buffer para cada bit de dato en la salida del convertor.

- Sólo se tomaron en cuenta los 10 bits más significativos de los 12 entregados por el conversor, esto es debido al error introducido por los componentes utilizados en la tarjeta de adquisición de datos.
- Al tener 12 bits de datos en paralelo aumentaba la probabilidad de error en el transporte de los datos, así como también aumentaba el área del circuito impreso.

Analizando los requerimientos del hardware a diseñar, se tiene lo siguiente:

- Como mencionamos a inicios del capítulo, se planteó el diseño de tarjetas de adquisición independientes para cada sensor, por lo que se necesitará un solo canal de conversión.
- Como se indicó en las observaciones realizadas en el desarrollo del prototipo, la transmisión de datos a la salida del conversor en forma paralela puede ser una fuente de error, por lo que la transmisión de datos para la comunicación de las unidades de sensado con el módulo central se realizará en forma serial.
- La mínima variación de voltaje establecido es de 30.77 mV que implica una variación de 0.5°C. Por lo tanto, la resolución del conversor debe ser capaz como mínimo de poder diferenciar dicho valor.

Teniendo en cuenta las observaciones y requerimientos mencionados, se planteará las características necesarias para la elección del conversor que se utilizará en el diseño, los cuales son sugeridos en el Boletín Aplicativo de Burr-Brown²⁵ "Selecting and A/D Converter" [21]. Dicha lista de selección se divide en dos áreas: Los factores primarios, los que definen las características principales del conversor, y los secundarios, características adicionales pero no menos importantes.

Factores primarios:

- Nivel de precisión del conversor (el cual depende del nivel de precisión del hardware a diseñar). Entre las características que limitan esta precisión se encuentran: El error de desplazamiento, el error en ganancia, la no-linealidad diferencial y la no-linealidad integral.
- Resolución del conversor.
- Naturaleza de la señal de entrada.
- Velocidad de conversión.

²⁵ Burr-Brown es una empresa de fabricación de integrados que se unió a Texas Instruments.

Factores secundarios:

- Número de canales requeridos.
- Selección de referencia interna o externa.
- Requerimientos de formato digital de salida.
- Requerimiento de interfaz de salida.

Para poder cuantificar las características del convertor se tiene que fijar el voltaje de referencia a utilizar. Para efectos de cálculo se coloca como voltaje de referencia +5V. Esto implica que la resolución mínima será de 10 bits (pasos de 4.88 mV)²⁶. *Entonces se tendrá que 1LSB equivale a 4.88 mV.*

A partir de esto se obtiene las condiciones *mínimas* que el convertor a elegir debe cumplir:

- Resolución del convertor : 10 bits
- Error de desplazamiento²⁷ : ±0.5 LSB
- Error de ganancia²⁸ : ±0.5 LSB
- No linealidad diferencial²⁹ : ±1 LSB
- No linealidad integral³⁰ : ±1 LSB
- Naturaleza de la señal de entrada : Continua
- Velocidad de conversión : 10 SPS (muestras por segundo)
- Número de canales : 1 canal
- Voltaje de referencia : Interna
- Interfaz de salida : Transmisión serial

Una característica adicional importante es la relación señal a ruido (SNR). Según la nota de aplicación de Burr-Brown [21], una regla eficaz pero no sustentada para conseguir un valor de SNR aceptable en un convertor es multiplicar la resolución por seis. Se tiene entonces:

$$SNR \text{ mínimo} = 6 \times \text{Resolución} \quad (\text{Ecuación 3.13})$$

En cuanto a la técnica de conversión más conveniente para la aplicación del sistema a diseñar, según la guía de selección de amplificadores y convertidores [18]

²⁶ Los valores comerciales de resolución de conversión son: 8, 10, 12, 14, 16, 16, 18 y 20 bits

²⁷ Es la desviación de la función de transferencia a través del eje de la entrada analógica (El código de salida es la variable dependiente).

²⁸ Es la desviación de la pendiente de la función de transferencia.

²⁹ Es usado para describir las desviaciones del voltaje de transición ideal en la función de transferencia.

³⁰ Es la medida de la máxima desviación de la función de transferencia respecto de la ideal.

la arquitectura Delta Sigma ($\Delta\Sigma$) es la más apropiada. Esta técnica se caracteriza por tener una alta resolución, entrada diferencial y conversiones a baja frecuencia. De acuerdo a los requisitos mencionados, puede utilizarse como convertor analógico digital a los integrados **ADS1110** y **ADS1100** (ambos de Texas Instruments). Ambos convertidores poseen las mismas características eléctricas (ver Tabla 3.3) excepto por el voltaje de referencia que en el caso del ADS1110 es interno y para el caso del ADS1100 es externo.

<i>Característica</i>	<i>ADS1110</i>	<i>ADS1100</i>
Resolución	16 bits	16 bits
Error de desplazamiento	± 1.2 mV	± 2.5 mV
Error de ganancia	$\pm 0.05\%$	$\pm 0.01\%$
No linealidad integral	$\pm 0.01\%$	$\pm 0.003\%$
Velocidad de conversión	Hasta 240 SPS	Hasta 128 SPS
Número de canales	1	1
Interfaz de salida	I ² C	I ² C

Tabla 3.3 Características principales del ADS1110 y ADS1100

Se utilizó el convertor analógico digital **ADS1110** debido a que se dispone de dicho integrado en el mercado local. Este convertor utiliza la técnica de conversión sigma delta y está diseñado para aplicaciones de medición de temperatura.

Adicionalmente se obtiene el valor del SNR en las gráficas de la hoja de datos del ADS1110. Para 16 bits se tiene que el SNR es de 98.08 dB. Esto cumple con la ecuación 3.13.

A continuación se mencionan las características más importantes:

- **Características de operación**

El ADS1110 está constituido de un convertor analógico digital sigma delta con ganancia ajustable, un oscilador y una interfaz I²C.

El núcleo del convertor analógico digital consiste de un modulador delta-sigma seguido de un filtro digital. El convertor mide la diferencia entre las dos entradas de voltaje y las compara con un voltaje de referencia ($2.048 \pm 0.05\%$ V). El filtro digital recibe una cadena del modulador y expulsa un código, el cual es un número

proporcional a la entrada. El hecho de tener un voltaje de referencia interno implica el ahorro de un circuito externo que realice la misma función.

- **Cálculo del código de salida**

Como se mencionó anteriormente, el código de salida es proporcional a la diferencia entre las dos entradas analógicas. El número de bits necesarios para representar el código de salida depende de la velocidad de transmisión, como se muestra en la tabla 3.4:

Velocidad de transmisión	Número de bits	Mínimo código	Máximo código
15 SPS	16	-32768	32767
30 SPS	15	-16384	16383
60 SPS	14	-8192	8191
240 SPS	12	-2048	2047

Tabla 3.4 Mínimos y máximos códigos del ADS1110

La ecuación que maneja la salida del conversor se muestra a continuación:

$$Output\ Code = -1 \times MinCode \times PGA \times \frac{(Vin+) - (Vin-)}{2.048V} \quad (\text{Ecuación 3.14})$$

Donde:

PGA = Valor de ganancia programable

MinCode = Mínimo código

En este caso, se utilizará una resolución de 16 bits lo cual corresponde como código mínimo -32768 según se puede observar en la tabla 3.4. La ganancia será unitaria. Entonces de la ecuación 3.14 se tendrá:

$$Output\ Code = 16000 \times [(Vin+) - (Vin-)] \quad (\text{Ecuación 3.15})$$

Aunque se utilizará los 16 bits del conversor, al momento de presentar los datos en el módulo de visualización (pantalla de la computadora) sólo se utilizarán los 10 bits más significativos. Los seis bits restantes, aunque no contengan información relevante en este diseño, se mantienen en caso se desee posteriormente aumentar la precisión en la medida del sistema.

Cabe resaltar que al elegir la máxima resolución del convertor se tiene como consecuencia una menor velocidad de transmisión, pero para la aplicación no tendrá ninguna repercusión.

La configuración de la transmisión de datos a través del puerto I²C por parte del convertor se encuentra en el código del programa para la unidad de sensado - Anexo G (Programa 1).

En las notas de aplicación de la hoja de datos el fabricante, se recomienda la siguiente conexión del convertor (ver Figura 3.12):

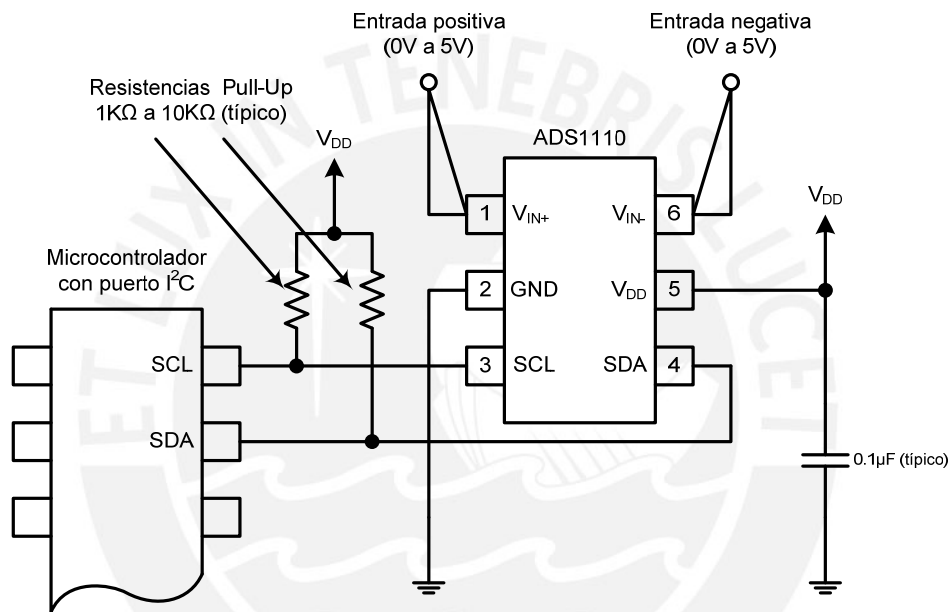


Figura 3.12 Configuración típica del convertor ADS1110

Como se puede apreciar en el modelo de configuración típica del ADS1110 (figura 3.12), la interfaz I²C requiere que sus dos líneas de transmisión estén con resistencias pull-up. En este caso el valor de las resistencias será de 10KΩ y estarán alimentadas con +5V. Además se conectará la línea de entrada negativa (V_{in-}) a tierra y la salida del amplificador (de la etapa anterior) a la entrada positiva (V_{in+}). La alimentación requerida por el convertor es de +5V.

Por último quedaría por calcular el error a la entrada del ADS1110. Según la hoja de datos del integrado, sumando todos los errores mencionados tenemos:

$$\sum \text{errores en la entrada}(ADS1110) = 1.71 \cdot mV$$

Los pasos más detallados para el cálculo del error se encuentran en el Anexo C.

3.4.4.1. Selección del microcontrolador

Como se mencionó en 3.3, la razón de colocar un microcontrolador en cada unidad de sensado es que nos brinde una independencia en la ubicación de la misma dentro del módulo central de adquisición comprendido de varias unidades de sensado. También nos ofrece la posibilidad de una calibración por software, mediante la variación de la ecuación de conversión de voltaje a temperatura.

Los requerimientos mínimos que se necesita para la elección del microcontrolador se detallan a continuación:

- Interfaz I²C (Comunicación entre el conversor y el microcontrolador).
- Interfaz UART (Comunicación entre el microcontrolador y el módulo central de adquisición).
- Capacidad de almacenamiento para la ecuación de conversión y las calibraciones de las mismas.

Debido a la experiencia obtenida en el uso de microcontroladores del fabricante Atmel, se plantea utilizar un microcontrolador de este fabricante. En el mercado local se disponen del *Atmega8L* y *Atmega128L*. En la tabla 3.5 se mencionan las principales características:

Característica	Atmega8L	Atmega128L
Rango de voltaje de alimentación	2.7 a 5.5V	2.7 a 5.5V
Corriente consumida	15 mA	19 mA
Rango de frecuencia del Reloj interno	1 a 8 MHz	1 a 8 MHz
Memoria Flash	8K bytes	128K bytes
Memoria EEPROM	512 bytes	4K bytes
Resolución del ADC interno	8 a 10 bits	8 a 10 bits
Modo de programación	Serial (SPI) y Paralelo	Serial (SPI) y Paralelo
Número de puertos programables (I/O)	23	53
Número de puertos serial (USART)	1	2

Tabla 3.5 Características principales del Atmega8L y Atmega128L

Ambos integrados cumplen los requerimientos propuestos líneas arriba; sin embargo, el *Atmega128L* tiene características que sobrepasan en gran medida dichos requerimientos, por lo que se optó por el uso del *Atmega8L* en el diseño de la unidad de sensado.

De la tabla 3.5 se determina lo siguiente:

- La alimentación del *Atmega8L* será de 5V.
- La frecuencia del reloj será fijada (vía programa) en 1MHz.
- La programación del microcontrolador se realizará a través del interfaz SPI (Serial Peripheral Interface), Esta interfaz requiere cuatro líneas: MISO, MOSI, SCK y Reset.
- Aunque el *Atmega8L* posea un conversor analógico digital interno, no se utilizará debido a que no cumple los requisitos de precisión pedidos en el diseño de la unidad de sensado. Una razón adicional es también la limitación de la resolución de conversión a sólo 10 bits.

En la figura 3.13 se muestra el esquema de conexión del *Atmega8L*. La línea de alimentación del microcontrolador se conecta a 3 condensadores cerámicos para reducir el ruido a la entrada del pin de alimentación. En el diseño impreso dichos condensadores deberán colocarse lo más cercano a dicho pin. Además se está alimentando los pines de voltaje de referencia (aunque dichos pines no se utilizarán), esto se hace con la finalidad de evitar acoplamiento de un voltaje externo en el caso que estos se encuentren sin conexión.

También se puede apreciar las líneas que servirán de comunicación con el conversor y con el módulo central de adquisición (puerto I²C y puerto serial USART respectivamente) y las líneas de programación.

El circuito de Reset se establece mediante dos resistencias y un interruptor normalmente abierto.

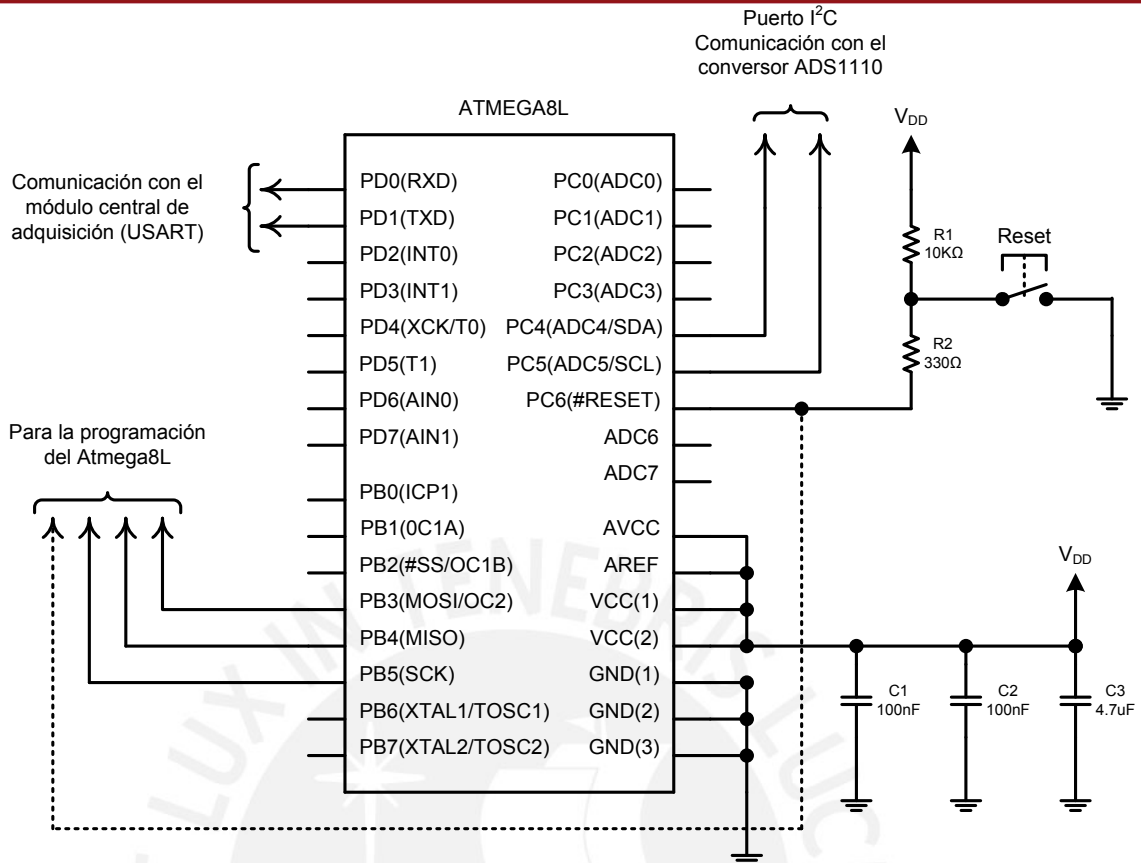


Figura 3.13 Esquema de conexión del Atmega8L

La comunicación del microcontrolador con el módulo central de adquisición se realiza a través de dos líneas: TXD y RXD. Esto se tendrá en cuenta al momento de realizar la interfaz de la unidad de sensado.

Queda por determinar la configuración del conversor análogo-digital (ADS1110) para la comunicación con el microcontrolador ATMEGA8L. Según la hoja de datos del integrado ADS1110, se tienen los siguientes registros:

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	ST#DRDY	0	0	SC	DR1	DR0	PGA1	PGA0
DEFAULT	1	0	0	0	1	1	0	0

Tabla 3.6 Registro de configuración del ADS1110

De la tabla 3.6 se tiene lo siguiente:

- ST#DRDY : (En conversión simple)
- Escritura: "1": Inicia una conversión
 - Escritura: "0": No tiene efecto
 - Lectura: "1": El dato a leer es antiguo

		Lectura: "0": El dato a leer es nuevo
SC	:	"1": Conversión simple "0": Conversión continua
DR1, DR0	:	Velocidad de muestreo (de 15 a 240 SPS)
PGA0, PGA1	:	Ganancia del amplificador interno (de 1 a 8)

Se establece la conversión simple para ambas unidades de sensado (SC="1"). Esto implica que la unidad de sensado esperará un valor de "1" en el bit ST/#DRDY para poder realizar una conversión. Esta elección tiene como finalidad establecer un orden y también sincronización en el envío de datos.

La ganancia del amplificador será unitaria (debido a la amplificación externa).

La velocidad de conversión a utilizar para el proceso de adquisición de señal será de 15 SPS (muestras por segundo).

Por último, como ya se mencionó, la transmisión de datos hacia el módulo central de adquisición estará a cargo del microcontrolador Atmega8L y lo hará a través del protocolo RS-232 con las siguientes características: 4800 BPS, asíncrono, 8 bits de datos, sin paridad y 1 bit de parada.

El código del programa utilizado en el microcontrolador de la unidad de sensado fue elaborado por Manuel Montoya Manyari [6] y se muestran en el Anexo G (Programa 1).

3.4.5. Etapa de alimentación

Hasta este punto se determinó el diseño de las etapas de la adquisición de datos, que implica la selección de componentes e integrados a utilizarse, y la ecuación de conversión de voltaje a temperatura. En este punto se realizará la selección del integrado que generará el voltaje de referencia y el regulador de voltaje que alimentará a los componentes que requieran de una alimentación más precisa.

Antes de empezar con el diseño y selección de los componentes, en la tabla 3.7 se menciona el voltaje de alimentación y la corriente consumida de los integrados elegidos hasta el momento:

<i>Integrado</i>	<i>Voltaje de alimentación</i>	<i>Corriente consumida</i>
INA101	+12V,-12V	6.70 mA
ADS1110	+5V	0.35 mA
Atmega8L	+5V	7 mA

Tabla 3.7 Alimentación y consumo de corriente de los integrados utilizados en la unidad de sensado

De dicha tabla podemos apreciar que se necesitan 3 valores diferentes de voltaje: +12V, -12V y +5V. Los dos primeros voltajes vendrán del módulo central de adquisición, a través del interfaz que comunicará la unidad de sensado con dicho módulo. Se utilizará un regulador de voltaje de +5V de precisión para regular los +12V provenientes del módulo central.

A partir de dicho voltaje regulado, extraemos el voltaje de referencia para el puente Wheatstone que, como se vio en el punto 3.4.1.2, se fijó en +2.5V.

Establecido el voltaje de referencia, hay que calcular la corriente máxima que se necesita brindar al puente Wheatstone. Según los valores de resistencia hallados en el subtítulo 3.4.1.2 y haciendo corto a las conexiones del sensor de temperatura con el puente (peor de los casos) se delimita un consumo de corriente máximo de 0.48 mA.

De acuerdo a los requisitos mencionados líneas arriba, puede elegirse a los integrados **LM4040** y **LM4050** (ambos de Texas Instruments) como voltaje de referencia. Se eligió el integrado LM4040-2.5 como voltaje de referencia para dicho puente debido a que se dispone de éste en el mercado local. Dicho integrado, utilizado en aplicaciones como en la que se está desarrollando, consta de un diodo Zener que fija el voltaje a 2.5 V con un error de $\pm 0.1\%$ (± 2.5 mV). Este valor se encuentra dentro del rango de error permitido en el diseño.

El esquema de conexión se muestra a continuación:

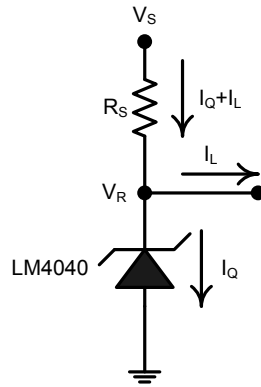


Figura 3.14 Esquema de conexión del LM4040

De la figura 3.14 se determinan las siguientes ecuaciones:

$$R_S = \frac{V_S - V_R}{I_L + I_Q} \quad \text{(Ecuación 3.16)}$$

Donde:

- $R_S =$ Resistencia del Zener
- $I_L =$ Corriente de la carga
- $I_Q =$ Corriente del Zener
- $V_S =$ Voltaje de alimentación = +5V
- $V_R =$ Voltaje de referencia = +2.5V

La corriente de carga estará determinada por la corriente consumida por el puente Wheatstone. Para poder determinar el R_s mínimo y máximo se hallarán las corrientes de carga mínima y máxima. Éstas se obtienen en las temperaturas críticas. En este caso asumimos 0°C y 50°C.

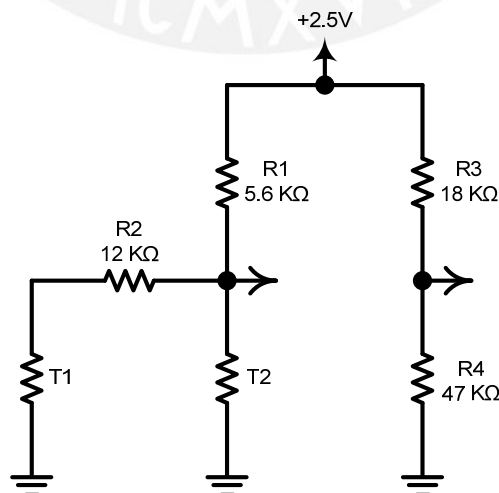


Figura 3.15 Puente Wheatstone de la etapa del sensor de temperatura

De la figura 3.15 se aprecia el puente Wheatstone con el termilíneal descompuesto en sus dos termistores (T_1 y T_2). Esto se realiza con la finalidad de poder calcular I_L mínimo y máximo. Como se sabe, los valores de T_1 y T_2 variarán con el aumento o disminución de temperatura. En este caso particular, interesa saber dichos valores para 0°C y 50°C (peor de los casos). Estos datos son extraídos de la hoja de datos del sensor.

- Caso 1 (Temperatura 0 °C)
 - $T_1 = 19.59 \text{ K}\Omega$
 - $T_2 = 94.98 \text{ K}\Omega$
 - I_L (mínimo) = 123.30 μA
- Caso 2 (Temperatura 50°C)
 - $T_1 = 2.16 \text{ K}\Omega$
 - $T_2 = 10.97 \text{ K}\Omega$
 - I_L (máximo) = 250.69 μA

El LM4040 puede trabajar con un rango de corriente desde 60 μA hasta 15 mA. La corriente del Zener (I_Q) se establecerá en 5.1 mA (este valor se elige para poder obtener un valor comercial de resistencia). Entonces de la ecuación 3.16 tenemos:

$$R_s \text{ (mínimo)} = 478.65 \Omega$$

$$R_s \text{ (máximo)} = 467.23 \Omega$$

Eligiendo un valor comercial se obtiene que $R_s = 470 \Omega$.

Como se menciono anteriormente, se utilizará un regulador de voltaje de +5V. Dicho regulador será de precisión debido a la aplicación que se está desarrollando. Sin embargo, no todos los componentes necesitan un voltaje regulado de precisión por lo que en la interfaz de conexión, entre la unidad de sensado y el módulo central de adquisición, se tendrá una línea adicional en el cual se tenga +5V provenientes de un regulador en el módulo central.

De la tabla 3.7 se obtiene la corriente total que tendrá que generar el regulador de voltaje. Excluimos el Atmega8L ya que no es necesario que dicho integrado se alimente con un voltaje de precisión e incluimos la corriente que necesita el integrado de voltaje de referencia (LM4040), ya que se encarga de alimentar el

puente Wheatstone. Por lo tanto, la corriente mínima que deberá entregar el regulador de voltaje será de 12.27 mA.

En el prototipo que se desarrolló anteriormente, se utilizaron reguladores de voltaje del fabricante Linear Technology obteniendo resultados satisfactorios en cuanto a precisión. A continuación, se mencionan dos reguladores del mismo fabricante que cumplen los requerimientos indicados líneas arriba (ver tabla 3.8):

Característica	LT1461 (ACS8-5)	LT1027
Voltaje de salida	5V	5V
Error en la salida	±0.04%	±0.02%
Corriente de alimentación (sin carga en la salida)	35µA	2.2mA
Corriente de salida (máxima)	50 mA	15 mA
Ruido a la salida (0.1Hz<f<10Hz)	3µV	8µV

Tabla 3.8 Características de los reguladores de voltaje LT1461 y LT1027

Ambos reguladores poseen similares características excepto en el la corriente de alimentación y la corriente de salida. En esta oportunidad se utilizará el integrado LT1461AC para el diseño del presente hardware debido a la disponibilidad de dicho integrado en el mercado local.

Según la hoja de datos del fabricante, se recomienda la siguiente conexión:

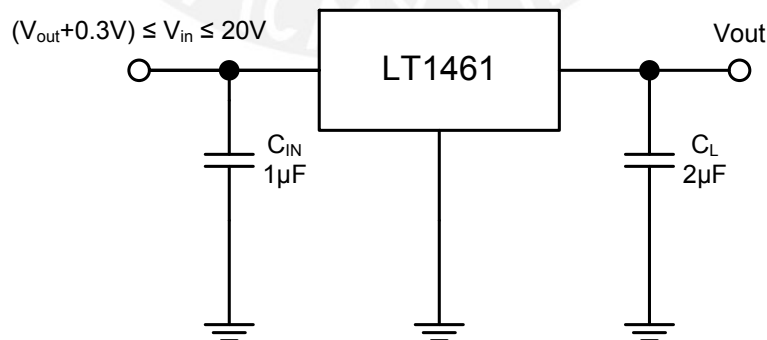


Figura 3.16 Esquema básico de conexión del LT1461

En la figura 3.16 se puede observar que se colocan dos condensadores (uno en la entrada y salida del regulador). Éstos sirven para atenuar el ruido que se pueda acoplar en el integrado. El material de dichos condensadores será de tantalio.

El voltaje de entrada, como lo hemos mencionado anteriormente, será de +12V.

Queda por determinar la necesidad de un disipador de calor para el regulador de voltaje elegido. Calculando la potencia disipada por el puente Wheatstone obtenemos:

$$\text{Potencia disipada (Puente Wheatstone)} = 61.35 \text{ mW}$$

$$\text{Potencia entregada (LT1461)} = 250 \text{ mW}$$

Un buen criterio de diseño es utilizar un disipador de calor cuando la potencia disipada por la carga es mayor a un tercio de la potencia entregada por el regulador de voltaje. Observando las potencias calculadas, se concluye que no es necesario el uso de un disipador de calor para el regulador utilizado.

El último punto por abarcar en este diseño sería la selección de la interfaz de conexión en la unidad de sensado. Para la transmisión de datos y voltajes de alimentación entre la unidad de sensado y el módulo central de adquisición se utilizará un cable flexible de 9 hilos multifilar con apantallamiento. Este tipo de cable son los que se utilizan en las comunicaciones seriales (RS-232). La conexión de este cable con la unidad de sensado será mediante el soldado directo de los cables con el circuito impreso.

A continuación en la figura 3.17 se muestra el esquema completo de la unidad de sensado. La tabla de distribución de los pines de programación y la tabla de distribución de los pines del interfaz de la unidad de sensado se encuentra en el Anexo D.

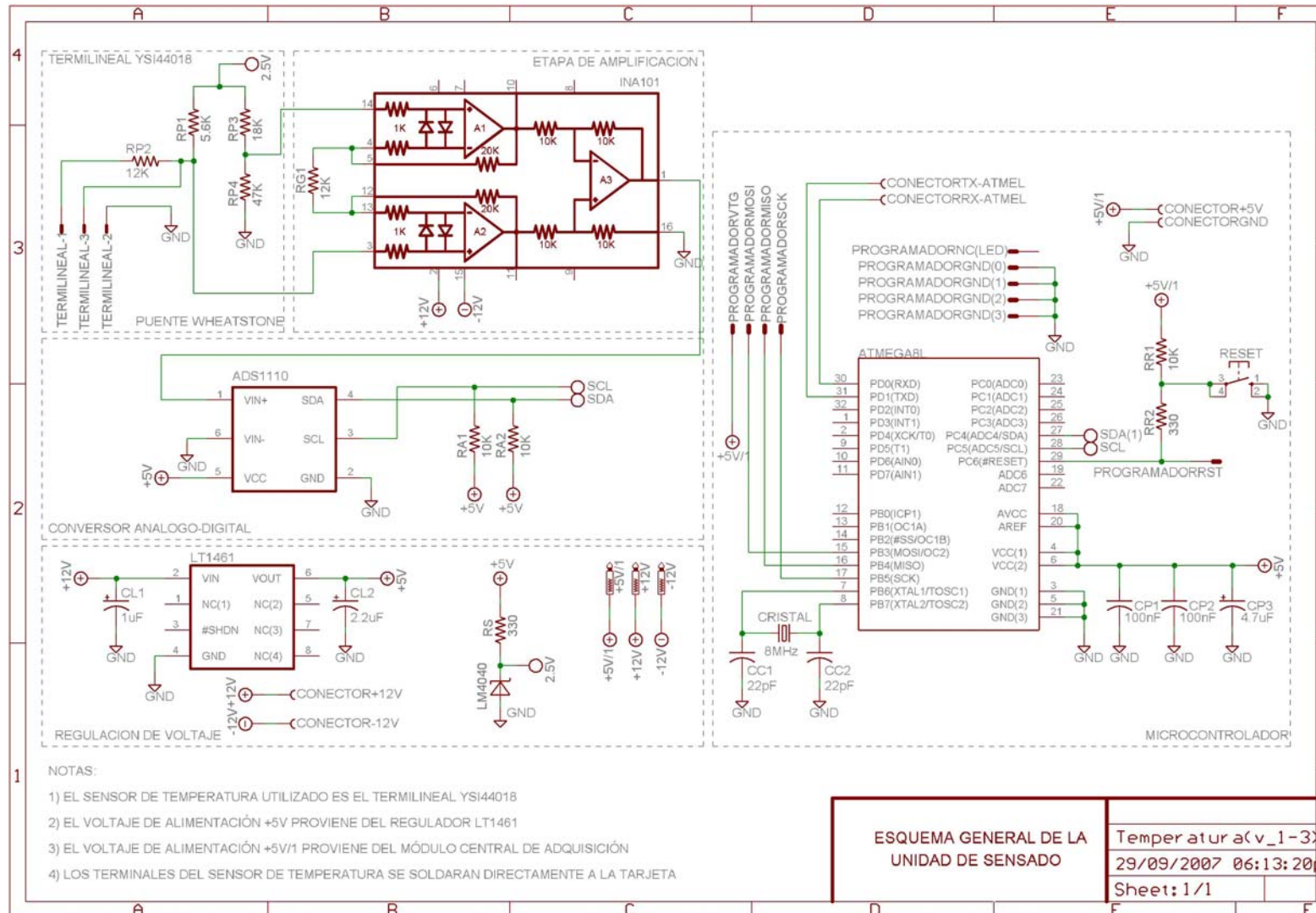


Figura 3.17 Esquema general de la unidad de sensado

3.4.6. Implementación de la unidad de sensado

Definido el diseño de la unidad de sensado se procede a la elaboración del circuito impreso respectivo. En dicho proceso se tuvo como premisa lo siguiente: El sensor debe estar lo más cercano al circuito impreso. La razón radica en la obtención del menor acople de ruido a la señal analógica y a su vez una mejor manipulación de los terminales del sensor. Además, como se menciona el capítulo anterior, no se utilizará ningún conector entre la tarjeta y el sensor.

Estos detalles implican que las dimensiones del impreso deben ser tal que se tenga una fácil manipulación dentro del habitáculo de la incubadora y por consiguiente, a la utilización de integrados de montaje superficial.

Adicionalmente a lo mencionado, un detalle particular se da en la ubicación del integrado LT1461 (Voltaje de referencia de precisión) en el área del impreso. Según especifica su hoja de datos, los lados donde se encuentran los pines deben corresponder con la zona más larga del impreso, de tal manera que sea paralelo al lado más largo del impreso, como se muestra en la siguiente figura (ver Figura 3.18):

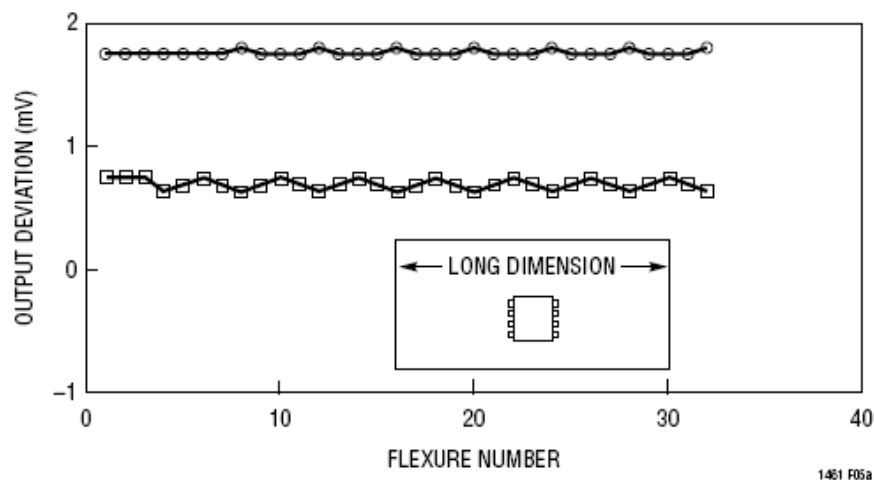


Figura 3.18 Desviación de salida del voltaje de salida respecto de la flexibilidad de la tarjeta impresa

Además, en la figura 3.18 también se muestra la dependencia de la desviación del voltaje de salida con la flexibilidad de la tarjeta. Esta característica no se tomará en cuenta debido a que no se dispone de tarjetas impresas con diferentes espesores.

A continuación, en las figuras 3.19 y 3.20 se muestran las imágenes de la tarjeta impresa de la unidad de sensado con los componentes soldados tanto del lado anverso como del lado reverso. La dimensión obtenida es de 4.6 cm. x 3.2 cm.



Figura 3.19 Imagen Tarjeta impresa de la Unidad de sensado - Lado anverso

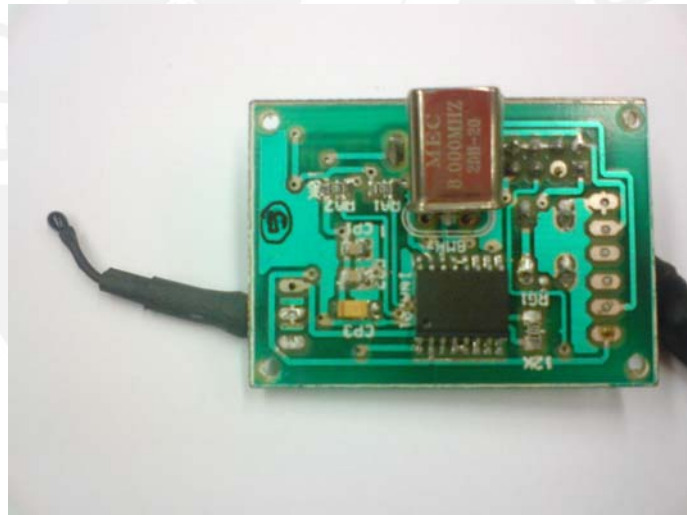


Figura 3.20 Imagen Tarjeta impresa de la Unidad de sensado - Lado reverso

En la figura 3.19 y 3.20 se observa al sensor cubierto de un plástico termocontráctil el cual tiene la finalidad de proteger a los terminales del sensor de posibles movimientos bruscos que ocasione su quiebre al momento de utilizarlos en el hábitculo de la incubadora.

3.5. Diseño e implementación del módulo central de adquisición de datos

Tiene como finalidad establecer una comunicación con cada unidad de sensado para la recepción de datos que son solicitados por una aplicación en la computadora personal. Tiene como función adicional regular y canalizar la alimentación de la fuente a las unidades de sensado. De aquí podemos distinguir las siguientes tareas principales:

- Transmisión y recepción de datos de las unidades de sensado.
- Transmisión de la información recibida de las unidades de sensado hacia la computadora personal.
- Distribución y regulación de la alimentación hacia las unidades de sensado.

Dichas tareas se pueden realizar de distintas formas. Para empezar queda definido (según la tercera tarea) un bloque de distribución de la alimentación, el cual estará encargado de regular el voltaje entregado por la línea externa AC y suministrar dicho voltaje regulado a las unidades de sensado y al módulo central. Para las dos primeras tareas se planteó el uso de dos bloques: Un bloque de multiplexación - demultiplexación de los datos y un bloque de control (microcontrolador) que lo maneje.

Esta descripción se visualiza mejor en el siguiente diagrama de bloques del módulo central (ver Figura 3.21):

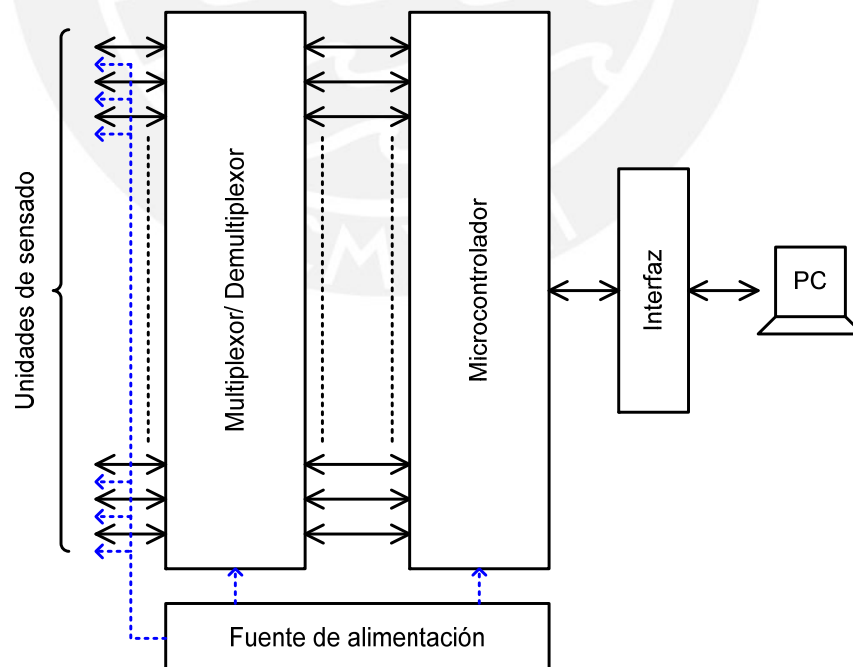


Figura 3.21 Diagrama de bloques del módulo central de adquisición

Al principio se planteó sólo el desarrollo de la etapa de multiplexación demultiplexación para las dos primeras tareas, las funciones del microcontrolador sería desarrollada por la computadora personal, pero esto conlleva un protocolo de transmisión/recepción de datos complejo que sería difícil de desarrollar utilizando sólo la interfaz serial o paralelo disponible de la computadora personal. El uso de otra interfaz (p.e. USB) implicaría un controlador adicional que desarrolle su protocolo.

Otro planteamiento descartado fue usar un microcontrolador que desarrolle también la etapa de multiplexación/demultiplexación. Esto implicaba encontrar un microcontrolador que tenga más de 2 puertos seriales disponibles. El aumento de puertos seriales en los microcontroladores encontrados iba a la par con un aumento de las características del mismo que sobrepasaba los requerimientos del diseño (p.e. el fabricante Atmega).

Como se explicó en el punto 3.3, se necesitan 11 sensores en el diseño del hardware de adquisición de datos del sistema. Debido al número par de los multiplexores/demultiplexores desarrollados, se desarrollará el módulo central de adquisición para 12 sensores de temperatura.

Del diagrama mostrado en la figura 3.21 se divide las etapas que conformarán dicho módulo:

- Etapa de multiplexación y demultiplexación de los datos.
- Etapa de control.
- Etapa de alimentación del módulo.

3.5.1. Etapa de multiplexación y demultiplexación de los datos

Se diseñará un bloque multiplexor/demultiplexor de 12 bits. El nivel de los bits a manejar será TTL de acuerdo a lo recibido por las unidades de sensado. Buscando integrados que manejen 12 bits o en todo caso el inmediato superior (16 bits) hallamos integrados discontinuados por lo que se decidió el uso de bloques de menor manejo de bits para poder formar los mux/demux requeridos. Esta etapa se diseñará con componentes hallados localmente.

La etapa de demultiplexación estará encargada de enviar el dato transmitido por el microcontrolador del módulo central hacia las unidades de sensado mediante la selección del canal respectivo por parte del microcontrolador.

Para dicho fin se utilizarán los siguientes integrados TTL:

- 74LS138 (Decodificador/demultiplexor 3 a 8)

- 74LS139 (Decodificador/demultiplexor 2 a 4)
- 74LS125 (Cuádruple Buffer tristate)
- 74LS04 (Inversor lógico)

La conexión de dichos integrados se muestra a continuación:

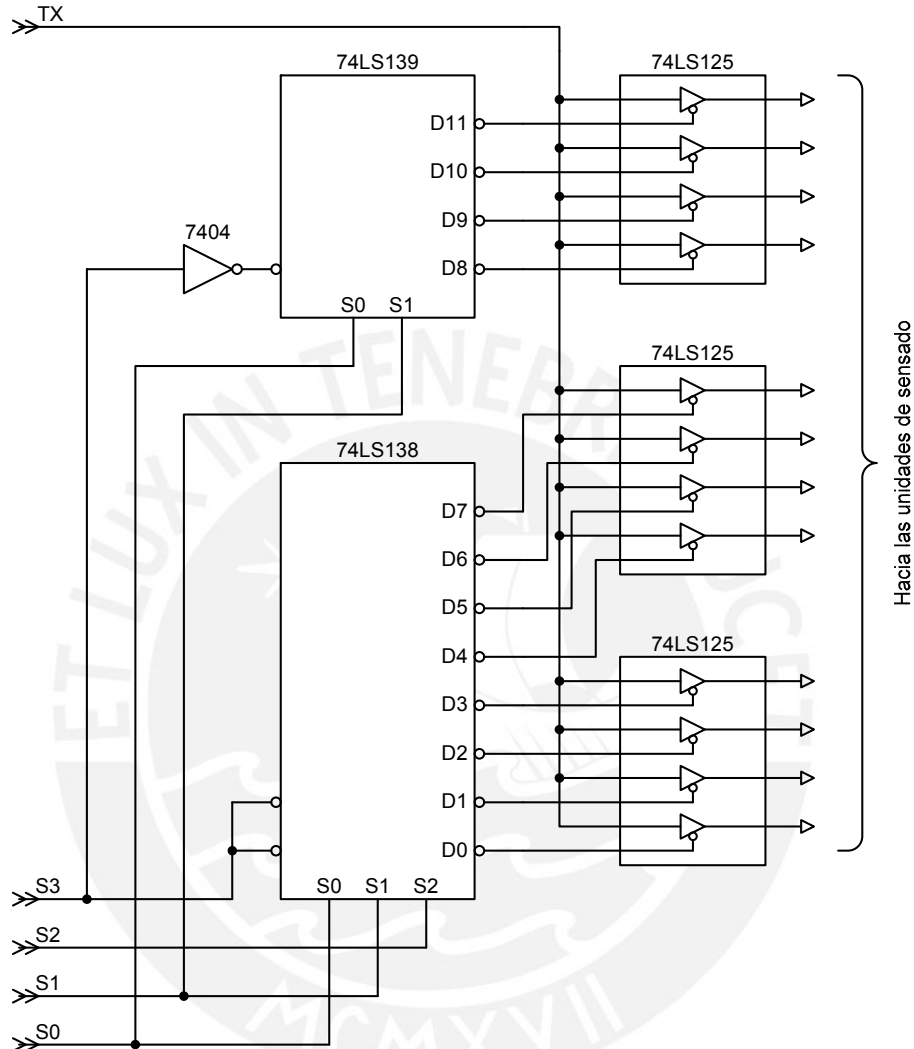


Figura 3.22 Diagrama de conexión de la etapa de demultiplexado

De dicho diagrama se tiene lo siguiente:

S3...S0 : Bits de selección de canal

TX : Línea de transmisión de datos del microcontrolador

D11...D0 : Líneas de recepción de las unidades de sensado

Se debe tener en cuenta que la salida del multiplexor se encuentra invertida para la transmisión de datos por parte del microcontrolador.

La etapa de multiplexación estará encargada de recibir los datos de las unidades de sensado por la línea de recepción del microcontrolador. La selección del canal

por donde se recibirá el dato estará a cargo del microcontrolador. Se utilizarán los siguientes integrados TTL:

- 74LS151 (Multiplexor 8 a 1)
- 74LS253 (Doble multiplexor 4 a 1)
- 74LS04 (Inversor lógico)

El diagrama de conexión se muestra a continuación:

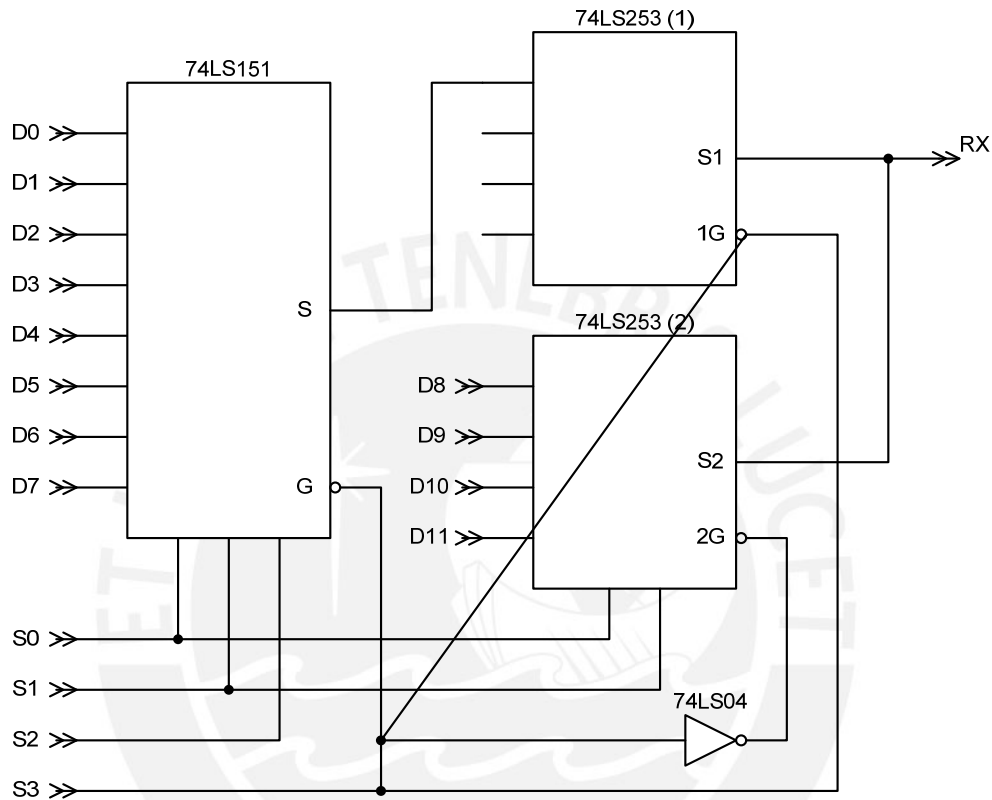


Figura 3.23 Diagrama de conexión de la etapa de multiplexado

De dicho diagrama se tiene lo siguiente:

S3...S0 : Bits de selección de canal

RX : Línea de recepción de datos del microcontrolador

D11...D0 : Líneas de transmisión de las unidades de sensado

Como se puede observar en la figura los dos multiplexores 4 a 1 (74LS253) tienen las salidas cortocircuitadas. Esto se puede realizar debido al estado de alta impedancia de la salida cuando uno de los mux 4 a 1 se encuentran inhabilitados.

3.5.2. Etapa de control

En esta etapa se utilizará un microcontrolador que realizará las siguientes tareas:

- Manejo del mux/demux para la recepción de los datos de las unidades de sensado y transmisión de comandos por parte del microcontrolador.
- Transmisión de los datos obtenidos hacia la computadora personal.

Para dichos fines, se utilizará el mismo microcontrolador utilizado en las unidades de sensado (Atmega8L). La interfaz a utilizar para la transmisión de datos hacia la computadora personal será el puerto paralelo. Para esto, se utilizará un buffer (74LS245) de protección para los pines del microcontrolador que estarán destinados a la comunicación con dicha interfaz.

A continuación se detalla las configuraciones realizadas y protocolos utilizados por el microcontrolador Atmega8L para el manejo y envío de datos obtenidos por los canales del módulo hacia la computadora. Para esto se tuvo en cuenta lo siguiente:

- Debido a que las unidades de sensado se comunican a través del protocolo RS-232 con el módulo central, las características del protocolo (mencionadas en 3.4.4.1) en el módulo, se deben mantener idénticas. La comunicación entre el módulo central y la computadora se realizará a través del puerto paralelo, lo cual no requiere de ninguna configuración especial debido a que se trata de una conexión punto a punto.
- El protocolo utilizado para el pedido y envío de datos del microcontrolador hacia la computadora personal fue elaborado por Andrés Barrios Montalvo [6]. En la figura 3.24 se muestra el diagrama de flujo seguido por el protocolo. Dicha comunicación empieza, según el diagrama de flujo, con el envío de un dato de inicio (*Inicia Atmega*) de la computadora, que el microcontrolador estará esperando. Una vez recibido, éste envía un dato de confirmación de recepción (*Byte OK*). Una vez que la computadora reciba este dato se tendrá la certeza del establecimiento de la comunicación entre ambas partes. Luego, la computadora estará a la espera del dato *Listo Atmega*. Este dato será enviado por el microcontrolador cuando este se encuentre listo para enviar un dato que haya previamente recibido de una unidad de sensado. Luego, estará a la espera de la petición (*Pedido dato*), por parte de la computadora, del dato de temperatura. La comunicación concluye con el envío del *dato* de temperatura por parte del microcontrolador hacia la computadora. El programa que desarrolla el protocolo indicado se encuentra en el anexo G (Código del programa del módulo central de adquisición de datos).

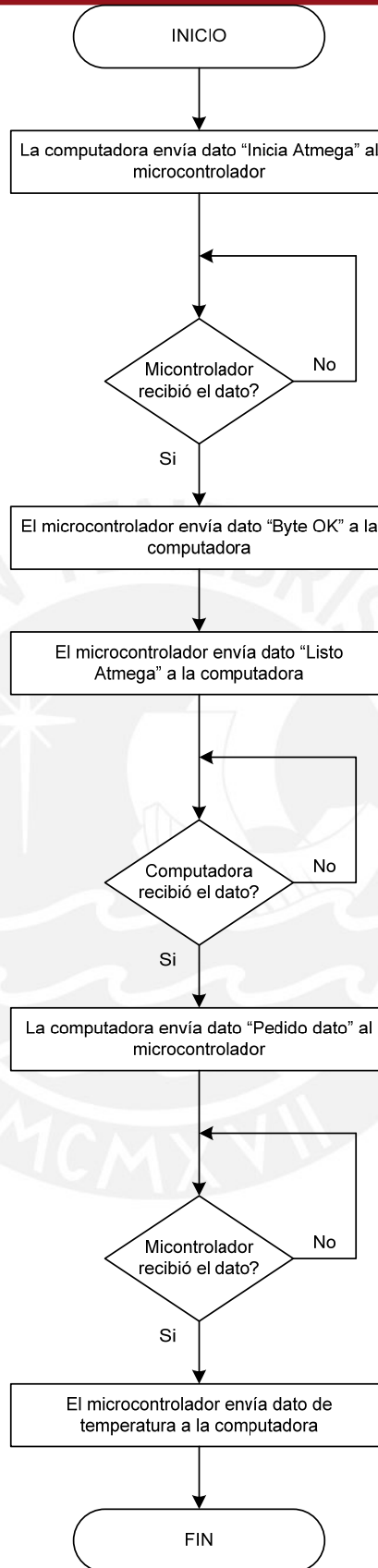


Figura 3.24 Diagrama de flujo del protocolo de comunicación entre el módulo central y la computadora

3.5.3. Etapa de alimentación

Esta etapa se encargará también de la distribución de la alimentación hacia las unidades de sensado.

Para el diseño de dicha etapa se necesita determinar lo siguiente:

- El consumo de corriente total (tanto del módulo central como de las unidades de sensado).
- La alimentación de la que dispondrá la fuente principal.

Empezaremos calculando el consumo de corriente. Del punto 3.4.5 se calcula la corriente total consumida por la de unidad de sensado.

$$I_{\text{unidades de sensado}} = 40 \cdot mA$$

Asumiendo que se utilizan todos los canales a la vez (el caso de mayor consumo de corriente) se tiene entonces que el consumo total de corriente por parte de las unidades de sensado es de 480mA.

Para el cálculo de la corriente en el módulo central obtenemos las corrientes consumidas por los integrados a usar:

Integrado	Corriente consumida
74LS138	10 mA
74LS139	11 mA
74LS151	10 mA
74LS253	26 mA
74LS04	6.6 mA
74LS125	20 mA
74LS244	54 mA

Tabla 3.9 Corrientes consumidas por los integrados usados en el módulo central

La corriente total consumida por los integrados mencionados en la tabla 3.7 y adicionando la del Atmega8L (tabla 3.9) da un total de 138.6mA.

Sumando los consumos de corriente se obtiene que la fuente a diseñar deberá tener la capacidad de soportar un consumo mínimo de 618.6mA.

Para determinar los valores de voltaje de la fuente principal podemos observar que en el diseño de las unidad de sensado se necesita voltajes de +5V, +12V y -12V. En el módulo central se requerirá únicamente una alimentación de +5V. Por lo tanto, la fuente dispondrá a la salida de un voltaje $\pm 12V$ (que podrá ser regulado a +5V posteriormente) y deberá tener la capacidad de poder suministrar una corriente mayor a 619mA.

En cuanto a la precisión del voltaje, debido a la precisión de voltaje en la unidad de sensado, la fuente deberá poseer un rizado menor a 14mV (variación en voltaje de

1°C en las unidades de sensado). Esto con la finalidad de obtener el menor efecto debido al ruido acoplado por las líneas de alimentación.

Debido a la precisión del equipo y a la complejidad conocida para el diseño de fuentes de precisión se optó por la elección de una fuente ya diseñada que cumpla con los requisitos expuestos líneas arriba.

La empresa Power-One se especializa en el desarrollo de fuentes de alimentación de precisión. A continuación se mencionan dos productos de dicha empresa que cumplen los requisitos indicados:

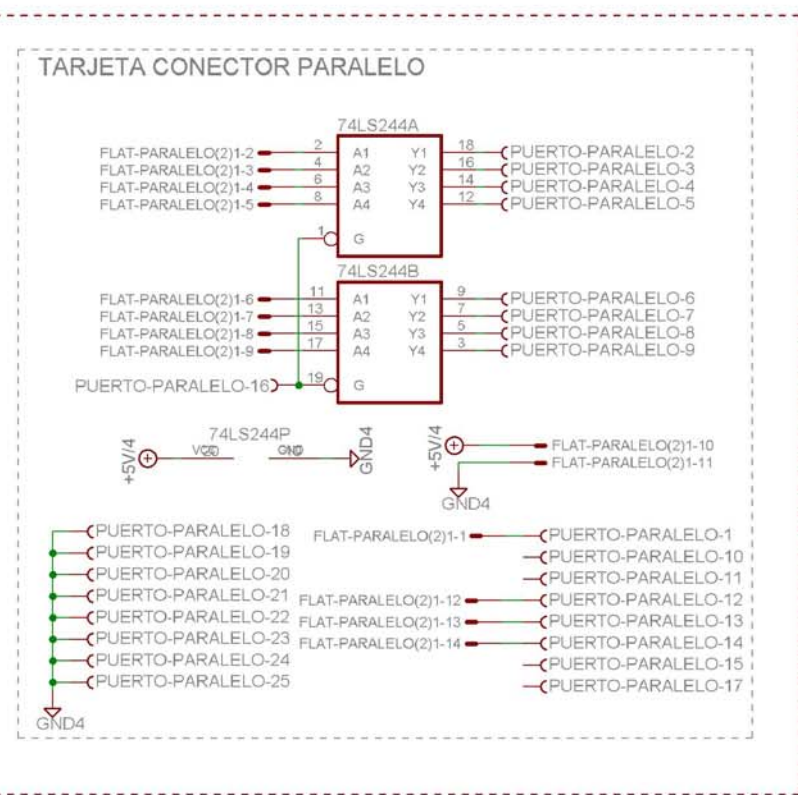
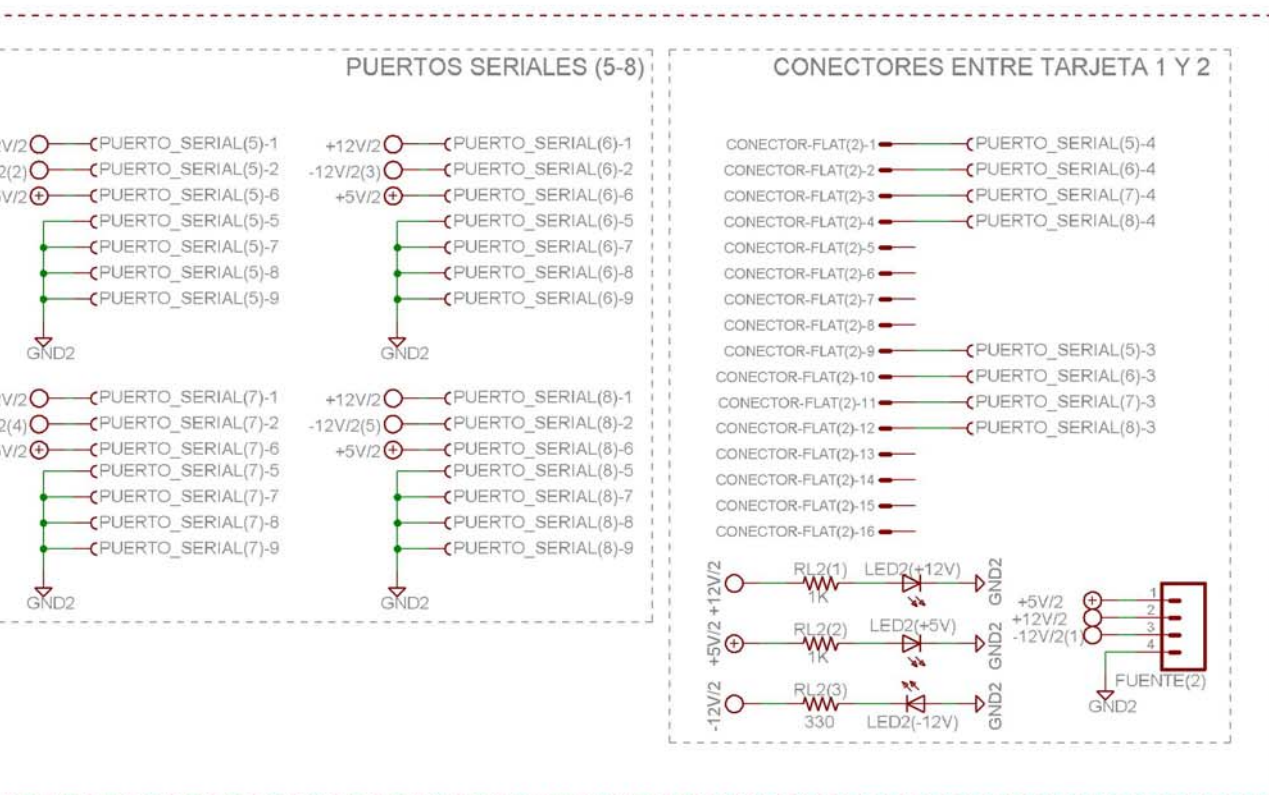
	Característica	Valor
HAA15-0.8-A	Voltaje de entrada	220 VAC \pm 10%
	Número de salidas	2
	Voltaje de salida	\pm 12V@1.0A
		\pm 15V@0.8A
	Eficiencia	55%
Rizado en la salida	5 mVpp	
HBAA-40W-AG	Voltaje de entrada	220 VAC \pm 10%
	Número de salidas	3
	Voltaje de salida	5V@3.0A
		\pm 12V@1.0A
	Eficiencia	55%
Rizado en la salida	5 mVpp	

Tabla 3.10 Características del HAA15-0.8-A y HBAA-40W-AG

De las fuentes especificadas en la tabla 3.10, se eligió la fuente HAA15-0.8-A debido a que se dispone de aquel en el mercado local.

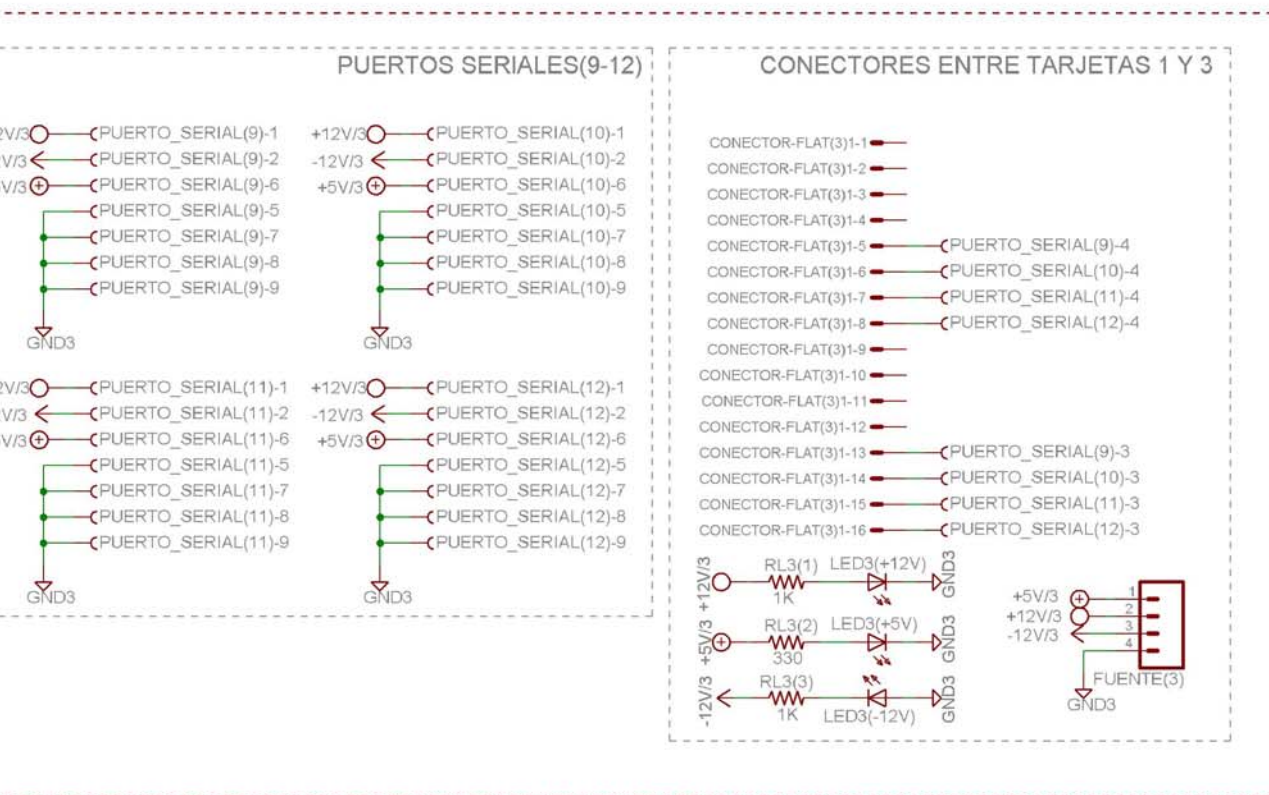
Una vez seleccionados los componentes utilizados en el diseño, a continuación se presenta (en las figuras 3.25 y 3.26) el esquemático correspondiente al módulo central. Debido a la numerosa cantidad de entradas seriales (12 en total) correspondiente a las unidades de sensado, se planteó la necesidad de separar el módulo central de adquisición en tres tarjetas con 4 entradas seriales cada una para obtener una mejor distribución al momento de realizar el chasis final que contendrá a dicho módulo. Cabe mencionar también que en cada tarjeta se están colocando 3 leds indicadores de alimentación (correspondiente a +12V, -12V y +5V). Esto con la finalidad de comprobar la alimentación en cada una de ellas.

TARJETA 4



NOTAS:

- 1) TARJETA 2. ESTA COMPUESTO POR:
 - 4 ENTRADAS SERIALES PARA LAS UNIDADES DE SENSADO (5 - 8).
 - 3 LEDS INDICADORES DE ALIMENTACION DE LA TARJETA.
- 2) TARJETA 3. ESTA COMPUESTO POR:
 - 4 ENTRADAS SERIALES PARA LAS UNIDADES DE SENSADO (9- 12)
 - 3 LEDS INDICADORES DE ALIMENTACION DE LA TARJETA.
- 3) TARJETA 4. ESTA COMPUESTO POR:
 - 1 BUFFER UNIDIRECCIONAL PARA PROTECCION DEL PUERTO PARALELO (INTERFAZ DE CONEXION ENTRE EL MICROCONTROLADOR Y LA PC).
- 4) ESTOS ESQUEMAS CORRESPONDEN A UNA MEJOR DISTRIBUCION DE LA TARJETA PRINCIPAL EN EL CHASIS DONDE SE UBICARÁ.



MODULO CENTRAL DE ADQUISICION DE DATOS DE TEMPERATURA	
TITLE: Interfaz-final(v_1-0)_2	
Document Number:	
Date: 01/11/2006 07:29:21p	She

Figura 3.26 Esquema general del módulo central de adquisición de datos de temperatura (Parte 2)

3.5.4. Implementación del módulo central de adquisición de datos

Con el diseño ya elaborado, queda por último concluir la implementación del módulo central de adquisición de datos. Debido a que en este punto todas las señales tratadas son digitales, la elaboración de los circuitos impresos obedece más a una cuestión de organización y mejor distribución de los componentes para reducir el tamaño del módulo central. Se tuvieron en cuenta los siguientes detalles:

- En el capítulo anterior se definió que la comunicación entre las unidades de sensado y el módulo central sería mediante el protocolo RS-232. Esto implica el uso de doce conectores DB-9 para la recepción y transmisión de datos. La distribución más adecuada para dicho fin es ordenarlo mediante una matriz de 3 filas por 4 columnas. Esto trae como consecuencia la elaboración de los 3 circuitos impresos mencionados en 3.5.3.
- Adicionalmente, como también se mencionó, la comunicación entre la computadora y el módulo central será mediante el puerto paralelo (conector DB-25). Debido a que éste conector debe encontrarse en la parte posterior del chasis del módulo, es necesario realizar un cuarto circuito impreso adicional para este fin. Éste contendrá además el integrado 74LS244 (Buffer tristate) como protección para el puerto paralelo de la computadora.

En el Anexo H se muestra el desarrollo del chasis para el módulo central. No se mencionan las dimensiones de los conectores DB-9 y DB-25 debido a que se trata de dimensiones estándar. Todas las dimensiones se encuentran en milímetros.

Las conexiones entre los circuitos impresos, la fuente de alimentación y el bloque de encendido y protección (que comprende el interruptor de encendido, el conector de cable de poder y el porta fusible) del módulo se realizarán según el diagrama de conexiones de la figura 3.27.

Según el desarrollo mostrado en el Anexo H y el diagrama de conexiones (figura 3.27), se procedió a la implementación del módulo central de adquisición de datos. En las figuras 3.28 y 3.29 se muestran imágenes del chasis con la ubicación de los circuitos impresos y la fuente de alimentación. El interruptor de encendido tiene que ser de un color diferente al rojo debido a que éste color se utiliza para avisos de emergencia en caso de equipos médicos [IEC 601-2-19]. El conector para la alimentación de 220 VAC incluye un porta fusible para brindar seguridad al módulo en caso de corto circuito.



Figura 3.28 Módulo central de adquisición de datos (vista frontal)



Figura 3.29 Módulo central de adquisición de datos (vista posterior)

3.6. Integración de la unidad de sensado con el módulo central de adquisición de datos

Realizada la implementación de ambas partes del hardware, queda por realizar la conexión entre ambas. Debido a que el protocolo utilizado para la comunicación entre la unidad de sensado y el módulo central de adquisición será RS-232 se utilizará un cable de 9 hilos apantallado flexible de aproximadamente 2 metros (para el manejo de los módulos en el habitáculo de la incubadora). La distribución de las señales en el cable se realizará siguiendo la nomenclatura del conector DB9, de la siguiente manera (ver Tabla 3.11):

Pin	Color del cable	Señal
1	Amarillo	+12V
2	Marrón	-12V
3	Violeta	Recepción datos
4	Verde oscuro	Transmisión datos
5	Verde claro	GND
6	Rojo	+5V
7	Negro	GND
8	Azul	GND
9	Blanco	GND

Tabla 3.11 Distribución de las señales en la interfaz de conexión de la unidad de sensado

A continuación en la figura 3.30 se muestra la integración de la unidad de sensado y el módulo central de adquisición.

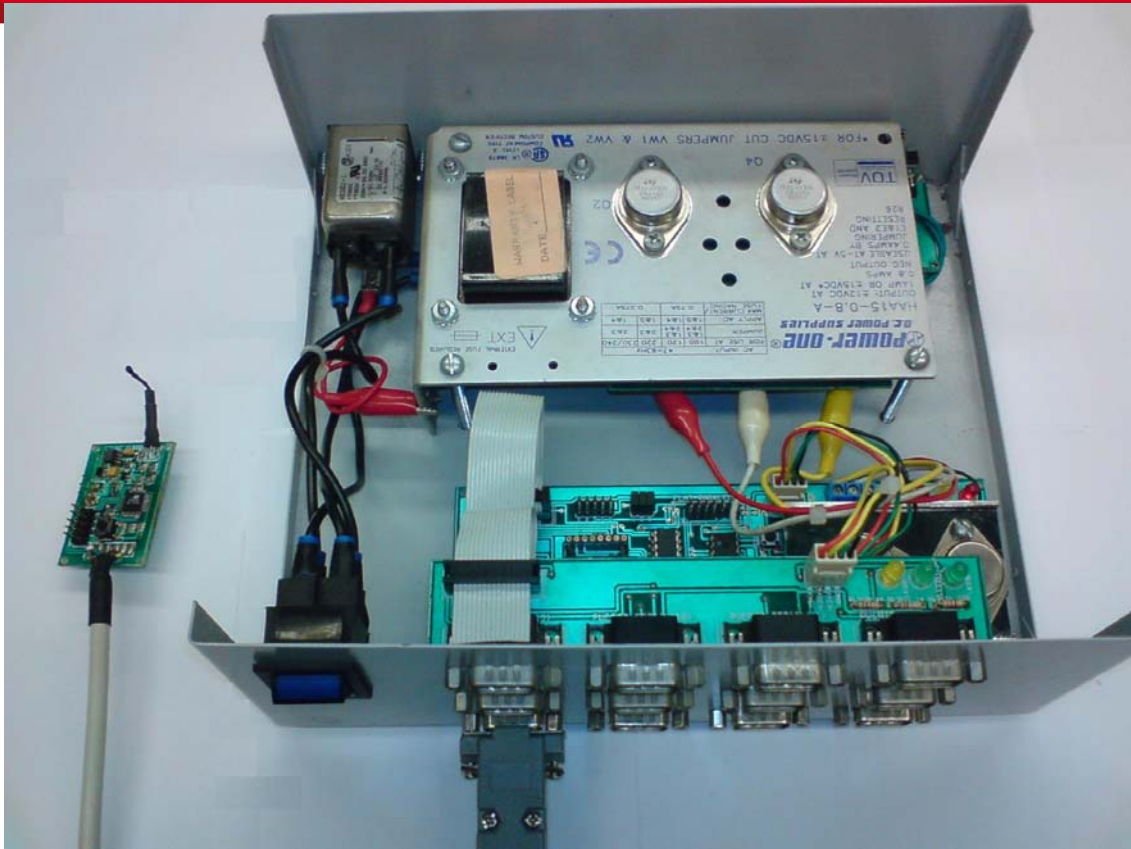


Figura 3.30 Imagen de la unidad de sensado integrado al módulo central de adquisición de datos

3.7. Diseño e implementación del módulo de visualización

Es el encargado de la visualización de los datos adquiridos por el módulo central. Este módulo será desarrollado íntegramente por una computadora personal. Para el procesamiento y visualización de dichos datos se utilizará una aplicación capaz de recoger la información del puerto paralelo de la computadora, procesarla y mostrarla en la pantalla. Dicha aplicación, desarrollada en la plataforma de Visual Basic 6.0, fue desarrollado por Andrés Barrios Montalvo [6]. En la figura 3.31 podemos observar la interfaz utilizada para la visualización de los datos:



Figura 3.31 Interfaz de visualización de datos para las mediciones de temperatura

En la interfaz mostrada en la figura 3.31 observamos que el registro del dato de temperatura recibido es mostrado en forma hexadecimal, decimal, y por último (utilizando la ecuación teórica del sensor utilizado) el valor de la temperatura teórica medida. Estos datos son registrados y almacenados en una hoja de cálculo para su posterior procesamiento y análisis.

4. EVALUACIÓN Y RESULTADOS

En este capítulo se realizará las evaluaciones de los diseños planteados en el capítulo 3. Se empezará evaluando la unidad de sensado, para ello se realizará la toma de datos de temperatura necesarias para determinar la precisión alcanzada por ella. Seguidamente, se evaluará el módulo central de adquisición de datos para determinar si se realiza con éxito el manejo y traslado de los datos obtenidos por sus canales hacia la computadora personal en donde, estos datos, se visualizarán.

4.1. Evaluación del sistema de adquisición de datos de temperatura

4.1.1. Procedimiento para la obtención de la curva de calibración

La evaluación de la unidad de sensado se realizó en un primer momento en la incubadora **GABY**³¹ (desarrollado por Gidems³²). Después de varias pruebas para determinar si la planta donde se realizarán las medidas es la más adecuada, se notó que al aumentar la temperatura del habitáculo, los valores medidos variaban en más de 1°C. Esto se debía a que la transferencia de calor no se daba de manera uniforme en el habitáculo. Esto ocurrió también en la Burbuja Artificial Neonatal - BAN³³ (desarrollado también por Gidems). Al verificar dicho problema se buscó una planta que mantuviera la temperatura de su entorno constante a una temperatura determinada. Es por esto que se utilizó un recipiente de plástico con forma de paralelepípedo con dimensiones 28 cm. x 18 cm. x 10 cm. (llamándolo a partir de ahora la planta) lleno de agua hasta la mitad (aproximadamente) para simular el entorno constante (Figura 4.3). Para poder elevar la temperatura de la planta se elevaba en otro envase la temperatura del agua y luego se procedía a verterlo en la planta. Se revolvía para obtener la mezcla a una temperatura constante y se procedía a medir la variación de temperatura. Con esto se logró medir la temperatura en todo el rango requerido para el diseño (30 a 40°C).

Se utilizará como termómetro de referencia el termómetro digital de precisión TECHNE Modelo 4400 (Figura 4.1) (llamándolo a partir de ahora Termómetro 1) el cual tiene las siguientes características:

³¹ Segundo prototipo de incubadora desarrollado por Gidems (Año 1997)

³² Grupo de Investigación y Desarrollo de Equipos Médicos y Sistemas.

³³ Patente desarrollada por Gidems (Año 2002)



Figura 4.1 Termómetro TECHNE Modelo 4400

<i>Característica</i>	<i>Valor</i>
Rango de medición	20 a 30°C
Precisión	0.015 °C
Tiempo de muestreo	500 milisegundos
Sensor utilizado	Termistor

Tabla 4.1 Características del termómetro TECHNE Modelo 4400

También se utilizó como sensor de referencia el termómetro digital RadioShack (llamándolo a partir de ahora Termómetro 2) modelo 63-1009A (Figura 4.2), el cual tiene una precisión de $\pm 1^\circ\text{C}$ (0 a 40°C) y un tiempo de muestreo de 10 segundos.



Figura 4.2 Termómetro RadioShack modelo 63-1009

Definida la planta donde se realizarán las pruebas y los termómetros de referencia a utilizar, a continuación se detallará el procedimiento para la medición de la temperatura:

- En la planta se colocarán el sensor de temperatura y los dos termómetros lo más cercano posible uno del otro para poder determinar el valor de la temperatura en un punto específico como se muestra en la figura 4.3.

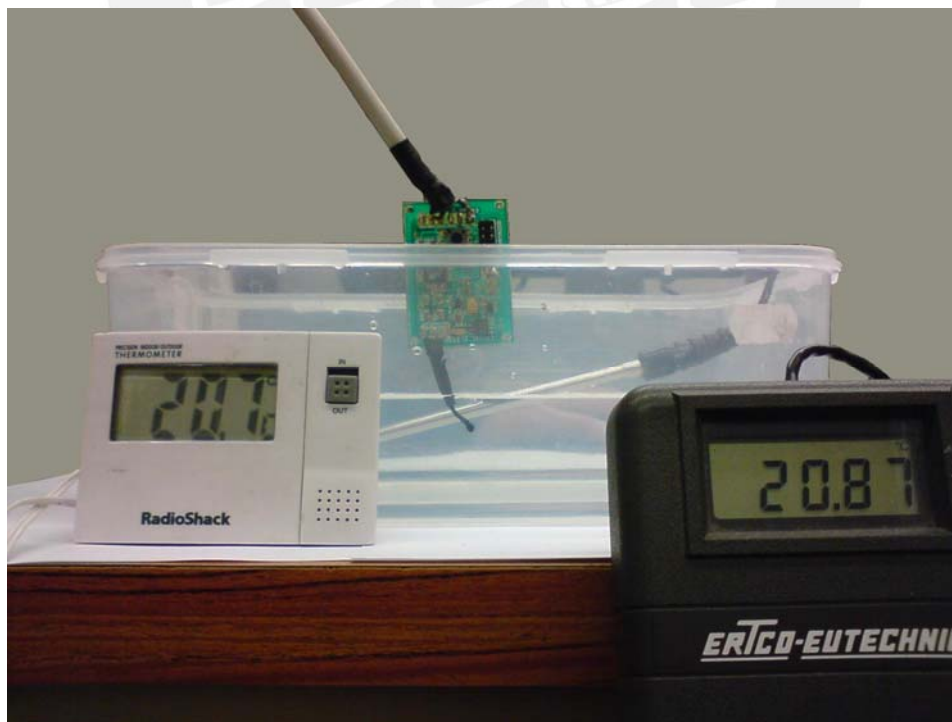


Figura 4.3 Imagen de la planta con la ubicación de los termómetros

El tiempo de muestreo será de 10 segundos (tiempo de respuesta mínimo del termilínea YSI 44018). Dicho tiempo será el que se coloque en el programa utilizado en la computadora para obtener la temperatura teórica y también será el periodo de registro de las temperaturas de ambos sensores de referencia. Por lo que, en cada muestreo, se tendrá tres valores de temperatura (1 teórica y 2 experimentales). Se utilizará el módulo central de adquisición de datos para registrar los datos obtenidos en la computadora personal.

- Según la *Guía para la expresión de la Incertidumbre en la medición (Anexo H.3)* [23], indica que, para la calibración de un termómetro y correspondiente obtención de la curva que lo gobierna se necesitan al menos 11 valores de temperatura. Debido a que una sola toma de muestras de temperatura a través del rango no brinda suficiente información para determinar el error e incertidumbre en la medida (con un valor de temperatura medida no se puede obtener un cálculo de error más preciso y por ende más cercano a la realidad), se realizará las pruebas necesarias (bajo condiciones de repetibilidad³⁴) hasta obtener (once o más) similares valores teóricos, y así conseguir varios valores medidos por los termómetros de referencia para un valor teórico similar hallado.

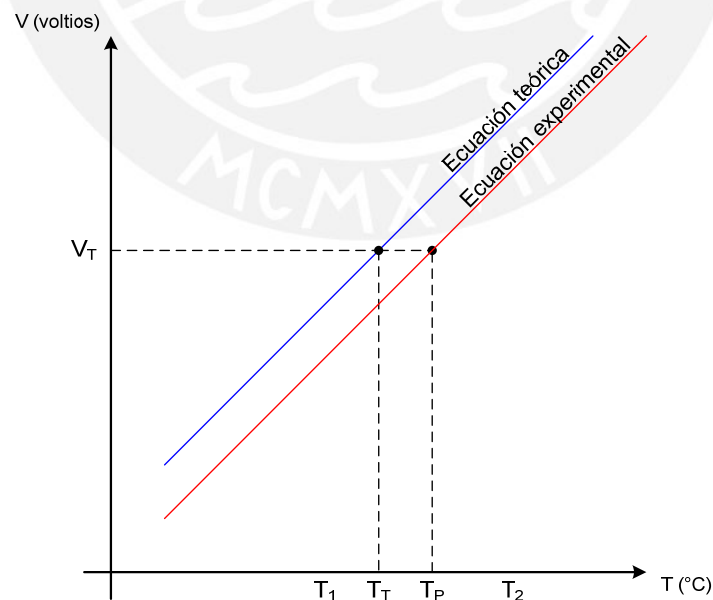


Figura 4.4 Obtención de los puntos de la curva de calibración

³⁴ Grado de concordancia entre resultados de sucesivas mediciones del mismo mensurando.

Para poder explicar mejor las pruebas a realizar se utiliza la figura 4.4 como ejemplo. En cada prueba realizada obtendremos los valores T_1 , T_2 y adicionales dependiendo de la cantidad de pruebas a realizar. El valor T_P es el promedio de los valores de temperatura que se obtuvieron para un mismo valor teórico T_T al momento de realizar las pruebas. El valor de T_P lo interceptamos con el voltaje teórico V_T a una temperatura T_T para así obtener un nuevo punto que corresponde a la curva de calibración.

- La curva de calibración se obtendrá mediante el método de mínimos cuadrados donde los puntos de la curva corresponderán a la media aritmética calculada de los valores de los termómetros obtenidos para valores teóricos coincidentes en la serie de toma de muestras que se realice a la planta. Cabe mencionar que la incertidumbre en la media aritmética calculada se considerará despreciable para efectos de la obtención de la curva de calibración.

4.1.2. Procedimiento para la evaluación de la incertidumbre en la medición

Según el método descrito en la “Guía para la Expresión de la Incertidumbre” (Evaluación de Tipo A) [23], la incertidumbre estándar de la pendiente, la ordenada del origen y el voltaje estimado (la ordenada del ajuste) de la curva de calibración están representadas por la desviación estándar de los mismos. Las ecuaciones 4.1, 4.2 y 4.3 a utilizar se determinan a partir de la ecuación de la incertidumbre estándar combinada (o ley de propagación de la incertidumbre) donde se asume que la incertidumbre en la determinación de X (abscisa del ajuste) es mucho menor que la de Y (ordenada del ajuste).

$$u_Y^2 = S_Y^2 = \frac{1}{N-2} \times \sum_{i=1}^N (y_i - mx_i - b)^2 \quad \text{Ecuación (4.1)}$$

$$u_m^2 = S_m^2 = \frac{N}{N \cdot \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2} \times S_Y^2 \quad \text{Ecuación (4.2)}$$

$$u_b^2 = S_b^2 = \frac{\sum_{i=1}^N x_i^2}{N \cdot \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2} \times S_Y^2 \quad \text{Ecuación (4.3)}$$

Donde:

m = pendiente de la ecuación estimada

b = ordenada en el origen de la ecuación estimada

S = varianza

X_i = valor de la abscisa de la i -ésima muestra

Y_i = valor de la ordenada de la i -ésima muestra

N = cantidad de muestras realizadas

Una vez hallados los valores indicados se procede a calcular la incertidumbre estándar expandida (U). Esta se define como:

$$U = k \cdot u_c(y) \quad (\text{Ecuación 4.4})$$

Donde k es el factor de cobertura y depende del número de grados efectivos de libertad³⁵. Según el anexo G de la “Guía para la expresión de la incertidumbre de la medición” [23], un valor aproximado de k se obtiene utilizando la distribución t (ó distribución de Student) para un número de grados efectivos de libertad. Asumiendo que las incertidumbres de los componentes y del sensor utilizado no contribuyen significativamente a la incertidumbre total (aunque en un análisis mucho más detallado se tendría en cuenta), entonces el número de grados efectivos de libertad será igual al calculado en las pruebas realizadas.

4.1.3. Evaluación de la unidad de sensado

Para obtener los valores requeridos en 4.1.1 se realizaron en total 6 muestreos, a través del rango de medición, de la planta con la unidad de sensado y los dos termómetros de referencia.

En la Anexo E (Tabla 1) se muestra un resumen con los valores teóricos que lograron repetirse en la toma de datos realizada a la planta. En total se lograron conseguir 21 puntos. Como se puede observar en la tercera y cuarta columna se muestran los valores experimentales obtenidos (termómetro 1 y termómetro 2 respectivamente) por cada valor teórico repetido durante el proceso. En la cuarta y quinta columna se encuentra el cálculo de la media aritmética para los valores experimentales y por último, en la sexta y séptima columna se muestran las diferencias absolutas entre la media aritmética hallada y el valor teórico para cada punto medido.

Para el desarrollo de la curva de calibración se tomaron en cuenta 20 de los 21 puntos encontrados. Esto se debe a que la diferencia entre la media aritmética y el valor teórico del punto 3 obtenido es mayor a 0.5°C , mientras que para los demás puntos la diferencia no es mayor de 0.4°C . Debido a esta incompatibilidad del dato

³⁵ Es la cantidad de muestras realizadas menos el número el número de restricciones (en este caso 2 debido a las dos variables).

obtenido con respecto a los demás, se optó por descartarlo. Dicho error pudo causarse por errores aleatorios en las pruebas, incluso bajo condiciones de repetibilidad.

4.1.4. Evaluación del módulo central de adquisición de datos

Implementado el módulo, queda por realizar las pruebas de funcionamiento en el mismo. Éstas se ciñen netamente en la comprobación de la multiplexación y demultiplexación de los datos recibidos por los canales y del envío de éstos, a través del puerto paralelo, hacia la computadora. Para esto se realizó lo siguiente:

- Para la prueba de multiplexación se envió una trama de datos a través de cada canal del módulo central. Utilizando un programa de prueba para el multiplexor en el microcontrolador Atmega8L, elegimos en cada prueba el canal donde se espera recibir el dato para luego éste ser enviado, a través del puerto B del microcontrolador, hacia el puerto paralelo. Se revisó mediante dos puntas de osciloscopio tanto el dato de entrada como el de salida para comprobar la igualdad de ambas señales. Dicha prueba se realizó también en cada canal con diferentes señales TTL, revisando adicionalmente si no había interferencia entre canales. Con esto comprobamos el funcionamiento de la multiplexación del módulo central de adquisición.
- Para la prueba de demultiplexación se utilizó un programa de prueba para el demultiplexor en el microcontrolador Atmega8L. En cada prueba el programa envía un dato a través de un canal, el cual previamente ha sido seleccionado antes de la prueba. El dato es revisado colocando una punta de osciloscopio en el canal seleccionado.

4.2. Resultados

4.2.1. Rango y precisión

En la figura 4.5 y 4.6 se muestran las curvas obtenidas para cada termómetro de referencia. Aplicando el método de mínimos cuadrados se obtuvieron las siguientes ecuaciones:

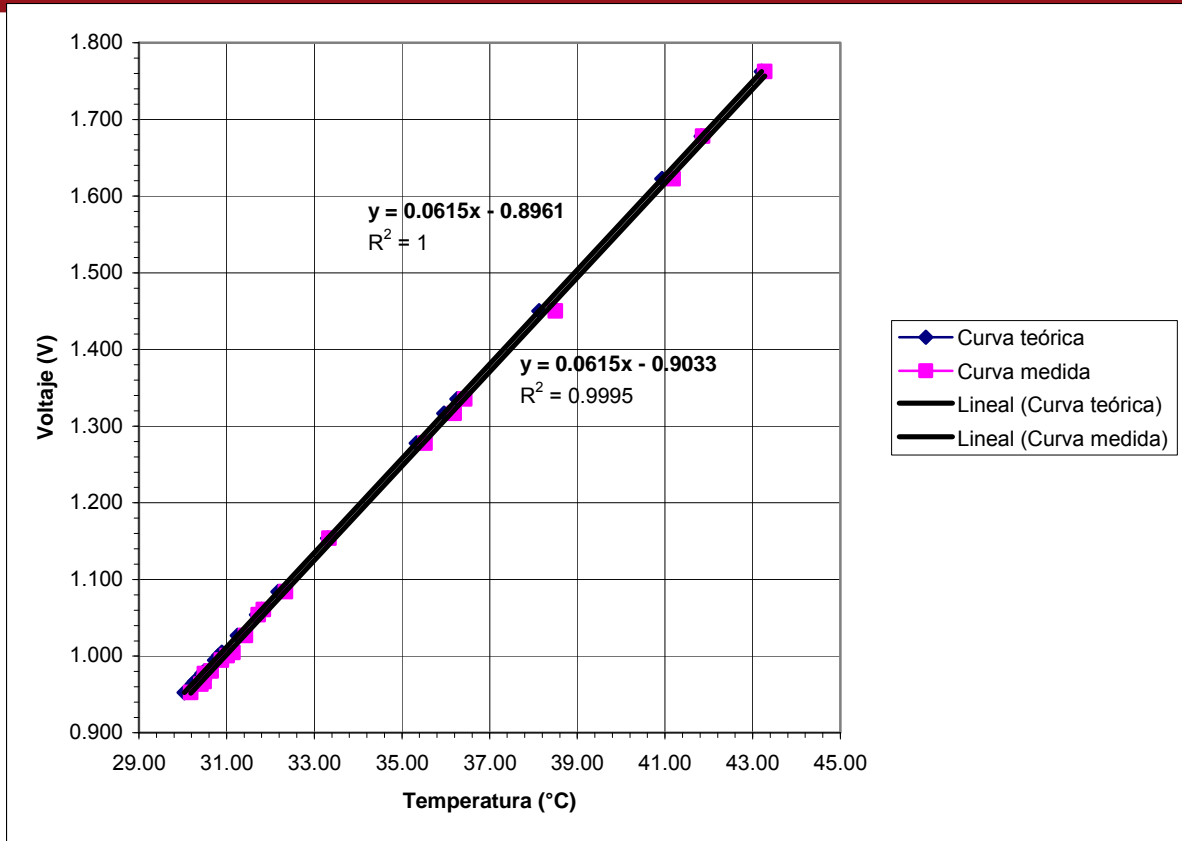


Figura 4.5 Curva de calibración de la unidad de sensado (Termómetro 1)

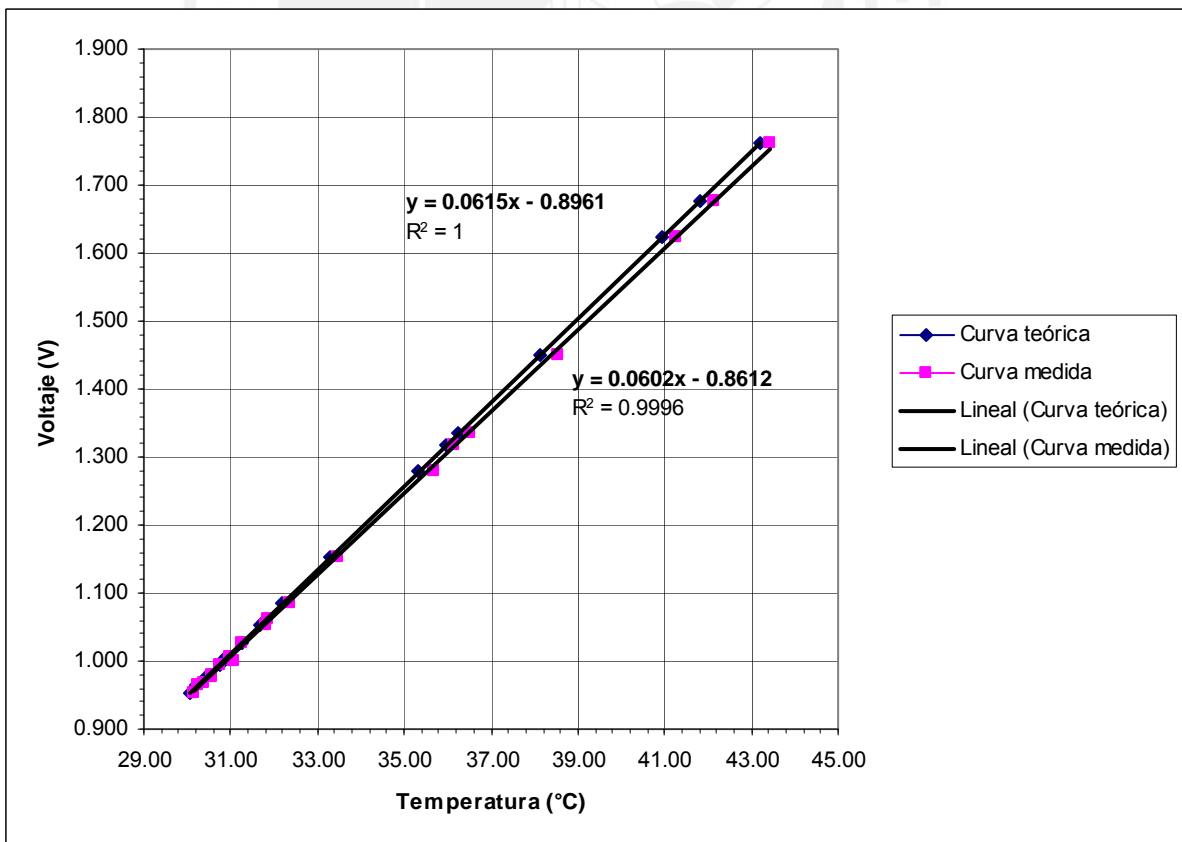


Figura 4.6 Curva de calibración de la unidad de sensado (Termómetro 2)

Para el termómetro 1:

$$V_{out} = 0.0615 \times T(^{\circ}C) - 0.9033 \cdot (\text{Voltios}) \quad \text{Ecuación (4.5)}$$

Para el termómetro 2:

$$V_{out} = 0.0602 \times T(^{\circ}C) - 0.8612 \cdot (\text{Voltios}) \quad \text{Ecuación (4.6)}$$

La ecuación 4.5 se obtuvo con un coeficiente de correlación (r)³⁶ de 0.9997, aproximadamente igual al de ecuación 4.6. Este valor implica que los datos obtenidos por los termómetros tienen una fuerte tendencia a una ecuación lineal (lo que se explica debido a la ecuación del sensor).

En la séptima y octava columna de la tabla 1 (Anexo E) se muestran las diferencias de temperatura entre el valor teórico y el valor promedio del termómetro 1 (séptima columna) y del termómetro 2 (octava columna). Podemos observar que la diferencia máxima es de 0.37 °C en el caso del termómetro 1 y 0.44 °C en el caso del termómetro 2. Dichas diferencias se encuentran dentro de la precisión requerida (± 0.5 °C).

En la tabla 2 del Anexo E se muestran las temperaturas obtenidas al utilizar las ecuaciones 4.5 y 4.6 (tercera y cuarta columna) para un voltaje determinado por las temperaturas teóricas conseguidas en las pruebas. Como se puede observar en dicha tabla, la diferencia entre la temperatura teórica y la experimental obtenida por el termómetro 1 (según la ecuación 4.5 *estimada*) es igual en todo el rango a ± 0.16 °C y menor a la precisión requerida (± 0.5 °C). Para el caso del termómetro 2, ésta aumenta a medida que la temperatura se eleva y es ligeramente menor que la precisión requerida. Según esto, la ecuación 4.5 es la que más se aproxima a la ecuación teórica por lo que se tomará como resultado de las pruebas realizadas a la unidad de sensado.

Definida la ecuación a utilizar como resultado, queda por determinar la incertidumbre estándar de los parámetros obtenidos.

En el Anexo E se muestra en detalle el método de mínimos cuadrados aplicado para la obtención de la ecuación 4.5. Utilizando las ecuaciones 4.1, 4.2 y 4.3 en la tabla del anexo indicado se obtienen los siguientes resultados:

$$u_m = 0.31 \cdot mV$$

³⁶ El coeficiente de correlación mide el grado de relación entre dos variables.

$$u_b = 10.74 \cdot mV$$

$$u_Y = u_{Vout} = 5.81 \cdot mV$$

Entonces la ecuación 4.5 queda expresada de la siguiente manera:

$$Vout = (0.0615 \pm 0.000314) \times T(^{\circ}C) - (0.9033 \pm 0.0107) \cdot (Voltios) \text{ (Ecuación 4.5a)}$$

La incertidumbre estándar combinada hallada posee $\nu = 20 - 2 = 18$ grados de libertad. Este valor nos permitirá hallar la incertidumbre expandida (U)³⁷.

Según la tabla de valores de t_p de la distribución t para ν grados de libertad, que se encuentran en el anexo G de la “Guía para la expresión de la incertidumbre” [23], el valor de k correspondiente a un nivel de confianza del 95% es aproximadamente igual a 2. Por lo tanto, utilizando la ecuación 4.6, se obtiene que:

$$U_Y = U_{Vout} = 11.62 \cdot mV$$

Dicho valor se encuentra dentro del rango permitido por el requerimiento (± 30.77 mV que equivale a una precisión de $\pm 0.5^{\circ}C$).

4.2.2. Sistema para ensayo de precisión en la incubadora

Aunque en un principio se propuso como objetivo específico el diseño y la implementación de un sistema de adquisición de datos de temperatura para 5 puntos de medición en la incubadora según requerimiento de la norma IEC 601-2-19.50.102, en el capítulo 3 se planteó el esquema para 12 puntos de medición. Los resultados se mencionan a continuación:

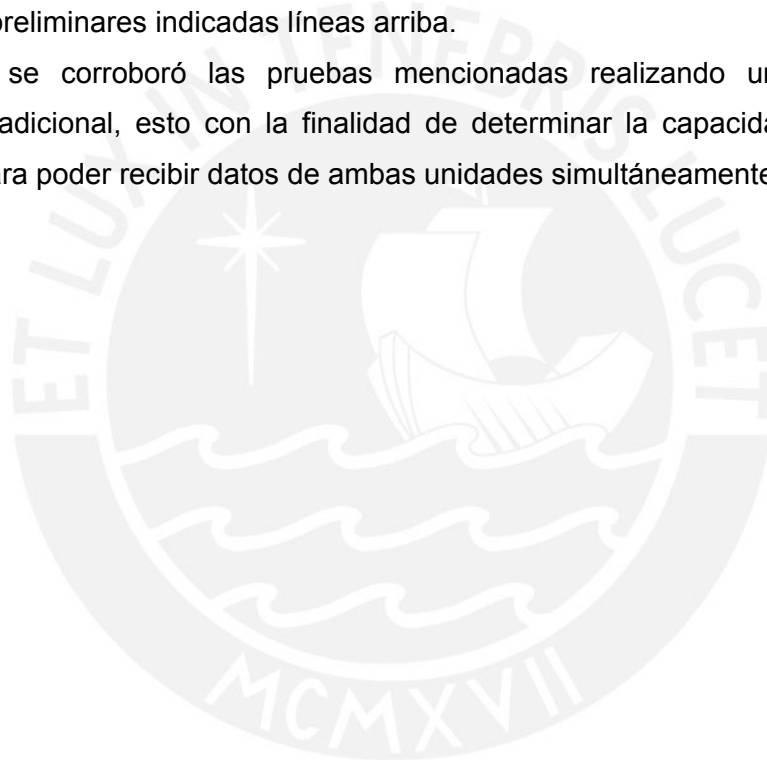
De las pruebas realizadas observamos que en los cuatro últimos canales (9, 10, 11 y 12), específicamente en la multiplexación de datos, no se reciben los datos o si se reciben se realiza con un desfase muy prolongado. También observamos que existe interferencia entre éstos cuatro canales. Al revisar con mayor detalle el problema observamos que el multiplexor 74LS253, que es el responsable de la multiplexación de los cuatro últimos canales, es el que origina esta interferencia y desfase mencionado. Se corroboró la falla de diseño reemplazando el integrado

³⁷ Representa la estimación de la desviación estándar, a través de combinar las incertidumbres estándares u_i obtenidas. Es la raíz cuadrada positiva de la varianza combinada $u_c^2(y)$.

indicado por otro similar. En cuanto al bloque demultiplexor, no se observó interferencia o desfase en las pruebas realizadas.

Realizadas las pruebas de multiplexación y demultiplexación por separado, se procedió a la evaluación del módulo central integrando la unidad de sensado. Anteriormente, para la prueba de la unidad de sensado, se utilizó el primer canal del módulo de adquisición de datos. Todos los resultados obtenidos por la unidad de sensado se obtuvieron utilizando el módulo central de adquisición como interfaz de conexión para la computadora. Se comprobó el funcionamiento de los ocho primeros canales indicados utilizando la unidad de sensado implementada. Para los cuatro últimos canales, se comprobó la interferencia que se obtuvo en las pruebas preliminares indicadas líneas arriba.

También se corroboró las pruebas mencionadas realizando una unidad de sensado adicional, esto con la finalidad de determinar la capacidad del módulo central para poder recibir datos de ambas unidades simultáneamente.

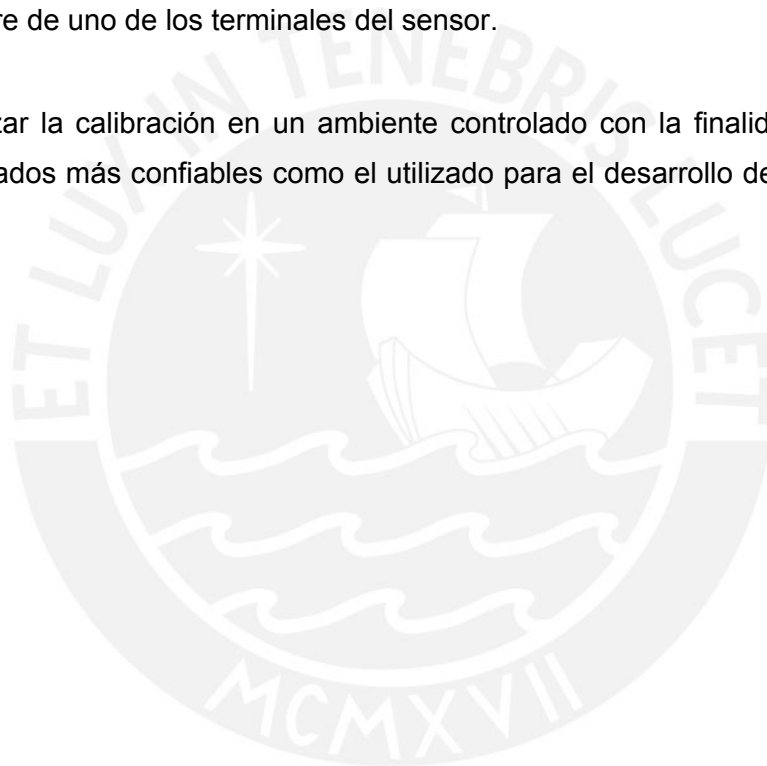


5. CONCLUSIONES

- El sistema de adquisición de señales con multiplexación digital utilizado para el hardware planteado resultó ser eficiente para las mediciones de temperatura en puntos específicos en el habitáculo de una incubadora porque reduce el acoplo de fuentes externas en la etapa de acondicionamiento de señal.
- El rango de medición de temperatura obtenido por el hardware implementado cumple el rango de mando de temperatura especificado en la norma IEC 601-2-19.54.101 (30 a 40 °C).
- Según los resultados obtenidos en la tabla 1 (Anexo E) el hardware implementado logró obtener una variación máxima de 0.44 °C respecto de los dos termómetros de referencia utilizados para la evaluación del sistema. Según la tabla 2 del Anexo E, utilizando la ecuación 4.5, se obtuvo que la precisión en la medida del sistema es de ± 0.16 °C (promediando todas las variaciones de temperatura en el rango de medición). Todos los valores indicados se obtuvieron en el rango de 30 a 40 °C. Esto cumple con la precisión requerida en una incubadora según la norma IEC 601-2-19.50.101.
- Se logró implementar un sistema capaz de medir hasta 8 puntos de temperatura en el habitáculo de la incubadora de los 12 planteados en los requerimientos. Esta cantidad cumple los puntos de medición de temperatura necesarios en el ensayo de la norma IEC 601-2-19.50.102.
- Las pruebas realizadas en el módulo central de adquisición nos da como resultado que el sistema de multiplexación y demultiplexación planteado (basados en integrados TTL) no es el más factible para la el manejo de los 12 canales de sensado. Aunque el protocolo RS-232 utilizado para la transmisión de datos desde las unidades de sensado hacia el módulo central de adquisición no es la causa directa del problema, el uso del mismo implica utilizar un mayor número de integrados para desarrollar la etapa de multiplexación y demultiplexación. Esto incrementa la posibilidad de error en la transmisión de información en el módulo central de adquisición de datos de temperatura.

6. RECOMENDACIONES

- Se recomienda el uso del protocolo de comunicación SPI (Serial Parallel Interface) para la transmisión de datos desde las unidades de sensado hacia el módulo central de adquisición. Este diseño fue planteado, desarrollado y probado, para un solo canal, en el módulo de sensado de temperatura utilizado en la Burbuja Artificial Neonatal (versión Beta) (Anexo F)
- Debido a la fragilidad del sensor de temperatura utilizado, se recomienda usar otro empaquetamiento diferente al material termo-contráctil. En las pruebas realizadas, el delgado recubrimiento ocasionaba en algunas oportunidades el quiebre de uno de los terminales del sensor.
- Realizar la calibración en un ambiente controlado con la finalidad de obtener resultados más confiables como el utilizado para el desarrollo del prototipo [6].



7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Temas de Pediatría
<http://www.geocities.com/CollegePark/Union/8926/Pediat.html>
- [2] Europe's Network of patent databases.
<http://es.espacenet.com>
- [3] Hayakawa Noboru, March 21, 2002 Patent Number EP1326063. *Temperature Indicator and Temperature Monitor System.*
- [4] Compañía Pegasustech
www.pegasustech.com/sam.htm
- [5] International Electrotechnical Commission
<http://www.iec.ch/>
- [6] Barrios, A.; Montoya, M.; Obregón, M.
Sistema de Supervisión Gráfica en 3D de Temperaturas en Tiempo Real de un Ambiente Cerrado. Proyecto de investigación auspiciado por la DAI, 2004.
- [7] Real Academia Española, Diccionario de la Lengua Española, 2004.
www.rae.es
- [8] Incropera, Frank
Fundamentals of Heat and Mass Transfer, Tercera Edición, John Wiley & Sons, 2001.
- [9] Manrique, José A.
Transferencia de calor, Editorial Alfaomega, 2005.
- [10] Pallás Areny, Ramón
Sensores y acondicionadores de señales, Tercera Edición, Editorial Marcombo, 1999.
- [11] Sensores y Actuadores – Capítulo IV Sensores de temperatura (Termopares)
<http://200.10.229.164/archivos/TSElectronik/Sensores/Termocuplas.pdf>
- [12] Webster, John G.
Medical Instrumentation: application and design, John G. Webster Editor, 2003.
- [13] Pallás Areny, Ramón
Adquisición y distribución de señales, Editorial Marcombo, 2003.
- [14] IEC 601-2-19, 1995.
International Electrotechnical Commission, International Standard *Particular requirements for safety of baby incubators.*
- [15] Yellow Spring Instruments Sensor Temperature.
<http://www.ysitemperature.com/>

- [16] R. Pressman.
Software engineering: a practitioner's approach. Segunda Edición, McGraw-Hill Professional, 2005.
- [17] Coughlin, Robert; Driscoll, Frederick
Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Quinta Edición, Prentice Hall, 1998.
- [18] Texas Instruments
Amplifier and data converter selection guide, 3Q 2005.
- [19] Riskin, Jeffrey R.
A User's Guide to IC Instrumentations Amplifiers (Application Note 244), Analog Devices. 2003.
- [20] Kugelstadt, Thomas
Active Filter Design Techniques (Chapter 16), Texas Instruments, 2001.
- [21] Burr Brown Corporation Application Bulletin
Selecting and A/D Converter, Abril 1995.
- [22] Ronconi, Adrian E.
Cátedra de Instrumentos y Mediciones, Universidad Nacional de Quilmas, 2005.
- [23] Guía para la expresión de la incertidumbre en la medida.
Cátedra de Instrumentos y Mediciones, Universidad Nacional de Quilmes.
ISO, Segunda edición, 1993.