



Centro Argentino de Ingenieros

Premio Pre Ingeniería 2008/9

Diseño y Control de un Dispositivo Integrado para Calentamiento por Radiación Electromagnética y Detección Simultánea de la Temperatura por Pirometría Infrarroja. Aplicación en el Análisis Termogravimétrico de Materiales.

Autor:

Fernando E. Ballina (No. alumno 48713)

Profesor que avaló el trabajo presentado al PPI 2008/9:

Ing. José Manso

Tutora:

Dra. Laura Briand

Nota de reconocimiento:

En las tareas de desarrollo también participó el alumno José I. Mehl (No. alumno 50589)

Universidad Nacional de La Plata
Facultad de Ingeniería
Departamento de Electrotecnia
Cátedra de Trabajo Final

ÍNDICE

Índice	1
--------	---

CAPITULO I - INTRODUCCIÓN

I .1. Trabajos previos relacionados y motivación del desarrollo actual	6
I .2. Objetivos del Proyecto	8
I .3. Organización del Trabajo Final	8

CAPITULO II - GENERACIÓN DE CALOR POR RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA Y DETECCIÓN DE LA TEMPERATURA POR PIROMETRÍA: FUNDAMENTOS Y APLICACIONES.

II .1. Interacción de la radiación con la materia: Absorción y Emisión de energía	10
II .2. Aplicaciones tecnológicas del calentamiento por radiación y detección de temperatura por pirometría	11
II .2.1. Aplicaciones específicas en el análisis termogravimétrico	14

CAPITULO III - SELECCIÓN DE INSTRUMENTOS PARA GENERACIÓN Y DETERMINACIÓN DE LA TEMPERATURA

III .1. Selección de la fuente de radiación	15
III. 1.1. Fuentes emisoras de radiación	15
III .1.2. Características del portamuestras	16
III .1.3. Potencia del flujo de radiación de la fuente	18
III .2. Selección del equipamiento para la medida de temperatura	20
III .2.1. Dispositivos de Medición de temperatura	20
III.2.2. Termopares o termocuplas	21
III .2.3. Termómetros resistivos	26
III .2.3.1. Termistores	26

III .2.3.2. Termo-resistencias	29
III .2.3.2.1. Curva de respuesta estática para termo-resistencias	32
III .2.3.3. Medidas con termómetros resistivos	33
III .2.4. Ventajas del Pt100	36
III .3. Determinación de la temperatura por pirometría: fundamentos teóricos	36
III .3.1. Fundamentos de la operación de los pirómetros. Especificaciones técnicas	39
III.3.1.1. Subsistema óptico	39
III.3.1.2. Subsistema detector: tipos y usos	40
III .3.1.3. Subsistema electrónico	42
III .3.1.4. Especificaciones técnicas de los pirómetros	43
III .3.2. Ventajas de la pirometría y la termografía infrarroja	44
III .3.3. Selección del pirómetro	45
III .3.4. Sistema posicionador del pirómetro y la fuente emisora	46

CAPITULO IV – SISTEMAS DE MEDIDA DE PESO Y CONTRASTACIÓN DE TEMPERATURA

IV .1. Reseña del principio de pesada de las electrobalanzas Cahn	48
IV .1.1. Innovación en la placa de instrumentación para la medida de peso	49
IV .2. Sistema de adquisición y medida de temperatura	52
IV .2. 1. Acondicionamiento de la señal de entrada al microcontrolador	55
IV .2. 2. Desplazamiento del cero	56
IV .2. 3. Linealización del sensor Pt100	56

CAPITULO V – DESCRIPCIÓN DEL MICROCONTROLADOR Y DE LOS RECURSOS UTILIZADOS PARA LA MEDICIÓN DE PESO Y TEMPERATURA

V .1. Microcontroladores: Fundamentos	57
V . 2. Selección del microcontrolador	57

V .3. Características relevantes de los microcontroladores PIC	58
V .4. Características específicas del microcontrolador PIC 18F4550	60
V .4.1. Organización de la memoria de programa	61
V .4.2. Organización de la memoria de datos	62
V .4.2.1. RAM USB	60
V .4.2.2. Registros de funciones especiales	65
V .4.2.3. Registro de estado	65
V .4.3. Modos de direccionamiento de datos	66
V .4.4. Memoria de Datos EEPROM	66
V .4.5. Diagrama de conexionado	67
V .4.6. Puertos de E/S	67
V .4.7. Módulo TIMER0	69
V .4.8. El Perro guardián (WDT)	70
V .4.9. Interrupciones	71
V .4.10. Módulo EUSART (Transmisor/Receptor Sincrono/Asíncrono Serie)	72
V .4.11. Módulo del Conversor A/D	72
V .4.11.1. Conversión del A/D	74
V .5. Módulo de Comunicación Serie Síncrona MSSP	75
V .5. 1. Funcionamiento del módulo MSSP	76
V .5. 2. Modo SPI	77
V .5. 3. Comunicación entre el PIC y el DAC714	82
V .6. Acondicionamiento de la señal suministrada al microcontrolador	85
V .7. Conversor Digital/Analógico (DAC 714)	89
V .7.1. Principio de funcionamiento de un DAC	89
V .8. Comunicación con la PC	92

V .8.1. Norma RS-232	93
V .8.2. Norma RS-422 y 485	96
V .8.3. Diferencias entre RS-422 y RS-485	98
V .9. Módulo de comunicación del PIC con la PC	98
V .9.1. Descripción del funcionamiento del SN75179	100
V .9.2. Aislamiento de señales digitales	102
V .9.2.1. Módulo de comunicación serie implementado	103
V .10. Fuente múltiple de tensión: criterios y diseño	106

CAPÍTULO VI – PRIMERAS EXPERIENCIAS CON EL MICROCONTROLADOR

VI.1. Herramienta de desarrollo, programación y primeras experiencias con el microcontrolador	109
VI .2. Primeras experiencias con el PIC	109
VI .3. Primer ensayo con el A/D	110
VI .4. Ensayo de comunicación entre el PIC y la PC	111
VI .5. Ensayos de comunicación entre el PIC y el DAC 714	112
VI .6. Calibración del DAC	114
VI .7. Primer ensayo del sistema de medida de peso	115
VI .8. Calibración del sistema de medida de temperatura	117
VI .9. Ensayo de contrastación del pirómetro	119

CAPITULO VII – SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA

VII .1. Sistema de control inicial	121
VII .2. Sistema de control definitivo	125
VII .2.1. Desarrollo del dimmer digital	125

**CAPITULO VIII – DETERMINACIONES EXPERIMENTALES Y DISCUSIÓN.
CONCLUSIONES.**

VIII 1. Ensayo de funcionamiento del sistema de control de temperatura	131
VIII 2. Ensayo de funcionamiento del sistema de medida de peso	135
VIII 3. Conclusiones	137
BIBLIOGRAFÍA	138
APÉNDICE DEL CAPÍTULO III	142
APÉNDICE DEL CAPÍTULO VI	143

CAPÍTULO I – INTRODUCCIÓN

I .1.Trabajos previos relacionados y motivación del desarrollo actual

El análisis termogravimétrico TGA y térmico diferencial DTA son las metodologías más utilizadas para el estudio de la estabilidad térmica y composición de materiales, la cinética de reacciones sólido-gas y más recientemente, para la cuantificación de sitios activos superficiales de materiales catalíticos a través de la adsorción de moléculas sonda (1-8). Típicamente estos análisis se llevan a cabo en equipos conocidos como termobalanzas, electrobalanzas o microbalanzas Cahn. En este contexto el presente trabajo constituye la tercera actualización de una electrobalanza Cahn original utilizada en el Centro de Investigación y Desarrollo en Ciencias Aplicadas -CINDECA- para el análisis de materiales.

En la primera actualización de este equipo, se rediseñó y construyó el servoamplificador (la balanza original funcionaba a válvulas) utilizado en el sistema de determinación de peso. Este desarrollo generó el Trabajo Final de los actuales ingenieros F. Bianchi, G. Grande y M. Marcos, denominado “Actualización de la instrumentación de una electrobalanza” (2000).

Posteriormente se implementó un método de pesada por compensación de la corriente de medida (función lineal del peso a medir) con una corriente inversa entregada por un DAC controlado automáticamente por un microcontrolador, con visualización de resultados en una PC.

Este desarrollo generó el Trabajo Final de los actuales ingenieros M. Cappelletti y E. Ponz, denominado “Determinación de las isothermas dinámicas de adsorción” (2002).

El presente Trabajo Final constituye un nuevo avance en la modernización de la termobalanza Cahn, motivado por la necesidad de desarrollar un sistema de calefacción y medida de la temperatura. Cabe aclarar que la balanza mencionada anteriormente carecía de esas capacidades. En este contexto y para un mejor entendimiento de la motivación del presente trabajo es relevante discutir los sistemas de calefacción utilizados convencionalmente en las microbalanzas Cahn.

Como puede verse en el esquema de la balanza (ver la Figura 1), la transferencia de calor hacia la muestra a analizar se realiza por convección natural desde un horno eléctrico que rodea un tubo de vidrio (tubo de reacción en la Figura 1) en el cual se encuentra el portamuestra. Mientras que la temperatura de la misma se determina a través de una termocupla que se ubica en las cercanías del portamuestra (9).

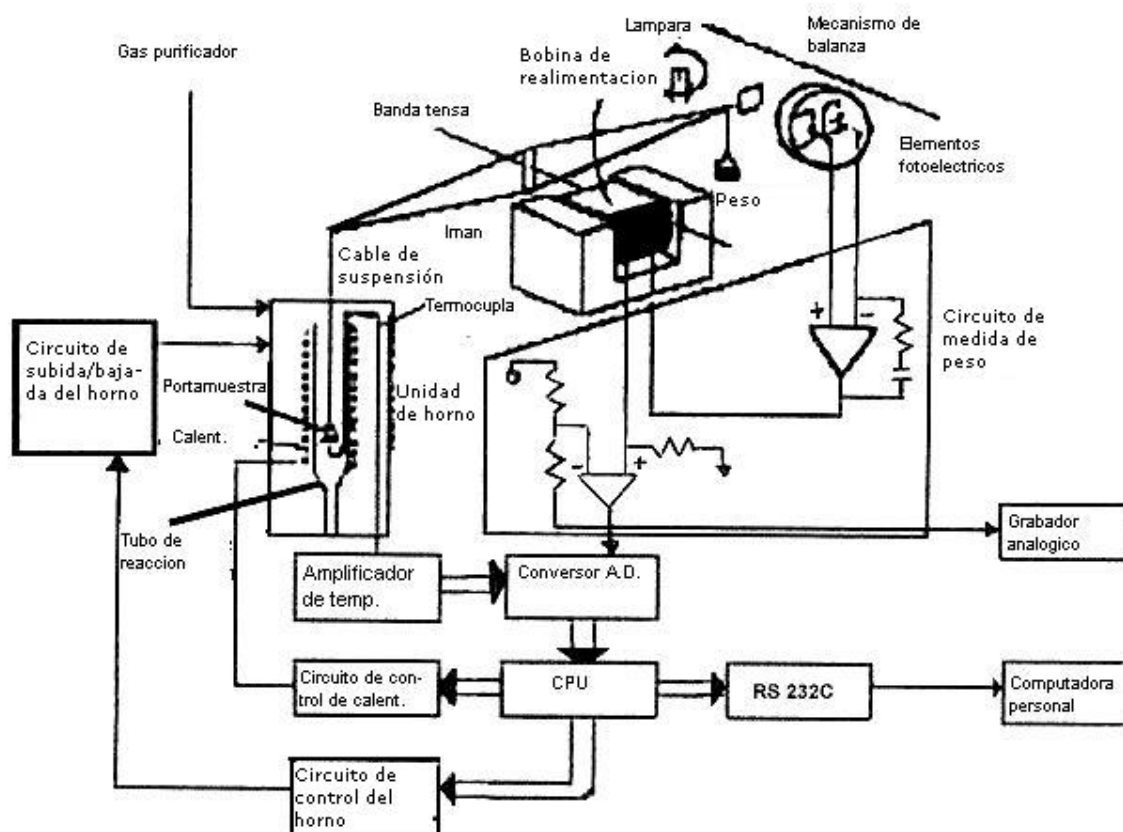


Figura 1. Esquema de una microbalanza Cahn.

Esta configuración en el sistema de calefacción y medida de la temperatura de las balanzas Cahn presenta limitaciones provocadas por la velocidad de transferencia de calor (10, 11). Estas limitaciones son particularmente importantes en:

- (a) estudios de reacciones de cinética muy rápida, como la combustión superficial, en las cuales la reacción se produce en segundos y la variación de la temperatura no puede determinarse con exactitud,
- (b) el análisis a temperatura elevada ($T \geq 500 \text{ }^\circ\text{C}$) en los cuales el calentamiento por convección natural de la atmósfera gaseosa que circunda la muestra produce fluctuaciones en las determinaciones del peso de la muestra.

Estos problemas pueden superarse mediante el calentamiento de la muestra por radiación electromagnética y la determinación de la temperatura por piroimetría infrarroja como se discutirá en las próximas secciones.

I .2. Objetivos Del Proyecto

En vista de que se contaba con una electrobalanza Cahn desprovista de un sistema de calefacción y que los hornos convencionales presentan limitaciones de transferencia de calor, se propuso como objetivo el desarrollo de un sistema integrado de programación, control y medida de la señal de un detector infrarrojo, una fuente de IR para calefacción y la señal de variación de peso de una microbalanza Cahn. Adicionalmente se desarrolló un sistema para el procesamiento de las señales y su respectivo software para la PC.

Lo antes mencionado implicó realizar una serie de actividades:

- ♦ Selección y adquisición de la fuente de emisión de radiación infrarroja, de un detector de radiación IR adecuados a la aplicación propuesta y de los elementos para el procesamiento de las señales.
- ♦ Desarrollo del software para la PC. Se destaca que el laboratorio de electrónica del Centro de Investigación y Desarrollo en Ciencias Aplicadas cuenta con un equipo para el desarrollo basado en microcontroladores PIC.
- ♦ Diseño y construcción de un sistema adquisidor-controlador de datos (Microcontrolador +PC), destinado en principio a programar, medir y controlar la temperatura de la muestra para que la misma alcance un valor máximo de 400 °C con una resolución de 1°C.
- ♦ Diseño y construcción de un nuevo sistema de medida de peso teniendo en cuenta que el desbalance de peso máximo será de $\pm 200\text{mg}$, con un error de $\pm 20\mu\text{g}$.

I .3. Organización del Trabajo Final

En los capítulos siguientes se describen las distintas etapas recorridas para el diseño, desarrollo y cumplimiento de los objetivos descritos en la sección anterior.

En este contexto el Trabajo Final se organiza de la siguiente forma:

En el Capítulo I se realiza una breve reseña histórica de los trabajos relacionados con la modernización de la balanza y la motivación del presente Trabajo Final.

En el Capítulo II se presentan los fundamentos de la interacción de la radiación con la materia, lo que constituye la piedra fundamental de este trabajo. Adicionalmente, se muestran las aplicaciones actuales del calentamiento por radiación y la medición de temperatura por pirometría infrarroja que constituyen la tecnología en estudio.

En el Capítulo III se presenta la selección de la fuente de emisión de radiación infrarroja y de un detector de radiación IR adecuados a la aplicación propuesta, así como también los fundamentos teóricos de la selección realizada.

En el Capítulo IV se presentan los fundamentos teóricos de los componentes del nuevo sistema de pesada basado en un esquema de compensación de corriente mediante el uso de un conversor digital analógico (D/A). Adicionalmente, se describe el sistema de contrastación de temperatura basado en un sensor Pt100.

En el Capítulo V se describen los fundamentos de la selección del microcontrolador utilizado en los desarrollos del presente Trabajo Final y sus características más relevantes. Así también, se discuten los protocolos de comunicación y se presenta el desarrollo del módulo de comunicación serie.

En el Capítulo VI se describen las experiencias exploratorias realizadas con el microcontrolador y su posterior utilización en los sistemas de medida de peso y temperatura. Adicionalmente, se presenta el software desarrollado específicamente para estas aplicaciones.

En el Capítulo VII se detalla el desarrollo e implementación del sistema electrónico para el control de la fuente de emisión de radiación infrarroja.

En el Capítulo VIII se presenta la integración de los diversos sistemas, los resultados y de las determinaciones experimentales y la discusión de los mismos. Finalmente, se presentan las conclusiones del presente Trabajo Final.

CAPÍTULO II – GENERACIÓN DE CALOR POR RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA Y DETECCIÓN DE LA TEMPERATURA POR PIROMETRÍA: FUNDAMENTOS Y APLICACIONES.

En las secciones siguientes se discutirán los fundamentos teóricos, investigaciones científicas y aplicaciones concernientes al calentamiento por radiación electromagnética, detección de la temperatura por pirometría y termografía infrarroja.

II .1. Interacción de la radiación con la materia: Absorción y Emisión de energía

En general, cuando la radiación pasa a través de una capa de un sólido, un líquido o un gas, se producen tres fenómenos: absorción de energía con el consiguiente aumento de calor, transmisión de la energía a través del material y reflexión de la radiación por la superficie del material (12).

La *absorción* o transferencia de la energía electromagnética a los átomos, iones o moléculas constitutivas del material promueve a estas partículas desde su estado electrónico fundamental a uno o varios estados excitados de energía más elevada. A causa de la interacción entre los fotones y las partículas absorbentes, se produce la atenuación de la intensidad de la radiación electromagnética que atraviesa el material. La fracción de la radiación absorbida por el material se expresa en términos de *Absorbancia* α ,

$$\alpha (\lambda) = \phi_{\lambda\alpha} / \phi_{\lambda} \quad [1]$$

$\phi_{\lambda\alpha}$, flujo (energía) radiante absorbido.

ϕ_{λ} , flujo (energía) radiante incidente sobre la superficie.

En general, el flujo radiante ϕ se define como los fotones emitidos, transferidos o recibidos por unidad de tiempo.

Similarmente, la fracción de energía radiante transmitida a través del material se expresa en términos de *Transmitancia* τ ,

$$\tau (\lambda) = \phi_{\lambda\tau} / \phi_{\lambda} \quad [2]$$

$\phi_{\lambda\tau}$, flujo (energía) radiante transmitido.

ϕ_{λ} , flujo (energía) radiante incidente sobre la superficie.

Mientras que la porción de energía radiante que es reflejada por la superficie del material, se conoce como *Reflectancia* ρ ,

$$\rho (\lambda) = \phi_{\lambda\rho} / \phi_{\lambda} \quad [3]$$

$\phi_{\lambda\rho}$, flujo (energía) radiante reflejado.

ϕ_{λ} , flujo (energía) radiante incidente sobre la superficie.

Claramente, la sumatoria de las fracciones absorbidas, transmitida y reflejada debe ser unitaria.

Las partículas excitadas (iones, átomos o moléculas) se relajan a niveles de menor energía cediendo su exceso de energía en forma de fotones o bien de radiación térmica. La habilidad de un material para emitir radiación es conocida como *Emisividad* ε y tiene un valor exactamente igual a la absorbancia α . La emisividad de un material se define según,

$$\varepsilon(\lambda) = L_{\lambda,e}/L_{\lambda,bb} \quad [4]$$

$L_{\lambda,e}$, energía radiante emitida.

$L_{\lambda,bb}$, energía radiante emitida por un cuerpo negro.

El “*cuerpo negro*” es el sistema capaz de absorber (o emitir) toda la energía radiante que incide sobre él, independientemente de la temperatura y la longitud de onda ($\varepsilon = 1$). En general, la mayoría de los materiales emiten menos energía que el “cuerpo negro” ($\varepsilon < 1$).

Los conceptos de absorbancia, transmitancia, reflectancia y emisividad antes detallados, pueden entenderse mejor en el siguiente ejemplo. Ej: si un material presenta una emisividad $\varepsilon = 0.7$, reflectancia igual a 0.3 y transmisión nula, significa que dicho material es capaz de absorber o emitir el 70% de la energía de la radiación incidente y el 30% es reflejada por su superficie.

La mayoría de los materiales absorben radiación infrarroja en un amplio rango de longitudes de onda con el consiguiente aumento de la temperatura. Adicionalmente, todos los materiales cuya temperatura es superior al cero absoluto emiten energía. Esta energía aumenta con el incremento de la temperatura del material por lo cual, es posible determinar la temperatura midiendo la energía emitida por el objeto, particularmente en las longitudes de onda del espectro infrarrojo (12, 13).

II.2. Aplicaciones tecnológicas del calentamiento por radiación y detección de temperatura por pirometría

La Tabla 1 resume las aplicaciones del calentamiento por radiación infrarroja y la detección de la temperatura por pirometría que se han reportado en la literatura científica en los últimos 10 años.

En general se observa que la pirometría infrarroja se acopla a sistemas de control de procesos en tiempo real. Es decir que la rápida y precisa detección de la temperatura durante un proceso continuo (en acerías, soldaduras, etc.) permite el control electrónico de las variables operativas de otros dispositivos (potencia de un láser o de un arco voltaico, etc.) para la optimización del proceso.

Estos sistemas se utilizan en procesos donde el control de la temperatura es un factor determinante en la calidad y las propiedades mecánicas de los productos tales como, los productos de acero, semiconductores, soldadura de metales, etc. Por su parte, el calentamiento por radiación IR es utilizado fundamentalmente en la industria alimenticia debido a su rapidez, a la superior calidad de los productos y al menor costo que presenta respecto al calentamiento con hornos convencionales.

Tabla 1. Aplicaciones del calentamiento por radiación infrarroja y la pirometría infrarroja.

Método	Aplicación	Ref.
Pirometría infrarroja	Determinación de la temperatura de la superficie de láminas de acero durante el recocido en un horno continuo	14
	La pirometría IR junto a otros métodos (ópticos, sensores de rayos-X y UV) se utilizaron combinados para el control <i>in situ</i> de los diversos procesos involucrados en una acería.	15
	Determinación del perfil de temperatura de una llama generada por la mezcla turbulenta de hidrocarburos	16 17
	Determinación de la temperatura de la superficie de materiales durante la soldadura por arco para el control térmico del proceso en tiempo real.	18 19
	Determinación de la temperatura de la superficie de placas de acero inoxidable sometidos a soldadura por láser Nd-YAG	20
	Determinación de la temperatura durante el implante de iones en semiconductores de Si	21
Calentamiento por radiación IR	Procesamiento de alimentos tales como: secado, cocido, descongelamiento y pasteurización. Se comprobó que la radiación IR preserva la calidad de los alimentos y tiene menor costo que el calentamiento por convección.	22
	Preparación de muestras para análisis elemental. El calentamiento por radiación IR resultó más simple, de menor costo y más rápido que la preparación a través del calentamiento por convección	23
	Calentamiento selectivo de mezclas de glucosa y proteínas de soja. El sistema consta de filtros que permiten seleccionar la longitud de onda correspondiente a la absorción IR de uno de los componentes de la mezcla.	24
Pirometría infrarroja y calentamiento por IR	Determinación de la temperatura de micropartículas expuestas a calentamiento con un láser pulsado y radiación IR.	25

II .2.1. Aplicaciones específicas en el análisis termogravimétrico

La literatura científica registra dos investigaciones de un grupo perteneciente al Massachusetts Institute of Technology (Cambridge, Massachusetts 0221139, USA) que tratan del diseño de un sistema integrado de calentamiento por radiación y determinación simultánea de la temperatura por pirometría IR y que fue aplicado al análisis termogravimétrico de materiales (10, 11).

Longwell et al. diseñaron una balanza electrodinámica para análisis termogravimétrico (EDTGA) de materiales y el estudio de cinéticas sólido-gas. El sistema consta de un láser de CO₂ (2-20W, diámetro del haz: 1.5 mm) con el cual la muestra puede calentarse hasta 2000 K. La temperatura de la muestra se determina por medio de la medida de la intensidad de la radiación infrarroja de $\lambda = 2, 4$ y $4.83 \mu\text{m}$ a través de detectores de InSb y HgCdTe.

CAPITULO III – SELECCIÓN DE INSTRUMENTOS PARA GENERACIÓN DE CALOR Y DETERMINACIÓN DE LA TEMPERATURA

En las secciones siguientes se discutirá la primera etapa del diseño que consistió en la selección y adquisición de la fuente de emisión de radiación infrarroja y de un detector de radiación IR adecuados a la aplicación propuesta.

III .1. Selección de la fuente de radiación

III. 1.1. Fuentes emisoras de radiación

Existen dos clases de fuentes emisoras de radiación: natural (luz del sol) o las artificiales, dentro de las cuales, las lámparas incandescentes de filamento de tungsteno resultan las más comunes. En general, las lámparas incandescentes son aquellas en las que la radiación se produce a través de un filamento calentado hasta la incandescencia. La incandescencia es el estado en el cual un material emite radiación, fundamentalmente en el espectro visible, debido a la excitación térmica de los átomos o moléculas que lo componen (12). Las lámparas incandescentes están constituidas por un bulbo de vidrio que contiene un filamento conductor y un gas inerte que retarda la evaporación del filamento. La elevación de la temperatura del filamento se logra a través del pasaje de corriente.

En general, el material del filamento (tungsteno) alcanza altas temperaturas durante periodos prolongados por lo cual, debe poseer un elevado punto de fusión y baja velocidad de evaporación.

En general, el espectro de emisión (intensidad de la radiación vs. longitud de onda) de una lámpara de tungsteno es inferior al de un cuerpo negro a la misma temperatura debido a la menor emisividad ($\epsilon < 1$) de los filamentos de tungsteno. Además de las lámparas incandescentes pueden nombrarse, las lámparas de tungsteno-halógeno, de descarga, fluorescentes y diodos emisores de luz (LED). Las lámparas de tungsteno-halógeno poseen un gas inerte (criptón o xenón) mezclado con trazas de un halógeno (Br_2 o I_2) que se combinan con los átomos gaseosos de tungsteno y los depositan en el filamento. Este proceso evita la condensación de los vapores del filamento en las paredes internas del bulbo lo cual, provocaría el consiguiente oscurecimiento de las lámparas. Adicionalmente, se logra aumentar la temperatura y vida útil del filamento y el bulbo puede ser más pequeño. Por ejemplo, las lámparas tungsteno-halógeno XENOPHOT de Osram, contienen xenón a una presión de 20 bar dentro de un bulbo de cuarzo cuya temperatura alcanza hasta los 950 °C. Estas lámparas a su vez poseen un reflector, cuya forma determina cómo se distribuye la luz. Los reflectores focalizados son elipsoides que concentran la luz en un punto a una cierta distancia desde el reflector. Los colimadores generan rayos paralelos de luz y los facetados, poseen una superficie estructurada para generar una distribución uniforme de la luz.

Las lámparas de tungsteno-halógeno generan un espectro de radiación infrarrojo continuo con longitudes de onda desde 0.8 a 6 μm según se observa en la Figura 2.

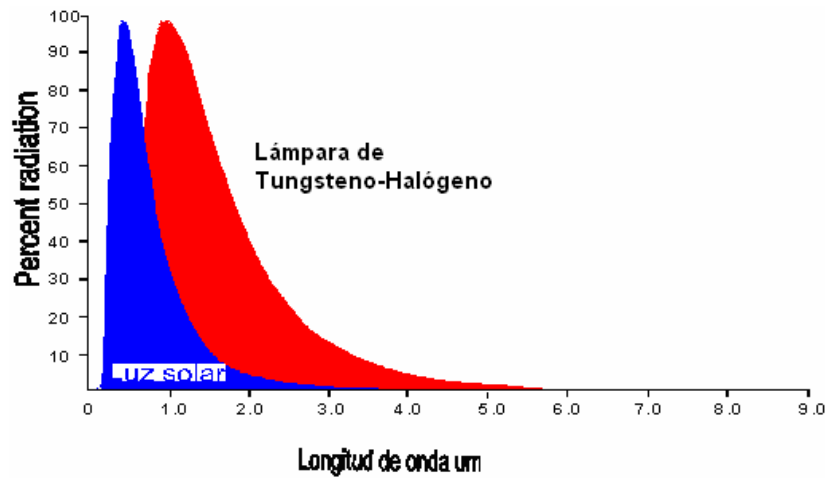


Figura 2. Espectro de radiación emitido por una lámpara de tungsteno-halógeno.

III .1.2. Características del portamuestras

El objetivo de la fuente de radiación es lograr el calentamiento del portamuestra de la microbalanza Cahn hasta 400 °C. Este portamuestra es de vidrio o cuarzo y posee dimensiones reducidas tal como se observa en la foto 1.



Foto 1. Portamuestras.

El flujo de radiación infrarroja necesario para calentar este portamuestra desde temperatura ambiente hasta 400 °C se calculó con los siguientes datos:

Capacidad calorífica del vidrio $c_p = 600 \text{ J kg}^{-1} \text{ K}^{-1}$

Peso del portamuestra $w = 0.5 \text{ g}$

Temperatura inicial $T_1 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Temperatura final $T_2 = 400 \text{ }^\circ\text{C}$

Área del portamuestra (se considera una hemiesfera de 0.50 cm de radio), $A = 2\pi r^2 = 1.57 \text{ cm}^2$

En una primera etapa se determinó la energía (calor) necesaria para elevar la temperatura del portamuestra,

$$Q = w c_p (T_2 - T_1) = 112.5 \text{ J}$$

La potencia del flujo de radiación Φ necesaria será,

$$\Phi = 112.5 \text{ J} / 1 \text{ s} = 112.5 \text{ W}$$

Luego considerando la superficie a calentar, se determinó la potencia por unidad de área M , para llegar a la temperatura final en un minuto,

$$M = \frac{Q}{\text{Area} \cdot \text{Tiempo}} = \frac{112.5 \text{ J}}{1.57 \text{ cm}^2 \cdot 60 \text{ s}} = 1.19 \left[\frac{\text{W}}{\text{cm}^2} \right]$$

Este valor es la potencia del flujo de radiación que necesita absorber el portamuestra para elevar su temperatura hasta $400 \text{ }^\circ\text{C}$ en 1 minuto.

Adicionalmente, es importante considerar la absorbancia del portamuestra, es decir la porción de radiación infrarroja que absorberá el material y que por consiguiente producirá el aumento de temperatura del mismo. A los fines de evaluar esta propiedad del material, se realizó un espectro infrarrojo del portamuestra de cuarzo en un espectrofotómetro Bruker IFS66. Este equipo determina la transmitancia de un material en la zona del infrarrojo medio y lejano ($2.5\text{-}25 \text{ }\mu\text{m}$) como se muestra en la Figura 3.

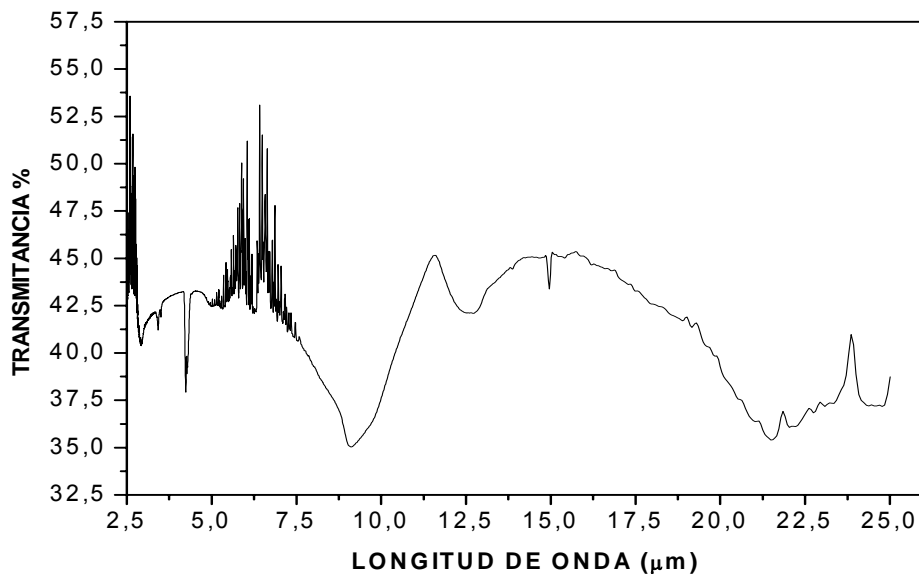


Figura 3. Espectro infrarrojo de un portamuestra de cuarzo perteneciente a una microbalanza Cahn.

El espectro demuestra que el cuarzo transmite alrededor del 45% de la radiación infrarroja que incide sobre él y por lo tanto, el 55% del flujo de radiación es absorbido con el consiguiente aumento de la temperatura. Además, recordando que la absorbancia y la emisividad tienen el mismo valor, es posible establecer que el portamuestra emitirá radiación con longitudes de onda entre 2.5-25 μm .

III .1.3. Potencia del flujo de radiación de la fuente

A los fines de lograr el calentamiento del portamuestra, se comenzó la búsqueda de la fuente emisora capaz de realizarlo.

El primer paso fue investigar los productos ofrecidos por la firma Salamander. Luego de consultar el catálogo de dicha firma se concluyó en que no sería de utilidad debido a que todas las fuentes emisoras que dicho catálogo posee son no focalizadas, es decir, emiten la radiación en forma dispersa, lo cual no lograría efecto el efecto deseado sobre el portamuestra ya que éste es demasiado pequeño.

Por este motivo, la búsqueda se orientó hacia las fuentes emisoras que sean capaces de concentrar toda la energía en un punto focal menor al tamaño del portamuestra.

Por ese motivo, se localizó el catálogo de la firma SpotIR el cuál posee un modelo de emisor que cumple con los requerimientos impuestos. Éste modelo es el 4150 & 4151 y consiste en dos subsistemas integrados, el subsistema fuente y el subsistema óptico. Es decir, contiene una fuente emisora y una óptica que permite concentrar toda la energía en un dado punto.

Desafortunadamente ésta solución no fue posible ya que el costo de este equipo es de aproximadamente USD3000.

El siguiente paso fue consultar con diferentes expertos en óptica, como el Dr. Garavaglia del Centro de Investigaciones Ópticas (CIOP) y el Dr. Martorelli de la Facultad de Astronomía de la Universidad Nacional de La Plata, para verificar que fuera posible construir una óptica tal que a partir de una fuente emisora accesible se pudiera cumplir con los requerimientos impuestos por el sistema de calentamiento. Lamentablemente esto no fue posible debido a las complicaciones que surgieron a la hora de obtener los materiales necesarios para su construcción.

Por último, se consiguieron datos de una máquina especialmente diseñada para soldar componentes sin contacto. Mediante el estudio de la misma se observó que utilizaba una fuente emisora la cual contiene el sistema óptico en su interior. Ésta fuente es fabricada por OSRAM y se encuentra en el mercado local.

Específicamente, es la lámpara halógena XENOPHOT 64634 HLXEFR de Osram (ver foto 2). El filamento de tungsteno de esta lámpara alcanza hasta 2900 K en las condiciones de tensión máxima (15 V y 150 W). Por lo tanto, utilizando la ley de Stefan-Boltzmann (ecuación [14]) y la emisividad del tungsteno es posible calcular la potencia del flujo de radiación infrarroja (ver cálculo en el Apéndice de este Capítulo) (26).



Foto 2. Lámpara halógena XENOPHOT 64634 HLXEFR

La Figura 4 muestra la potencia del flujo de radiación que emitiría una lámpara de tungsteno-halógeno en una región de longitudes de onda del espectro infrarrojo ($0.8-2.6 \mu\text{m}$), teniendo como referencia la distancia al punto focal de la lámpara.

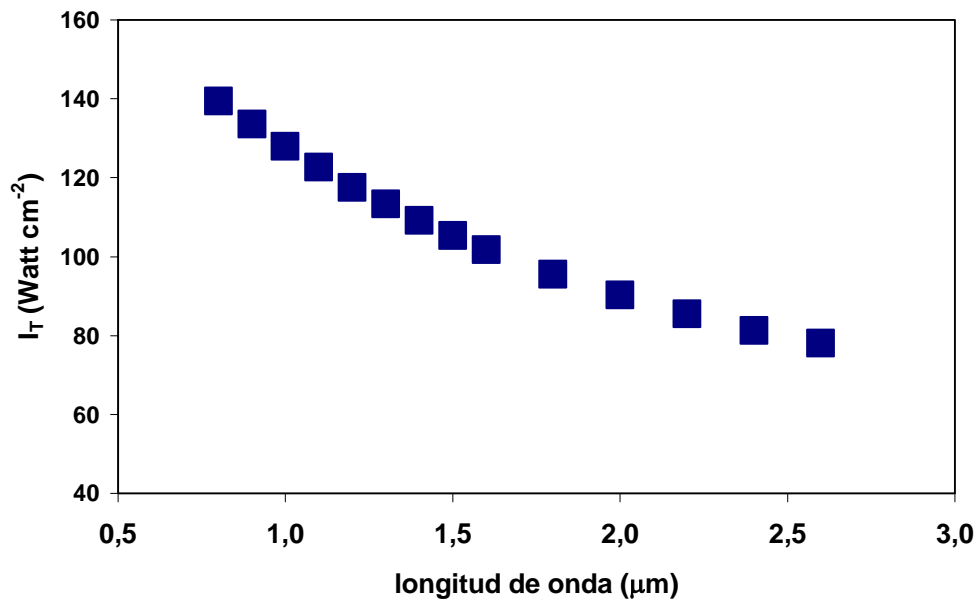


Figura 4. Potencia del flujo de radiación de longitudes de onda entre 0.8 y 2.6 μm emitido teóricamente por una lámpara de tungsteno.

Los resultados demuestran que la lámpara emite un flujo de radiación muy superior al necesario para llevar la temperatura del portamuestra hasta 400 °C (1.18 $\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$).

III .2. Selección del equipamiento para la medida de temperatura

III .2.1. Dispositivos de Medición de temperatura

Entre los dispositivos utilizados para medir la temperatura se encuentran los transductores. Estos son elementos que efectúan una transposición de una variable física en una eléctrica. Los transductores pueden ser de entrada y de salida (27, 28).

Los transductores de entrada (o sensores) transforman una variable física dada en una variable eléctrica. Por lo general, la primera se encuentra en uno de los 5 campos de señales más comunes (radiante, química, magnética, térmica ó mecánica). Mientras que la segunda queda restringida normalmente a variaciones de tensión y corriente, a veces en forma directa o indirectamente a través de la variación de algún parámetro pasivo (resistencia, capacidad, inductancia).

Los transductores de salida (o actuadores) traducirán una variable eléctrica a una variable física en alguno de los 5 campos mencionados.

Los transductores más comunes son: termocupla (termopar), termorresistencia y termistor.

A fin de seleccionar el mejor sensor para una aplicación dada, se deben considerar varios factores, como ser rangos de temperatura, exactitud, velocidad de respuesta, costo y requerimientos de mantenimiento.

En la Tabla 2 se listan los rangos de temperatura medidos normalmente mediante sensores estándar. Estos rangos no representan los extremos alcanzables, sino los límites que pueden medirse con los dispositivos disponibles en el mercado y que son suministrados por la mayoría de los fabricantes. Se pueden medir mayores y menores temperaturas, pero generalmente con una menor exactitud y a un mayor costo (28).

Tabla 2. Rangos de temperatura correspondientes a los elementos más comunes de medición de temperatura.

SISTEMA	RANGO DE TEMPERATURA [°C]
Termocuplas	-200 a 2800
Sistemas de dilatación (capilares o bimetálicos)	-195 a 760
Termorresistencias	-250 a 850
Termistores	-195 a 450
Pirómetros de radiación	-40 a 4000

III.2.2. Termopares o termocuplas

Una termocupla consiste de un par de conductores de diferentes metales o aleaciones. Uno de los extremos, la junta de medición, está colocado en el lugar donde se ha de medir la temperatura. Los dos conductores salen del área de medición y terminan en el la junta de referencia que se mantiene a temperatura constante. Se produce entonces una fuerza electromotriz (F_{em}) que es función de la diferencia de temperatura entre las dos juntas.

Son probablemente los transductores más usados en la medida rutinaria de temperaturas, por su robustez y economía y porque son activos, es decir, generan una tensión eléctrica sin necesidad de fuente de alimentación. En contrapartida, su sensibilidad es baja (de unos pocos μV por $^{\circ}C$) y son altamente no lineales (28, 29).

Los termopares están basados en el efecto termoeléctrico que se origina en un circuito formado por metales de diferente composición cuando se somete dicho circuito a una distribución no uniforme de temperaturas. La causa última es el movimiento de los electrones libres que se difunden de un metal hacia el otro en los contactos entre distintos metales, y dentro del mismo metal debido a las diferencias de temperatura. El resultado es que se genera una fuerza electromotriz en el circuito que se manifiesta como una tensión eléctrica si se intercala en el circuito un voltímetro de alta impedancia (ver Figura 5a).

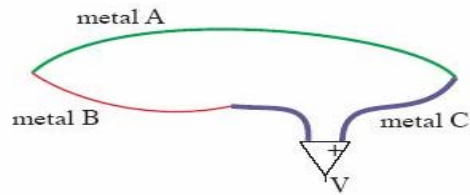


Figura 5a. Fuerza electromotriz generada en un circuito formado por dos metales de diferente composición.

Aunque el estudio detallado del efecto termoeléctrico es relativamente complejo porque involucra varios fenómenos acoplados, sus efectos prácticos pueden estudiarse con modelos sencillos como se describe a continuación. Se considera en primer lugar un termopar, en el que el circuito está típicamente formado por dos hilos o alambres, de dos metales o aleaciones distintas A y B, soldados uno a otro en sus extremos, tal como se esquematiza en la figura 5b.

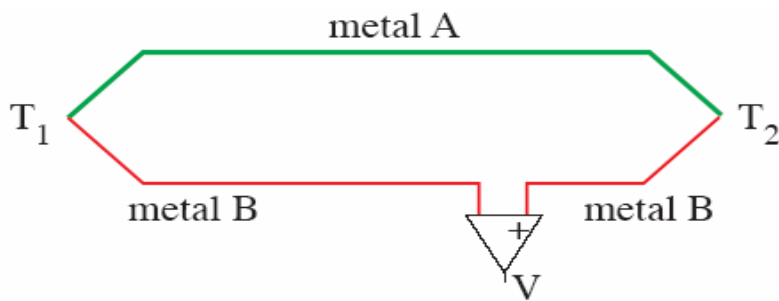


Figura 5b. Circuito formado por dos hilos o alambres de dos metales o aleaciones distintas, A y B, soldados uno a otro en sus extremos.

En este caso, si los hilos son homogéneos, la tensión generada depende sólo de las temperaturas de las dos soldaduras, T_1 y T_2 .

El comportamiento del termopar puede representarse por el circuito equivalente de la figura 5c, en el que hay dos fuerzas electromotrices concentradas, una en cada una de las soldaduras, representadas por dos pilas en la figura. La fuerza electromotriz en cada unión depende de la temperatura de dicha unión y es una propiedad del par de metales considerados.

Para aplicar este modelo, es preciso ser consistente con los signos, de manera que el electrodo positivo de cada pila esté en contacto con el mismo material (el material A en el caso de la figura 5c).

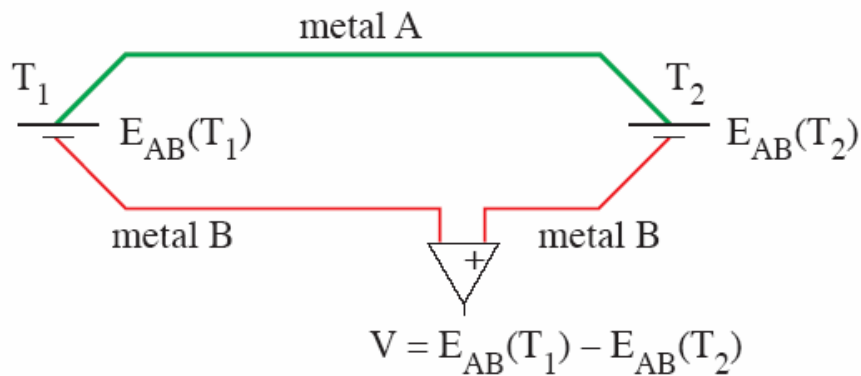


Figura 5c. Circuito equivalente que representa el comportamiento del termopar.

De acuerdo con el modelo, la tensión termoeléctrica V medida en el circuito viene dada por

$$V = E_{AB}(T_1) - E_{AB}(T_2) \quad [5]$$

Donde $E_{AB}(T)$ es una función característica del par metálico considerado que es preciso determinar experimentalmente para poder usar el termopar como termómetro. Si dicha función es conocida y se conoce también la temperatura de una de las dos soldaduras (T_2 , por ejemplo) es posible determinar la temperatura T_1 de la otra soldadura a partir de la ecuación anterior una vez que se ha medido la tensión V .

Para determinar la función $E_{AB}(T)$ debe calibrarse el termopar poniendo su soldadura de referencia a una temperatura fija conocida y variando la temperatura de la otra soldadura (*soldadura de medida*) mientras se mide V .

En la práctica, la temperatura de referencia usada para la calibración es el punto de solidificación del agua o de fusión del hielo, 0°C , tal como se esquematiza en la figura 5d.

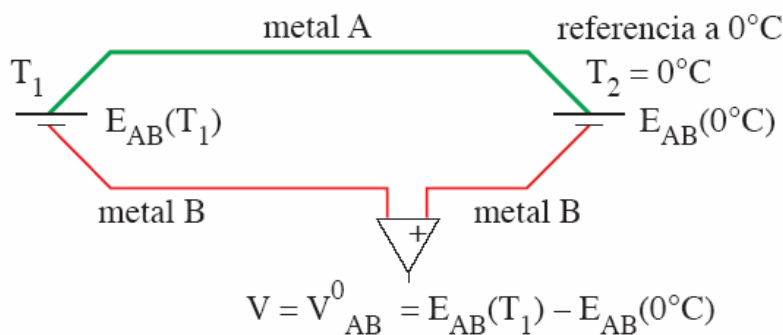


Figura 5d. Termopar con su soldadura de referencia a 0°C

El resultado de la calibración es la tensión termoeléctrica V^{0AB} donde el superíndice 0 indica que la temperatura de la soldadura de referencia es $0\text{ }^{\circ}\text{C}$. En estas condiciones, de la ecuación anterior puede despejarse la fuerza electromotriz como,

$$E_{AB}(T) = V^{0AB}(T) + E^{0AB} \quad [6]$$

Donde E^{0AB} es la fuerza electromotriz para $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Como puede observarse en la ecuación [5] las tensiones termoeléctricas aparecen como diferencias de fuerzas electromotrices, por lo que las fuerzas electromotrices pueden determinarse salvo una constante aditiva arbitraria. Esto es lo mismo que decir que E^{0AB} es arbitraria y puede tomarse igual a cero, con lo cual la fuerza electromotriz y la tensión termoeléctrica son numéricamente iguales. Sin embargo, para circuitos termoeléctricos más complejos, es mejor utilizar la ecuación [6] para detectar posibles errores de signo: si el problema está bien operado, las fuerzas electromotrices para $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ deben aparecer tantas veces con signo positivo como negativo y, por tanto, deben desaparecer de las ecuaciones.

Para poder resolver problemas más generales, es necesario introducir otra ley básica en relación al funcionamiento de los termopares. Dicha ley establece que si dos metales A y B se conectan mediante un tercero C cualquiera, es como si se conectaran directamente, siempre que las uniones estén a la misma temperatura (Figura 6a).

Por lo tanto si se representan los circuitos equivalentes con las fuerzas electromotrices correspondientes (Figura 6b) se llega a la conclusión que,

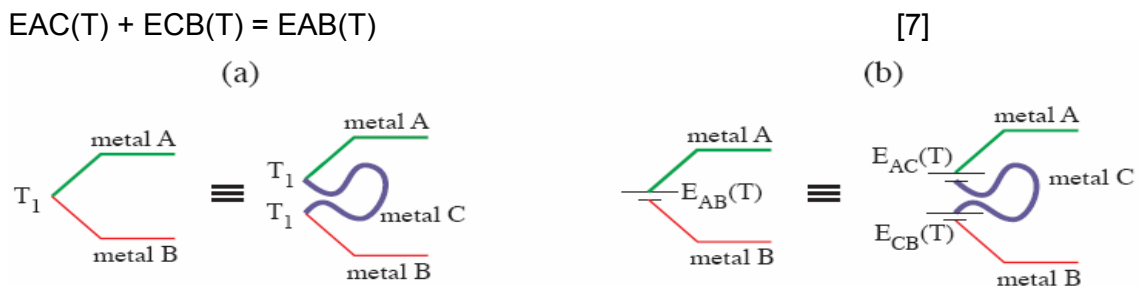


Figura 6. (a) Dos metales, A y B, conectados mediante un tercero C cualquiera; (b) circuitos equivalentes con las fuerzas electromotrices correspondientes.

El resultado anterior permite simplificar los circuitos de medida de manera que rara vez se materializa la unión de referencia como una soldadura. En la práctica los dos extremos del termopar que corresponden a la referencia se conectan directamente al circuito de medida mediante terminales atornillados o conectores adecuados. Como los conductores del circuito de medida son usualmente de cobre, el esquema del circuito resultante el ilustrado en la figura 7a, cuyo circuito equivalente es el de la figura 7b y, de acuerdo con la ley anterior, la tensión termoeléctrica medida resulta ser idéntica a la del circuito de la figura 5b.

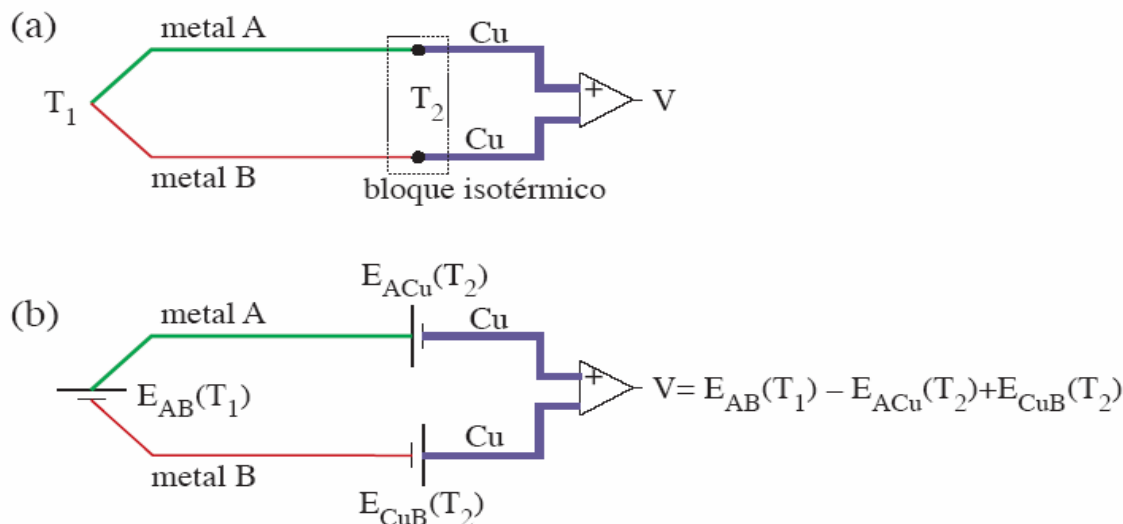


Figura 7. (a) Circuito resultante con conductores de cobre y (b) circuito equivalente del circuito anterior.

Nótese que para poder aplicar este resultado, es preciso garantizar que las uniones de los metales A y B con el circuito de medida se encuentren a la misma temperatura. Esto se consigue situándolas próximas entre sí y sujetas a un bloque con buena conductividad térmica (pero manteniendo el aislamiento eléctrico) (27-29).

Puesto que la Fem neta generada es función de las temperaturas de ambas juntas, se requiere el control o la compensación de la temperatura de la junta de referencia (o junta fría), lo cual se puede lograr de tres maneras distintas (27-29),

- El método básico y más exacto es el de controlar la temperatura de la junta de referencia, normalmente colocando la junta en un baño de hielo en fusión ($0\text{ }^{\circ}\text{C}$).
- Otro método consiste en medir la temperatura en la junta de referencia utilizando cualquier tipo de dispositivo de medición de temperatura, y luego, en base a esa temperatura y a la salida eléctrica de la junta de medición compensar la lectura de la temperatura de la junta de medición.
- El tercer método es una compensación eléctrica que también implica la utilización de un dispositivo sensor de temperatura para medir la temperatura de la junta de referencia; sin embargo, en lugar de calcular la compensación a ser aplicada a la salida de la junta de medición, el sensor de temperatura de la junta de referencia se halla incorporado dentro del circuito eléctrico de la termocupla, donde agrega o quita los milivolts necesarios en la junta de referencia a fin de corregir automáticamente la salida de la termocupla.

III .2.3. Termómetros resistivos

Los termómetros resistivos poseen una resistencia eléctrica constituida por un metal o aleación (platino, níquel, cobre, etc.) o bien, por un material semiconductor (típicamente óxidos metálicos).

Para un transductor termométrico del primer tipo usamos la denominación *termo-resistencia* o las siglas inglesas RTD (*resistance temperature detector*). Los del segundo tipo se denominan *termistores*.

III .2.3.1. Termistores

El termistor está constituido por una mezcla de óxidos semiconductores que se comporta como un resistor térmico con un coeficiente térmico de temperatura negativo de valor muy elevado.

En algunos casos, la resistencia de un termistor a la temperatura ambiente puede disminuir en hasta 6 % por cada 1 °C de aumento de temperatura. Esta elevada sensibilidad a variaciones de temperatura hace que el termistor resulte muy adecuado para mediciones precisas de temperatura, utilizándose ampliamente para aplicaciones de control y compensación en el rango de -150 °C a 450 °C.

El termistor se fabrica a partir de metales como níquel, cobalto, manganeso, hierro, cobre, magnesio y titanio. Las preparaciones de óxido de manganeso con cobre y óxido de níquel con cobre son las más utilizadas. Se dispone de termistores con resistencias básicas a 25 °C desde unos pocos cientos hasta varios millones de Ω .

Los termistores sirven para la medición o detección de temperatura tanto en gases, como en líquidos o sólidos. A causa de su muy pequeño tamaño, se los encuentra normalmente montados en sondas o alojamientos especiales que pueden ser específicamente diseñados para posicionarlos y protegerlos adecuadamente cualquiera sea el medio donde tengan que trabajar.

Las configuraciones constructivas del termistor de uso más común son los glóbulos, las sondas y los discos. Los glóbulos se fabrican formando pequeños elipsoides de material de termistor sobre dos alambres finos separados unos 0,25 mm (ver Figura 8). Normalmente recubiertos con vidrio por razones de protección, son extremadamente pequeños (0,15 mm a 1,3 mm de diámetro) y ofrecen una respuesta extremadamente rápida a variaciones de temperatura (27, 29).

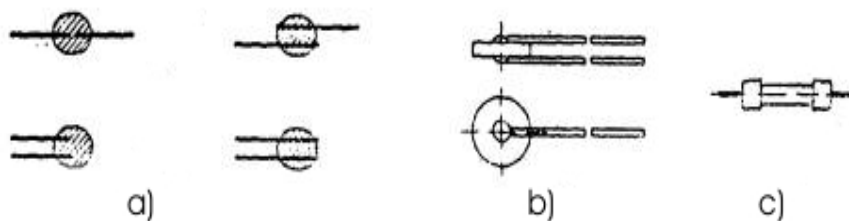


Figura 8. Formas constructivas de termistores NTC – a. Tipo glóbulo con diferentes tipos de terminales - b. Tipo disco - c. Tipo barra.

En comparación con las termocuplas y las termorresistencias, el termistor no ofrece ventajas de exactitud de salida y estabilidad. Posiblemente, una ventaja importante esté en la extremadamente elevada sensibilidad del termistor a variaciones de temperatura, lo cual puede apreciarse en la Tabla 3.

Tabla 3. Sensibilidades relativas de termistores, termorresistencias y termocuplas.

SENSOR	SENSIBILIDAD [mV/°C]		
	- 178 °C	10 °C	37,8 °C
Termistor en circuito puente	4860	72000	3870
Termorresistencia de Pt en 18 circuito puente		36	54
TERMOCUPLAS			
Cobre/constantán	36	40	44
Hierro/Constantán	48	50	52
Chromel/Alumel	38	40	42
Pt/Pt - 10% Rh	6	6	6

Los termistores NTC poseen elevadas resistencias a baja temperatura, pero sus resistencias disminuyen exponencialmente a medida que crece la temperatura. Por el contrario, las resistencias de los metales como ser platino, níquel y cobre aumentan con la temperatura de manera tal que en el rango de trabajo asignado, se puede asemejar a un comportamiento lineal. (ver Figura 9) (29).

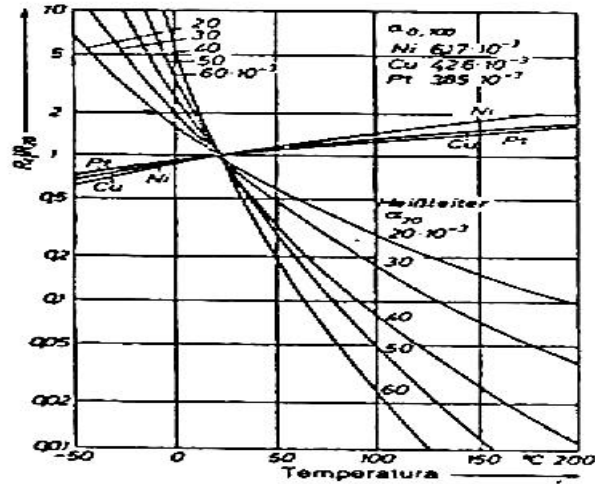


Figura 9. Relación $R_t + R_{20}$ en función de la temperatura para termorresistencias metálicas (Pt, Cu, Ni) y para termistores NTC con coeficientes α_{20} variables. R_t Resistencia a la temperatura de trabajo; R_{20} Resistencia a 20°C; α_{20} variación media de la resistencia a 20 °C.

Los termistores sirven para la medición de temperatura en rangos de aproximadamente 100 K puesto que sus variaciones de resistencia son demasiado grandes y resultan particularmente útiles para medir rangos pequeños de temperatura justamente a causa de sus grandes variaciones de resistencia. Por ejemplo, la resistencia de un termistor típico varía 156 Ω de 0 °C a 1 °C, mientras la del platino varía tan sólo 0,385 Ω .

La elevada resistencia de los termistores no sólo hace aumentar la sensibilidad, posibilitando la medición de alcances reducidos de temperatura, sino también permite la conexión bifilar. La resistencia del alambre de conexión y los efectos de la temperatura ambiente son despreciables si se los compara con la resistencia del termistor y las variaciones de resistencia.

La linealización también puede obtenerse mediante un diseño adecuado del circuito de medición. La linealización digital suele ser considerada efectiva para la mayoría de los termistores con un rango de trabajo no mayor a 1000 Ω . Para los sistemas analógicos opera los sistemas digitales que se estima funcionarán más allá de ese rango, la práctica normal es emplear un resistor secundario en paralelo con el termistor de forma de linealizarlo y también poder hacerlo intercambiable con sensores del mismo tipo (ver Figura 10). Con esta solución, por lo general, su coeficiente de temperatura decrece muchísimo, pero sin llegar a los valores típicos de una termorresistencia metálica (29).

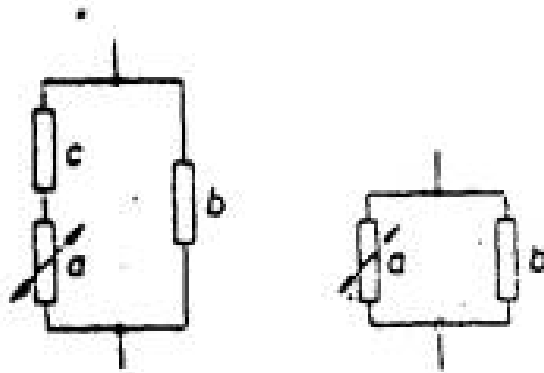


Figura 10. Circuitos para igualar un sensor de temperatura a otro similar cuando la dispersión no permite el intercambio directo o se busca asimilar la curva de un sensor a otro. **a**, Sensor de temperatura; **b**, **c**, resistencias fijas invariables con la temperatura

El termistor puede emplearse asimismo en el modo de “autocalentamiento” para detectar y analizar la composición de flujos de líquido o gas. En tales aplicaciones, el elemento de detección se halla directamente expuesto al flujo de fluido y la disipación de potencia en el termistor suministra una indicación de la velocidad de flujo o calor específico del medio de inmersión.

Los pequeños tamaños de los termistores, típicamente de 2,5 mm de diámetro, producen una rápida respuesta a las variaciones de temperatura. Sin embargo, una vez instalado el termistor dentro de una vaina o blindaje, la respuesta es equivalente a la de una termocupla protegida.

El pequeño tamaño hace también que el termistor sea más susceptible que una termorresistencia a los errores de autocalentamiento. La constante de disipación, o sea la potencia en mW necesaria para elevar la temperatura del termistor 1°C por encima de la temperatura ambiente inicial es normalmente de 1 mW/°C en aire sin movimiento. Un valor en las mismas condiciones de una termorresistencia de platino de 100 Ω es de 20 mW/°C (29).

III .2.3.2. Termo-resistencias

Las termo-resistencias varían su resistencia cuando se modifica la temperatura. Las de uso más común se fabrican de alambres finos soportados por un material aislante y luego encapsulados (27, 29). El elemento encapsulado se inserta luego dentro de una vaina o tubo metálico cerrado en un extremo que se llena con un polvo aislante y se sella con cemento para impedir que absorba humedad.

Las termo-resistencias más utilizadas son las platino, cuya denominación genérica es PtX, donde Pt es obviamente el símbolo químico del platino y X es un número que expresa la resistencia eléctrica del RTD a 0°C en Ω. Por ejemplo, la más común es la de platino Pt100, cuya resistencia nominal a 0°C es de 100 Ω. Existen también termo-resistencias de platino con otros valores nominales (por ejemplo 200, 500 o 1000 Ω) (30, 31).

El platino encuentra aplicación dentro de un amplio rango de temperaturas y es el material más estable y exacto. En efecto, la relación resistencia-temperatura correspondiente al alambre de platino es tan reproducible que la termo-resistencia de platino se utiliza como estándar internacional de temperatura desde - 260 °C hasta 630 °C.

Las termo-resistencias de platino adoptan muy diversas formas y tamaños y pueden utilizarse en un intervalo de temperaturas que va desde -200 °C a cerca de 1000 °C, lo que no significa que todos los modelos cubran todo el intervalo. Muy al contrario, un mismo fabricante puede ofrecer distintos modelos de sensores con las mismas características nominales (Pt100, por ejemplo) y muy distintos intervalos de utilización. La razón, por supuesto, radica en que el funcionamiento del transductor no está condicionado sólo por la resistencia, sino también por su soporte y sus protecciones. Por ello es fundamental consultar los catálogos de los fabricantes antes de decidirse por una termo-resistencia para un uso particular (30, 31).

Desde 1871, año en que William Siemens utilizó por primera vez una termo-resistencia, hasta hoy día han sido desarrolladas numerosas calibraciones resistencia-temperatura correspondientes al platino, y varias de ellas se han transformado en estándares nacionales en distintos países: RC21-4-1966 de SAMA (Scientific Apparatus Makers Association) en los EE.UU; DIN 43760-1968 (Deutsches Institut für Normung e.V.) en Alemania, etc. Esta proliferación de distintos estándares nacionales comenzó a crear problemas a medida que se iba incrementando el comercio a escala mundial. Luego de varios años de análisis, se ha aceptado internacionalmente la curva DIN alemana bajo la estandarización de IEC identificada como IEC 751 (29).

Además el hecho que la termo-resistencia de platino está siendo utilizada como estándar internacional, el alambre de platino es el material elegido con más frecuencia para las termo-resistencias de uso industrial. Las termo-resistencias de platino pueden medir el rango más amplio de temperaturas, son las más exactas y estables por no contaminarse fácilmente por el medio en que se encuentran, y su relación resistencia-temperatura es más lineal que la de cualquier otro material con la excepción del cobre (29).

Las termo-resistencias de platino se fabrican en forma de (a) un arrollamiento de hilo de platino encapsulado en vidrio o cerámica, y (b) como una rejilla pelicular depositada sobre un substrato y, de nuevo, encapsulada en vidrio o cerámica. La forma puede ser cilíndrica o prismática y los tamaños varían desde prismas de $2.5 \times 2.5 \times 1.5 \text{ mm}^3$ hasta cilindros de 30mm de longitud y 5mm de diámetro. Existen modelos prismáticos especialmente diseñados para la medida de temperaturas superficiales que pueden pegarse a la superficie a medir. Algunos son autoadhesivos.

Dentro de los RTD's basados en tecnologías de películas delgadas existen algunos especialmente diseñados para tener una respuesta lineal en su rango de utilización. Uno de ellos conecta en serie una resistencia de níquel (cuya curva de respuesta con la temperatura es no lineal cóncava hacia arriba) con una de manganina (cuya respuesta es no lineal cóncava hacia abajo). Seleccionando el valor de las resistencias puede obtenerse una respuesta combinada aproximadamente lineal.

De acuerdo a los precios, los termistores son relativamente baratos, aunque el precio de los termistores de precisión es del mismo orden que el de una termo-resistencia de platino. Como se verá a continuación en la figura 11, su sensibilidad es mayor que la de una termo-resistencia, pero el intervalo de aplicación es mucho más limitado (-100 a 300 °C como máximo, y -50 a 120 °C típico). Su morfología y tamaño son muy variados y es preciso recurrir a los catálogos de los fabricantes para aplicaciones particulares (27).

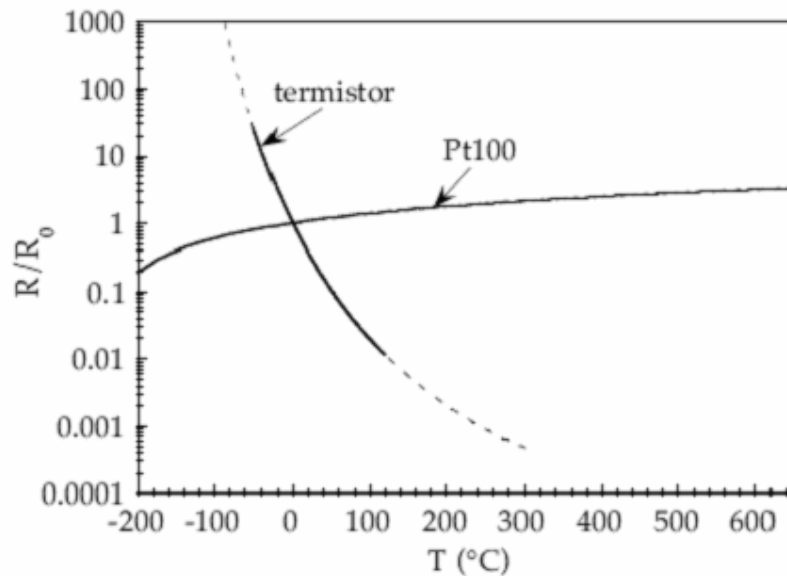


Figura 11. Curvas de respuesta estática para los termómetros resistivos.

El aspecto exterior de las termo-resistencias industriales es prácticamente idéntico al de las termocuplas. Se aplican las mismas consideraciones ambientales y de instalación y se debe prestar la misma cantidad de atención a los conceptos de presión, temperatura, ataque químico, abrasión, vibración, porosidad y velocidad de fluido.

Las termo-resistencias se fabrican en varios tipos de configuración de los alambres de conexión, los que se muestran en la figura 12.

La configuración A (figura 12) se usa en un circuito básico bifilar, con una conexión a cada extremo de la termo-resistencia. En este diseño la resistencia de los dos cables de conexión (R_{c1} y R_{c2}), como así también las variaciones de resistencia con la temperatura ambiente ($R(t)$), están incluidas en la medición de la resistencia de la termo-resistencia. Este tipo de circuito puede utilizarse cuando los alambres de conexión son tan cortos que su resistencia es despreciable.

La configuración B es el circuito trifilar estándar. Los conductores que conectan la termo-resistencia al circuito de medición tienen resistencias cuyos efectos tienden a cancelarse si dichos alambres tienen la misma longitud, se hallan sujetos a la misma temperatura y el sistema puente de Wheatstone que utiliza a la entrada el instrumento de medición se encuentra casi balanceado.

La configuración C consiste de cuatro cables de conexión y brinda mejor exactitud que las configuraciones A y B. Si los cuatro cables de conexión son de

idéntica sección, longitud y material y se hallan sujetos a la misma temperatura ambiente, y si los dos pares de alambres se encuentran en partes opuestas del circuito puente, las resistencias de los alambres no tendrán efecto alguno en la medición de la resistencia de la termo-resistencia.

El costo adicional del diseño de cuatro conductores normalmente se justifica en instalaciones con distancias superiores a los 20 metros. Los circuitos trifilares brindan suficiente exactitud para la mayoría de las mediciones industriales hasta 20 metros, además pueden emplearse conductores de sección menor o de mayor longitud que en el caso de la conexión bifilar.

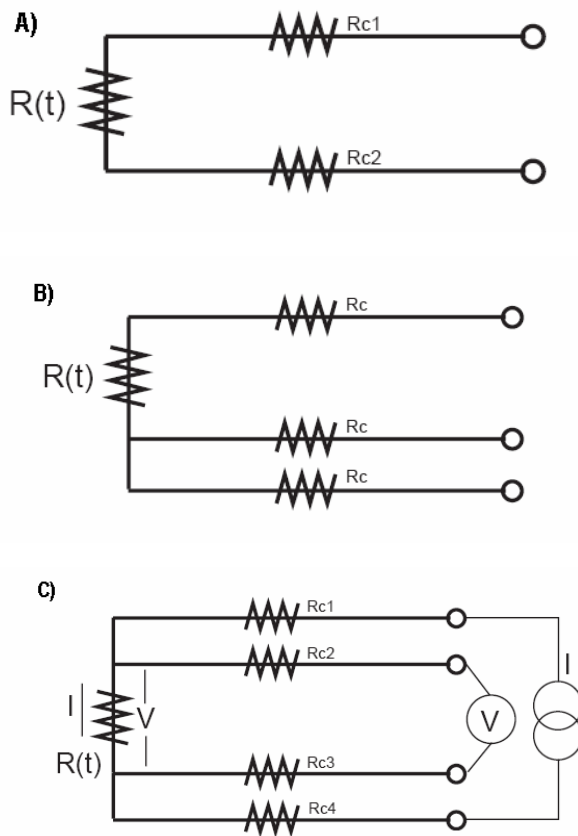


Figura 12. Las tres formas posibles de configuración de los alambres de conexión de las termo-resistencias.

III .2.3.2.1. Curva de respuesta estática para termo-resistencias

En todos los textos de física general se recoge el hecho de que, en general, la resistencia eléctrica de los conductores aumenta con la temperatura, y se indica que, para variaciones pequeñas de la temperatura, la variación de la resistencia es lineal con la temperatura, por lo que puede escribirse,

$$R = R_0(1 + \alpha T) \quad [8]$$

donde R_0 es la resistencia a $0\text{ }^\circ\text{C}$ y α la variación unitaria de resistencia, que coincide con la sensibilidad relativa (27, 30, 31).

Evidentemente la ecuación anterior es sólo aproximada y aceptablemente precisa sólo para variaciones pequeñas de la temperatura. Cuando la variación es amplia, la ecuación tiene que enriquecerse con términos de orden superior, por lo que, en general, una termo-resistencia tendrá una respuesta que podrá aproximarse por un polinomio de grado n como sigue,

$$R = R_0 (1 + c_1 T + c_2 T^2 + c_3 T^3 + \dots + c_n T^n) \quad [9]$$

El número de términos a usar dependerá del material, del intervalo de utilización y de la precisión requerida.

Las termo-resistencias industriales de platino están muy extendidas y han sido estudiadas exhaustivamente y también normalizadas. Las normas suministran expresiones polinómicas que definen la curva de respuesta estática media de los sensores considerados y también las máximas desviaciones admisibles para los sensores que se ajustan a la norma.

Para las resistencias de platino industriales se ha encontrado que una expresión adecuada que sólo depende de tres parámetros es la siguiente (ecuación de Callendar-van Dusen)

$$R = R_0 \left\{ 1 + \alpha \left[T - \delta \left(\frac{T}{100} - 1 \right) \frac{T}{100} - \beta \left(\frac{T}{100} - 1 \right) \left(\frac{T}{100} \right)^3 \right] \right\} \quad [10]$$

donde α , δ y β son constantes que dependen de la norma a la que se ajusten los termómetros industriales. Para las normas europeas (IEC 751, BS 1904) y la americana ASTM 1137, se tiene $\alpha = 0.00385$, $\delta \approx 1.5$ y $\beta = 0$ para $T \geq 0\text{ }^\circ\text{C}$ y $\beta \approx 0.11$ para $T < 0\text{ }^\circ\text{C}$.

III .2.3.3. Medidas con termómetros resistivos

Existen equipos de medida comerciales para termo-resistencias y termistores que pueden incluir salidas analógicas y digitales linealizadas, además de un panel de lectura. Sin embargo, en muchos casos es preferible utilizar circuitos hechos por uno mismo para una medida concreta debido a la flexibilidad (y economía) que ello representa.

Lo más simple, hoy en día, es usar un circuito que produzca una salida en tensión relacionada con la resistencia y, a partir de ella, calcular por *software* la resistencia y a continuación la temperatura a partir de la curva de respuesta estática.

Hay dos aspectos prácticos muy importantes relacionados con la medida de la temperatura que es preciso analizar con cierto detalle. Ambos están relacionados con el hecho de que la temperatura que mide el sensor puede no coincidir con la temperatura que queremos medir si no tomamos las precauciones adecuadas.

Normalmente se está interesado en medir la temperatura de un cierto medio pero la temperatura del sensor sólo coincidirá con la del medio si ambos están en equilibrio termodinámico (Principio Cero de la Termodinámica).

Para conseguir el equilibrio es preciso que el termómetro tenga un buen contacto térmico con el medio, sumergiéndolo completamente en él, y que esté aislado de otras fuentes a distintas temperaturas, particularmente del ambiente. Sin embargo, no es posible evitar un ligero *autocalentamiento* del sensor debido a la corriente eléctrica que circula por la resistencia durante la medida, y es preciso esperar antes de efectuar la medida a que el termómetro alcance el equilibrio (27).

La termo-resistencia Industrial de alambre de platino más ampliamente utilizada se calibra con una resistencia de $100\ \Omega$ a $0\ ^\circ\text{C}$.

Las termo-resistencias de platino estándar fabricadas comercialmente resultan adecuadas para mediciones en el rango de $-250\ ^\circ\text{C}$ a $850\ ^\circ\text{C}$. Las tolerancias de fabricación según IEC 751 pueden verse en la Tabla 4; en forma aproximada, estas tolerancias pueden estimarse, para la Clase B entre 0,8 % y 0,5 %, siendo menores a temperaturas más elevadas.

En este punto es conveniente detenerse para mencionar el frecuente uso que hacen algunos fabricantes de calibrar las termo-resistencias según curvas de respuesta distintas a las normalizadas. Es por este motivo que debe tratarse de adecuar las instalaciones dentro de la normalización, ya que, justamente una de las grandes virtudes de las termo-resistencias es su intercambiabilidad sin practicar una nueva calibración en el sistema de medición.

Las termo-resistencias de níquel no están en condiciones de medir temperatura tan elevadas como lo hacen los sensores de platino. Los límites de alcance para las termo-resistencias de níquel están aproximadamente en $-60\ ^\circ\text{C}$ y $180\ ^\circ\text{C}$ con exactitudes menores que las de platino. Normalmente se calibran a $100\ \Omega$ en $0\ ^\circ\text{C}$, pudiendo existir otras calibraciones especiales.

La principal ventaja del níquel, además de posibilitar termo-resistencias más económicas, es su capacidad de linealización (suministrando una salida que es lineal con la temperatura) con bastante facilidad utilizando un circuito puente. Esta ventaja sin embargo, ya no es tan importante hoy en día cuando la introducción de componentes semiconductores de bajo costo ha hecho posible la linealización de los sensores de platino a un costo comparable al de los sensores de níquel.

Las termo-resistencias de cobre presentan la más lineal relación resistencia-temperatura entre todas las termo-resistencias pero también tienen las desventajas de un rango estrecho de temperatura entre $-200\ ^\circ\text{C}$ y $150\ ^\circ\text{C}$ y una baja resistividad. La baja resistividad implica la necesidad de usar alambres finos de poco diámetro.

La demanda de termo-resistencias de níquel y cobre en las industrias de proceso se halla limitada básicamente al reemplazo de unidades existentes puesto que la gran mayoría de las nuevas instalaciones de termo-resistencias se hacen con sensores de platino de $100\ \Omega$ a $0\ ^\circ\text{C}$.

Las termo-resistencias de tungsteno no han encontrado una utilización amplia puesto que el tungsteno ha probado ser menos estable que otros materiales. Sin embargo, su mayor resistencia mecánica permite emplear alambres

extremadamente finos, lográndose de esta manera termo-resistencias de elevada resistencia eléctrica.

Para una termo-resistencia de platino de 100Ω a 0°C , la variación de resistencia promedio para una variación de temperatura de 1°C es de $0,385 \Omega$; un circuito de medición con una fuente de corriente de 1 mA registraría $38,5 \text{ mV}$ para cada 1°C de variación de temperatura. Este valor de tensión es diez veces mayor que la salida de una termocupla tipo K, y esto explica por qué los alambres de conexión de termo-resistencias resultan menos susceptibles de sufrir interferencias provenientes de la cercanía de equipos eléctricos y líneas de potencia. Sin embargo una buena instalación requiere cables de conexión blindados tanto para termocuplas como para termo-resistencias.

La interconexión entre termo-resistencias e instrumentos se realiza con cable común de cobre. En cambio, en el caso de las termocuplas deben emplearse cables especiales de compensación, de costo superior.

La magnitud de la corriente de medición de una termo-resistencia es crítica. Si es muy alta, se produce el autocalentamiento, que aparecerá como un error de medición (29).

Tabla 4. Tolerancias de termo-resistencias Pt100 según norma IEC751.

TEMPERATURA [$^\circ\text{C}$]	TOLERANCIAS			
	CLASE A		CLASE B	
	[Ω]	[$^\circ\text{C}$]	[Ω]	[$^\circ\text{C}$]
- 200	$\pm 0,24$	$\pm 0,55$	$\pm 0,56$	$\pm 1,3$
-100	$\pm 0,14$	$\pm 0,35$	$\pm 0,32$	$\pm 0,8$
0	$\pm 0,06$	$\pm 0,15$	$\pm 0,12$	$\pm 0,3$
100	$\pm 0,13$	$\pm 0,35$	$\pm 0,30$	$\pm 0,8$
200	$\pm 0,20$	$\pm 0,55$	$\pm 0,48$	$\pm 1,3$
300	$\pm 0,27$	$\pm 0,75$	$\pm 0,64$	$\pm 1,8$
400	$\pm 0,33$	$\pm 0,95$	$\pm 0,79$	$\pm 2,3$
500	$\pm 0,38$	$\pm 1,15$	$\pm 0,93$	$\pm 2,8$
600	$\pm 0,43$	$\pm 1,35$	$\pm 1,05$	$\pm 3,3$
650	$\pm 0,46$	$\pm 1,45$	$\pm 1,13$	$\pm 3,8$
700			$\pm 1,17$	$\pm 3,8$
800			$\pm 1,28$	$\pm 4,3$
850			$\pm 1,34$	$\pm 4,6$

III .2.4. Ventajas del Pt100

Los Pt100 son levemente más costosos y mecánicamente no tan rígidos como las termocuplas sin embargo, las superan especialmente en aplicaciones de bajas temperaturas. (-100 a 200°C).

Los Pt100 pueden fácilmente entregar precisiones de una décima de grado con la ventaja que no se descomponen gradualmente entregando lecturas erróneas, si no que normalmente se abren, con lo cual el dispositivo medidor detecta inmediatamente la falla del sensor y da aviso.

Este comportamiento es una gran ventaja en usos como cámaras frigoríficas donde una desviación no detectada de la temperatura podría producir algún daño grave.

Además la Pt100 puede ser colocada a cierta distancia del medidor sin mayor problema (hasta unos 30 metros) utilizando cable de cobre convencional para hacer la extensión (27-29).

III .3. Determinación de la temperatura por pirometría: fundamentos teóricos

La determinación de la temperatura de un sistema a partir de la medida de la radiación emitida por el mismo se conoce como *pirometría*. La relación básica que rige las medidas de temperatura por pirometría es,

$$L(\lambda, \theta, T_R) = \varepsilon(\lambda, \theta, T) L_{bb}(\lambda, \theta, T) \quad [11]$$

Donde, θ , es el ángulo desde la normal a la superficie; T , es la temperatura verdadera de la superficie del material; T_R , la temperatura aparente de la superficie del material; L_{bb} , la radiación emitida por un cuerpo negro; L , la radiación emitida por el material y ε , la emisividad del material.

La ecuación muestra que la longitud de onda, el ángulo de la radiación, y la emisividad del material tienen un rol importante en la medida de la temperatura. De hecho, el efecto de la emisividad del material hace que T_R sea diferente a la verdadera temperatura T del material. Por esta razón, algunos pirómetros determinan $L(T_R)$ y luego infieren T con el valor de la emisividad ε .

Otro concepto básico de la *pirometría* es que la radiación térmica puede ajustarse a un valor de temperatura midiendo dos o más valores de intensidad de la radiación emitida a diferentes longitudes de onda (10, 12).

La ley de Wein relaciona la intensidad de la energía emitida a una determinada longitud de onda λ_e , con la temperatura de un objeto, según la ecuación,

$$L_\lambda \Delta\lambda = C \varepsilon(\lambda_e) \exp(-hc/\lambda_e kT) \Delta\lambda \quad [12]$$

Donde, C es una constante; $\varepsilon(\lambda_e)$ es la emisividad del material que emite radiación a una longitud de onda λ_e ; $hc/\lambda_e k$, es otra constante y T es la temperatura verdadera del material emisor. La intensidad de la energía tiene unidades de $W.cm^{-2}$.

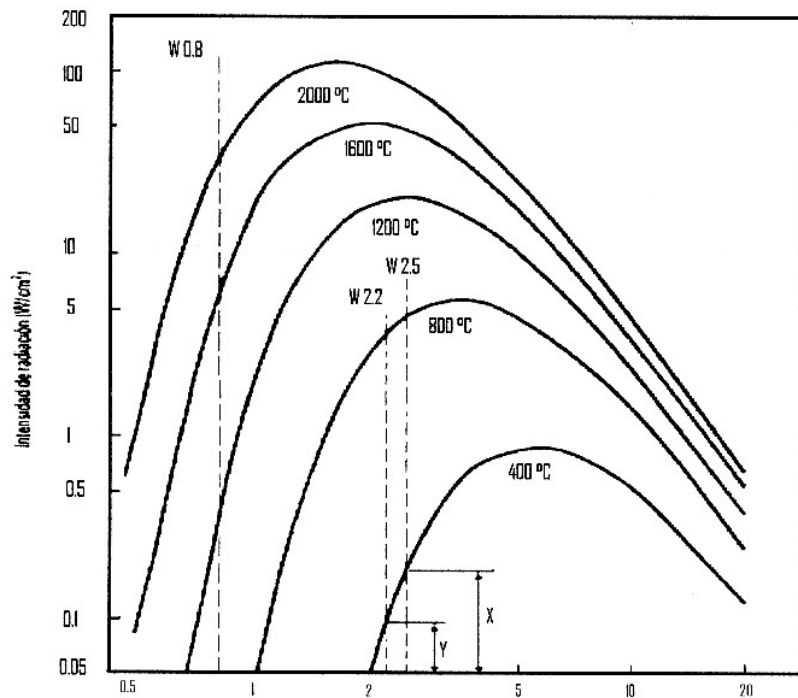


Figura 13. Intensidad de la radiación en función de la longitud de onda para diferentes temperaturas de la fuente (suponiendo $\varepsilon = 1$).

Las curvas que se muestran en la Figura 13, representan la intensidad de la radiación ($L_{\lambda}\Delta\lambda$) en función de la longitud de onda, de un cuerpo negro calentado a una temperatura determinada. Esta familia de curvas demuestran otras dos leyes fundamentales de la pirometría: la *ley de desplazamiento de Wein* y la *ley de Stefan-Boltzmann* (32).

La ley de Wein establece que el producto entre la longitud de onda correspondiente al máximo de intensidad de la radiación y la temperatura absoluta (expresada en grados Kelvin) es una constante,

$$T\lambda_{\max} = 2.8978 \times 10^{-3} \quad [13]$$

La Figura 13 muestra que la longitud de onda del máximo de intensidad decrece a medida que aumenta la temperatura por lo tanto, los picos de las curvas se desplazan hacia la izquierda cuando la temperatura aumenta.

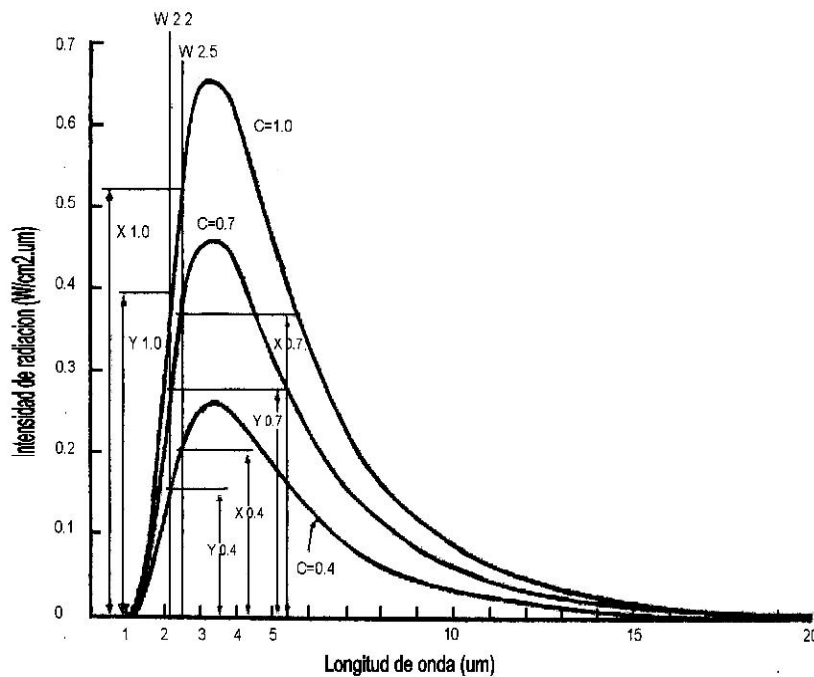


Figura 14. Intensidad de radiación de una fuente a 600 °C en función de la longitud de onda para diversos valores de emisividad de fuente.

Además, las curvas demuestran también la ley de Stefan-Boltzmann: el área bajo la curva es igual a la radiación emitida por un cuerpo negro, que es proporcional a la cuarta potencia de su temperatura absoluta,

$$Q_T = \sigma AT^4 \quad [14]$$

Donde, Q_T es el calor total irradiado por la superficie de un cuerpo negro ideal; σ , constante; A, área de la superficie emisora y T es la temperatura absoluta.

La línea discontinua $W_{0.8}$ (Ver Figura 13) indica la intensidad de la radiación para cada una de las temperaturas que se pueden observar para 0.8 μm . En general, los pirómetros (conocidos como “de relación”) poseen una respuesta proporcional a la relación de las dos energías emitidas a dos longitudes de onda diferentes. En la Figura 13, la energía “x” se observa a 2.5 μm y la energía “y” se observa a 2.2 μm en la curva de 400 °C. Por lo tanto, la lectura del pirómetro indicaría la relación de intensidades x/y .

Las curvas de la Figura 13 están basadas en una emisividad unitaria (correspondiente a un cuerpo negro ideal). Sin embargo, la emisividad de los materiales reales es significativamente menor a la unidad como se discutió antes. La Figura 14, muestra la variación de la intensidad de la radiación emitida por una fuente a 600 °C en función de la longitud de onda para diversos valores de emisividad. Utilizando las mismas longitudes de onda de 2.5 μm y 2.2 μm , y observando las energías “x” e “y”, se puede demostrar que las relaciones $x_{0.1}/y_{0.1}$ es similar a las relaciones $x_{0.7}/y_{0.7}$ y $x_{0.4}/y_{0.4}$. Por lo tanto, un pirómetro de relación

se puede utilizar para obtener lecturas de temperatura precisas sin depender de la emisividad.

III .3.1. Fundamentos de la operación de los pirómetros. Especificaciones técnicas

La ecuación [12] puede modificarse para calcular la intensidad de la señal generada por un fotodetector que recibe la radiación emitida por un objeto caliente (10). De esta forma un detector con una longitud de onda centrada en λ_a , respuesta espectral $\Delta\lambda$, área A , ganancia G y campo de visión F , y para un material de emisividad ε_a , la señal generada por el detector será,

$$V_a = AFG \frac{2C_1\varepsilon_a\Delta\lambda}{\lambda_a^5 \exp(C_2/\lambda_a T)} \quad [15]$$

Donde, V_a es la tensión generada por el detector.

El logaritmo natural de la ecuación [15] resulta,

$$\ln(V_a) = \ln \frac{2AFGC_1\varepsilon_a\Delta\lambda}{\lambda_a^5} - \frac{C_2}{\lambda_a} \frac{1}{T} \quad [16]$$

La ecuación [16] brinda una relación sencilla entre la tensión generada por un detector y la temperatura de un material que emite radiación con longitud de onda λ_a . El gráfico de $\ln(V_a)$ en función de $1/T$ es una línea recta con pendiente: $-C_2/\lambda_a$ y ordenada al origen: $\ln(2AFGC_1\varepsilon_a\Delta\lambda/\lambda_a^5)$.

Adicionalmente se pueden nombrar los pirómetros de banda ancha y los de banda estrecha. Los primeros, calculan la temperatura a partir de toda la energía debajo de las curvas de intensidad vs. longitud de onda de la radiación que se muestran en la Figura 14. En contraste, los pirómetros de banda estrecha, utilizan solo la energía correspondiente a una banda muy angosta de longitudes de onda o bien en función de una única longitud de onda.

Todos los pirómetros de radiación son sistemas sensores de temperatura remotos que consisten en tres subsistemas: óptico, detector y electrónico.

III.3.1.1. Subsistema óptico

La principal función del subsistema óptico es enfocar la radiación hacia el detector. La óptica de los pirómetros de banda estrecha está diseñada para aplicar sobre el detector únicamente la energía dentro de una banda de longitudes de onda estrecha. En adición, la óptica de los pirómetros de relación debe separar la energía en dos bandas de longitud de onda que se encuentran muy cercanas.

Los catálogos de los pirómetros comerciales muestran la *resolución óptica* de los instrumentos. Este parámetro expresa la relación entre la distancia del instrumento al objetivo dividido el diámetro de de la zona a medir que permitirá que el 90% de la energía ingrese al detector.

La Figura 15 muestra las resoluciones ópticas (2:1 o bien, 10:1) de dos clases de pirómetros de banda ancha (8-14 μm) de marca Raytek que pueden adquirirse en el mercado argentino. La resolución 10:1 indica que si el instrumento se ubica a 26 cm del objetivo entonces sensorará la energía emitida en un círculo de 2.6 cm desde la superficie del mismo (ver Figura 15).

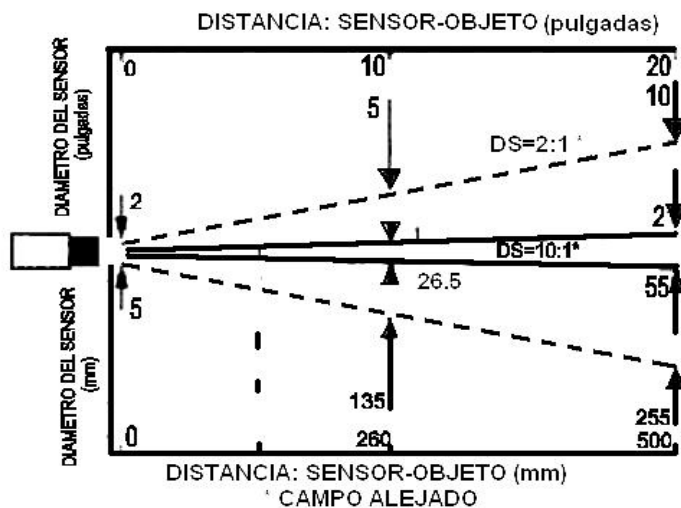


Figura 15. Representación de las resoluciones ópticas 2:1 y 10:1 de los pirómetros ópticos marcas Raytek.

III.3.1.2. Subsistema detector: tipos y usos

Las longitudes de onda medidas mediante pirómetros de radiación se encuentran principalmente en la región infrarroja, que incluye, la región de infrarrojo cercana (0.7 a 2 μm), infrarrojo medio (1.2 a 7 μm) e infrarrojo lejano (7 a 1000 μm).

Los pirómetros de banda ancha poseen detectores térmicos como las termopilas, bolómetros, termistores y sensores piroeléctricos. Mientras que en los pirómetros de banda estrecha y los de relación, se utilizan sensores de tipo semiconductores (32).

Los detectores térmicos son aquellos que convierten la energía radiante en un cambio de temperatura del dispositivo y esto produce la modificación de sus

propiedades eléctricas tales como, resistencia, tensión o capacitancia. El incremento de la temperatura no depende del efecto fotoeléctrico, como se discutirá en el caso de los detectores semiconductores, por lo tanto, la respuesta del detector no depende de la longitud de onda de la radiación.

Los detectores semiconductores (o detectores fotonicos) dependen de los efectos producidos cuando los fotones de la radiación incidente actúan sobre los electrones del material sensor. Estos detectores pueden clasificarse en fotovoltaicos, fotoconductores, de unión-fotoconductiva, fotoemisivos y fotoelectromagnéticos. Aquí discutiremos los fotovoltaicos y fotoconductivos ya que son los que se encuentran comúnmente en los pirómetros.

Los sensores fotovoltaicos generan una tensión de salida proporcional a la radiación que incide sobre la unión de dos materiales semiconductores $p-n$ (12). La unión actúa como una barrera de potencial por la que fluyen electrones excitados por los fotones incidentes. Los semiconductores tipo n son aquellos materiales (ej., oxido de cadmio) que poseen un exceso de electrones y los semiconductores tipo p , presentan un exceso de huecos o zonas con defectos de electrones (ej., silicio).

La naturaleza del material semiconductor determina la región del espectro electromagnético que un detector podrá sensar. La Figura 16 muestra los materiales de los sensores de infrarrojo fotovoltaicos utilizados para detectar radiación infrarroja en la región espectral entre 1 y 15 μm .

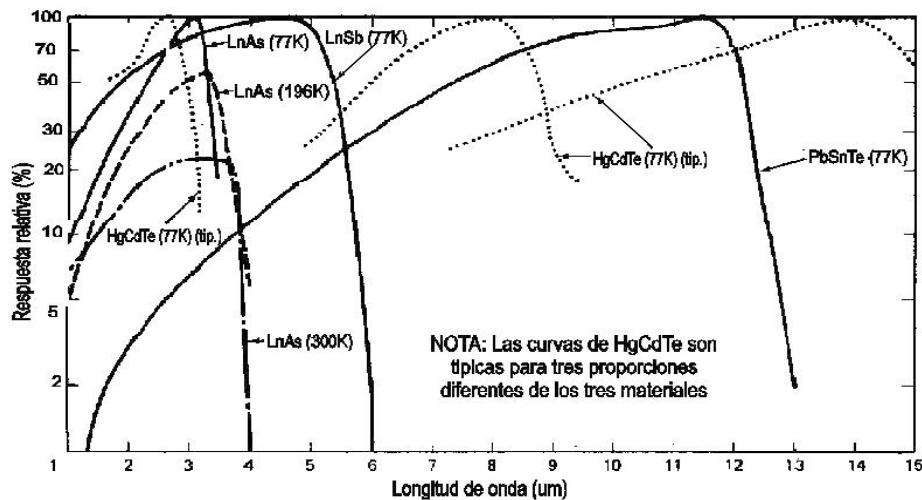


Figura 16. Porción del espectro electromagnético (respuesta espectral) de los sensores fotovoltaicos de infrarrojo.

Los sensores fotoconductores contienen materiales cuya resistencia varía por acción de la radiación que incide sobre ellos. El valor de resistencia absoluto de estos sensores depende del material fotoconductor (PbS, CdS, CdSe, GeAu, etc.), su espesor, área, geometría de los electrodos, longitud de onda de la radiación incidente, etc.

III .3.1.3. Subsistema electrónico

En general, los pirómetros poseen: un preamplificador, amplificador, demodulador y un indicador o visualizador digital. El amplificador realiza la linealización, el control de emisividad (ajuste de la ganancia para amoldarla a los valores de emisividad del blanco) y la calibración (ajuste en la indicación de salida para un valor obtenido en la calibración). La salida del preamplificador alimenta un demodulador, que convierte la corriente alterna en una señal continua (en mV o mA) que puede alimentar a un visualizador o la entrada de un registro gráfico (ver Figura 17).

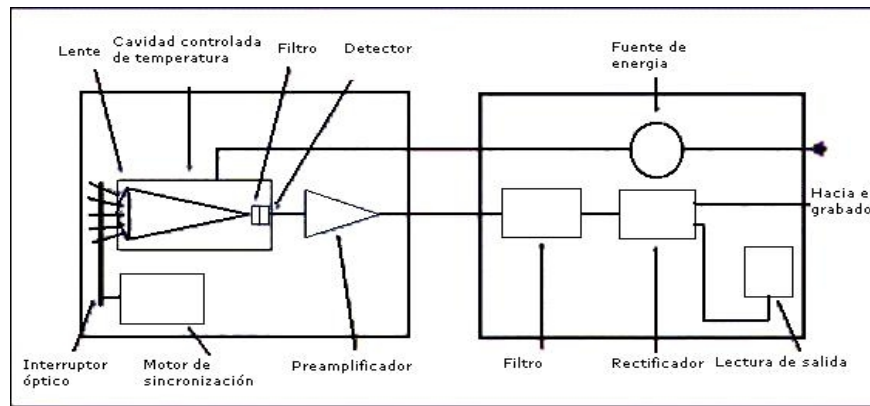


Figura 17. Sistema electrónico de un pirómetro infrarrojo convencional (diagrama extraído del catálogo OMEGA).

Los sistemas electrónicos basados en microprocesadores presentan ventajas respecto de los sistemas analógicos convencionales, debido a que pueden realizar correcciones de ciertas imperfecciones de los detectores, compensar la emisividad y además proveen vías de comunicación entre el termómetro y un ordenador o bien, un sistema de control (ver Figura 18).

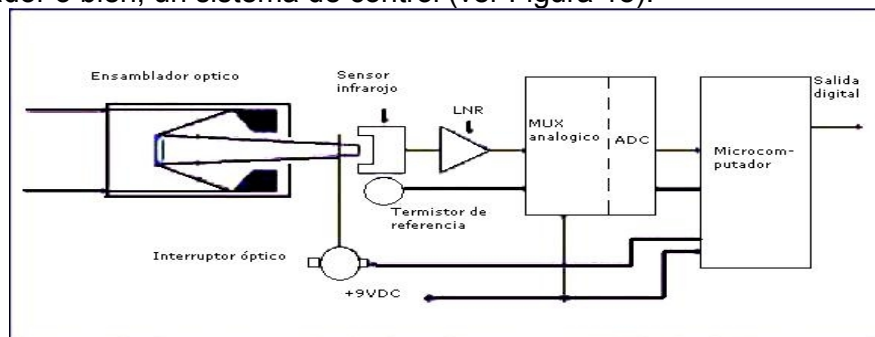


Figura 18. Sistema electrónico de un pirómetro infrarrojo con microprocesador (diagrama extraído del catálogo OMEGA).

La señal de salida del detector es una tensión proporcional a la diferencia de temperatura entre el objetivo (sistema cuya temperatura se desea medir) y el detector. Es decir que para determinar la temperatura del objetivo es necesario conocer la temperatura del detector en forma precisa. En general, el cuerpo del detector puede soportar entre -50 y 100 °C. A pesar de que los termistores resultan los transductores de temperatura más precisos y exactos, éstos presentan señales no-lineales, por lo cual, los pirómetros analógicos han adoptado los circuitos integrados que poseen respuesta lineal aunque son poco precisos. Sin embargo, las señales no-lineales no son un problema para los pirómetros con microprocesador, los cuales utilizan termistores.

También la resolución del instrumento es una función no-lineal de la temperatura del cuerpo del detector. En los pirómetros analógicos, este parámetro se ajusta con la corrección lineal de la ganancia producida por un resistor sensible a la temperatura a través de un preamplificador. Sin embargo, un microprocesador utiliza un algoritmo complejo para corregir la resolución del detector en función de la temperatura del mismo.

III .3.1.4. Especificaciones técnicas de los pirómetros

Los catálogos de los pirómetros reportan las siguientes especificaciones técnicas: respuesta espectral, resolución óptica, rango de temperatura, exactitud, repetitividad, resolución, tiempo de respuesta del sistema, ajuste de emisividad y transmisión, y procesamiento de la señal (33).

La *respuesta espectral* es la porción del espectro electromagnético que detecta el instrumento, es decir las longitudes de onda de corte máxima y mínima. La Figura 19 muestra una curva que representa la energía total irradiada por un objeto caliente y dos zonas, entre $8-14$ μm y otra centrada en 2.2 μm , que representan las regiones del espectro que pueden sensar un pirómetro de banda ancha y otro de banda estrecha, respectivamente. Esta capacidad depende del material semiconductor que constituye el detector, como se discutió en la sección III.3.1.2, además de la utilización de filtros de radiación.

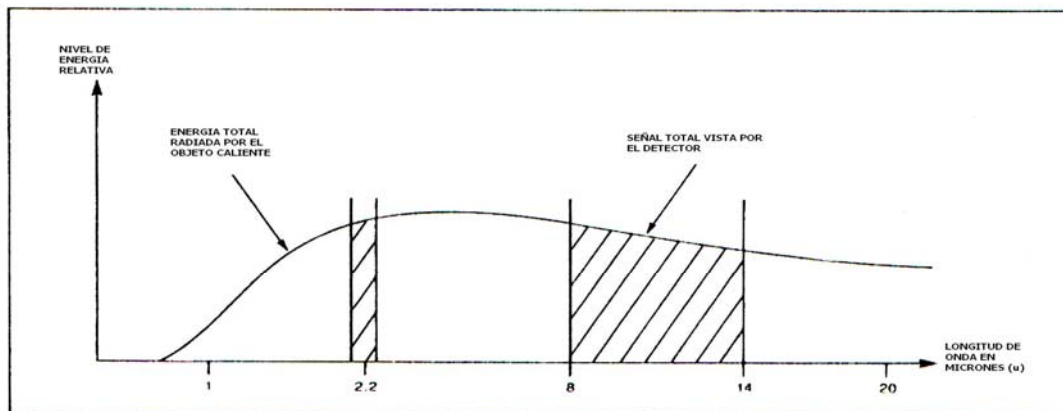


Figura 19. Distribución de la energía recibida por detectores infrarrojos.

El *rango de temperatura* que puede medir un pirómetro varía entre -40 a 600 °C, -25 a 600 °C, 150 a 850 °C y 200 a 1200 °C.

La *exactitud* es la diferencia entre el valor verdadero de temperatura y el valor medido. La exactitud de los pirómetros es de ± 1 °C o ± 1 % de la lectura.

La *repetitividad* o precisión de la medida es normalmente de ± 0.5 °C o ± 0.5 % de la lectura.

La *resolución* (en general, 0.3 a 0.4 °C) indica la mínima diferencia de temperatura que el instrumento puede distinguir.

El *tiempo de respuesta* es el tiempo que necesita el instrumento para alcanzar el 50 % o 90 % del valor de temperatura en el estado estacionario.

III .3.2. Ventajas de la pirometría y la termografía infrarroja

La pirometría y la termografía (genera una imagen visual a partir de la radiación emitida) infrarroja poseen las siguientes ventajas respecto de la determinación convencional de la temperatura por medio de una termocupla (14, 15),

- a. Sensor remoto I: la pirometría no requiere un contacto directo entre el detector y el objeto cuya temperatura se desea medir. La distancia detector-objeto puede variar entre unos pocos milímetros hasta kilómetros lo cual permite sensar la temperatura de objetos que se encuentran en ambientes potencialmente peligrosos o contaminados.
- b. Sensor remoto II: la pirometría no interfiere con el objeto a sensar ni con los datos a adquirir debido a la separación entre el detector y el objeto.
- c. Amplia capacidad de monitoreo: la pirometría permite sensar la temperatura en varias zonas del objeto.
- d. Visibilidad: la radiación térmica puede penetrar el humo y la humedad con más facilidad que la radiación visible por la cual, la pirometría óptica permite sensar la temperatura de objetos que no son visibles.
- e. Rango de medida: desde -20 °C hasta 1600 °C.
- f. Rápida velocidad de respuesta: la pirometría infrarroja es capaz de detectar fluctuaciones rápidas de la temperatura con una precisión de ± 0.5 °C.
- g. Manipulación de datos: los datos obtenidos con un detector infrarrojo pueden monitorearse y procesarse en una PC con el software adecuado.

III .3.3. Selección del pirómetro

Según se estableciera en la sección III.1.2, el portamuestra emitirá radiación con longitudes de onda entre 2.5-25 μm cuando aumente su temperatura. Por lo cual, es necesario contar con un detector con la capacidad de sensar el flujo de radiación en ese rango de longitudes de onda. Adicionalmente, es muy importante que el detector sea capaz de sensar un área de dimensiones reducidas debido al pequeño tamaño del portamuestra.

De acuerdo a estos requerimientos, se seleccionó un pirómetro marca Raytek que posee las siguientes especificaciones (foto 3):

Respuesta espectral:	[8 -14] μm
Rango de temperatura:	[-25 - 600] $^{\circ}\text{C}$
Resolución óptica:	10:1
Exactitud:	± 1 $^{\circ}\text{C}$
Precisión:	± 0.5 $^{\circ}\text{C}$
Resolución de temperatura:	0.3 $^{\circ}\text{C}$
Tiempo de respuesta:	150 ms
Emisividad ajustable entre $\varepsilon = 0.100$ y 1.10 con incrementos de 0.001.	

Vale la pena mencionar que el ajuste de emisividad nos permite setear el instrumento con el valor de emisividad del material a sensar, ya que si este valor fuera diferente la lectura arrojada por el instrumento no sería correcta. Por otro lado, la resolución óptica indica que para sensar un objetivo de un determinado tamaño, el instrumento debe colocarse a una distancia que sea 10 veces mayor a la del objetivo a sensar. Por éste y otros motivos que son explicados a continuación se debió realizar un sistema posicionador para el pirómetro y para la lámpara.



Foto 3. Pirómetro Raytek.

III .3.4. Sistema posicionador del pirómetro y la fuente emisora

De acuerdo a lo discutido en las secciones anteriores el correcto funcionamiento de la lámpara y el pirómetro está sujeto a un adecuado posicionamiento respecto del objetivo a calentar y cuya temperatura se debe sensar.

En este sentido se diseñó y construyó un dispositivo que permite variar la distancia lámpara-portamuestra en un rango de 2 a 5 cm ya que el punto focal de máximo calentamiento es de 3,5 cm, de acuerdo a las especificaciones del fabricante.

Así mismo el posicionador permite ubicar el pirómetro a una distancia de 10 cm del portamuestra cumpliendo de esta manera con las especificaciones técnicas de resolución óptica nombradas en la sección anterior.

El posicionador que se observa en la foto 4 consta de un eje principal de acero inoxidable, del cual se sujetan dos nueces de aluminio. Las nueces tienen adaptadas un soporte lateral con pasos milimétricos que permiten ajustar la posición con gran exactitud. En el extremo de los mismos se ubican el pirómetro y la fuente según puede observarse en la foto 4.

Este sistema posicionador fue construido enteramente en el taller del Departamento de Mecánica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata.



Foto 4. Sistema posicionador de la lámpara y el pirómetro.

CAPITULO IV - SISTEMAS DE MEDIDA DE PESO Y CONTRASTACIÓN DE TEMPERATURA

IV .1. Reseña del principio de pesada de las electrobalanzas Cahn

La electrobalanza *Cahn* RG (*Recording Gram*) fue creada para registrar variaciones de peso en vacío o atmósferas controladas, presentando unas excelentes cualidades en cuanto a su precisión, exactitud y versatilidad.

Según puede observarse en la foto 5 la balanza posee una botella de vidrio que contiene un fototubo, un brazo deflector de cuyos extremos cuelgan dos alambres que sostienen los portamuestras, una chapita (conocida como “bandera”) y una bobina por la cual circula la corriente.

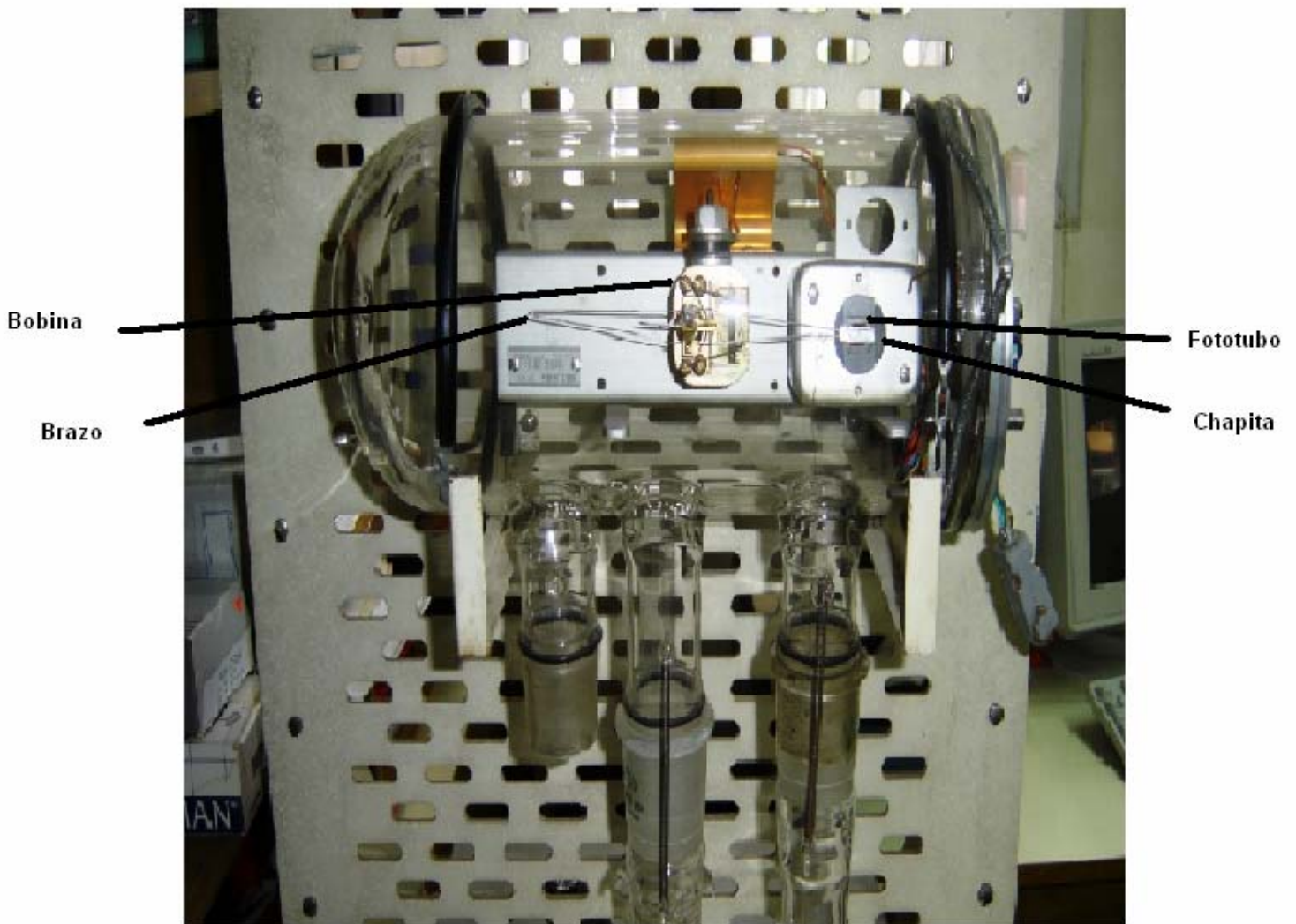


Foto 5. Componentes de una electrobalanza Cahn original.

El principio de medida es tal que cuando hay un desbalance de peso entre los extremos del brazo, el mismo tiende a deflectar momentáneamente. Así mismo “la bandera” se mueve con el brazo y modifica la cantidad de luz que sensa el fototubo. Éste fenómeno provoca la alteración de la intensidad de corriente generada por el fototubo para luego ser amplificada a través de un servoamplificador y posteriormente aplicada a la bobina. Dicha bobina se encuentra inmersa en un campo magnético por lo tanto la corriente proveniente del fototubo actúa como un motor de corriente continua ejerciendo una fuerza en el brazo para restaurar la posición original del mismo. Este brazo está siempre en equilibrio dinámico, provocando que la sumatoria de momentos en él sea igual a cero.

Según se discutiera en el Capítulo I la balanza Cahn utilizada en el presente Trabajo Final fue sometida previamente a una serie de modificaciones para mejorar su funcionamiento. Entre ellas se destacan el reemplazo del fototubo por un sensor óptico CNY70 y el desarrollo de un nuevo servoamplificador.

IV .1.1. Innovación en la placa de instrumentación para la medida de peso

En el presente trabajo, se innovó en el sistema encargado de sensar, acondicionar y digitalizar la señal de corriente proveniente de la balanza, y su posterior envío a una PC.

El concepto de la nueva placa de instrumentación sigue el principio de medida del equipo original, el cual consistía en restar y medir una parte de la tensión equivalente de peso con un potenciómetro de precisión y sólo aplicar el exceso de tensión sobre la tensión de referencia.

En este trabajo, la resta de la corriente equivalente de peso la efectúa el DAC y el exceso de peso resultante se mide con el conversor A/D interno del microcontrolador. Ver diagrama en bloques en la figura 20.

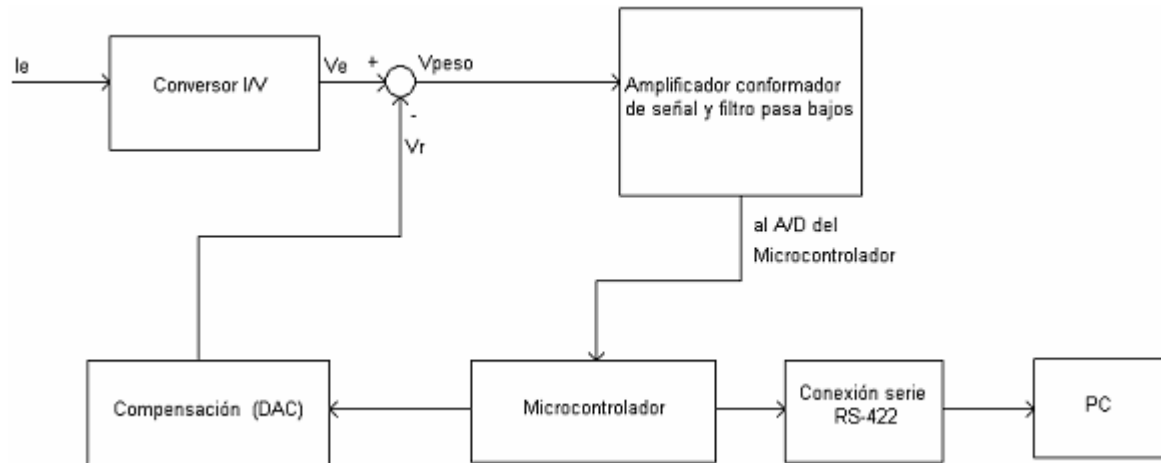


Figura 20. Diagrama en bloques del nuevo sistema de medida de peso.

En el momento en el que el fondo de escala del convertor A/D es excedido, la compensación programada de corriente realizada por el DAC, vuelve al A/D a su zona útil de trabajo. La lectura final del peso instantáneo $P_i(t)$, es la suma (con su signo) de los datos cargados en el DAC más el valor indicado por el A/D, con sus correspondientes factores de escala.

Así mismo este sistema se desarrolló considerando que el mínimo desbalance de peso detectable entre los extremos del brazo será de $20\mu\text{g}$ (lo que es equivalente a una resolución de 0,01%) dentro de un rango cuyo fondo de escala es de $\pm 200\text{mg}$. Este sistema está totalmente controlado por un microcontrolador el cual se conecta a la PC mediante comunicación serie del tipo RS-422.

Dado que el fenómeno a medir es de variación lenta, se decidió que el programa realizado en la PC actualice la adquisición de los datos cada un segundo como mínimo, ya que el tiempo de establecimiento de la corriente de salida del servoamplificador está por debajo del segundo, cuando se aplica un escalón de 200mg.

Lo primero que se hace en este nuevo sistema es convertir la corriente de entrada " I_e " (representante directa de la diferencia de peso instantáneo $P_i(t)$), en tensión. Esta conversión corriente-tensión se hace debido a que la generación y amplificación de tensiones es más simple que la de corrientes, y a que las entradas de los convertidores A/D son tensiones. Para ello, se pensó utilizar un amplificador operacional LF412 (debido a que tiene una muy baja tensión de offset) en un esquema de convertor corriente-tensión. En esta configuración, la corriente es transformada a tensión a través de la resistencia de realimentación R_2 de una etapa inversora, como se puede observar en la figura 21.

Toda la corriente I_e fluye a la entrada (-) y a través de R_2 . Ésta convierte I_e en una tensión de salida (V_e).

Sabiendo que el desbalance de peso máximo entre los brazos de la balanza será de $\pm 200\text{mg}$, equivalente a una corriente de $\pm 5\text{mA}$, esto define para el sistema de medida (ver Figura 21) que la tensión correspondiente a este desbalance máximo sea: $V_1 = \pm 2000\text{mV}$ con una resolución de $0,2\text{mV}$.

Luego lo que se hace es filtrar la señal de salida del conversor I/V para eliminar todas las posibles fuentes de ruido de alta frecuencia, así como también los 50 ciclos de la red que podrían llegar a ingresar al sistema de medida. Lo mismo se realiza con la salida del DAC.

La salida del DAC va a depender de la orden que le dé el microcontrolador, para restar o sumar tensión a la tensión de entrada, con el fin de que la señal resultante de esa suma (o resta) se encuentre dentro del rango admisible por conversor A/D del microcontrolador. Este A/D toma valores de entrada entre $0,5\text{V}$ y $4,5\text{V}$.

Con el TL431 fijo que siempre existan $2,5\text{V}$ sumados a la tensión resultante de la suma (o resta) entre la tensión de entrada y la salida del DAC. Por lo tanto, cuando el desbalance de peso entre los brazos de la balanza sea nulo, o lo que es lo mismo, que la tensión de entrada al sistema de medida y la tensión de salida del DAC sean iguales, se tendrán $2,5\text{V}$ entrando al A/D. De esta forma se establece el cero del sistema en $2,5\text{V}$.

De la misma forma, cuando exista una tensión de 0V a 2V resultante de la suma (o resta) del DAC con la entrada correspondiente a corrientes de 0 a 5mA , el microcontrolador tendrá en su entrada $2,5\text{V}$ a $4,5\text{V}$; y cuando existan -2V a 0V , el microcontrolador detectará entre $0,5\text{V}$ y $2,5\text{V}$. Esto es realizado debido a que el microcontrolador no puede medir tensiones negativas.

El DAC posee una resolución de 15 bits ya que se lo utiliza para que suministre tensiones de salida bipolares. Se fijó que su salida de tensión máxima sea de $\pm 5000\text{mV}$, esto estableció una resolución de $0,15\text{mV}$. Vale la pena mencionar que sólo con la utilización del DAC se podría realizar la compensación de corriente requerida para la medida de peso, ya que su resolución es menor que la resolución impuesta ($0,2\text{mV}$). En este contexto, se deberían generar con el DAC saltos de $0,2\text{mV}$ para lo cual en el caso más desfavorable ($\pm 200\text{mg}$) debería realizar 25000 saltos, con lo que el tiempo requerido para realizar la medida sería muy amplio según el algoritmo inicialmente implementado. Otra variante sería implementar el algoritmo de aproximaciones sucesivas, que va a requerir de 15 saltos.

Para que el tiempo de medida sea adecuado se fijó para el DAC un número máximo de 25 saltos, lo que resultó en un valor de 80mV ($2000\text{mV} / 25$ saltos) para cada uno de ellos.

En base a lo antes dicho, el A/D deberá resolver como máximo 80mV con lo que la ganancia de la etapa sumadora (ver Figura 21) resultó $2000\text{mV} / 80\text{mV} = 25$.

Se debe mencionar que con los valores de los dispositivos que aparecen en la figura 21 se logran ganancias que difieren muy poco de las fijadas anteriormente. Estas diferencias se deben a que se evita el uso de reguladores de resistencia (presets) para lograr los valores de resistencias exactos, ya que normalmente

tienden a cambiar su valor y esto podría modificar el funcionamiento. Las pequeñas diferencias existentes en las ganancias son ajustadas mediante soft.

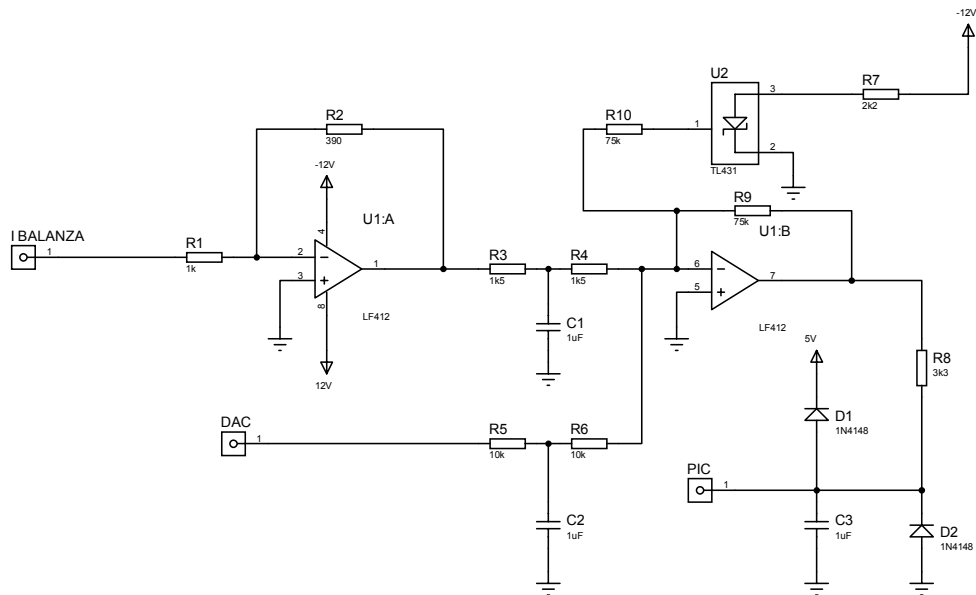


Figura 21. Circuito de la placa de instrumentación.

IV .2. Sistema de adquisición y medida de temperatura

Adicionalmente al nuevo sistema de medida de peso se diseñó un sistema de medida de temperatura basada en un termorresistor de platino, comercialmente llamado Pt100, con el fin de contar con un patrón de medida de temperatura para contrastar el pirómetro infrarrojo y obtener información valedera sobre la fuente emisora.

Como se mencionó en el Capítulo III, este sensor presenta un cambio en su valor de resistencia como respuesta al cambio de la temperatura. En este contexto se diseñó un circuito que produce una salida de tensión relacionada con el cambio de resistencia del sensor (ver Figura 22). Para eso, se hace circular una corriente constante por la Pt100 de 3mA. con el objetivo de lograr una resolución en tensión de $1.14 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, la cual surge de la consideración conservadora de tomar como coeficiente, en el rango fijado de temperatura, $0.38 \text{ ohm}/^{\circ}\text{C}$.

Para fijar la corriente constante de 3mA sobre el sensor se utiliza una realimentación negativa y topología muestreo de corriente-conexión serie para los circuitos integrados TL431 y LF412 (ver hojas de datos en el CD adjunto). Mediante

la visualización en un amperímetro conectado en serie con el sensor se regula el PS de manera tal de conseguir la corriente deseada.

Como a 0 °C la resistencia de la Pt100 es de 100 Ω, la caída sobre la misma será de 300 mV. El sensor está conectado en los bornes de entrada de un amplificador de instrumentación, el INA 114, el cual permitirá realizar un acondicionamiento adecuado de la señal a medir según conveniencia (ver hojas de datos en el CD adjunto).

Este amplificador presenta un factor de rechazo de señales de modo común CMRR muy elevado, lo cual es altamente necesario para que la medida no se vea afectada (fundamentalmente señales de 50 Hz).

También se utilizó un microcontrolador para realizar la adquisición de datos y su posterior tratamiento, para luego visualizar la temperatura medida en un display gráfico del tipo LCD.

Se destaca que en el diseño de este circuito se tuvo en cuenta el autocalentamiento del sensor. En este sentido la capacidad de disipación de calor, para un determinado sensor en un ambiente concreto, viene dada por el coeficiente de disipación δ (mW/K) y depende del tipo de fluido y su velocidad, en el caso en que sea posible la evacuación de calor por convección.

En este caso se tiene una resistencia de platino de 100 Ω que tiene un coeficiente de disipación térmica de 7 mW/K en aire. Por ella circula una corriente de 3ma. Si la potencia disipada es P_D , el calentamiento experimentado será:

$$\Delta T = \frac{P_D}{\delta} = \frac{I^2 R}{\delta} \quad [17]$$

y por lo tanto:

$$\Delta T = \frac{(3ma)^2 (100\Omega)}{0.007W / K} \approx 0,13K = 0,13^\circ C \quad [18]$$

En definitiva, el autocalentamiento que experimentará el sensor será de 0,13 °C lo que resulta aceptable para las necesidades impuestas.

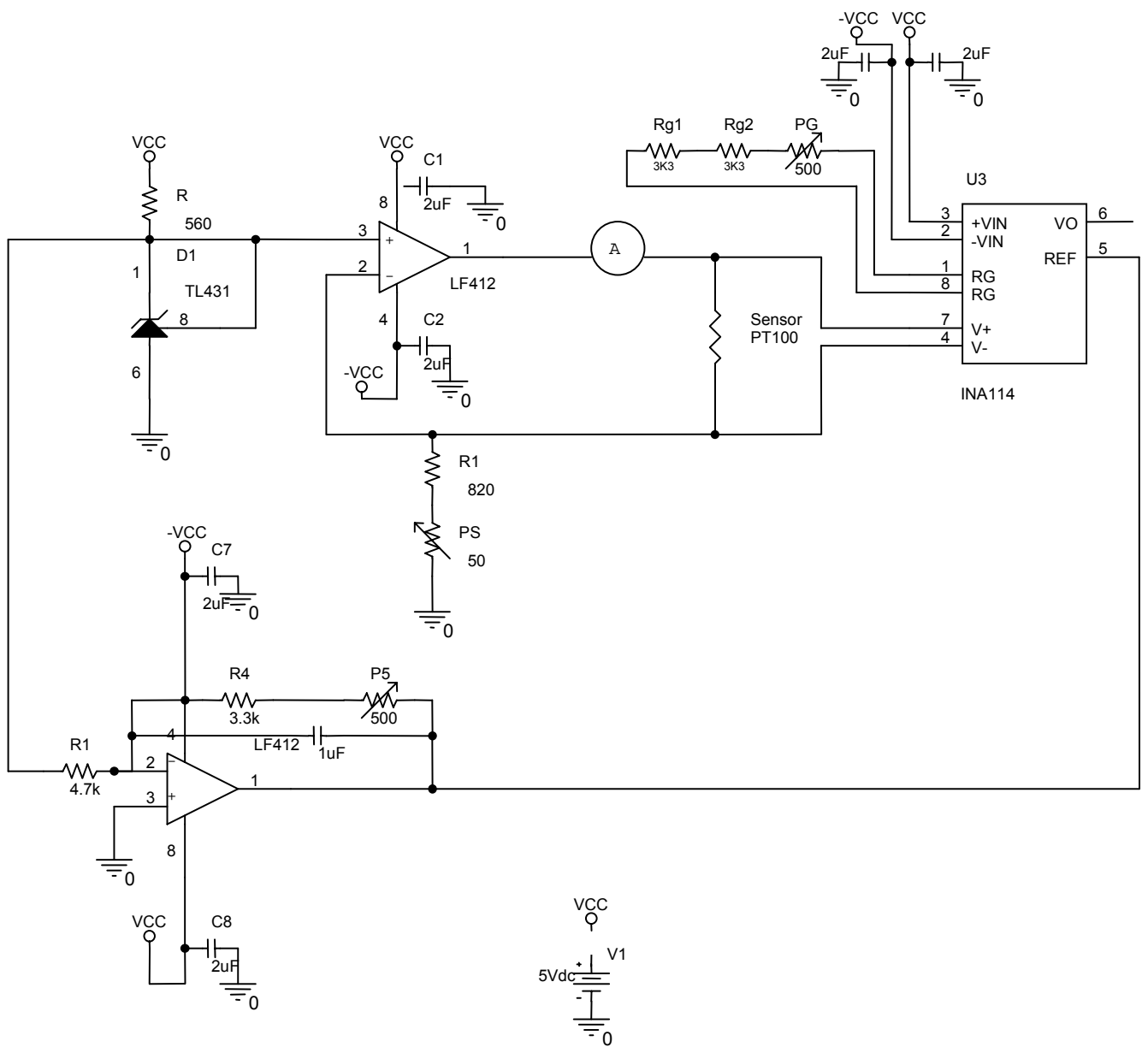


Figura 22. Circuito de medida de temperatura.

IV .2.1. Acondicionamiento de la señal de entrada al microcontrolador

En todo sistema de adquisición de datos donde se use un conversor A/D, es muy importante el acondicionamiento de la señal que es suministrada al conversor, la esencia del acondicionamiento es hacer que el rango de variación que experimentará se convierta en el rango máximo de entrada que acepta el conversor A/D utilizado.

Paralelamente el acondicionamiento de la señal también implica la transformación de la señal entregada por el sensor de forma que siempre la magnitud final sea tensión, además en el acondicionamiento se puede garantizar el filtrado de valores de ruido no deseados en la variable medida.

En esta aplicación la temperatura máxima a medir por el sistema será de 450 °C, por lo cual, ya que el sensor presenta un incremento de resistencia de 164,11 Ω, la tensión que cae sobre el mismo será de 0,49233 V.

En este sentido se decidió que la diferencia de tensión del conversor A/D $V_{ref}^+ - V_{ref}^-$, sea de 4V; siendo $V_{ref}^+ = 4,5V$ y $V_{ref}^- = 0,5V$. Por lo tanto se quiere que la salida máxima de tensión, correspondiente a la temperatura máxima a medir sea de 4,5 V y la salida mínima de tensión, correspondiente a la mínima temperatura a medir sea de 0,5 V.

Para cumplimentar la tensión máxima de salida requerida se tiene,

$$I * \text{Incremento de Resistencia} * \text{Ganancia del Amplificador} + 0,5 V = 4,5V$$

Por lo tanto la ganancia que debe tener el amplificador es de 8,12.

El amplificador de instrumentación usado, permite ajustar la ganancia de forma muy precisa, incorporando una resistencia (R_g) entre dos de sus patas la cual está relacionada con la ganancia requerida por la siguiente expresión:

$$\text{Ganancia del amplificador} = 1 + \frac{50K\Omega}{R_g}$$

Por lo tanto, la resistencia necesaria para tener la ganancia requerida será $R_g = 7,018 \Omega$.

Este valor se puede alcanzar con tres resistencias en serie, una de ellas variable, para poder realizar un ajuste fino. Teniendo en cuenta que las resistencias son de MetalFilm (1 %), se fijan los siguientes valores: $R_{g1} = 3,3 k\Omega$; $R_{g2} = 3,3 k\Omega$ y $P_g = 500 \Omega$

La temperatura mínima a medir es de 0 °C, con lo cual existe una tensión de salida en el amplificador de instrumentación de:

$$V_{salida} = I * \text{Ganancia del Amplificador} * \text{Resistencia del sensor (a } 0^\circ \text{C)}$$

$$V_{\text{salida}} = 3\text{ma} * 8,12 * 100\Omega = 2,436 \text{ V (corrimiento natural del cero)}.$$

Siendo 0.5 V la salida necesaria a $T = 0^\circ \text{C}$ es posible optar por el desplazamiento del cero del amplificador de instrumentación usado.

IV .2.2. Desplazamiento del cero

Según lo expuesto anteriormente, se desea una tensión de salida de 0,5V para el conversor A/D cuando la temperatura es de 0°C . Sin embargo, existe una tensión de 2,724 V por lo cual, es necesario desplazar el cero. Para esto se tiene que poner una tensión negativa de -1,936 V ($0,5 \text{ V} - 2,74 \text{ V}$) en la pata 5 del INA 114.

Para lograr esta tensión, se utiliza el otro amplificador operacional del LF412 configurado de forma inversora. En el terminal negativo del mismo, se conecta la tensión de salida del regulador shunt TL431 que provee una tensión en sus bornes de aproximadamente 2,495V. Por lo tanto, la ganancia del amplificador debería ser,

$$V_{\text{salida}} / V^- = (-2,224 \text{ V} / 2,495 \text{ V}) = -0,776$$

Esta ganancia se logra a través del ajuste de la resistencia R2, la cual está formada por tres resistencias en serie (R4, R5 y P5) con una de ellas variable para un ajuste fino.

Con el mismo criterio adoptado antes se fija: $R1 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R4 = 3,3 \text{ k}\Omega$ y $P5 = 500 \Omega$. Con el acondicionamiento de la señal realizada es factible adquirir los datos con el microcontrolador.

IV .2.3. Linealización del sensor Pt100

El sistema de medida y adquisición de datos se utilizó principalmente para contrastar la medida de temperatura del pirómetro infrarrojo y para la determinación de la respuesta de la fuente de calentamiento. Los datos obtenidos se utilizaron posteriormente para el algoritmo de control.

A los fines de lograr la linealización de la relación resistencia-temperatura correspondiente al sensor se utilizó el método de los mínimos cuadrados, con la premisa de tener un error en la linealización $< 0,5^\circ \text{C}$.

Para esto, se contemplaron dos tramos de datos: de 0°C a 240°C y desde 250°C a 450°C , con lo cual se obtuvieron las siguientes relaciones,

para	$0^\circ \text{C} < T < 240^\circ \text{C}$	$T = -250,902 + 2,5445 * R$
para	$250^\circ \text{C} < T < 450^\circ \text{C}$	$T = -305,201 + 2,85539 * R$

CAPITULO V – DESCRIPCIÓN DEL MICROCONTROLADOR Y DE LOS RECURSOS UTILIZADOS PARA LA MEDICIÓN DE PESO Y TEMPERATURA

V .1. Microcontroladores: Fundamentos

Un microcontrolador es un circuito integrado de alta escala de integración, programable que contiene todos los elementos de un procesador y está destinado a controlar el funcionamiento de una tarea determinada (36).

En su memoria solo se encuentra residente un programa destinado a gobernar uno o más procesos determinados. Sus líneas de entrada/salida son el nexo con los sensores y actuadores del proceso a controlar y todos los recursos complementarios disponibles tienen como finalidad atender sus requerimientos.

Una vez configurado y programado, el microcontrolador sirve para realizar la tarea asignada.

Un microcontrolador dispone normalmente de los siguientes componentes:

1. Procesador o CPU (Unidad Central de Proceso)
2. Memoria RAM.
3. Memoria para el programa tipo ROM/PROM/EPROM
4. Líneas de Entrada/Salida
5. Diversos módulos para el control de periféricos (temporizadores, conversores A/D y D/a, comparadores analógicos, etc.)

No se dispone de un único modelo de microcontrolador ya que este debería tener todos sus recursos altamente potenciados para ser útil a las diferentes aplicaciones. El mercado actual ofrece una gran variedad de microcontroladores que van desde los más básicos hasta los más complejos. Por esta razón en las siguientes secciones se discuten los criterios adoptados para la selección del microcontrolador utilizado en las aplicaciones descritas en el Capítulo IV.

V .2. Selección del microcontrolador

Varios factores han de tenerse en cuenta a la hora de seleccionar un microcontrolador: prestaciones requeridas, disponibilidad en el mercado, costo, equipo de desarrollo, etc.

En el CINDECA se cuenta con un equipo de desarrollo para microcontroladores de la familia PIC de Microchip, del cual se ha acumulado mucha experiencia (sobre todo en los de la línea 16F87X) y fue el punto de partida hacia la selección definitiva de esta familia de microcontroladores.

Se decidió innovar y migrar hacia la línea 18FXXX, la cual se caracteriza por su enorme potencia y velocidad. Sus modelos sobresalen por su alto rendimiento, que alcanza los 10MIPS a 10 MHz y su elevada frecuencia de trabajo (40 MHz). Esta línea permite la migración de líneas anteriores aumentando extraordinariamente la

capacidad de memorias, productividad y variedad de recursos, con una muy buena relación precio/prestaciones.

Aprovechando las mejoras de las nuevas familias y teniendo en cuenta la selección de un modelo que pueda ser utilizado en otros proyectos del Laboratorio de Electrónica del CINDECA, se decidió usar el PIC 18F4550.

Las características más importantes de este microcontrolador son (37)

Memoria de programa FLASH de 32 kbytes.

- Memoria de datos RAM de hasta 2048 x 8 bytes.
- Memoria de datos EEPROM de hasta 256 x 8 bytes.
- Conversor A/D de 13 canales con 10 bits de resolución.
- Orientación a la programación con el lenguaje C: se ha dotado a la arquitectura del procesador, al repertorio de instrucciones y a los recursos del microcontrolador de los elementos precisos para poder soportar eficientemente el lenguaje C y sus compiladores. La amplitud del espacio de las memorias, el aumento de los modos de direccionamiento y la operatividad de la pila, son alguna de las mejoras destinadas a ese fin.
- Perro guardián
- 3 temporizadores de 16 bits y uno de 8 bits.
- 20 fuentes de interrupción.
- 5 puertos de entrada/salida.
- 1 módulo de captura, comparación y PWM.
- Comunicaciones seriales: MSSP (módulo de comunicaciones serie *sincrona*) y Enhanced USART (sincrono-asíncrono receptor-transmisor universal mejorado).
- Modulo USB.
- Puerto paralelo SPP
- Máxima frecuencia de operación: 48 MHz
- 2 Comparadores
- 75 instrucciones; 83 con el set de instrucciones extendido habilitado.

V .3. Características relevantes de los microcontroladores PIC

La arquitectura del procesador sigue el modelo Harvard (37). En esta arquitectura la CPU se conecta de forma independiente y con buses distintos con la memoria de instrucciones y con la de datos. Adicionalmente permite que la CPU acceda simultáneamente a las dos memorias (ver Figura 23).

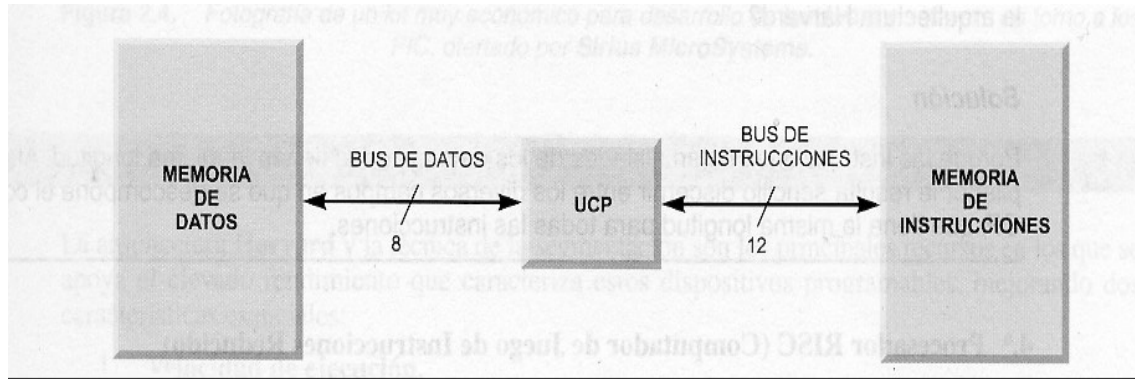


Figura 23. Arquitectura Harvard del procesador.

Se aplica la técnica de segmentación (pipe-line) en la ejecución de las instrucciones. Esta segmentación permite al procesador realizar al mismo tiempo la ejecución de una instrucción y la búsqueda del código de la siguiente (ver Figura 24). De esta forma, se puede ejecutar cada instrucción en un ciclo (un ciclo de instrucción equivale a cuatro ciclos de reloj).

Para el caso de nuestro microcontrolador, perteneciente a la denominada “gama mejorada”, todas las instrucciones tienen una longitud de 16 bits. Esta característica trae muchas ventajas en la optimización de la memoria de instrucciones y facilita enormemente la construcción de ensambladores y compiladores.

El procesador posee arquitectura del tipo RISC (computadores de juego de instrucciones reducido) y está basada en un banco de registros. Esta arquitectura se caracteriza por poseer un repertorio de instrucciones de máquina pequeño y sencillo, por lo que la mayor parte de las instrucciones se ejecutan en un ciclo de instrucción. Así mismo, cualquier instrucción puede manejar cualquier elemento de la arquitectura como fuente o como destino.

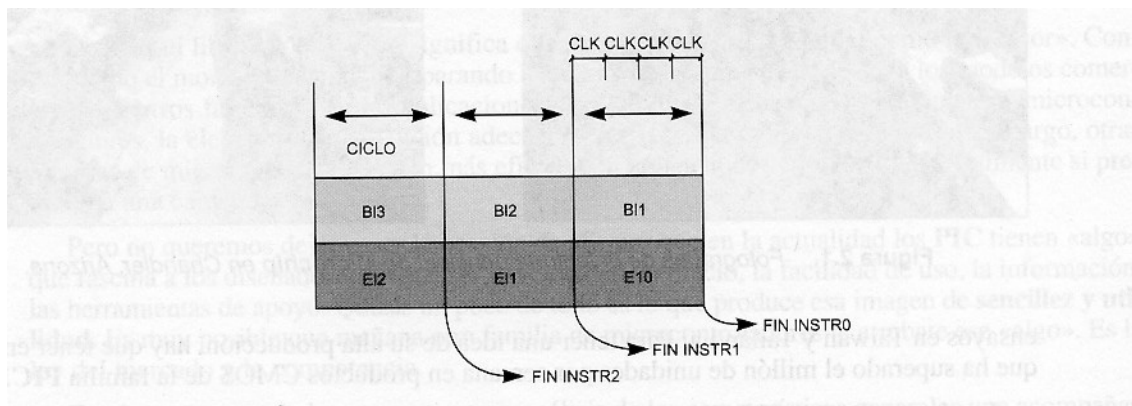


Figura 24. Esquema de la técnica de segmentación.

Por otro lado, los objetos del sistema (puertos de entrada/salida, temporizadores, etc.), están implementados físicamente como registros.

La gran variedad de modelos de microcontroladores PIC permite que el usuario pueda seleccionar el más conveniente para su proyecto y existen numerosas herramientas para el desarrollo de hardware y software. Son muy abundantes los programadores, simuladores, emuladores en tiempo real, ensambladores, compiladores en lenguajes de alto nivel, etc.

V .4. Características específicas del microcontrolador PIC 18F4550

Además de todas las características antes citadas para la familia 18FXXX, en especial el 18F4550 dispone nuevas características que lo hacen aun más atractivo (37),

- Tecnología nW: conjunto de características que logran reducir significativamente el consumo del microcontrolador durante el funcionamiento del mismo.
- Opciones múltiples para el oscilador. Las siguientes variantes de oscilación son realmente importantes a la hora de generar la señal de modulación por ancho de pulso (PWM):
 - 4 modos de oscilación usando osciladores a cristal o cerámicos.
 - 4 modos de oscilación externa.
 - 1 bloque de oscilación interna el cual provee una frecuencia de 8MHz ($\pm 2\%$) y una fuente interna RC (de aproximadamente 31 kHz., estable con la temperatura y la alimentación) que permite seleccionar entre 6 frecuencias de reloj: 125 kHz. a 4MHz, para lograr un total de 8 frecuencias seleccionables.
 - 1 multiplicador de frecuencia del tipo PLL (lazo de seguimiento de fase) disponible para el cristal de alta velocidad y los modos de oscilación externa que permiten configurar frecuencias de reloj entre 4MHz y 48MHz.
 - Operación asíncrona-dual del reloj, la cual permite que el modulo USB funcione a una alta frecuencia cuando el microcontrolador esta funcionando con su oscilador interno.
 - Monitor de Clock: Esta opción constantemente monitorea el clock principal. Si ocurre una falla, automáticamente se conmuta al bloque de oscilación interna para una continuidad, a menor frecuencia, de la operación o prevenir que se detenga la operación.
- Resistencia de la Memoria: La memoria de programa tipo FLASH y la de datos tipo EEPROM, permiten ciclos de borrado/escritura de aproximadamente 100.000 para la memoria de programa y 1.000.000 para la memoria de datos.

- USART mejorado: este modulo de comunicación serial es capaz de realizar la operación estándar RS232 también provee soporte para el protocolo de bus LIN, además de otras mejoras.
- Conversor A/D mejorado: Este modulo incorpora el tiempo de adquisición programable, permitiendo no tener que estar fijando el tiempo de muestreo en el código de programa, reduciendo así el mismo.

V.4.1. Organización de la memoria de programa

Los microcontroladores de la familia 18 implementan un Contador de Programa de 21 bits, el cual puede manejar un espacio de memoria de 2 MB para el programa (ver Figura 25).

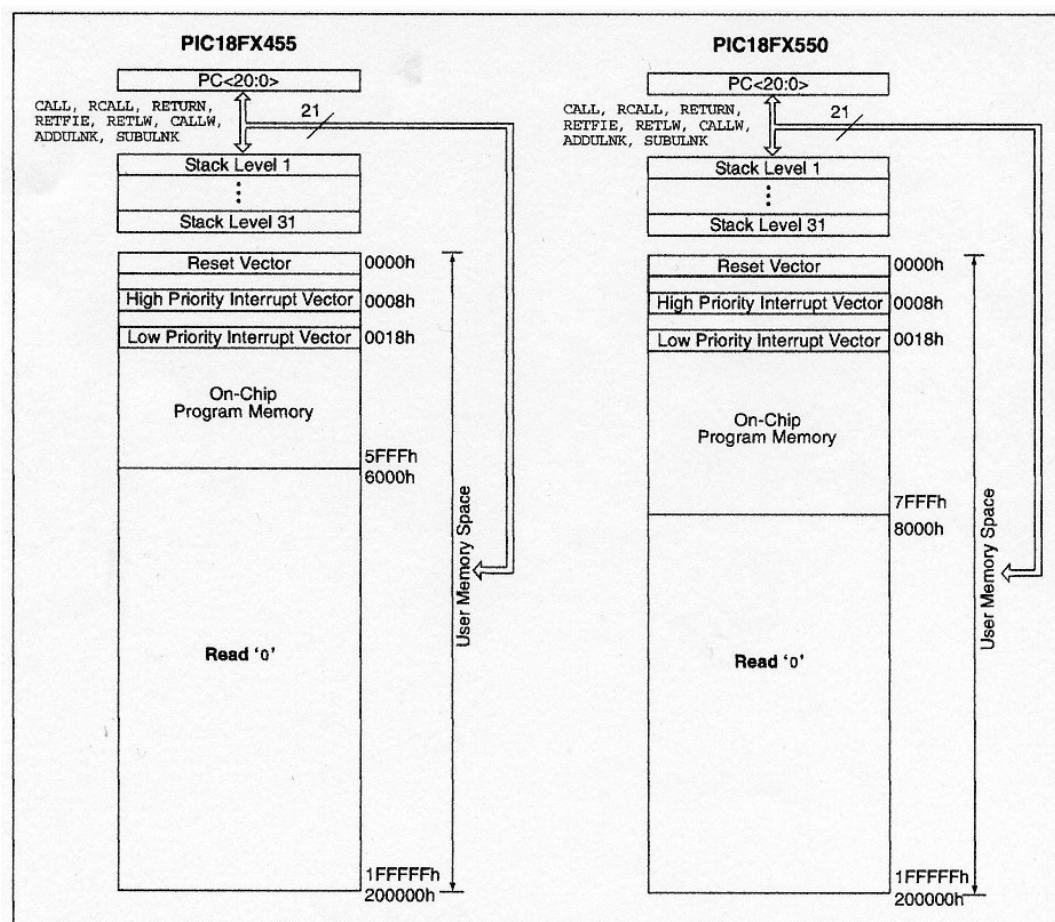


Figura 25. Mapa de la memoria de programa y de la pila.

La memoria FLASH posee 32 kbytes la cual puede alojar 16384 instrucciones de palabra única. Adicionalmente, posee 2 Vectores de interrupción: el Vector de

Reset el cual ocupa la dirección 000h y el Vector de interrupción con direcciones 0008h y 0018h.

La pila tiene 31 niveles de 21 bits cada uno y su puntero, con 5 bits, se pone a 0 después de un Reset. Tanto dicho puntero como la posición de la cima de la Pila pueden ser leídos y modificados. Además, hay indicadores de “Pila llena” y “desbordamiento de la Pila”.

V .4.2. Organización de la memoria de datos

La memoria de datos en los la familia PIC 18 está implementada como memoria RAM estática.

Cada registro en la memoria de datos puede alcanzar un tamaño de 4096 bytes al estar manejada por direcciones de 4 bits. El mapa de memoria puede dividirse en 16 bancos de 256 bytes cada uno; en particular el PIC 18F4550 implementa 8 bancos completos, para un total de 2048 bytes (ver Figuras 26 y 27).

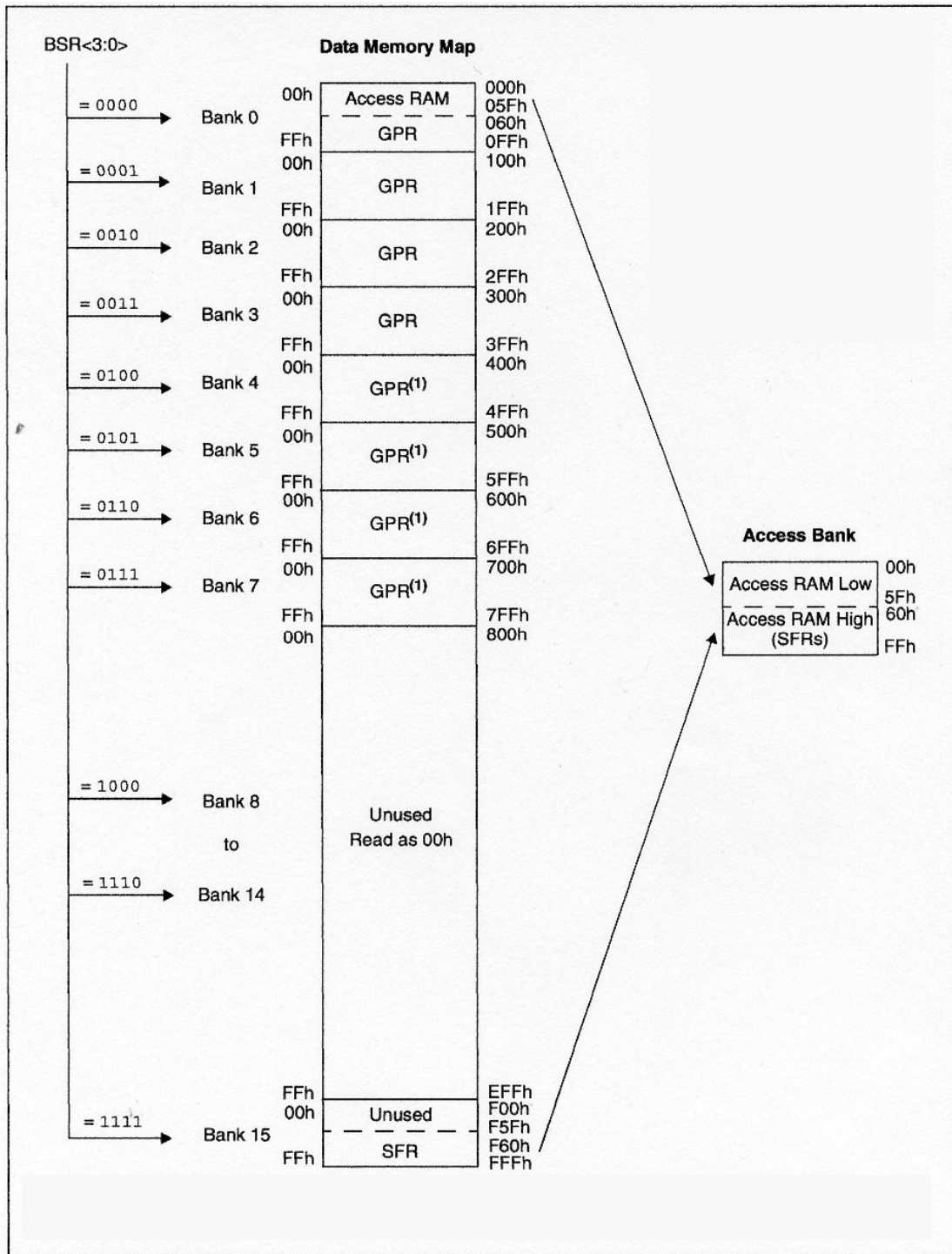


Figura 26. Mapa de la memoria de datos.

La memoria de datos contiene Registros de Funciones Especiales (SFR), los cuales son usados para el control y estado del microcontrolador, y Registros de Propósitos

Generales (GPR) usados para almacenamiento de datos. El set de instrucciones y la arquitectura permiten operaciones en todos los bancos.

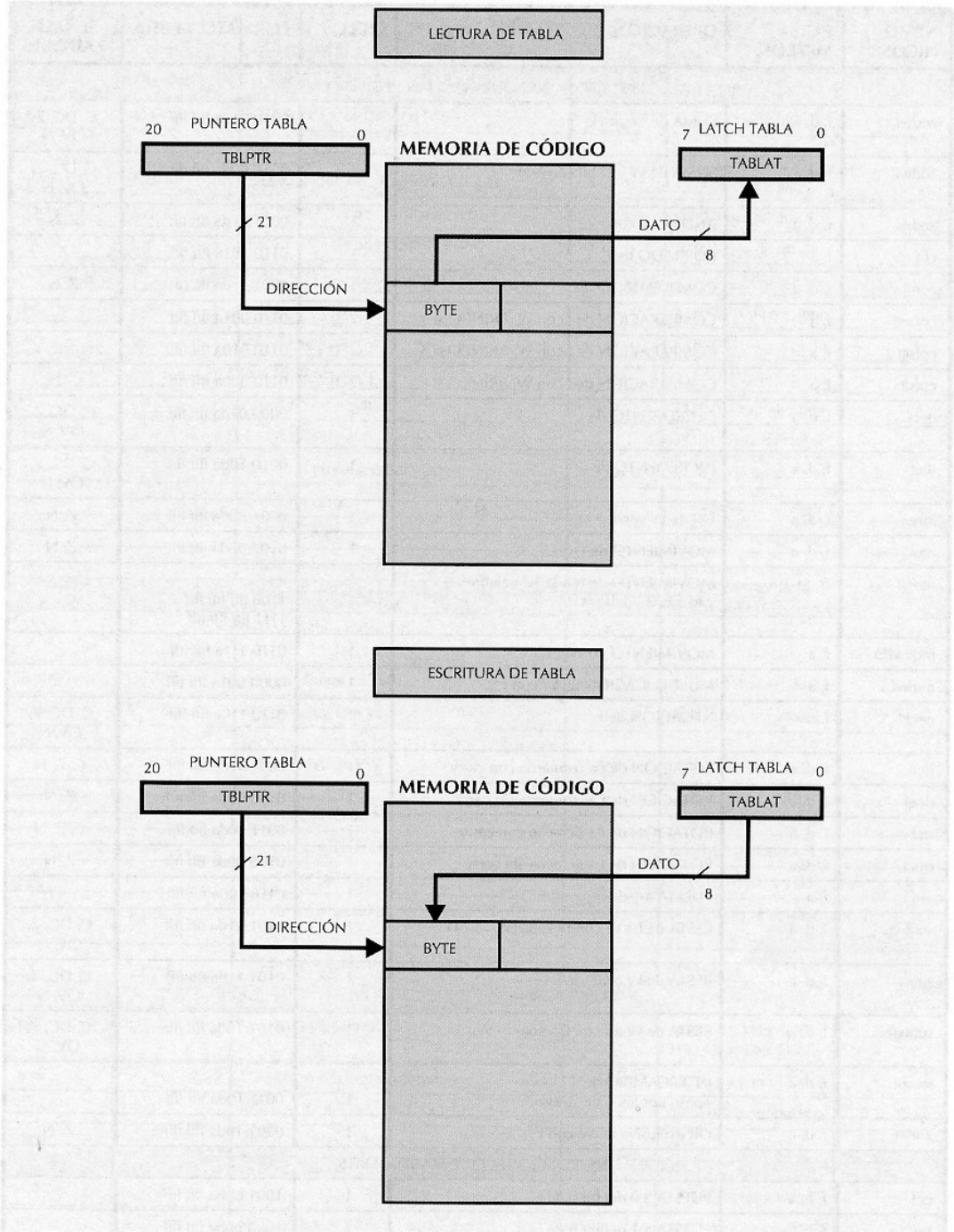


Figura 27. Las operaciones de lectura de tabla y escritura de tabla traspasan información entre las dos memorias.

Se puede acceder a toda la memoria de datos mediante direccionamiento Directo, Indirecto e Indexado. La dirección se forma con dos campos. El primer campo de 4 bits sirve para seleccionar el banco y está implementado en los 4 bits menos significativos del Registro de Selección de Banco (BSR). El segundo campo tiene 8 bits y estos son los menos significativos del código OP de la instrucción cuando se usa el direccionamiento directo.

Para facilitar el manejo de la memoria de datos hay instrucciones que están formadas por dos palabras de 16 bits cada una. La primera destina 12 de sus bits para apuntar al operando fuente y la segunda otros 12 para el operando destino.

Mediante el uso de varios punteros indirectos se accede a posiciones de memoria con preincremento, predecremento, etc

Una opción interesante de los PIC18 es mover información entre la memoria de datos, cuyas posiciones tienen tamaño byte, y la de programa que tienen 16 bits de tamaño. Para soportar estas operaciones de lectura de tabla y escritura de tabla existen dos registros, uno de ellos es el TBLPTR, que consta de 21 bits y que sirve para apuntar una posición de la memoria de programa. El otro registro es el TABLAT, que soporta un Latch de Datos, que guardan los 8 bits que se leen o que se van a escribir en la memoria de programa.

Como se puede ver en la figura 27, en la operación de lectura de tabla, el byte de la memoria de programa apuntado por TBLPTR se carga en TABLAT, que representa una posición en la memoria de datos. En escritura de tabla, el byte procedente de la memoria de datos cargado en TABLAT se escribe en el byte que apuntan los 21 bits de TBLPTR.

Para lograr que el acceso de los registros más comunes SFR y algunos GPR sea en un solo ciclo de reloj, la familia 18 implementa el Banco de Acceso, el cual es un espacio de memoria de 256 bytes que provee rápido acceso a los SFR y a la parte baja de los GPR sin tener que usar el BSR.

V .4.2.1. RAM USB

Los bancos 4 a 7 de la memoria de datos están mapeados a una memoria RAM dual. Por lo tanto, cuando el módulo USB está deshabilitado, estos bancos son usados como cualquier GPR en el espacio de la memoria de datos.

Cuando el módulo USB está habilitado, la memoria en estos bancos es asignada como buffer de memoria RAM para la operación del USB.

V .4.2.2. Registros de funciones especiales

Los Registros de Funciones Especiales son registros usados por el CPU y periféricos para controlar las operaciones deseadas por el microcontrolador.

Estos registros están clasificados en dos grupos: los asociados con la función de base del dispositivo (ALU, resets e interrupciones) y los asociados con las funciones de los periféricos.

V .4.2.3. Registro de estado

El Registro de Estado contiene información acerca del estado aritmético de la ALU. Cada bit, representa un señalador de ciertas condiciones de las operaciones lógico-aritméticas. En forma similar a cualquier SFR puede ser el operando de cualquier instrucción.

V .4.3 Modos de direccionamiento de datos

Mientras la memoria de programa puede ser direccionada de una sola manera, mediante el contador de programa, la información en la memoria de datos puede ser direccionada de varias maneras.

Los modos de direccionamiento disponibles son: inherente, literal, directo, indirecto e indexado.

Indexado con offset literal (solo disponible si está habilitado el set de instrucciones extendido).

V .4.4. Memoria de Datos EEPROM

La memoria de datos del tipo EEPROM es un arreglo de memoria no volátil separado de la memoria de datos tipo RAM y de la memoria de programa. Está indirectamente direccionada por los Registros de Funciones Especiales.

Al escribir en una dirección, su contenido es borrado cuando se introduce el nuevo dato; es por esto por lo que no existe ningún comando específico de borrado. Esta memoria puede ser escrita o leída durante el funcionamiento normal en todo el rango de alimentación del microcontrolador.

Los siguientes SFR son usados para leer y escribir datos en la memoria EEPROM: EECON1, EECON2, EEDATA y EEADR.

V .4.5. Diagrama de conexiónado

En la figura 28 se muestra la distribución y denominación de las 40 patas del PIC 18F4550, del tipo PDIP (doble hilera de patas de plástico).

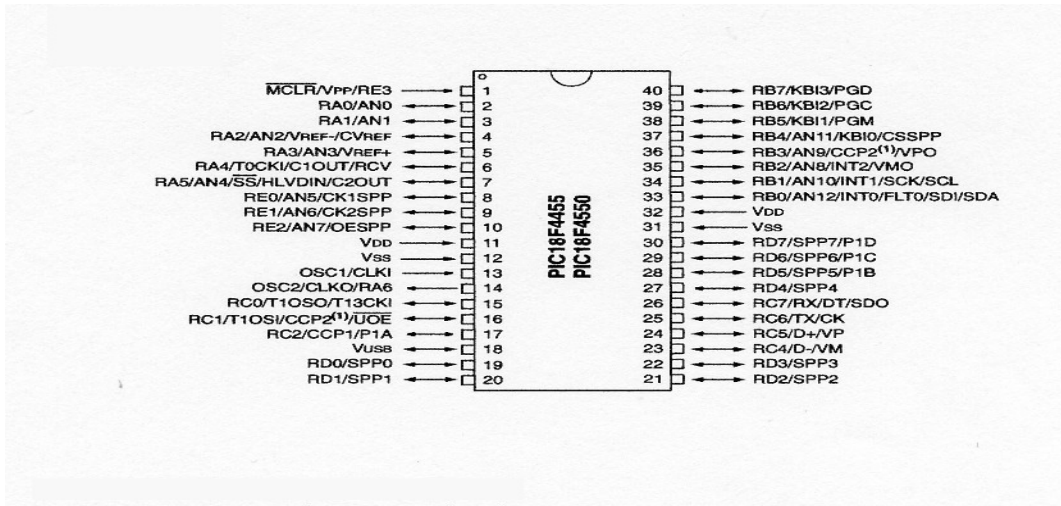


Figura 28. Distribución y denominación de las patas del PIC 18F4550

Las denominaciones de las patas del PIC 18F4550 son:

- V_{SS} (12-31): conexión a Tierra.
- V_{DD} (11-32): alimentación positiva.
- MCLR/ V_{PP} /RE3 (1): entrada de RESET o entrada / entrada de tensión de programación / línea 3 del puerto E.
- OSC1/CLKI (13): entrada del cristal de cuarzo / entrada del oscilador externo.
- OSC2/CLKO/RA6 (14): salida del cristal de cuarzo / salida del oscilador externo / línea 6 del puerto A.
- V_{USB} : alimentación externa para el modulo USB

V .4.6. Puertos de E/S

El microcontrolador PIC 18F4550 dispone de 5 puertos de E/S(A, B, C, D y E). Cada puerto tiene 3 registros para su operación. Estos registros son:

- Registro TRIS (Registro de Dirección de Datos)
- Registro PORT (lee los niveles de las líneas del dispositivo).
- Registro LATCH (Latch de Salida).

En la figura 29 se puede ver el modelo de un puerto de E/S genérico:

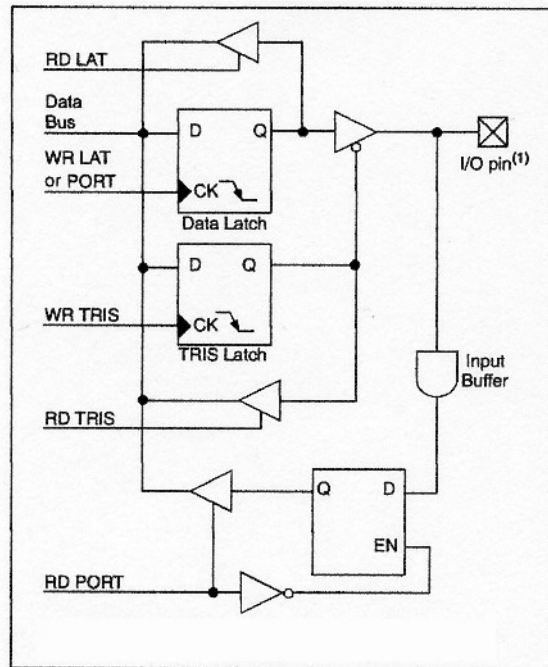


Figura 29. Modelo de un puerto genérico de E/S.

El *puerto A* es un puerto bidireccional de 8 bits. Su sentido queda configurado según la programación de los bits del registro TRISA. Si el bit 0 del registro TRISA se pone en 1, la línea 0 (RA0) del *puerto A* funciona como entrada. Si se pone a 0 funciona como salida.

El estado de las patas del puerto A se puede leer, modificar y escribir mediante la manipulación de los registros PORTA y LATA.

La pata RA4 esta multiplexada con la entrada de clock del módulo del Timer0 y también con el modulo USB, específicamente con la entrada de recepción de datos.

La pata RA6 esta multiplexada con el oscilador principal.

Algunas de las patas del *puerto A* están multiplexadas con entradas analógicas: las entradas V_{REF+} y V_{REF-} y la tensión de referencia de salida del comparador.

Todas las patas del *puerto A* pueden actuar como canales del convertor A/D.

Para seleccionar si las líneas del puerto A van a trabajar como E/S digitales o como canales de entrada para el convertor A/D, hay que escribir el valor adecuado sobre el registro ADCON1.

El *puerto B* tiene 8 líneas bidireccionales cuya función se define mediante la programación del registro TRISB, al igual que sucedía en el puerto A con el TRISA. De igual manera el estado de las patas del *puerto B* se pueden leer, modificar y escribir mediante la manipulación de los registros PORTB y LATB.

Todas las patas del *puerto B* disponen de una resistencia interna del tipo pull-up al positivo de la alimentación. Estas resistencias quedan conectadas con la puesta en 0 del bit /RBPU del registro INTCON2. La resistencia de pull-up, que es un transistor CMOS tipo P se desconecta automáticamente siempre que la línea esté

configurada como salida. Cuando el microcontrolador se resetea, las pull-ups se desconectan automáticamente.

Cuatro de las patas del *puerto B*, RB7 a RB4, tienen la posibilidad de programarse como petición de interrupción externa. Mientras que las patas RB2 y RB3 están multiplexadas con el módulo USB, específicamente sirven como salidas de señal diferencial para un transceptor USB externo.

La pata RB4 está multiplexada con el CSSPP, que es el módulo correspondiente al manejo del puerto paralelo. Finalmente, las líneas RB0 hasta RB7 pueden ser usadas como canales del A/D.

El *puerto C* posee 7 líneas bidireccionales cuyo sentido se configura mediante el registro TRISC. El estado de las patas del *puerto C* se puede leer, modificar y escribir mediante la manipulación de los registros PORTC y LATC. El mismo está primariamente multiplexado con los módulos de comunicación serial, incluyendo el USART, MSSP y el USB.

Con excepción de las líneas RC4 y RC5, el *puerto C* utiliza buffers de entrada del tipo Schmitt Trigger.

El *puerto D* consta de 8 líneas bidireccionales y se configura mediante el registro TRISD. El estado de las patas de este puerto se puede leer, modificar y escribir mediante la manipulación de los registros PORTD y LATD. Similarmente al puerto C, todas las patas del *puerto D* utilizan buffers de entrada del tipo Schmitt Trigger.

Dispone de resistencia de pull-up en todas sus patas y se configura modificando el estado del bit de control RDPU ubicado en el registro PORTE. Tres de las patas del puerto, están multiplexadas con el módulo CCP.

Finalmente, el *puerto E* es de 4 líneas, configurable mediante el registro TRISE: El estado de las patas del *puerto E* se puede leer, modificar y escribir mediante la manipulación de los registros PORTE y LATE.

V .4.7. Módulo TIMER0

Una exigencia en las aplicaciones de control es la regulación estricta de los tiempos que duran las diversas acciones que realiza el sistema. El dispositivo típico destinado a gobernar los tiempos recibe el nombre de temporizador o timer y básicamente consiste en un contador ascendente o descendente que determina un tiempo determinado entre el valor que se le carga y el momento en que se produce su desbordamiento o paso por cero.

El módulo TIMER0, puede actuar como contador o temporizador. En el primer caso, se le introducen los impulsos externos por la pata TOCKI. Su labor es contar el número de acontecimientos externos. En el caso de actuar como temporizador, cuenta los impulsos del reloj del oscilador interno y se usa para determinar un tiempo fijo. Estos impulsos tienen una duración conocida, que es la de un ciclo de instrucción cuya frecuencia es la cuarta parte del oscilador principal.

El módulo puede configurarse como fuente de interrupción interna cuando se produce un desbordamiento. Todos los aspectos sobre el control y el modo de operación del módulo se realizan configurando el registro T0CON. Adicionalmente, el módulo posee un divisor de frecuencia (preescaler) que divide la frecuencia utilizada en diversos rangos para poder realizar temporizaciones más prolongadas (ver Figura 30).

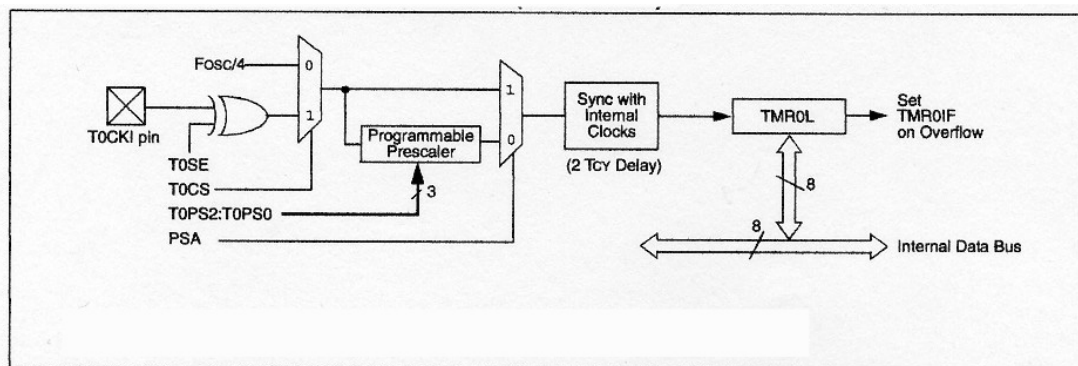


Figura 30. Diagrama de Bloques del Timer.

El microcontrolador posee 3 módulos más de temporización TIMER1, TIMER2 y TIMER3, de 16 bit, cuyas prestaciones son similares en general, y en particular cada uno posee alguna función distinta. Estas funciones, son muy específicas y no tiene sentido comentarlas en este momento. Si se llegaran a utilizar, se detallaran más adelante.

V .4.8. El Perro guardián (WDT)

Se trata de un contador de 16 bits que actúa como temporizador y tiene el objetivo de generar un reset a todo el sistema cuando se desborda su valor (ver Figura 31). Su control de tiempos es independiente del oscilador principal y se basa en una red RC.

La temporización nominal con la que se haya programado el perro guardián es de 4 min, pero puede aumentarse utilizando el divisor de frecuencia con el cual, trabajando en el rango mayor, puede alcanzar 2.18 minutos.

Para evitar que se desborde el WDT y genere un reset, hay que recargar o refrescar su cuenta antes de que llegue el desbordamiento. Este refresco, que en realidad consiste en ponerle a 0 para iniciar la temporización, se consigue por software con las instrucciones CLRWDT Y SLEEP.

La instrucción CLRWDT borra simplemente el valor de WDT, reiniciando la cuenta. Sin embargo, la instrucción SLEEP, además de borrar el WDT, detiene todo el sistema, entrando en un modo de trabajo en el que el consumo es mínimo (modo de reposo o de bajo consumo).

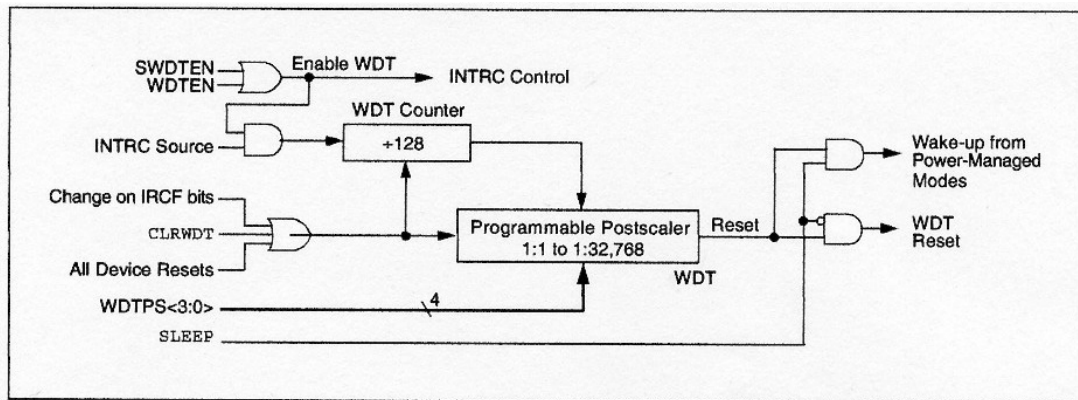


Figura 31. Diagrama de bloques del perro guardián

V .4.9. Interrupciones

La interrupción es una técnica que coloca al programa temporalmente en suspenso mientras el microcontrolador ejecuta otro conjunto de instrucciones en respuesta a un suceso. Las causas de una interrupción pueden ser externas, como la activación de una pata con el nivel lógico adecuado, o internas, como la que puede producirse al desbordarse un temporizador como el TIMER1.

Las interrupciones están idealmente pensadas para controlar sucesos aleatorios que pueden producirse en un determinado momento. En esencia, ésta es la base de la multitarea. En programas gobernados por interrupciones, el procesador trabaja en la tarea principal y responde a las interrupciones cuando se producen. Una vez atendidas, regresa a las tareas previas.

Cuando se produce una interrupción, el procesador ejecuta una rutina de servicio de interrupción (RSI) y, cuando ésta finaliza, el programa principal continúa la ejecución en el lugar donde fue interrumpido.

En el PIC 18F4550 existen dos tipos de interrupciones: las de prioridad alta y las de prioridad baja. El Vector de interrupción de prioridad alta se sitúa en la dirección 000008h y el de prioridad baja en 000018h. Las interrupciones de prioridad alta interrumpirán cualquier interrupción de prioridad baja que se encuentre en ejecución.

Existen 10 Registros para el control de las operaciones de interrupción: RCON, INTCON, INTCON2, INTCON3, PIR1, PIR2, PIE1, PIE2, IPR1 y IPR2.

Cada fuente de interrupción posee 3 bits de control de su operación. Las funciones de estos bits son: Bit Bandera que indica cuando la interrupción ocurrió; Bit de Habilitación que permite al programa ejecutar la interrupción cuando la bandera está en alto y el Bit de Prioridad que especifica si es de prioridad alta o baja.

V .4.10. Módulo EUSART (Transmisor/Receptor Sincrono/Asíncrono Serie)

El módulo EUSART puede ser configurado en los siguientes modos:

- Asíncrono(full-duplex) con:
 - Auto calibración de Baudios.
 - Atendido automático con señal de parada
 - Transmisión de 12 bit del carácter de parada.
- Sincrono - Maestro (half - duplex) con polaridad de reloj programable.
- Sincrono - Esclavo (half - duplex) con polaridad de reloj programable.

La operación del módulo EUSART está controlada por los siguientes tres registros: TXSTA, RCSTA y BAUDCON.

V .4.11. Módulo del Conversor A/D

Los microcontroladores PIC18F4550 poseen un conversor A/D de 10 bits de resolución y 13 canales de entrada (ver Figura 32). La resolución procedente de la conversión tiene un valor que es función de la tensión de referencia V_{ref} , de acuerdo a la siguiente expresión (36, 38):

$$\text{Resolución} = (V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-}) / 1023 = V_{ref} / 1023$$

La tensión de referencia determina los límites máximo y mínimo de la tensión analógica que se puede convertir. La tensión diferencial mínima es 2V.

A través del canal de entrada seleccionado, se aplica la señal de entrada analógica a un capacitor de muestreo y retención (sample and hold) y luego se introduce al conversor el cual, proporciona un resultado digital de 10 bits de longitud usando la técnica de “aproximaciones sucesivas”.

La tensión de referencia puede implementarse con la tensión interna de alimentación V_{DD} , o bien, con una externa que se introduce por la pata RA3/AN3/ V_{ref}^{+} , en cuyo caso la polaridad negativa se aplica por la pata RA2/AN2/ V_{ref}^{-} .

El conversor A/D es el único dispositivo que puede funcionar en modo Reposo (SLEEP), para lo cual el reloj del conversor deberá conectarse al oscilador RC interno.

El funcionamiento del módulo del conversor A/D requiere la configuración de 4 registros:

- ADRESH: parte alta del resultado de la conversión
- ADRESL: parte baja del resultado de la conversión
- ADCON0: registro de control 0
- ADCON1: registro de control 1
- ADCON2: registro de control 2

El registro ADCON0 controla la operación del módulo A/D y el registro ADCON1 configura las funciones de las patas de los puertos. Mientras que el registro ADCON2 configura la fuente de reloj, el tiempo de muestreo y la justificación.

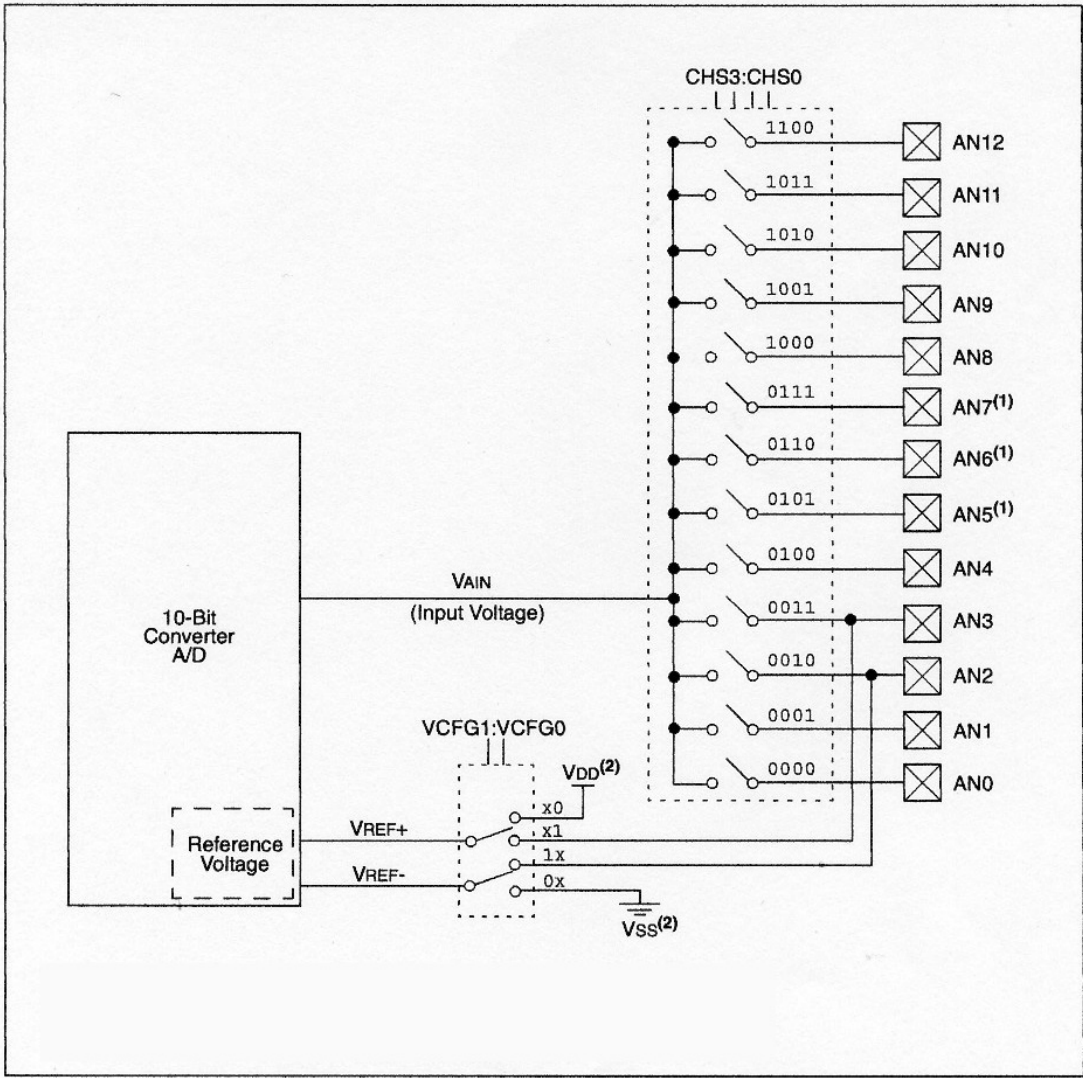


Figura 32. Diagrama de bloques del conversor A/D.

La tabla 5 muestra las especificaciones de tensión mínima y máxima del conversor A/D.

Tabla 5. Tensión mínima y máxima del convertidor A/D.

TENSIÓN	Mínimo	Máximo
$V_{REF} = V_{REF}^+ - V_{REF}^-$	2,0 V	$V_{DD} + 0,3 V$
V_{REF}^+	$V_{DD} - 0,3 V$	$V_{DD} + 0,3 V$
V_{REF}^-	$V_{SS} - 0,3 V$	$V_{REF}^+ + 0,3 V$
V_{REF}	$V_{SS} - 0,3 V$	$V_{REF}^+ - 2 V$
V_{IN}	$V_{SS} - 0,3 V$	$V_{REF}^+ + 0,3 V$

Error de linealidad integral $< \pm 1\text{LSB}$

Error de linealidad diferencial $< \pm 1\text{LSB}$

Error de offset $< \pm 1.5 \text{LSB}$

Error de ganancia $< \pm 1\text{LSB}$

Impedancia de entrada recomendada 2.5 k Ω

V .4.11.1. Conversión del A/D

Para realizar una conversión analógica digital con este microcontrolador se deben seguir los siguientes pasos:

1. Configurar el módulo del conversor A/D a través de la configuración de los pines que servirán como entradas analógicas, los que serán E/S digitales y la tensión de referencia (ADCON1); selección del canal de entrada al A/D (ADCON0); selección del tiempo de adquisición (ADCON2) y selección del reloj de conversión (ADCON0).
2. Si se desea, activar la interrupción del A/D escribiendo sobre PIE1 Y PIR1.
3. Esperar el tiempo de adquisición necesario.
4. Empezar la conversión.
5. Esperar que finalice la conversión.
6. Leer el resultado de la conversión en los 10 bits validos de ADRESH: ADRESL y borrar el señalizador ADIF.
7. Para una nueva conversión regresar al paso 1 o 2 según se requiera.

Para que el conversor A/D satisfaga su exactitud, se debe esperar que el capacitor de retención C_{HOLD} se cargue con el valor de tensión de la entrada analógica. El tiempo total de adquisición se calcula con la siguiente expresión:

$$T_{ADQ} = T_{AMP} + T_{CAR} + T_{TEMP} \quad [19]$$

siendo,

T_{AMP} : tiempo de establecimiento del amplificador (valor dado de 0.2 μ s)

T_{CAR} : tiempo de carga del capacitor C_{HOLD} .

T_{TEMP} : coeficiente de temperatura

El T_{CAR} se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$T_{CAR} = - C_{HOLD} (R_{IC} + R_{SS} + R_S) * \ln (1/2048) \quad [20]$$

El tiempo de conversión por bit se especifica como T_{AD} . La conversión requiere un mínimo de $11T_{AD}$ para una conversión de 10 bits. Se puede elegir la frecuencia de reloj que se usa en la adquisición entre siete posibles: 2 T_{OSC} ; 4 T_{OSC} ; 8 T_{OSC} ; 16 T_{OSC} ; 32 T_{OSC} ; 64 T_{OSC} y oscilador RC interno.

Para una correcta conversión la frecuencia de reloj debe ser lo más chica posible, pero más grande que el mínimo T_{AD} (para el microcontrolador utilizado 1.4 μ s).

El tiempo total que emplea el módulo en convertir la muestra del canal analógico en digital es:

$$T_{TOTAL} = T_{ADQ} + 12 * T_{AD} + T_{RESET} \quad [21]$$

donde, T_{RESET} es el tiempo para adquirir una nueva muestra ($2T_{AD}$).

Mediante la configuración del registro $ADCON2$ logra que la conversión se realice cada vez que se pone en 1 (uno) el bit $GO/DONE$ de dicho registro. También se tiene la opción de configurar un tiempo de adquisición automático, el cual puede estar en un rango de entre 2 a 20 T_{AD} .

V .5. Módulo de Comunicación Serie Síncrona MSSP

La comunicación serie es una forma muy apreciada de transferir datos digitales entre sistemas y circuitos integrados, dado que requiere una reducida cantidad de líneas.

En los $PIC18Fxxxx$, *Microchip* ha implantado en el silicio de sus chips el módulo MSSP (*Master Synchronous Serial Port*), que proporciona un excelente interface de comunicación de los microcontroladores con otros microcontroladores y diversos periféricos, entre los que destacan las memorias EEPROM serie, los conversores A/D, los conversores D/A, los controladores de displays, etc. De esta forma, el usuario dispone de algunas patitas de la Puerta C, que correctamente programadas sirven para manejar directamente la comunicación serie. Además, el módulo MSSP admite dos de las alternativas más usadas en la comunicación serie síncrona que son la SPI (Serial Peripheral Interface) y la I^2C (Inter Integrated Circuit).

La comunicación serie en modo SPI que es utilizada principalmente en las memorias (RAM y EEPROM) y requiere solamente tres líneas. En el modo I²C sólo se emplean dos líneas y, recientemente, ha conseguido una importante implantación en la comunicación de circuitos integrados, existiendo en el mercado todo tipo de periféricos capaces de trabajar con este protocolo (memorias, controladores, relojes, convertidores, etc).

El módulo MSSP consta básicamente de dos registros: el SSPSR que es un registro de desplazamiento que transforma la información serie en paralelo y viceversa, y el registro SSPBUF, que actúa como buffer de la información que se recibe o transmite.

V .5. 1. Funcionamiento del módulo MSSP

En transmisión, el byte que se quiere transmitir se carga en el registro SSPBUF a través del bus de datos interno y automáticamente se traspasa al registro SSPSR, que va desplazando bit a bit el dato, sacándolo ordenadamente al exterior al ritmo de los impulsos de reloj. En recepción, los bits van entrando al ritmo de reloj por una patita y se van desplazando en el SSPSR hasta que lo llenan, en cuyo momento la información se traspasa al SSPBUF, donde queda lista para su lectura. Este doble almacenamiento del dato recibido permite iniciar la recepción de un nuevo dato antes de que se haya leído el último.

Cuando se han recibido 8 bits durante la recepción en SSPSR, se traspasa dicha información a SSPBUF y entonces el bit señalizador BF (Buffer Full: bit 0 del registro SSPSTAT - registro de estado del SSP -) se pone a 1, al igual que el señalizador de interrupción del SSP, el bit SSPIF (bit 3 del registro PIR1, que contenía los señalizadores individuales de los periféricos del PIC). Cualquier escritura en el SSPBUF se ignora durante una transferencia de información y se señala poniendo a 1 el bit WCOL (bit 7 del registro SSPCON - registro de control del SSP -), que advierte de este tipo de colisiones. Recae en la responsabilidad del programador pasar el bit WCOL a 0 una vez completada la escritura en SSPBUF. En la Figura 33 se ofrece un esquema básico sobre la estructura interna del módulo MSSP.

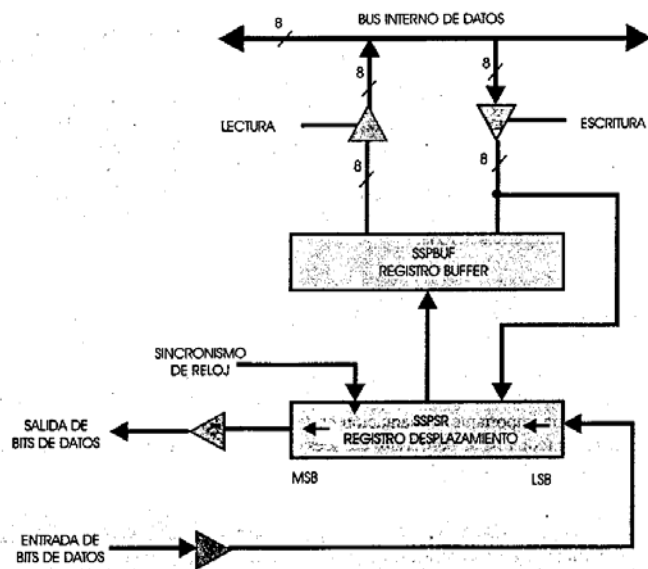


Figura 33. Estructura interna del módulo MSSP.

V .5. 2. Modo SPI

El modo SPI permite la transferencia de datos de 8 bits en serie, que pueden ser transmitidos y recibidos de forma síncrona y simultánea.

Para el establecimiento de la comunicación se utilizan tres líneas:

- 1º) SDO (Serial Data Out): salida de datos en serie.
- 2º) SDI (Serial Data In): entrada de datos en serie.
- 3º) SCK (Serial Clock): reloj de sincronización.

Puede ser necesaria utilizar una cuarta línea de control más, cuando el PIC que se utiliza trabaja en modo esclavo. En este caso, la patita SS# (selección de esclavo: equivalente a un *chip select*) se debe configurar a tierra, pero no es el caso a tratar.

Cuando el PIC trabaja como maestro hay que programar la línea RC3/SDO como salida, la línea RC4/SDI como entrada y la línea RC5/SCK también como salida. Si actuase como esclavo, la línea RC5/SCK debería configurarse como entrada y la RA5/SS# debería conectarse a tierra.

Al comenzar el funcionamiento en el modo SPI (ver Figura 34) es necesario establecer las condiciones de trabajo programando adecuadamente los bits <5:0> del registro SSPCON (registro de control del módulo SSP) y los bits <7:6> del registro SSPSTAT (registro de estado del módulo SSP), para determinar las siguientes especificaciones:

- Modo master (reloj generado por el micro con SCK como salida de reloj) o modo esclavo (reloj generado externamente con SCK como entrada de reloj).
- Polaridad del reloj, o sea, estado ocioso del reloj.
- Fase de muestreo de datos de entrada (en el medio o en el final del tiempo del dato).
- Flanco de reloj (datos muestreados en el flanco creciente o decreciente del reloj).
- Tasa de reloj.

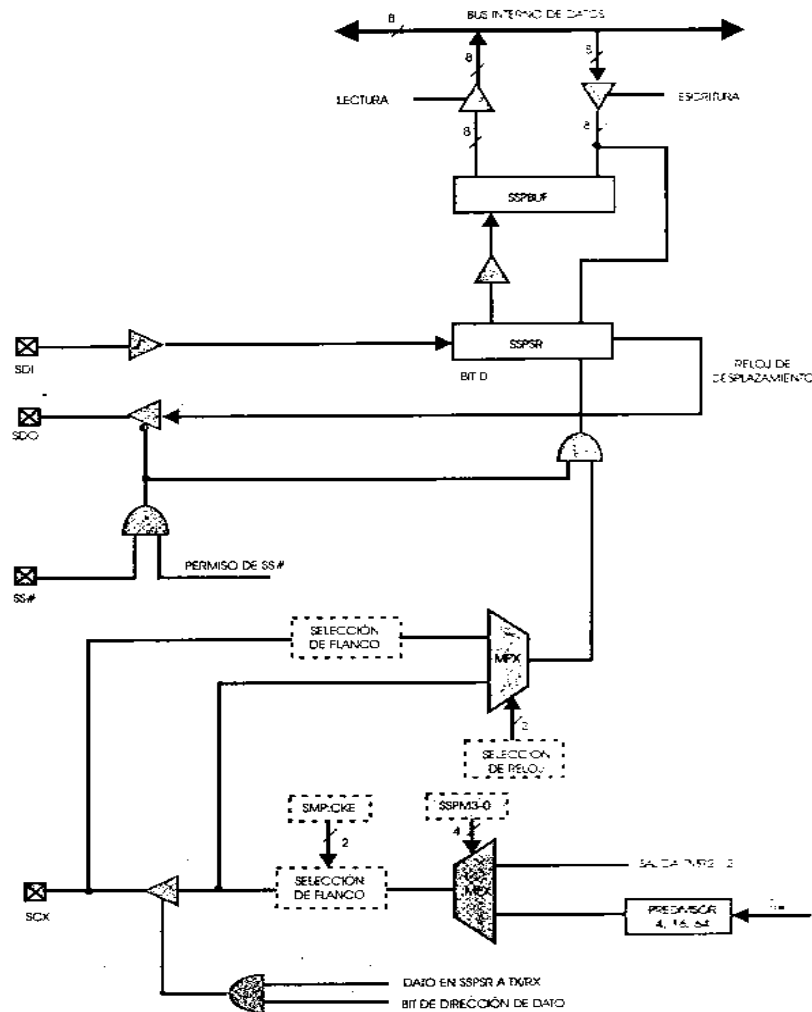


Figura 34. Módulo MSSP funcionando en modo SPI.

A continuación se describe la misión de tres de los bits del registro SSPSTAT que participan en la configuración del modo SPI.

- bit 7 **SMP**: bit de muestreo.

SPI modo master:

1 = datos de entrada muestreados al final del tiempo de bit.

0 = datos de entrada muestreados en la mitad del tiempo de bit.

- bit 6 **CKE**: selección del flanco del reloj SPI.

CKP = 0

1 = Dato transmitido desde el estado de reloj activo al estado de reloj inactivo.

0 = Dato transmitido desde el estado de reloj inactivo al estado de reloj activo.

CKP = 1

1 = Dato transmitido en el flanco creciente de SCK.

0 = Dato transmitido en el flanco decreciente de SCK.

- bit 5:1: bits no usados en este modo
- bit 0 **BF**: bit de estado de buffer lleno.

Recepción (SPI)

1 = Recepción completada, SSPBUF está lleno.

0 = Recepción no completada, SSPBUF está vacío.

Modo master:

1 = fue realizada una escritura al registro SSPBUF mientras las condiciones I²C eran inválidas.

0 = No hubo colisión.

- bit 6 **SSPOV**: bit indicador de desborde de recepción.

en modo SPI:

1 = Un nuevo byte es recibido mientras el registro SSPBUF está aun cargado con un dato previo. En caso de desborde, el dato en el SSPSR se pierde. El desborde sólo puede ocurrir en el modo esclavo. En el modo esclavo, el usuario debe leer el SSPBUF, aun si sólo estamos transmitiendo datos, para evitar que se produzca el desborde. En el modo master el bit de desborde no se activa ya que cada nueva recepción (y transmisión) es iniciada escribiendo el registro SSPBUF.

0 = No hubo desborde.

- bit 5 **SSPEN**: bit de habilitación del puerto serie síncronico.

Los pines deben ser configurados adecuadamente como entradas y salidas.

En el modo SPI:

1 = Habilita el puerto serie y configura SCK, SDO, SDI, y SS# como la fuente de los pines del puerto serie.

0 = Deshabilita el puerto serie y configura esos pines como de E/S.

- bit 4 **CKP**: bit de selección de polaridad de reloj.

En modo SPI:

1 = Estado ocioso del reloj en nivel alto.

0 = Estado ocioso del reloj en nivel bajo.

- bit 3:0: **SSPM3:SSPM0**: bits de selección del modo del puerto serie sincrónico.

0000 = SPI modo master, reloj = $F_{osc}/4$.

0001 = SPI modo master, reloj = $F_{osc}/16$.

0010 = SPI modo master, reloj = $F_{osc}/64$.

0011 = SPI modo master, reloj = salida TMR2/2.

0100 = SPI modo esclavo, reloj = pin SCK. Pin SS# de control habilitado.

0101 = SPI modo esclavo, reloj = pin SCK. Pin SS# de control deshabilitado. SS# puede ser usado como pin de E/S.

Cuando el software de aplicación está esperando recibir datos, el registro buffer SSPBUF deberá ser leído antes de que el próximo byte de datos a ser transferidos se escriban al registro SSPBUF. El bit de buffer lleno, BF, indica cuando el SSPBUF ha sido cargado con el dato recibido (transmisión completa). Cuando el SSPBUF es leído, el bit BF se borra. Este dato será irrelevante si el módulo es sólo transmisor. Generalmente, la interrupción del SSP se usa para determinar cuando la recepción/transmisión se ha completado. El registro SSPBUF debe ser leído y/o escrito. Si no se van a utilizar interrupciones, entonces se puede hacer *polling* (chequeo sucesivo del señalizador correspondiente) por software para asegurarse de que no ocurran colisiones de escritura.

El registro SSPSR no es directamente accesible y sólo se lo puede hacer a través del registro SSPBUF. A su vez, el registro SSPSTAT indica las diversas condiciones de estado del módulo.

Para habilitar el módulo de entrada/salida hay que activar el bit SSPEN (bit 5 del registro SSPCON). Para resetear o reconfigurar el módulo, hay que borrar este bit, reinicializar el registro SSPCON y luego activar este bit nuevamente. Lo que hace es configurar los pines SDI, SDO, SCK y SS# como pines del puerto serie. A su vez, la dirección de los pines debe ser la correcta según los registros TRIS apropiadamente programados. Esto es:

- SDI es controlado automáticamente por el módulo SPI.
- SDO debe tener el bit 5 del TRISC borrado (salida).
- SCK debe tener el bit 3 del TRISC borrado (salida, ya que estamos en modo master).

Cualquier otra función que no sea la deseada será sobrescrita programando los bits de dirección correspondiente del TRISC a su valor opuesto.

En el modo “Maestro” se puede iniciar la transferencia de datos en cualquier tiempo debido a que controla el reloj SCK. El dato es transmitido/recibido tan pronto como el registro SSBUF es escrito. Si el SPI sólo va a recibir, el pin SDO puede ser deshabilitado (programándolo como entrada). El registro SSPSR continuará moviendo hacia dentro los datos presentes en el pin SDI a la tasa de reloj programada. Cada vez que un byte es recibido, será cargado en el registro SSPBUF como un byte normal recibido (según los bits de interrupción y de estado correctamente configurados). Esto puede ser útil en aplicaciones receptoras como modo “monitor de la actividad de la línea”.

La polaridad del reloj es elegida programando el bit CKP (bit 4 del SSPCON). Esto provocará formas de onda como en la Figura 35, en donde el bit más significativo se transmite primero. La tasa de reloj es programable por el usuario para que sea una de las siguientes:

- $F_{osc}/4$ (o TCY)
- $F_{osc}/16$ (o $4 * TCY$)
- $F_{osc}/64$ (o $16 * TCY$)
- Salida/2 del Timer2.

Esto permite una tasa de reloj máxima de 5MHz (con 20MHz).

Si nos referimos nuevamente a la Figura 35, cuando $CKE = 1$, el dato del pin SDO es válido antes de que haya un flanco en SCK. El cambio en la muestra de entrada es basado en el estado del bit SMP. Se muestra el tiempo en el que el SSPBUF se carga con el dato recibido.

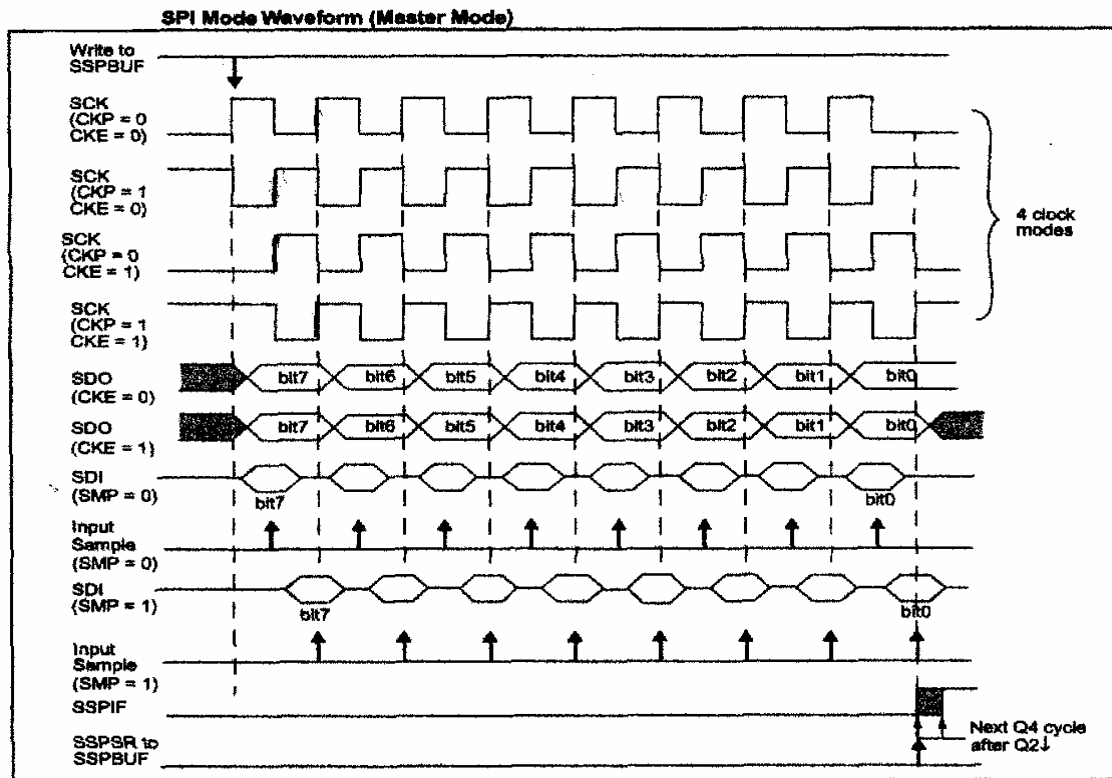


Figura 35. Formas de onda para modo SPI.

-Master SSP vs SSP básica:

El master SSP agrega dos bits adicionales de control en el registro SSPSTAT. Estos bits son:

- SMP (SPI): Fase de muestreo de datos de entrada (en el medio o en el final del tiempo del dato)
- CKE (SPI): Selección del flanco del reloj

V .5. 3. Comunicación entre el PIC y el DAC714

Los códigos de entrada del DAC714 están representados en complemento a dos, donde el bit más significativo (MSB) es cargado primero (esto resulta compatible con el modo SPI del PIC) → 1° se cargará el HB (byte alto) y 2° el LB (byte bajo). De esta manera, al ser el conversor de 16 bits, los rangos quedan determinados como sigue:

{	Rangos	Fondo de escala positivo = 7FFF H → 5V (-1LSB). 0 = 0000 H → 0V. Fondo de escala negativo = 8000 H → -5V.
---	--------	-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------

El DAC tiene un latch de datos con doble buffer, como se ve en la Figura 36. La palabra de 16 bits se almacena en el latch de entrada antes de cargarse en el latch D/A.

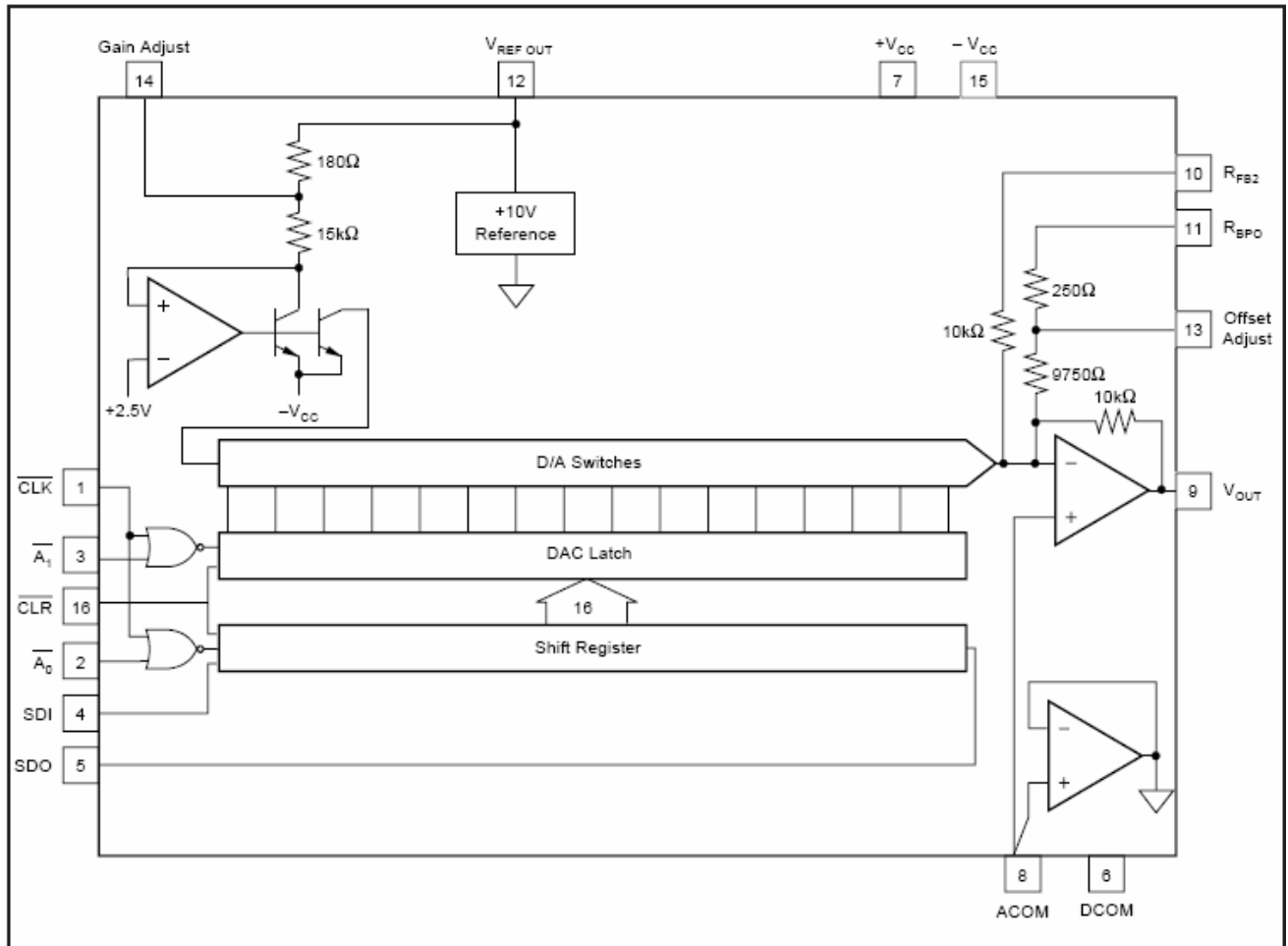


Figura 36. Estructura interna del DAC714.

Esta organización de doble buffer permite simultáneas actualizaciones de varios D/A. Todos los controles son activos en bajo y compatibles con cualquier lógica de 5V, como TTL y CMOS.

Los latches actúan por nivel. Los datos presentes cuando las patas de habilitación son "0" entran al latch y cuando la pata de habilitación vuelve a "1", el dato se latchea.

A su vez, la pata CLR# resetea ambos latches y da una salida nula de tensión.

La pata A0# habilita el control del latch de entrada y A1# el control del latch D/A. La línea CLK# se usa para ingresar los datos cuando A0# y A1# están habilitadas.

En la Figura 37 se muestra el diagrama de tiempos correspondiente a la carga de datos en el DAC714. De acuerdo a este diagrama habría que generar un ciclo de clock adicional una vez levantada A0#, para que se lanche el dato con A1# en el latch D/A.

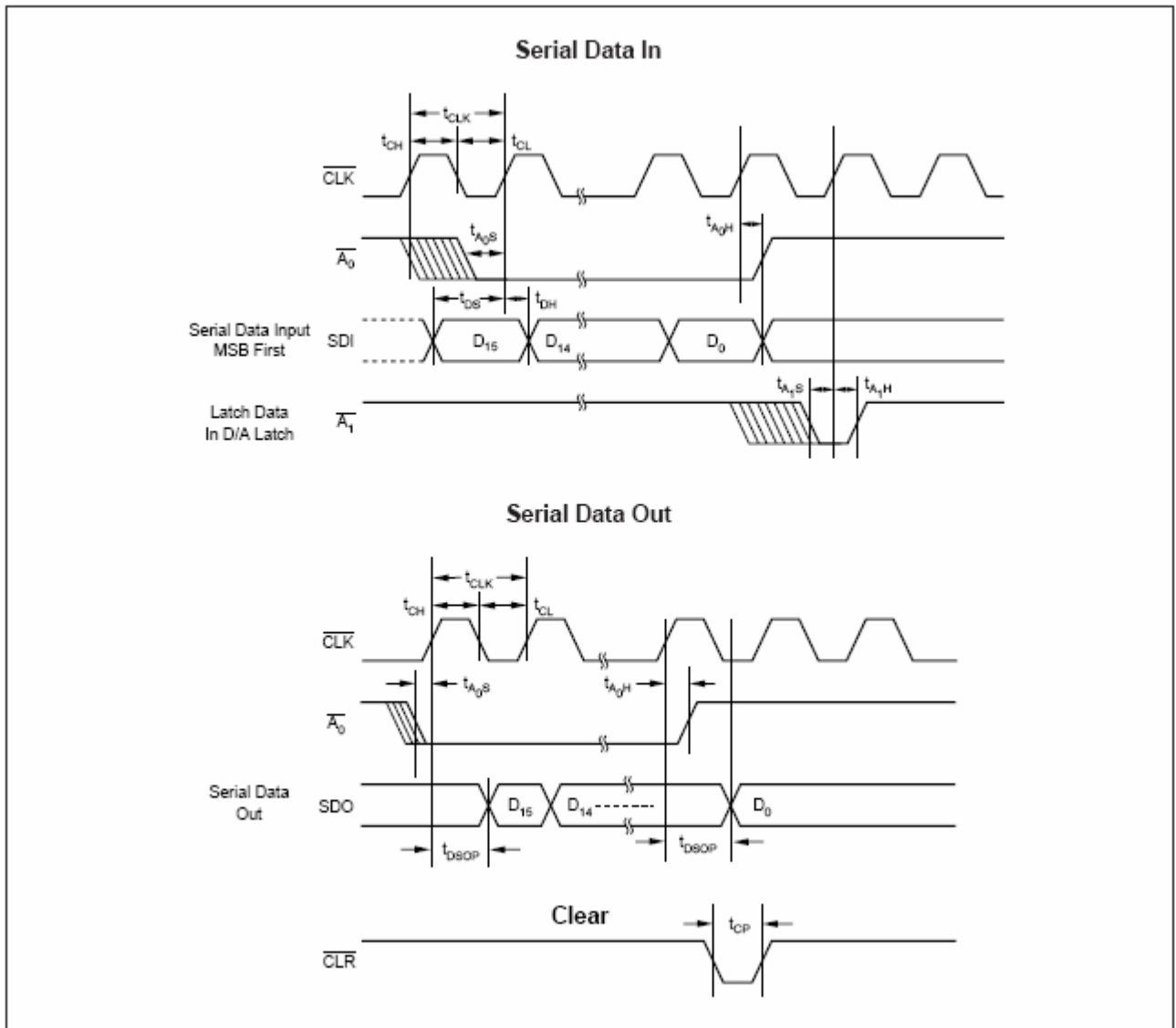


Figura 37. Diagrama de tiempos de carga de datos en el DAC714.

V .6. Acondicionamiento de la señal suministrada al microcontrolador

Una vez realizada la calibración del pirómetro con el sensor Pt100 (ver desarrollo en la sección VI.9 del Capítulo VI) se procedió al acondicionamiento de la señal provista por el mismo para su posterior envío al microcontrolador. El concepto fundamental del acondicionamiento realizado en el Capítulo IV no cambia, es decir, se acondicionará el mismo tipo de señal destinada al mismo microcontrolador.

El rango de temperatura a medir es: $0^{\circ}\text{C} \leq t \leq 450^{\circ}\text{C}$ mientras que el rango de trabajo del pirómetro es: $-40^{\circ}\text{C} \leq t_p \leq 600^{\circ}\text{C}$ para un rango de tensión de salida de $0\text{V} \leq V_{\text{sal } p} \leq 5\text{V}$.

Así mismo, el rango de tensión de entrada del conversor A/D del microcontrolador es: $0.5\text{V} \leq V_{\text{en } c} \leq 4.5\text{V}$

Debido a que la microbalanza no opera con temperaturas inferiores al 0°C se ajustó el pirómetro de manera tal que su nuevo rango de trabajo sea: $0^{\circ}\text{C} \leq t_p \leq 600^{\circ}\text{C}$ para el mismo rango de tensión de salida mencionado anteriormente.

Lo que se desea es que cuando el pirómetro mida una temperatura mínima de 0°C arroje una tensión de salida que será acondicionada de manera tal que el conversor A/D tenga una tensión de entrada de 0.5V , y cuando la temperatura medida sea máxima, o sea 450°C , el pirómetro arroje una tensión de salida que será acondicionada para que al conversor A/D entren 4.5V como tensión de entrada para dicho caso.

Por lo tanto, para una temperatura de 0°C medida por el pirómetro, la tensión de entrada al conversor A/D debería ser de: $V_{\text{en } c} = 0.5\text{V}$. Así mismo, para una temperatura de 450°C la tensión de entrada del conversor A/D debería ser de: $V_{\text{en } c} = 4.5\text{V}$.

Sin acondicionamiento de la señal entregada por el pirómetro, lo que se obtiene a su salida es lo siguiente:

$$5\text{V} / 600^{\circ}\text{C} = 0.00833 [\text{V} / ^{\circ}\text{C}]$$

Entonces:

$$0^{\circ}\text{C} \rightarrow 0\text{V}$$

$$450^{\circ}\text{C} \rightarrow 3.75\text{V}$$

y lo que se pretende es:

$$0^{\circ}\text{C} \rightarrow 0.5\text{V}$$

450°C → 4.5V

La figura 38 representa el circuito de acondicionamiento el cual adapta los rangos de tensión y desplaza el cero.

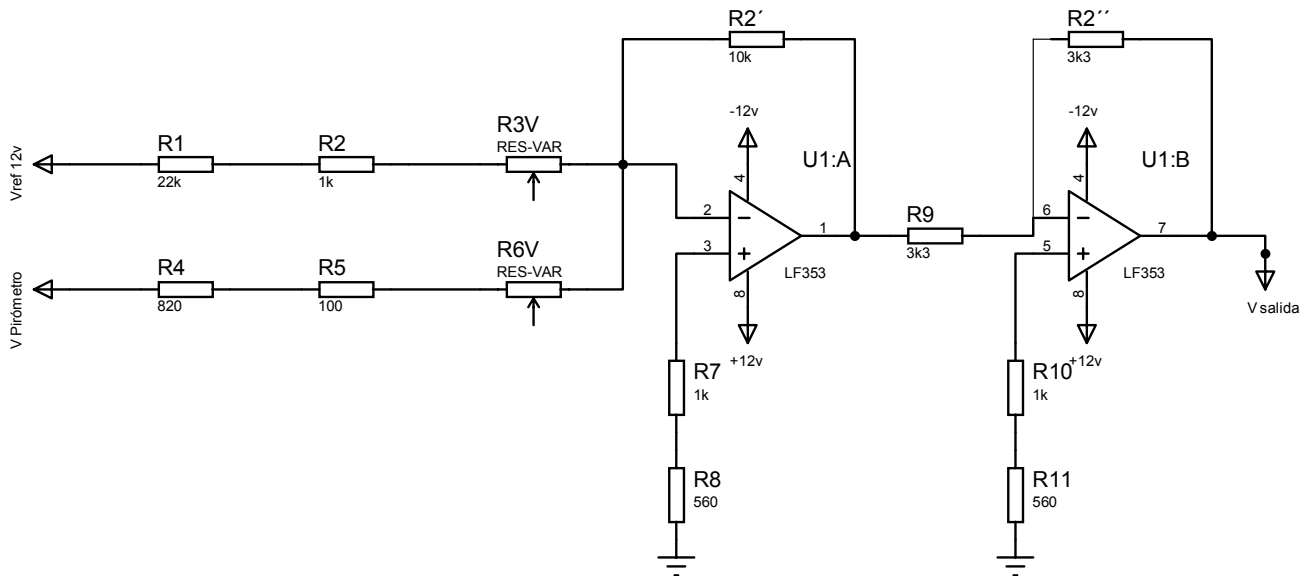


Figura 38. Acondicionamiento de señal.

En el circuito de la Figura 38 se observan dos entradas de tensión, que son la de salida del pirómetro ($V_{pir} =$ variable entre 0V y 5V) y una de referencia ($V_{ref} = 12V$) utilizada para acondicionar a la anterior.

Como se dijo anteriormente, lo que se debe lograr es que cuando el pirómetro mida 0°C arroje 0.5V como tensión de salida. Por lo tanto la tensión que debe ser desplazada cuando se mide la temperatura mínima es: $0.5V - 0V = 0.5V$.

Si se observa la figura 38, se nota que la primera etapa del circuito representa un sumador, cuya salida será:

$$V_{salida} = V_{ref} \cdot G_1 + V_{pir} \cdot G_2 \quad [22]$$

donde,

$$G_1 = - R_2' / (R_1 + R_2 + R_{3v}) \quad [23]$$

$$G_2 = - R_2' / (R_4 + R_5 + R_{6v}) \quad [24]$$

La segunda etapa de la figura 38 es un circuito inversor con ganancia unitaria cuya única función es invertir la señal, ya que fue previamente invertida en la etapa anterior.

Los amplificadores operacionales utilizados son LF353.

Entonces, cuando la temperatura medida por el pirómetro es la mínima se tiene:

$$\begin{aligned} t_p &= 0^\circ\text{C} \\ V_{\text{pir}} &= 0\text{V} \\ V_{\text{ref}} &= 12\text{V} \end{aligned}$$

por lo que la tensión de salida del circuito total deberá ser de 0.5V que será la tensión entrante al conversor A/D del microcontrolador.

Ahora, cuando la temperatura medida por el pirómetro sea la máxima, es decir 450°C, tenemos:

$$\begin{aligned} t_p &= 450^\circ\text{C} \\ V_{\text{pir}} &= 3.75\text{V} \\ V_{\text{ref}} &= 12\text{V} \end{aligned}$$

Para la temperatura mínima ($V_{\text{pir}} = 0\text{V}$)

$$0.5\text{V} - V_{\text{pir}} \cdot G_2 = V_{\text{ref}} \cdot G_1$$

como $V_{\text{pir}} = 0\text{V}$ entonces,

$$V_{\text{ref}} \cdot G_1 = 0.5\text{V}$$

$V_{\text{ref}} = 12\text{V}$ entonces,

$$G_1 = 1/24 \Omega$$

Entonces elegimos los valores de R_2' , R_1 , R_2 y R_{3v} para obtener ese valor de ganancia.

Los mismos fueron elegidos basándose en los materiales de los cuales se dispone.

$$\begin{aligned} R_2' &= 1\text{k}\Omega \\ R_1 &= 22\text{k}\Omega \\ R_2 &= 1\text{k}\Omega \end{aligned}$$

$R_{3v} = 2k\Omega$ variables (ajustada en $1k\Omega$)

Con estos valores, se logró que cuando la temperatura medida por el pirómetro sea:

$$t_p = 0^\circ\text{C}$$

la tensión de entrada al conversor A/D del microcontrolador sea:

$$V_{en\ c} = 0.5V.$$

Ahora se debe ver que sucede cuando la temperatura medida por el pirómetro sea la máxima.

Para este caso se tiene:

$$t_p = 450^\circ\text{C}$$

$$V_{pir} = 3.75V$$

$$V_{ref} = 12V$$

Entonces:

$$V_{salida} = V_{ref} \cdot G_1 + V_{pir} \cdot G_2 = 4.5V$$

Debido a que la tensión de referencia es fija, se tiene:

$$V_{ref} \cdot G_1 = 0.5V$$

Por lo tanto:

$$V_{pir} \cdot G_2 = 4V.$$

Como $V_{pir} = 3.75V$ entonces,

$$G_2 = 16/15 \Omega$$

Si se sabe que:

$$G_2 = - R_2 / (R_4 + R_5 + R_{6v})$$

Si se recuerda que $R_2 = 1k\Omega$, se eligen los valores de R_4 , R_5 y R_{6v} para obtener ese valor de ganancia.

Los mismos fueron elegidos basándose en los materiales de los cuales se dispone.

$$R_4 = 820\Omega$$

$$R_5 = 100\Omega$$

$$R_{6v} = 50\Omega \text{ variables (ajustada en } 17.5\Omega \text{)}$$

Por último y como se dijo anteriormente, lo que se hace en la segunda etapa del circuito es volver a invertir la señal de modo que la tensión que entra al conversor A/D sea la indicada.

V .7. Conversor Digital/Analógico (DAC 714)

En la mayoría de los sistemas electrónicos resulta conveniente efectuar las funciones de regulación y control automático de sistemas mediante técnicas digitales. Sin embargo en muchos de los casos la señal disponible normalmente es analógica, ya que son muchos los transductores que poseen su salida eléctrica analógica, correspondiente a la magnitud medida. Esto obliga a efectuar una conversión analógica digital, pero, por otro lado puede ser necesario actuar analógicamente sobre un controlador ó algún elemento de control final, ó se debe efectuar una representación analógica sobre un registrador, un monitor, papel, etc. lo que obliga a realizar la conversión inversa, digital analógica. Se hace necesario disponer de elementos capaces de efectuar esta conversión en uno u otro sentido, con características de velocidad y precisión adecuadas a cada caso.

Para este caso específico el conversor D/A (DAC) es el encargado de compensar la corriente para que la señal a medir entre en el margen de medida del conversor A/D. La corriente de salida del DAC es la corriente realimentada I_R .

V .7.1. Principio de funcionamiento de un DAC:

Un convertidor Digital/Analógico (DAC), es un elemento que recibe información de entrada digital, en forma de una palabra de "n" bits y la transforma a señal analógica, cada una de las combinaciones binarias de entrada es convertida en niveles lógicos de tensión o corriente de salida.

Estas tensiones o corrientes son seleccionadas mediante llaves controladas por la señal de entrada digital y su suma, transformada en una tensión analógica proporcional a la misma, como se observa en la figura 39.

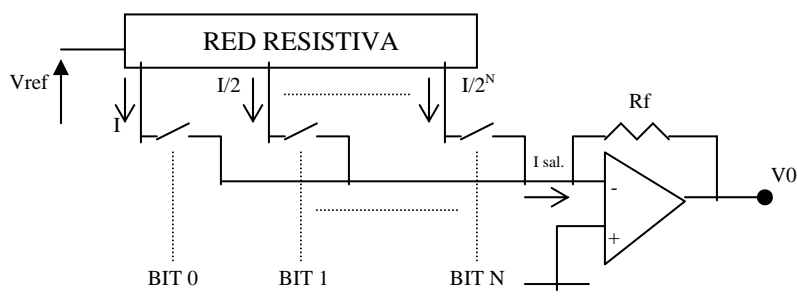


Figura 39. Esquema de funcionamiento del DAC 714

Las características básicas que definen un convertidor digital analógico son en primer lugar, su resolución que depende del número de bits de entrada del convertidor, otra característica básica es la posibilidad de conversión unipolar ó bipolar, una tercera característica la constituye el código utilizado en la información de entrada, generalmente los convertidores digitales analógicos operan con el código binario natural ó con el decimal codificado en binario (BCD), el tiempo de conversión es otra característica que definen al convertidor necesario para una aplicación determinada, y se define como el tiempo que necesita para efectuar el máximo cambio de su tensión con un error mínimo en su resolución, otras características que definen al convertidor son; su tensión de referencia, que puede ser interna o externa, si es externa puede ser variada entre ciertos márgenes, la tensión de salida vendrá afectada por este factor, constituyéndose éste a través de un convertidor multiplicador, así mismo deberá tenerse en cuenta, la tensión de alimentación, el margen de temperatura y su tecnología interna.

Ahora bien, si se piensa en un DAC que cubra todo el rango de peso que la balanza es capaz de medir, entonces se necesitaría uno cuyo fondo de escala equivalga a 200mg. Para ello precisaríamos un DAC de 18 bits, ya que:

$$2^n = 200000 \rightarrow n \times \log 2 = \log 200000 \rightarrow n = \log 200000 / \log 2 \rightarrow n = 17,6 \text{ bits}$$

A su vez, si se tiene en cuenta que puede haber desbalances de peso positivos y negativos, se tendría que usar un DAC de 19 bits, ya que un bit correspondería al signo. No existen en el mercado conversores D/A de 19 bits, pero sí de 20, aunque todos ellos son de audio y tienen como limitación para esta aplicación la necesidad de trabajar con una frecuencia de reloj mínima para cargar los códigos binarios (por debajo de ella no pueden trabajar).

Esta frecuencia es más alta que la máxima frecuencia con la que es capaz de trabajar el microcontrolador, de forma tal que es imposible cargar a estos DAC desde él.

Debido a lo mencionado anteriormente se optó por elegir un conversor digital analógico de menor número de bits, que no posea esa limitación en frecuencia. Pero si se consideran conversores de 18 bits, se necesitarían dos de ellos: uno que cubriera toda la excursión positiva y otro toda la excursión negativa, lo que no representa una buena solución desde el punto de vista económico.

A partir de un estudio de los DAC de 18 bits, se observó que en su gran mayoría son también de audio, con su consecuente limitación en cuanto a la frecuencia. Nuevamente se tuvo que pensar en un DAC de menos bits, por lo que se tuvo que recurrir a los de 16 bits.

Entre las opciones posibles que se obtuvieron, y descartando las versiones de audio, aparecían dos modelos de convertidores de los cuales se eligió uno debido a los motivos que se explicaran a continuación.

Uno de los posibles eran los DAC con la entrada de datos en paralelo, pero estos presentan una serie de desventajas en relación con el proyecto como por ejemplo el requerimiento de muchas líneas del microcontrolador para manejar dicho DAC (debido a que los datos se cargan en paralelo). Otra desventaja muy importante a tener en cuenta es su elevado precio.

El otro tipo de DAC posible es el serie, del cuál se dispone en el Laboratorio de Electrónica del CINDECA, y además es sencillo de operar.

Se debe recordar que el DAC elegido debe soportar una corriente máxima de hasta 5mA, correspondiente a la máxima diferencia de peso posible entre los brazos de la balanza. Además debe suministrar una salida bipolar ya que los desbalances de peso pueden ser tanto positivos como negativos, y obviamente se debe poder establecer una comunicación con nuestro microcontrolador.

El primer convertidor encontrado fue el AD5360 Serial Input 16-Bit, Voltage-Output de la firma Analog Devices. Este convertidor cumple con las especificaciones impuestas y su precio en el exterior es de aproximadamente U\$S30 si se efectúa una compra de 1000 unidades. Pero el problema que presenta es que actualmente no se consigue en el país y su envío tarda al menos 4 semanas.

Claramente, es un dispositivo que posee muy buenas características las cuales no serían aprovechadas en este trabajo y las que significarían un costo extra desde el punto de vista económico.

Entre sus características más relevantes que se podrían aprovechar en este trabajo figuran:

16 bits de resolución.

Rango de tensión nominal de salida entre $-10V$ y $+10V$.

Comunicación serial SPI.

Corriente máxima de salida de 15mA.

Función de regulación de ganancia y desviación.

Tiempo de seteo de $20\mu s$

RESET digital

Adicionalmente, en el Laboratorio de Electrónica del CINDECA se dispone de una serie de DAC's series entre los cuales se encuentran:

DAC714P de Burr-Brown.

MAX542BC de Maxim.

Debido a que el MAX542BC no tiene salida bipolar directa (para generarla se necesita un amplificador operacional de precisión externo) y su corriente máxima de salida es insuficiente (0,3mA) directamente se optó por descartarlo.

Por otro lado, el DAC714P de Burr-Brown, posee prestaciones que cumplen con todos los requerimientos.

Teniendo en cuenta la dificultad que se presenta en obtener dispositivos del extranjero, al alto costo que esto implica y a la acotada variedad del mercado local se decidió finalizar la búsqueda y emplear el conversor de la firma Burr-Brown mencionado anteriormente.

Vale la pena mencionar que éste DAC tiene excelentes características en cuanto a errores se habla, principalmente error de ganancia. Este error es de $\pm 0,1\%$ y a su vez puede ser ajustado externamente.

Entre sus características se puede mencionar:

- Salidas bipolares de tensión de $\pm 5V$ o $\pm 10V$ ($\pm 5mA$ de carga máxima) a partir de un amplificador de salida interno.
- Interface serie compatible con el módulo SPI del microcontrolador elegido.
- Referencia de precisión interna.
- Bajo ruido: $120nV/\sqrt{Hz}$ incluyendo la referencia.
- Error de ganancia de $\pm 0,1\%$ del fondo de escala (ajustable).
- Error de linealidad diferencial máximo de $\pm 4LSB$.
- Error de linealidad máximo de $\pm 4LSB$.

El rango de tensión elegido en el DAC es de $\pm 5V$, ya que el rango de $\pm 10V$ requiere de circuitos (de ajuste de offset y ganancia) externos que incluyen amplificadores y DAC que encarecerían demasiado el proyecto. En cambio, si se toman salidas de $\pm 5V$ los circuitos de ajuste externos incluyen sólo resistencias y potenciómetros.

V .8. Comunicación con la PC

La comunicación de datos con la PC puede ser en “paralelo” o en “serie”.

La comunicación en paralelo, se basa en la transmisión de varios bits simultáneamente por igual número de cables (más uno de referencia). Este tipo de transmisión esta sujeta a errores provocados por las capacitancias e inductancias que puedan existir en y entre los conductores.

Otra desventaja es el elevado costo de los cables en el caso en que deban transmitirse datos a larga distancia.

Para la transmisión en paralelo de un byte, es necesario un mínimo de nueve cables (ocho para datos y uno para el circuito común de referencia).

Otro problema de la transmisión de datos en paralelo esta asociado con la naturaleza de la tensión que representan los bits. Cuando un bit cambia de estado, la tensión cambia de valor en un tipo del orden de los nanosegundos. A medida que la longitud del cable se incrementa, las propiedades electromagnéticas del mismo limitan la velocidad de cambio de estado de un bit, con lo cual es posible la degradación de la señal o pérdida de datos. Por este motivo, solamente es usado en el interior de la PC o en un entorno muy cercano.

Para que la transmisión de datos sea menos costosa y menos sujeta a errores, existe la alternativa de enviar los datos separados uno después de otro.

En el extremo receptor se invierte el proceso y se reconstruye la secuencia original. De esta manera la transmisión solo se realiza con dos cables (más uno de referencia). Este esquema es denominado comunicación serie.

La transmisión en serie reduce la complejidad y costo del sistema, obteniendo como contrapartida una menor eficacia: es necesario un intervalo de tiempo ocho veces mayor para transmitir ocho bits individuales que para transmitirlos simultáneamente.

El tiempo necesario para la transmisión de un byte es realmente mayor que el correspondiente a la transmisión de ocho bits individuales. Deben añadirse otros bits suplementarios, como son el bit de paridad y el de parada.

La menor velocidad es compensada por el incremento de seguridad y alcance de la señal. Para la comunicación de datos en serie se ha establecido diferentes normas que especifican las características técnicas de la conexión.

A continuación se especifican las más usuales.

V .8.1. Norma RS-232

Se trata de un antiguo estándar de comunicación serie que se diseño para la comunicación entre un equipo terminal de datos (DTE), como una computadora y un equipo de comunicaciones de datos (DCE) como por ejemplo un módem.

En esta norma el circuito de datos es unipolar, es decir, los datos vienen representados por la tensión entre una línea dada y otra de referencia, que es común al transmisor y receptor. Una limitación de los circuitos unipolares, es que si hay una diferencia de potencial grande entre la toma de tierra del generador y la del receptor, se pueden producir errores a la entrada del receptor.

La interfaz serial RS-232 tiene algunas limitaciones, entre las que se encuentran las cortas distancias entre las cuales se puede realizar la comunicación de manera directa, ya que estas no pueden superar los 15 metros, al igual que la velocidad con la cual se puede realizar la transferencia de datos, que no supera los kbps, así

como que solo pueden estar conectados simultáneamente un transmisor y un receptor.

La conexión RS-232 no trabaja con la misma tensión de alimentación de 5V de otros circuitos electrónicos integrados en una PC. Las tensiones que maneja oscilan entre +15V y -15V. Además, los datos son transmitidos al contrario de las convenciones lógicas de uso corriente: una tensión positiva representa un cero, mientras que una tensión negativa representa un 1.

Existe una diferencia entre la definición de salida y de entrada y es el ancho de la región de transición -3V a 3V en la entrada y -5V a 5V en la salida. Esta diferencia se conoce como el margen de ruido del circuito. Este margen limita directamente la velocidad máxima a la que se pueden transmitir datos sin degradación.

Puede ser necesario que el sistema que transmite datos necesite conocer el estado del sistema que los recibe. Para este propósito existe el control activo de dispositivos, conocido también como acoplamiento (handshaking).

El acoplamiento es el modo en que se regula y controla el flujo de datos a través de la conexión. El acoplamiento puede ser por software o por hardware.

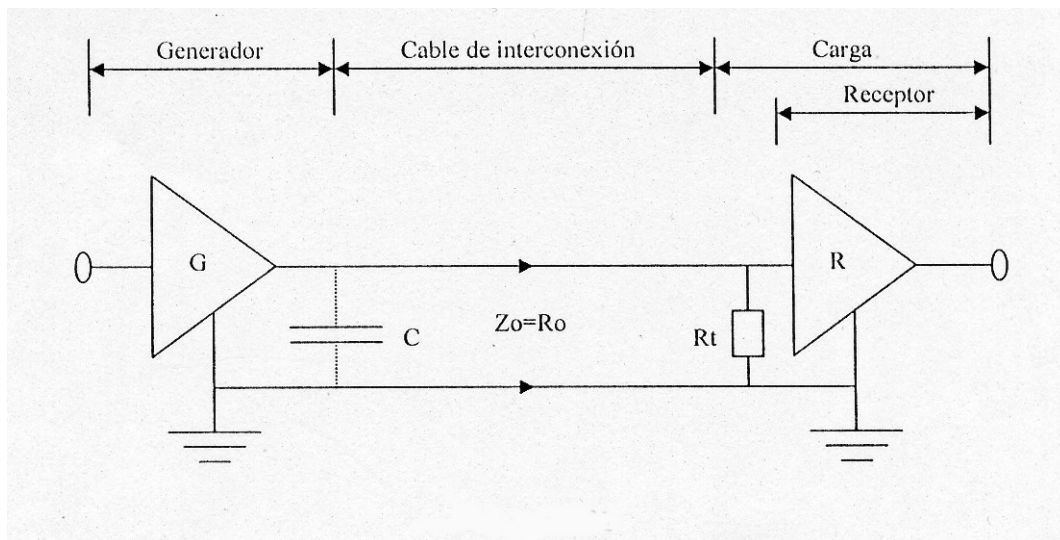


Figura 40. Circuito eléctrico para la transmisión serie de datos según norma RS-232

Se suele utilizar un conector de 25 pines con formato DB25, o cuando no son necesarias todas las señales es posible adoptar un conector de 9 pines (DB9).

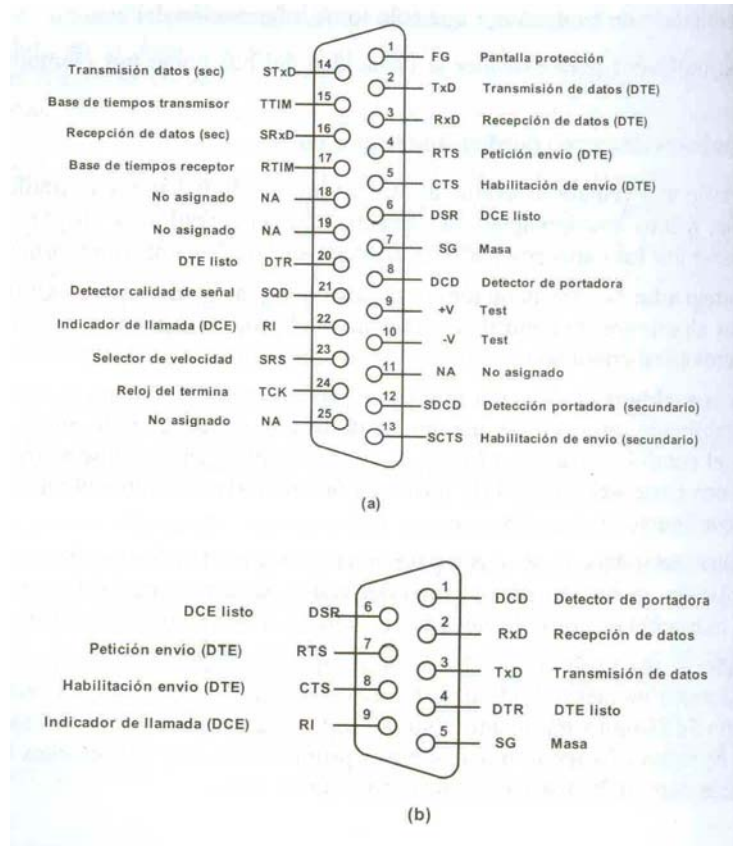


Figura 41. Señales del conector RS-232 con (a) 25 pines y (b) 9 pines

Los datos se transmiten por la línea TxD y se reciben por la línea RxD, en serie, es decir bit a bit. Los niveles de tensión están referidos al terminal SG (línea de masa). Los niveles lógicos "0" y "1" se representan por los niveles físicos de tensión que se muestran en la figura 42.



Figura 42. Niveles de tensión RS 232.

Cualquiera sea el tipo de transmisión es necesario que el receptor se sincronice para saber en todo momento donde comienza la transmisión de un bit, un carácter o un bloque. En la transmisión asincrónica cada carácter va precedido de un bit de inicio y finaliza con 1 o 2 bits de parada que garantizan la sincronización del receptor y permiten el reconocimiento del comienzo y el final del carácter. Esta es la forma de sincronización más simple:

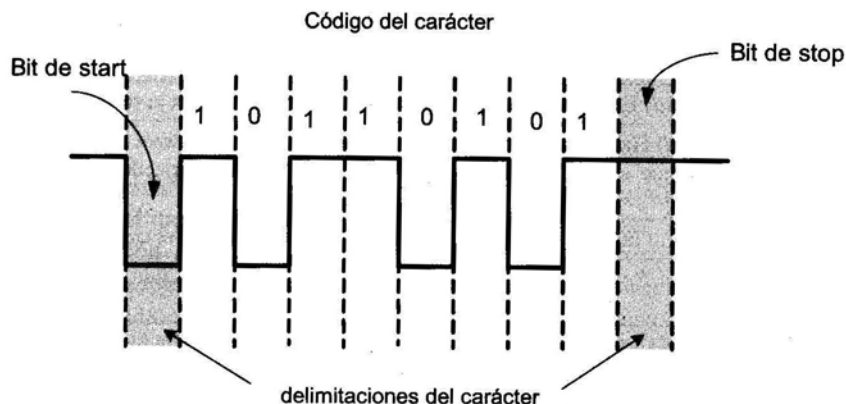


Figura 43. Sistema de transmisión asincrónica de un byte en serie.

Este tipo de enlace se usa para la conexión de una gran variedad de dispositivos con necesidades muy diversas. Para realizar la comunicación puede no ser necesario utilizar todas las líneas del conector, en especial las líneas que llevan la información de control. En algunos casos solo se utilizan las líneas TxD, RxD y SG sin ninguna otra señal de control por hardware.

V .8.2. Norma RS-422 y 485

La conexión mediante las interfaces seriales RS-422/485 se diseñaron para la conexión física de computadoras y terminales directamente, y tienen grandes ventajas sobre su similar más antiguo, la RS-232, entre las que se encuentran:

- La longitud de la interface se puede extender hasta 1200 metros.
- La velocidad puede llegar hasta los 1Mbits por segundo.
- El número de elementos (nodos) aumenta sustancialmente. así para el caso de la interface RS-422 pueden estar conectados un transmisor y hasta 10 receptores, mientras que para las RS-485 pueden estar simultáneamente conectados hasta 32 transmisores/receptores.
- Una ventaja adicional es que mientras los elementos RS-232 necesitan de fuentes duales, porque los niveles de tensión son positivos y negativos con respecto a un terminal común, las interfaces RS-422/485 solo necesitan una fuente de 5V para funcionar adecuadamente, por lo tanto se reducen los costos y se simplifica el diseño por este concepto.

El modo de aumentar la eficacia de transmisión se consigue utilizando circuitos balanceados, es decir, no utiliza un único hilo para transmitir cambiando la polaridad con referencia a un circuito común, sino que utiliza dos hilos para cada señal. Las condiciones de 0 y 1 lógico son determinadas por cambios en la polaridad de los dos hilos, por referencia del uno con el otro.

Este cambio del sistema permite un incremento notable de las prestaciones; utilizando cable trenzado, como antes se dijo, es posible alcanzar distancias de 1200 metros y velocidades de transmisión cercanas a 1 mega bit por segundo (1 Mbps).

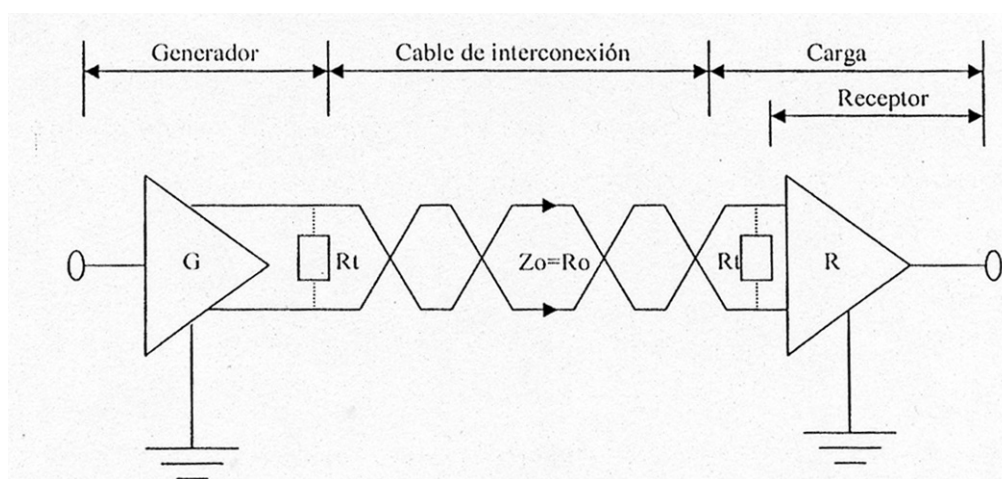


Figura 44. Circuito eléctrico para la transmisión serie de datos según la norma RS-422.

Las líneas balanceadas tienen ventajas sobre las no balanceadas, siendo la más importante la eliminación del ruido electrostático y electromagnético (picos de tensión, oscilaciones e interferencias en general) común a las dos líneas. En las líneas no balanceadas, una corriente de retorno de la señal puede generar ruido en el receptor.

Otra de las ventajas de las líneas balanceadas, es que ellas son inmunes (dentro de algunos límites) a las diferencias de tensión que se pueden encontrar en las tierras de los diferentes nodos de una red; cuando se tienen líneas muy extensas, el potencial de tierra puede variar en algunos voltios entre un nodo y otro. La medida diferencial no toma en cuenta estas diferencias, ya que ella solo mide la tensión entre los dos conductores de la señal.

RS-485 (Estándar EIA-485) es una mejora sobre RS-422 ya que incrementa el número de dispositivos que se pueden conectar (de 10 a 32).

RS-485 es un conjunto que cubre RS-422, por lo que todos los dispositivos que se comunican usando RS-422 pueden ser controlados por RS-485.

Las interfaces RS-422/485 utilizan cable par trenzado (Twisted-Pair), el cual consiste en dos conductores aislados que están retorcidos entre sí, donde las capacidades parásitas a tierra desde cada conductor son parecidas, y con el que se

consigue una buena inmunidad al ruido electromagnético; si el cable adicionalmente tiene una malla conductora rodeándolo, se obtiene una mayor inmunidad. Este cable es el utilizado para las redes telefónicas comunes y es mas barato que otros cables especializados para comunicaciones o medidas, tales como el coaxial.

Particularmente el enlace RS-485 esta basado en la interfaz RS-422 pero utiliza solo un par trenzado para la comunicación. Permite usar una topología de tipo bus, conectando los dispositivos en paralelo a los dos conductores, aunque desde un punto de vista lógico puede después organizarse como un anillo estrella u otro tipo.

V .8.3. Diferencias entre RS-422 y RS-485

Las diferencias más importantes, la constituyen los hechos que mientras la RS-422 establece una comunicación full-duplex (para lo cual necesita cuatro líneas), la RS-485 establece una comunicación half-duplex (utiliza solo dos líneas), y mientras que en una red RS-422 solo puede existir un administrador de las comunicaciones y 10 receptores, en la RS-485 pueden estar presentes 32 administradores/receptores; por lo tanto, la primera se consolida como un sistema de maestros-esclavos, mientras que en la segunda, cualquiera de los nodos puede administrar la comunicación: todos se encuentran en el mismo nivel. Las diferencias anteriores se reflejan principalmente en los drivers. En este proyecto se trabajó con la interface RS-422.

V .9. Módulo de comunicación del PIC con la PC

Para constituir la comunicación entre la PC y el microcontrolador se decidió hacerlo mediante el protocolo de comunicación serie que es muy común en los equipos de instrumentación y control.

Dentro de las distintas normas de comunicación serie, se optó por la denominada RS-422, ya que permite una comunicación del tipo full-duplex a distancias de hasta 1200 metros y velocidades de transmisión cercanas a 1 mega bit por segundo (Mbps).

Adicionalmente, se decidió que la comunicación sea opto aislada para independizar a las tierras del sistema y de la PC, para así desvincular el ruido que esta última introduce en el sistema.

Para realizar la comunicación con la PC, se aprovechó la interface RS-232 residente en la misma para posteriormente implementar la norma RS-422. Para llevar a cabo esta tarea fue necesario trasladar en primer lugar los niveles de tensión RS-232 a niveles TTL, y luego a RS-422 si se trata de un transmisor, o viceversa, si se trata de un receptor.

Estos niveles de tensión y la lógica en una interface RS-232 son muy diferentes de otros conocidos, ya que allí las señales tienen doble polaridad, y la lógica es contraria a la convencional, o sea que una tensión que está comprendida entre -5V y -15V definen un estado lógico alto, mientras que una tensión entre +5V y +15V definen un nivel lógico bajo.

Los niveles de tensión TTL por su parte son (a partir de una alimentación de 5V) de 2V a 5V para que sea considerado nivel alto de entrada y de 0V a 0,8V para que sea considerado como nivel bajo de entrada. Mientras que de 2,4V a 5V son los rangos para que sea considerado como nivel alto de salida y de 0V a 0,4V para que sea considerado como nivel bajo de salida.

Existen varios circuitos integrados para convertir los niveles RS-232 a TTL y viceversa. En este caso se utilizó el circuito integrado MAX-232 de la firma MAXIM. Generalmente cuando se trabaja con la interface RS-232 es necesario proveer al transmisor y al receptor de una fuente de doble polaridad.

El MAX232 acorta esa necesidad, ya que requiere solamente una fuente de +5V para su operación por que posee un elevador de tensión interno que convierte la tensión de +5V al de doble polaridad $\pm 12V$.

El circuito integrado incluye además dos pares completos de transmisor y receptor. En la figura 45 se muestra el esquema de conexión del MAX232 con la PC.

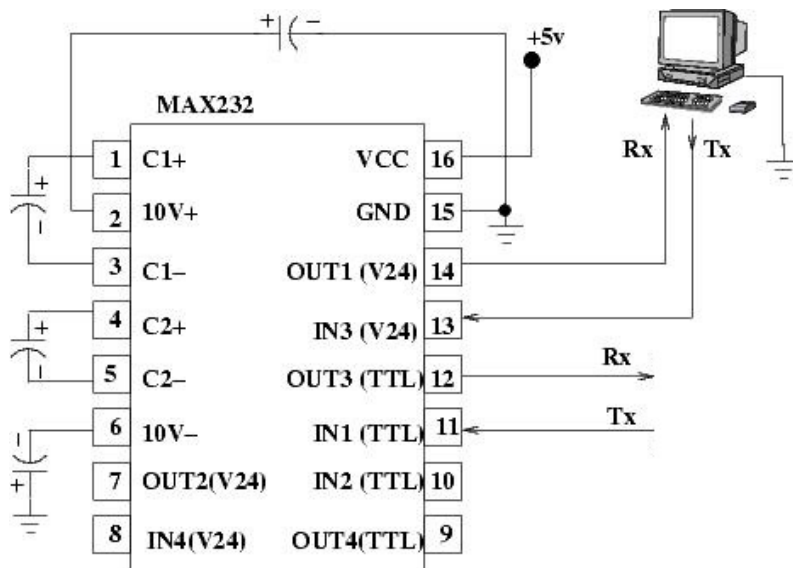


Figura 45. Esquema de conexión del circuito integrado MAX232 con la PC

La interface RS-422 define únicamente los niveles de tensión para su implementación. Existen varios circuitos integrados que permiten el cambio de niveles TTL a señales diferenciales de tensión, y viceversa. Para conseguir esto, se

puede utilizar la serie de circuitos integrados SN7517X de Texas Instruments, la serie 9517X de National Semiconductor y Motorola, o la serie MAX48X de Maxim.

En el presente Trabajo Final se utilizó el circuito integrado SN75179 de Texas Instruments.

V .9.1. Descripción del funcionamiento del SN75179

Este circuito integrado contiene un transmisor y un receptor. El transmisor traslada los niveles de tensión TTL a RS-422, mientras que el receptor traslada los niveles RS-422 a TTL.

Para que se considere válida la salida, la diferencia de tensión entre las dos señales de salida del transmisor, denominadas Y (no inversora) y Z (inversora), debe tener un nivel de al menos 1,5V aunque una diferencia de 5V es lo típico.

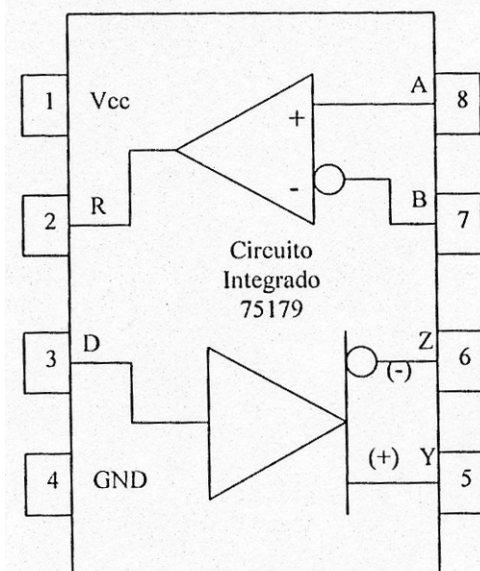


Figura 46. Esquema del circuito integrado 75179.

Como se puede ver en la figura 46, si la señal de entrada D de un transmisor RS422/485 se encuentra en un nivel alto, la salida Z será al menos 1,5V más positiva que la salida Y; por el contrario, si la entrada D se encuentra en un nivel lógico bajo, la salida B será al menos 1,5V más positiva que la salida A.

También se observan las condiciones de tensión para el receptor donde la diferencia entre las entradas A y B solo necesita ser de 0,2V para un nivel lógico válido. Si A es al menos 0,2V más positivo que B, la salida del receptor tendrá un nivel lógico alto; si B es al menos 0,2V más positivo que A, la salida tendrá un nivel lógico bajo. Así mismo, si la diferencia entre las entradas A y B es inferior a 0,2V el nivel lógico a la salida del receptor será impredecible. En el peor de los casos, la

diferencia entre las tensiones en la salida del transmisor y en la entrada del receptor permite que la señal se atenúe hasta 1,3V, para que el receptor pueda reconocer los datos apropiadamente.

Si la salida del transmisor genera una diferencia de 5V, el margen de seguridad para la atenuación es mayor que 4,8V.

Con dos circuitos integrados de estos se puede crear un enlace full-dúplex que lleve información en ambas direcciones simultáneamente.

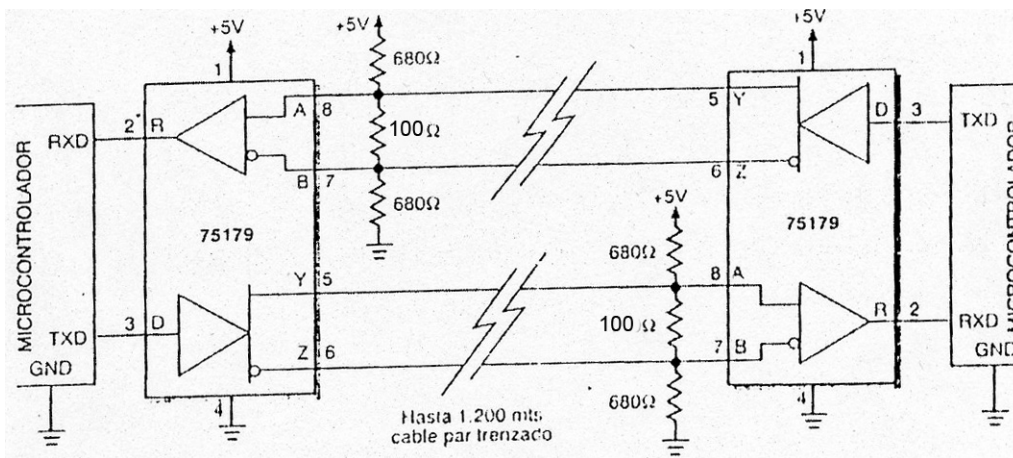


Figura 47. Esquema del enlace full dúplex.

En la figura 47 se observan dos resistencias de 100Ω en la entrada de cada receptor RS-422 que cumplen una labor muy importante.

El cable utilizado (UTP no apantallado) se debe tratar como una línea de transmisión con una impedancia característica (100Ω). Cuando las frecuencias son bajas y los conductores son cortos se puede considerar el conductor como una perfecta unión de 0Ω . Pero una línea de transmisión difiere de un conductor ordinario ya que posee su impedancia característica, la cual es un parámetro que varía con el diámetro de los conductores, el espaciado y el tipo de aislamiento, pero que prácticamente no varía con la longitud del conductor (a menos que éste sea demasiado largo).

Hay que tener presente que una línea de transmisión siempre debe terminar en una carga igual a su impedancia característica. Para esto se debe colocar una resistencia (de igual valor a su impedancia) en ambos extremos del cable.

El valor de la resistencia puede tener una ligera variación sin que esto perturbe las comunicaciones, pero cuando dicha variación es muy grande una buena parte de la señal se reflejará en el receptor y regresará al transmisor, el cual podrá interpretar la señal reflejada como una señal válida en la línea. Los problemas de reflexión aumentan con la velocidad de conmutación de las señales, o con los tiempos de subida de las señales.

También es importante que todos los receptores tengan a la salida un estado lógico alto "1" cuando no hay un transmisor activo o esté desconectado, ya que si

cualquiera de las dos condiciones ocurre, el nivel de entrada que ve el receptor puede ser indefinido, lo cual puede inducir errores en el proceso de comunicación. Además, las líneas de comunicación serial del microcontrolador permanecen normalmente en un nivel de tensión alto, y solo bajan cuando están transmitiendo o recibiendo datos. Esta es la razón por la cual se han agregado un par de resistencias idénticas a cada una de las líneas de entrada a los receptores; éstas aseguran que el terminal A sea al menos 0,48V más positivo que el terminal B. Por lo tanto la salida de cada receptor mantendrá un estado lógico alto.

V .9.2. Aislamiento de señales digitales

La máxima tensión de modo común aceptable a la entrada del receptor de la norma RS-422 no debe exceder los $\pm 7V$.

Simultáneamente, si se quisieran cubrir grandes distancias aumenta la probabilidad de que la diferencia de potencial entre tierras sea mayor. Para estos casos se introduce un aislamiento galvánico entre emisor y receptor para que las corrientes entre tierras no dañen a los componentes.

El aislamiento en la distribución de señales es necesario cuando hay diferencias de potencial elevadas entre tomas de tierra. Esto sucede cuando las señales se transmiten a distancias largas, cuando hay motores en el sistema y en general cuando hay subsistemas con fuentes de alimentación independientes.

Las señales se aíslan normalmente mediante un opto acoplador, que consiste en un diodo emisor de infrarrojo y un foto detector (que puede ser un fotodiodo o un fototransistor). Todos los opto acopladores son intrínsecamente unidireccionales, y esto impide que las posibles interferencias en el circuito de salida pasen hacia el circuito de entrada.

Un opto acoplador es un componente formado por al menos la unión de un emisor y un fotodetector acoplados a través de un medio conductor de luz. La señal de entrada es aplicada al foto emisor y la salida es tomada del fotoreceptor.

Los opto acopladores son capaces de convertir una señal eléctrica en una señal luminosa modulada y volver a convertirla en una señal eléctrica. La gran ventaja de estos consiste en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

Al realizar un acople entre dos sistemas mediante la transmisión de energía radiante (fotones), se elimina la necesidad de una tierra común, es decir que ambas partes acopladas pueden tener diferentes tensiones de referencia.

Los opto acopladores se clasifican según la señal de entrada que aceptan y según el tipo de salida que ofrecen. Las características que deben considerarse en la selección de un opto acoplador son: aislamiento de alta tensión y ruido, ganancia de corriente , velocidad tamaño.

En el presente Trabajo Final se eligió el opto acoplador 6N137 de Texas Instruments, ya que posee excelentes características de velocidad para establecer las comunicaciones digitales.

El opto acoplador 6N137 está diseñado para ser usado en aplicaciones de interfaces digitales de alta velocidad al mismo tiempo que presenta alto aislamiento de tensión entre la entrada y la salida (3000V DC mínimo).

Entre sus aplicaciones se incluyen receptores de línea, interfaces entre microprocesadores o PCs, programación digital de fuentes de alimentación flotantes, motores y otros sistemas de control.

Consiste de un diodo emisor de luz GaAsP (Galio, Arsénico, Fósforo) LED, ópticamente acoplado a un circuito detector de luz integrado, compuesto de un fotodiodo, un amplificador de alta ganancia y un transistor de salida a colector abierto.

Con una corriente de entrada directa de 5mA (como máximo), se conmuta la salida del transistor al estado bajo, provocando una corriente de salida de 13mA (suficiente para alimentar 8 cargas TTL de 1.6 mA cada una). Su velocidad de cambio es elevada (máximo 75 ns). Adicionalmente, el opto acoplador 6N137 es compatible con entradas TTL y se diseña para ser operado desde 0 °C a 70 °C.

En la figura 48 se puede ver un esquema interno del dispositivo:

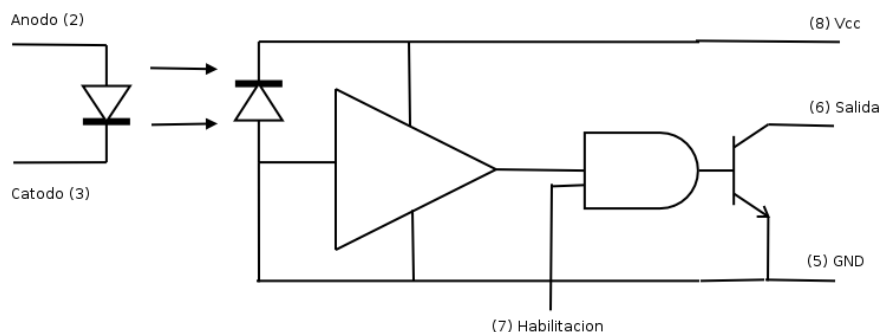


Figura 48. Esquema interno del opto acoplador 6N137.

V.9.2.1. Módulo de comunicación serie implementado

En esta sección se describe el diseño del dispositivo de comunicación serie bajo norma RS-422 optoaislado.

Para opto-aislar la comunicación, se diseñó un circuito con el integrado 6N137 el cual se sitúa entre el MAX232 y el 75179 que contiene un bloque de polarización y de excitación. La figura 49 presenta el circuito del módulo de comunicación serie completo.

Con los valores de resistencia elegidos, cuando se aplica un “0” lógico en la base de los transistores T1 y T2, estos entran en modo de saturación, y como

consecuencia circula una corriente directa de unos 13mA por los fotodiodos de los 6N137, generando la saturación de sus transistores de salida internos, lo que es equivalente a un "0" lógico.

Así mismo, cuando se aplica un "1" lógico en la base de los transistores T1 y T2, estos entran en régimen de corte, por lo cual no circula corriente por los fotodiodos del 6N137, por lo que sus transistores de salida quedan cortados, lo que equivale a un "1" lógico.

La salida del transistor a colector abierto del 6N137 se pone a 5 V a través de una resistencia de pull-up, para así obtener niveles de salida TTL, con una corriente de 7,3 mA.

Se hizo que las entradas de habilitación de la salida del opto acoplador estén siempre activas, conectando la fuente a la pata 7 del integrado.

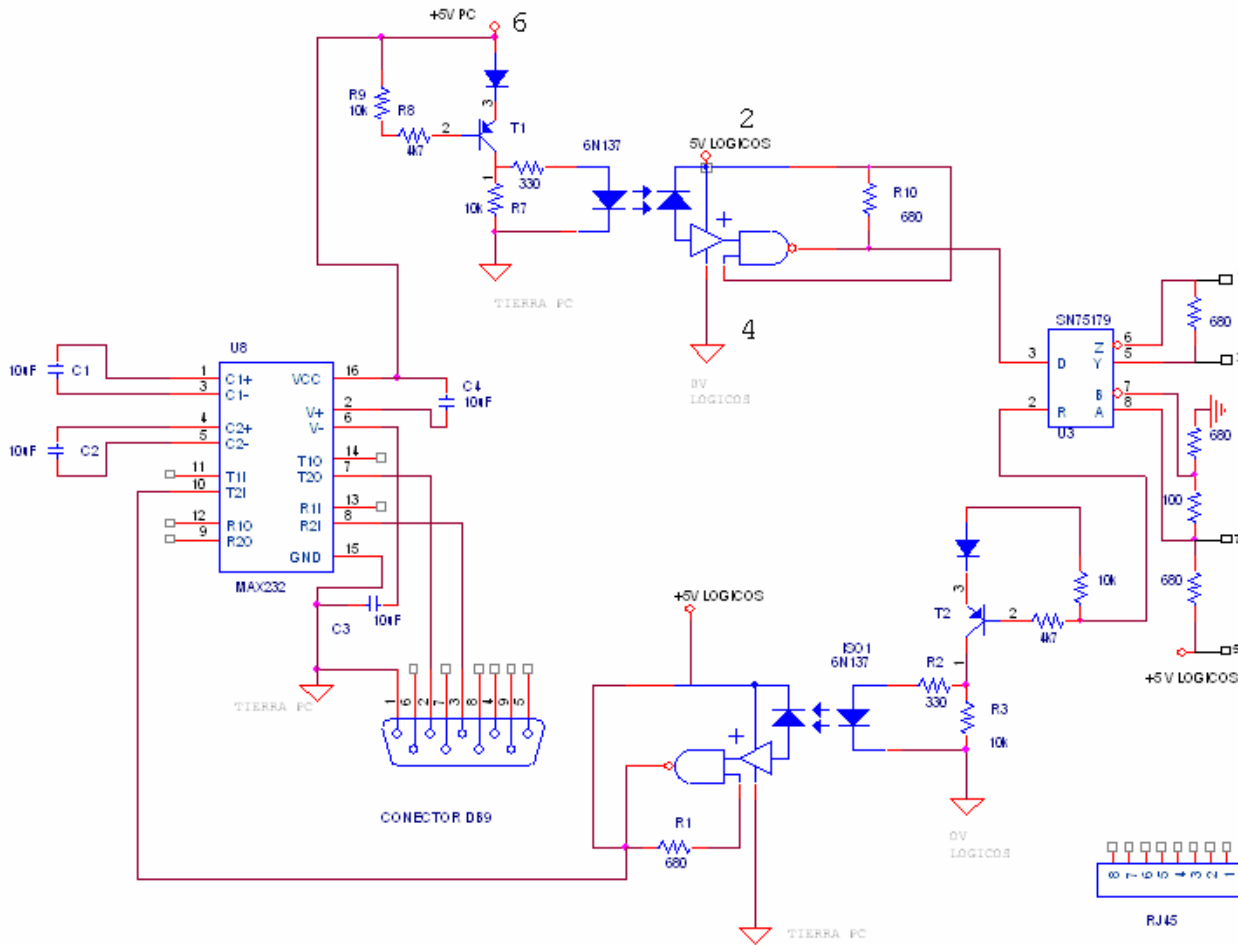


Figura 49. Circuito del módulo de comunicación serie

Se muestra a continuación un diagrama en bloques del módulo final de comunicación serie, en el que se detallan los componentes utilizados. En el mismo se ven los sucesivos cambios que se necesitan en los niveles de las señales para adaptarlos a las distintas normas de interface serie.

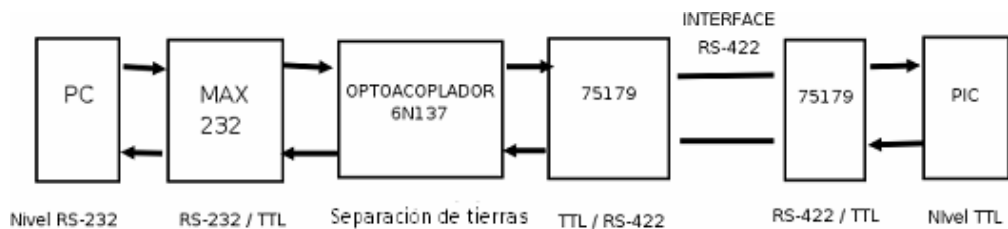


Figura 50. Diagrama de bloques del circuito de comunicación serie.

V .10. Fuente múltiple de tensión: criterios y diseño

Para proveer las tensiones de alimentación necesarias para los diversos bloques del sistema se diseñó una fuente múltiple de tensión utilizando reguladores de tensión monolíticos.

En este caso se utilizaron reguladores de tensión fija con tres terminales. Estos tienen un terminal para la entrada no regulada (IN), la salida regulada (OUT), tierra (COMMON). y están ajustados para proveer una tensión de salida constante.

Las tensiones de alimentación requeridas son las siguientes:

V+ analógico = + 12V I_{max} = 65 mA
V- analógico = - 12V I_{max} = 65 mA
V_{ref} analógica = 0V

V+ lógico = 5V I_{max} = 80 mA
V_{ref} logica = 0V

V_{ref} analogica = V_{ref} lógica

V+ PC = 5V I_{max} = 40mA
V_{ref} PC = 0V

Diseño

Teniendo en cuenta las tensiones necesarias con sus correspondientes consumos antes mencionados, se diseñó una fuente cuyo esquema circuital puede verse en la figura 51.

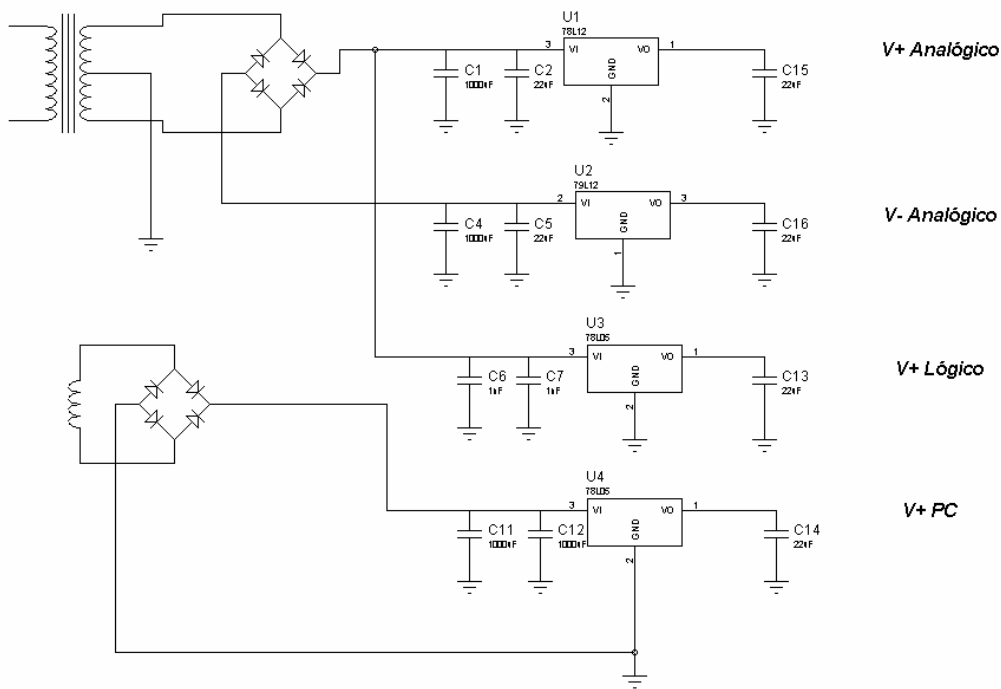


Figura 51. Esquema de la fuente múltiple de tensión.

Datos para el diseño:

$$\begin{aligned} V_{+ \text{ no regulada mínima}} - V_{\text{salida}} &\geq 3 \text{ V} \\ 220 - 10\% &\leq V_{\text{eficaz línea}} \leq 220 + 5\% \\ I_{\text{CC MAX}} &= 65 \text{ mA} \\ \text{Tensión de rizado (valor pico a pico)} &= 1 \text{ V} \end{aligned}$$

De acuerdo con el valor de la tensión mínima no regulada, la cual se presenta cuando la tensión de línea es mínima y teniendo en cuenta la tensión de rizado tenemos que:

$$V_{+ \text{ no regulada nominal}} = 12 \text{ V} + 3 \text{ V} + 0.1(12 \text{ V} + 3 \text{ V}) = 16.5 \text{ V}$$

Experimentalmente para fuentes de tan baja potencia como esta se cumple:

$$V_{+ \text{ no regulada nominal}} = (V_{\text{eficaz secundario}} * 1.41 * 0.9) \text{ V} - 0.7 \text{ V}$$

$$\text{Por lo tanto } V_{\text{eficaz secundario}} = (16.5 \text{ V} - 0.7 \text{ V}) / 1.41 * 0.9 = 12.4 \text{ V}$$

Partiendo de la necesidad de contar con dos referencias distintas se utilizó un transformador con dos secundarios independientes

Teniendo en cuenta se esta desarrollando un prototipo se decide utilizar optimizando tiempos y costos un transformador disponible con las siguientes especificaciones:

$$\begin{array}{ll} V_{\text{ef secundario por rama (1)}} = 22 \text{ V} & I_n = 300 \text{ mA} \\ V_{\text{ef secundario (2)}} = 10 \text{ V} & I_n = 150 \text{ mA} \end{array}$$

Para un circuito de onda completa el capacitor de filtro puede calcularse con la siguiente expresión:

$$C \geq \frac{I_{\text{max}} \cdot T}{V_{\text{rizado}}}$$

con lo que el valor del capacitor necesario es $C=325 \text{ uF}$.

Tomando una actitud conservadora se elige $C=1000\text{uF} \times 35 \text{ V}$

Consideraciones Térmicas

$$P_{D_{\text{max}}} = V_{\text{noregulada max}} \cdot I_{\text{max}} = (16.5 + 0.05 \cdot (16.5)) \cdot 65 \text{ mA} = 1.12 \text{ W}$$

Para el LM7812, con un encapsulado TO-220AB, según la hoja de datos la $\theta_{\text{JC}}=4 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Fijando que la temperatura ambiente máxima es de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ (laboratorio), y permitiendo una temperatura máxima del disipador de $50 \text{ }^\circ\text{C}$ se tiene que:

$$\theta_{\text{DA}} = \frac{50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{1.12\text{W}} = 22.32^\circ\text{C/W}$$

Consultando el catalogo de los fabricantes se busco el disipador adecuado.

CAPÍTULO VI – PRIMERAS EXPERIENCIAS CON EL MICROCONTROLADOR

VI.1. Herramienta de desarrollo, programación y primeras experiencias con el microcontrolador

Es bien conocido que cuando un microcontrolador tenía apenas 1 o 2 kbytes de memoria, la programación en lenguaje ensamblador era la única opción. De esta forma la memoria disponible podía llenarse fácilmente con unas pocas líneas de un lenguaje de programación de alto nivel, ya que una única línea normalmente se traducía en numerosas líneas del lenguaje ensamblador, como resultado de la expansión del programa que generaba el compilador (39).

En contraste, hoy en día, existen compiladores en lenguaje C para todas las familias de microcontroladores. En el presente Trabajo Final, se decidió usar el compilador en lenguaje C. Si bien existe un desarrollo de MICROCHIP, se decidió el uso del compilador de la firma Custome Computer Service (CCS) denominado PICC, ya que posee una optimización excelente, una extensa biblioteca y abundante material bibliográfico acerca de sus aplicaciones (38, 40, 41). Adicionalmente se contaba con una placa experimental en el Laboratorio de Electrónica del CINDECA que posee: circuito de reset externo; circuito generador de pulsos externos, los cuales entran a la pata TOCKI, permitiendo que el TIMER0 funcione como un contador de tiempo real; circuito de comunicación serie; arreglo de diodos LED, con posibilidad de conectarse a cualquier puerto del microcontrolador y un display LCD de 4 líneas de 20 caracteres (4x20).

En las secciones siguientes se describen todas las experiencias realizadas con el microcontrolador PIC con el fin de desarrollar el sistema patrón de temperatura para la contrastación del pirómetro infrarrojo.

VI .2. Primeras experiencias con el PIC

Las primeras pruebas realizadas, se hicieron con la única meta de adquirir experiencia en el uso del microcontrolador. Estas pruebas consistieron básicamente en el prendido y apagado de leds; el conteo de pulsos del reloj externo y otros programas simples en lenguaje ensamblador.

La primera experiencia con el compilador, se focalizó en el manejo del display LCD disponible. El display de cristal líquido está conectado al microcontrolador según se muestra en la Figura 52.

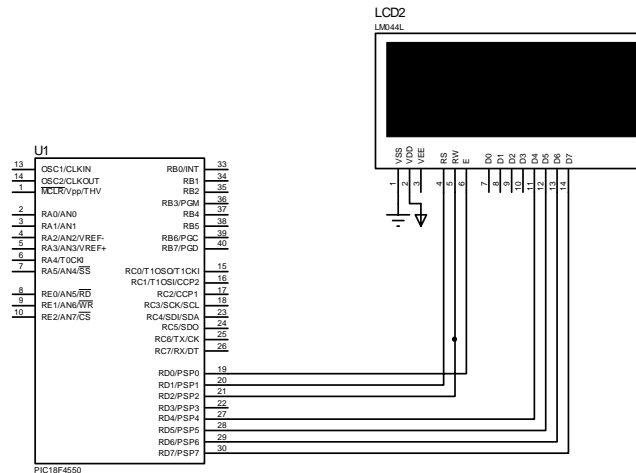


Figura 52. Diagrama de conexión del LCD al microcontrolador (Nota: en el gráfico solo se representa la conexión display-microcontrolador obviando cualquier otra conexión).

El compilador, posee una biblioteca referida al manejo de un display LCD; pero la misma está pensada en los diplays más comunes que son los de 2 líneas por 16 caracteres (2x16), por lo cual se la modificó para adaptarla a las nuevas necesidades. A tal fin, se grabó un programa que exhibía en el display todo tipo de símbolos y palabras 4 líneas distintas y se observó que funcionaba correctamente.

VI .3. Primer ensayo con el A/D

En el primer ensayo con el A/D, se colocó una tensión de referencia diferencial entre las patas V_{ref}^+ y V_{ref}^- de 4V, siendo $V_{ref}^+ = 4,5V$ y $V_{ref}^- = 0,5V$. Como el A/D es de 10 bits, cuando la tensión de entrada al mismo sea mayor o igual a 4,5V, el resultado de la conversión deberá ser $2^{10}-1=1023$ y cuando la tensión de entrada sea menor o igual a 0,5V la conversión deberá ser igual a 0.

Se programó el microcontrolador para que adquiera los datos en el canal AN \emptyset y muestre el resultado de la conversión en el display gráfico cada 2 segundos.

Mediante un resistor variable de 10 vueltas del tipo helipot, se consiguió que en la entrada del A/D hubiera una tensión variable entre 0V y 5V. De esta forma fue posible observar en el display LCD que cuando se llegaba y/o superaba los 4,5V a

la entrada y cuando la tensión era igual o inferior a 0,5V el resultado era el esperado (1023 y 0 respectivamente).
Estos experimentos permitieron establecer la reproducibilidad que posee el A/D.

VI .4. Ensayo de comunicación entre el PIC y la PC

En esta sección se describe el experimento llevado a cabo con el fin de probar la comunicación serie entre el microcontrolador y la PC. En este sentido, se repitió el ensayo descrito en la sección VI .2 pero en lugar de observar los resultados en el display gráfico (LCD), se desarrolló un programa en Visual Basic que permitió observar dichos resultados en un cuadro de texto en la pantalla de la PC.

La idea general del programa desarrollado en Visual Basic consiste en programar un timer para que la PC le envíe al microcontrolador un número (al cual denominamos número de tarea) cada un determinado tiempo (2 s). El microcontrolador lo interpreta, adquiere la tensión presente en AN \emptyset y envía a la PC el byte alto y el byte bajo. Luego ésta los convierte en milivolts y los presenta en un cuadro de texto.

Es importante mencionar que tanto el microcontrolador como la PC se configuraron de forma tal que la comunicación se realice a 9600 baudios.

Por lo tanto, con este ensayo se pudo comprobar tanto la transmisión como la recepción por parte de la PC y el microcontrolador.

En la Figura 53 se puede observar el cuadro de texto que representa la tensión adquirida por la PC.



Figura 53. Pantalla de la PC que representa la adquisición de la tensión.

VI .5. Ensayos de comunicación entre el PIC y el DAC 714

Los ensayos descritos en esta sección están basados en el boletín de aplicación AB-130 de Burr-Brown denominado "Interfacing the DAC714 to microcontrollers vía SPI", en particular para el HC11 de Motorola. Las ideas aportadas por esta nota fueron adaptadas a las características del microcontrolador utilizado (ver este boletín en el CD adjunto).

La nota de aplicación nombrada anteriormente establece que el diagrama de tiempos del DAC714 dificulta su uso para la implementación de una interface SPI. Esto se debe a que requiere 16 ciclos de reloj para cargar el registro de desplazamiento serie y un ciclo de reloj adicional para actualizar el registro DAC (con A1#). Es decir que A1# debe ser puesta en bajo en este ciclo de reloj adicional. La nota de aplicación antes mencionada explica una forma sencilla de usar el DAC714 con una interface SPI.

A pesar de que el DAC714 tiene un pin llamado CLK#, los datos no necesariamente pueden cargarse en el DAC usando este pin. En lugar de entrar la señal de reloj usando A0# o A1#, puede usarse A0# para generar la señal de reloj interna para el DAC714, mientras que CLK# se mantiene en bajo. Si el reloj es usado para cargar

el registro de desplazamiento y actualizar el registro DAC, se necesitarían un total de 17 pulsos de reloj. Esto es, un ciclo de reloj adicional, que es difícil de generar con una interface SPI. Si A0# es usada para desplazar los datos en el DAC, SCK (pin generador de los pulsos de reloj del módulo SPI del PIC) puede aplicarse directamente a A0#, porque requiere sólo 16 ciclos de reloj para desplazar un nuevo valor en el DAC. La actualización de la señal puede realizarse usando instrucciones de BCF/BSF en un pin del PIC. Para que el DAC opere adecuadamente, es mejor que el reloj se mantenga en alto entre dos conversiones.

De acuerdo a lo discutido anteriormente, la conexión de los pines sería la siguiente: en A0#, entran los pulsos de SCK del PIC; A1# y CLK# son manejadas por dos pines de propósito general del PIC y en SDI ingresan los datos desde SDO del PIC.

Por otra parte, para realizar un comportamiento de encendido bien definido, la señal de CLR# es derivada de un circuito de reset usado para el PIC. Esto asegura que no haya una tensión indefinida de salida antes de que el PIC realice su rutina de iniciación.

Ya que el rango de tensión de salida elegido para el DAC fue de $\pm 5V$, se implementó el circuito de ajuste externo mostrado en la Figura 54, que incluye sólo resistencias y potenciómetros. Sin embargo, si la tensión de salida fuera de $\pm 10V$ se hubiera requerido de circuitos externos de ajuste de offset y ganancia que incluirían amplificadores, con lo que la aplicación del DAC sería bastante más compleja.

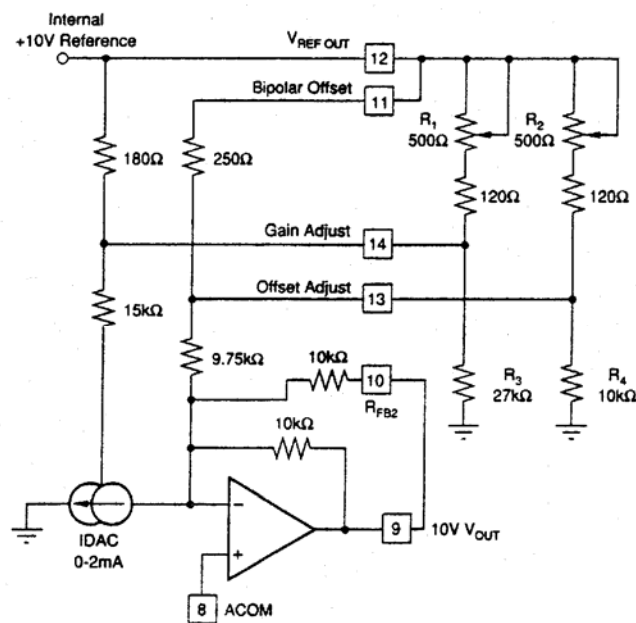


Figura 54. Circuito de ajuste de offset y ganancia para una salida de $\pm 5V$.

El primer ensayo consistió en cargar el DAC desde la PC con entradas digitales expresadas en complemento a dos, y observar las salidas correspondientes. Los resultados obtenidos se pueden observar en la tabla 6.

VI .6. Calibración del DAC

En esta sección se describe la calibración del conversor digital analógico de la placa de adquisición. Para esto se ajustaron los valores de los offsets y de las ganancias de forma tal de poder determinar la relación peso-corriente adecuadamente. A tal fin, se recurrió a ajustar los potenciómetros correspondientes, según lo indicado en sus hojas de datos. Para medir estos ajustes se empleó un multímetro digital, marca BECKMAN , de $4^{1/2}$ dígitos, el cual permite medir tensiones continuas con una exactitud de 0,05%.

El ajuste de offset se realizó a través de la aplicación del código digital 8000 H que produjo la máxima salida negativa de tensión (-5V) y se ajustó el potenciómetro de offset en ese valor. Así mismo, el ajuste de ganancia se realizó aplicando una entrada digital que generó una salida de tensión máxima (5V), y luego se ajustó el potenciómetro de ganancia a ese valor.

Tabla 6. Valores de entrada y salida para el ensayo de comunicación entre el PIC y el DAC.

Entrada digital	Salida analógica (V)
8000h	(-)4,999
C000h	(-)2,499
FFFFh	0,000
0001h	0,001
4000h	2,500
7FFFh	5,000

La comparación entre los resultados publicados en la hoja de datos del DAC714 (ver hoja de datos en el CD adjunto) y los obtenidos en el presente ensayo indica el correcto funcionamiento del conversor.

VI .7. Primer ensayo del sistema medida del peso

Una vez finalizado el armado del nuevo sistema de medida de peso descrito en el Capítulo IV, se realizaron las pruebas correspondientes para verificar su correcto funcionamiento. El sistema está diseñado para equilibrar una corriente de entrada, independientemente del origen de dicha corriente. Por lo tanto, mediante el empleo de una fuente variable de tensión se generaron diferentes corrientes equivalentes a la diferencia de peso.

La respuesta del sistema se visualizó en una PC a través de un software desarrollado en lenguaje Visual Basic cuyo diagrama de flujo se presenta en la Figura 55.

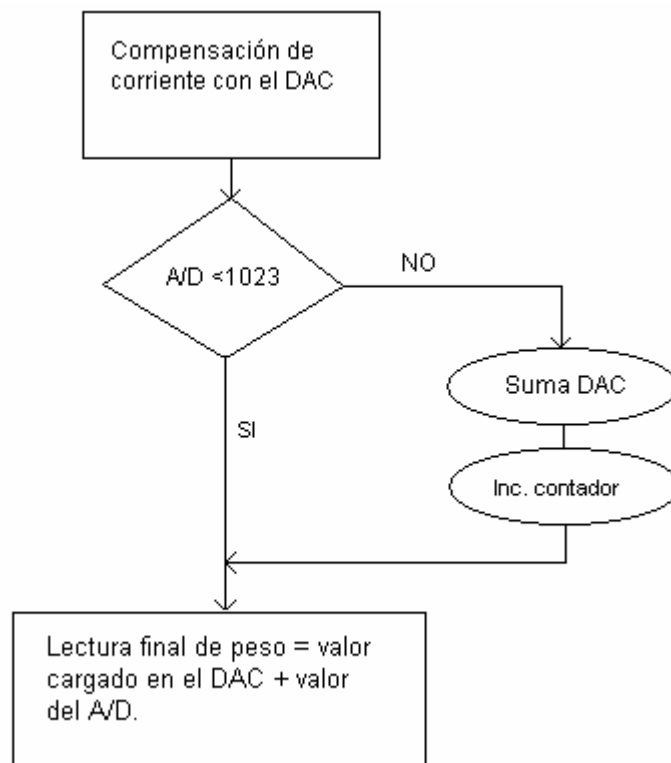


Figura 55. Diagrama de flujos del sistema de medida.

Inicialmente el PIC se encuentra en lazo de espera, aguardando el arribo de una palabra desde la PC. Si recibe la palabra 01 (en formato hexadecimal) se queda esperando dos bytes que también serán enviados desde la PC. Estos dos bytes corresponden respectivamente al byte alto y bajo de la palabra que representa el

número a cargar en el DAC. En contraste, si recibe la palabra 02 adquiere los datos del canal AN \emptyset de su conversor A/D interno y los envía a la PC en dos bytes, primero envía el byte alto y luego el bajo. Luego, la PC convierte los bytes provenientes del PIC a su valor correspondiente en peso y los suma, resultando el valor final de la medida.

A los fines de obtener la medida de peso se implementó un algoritmo según el cual la PC le envía la palabra 02 al PIC. Si el valor devuelto por el PIC es igual a 1023 significa que el A/D se encuentra fuera de rango y por lo tanto, se debe disminuir su señal de entrada. Para esto la PC envía la palabra 01 al PIC, el cual incrementa un salto de 80mV en el DAC que será restado de la señal de entrada al A/D. Adicionalmente se incrementa un contador (inicialmente en cero) para luego contar los saltos que se dieron en el DAC y así obtener el valor cargado en el mismo. Luego la PC vuelve a mandar la palabra 02 al PIC y si el valor devuelto por este sigue siendo igual a 1023 se repite el paso anterior. Esto se vuelve a ejecutar hasta que el valor devuelto por el PIC sea menor que 1023. Cuando esto sucede, la PC lee el valor del contador que representa la cantidad de saltos incrementados en el DAC, y finalmente lo suma al valor devuelto por el PIC (valor cargado en el A/D), previa conversión de ambos datos a sus valores correspondientes en miligramos.

Con el propósito de compensar la no linealidad del DAC se confeccionó experimentalmente una tabla con los valores digitales para los cuales la salida del DAC se incrementa en 80 mV. Esto se realizó mediante la carga de distintos valores digitales en el DAC hasta medir en la salida del mismo los valores de tensión deseados a través de un multímetro de 4 ½ dígitos. En la tabla 7 pueden observarse los resultados obtenidos para valores positivos de tensión.

Tabla 7. Valores digitales obtenidos para lograr incrementos de 80 mV en el DAC

Palabra Digital [Hex]	Tensión medida [mV]
205	80,00 ^{*1}
410	160,01 ^{*1}
620	240,00 ^{*1}
82C	320,0 ^{*2}
A37	400,0
C42	480,0
E4D	560,0
1058	640,0
1265	720,0
146E	800,0
167 ^a	880,0
1886	960,0
1A92	1040,0
1C9E	1120,0
1EAA	1200,0
20B6	1280,0
22C2	1360,0
24CF	1440,0
26DB	1520,0
28E7	1600,0
2AF3	1680,0
2D02	1760,0
2F0F	1840,0
311A	1920,0
3326	2 ^{*3}

^{*1} Valores medidos en la escala de 200 mV. ^{*2} Los valores entre 82C y 311A se midieron en la escala de 2V. ^{*3} Valores medidos en la escala de 20 V.

VI .8. Calibración del sistema de medida de temperatura

Como se mencionara en el Capítulo IV, la contrastación del pirómetro se realizó a través de un circuito que posee un sensor Pt100 (ver Figura 22). En esta sección se describirá la calibración de este circuito a través de una llave de 1 polo y 10 posiciones con 10 valores posibles de resistencias representativas de temperaturas equivalentes.

Esta llave se desarrolló en el contexto del presente Trabajo Final y se validó en el Laboratorio Estudiantil de Medidas Eléctricas (LEME). El correspondiente certificado de contraste se presenta en al Apéndice de este capítulo.

El ajuste del circuito se realizó en tres etapas sucesivas:

Etapa N° 1: primeramente se ajustó el integrado INA114 para lo cual sin colocar el circuito integrado LF412, con la pata 5 del INA a 0V y con la llave en la posición 0 se conectó a través de una resistencia R (de valor tal que otorgue el fondo de escala incremental) una tensión conocida. Luego se ajustó la ganancia con el potenciómetro PG para obtener el valor deseado.

Etapa N° 2: se conectó el circuito integrado LF412 previo retiro de la pata 5 del INA de los 0V y la resistencia utilizada en la etapa anterior. Se intercaló el miliamperímetro y se ajustó el potenciómetro PS para establecer la corriente en 3.000 mA.

Etapa N° 3: la salida del INA debe ser 0,5V según se discutiera en el Capítulo IV. Este valor se ajustó a través del potenciómetro P5.

Una vez cumplimentadas las tres etapas se realizó un barrido a través de las distintas posiciones de la llave y se midió la tensión de entrada diferencial y su tensión de salida correspondiente. Las medidas se realizaron con un multímetro digital de 4 ½ dígitos.

Según se observa en la Tabla 8, se concluye que las medidas son completamente estables, no presentándose variaciones en el cuarto dígito.

La utilización de un osciloscopio evidenció que la medida no estaba afectada por un ruido de 50Hz.

Adicionalmente, con un instrumento digital de 4 ½ dígitos se verificó que la corriente permanece inalterable a lo largo de todo el experimento.

Construcción de la llave

La idea de la llave es simplemente tener 10 valores representativos de de temperaturas equivalentes. Se construyó mediante una simple llave rotativa comercial con 10 valores de resistencias del tipo metal-film al 1%, de valor $R=100\Omega$.

Tabla 8. Resultados de tensión de entrada y de salida medidos en el circuito de calibración.

POSICIÓN DE LA LLAVE	TENSIÓN DE ENTRADA DIFERENCIAL [V]	TENSIÓN DE SALIDA [V]
0	0,2994	0,5005
1	0,3535	0,9456
2	0,4076	1,3905
3	0,4619	1,8370
4	0,5157	2,279
5	0,5696	2,722
6	0,6237	3,167
7	0,6778	3,612
8	0,7319	4,057
9	0,7857	4,500

VI .9. Ensayo de contrastación del pirómetro

Para proceder a la contrastación del pirómetro se ubicó la Pt100 en el foco (punto de máxima concentración de energía por unidad de volumen) de la fuente emisora de radiación IR descrita en el Capítulo III, lográndose sobre la misma una temperatura de 200 °C.

Luego se posicionó el pirómetro óptico para que indicara la máxima lectura, esto es, mediante el adecuado manejo del posicionador se buscó que la indicación del display fuera máxima. A continuación se hizo coincidir la lectura del pirómetro con la del sistema patrón a través de la modificación del valor de emisividad ajustable en el equipo.

Luego variando la tensión de alimentación de la fuente se registró el valor de tensión de salida del circuito de medida y la temperatura marcada por el pirómetro. Los saltos de tensión de alimentación fueron realizados al azar. Durante estos experimentos la fuente se alimentó con una tensión alterna estabilizada al 0,5%.

El circuito de medida se conectó directamente al A/D del microcontrolador y mediante un programa en la PC, se observaron los valores de tensión de salida correspondientes.

En este primer ensayo de calibración no se hizo que el microcontrolador calcule directamente la temperatura equivalente para no incurrir en errores debido a la linealización.

En la tabla 9 se presentan los valores provistos por el pirómetro conjuntamente con la temperatura equivalente indicada por el circuito de medida.

Tabla 9. Resultados de la calibración del pirómetro óptico.

Tensión de Salida	Temperatura equivalente PT100	Temperatura Medida con el Pirómetro
[V]	[°C]	[°C]
0,87	41,6	40,6
1,00	56,2	57,4
1,16	74,2	73,3
1,37	97,9	97,5
1,58	121,5	121,1
1,85	151,9	151,1
2,16	186,7	187,7
2,47	221,0	219,8
2,62	238,5	237,0
2,84	263,2	262,1
2,97	277,8	278,9
3,10	292,5	293,8
3,17	309,4	311,2
3,39	325,1	325,9
3,61	349,9	347,8

Los resultados que se muestran en la Tabla 9 indican que el pirómetro sensa la temperatura en general con un error de $\pm 1^{\circ}\text{C}$. Se puede observar también que existe una desviación mayor a $\pm 1^{\circ}\text{C}$ en algunos puntos, probablemente debido a un ajuste incorrecto de la emisividad o bien que el pirómetro no cumple con lo especificado.

CAPITULO VII – SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA

Uno de los objetivos del presente Trabajo Final es el desarrollo de un sistema que permita controlar la temperatura de las muestras depositadas en el platillo util de la balanza.

Las especificaciones de la fuente de calentamiento indican una potencia máxima de 150W, corriente eficaz máxima de 10 A y tensión eficaz máxima de 15 V, según se discutiera en el Capítulo III.

Como primer paso se realizaron ensayos exploratorios consistentes en excitar la lámpara con un tensión senoidal de 50 Hz con ajuste manual del angulo de conducción, observandose parpadeo.

Se pretende ademas que el periodo de excitación sea mucho menor que la constante de tiempo del sistema termico a calentar.

Por otra parte, el fabricante de la lámpara especifica que la lámpara tendra una mayor vida util si la frecuencia de excitación esta en el orden de los 40 kHz.

Por estas razones se decide utilizar un convertidor CC-CA., seleccionandose uno del tipo inversor resonante.

Sin embargo, debido a complicaciones (que serán explicadas en la sección VII.1) a la hora de desarrollar lo antes mencionado se decidio utilizar un transformador electrónico comercial de la marca OSRAM. Este transformador tiene la capacidad de ser regulado mediante un dimmer por lo cual, se desarrolló un dimmer digital que se explicará en la sección VII.2.1. Es importante destacar que este segundo método resultó muy económico en comparación con el primero que se pretendía realizar.

VII .1. Sistema de control inicial

El circuito propuesto es un inversor resonante serie (medio puente) como se ve en la figura 56. La señal basica de excitación de las llaves MOS es generada desde el PWM del microcontrolador con una frecuencia de 40 KHz $D_{max} = 0.8$ donde D redefine como T_{on}/T .

Mediante el control del valor de D se logra una señal rectangular excitando el circuito resonante serie

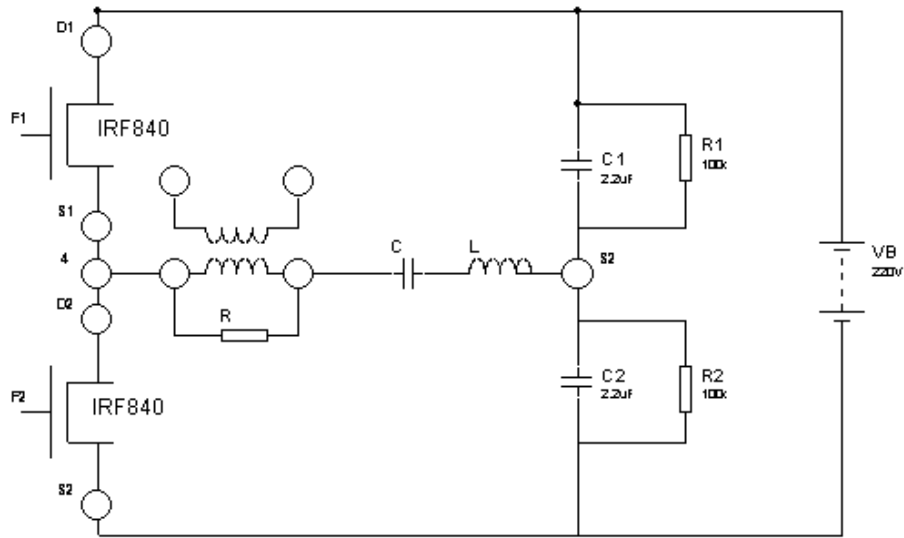


Figura 56. Excitación del circuito tanque de un inversor resonante serie.

En un inversor resonante serie, se conectan un capacitor y un inductor en serie con una resistencia de carga, como se ve en la Figura 57 (42).

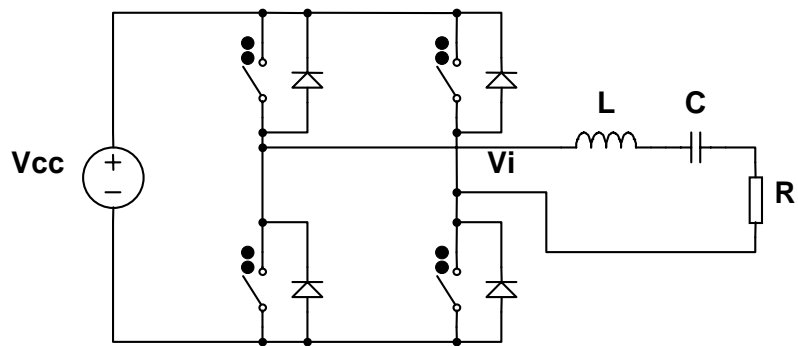


Figura 57. Inversor resonante serie (puente completo).

Como se dijo antes los interruptores producen una tensión de onda rectangular, eligiéndose una combinación de inductor y el capacitor de tal forma que la frecuencia de resonancia sea igual a la frecuencia de conmutación.

Las amplitudes de las tensiones de entrada y salida del circuito tanque resonante se relacionan a través de la ecuación [25],

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(w.L - \frac{1}{w.C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w.L}{R} - \frac{1}{R.w.C}\right)^2}} \quad [25]$$

donde la resonancia ocurre a la siguiente frecuencia:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad [26]$$

ó

$$f_0 = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L.C}} \quad [27]$$

Si la salida del puente es una onda rectangular de frecuencia f_0 , la combinación L-C actúa como un filtro dejando pasar la frecuencia fundamental y atenuando los armónicos. Por lo tanto, si se eliminan eficazmente el tercer armónico y superiores de la salida del puente, la tensión en la resistencia de carga es básicamente una onda sinusoidal con la frecuencia fundamental de la onda rectangular, y cuya amplitud está dada por la ecuación [28],

$$V_1 = \frac{4.V_{cc}}{\pi} \quad [28]$$

En general, la amplitud de los n armónicos está dada por,

$$V_n = \frac{4.V_{cc}}{n\pi} \cdot \cos(n\alpha), \quad [29]$$

donde 2α es la separación entre cada pulso.

Si se varía el ancho de los Ton, la separación entre los mismos cambiará, y se modificara automáticamente la amplitud del pico de corriente de frecuencia fundamental.

La respuesta en frecuencia del filtro se puede expresar en términos de ancho de banda, que a su vez se puede caracterizar mediante el factor de calidad Q,

$$Q = \frac{\varpi_0.L}{R} = \frac{1}{\varpi_0.R.C} \quad [30]$$

En el presente Trabajo Final se fijó la frecuencia de resonancia en 40kHz y el factor de calidad Q en 2 para que los armónicos de la frecuencia fundamental sean eliminados eficazmente. A continuación se presentan los cálculos de los valores de L y C que cumplen con las condiciones mencionadas anteriormente.

Se tiene,

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 40\text{kHz}$$

$$f_0 = 40\text{kHz}$$

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} = \frac{1}{\omega_0 \cdot R \cdot C} = 2$$

La tensión en la entrada del circuito tanque es:

$$V_i = \frac{V_B}{2} = 155V$$

La tensión en la resistencia de carga es básicamente una onda sinusoidal con frecuencia de 40kHz y amplitud dada por:

$$V_1 = \frac{4 \cdot V_i}{\pi} = 197V$$

La potencia requerida por la fuente es de 150W, entonces la carga debe ser de:

$$R = \frac{197^2}{150} [\Omega] = 260\Omega$$

A partir de,

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} = \frac{1}{\omega_0 \cdot R \cdot C} = 2$$

Se calcula el valor de L y C.

$$L \approx 2\text{mHy}$$

$$C \approx 8\text{nF}$$

Debido a que la alimentación de la lámpara es de 15V, se debería utilizar un transformador cuya relación de transformación sea de 13:1.

Luego de acotado el diseño y a la hora de desarrollarlo se presentaron varios inconvenientes. Uno de ellos fue conseguir el capacitor del circuito tanque ya que el mismo debía soportar corrientes del orden de algunos amperes. En principio se consultó al Ingeniero Jorge Dampé que contribuyó a la búsqueda, pero la obtención del mismo demandaba al menos 2 meses.

Otro de los inconvenientes fue el diseño y construcción tanto del inductor del circuito tanque como del transformador que permitiera conseguir las necesidades impuestas por la fuente.

Otra limitación importante fue el factor económico, ya que tanto el capacitor como el transformador demandaban un alto costo(en dinero aproximadamente 500 pesos y en tiempo).

Estos inconvenientes llevaron a rediseñar el control de potencia que se describirá en la próxima sección.

VII .2. Sistema de control definitivo

El nuevo control de potencia se basa en un transformador electrónico comercial regulado con un dimmer digital. Este dispositivo permite regular la intensidad lumínica de la fuente emisora de radiación infrarroja.

VII .2.1. Desarrollo del dimmer digital

En la Figura 58 se presenta el circuito correspondiente al dimmer digital. En el mismo un optotriac es disparado a través de la comparación entre una señal rampa y una tensión de c.c. Esta última es la resultante del pasaje de la salida PWM del microcontrolador por un filtro pasabajos.

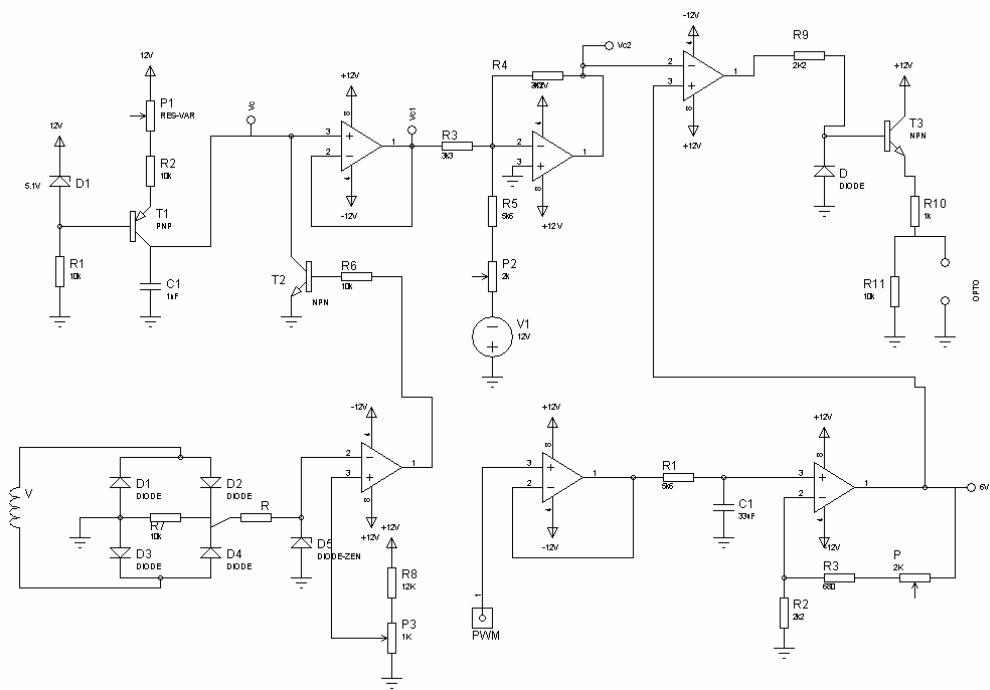


Figura 58. Circuito del dimmer digital.

En las Figuras 59 y 60 se presentan los circuitos a través de los cuales se genera la señal rampa. Según se observa en la Figura 59 se utiliza un transformador 220V/15V con el que se obtiene una señal de baja tensión que es rectificadora a través de un rectificador de onda completa. La señal rectificadora es limitada con un diodo zener y luego ingresa a un operacional funcionando como comparador. En este punto la señal se compara con un valor próximo a cero. Cuando la señal rectificadora y limitada sea menor que el valor próximo a cero, el operacional disparará un pulso el cual indicará su cruce por cero.

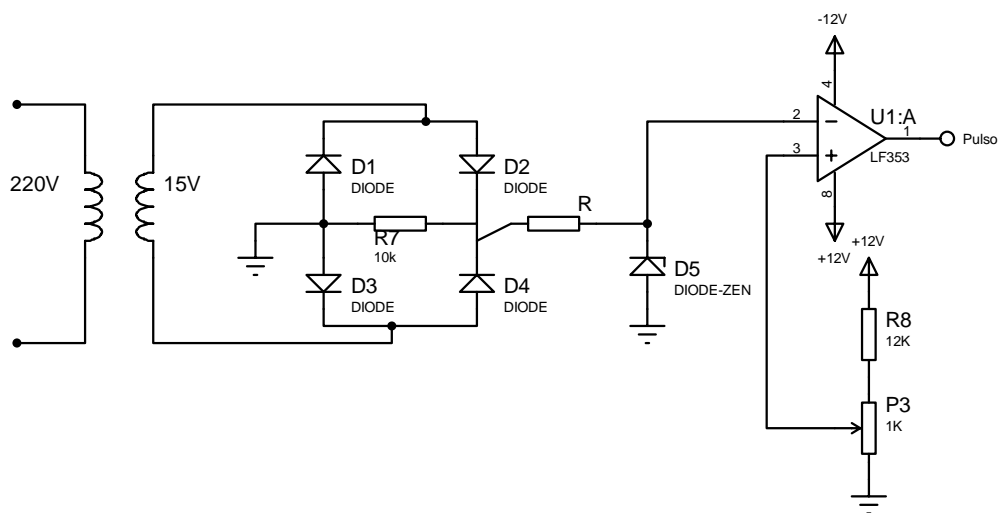


Figura 59. Determinación del cruce por cero de una señal rectificad y limitada.

La señal rampa es generada básicamente por la carga lineal de un capacitor (ver Figura 60). Esto se consigue estabilizando la tensión y por consiguiente la corriente de la base de un transistor PNP con un diodo zener. Así la corriente de colector queda también estabilizada y el capacitor se ve obligado a cargarse siempre al mismo tiempo. Esto se puede ajustar con el potenciómetro situado en el emisor del transistor. A través de la señal de cruce por cero anterior, se excita un transistor NPN que descarga inmediatamente el capacitor hacia tierra.

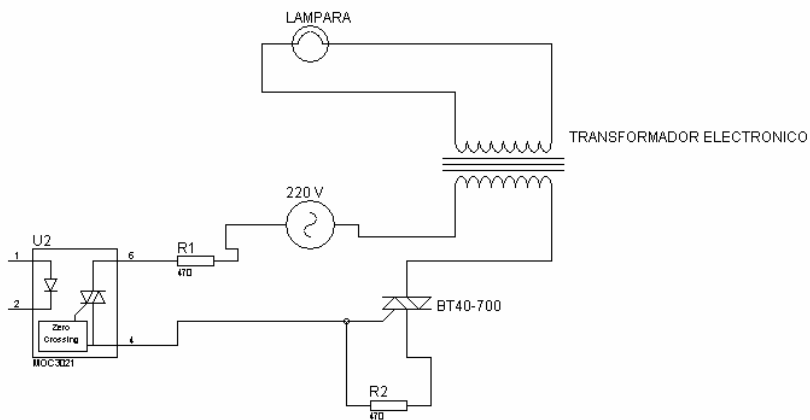


FIGURA XX. Circuito del Optotriac

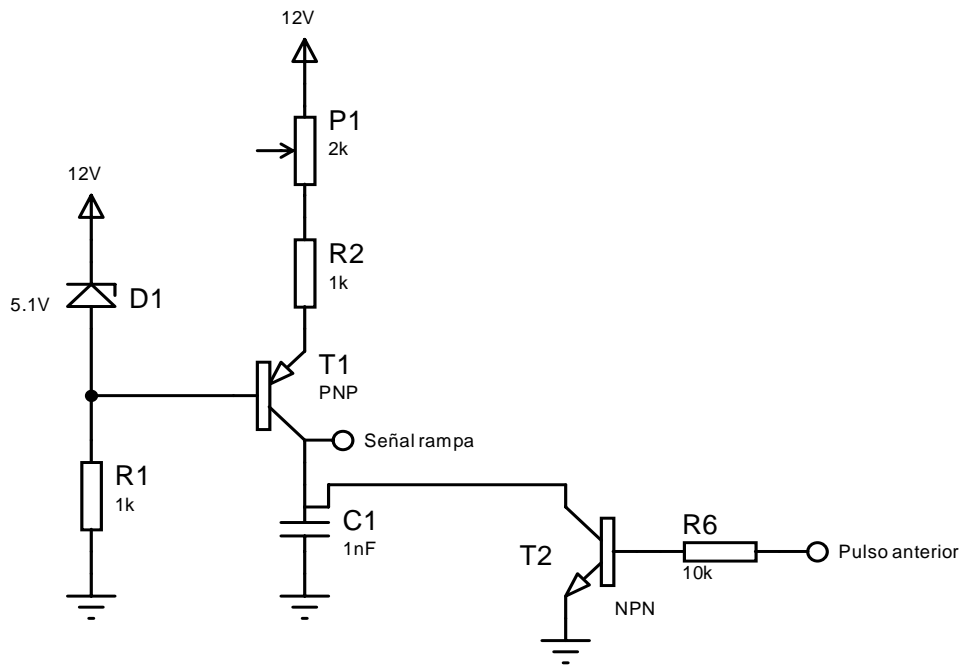


Figura 60. Generación de señal rampa.

En base a la descripción realizada anteriormente es necesario determinar el valor del capacitor a través de la ecuación [31]. En esta ecuación, se denomina $V_c(t)$ al pulso que indica el cruce por cero de la señal de baja tensión rectificadas. Debido a que $V_c(t)$ y T son conocidos, la ecuación [31] resulta una relación de compromiso entre el valor de corriente y de capacidad.

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{1}{C} \cdot I \cdot \frac{T}{2} \quad [31]$$

Se fijó una corriente de 2mA para que no sea comparable con las corrientes de pérdida del capacitor y se encuentre dentro de la zona útil de trabajo del transistor PNP. Por lo tanto resulta,

$$I = 2mA$$

$$\hat{V}_c = 5V$$

$$T/2 = 10ms$$

Entonces,

$$C = \frac{I \cdot T}{\hat{V}_c} = 4 \mu F$$

Se adopta,

$$C = 1 \mu F + 1 \mu F + 1 \mu F + 1 \mu F$$

$$R_1 = R_2 = 1 k\Omega$$

$$P_1 = 2 k\Omega$$

Como se dijo anteriormente el optotriac se dispara en el punto de cruce de la señal rampa descendente con la tensión continua. Esta señal continua es el valor medio de la salida del PWM del microcontrolador amplificada para conseguir el valor máximo necesario de 6V. La Figura 61 detalla el circuito utilizado para obtener esta señal.

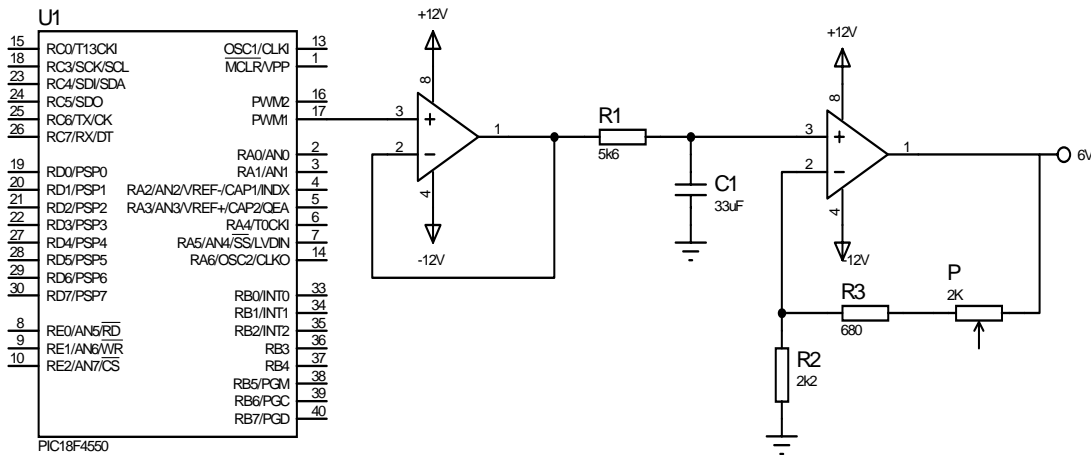


Figura 61. Generación de la señal variable.

Como se dijo al comienzo de esta sección, el control no es más que un dimmer digital, el cual permite regular la intensidad lumínica de una lámpara alimentada con tensión de alta frecuencia proveniente de un transformador electrónico comercial. El transformador electrónico utilizado es un Halotronic de la marca OSRAM (Ver hoja de datos en CD) cuyo diagrama en bloques se presenta en la Figura 62.

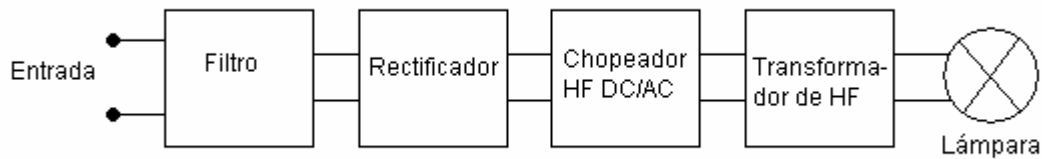


Figura 62. Diagrama en bloques del transformador electrónico.

Principio de Operación del Transformador Electrónico

El transformador electrónico es un clásico convertidor CC-CA. La salida es una tensión rectangular de frecuencia aproximada 35 KHz, cuyo valor pico es función directa de la tensión de entrada de CC. Cabe aclarar que lo se llama tensión de entrada CC es en realidad un tensión senoidal rectificada (onda completa) desde la red de 220 V. El principio de análisis es considerar la entrada rectificada como una señal de continua que varia lentamente (50 Hz). La señal de salida resulta ser una señal rectangular de 35 kHz modulada en amplitud por una señal de 50 Hz rectificada.

Especificaciones técnicas:

Frecuencia de operación	Approx 35 kHz
Rango de tensión de entrada	207-244 V
Tensión máxima eficaz de salida	15 V
Potencia de operación	150 W

Puede ser excitado por una tensión senoidal con ángulo de conducción controlado.

Este transformador es de fácil acceso comercial, con un costo de aproximadamente 120 pesos.

CAPITULO VIII – DETERMINACIONES EXPERIMENTALES Y DISCUSION DE RESULTADOS. CONCLUSIONES.

En este Capitulo se presentan los resultados experimentales obtenidos con los sistemas de control de temperatura y medida de peso.

VIII 1. Ensayo de funcionamiento del sistema de control de temperatura

En el primer ensayo, se procedió a controlar la temperatura del vaso portamuestras ubicado en uno de los brazos de la balanza Cahn (ver Foto 5). La Figura 63 muestra el diagrama en bloques del sistema de control implementado.

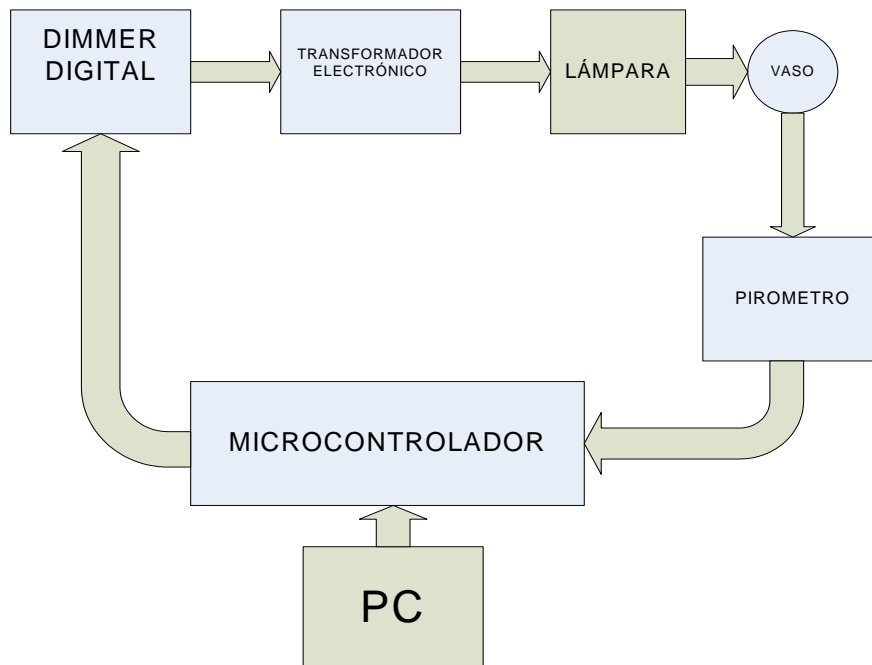


Figura 63. Diagrama en bloques correspondiente al sistema de control de temperatura

Este sistema se caracterizó a través de la aplicación de un escalón de potencia a lazo abierto y se relevó la temperatura en función del tiempo.

Los resultados obtenidos en este ensayo se muestran en la Figura 64 donde se representan los valores de temperatura en función del tiempo.

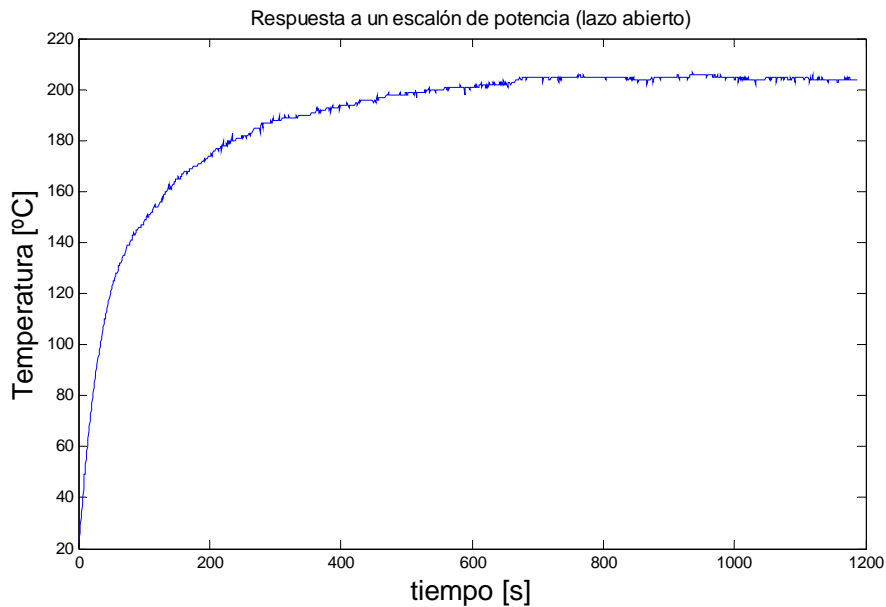


Figura 64. Respuesta del sistema a un escalón de potencia (lazo abierto)

Este gráfico demuestra que el sistema se comporta esencialmente con una dinámica de primer orden. Por lo tanto, se utilizó un algoritmo de control del tipo PI que resulta adecuado para este tipo de sistema. La ecuación [32] describe un control del tipo PI,

$$MR(t) = K \left\{ e(t) + \frac{1}{t_i} \int e(t) dt \right\} \quad [32]$$

Donde,

$MR(t)$ es la magnitud reguladora (adimensional)

K , es el cociente entre la magnitud reguladora máxima y el error de banda proporcional [$1/^\circ\text{C}$]

$e(t)$, es la diferencia entre la temperatura de consigna y la temperatura medida. [$^\circ\text{C}$]

T_i , es el tiempo de acción integral [s]

La ecuación [32] discretizada tiene la siguiente expresión,

$$MR[nT] = K \left\{ e[nT] + \frac{1}{t_i} \sum_{t=0}^{t=nT} e[nT] \right\} \quad [33]$$

Donde,

T, es el tiempo de muestreo.

n, es el número de muestra.

En el presente Trabajo Final se ha denominado a la magnitud reguladora máxima como el número máximo de paquetes discretos de potencia posibles entre dos muestreos sucesivos. En este caso, esta magnitud es igual a 800, ya que este es el número máximo de anchos posibles que pueden ser generados por el PWM.

Adicionalmente, se seleccionaron los parámetros de control tales como el periodo de muestreo, la constante K y el tiempo de acción integral. En este sentido, el tiempo de muestreo se seleccionó en base al tiempo de crecimiento de la respuesta del proceso a un escalón, eligiéndose T_{muestreo} entre la sexta y la vigésima parte del tiempo de crecimiento (43). En este caso, el tiempo de crecimiento es de 60 segundos, por lo cual se fijó un tiempo de muestreo de 3 segundos.

Debido a que el sistema es de primer orden y presenta una respuesta rápida se fijó un tiempo de acción integral $T_i = 50$ s.

A su vez, la constante K se obtuvo experimentalmente teniendo en cuenta la siguiente ecuación,

$$1/K = \frac{T_{\text{final2}} - T_{\text{final1}}}{\frac{M_{R2}}{M_{R\text{max}}} - \frac{M_{R1}}{M_{R\text{max}}}} \quad [34]$$

para lo cual se aplicaron dos escalones de potencia equivalentes al 75 % y 37,5 % de la MR_{MAX} y se obtuvieron las temperaturas en estado estacionario, resultando:

$$\frac{1}{K} = \frac{205^{\circ}\text{C} - 195^{\circ}\text{C}}{0,75 - 0,375} = 26,6^{\circ}\text{C}$$

Una vez calculado el valor de K (cociente entre la magnitud reguladora máxima y el error de banda proporcional) y sabiendo que la magnitud reguladora es 800, es posible determinar que el error de banda proporcional es de 30 °C.

Una vez fijados los parámetros de control se desarrolló un programa en Visual Basic para implementar el algoritmo de control. Adicionalmente, se programó el microcontrolador para adquirir la variable temperatura, transmitirla a la PC y luego ejercer la acción de control mediante la variación del ancho de pulso del PWM.

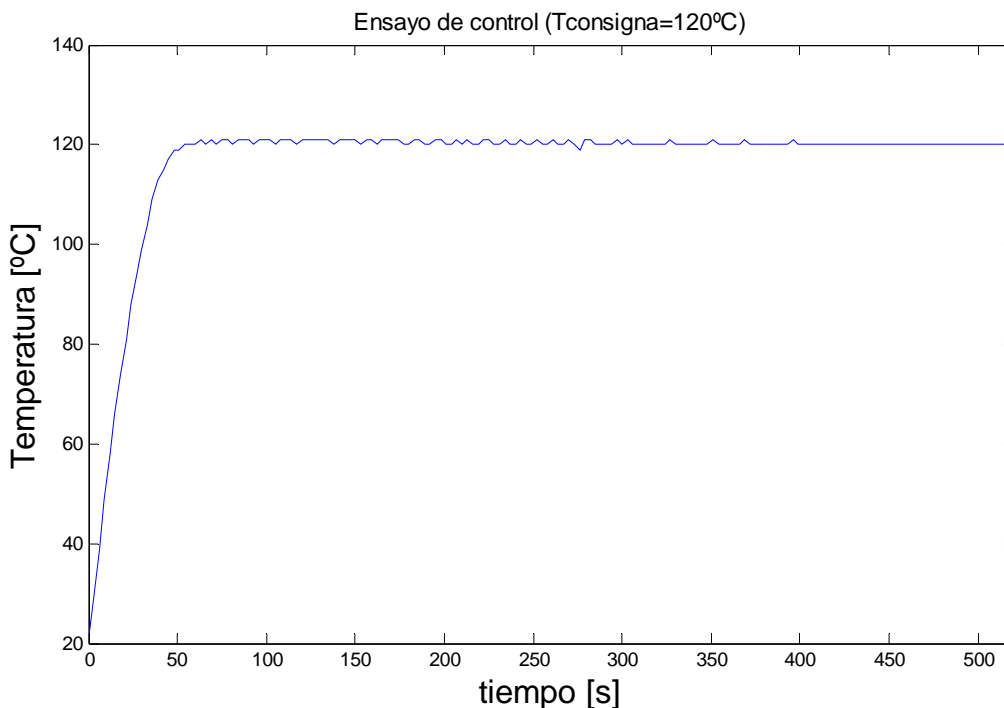


Figura 65. Resultados de temperatura versus tiempo del ensayo de control.

En la Figura 65 se observa el comportamiento del control programado con los parámetros antes mencionados al fijarse una temperatura de consigna de 120 °C. Los resultados obtenidos indican que es posible mantener constante la temperatura de consigna con una fluctuación de $\pm 1^{\circ}\text{C}$.

A los fines de verificar experimentalmente el comportamiento real del sistema se realizaron dos ensayos de control mediante una acción proporcional pura, considerando dos errores de banda proporcional distintos (50 °C y 5 °C) y una misma temperatura de consigna (120 °C). En la Figura 66A se observa que para un error de banda de 50 °C , se alcanzó una temperatura de régimen estacionario con un valor medio de 112 °C y un error de $\pm 8^{\circ}\text{C}$. Los resultados demuestran que la intensidad luminosa no posee fluctuaciones visibles.

Así mismo, con un error de banda proporcional de 5 °C (ver Figura 66B) se presenta una oscilación sostenida de amplitud 4 °C sobre los 120 °C , con una fluctuación de la intensidad luminosa visible correspondiente a apagado (MR = 0) y un valor medio (MR = 400).

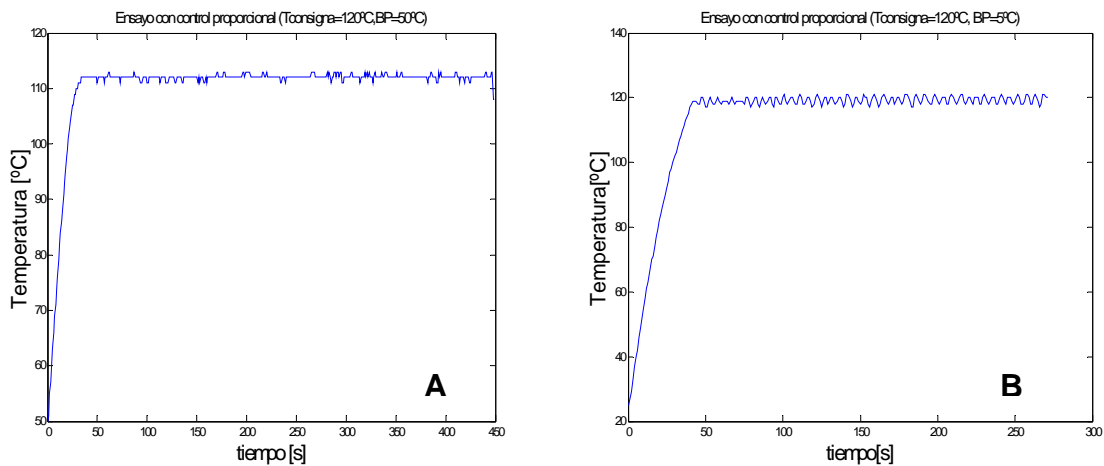


Figura 66. Valores de temperatura obtenidos en función del tiempo en los ensayos de control realizados con errores de banda proporcional correspondientes a 50 °C (A) y 5 °C (B), respectivamente.

VIII 2. Ensayo de funcionamiento del sistema de medida de peso

En los ensayos que se describen a continuación se repitió el experimento descrito en la sección VI.7. En esa oportunidad se exploró el funcionamiento del sistema de medida de peso a través de una fuente de corriente continua que simula corrientes equivalentes a la diferencia de peso.

En este ensayo se realizaron medidas de las tensiones de los nodos 1, 7 y DAC (ver Figura 21 en el Capítulo IV para una mejor comprensión de la ubicación de los nodos) con un voltímetro digital de 3½ dígitos observándose una estabilidad en la lectura incluyendo el dígito menos significativo, luego de la compensación impuesta por el programa. La Tabla 10 muestra los valores de tensión y el peso equivalente para distintas corrientes de entrada.

Tabla 10. Valores de tensión de los nodos 1, 7 y DAC, y peso equivalentes obtenidos con el sistema de medida de peso.

Tensión en V_1 [mV]	Peso [mg]	V_{DAC} [mV]	Tensión en V_7 [mV]
370	37	-400	3250
780	78	-800	3000
1000	100	-1040	3500
1570	157	-1600	3250
1970	197	-2000	3250
-370	-37	400	1750
-780	-78	800	2000
-1000	-100	1040	1500
-1570	-157	1600	1750
-1970	-197	2000	1750

VIII 3. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos en los diversos experimentos detallados en las secciones anteriores permiten concluir que el sistema de medida de peso desarrollado en el presente Trabajo Final, es capaz de resolver con facilidad una resolución de 0,01% (20 μ g), lo que resulta adecuado para el análisis termogravimétrico de materiales a través de una microbalanza Cahn.

Así también, los sistemas desarrollados podrían adecuarse a un nuevo rango de medida (por ej., 50 mg de fondo de escala con 0,01% de resolución) solamente a través de la modificación del software.

Adicionalmente es importante destacar que los ensayos antes descriptos permiten afirmar que el sistema de medida de peso es altamente repetitivo y confiable.

El presente Trabajo Final constituye una tercera actualización de una microbalanza Cahn según se discutiera en el Capítulo I. En este sentido, se destaca que se logró una marcada simplificación en toda la circuitería de medida respecto de la presentada en los Trabajos Finales relacionados.

Por otro lado, el sistema de medida y control de temperatura desarrollado en este Trabajo Final logró reemplazar eficazmente al sistema original de la microbalanza basado en el calentamiento por convección natural y medida indirecta de la temperatura. Esta innovación tecnológica fue publicada en las Actas del XV Congreso Argentino de Catálisis y 4to. Congreso de Catálisis del MERCOSUR y adicionalmente, podría dar origen a una patente de invención ya que no se registran desarrollos similares a nivel nacional.

El prototipo experimental que aquí se presenta es la base fundamental para la construcción de un equipo final con carácter profesional y comercial. La versión final deberá contemplar algunos aspectos adicionales tales como:

- La circulación de un gas, a caudal constante y conocido, atravesando el portamuestras.
- La realización de la ventana óptica necesaria para que el pirómetro pueda sensor efectivamente el centro geométrico del vaso, el cual es representativo de la temperatura media de todo el portamuestra.
- Finalmente, será necesario verificar el comportamiento térmico del sistema al incorporar el catalizador (sólido pulverulento) en el vaso portamuestras.

BIBLIOGRAFÍA

1. I. E. Wachs en: "Characterization of Catalytic Materials", Butterworth-Heinemann, Massachusetts, 1992, p. 190.
2. G. Hakvoort. TG Measurement of Gas-Solid Reactions. The Effect of the Shape of the Crucible on the Measured Rate, *Termochim. Acta* 233 (1994) 63.
3. F. P. Mertens and R. P. Eischens. Infrared and Magnetic Study of Nitrogen Chemisorbed on Nickel, Proc. of the Fourth International Materials Symposium, John Wiley & Son, Inc., G. A. Somorjai, Ed., Berkeley, 1968, paper 53-1.
4. L. E. Briand, W. E. Farneth and I. E. Wachs. Quantitative Determination of the Number of Active Sites and Turnover Frequencies for Methanol Oxidation over Metal Oxide Catalysts. I. Fundamentals of the Methanol Chemisorption Technique and Application to Monolayer Supported Molybdenum Oxide Catalysts. *Catal. Today* 62 (2000) 219.
5. L. E. Briand and I. E. Wachs. Quantitative Determination of the Number of Active Sites and Turnover Frequencies for Methanol Oxidation over Metal Oxide Catalysts, *Studies in Surface Science and Catalysis* 130 (2000) 305.
6. L. E. Briand and I. E. Wachs. Quantitative Determination of the Number of Active Sites and Turnover Frequencies for Methanol Oxidation over Metal Oxide Catalysts, *J. Catal.* 202 (2001) 268.
7. L. E. Briand, Jih-Mirn Jehng, L. M. Cornaglia, A. M. Hirt, and I. E. Wachs. Quantitative Determination of the Number of Surface Active Sites and the Turnover Frequencies for Methanol Oxidation over Bulk Metal Vanadates, *Catal. Today* 78 (2003) 257.
8. D. Dollimore, *Anal. Chem.* 66 (1994) 17.
9. Thermogravimetric TGA-50 Analyzer Instruction Manual, Shimadzu Corp., Kyoto, 1989, pp. 2-3.
10. R. E. Spjut, A. F. Sarofim, J. P. Longwell. Laser Heating and Particle Temperature Measurement in an Electrodynamic Balance, *Langmuir* 1 (1985) 355.
11. R. E. Spjut, E. Bar-Ziv, A. F. Sarofim, J. P. Longwell. Electrodynamic Thermogravimetric Analyzer, *Rev. Sci. Instrum.* 57 (1986) 1604.
12. F. Grum, R. J. Becherer en "Optical Radiation Measurements. Radiometry", Academic Press Inc., Vol. 1 (1979).

13. M. R. Clark, D. M. McCahn, M. C. Forde. Application of Infrared Thermography to the Non-Destructive Testing of Concrete and Masonry Bridges, *NDT & E Int* 36 (2003) 265.
14. P. Cielo, J. C. Krapez, M. Lamontagne, J. G. Thomson, M. G. Lamb. Conical-Cavity Fiber Optic Sensor for Temperature Measurement in a Steel Furnace, *Opt. Eng.* 32 (1993) 486.
15. M. Wanin. In-line Metallurgical Process-Control in the Steel Industry, *J. Phys. IV.* 3 (1993) 1101.
16. B. Bedat, A. Giovannini, S. Pauzin. Thin Filament Infrared Pyrometry-Instantaneous Temperature Profile Measurements in a Weakly Turbulent Hydrocarbon Premixed Flame, *Exp. Fluids* 17 (1994) 397.
17. P. H. Bouma, L. P. H. Degoey. Premixed Combustion on Ceramic Foam Burners, *Comb. Flame* 119 (1999) 133.
18. C. C. Doumanidis. Thermal Regulation in Multiple-Source Arc-Welding Involving Material Transformations, *Welding J.* 74 (1995) S185.
19. C. C. Doumanidis. Thermal Manufacturing Process-Control by Lumped MIMO and Distributed-Parameter Methods, *J. Dyn. Sys. Meas. & Control-Trans ASME* 117 (1995) 626.
20. P. Bertrand, I. Smurov, D. Grevey. Application of Near-Infrared Pyrometry for continous Ng-YAG Laser-Welding of Stainless Steel, *Appl. Sf. Sc.* 168 (2000) 182.
21. A. T. Fiory. Recent Developments in Rapid Thermal Processing, *J. Elect. Mat.* 31 (2002) 981.
22. N. Sakai, T. Hanzawa. Applications and Advances in Far-Infrared Heating in Japan, *Trends Food Sc & Tech.* 5 (1994) 357.
23. S. T. Gouveia, O. Fatibello, J. A. Nobrega. Infrared Heating as an Alternative Technique for Fast Sample Preparation, *J. Braz. Chem. Soc.* 11 (2000) 261.
24. S. Jun, J. Irudayaraj. Selective Far-Infrared Heating System. Design and Evaluation, *Drying Tech.* 21 (2003) 51.
25. J. F. Widman, E. J. Davis. Pulsed Electromagnetic Heating of Microparticles, *Int. J. Heat & Mass Trans.* 41 (1998) 4195.
26. D. Maclsaac, G. Kanner, G. Anderson. Basic Physics of the Incandescent Lamp (Lightbulb), *The Phys. Teacher* 37 (1999) 520.

27. J. Planas Rosselló en: "Temperature Measurement", National Institute of Standard and Technology, USA (2002).
28. T. J. Maloney en: "Electrónica Industrial Moderna", Prentice Hall, Tercera Edición (1997).
29. Matthias Nau en: "Electrical Temperature Measurement", 10th expanded edition, Fulda, (August 2002).
30. IEC, Industrial platinum resistance thermometer sensors, IEC International Standard 751.1995-07, Gêneve, Suisse: Bureau Central de la Comisión Electrotechnique Internationale (1995).
31. ASTM Standards, Standard Specification for Industrial Platinum Resistance Thermometers, Standard E 1137-95 (1995).
32. H. N. Norton en "Sensores y Analizadores", coleccion electrónica/informática, G
33. Noncontact Temperature Measurement for Industrial Applications, catálogo de Raytek (2003).
34. P. R. Gray y R. G. Meyer en: "Análisis y Diseño de Circuitos Integrados Analógicos", Prentice Hall, 3^{era} edición, Naucalpan de Juárez-Edo. De México, capítulos 6, 8 y 9 (1995).
35. A. S. Morris en: "Principios de Mediciones e Instrumentación", Pearson Educación, México, capítulos 5, 7,8 y 9 (2002).
36. E. Martin, J.M Angulo, I. Angulo en: "Microncontroladores PIC. La Clave del Diseño", THOMSON, Madrid, capítulos 1, 2, 10 y 11 (2003)
37. Hoja de Datos del microcontrolador PIC 18F4550 de MICROCHIP.
38. R. J. Tocci y N. S. Widmwe en: "Sistemas Digitales. Principios y Aplicaciones", Prentice Hall, 6^{ta} edición, Naucalpan de Juárez-Edo. De México, capítulo 10, (1996).
39. N. Gardner en: "An Introduction to Programming The Microchip PIC in CCS C", USA, capítulos 8 y 9 (2002).
40. H. Schildt en: "C The Complete Reference", Mc-Graw Hill, Berkeley (2000).
41. C Compiler Reference Manual CCS (2002).
42. Daniel W. Hart en: "Electrónica de potencia", Prentice Hall, (2001)

43. E. Taconni, R. Mantz, J. Solsona y P. Puleston en: “Controladores Basados en Estrategias PID”, apuntes del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación, Facultad de Ingeniería, Univ. Nacional de La Plata (2005).

APÉNDICE DEL CAPÍTULO III – SELECCIÓN DE INSTRUMENTOS PARA GENERACIÓN DE CALOR Y DETERMINACIÓN DE LA TEMPERATURA

1. Cálculo de la potencia del flujo de radiación teórico de una lámpara de tungsteno

Se calculó la potencia del flujo de radiación I_T emitido por una lámpara de tungsteno que opera a 60 W, cuyo filamento alcanza una temperatura de 2800 K, considerando la variación de la emisividad del tungsteno con la longitud de onda de la radiación en el espectro infrarrojo (0.8-2.6 μm).

La potencia del flujo de radiación se calculó con la ecuación que representa la ley de Stefan-Boltzmann: $I_T = \varepsilon \sigma T^4$. Los valores obtenidos se presentan en la siguiente Tabla,

Tabla A1. Potencia del flujo de radiación infrarroja I_T emitida por una lámpara de tungsteno a diferentes longitudes de onda.

λ (μm)	Emisividad ²	T (K)	I_T ¹	
			W in ⁻²	W cm ⁻²
0.80	0.400	2800	899.4	139.4
0.90	0.383	2800	861.1	133.5
1.00	0.367	2800	825.2	127.9
1.10	0.352	2800	791.4	122.7
1.20	0.337	2800	757.7	117.5
1.30	0.325	2800	730.7	113.3
1.40	0.313	2800	703.8	109.1
1.50	0.302	2800	679.0	105.3
1.60	0.292	2800	656.5	101.8
1.80	0.274	2800	616.1	95.5
2.00	0.259	2800	582.3	90.3
2.20	0.245	2800	550.9	85.4
2.40	0.233	2800	523.9	81.2
2.60	0.224	2800	503.6	78.1

¹ La constante de Stefan-Boltzmann es $\sigma = 36.58072 \times 10^{-12}$ (W in⁻² K⁻¹).

² Los valores de emisividad en función de la longitud de onda y la temperatura del tungsteno se extrajeron del Handbook of Chemistry and Physics, 62nd edition, CRC Press, E-375 (1981).

APÉNDICE DEL CAPÍTULO VI – PRIMERAS EXPERIENCIAS CON EL MICROCONTROLADOR



Facultad de Ingeniería
UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

LEME Laboratorios de Ensayos y Mediciones Eléctricas

Calle 48 y 116 – (1900) LaPlata – ARGENTINA
☎ 54 221 4250075
✉ dampe@volta.ing.unlp.edu.ar

CERTIFICADO DE CONTRASTE N° 3268

A solicitud de los Sres. Fernando Ballina y José I. Mehl, para su trabajo de Proyecto Final, en el **LEME**, sector Contraste de Instrumentos de la Facultad de Ingeniería (U.N.L.P.), el día once de agosto de dos mil seis, se analizó la repetibilidad y el valor medio, en cada posición, de un dispositivo que permite seleccionar entre diez valores posibles de resistencias.

El dispositivo consta de diez resistencias seleccionables con una llave rotativa de posiciones numeradas de 0 a 9.

Con el fin de evaluar la repetibilidad del sistema, en cada posición de la llave selectora se tomaron siete valores de resistencia, accionando la llave entre cada una de las mediciones. El intervalo entre las mediciones fue en todos los casos menor a diez minutos, y no se efectuaron controles en días sucesivos.

Las mediciones se realizaron a 3,00 mA de corriente continua, utilizando los siguientes elementos:

- Una fuente de corriente Hewlett Packard modelo 6209B, N° 2838A-08632, código F01
- un multímetro Hewlett Packard modelo 972A, N°JP37002634, código M04, trazable internacionalmente.
- un multímetro Hewlett Packard modelo 34401A, N° US36088804, código MP01, con Certificado de Calibración con trazabilidad internacional

La máxima incertidumbre de medición fue de $\pm 1,2 \%$.


Las condiciones ambientales durante las mediciones fueron:

- Temperatura : $(23 \pm 1) ^\circ\text{C}$
- Presión : 1015 hPa
- Humedad : 75 %

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Posición	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
R _{media} [Ω]	100,2	118,3	136,4	154,6	172,6	190,7	208,8	226,9	245,0	263,0
Desv. [Ω]	0,008	0,006	0,013	0,015	0,026	0,018	0,023	0,012	0,026	0,045

A solicitud de los Sres. arriba citados, se extiende el presente certificado de contraste en La Plata, el día veintiocho de agosto de dos mil seis.


Ing. Hernán Nastta
LEME


Ing. Jorge L. Dampé
LEME



LEME
Departamento de Electrotecnia
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de La Plata

Certificado de Contraste N° 3268

Página 1/2

Reproducción prohibida sin previa autorización. Toda copia deberá ser sellada y firmada por autoridad competente.

Formulario de Presentación

Concurso Pre Ingeniería 2008/9

Nombre del trabajo (máx. 10 palabras):

Diseño y Control de un Dispositivo Integrado para Calentamiento por Radiación Electromagnética y Detección Simultánea de la Temperatura por Pírometría Infrarroja

Descripción (máx. 50 palabras):

El presente trabajo describe el desarrollo experimental de un novedoso sistema capaz de programar, controlar y medir simultáneamente las señales provenientes de un detector infrarrojo de temperatura (pirómetro óptico), una fuente emisora de radiación infrarroja para calefaccionar y la señal de variación de peso de una microbalanza del tipo Cahn.

Palabras claves relacionadas con el trabajo:

control electrónico, instrumentación, termobalanza, pirometría infrarroja.

Tipo de trabajo (tildar lo que corresponde):

Investigación
Desarrollo experimental
Aplicación de Ingeniería

Periodo en que se realizó el trabajo:

30 de septiembre de 2005 al 14 de diciembre de 2007

Autor/es que participan en el concurso:

- Todo los datos solicitados son obligatorios
- Para dar cumplimiento al punto 3.8 de las condiciones del Premio Pre Ingeniería, cualquier aspirante que sea autor o coautor de otro trabajo presentado al concurso deberá autoexcluirse de esta lista.
- La dirección electrónica de cada uno de los autores es mandatoria** porque será el medio utilizado para las comunicaciones referidas al Concurso Pre Ingeniería.

Datos del autor/autores:

Apellido/s: BALLINA
Nombre/s: FERNANDO EMILIO
Carrera: Ingeniería Electrónica

Datos de la Facultad:

Facultad: Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata
Decano: Ing. Pablo Massa
Título/s profesional/es: Ingeniero

Datos de la Universidad:

Universidad: Universidad Nacional de La Plata
Rector/Presidente: Gustavo Adolfo Azpiazu
Título/s profesional/es: Arquitecto

Importante: La dirección electrónica de los profesores es mandatoria porque será el medio utilizado para las comunicaciones referidas al Concurso Pre Ingeniería.

Profesor que avala el trabajo:

Apellido/s:	MANSO
Nombre/s:	JOSÉ BENIGNO
Título/s profesional/es:	Ingeniero en Telecomunicaciones
Cargo Docente: (por ej.: profesor titular ordinario, dedicación exclusiva)	Profesor Titular-retirado
Nombre de la Materia:	Circuitos Electrónicos
Relación académica con el trabajo presentado: (por ej.: profesor de la cátedra, tutor, etc.)	director del trabajo presentado

Motivos por los cuales considera que el trabajo merece presentarse al concurso: (máximo 100 palabras)

El desarrollo descrito en este trabajo se inició en el año 2006 en el marco del Trabajo Final de la carrera de Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional de La Plata. Fundamentalmente se buscaba mejorar una microbalanza del Centro de Investigación y Desarrollo en Ciencias Aplicadas para su posterior utilización en investigación superficial de nuevos materiales. Desde su inicio fue un gran desafío, no solo por el desarrollo tecnológico en sí sino por la búsqueda y adquisición de los componentes necesarios para fabricar un prototipo. Sin duda, este desarrollo tuvo éxito gracias a la inagotable dedicación e inteligencia del Ing. Fernando Ballina. Por estas razones y en mi carácter de Director del proyecto puedo asegurar que el presente desarrollo además de innovador posee una elevada calidad científico-tecnológica que merece presentarse en el concurso.

Nota: En caso de existir además un docente cuyo cargo sea por lo menos **Jefe de Trabajos Prácticos** que haya actuado en forma directa como tutor del/de los autor/es (ver punto 3.7), podrán consignarse los siguientes datos:

Apellido/s:	BRIAND
Nombre/s:	LAURA ESTEFANIA
Título profesional:	Dr. en Ciencias
Cargo Docente (por ej.: Profesor Adjunto Ordinario, dedicación semiexclusiva)	Profesor Adjunto Ordinario ded. semiexclusiva. Investig. Independiente CONICET
Nombre de la Materia:	Introducción a la Química y Química General
Relación académica: (con el/los autor/es)	director del trabajo presentado

Aceptación de las bases y condiciones del Concurso Pre Ingeniería 2007/8, y autorización para publicar el trabajo:

Los que suscriben conocen y aceptan las bases de este concurso y autorizan al Centro Argentino de Ingenieros (CAI) a publicar y difundir este trabajo presentado al mismo, en forma total o parcial y por cualquier medio que el Centro estime conveniente.