

**SISTEMA DE MEDICION DE TEMPERATURA PARA METAL  
FUNDIDO**

JOEL FLÓREZ GARCÍA

OSCAR ALEXANDER LIZARAZO BARÓN

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2008

**SISTEMA DE MEDICION DE TEMPERATURA PARA METAL  
FUNDIDO**

JOEL FLORÉZ GARCÍA  
OSCAR ALEXANDER LIZARAZO BARÓN

**TESIS DE GRADO**

Director  
MSc. RAFAEL ALFREDO ACEVEDO

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2008

*A mis padres por brindarme su apoyo incondicional en todo momento.*

*A mis hermanos por sus consejos elocuentes y su colaboración desinteresada.*

*A mis amigos y demás familiares por su apoyo y su compañía tanto en los momentos de alegría como de tristeza.*

*Joel Flórez García*

*A Dios por regalarme la familia que tengo  
y Ayudarme a conseguir cada meta en mi  
vida.*

*A mis padres por su apoyo incondicional,  
y Enseñarme a recibir cada triunfo con  
Sencillez y enfrentar cada dificultad con  
Gallardía.*

*A mi abuelita Josefina Barón y mi tía  
Cecilia Barón, Porque día a día con sus  
Oraciones acompañan y encomiendan  
mi Espíritu.*

*A mi novia y gran amiga Silvia Juliana Arias  
R por acompañarme y fortalecerme en todo  
Momento, especialmente en aquellos que  
Parecían imposibles de sobrellevar.*

*Oscar Alexander Lizarazo Barón.*

## **AGRADECIMIENTOS**

Los autores del proyecto, agradecemos a nuestro director Alfredo Acevedo por su apoyo y confianza en nuestro trabajo, a la profesora Luz Amparo Quintero por su ayuda en el área de metalúrgica, a los profesores Arturo Plata y Rafael Cabanzo por su gran colaboración y asesoría en la realización de este proyecto, y a nuestros amigos y familiares en especial a Ricardo Cañas y Humberto Zambrano por su apoyo y consejos desinteresados.

## TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN .....	16
1. MARCO TEORICO.....	18
1.1 DEFINICIÓN DE TEMPERATURA .....	18
1.2 MAGNITUDES TERMOMÉTRICAS .....	18
1.3 TERMOMETRIA .....	19
1.3.1 Medición por contacto.....	19
1.3.1.1 Termómetros de dilatación.....	19
1.3.1.2 Termómetros de resistencia .....	20
1.3.1.3 Par térmico (Termocupla) .....	20
1.3.2 Medición sin contacto .....	20
1.3.2.1 Pirómetros .....	20
1.3.2.2 Termómetro infrarrojo .....	21
1.3.2.3 Medición empírica de la temperatura por el color .....	21
1.4 CORRELACION DE TEMPERATURA .....	22
1.3 INSTRUMENTOS DE MEDICION OPTICA .....	24
1.4 ESPECTROMETRIA .....	24
1.4.1 Espectrometría con red de difracción.....	25
2. ESTADO DEL ARTE.....	27
3. DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL DISPOSITIVO .....	29
3.1 MONTAJE EN LABORATORIO DE ESPECTRÓMETRO.....	29
3.1.1 Componentes.....	29
3.1.2 Implementación del espectrómetro .....	30
3.1.3 Principio de funcionamiento del dispositivo óptico.....	30
4. HARDWARE DEL SISTEMA.....	32
4.1 ETAPA DE TRANSDUCCIÓN .....	33
4.1.1 Sensor.....	33
4.1.2 Preamplificación .....	35
4.2 SISTEMA ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL.....	36
4.2.1 Filtrado de la señal de entrada.....	37
4.3 ANÁLISIS DE FUENTES DE RUIDO E INTERFERENCIAS.....	40
4.3.1 Ruido producido por las vibraciones del motor. ....	40

4.3.2	Ruido de alimentación de la red y perturbaciones de alta frecuencia.....	41
4.4	AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL .....	42
4.5	ETAPA ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL .....	43
4.5.1	Descripción de pines .....	44
4.5.2	Conexión del convertor A/D MCP3201 .....	45
4.6	CONTROL DE LOS DATOS.....	45
4.6.1	Módulos específicos implementados en el microcontrolador.....	46
4.6.2	Implementación del microcontrolador MC68HC908GP32 .....	47
4.7	MEMORIA EXTERNA.....	48
4.7.1	Descripciones generales.....	48
4.7.2	Descripción de pines .....	49
4.7.3	Implementación de la memoria.....	49
4.8	INTERFAZ DE COMUNICACIÓN CON EL USUARIO .....	49
4.8.1	Módulo de teclado.....	50
4.8.2	Pantalla de cristal líquido LCD.....	51
4.8.2.1	Conexión al microcontrolador .....	51
4.9	MÓDULO DE TRANSFERENCIA DE LOS DATOS AL PC.....	51
4.9.1	Conexión para interfaz SCI-USB.....	52
4.10	ETAPA DE POTENCIA PARA EL MOTOR.....	53
4.11	MÓDULO DE EMERGENCIA EN CORTE DE ALIMENTACIÓN .....	54
4.11.1	Circuito del módulo de emergencia .....	55
4.12	CIRCUITO DE CONTROL DEL NIVEL DE LA BATERIA.....	57
4.13	FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA.....	58
5.	SOFTWARE DEL SISTEMA .....	61
5.1	MÓDULO DEL CONVERTOR ANALÓGICO DIGITAL .....	62
5.1.1	Protocolo de comunicación.....	62
5.1.2	Protocolo de adquisición.....	62
5.2	MÓDULO DE LA MEMORIA EEPROM.....	63
5.2.1	DISTRIBUCION DE MAPA DE MEMORIA.....	64
5.3	MÓDULO DE ESCRITURA DE LA PANTALLA LCD.....	66
5.4	MÓDULOS INTERNOS Y PERIFÉRICOS .....	67
5.4.1	Módulo de comunicación SCI.....	68
5.4.2	Módulo de temporización TIM.....	68
5.4.3	Módulo de interrupción por teclado KBI.....	70
5.4.4	Registros de configuración CONFIG1 Y CONFIG2.....	72
5.4.5	Diseño del Menú .....	73
5.4.5	Configuración de periféricos de entrada y salida.....	75

5.5 VISUALIZACIÓN Y PROCESAMIENTO DE LOS DATOS.....	76
5.5.1 Descripción del programa .....	77
5.5.2 Páneles de interacción con el usuario.....	79
6. PRUEBAS.....	83
6.1 PRUEBAS DEL SISTEMA CON MUESTRAS DE LUZ CONOCIDAS.....	83
6.2 PRUEBAS DE LA ETAPA DE EMERGENCIA.....	90
6.3 PRUEBA DE TIEMPOS DE LA MEDICIÓN.....	92
CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES .....	94
RECOMENDACIONES .....	96
BIBLIOGRAFIA .....	97
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	98
ANEXOS .....	100
ANEXO A. LA RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO.....	100
ANEXO B. CORRELACION TEMPERATURA CON INTENSIDAD DE RADIACIÓN DE CUERPO.....	103
ANEXO C. HOJAS DE DATOS .....	106
C.1 FOTODETECTOR PDU-U 104 .....	107
C.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL AD8609 .....	108
C.3 CONVERTOR A/D MCP3201 .....	111
C.4 MICROCONTROLADOR MC68HC908GP32.....	115
C.5 MEMORIA EEPROM 24LC515 .....	119
C.6 FT232BM .....	123
C.7 TLV1117 .....	125
C.8 REF195E .....	127
C.9 OPTOACOPLADOR 4N32 .....	129
C.10 TIP122 .....	130
C.11 COMPARADOR LM311.....	131

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1: Emisión de color con temperatura asociada.....	21
Tabla 2: Distribución porcentual de la radiación de un cuerpo negro .....	22
Tabla 3: Parámetros de componentes.....	31
Tabla 4: Características del fotodiodo.....	34
Tabla 5: descripción de pines de MCP3201.....	44
Tabla 6: Descripción de pines de la memoria. ....	49
Tabla 7: Asignación del teclado.....	50
Tabla 8: consumo de la tarjeta de adquisición de datos.....	60
Tabla 9: consumo de la etapa de potencia motor paso a paso.....	60
Tabla 10: Distribución del mapa de memoria.....	65
Tabla 11: Asignación de periféricos .....	76
Tabla 12: parámetros espectrales para tres tipos de leds.....	84
Tabla 13: comparación máximos de radiación.....	88
Tabla A 1: Algunos materiales con su respectiva emisividad.....	101
Tabla C 1 : Códigos selección de Prescalado.....	116
Tabla C 2: Códigos selección del divisor.....	116

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Emisión espectral de cuerpo negro para cuatro temperaturas .....	22
Figura 2: relación entre energía radiada y longitud de onda.....	23
Figura 3: Difracción de la luz en una red.....	26
Figura 4: Esquema del dispositivo .....	29
Figura 5: Montaje en el laboratorio.....	31
Figura 6: Respuesta espectral del sensor.....	34
Figura 7: Esquema circuital de la etapa de preamplificación. ....	36
Figura 8: señal de salida de la etapa preamplificadora. ....	36
Figura 9: Estructura sellen-key. ....	38
Figura 10: Filtro pasa-bajas.....	39
Figura 11: Respuesta en frecuencia del filtro.....	39
Figura 12: salida de la etapa de amplificación sin mecanismo de amortiguamiento en ausencia de luz. ....	41
Figura 13: salida de la etapa de amplificación con mecanismo de amortiguamiento en ausencia de luz. ....	41
Figura 14: circuito del amplificador con configuración no inversora.....	43
Figura 15: Señal del sensor salida amplificada.....	43
Figura 16: Esquema de conexión conversor MCP3201 .....	45
Figura 17: Diagrama de conexión del microcontrolador .....	47
Figura 18: Diagrama de conexión de la memoria. ....	49
Figura 19: Circuito de conexión de teclado .....	50
Figura 20: Interconexión LCD con microcontrolador. ....	51
Figura 21: Circuito de configuración del FT232BM. ....	53
Figura 22: Circuito etapa de potencia .....	54
Figura 23: Esquema módulo de emergencia.....	55
Figura 24: Circuito del módulo de emergencia.....	56
Figura 25: Enganche de la fuente de 9v al corte de la red de alimentación.....	57
Figura 26:Esquema circuital comparador de voltaje de batería.....	58
Figura 27: Esquema circuital de la modulo de alimentación.....	58
Figura 28: Diagrama de flujo, funcionamiento del Microcontrolador.....	61
Figura 29: Protocolo de adquisición de MSB a LSB .....	62
Figura 30: Diagrama de flujo, programación del conversor MCP3201.....	63
Figura 31: Secuencia de transferencia de datos .....	64
Figura 32: diagrama de flujo, escritura de datos en la pantalla LCD.....	67
Figura 33: Diagrama de flujo, frecuencia de muestreo.....	70
Figura 34: Diagrama de flujo, protección de calibración.....	71
Figura 35: Diagrama de flujo, autocalibración del motor.....	72
Figura 36:Diagrama de flujo del menú.....	73
Figura 37: Esquema de conexión del teclado.....	74
Figura 38: Configuración de periféricos.....	75

Figura 39: Diálogos estado de conexión.....	78
Figura 40: Pánel frontal.....	80
Figura 41: Panel de visualización y análisis de los datos.....	81
Figura 42 : espectro emitido por led de luz blanca (470nm max. Radiación) .....	88
Figura 43: espectro emitido por led de luz roja (650nm max. Radiación).....	89
Figura 44: espectro emitido por led de luz verde (550nm max. Radiación).....	89
Figura 45 : Señal de control KBI al momento del corte de red.....	90
Figura 46: Interrupción del control del motor.....	91
Figura 47: almacenamiento de la posición y fase del motor.....	91
Figura 48: Duración de retorno del moto, escala 100ms/div. ....	92
Figura 49: Tiempo de adquisición de una muestra, escala 200ms/div.....	93
Figura A 1: Modelo de cuerpo negro .....	100
Figura A 2: Modelo de pirómetro de radiación.....	102
Figura B 1: radiación emitida por un cuerpo a 5000°K .....	103
Figura B 2. Sensibilidad del sensor.....	104
Figura B 3: circuito preamplificador del sensor.....	104
Figura C 1: Esquema registro SCBR. ....	116
Figura C 2: Esquema del registro T1SC. ....	117
Figura C 3: Esquema de registro de estado y control.....	117
Figura C 4: Esquema del registro de habilitación de pines.....	117

# SISTEMA DE MEDICIÓN DE TEMPERATURA PARA METAL FUNDIDO\*

JOEL FLOREZ GARCÍA  
OSCAR ALEXANDER LIZARAZO BARÓN\*\*

**Palabras clave:** Temperatura, espectrometría, ley de desplazamiento de Wien, radiación de cuerpo negro, adquisición de datos, portabilidad.

En el presente trabajo se describe el proceso de diseño e implementación de un sistema de adquisición y procesamiento de datos que permite relacionar la radiación luminosa emitida por un cuerpo caliente con el valor de temperatura correspondiente, fundamentado en la ley de desplazamiento de Wien, la cual establece una dependencia directa entre la temperatura de cuerpo negro y la ubicación de la máxima componente espectral de radiación, y esta dada por: por la expresión  $\lambda_{\max}T = 2.898 \times 10^{-3} [\text{mk}]$ .

El desarrollo del dispositivo comprende tres fases: la primera se refiere a la captación de la radiación luminosa y su descomposición espectral, lo cual se realiza por medio de un espectrómetro de rejilla de difracción implementado en el laboratorio, que opera con un motor paso a paso. La segunda fase del trabajo corresponde al desarrollo de la tarjeta de adquisición de las señales provenientes del espectrómetro, la cual esta formada por las etapas de acondicionamiento de la señal; filtrado y amplificación, conversión analógico/digital de 12 bits, memoria externa EEPROM de 512 kbits para el almacenamiento de pruebas, posición y fase del motor de paso a paso, y textos de dialogo de la pantalla LCD, CPU de la tarjeta, circuitos de protección del dispositivo para preservar la calibración del espectrómetro y la seguridad de la tarjeta, interfaz de comunicación con el usuario por medio de teclado y pantalla LCD, interfaz de conversión de protocolo SCI a USB para la transmisión de los datos al PC vía USB. Y la tercera fase corresponde a la interfaz de descarga, procesamiento y visualización de los datos al PC elaborado con LabVIEW 7.1 y comprende un panel de control de descarga de las pruebas y otro de visualización del espectro de la señal adquirida y su temperatura correspondiente.

---

\* Trabajo de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Director: Alfredo Rafael Acevedo Picón.

# MEASUREMENT TEMPERATURE SYSTEM FOR MOLTEN METAL\*

JOEL FLOREZ GARCÍA  
OSCAR ALEXANDER LIZARAZO BARÓN\*\*

**Keywords:** Temperature, spectrometry, Wien's displacement law, black body radiation, data acquisition, portability.

The present paper describes the process of designing and implementing a system for acquiring and processing data link that allows light radiation emitted by a hot body with the corresponding temperature value, based Wien's displacement law, which establishes a direct dependence between the black body temperature and location of the highest component spectral radiation, and is given by the expression:  $\lambda_{\max}T = 2.898 \times 10^{-3} [\text{mk}]$ .

The development of the device comprises three phases: the first refers to the abstraction of light radiation and its spectral decomposition, which is done through a diffraction grid spectrometer implemented in the laboratory, which operates with a stepper motor. The second phase is the development of a card acquisition of signals from the spectrometer, which is formed by stages signal conditioning, filtering and amplification, converting analog / digital 12-bit, 512 kbits EEPROM external memory for the storage of evidence, position and stage engine step by step, and dialog texts of the LCD, CPU card, circuit protection device for calibrating the spectrometer preserve and security of the card interface communication with the user via keyboard and LCD screen interface protocol conversion SCI to USB for transmitting data to the PC via USB. And the third phase corresponds to the interface unloading, processing and visualization of data to the PC developed with LabVIEW 7.1 and includes a control panel discharge tests and another display of the spectrum of the signal and gained its temperature.

---

\* Degree work

\*\* Facultad de Ingenierías Físicomecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Director: Alfredo Rafael Acevedo Picón.

## INTRODUCCIÓN

De todas las magnitudes físicas, sin duda la temperatura es la de medida más frecuente. Posiblemente sea la variable que determine de forma más decisiva las propiedades de la materia.

Como es a menudo el caso, una variable es medida y luego traducida, o convertida, a otra. Mediante calibración, estas variables se convierten a lecturas de temperatura numérica. Estos simples mecanismos, sin embargo, no se adecuan a temperaturas más elevadas. Los instrumentos utilizados actualmente para medir altas temperaturas son los termopares y los pirómetros.

En la Escuela de Ingeniería Metalúrgica y Ciencia de Materiales se utiliza el análisis térmico para determinar algunas propiedades de metales y aleaciones en procesos de fundición, actualmente los trabajos relacionados con los análisis de temperatura se realizan por medio de un equipo denominado MELT-LAB que cuenta con una lanza intrusiva (termocupla) que envía la señal al equipo, pero no se pueden realizar mediciones con temperatura superiores a 1300° C. Otro estudio relacionado con la medición de temperatura se realizó en la Escuela de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones que se basaba también en el uso de una termocupla como transductor, con la particularidad que se registraban valores de temperatura por encima del rango normal de trabajo de una termocupla, ocasionando su destrucción segundos después.

La necesidad de explorar nuevos métodos para la medición de altas temperaturas bien sea por el costo, o complejidad de los instrumentos de medida actuales, lleva al estudio de métodos empíricos poco precisos, con el fin de aplicar en ellos las nuevas tecnologías tanto en el área de la física óptica como el área de la electrónica, haciendo de estos métodos una alternativa eficiente y de bajo costo frente a los demás instrumentos de su clase.

El sistema de medición de temperatura propuesto permite a través de un espectrómetro, en conjunto con un fotodetector registrar la variación de la temperatura del material, por medio del cambio de las características de las propiedades del mismo, en este caso específico, se

pretende correlacionar el máximo de la radiación lumínica que emite, con el valor de la temperatura del cuerpo.

En el presente proyecto se desarrolla una tarjeta de adquisición de datos y un modulo de análisis y visualización en PC de las señales obtenidas de un espectrómetro diseñado para tal fin.

El proyecto propuesto muestra una solución alternativa al problema de la medición de altas temperaturas del acero fundido, mas aun se pretende dar inicio a un trabajo que pueda servir como base para el desarrollo de un sistema que sea capaz de medir temperaturas en cualquier tipo material o aleación involucrados en un proceso metalúrgico.

## 1. MARCO TEORICO

### 1.1 DEFINICIÓN DE TEMPERATURA

La magnitud física que se emplea para medir en términos físicos las sensaciones de caliente y frío se denomina temperatura. En un sentido teórico estricto, se han propuesto diversas interpretaciones para la temperatura. Desde un punto de vista microscópico, la temperatura se considera una representación de la energía cinética interna media de las moléculas que integran el cuerpo considerado. Esta energía cinética se manifiesta en forma de agitación térmica, que resulta de la colisión entre las moléculas del cuerpo y puede llegar a ser muy energética. En el plano macroscópico, el incremento de la temperatura produce diversos efectos perceptibles o mensurables, como un aumento del volumen del cuerpo, la disminución de la densidad, el cambio de estado o la modificación del color.

Es una propiedad de los cuerpos, y es una medida del calor o de la energía interna de ellos, que proviene del grado de agitación de sus átomos. Se mide en varias escalas: La absoluta en grados Kelvin  $^{\circ}\text{K}$  tomando el cero absoluto como la temperatura a la cual se anula la energía de un cuerpo. Y las relativas en unidades métricas o inglesas: el grado centígrado  $^{\circ}\text{C}$  que tiene su cero a la temperatura a la cual se solidifica el agua y es igual a  $273^{\circ}\text{K}$  y el grado Fahrenheit  $^{\circ}\text{F}$ .

### 1.2 MAGNITUDES TERMOMÉTRICAS

Los cambios de temperatura provocan alteraciones en las propiedades físicas de los cuerpos sobre los que actúan. Las cualidades de los cuerpos que se alteran con la temperatura se denominan **magnitudes termométricas**, algunas de las cuales son:

- El **volumen** la mayoría de los sólidos y los líquidos se dilatan al calentarse; lo mismo sucede con los gases, siempre y cuando lo permita el recipiente que los contiene. Ello se debe al cambio en la separación promedio entre sus átomos o moléculas constituyentes.
- La **resistencia eléctrica**: En el caso de los materiales metálicos la resistividad aumenta con la temperatura; esto se debe a que los

iones del conductor vibran con mayor amplitud, lo cual hace más probable que un electrón en movimiento choque con un ión, impidiendo el arrastre de los electrones por el conductor y, por tanto, también la corriente.

- El **color**: Un cuerpo al calentarse emite radiación electromagnética, si el calentamiento es suficiente para que esta radiación o parte de ella se ubique dentro del rango visible del espectro electromagnético entonces emitirá un color de luz, el cambio de las componentes espectrales en otras longitudes de onda que no podemos ver tales como el ultravioleta y el infrarrojo también esta presente al variar la temperatura.

### 1.3 TERMOMETRIA

En física se utilizan varios tipos de termómetros, según el margen de temperaturas a estudiar o la precisión exigida. Los métodos e instrumentos para medición de temperatura más utilizados se muestran a continuación.

#### 1.3.1 Medición por contacto

Determinación de la temperatura teniendo contacto con el cuerpo o ambiente que se quiera medir.

##### 1.3.1.1 Termómetros de dilatación

- **Termómetros de dilatación de líquido en vidrio**: El termómetro de mercurio, funciona en el rango de  $-39\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $357\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Constan de un bulbo donde está contenido la mayoría del líquido y un tubo de vidrio que incluye un capilar por el que asciende el líquido al dilatarse.
- **Termómetro de dilatación de gas**: El termómetro de gas de volumen constante es muy exacto, y tiene un margen de aplicación: desde  $-27\text{ }^{\circ}\text{C}$  hasta  $1477\text{ }^{\circ}\text{C}$ . se utiliza como un instrumento normativo para la graduación de otros termómetros.
- **Termómetro de dilatación de sólido**: Se utiliza como variable termométrica la variación de longitud de una lámina metálica o la

variación de longitud de dos láminas delgadas de materiales diferentes unidas entre sí.

### 1.3.1.2 Termómetros de resistencia

- **Termómetros de resistencia de platino (RTP):** El termómetro de resistencia de platino depende de la variación de la resistencia a la temperatura de una espiral de alambre de platino. Es el termómetro más preciso dentro de la gama de  $-259\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $631\text{ }^{\circ}\text{C}$ , y se puede emplear para medir temperaturas hasta de  $1127\text{ }^{\circ}\text{C}$ .
- **Termistores:** Se trata de elementos semiconductores o diferentes compuestos químicos. Se llaman termistores PTC (Positive temperature coefficient.) aquellos que aumentan su resistencia con la temperatura y NTC (Negative temperature coefficient) los que disminuyen la resistencia con la temperatura. Se utilizan para temperaturas entre  $-100$  y  $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

### 1.3.1.3 Par térmico (Termocupla)

Consta de dos cables de metales diferentes unidos, que producen un voltaje que varía con la temperatura de la conexión. Se emplean diferentes pares de metales para las distintas gamas de temperatura, siendo muy amplio el margen de conjunto: desde  $-248\text{ }^{\circ}\text{C}$  hasta  $2700\text{ }^{\circ}\text{C}$  (actualmente).

### 1.3.2 Medición sin contacto

Se basa en la determinación de alguna característica del cuerpo que cambie con la temperatura sin hacer contacto con él.

#### 1.3.2.1 Pirómetros

Es un instrumento utilizado para medir, por medios eléctricos, elevadas temperaturas por encima del alcance de los termómetros. Este término abarca a los pirómetros ópticos, de radiación, de resistencia y termoeléctricos.

- **Pirómetros de radiación:** Utilizan la ley de Planck<sup>1</sup>, que relaciona la radiación emitida por un cuerpo con su temperatura. Se utilizan para medir la temperatura por encima del punto de

---

<sup>1</sup> Ley Plank: ver anexo A

fusión de la plata (961,78 °C). Estos se basan en las **leyes de radiación del cuerpo negro**<sup>2</sup>.

- **Pirómetro óptico:** El esquema de funcionamiento de un pirómetro de radiación visible, también llamado de desaparición de filamento; consiste la comparación del brillo de la fuente con el brillo del filamento proporcional a la corriente que lo atraviesa. Este tipo de pirómetros está basado en la ley de distribución de la radiación térmica de **Wien**<sup>3</sup>. Dadas las altas temperaturas de los hornos en los que se suele utilizar este pirómetro, la longitud de onda de la máxima emisión de radiación se centra en las longitudes de onda del rojo.

### 1.3.2.2 Termómetro infrarrojo

El termómetro infrarrojo para altas temperaturas ha sido desarrollado especialmente para realizar mediciones en el sector del metal / acero, (fundición) aunque también realiza mediciones en múltiples sectores que emplean altas temperaturas. Este dispositivo puede determinar de manera rápida y precisa una temperatura de hasta +3000°C. El termómetro infrarrojo usa el principio de radiación térmica infrarroja para longitudes de onda superiores a 700 nm, usando un sensor infrarrojo.

### 1.3.2.3 Medición empírica de la temperatura por el color

Uno de los métodos más sencillos para determinar la temperatura de un metal es mediante la observación del color del cuerpo caliente. Existe una correlación trivial entre la temperatura de un metal y su color, como se ve en la Tabla 1. Este método dará sólo estimaciones de temperatura aproximadas, excepto cuando lo aplique un observador experimentado.

**Tabla 1:** Emisión de color con temperatura asociada.

COLOR	TEMPERATURA ° C	COLOR	TEMPERATURA ° C
Rojo Tenue	500	Cereza subido	800
Rojo oscuro	620	Naranja oscuro	900
Cereza oscuro	650	Naranja	950
Rojo cereza	700	Amarillo	980

Fuente: <http://www.hiru.com>.

<sup>2</sup> Leyes radiación de cuerpo negro: ver anexo A

<sup>3</sup> Ley de desplazamiento de Wien: ver anexo A

En la tabla 2, se observa la distribución porcentual de la contribución de la radiación en diferentes rangos del espectro electromagnético a la radiación de un cuerpo negro en las temperaturas correspondientes.

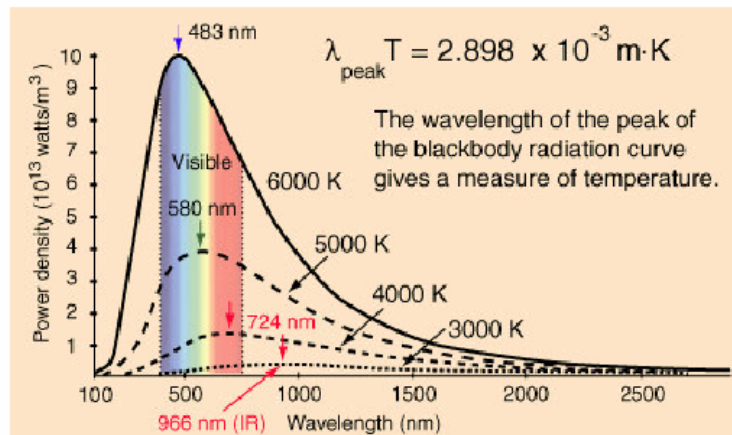
Tabla 2: Distribución porcentual de la radiación de un cuerpo negro

Temperatura (K)	% infrarrojo	%visible	%ultravioleta
1000	99.999	$7.367 \cdot 10^{-4}$	$3.258 \cdot 10^{-11}$
2000	98.593	1.406	$7.400 \cdot 10^{-4}$
3000	88.393	11.476	0.131
4000	71.776	26.817	1.407
5000	55.705	39.166	5.129
6000	42.661	45.732	11.607
7000	32.852	47.506	19.641
8000	25.565	46.210	28.224
9000	20.154	43.247	36.599
10000	16.091	39.567	44.342

Fuente: [www.sc.ehu.es](http://www.sc.ehu.es)

En la figura 1 se ilustra este comportamiento.

Figura 1: Emisión espectral de cuerpo negro para cuatro temperaturas



Fuente: [www.ir-impac.com/](http://www.ir-impac.com/)

## 1.4 CORRELACION DE TEMPERATURA

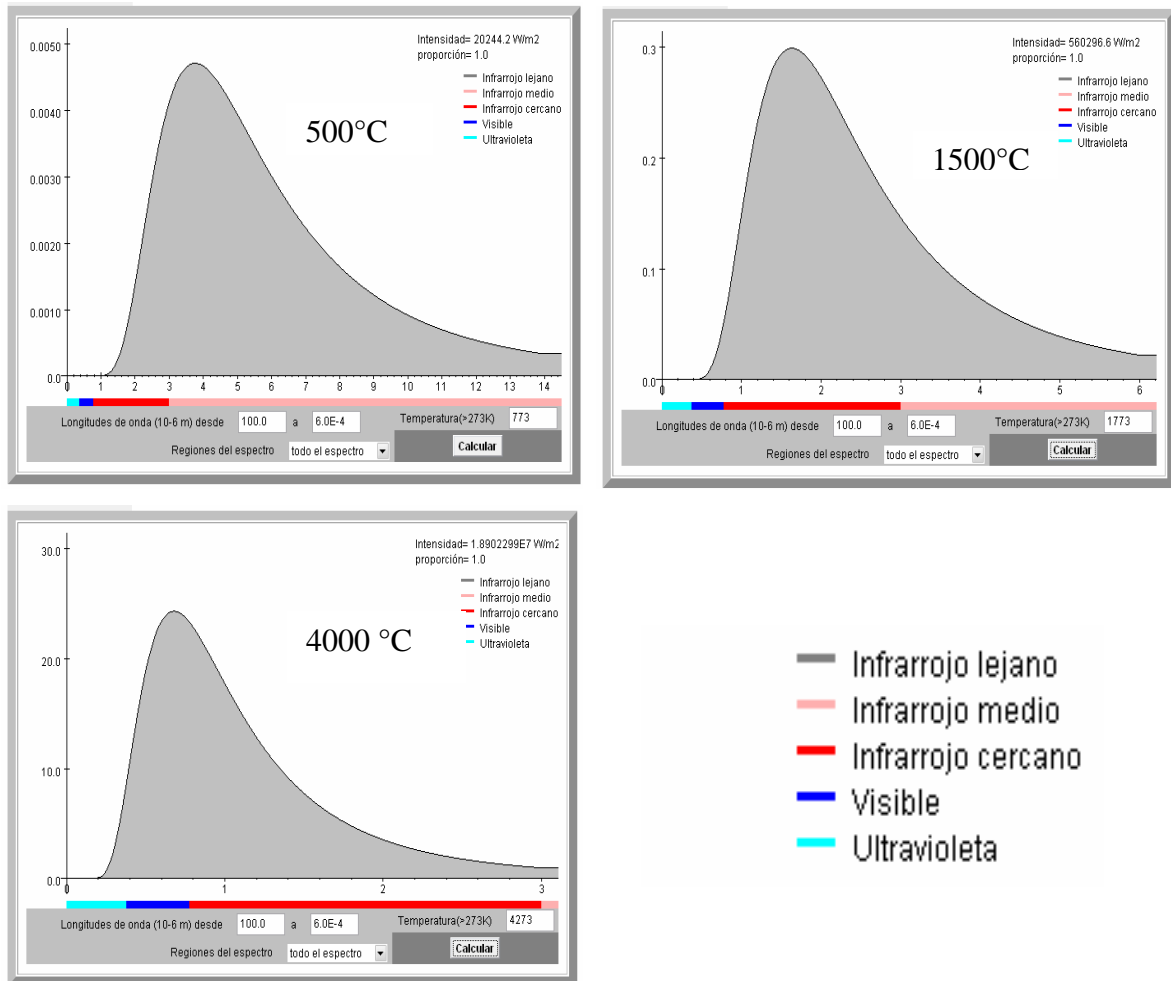
De los principios físicos que permiten establecer una relación entre la radiación emitida y la temperatura, se recurre a la **Ley de desplazamiento de WIEN**, para obtener el estimativo del valor de

temperatura. Según esta ley la posición de la máxima componente espectral de la radiación emitida por un cuerpo negro depende de la temperatura que este tiene. Y esta dada por la ecuación (1):

$$\lambda_{\max} T = 2.898 \times 10^{-3} [\text{mk}] \quad (1)$$

A medida que la temperatura aumenta, el máximo de la radiación se desplaza hacia longitudes de onda menores. En la figura 2 se ilustra este comportamiento.

**Figura 2:** relación entre energía radiada y longitud de onda.



Fuente: [www.sc.ehu.es](http://www.sc.ehu.es)

### 1.3 INSTRUMENTOS DE MEDICION OPTICA

La radiación electromagnética emitida por un cuerpo al variar su temperatura sufre cambios en sus parámetros tales como longitud de onda, frecuencia, intensidad de radiación, densidad de energía radiada, composición espectral, máximo de radiación, entre otros. En la actualidad existen instrumentos diseñados para captar, descomponer y medir dichas propiedades de la radiación espectral.

Los instrumentos ópticos están diseñados para medir radiaciones electromagnéticas comprendidas entre longitudes de onda cercanas al ultravioleta y otras más allá de infrarrojo cercano.

De acuerdo al diseño óptico y tipo de recepción se muestran a continuación algunos de los dispositivos mas utilizados:

- **Espectroscopio:** es un instrumento de observación visual que permite dispersar la luz emitida por un foco, descomponiéndola en las diferentes radiaciones monocromáticas de que consta.
- **Espectrógrafo:** Instrumento óptico que deja registrado en una placa fotográfica el espectro de una señal radiante.
- **Espectrómetro:** Este instrumento óptico permite obtener el espectro de una fuente luminosa y es capaz de medirlo.
- **Espectrofotómetro:** Con este dispositivo se puede medir la intensidad del espectro que tiene la fuente lumínica.

### 1.4 ESPECTROMETRIA

La espectrometría tiene como objetivo analizar la composición espectral de la luz o radiación electromagnética comprendida entre el ultravioleta y el infrarrojo. Una de las piezas fundamentales de un espectrómetro es su elemento dispersor. Existen dos principios ópticos fundamentales que permiten dispersar la luz, la refracción diferencial y la interferencia. El primero da lugar a los espectrómetros de prisma y el segundo a los basados en redes de difracción. Existen también elementos dispersores híbridos, que suelen ser la combinación de un elemento de cada uno de ellos. Independientemente del diseño del espectrómetro y de su elemento dispersor, su característica fundamental es la resolución espectral (líneas por milímetro).

### 1.4.1 Espectrometría con red de difracción

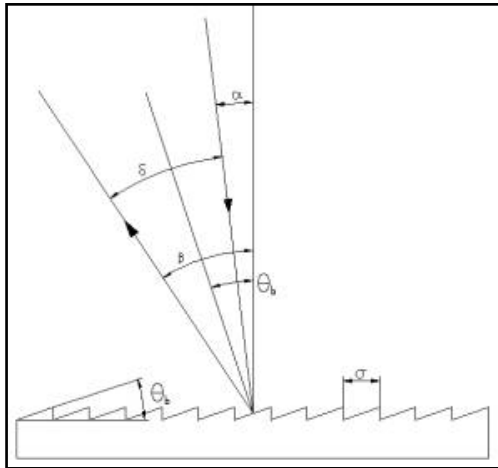
Las redes de difracción se basan en las interferencias constructivas que se producen cuando la luz atraviesa una sucesión de obstáculos lineales equiespaciados. Estas interferencias constructivas se producen a distintos ángulos respecto de la línea de incidencia del haz de luz, que dependerán fundamentalmente, para una misma red, de la longitud de onda difractada. Cada una de estas interferencias constructivas se denominará orden, y se numerarán empezando por el orden cero, que no se desviará y siguiendo hacia ángulos mayores. Utilizando una red de difracción se conseguirá que longitudes de onda adyacentes tengan interferencias constructivas en distancias angulares próximas, de modo que al incidir un haz blanco se conseguirá una dispersión de la misma en todas las longitudes de onda del espectro.

Existen dos tipos fundamentales de redes de difracción; las redes de transmisión están constituidas por un soporte transparente que se raya para conseguir surcos o dientes de sierra muy estrechos y próximos que hagan el papel de obstáculos difractores. Por otro lado están las redes de reflexión, más utilizadas en aplicaciones astronómicas. En estas redes el soporte se raya del mismo modo que en las de transmisión y una vez rayada se recubre de un material reflectante. El proceso de fabricación es muy delicado, ya que para que una red sea eficiente las separaciones de los obstáculos deben ser del orden de la longitud de onda difractada y además ser muy uniformes para que las interferencias constructivas producidas por cada parte de la red sean en el mismo sitio. Para describir el efecto de una red de difracción utilizaremos la expresión (1.2):

$$m\lambda = \sigma(\text{sen}\alpha + \text{sen}\beta) \quad (1.2)$$

Donde  $m$  es el orden de difracción,  $\lambda$  la longitud de onda,  $\sigma$  el *paso de la red* (separación entre obstáculos),  $\alpha$  el ángulo de incidencia y  $\beta$  el ángulo de difracción, ver figura 3.

**Figura 3:** Difracción de la luz en una red



Fuente: [www.ucm.es](http://www.ucm.es)

Las redes de difracción sencillas tienen el problema de que casi toda la luz va a parar al orden cero, que es donde menos interesa. Para evitar esto la mayoría de las redes se raya con forma de dientes de sierra con un cierto ángulo que hace que el máximo de luz caiga en el orden deseado, es lo que se conoce como ángulo de blaze.

## 2. ESTADO DEL ARTE

En la actualidad son diferentes los procesos que precisan de un instrumento especializado para la medición de altas temperaturas. En el caso particular de este proyecto se quiere medir temperaturas superiores a 1000 °C en procesos metalúrgicos, para este propósito existen métodos de medición que involucran instrumentos de contacto tales como termocuplas o de no contacto entre los cuales se puede señalar pirómetros y termómetros infrarrojos. Si bien el método de análisis del espectro de radiación para determinar la temperatura no es de uso muy común, el análisis de los parámetros espectrales tales como frecuencia, longitud de onda, intensidad, composición espectral si es ampliamente utilizado en áreas como la química, astronomía, medicina.

Los dispositivos de contacto para determinar altas temperaturas se basan en la utilización de termocuplas tienen a favor su economía, intercambio y su amplio rango de medición, en contraste su falta de exactitud las hace poco atractivas para algunos procesos. El rango de trabajo depende de los materiales que componen la termocupla. En el mercado ya hay disponibles algunos tipos especiales de termocuplas que trabajan por encima de los 1000 °C. tales como las Tungsteno vs. Tungsteno-26% capaz de medir temperaturas hasta 2700°C, de rodio iridio-rodio que miden hasta 2200 °C, tipo B compuestas de Platino-rodio 30% vs. platino-rodio 6% que miden temperaturas entre 0°C y 1800°C; tipo R de Platino-rodio 13% vs. Platino temperaturas entre 0°C y 1700°C; tipo S Platino-rodio 10% vs. Platino II miden hasta los 1600°C.

Entre los instrumentos que miden la temperatura sin contacto existen equipos precisos y con amplio rango de trabajo; los pirómetros de filamento ofrecen la facilidad de trabajar en rangos de luz visible, fundamentándose en la comparación del color (brillo) de la fuente con el brillo proporcionado a un filamento al que pasa por una corriente. El inconveniente del uso de este dispositivo es el carácter manual que posee, ya que se necesita de un operador que varíe la corriente del filamento hasta que su brillo sea igual al de la fuente caliente. En la actualidad pirómetros de dos colores reemplazan el uso de pirómetros de filamento, ya que eliminan el error de operador y el análisis se realiza con programas de cómputo. Un ejemplo de estos dispositivos es el

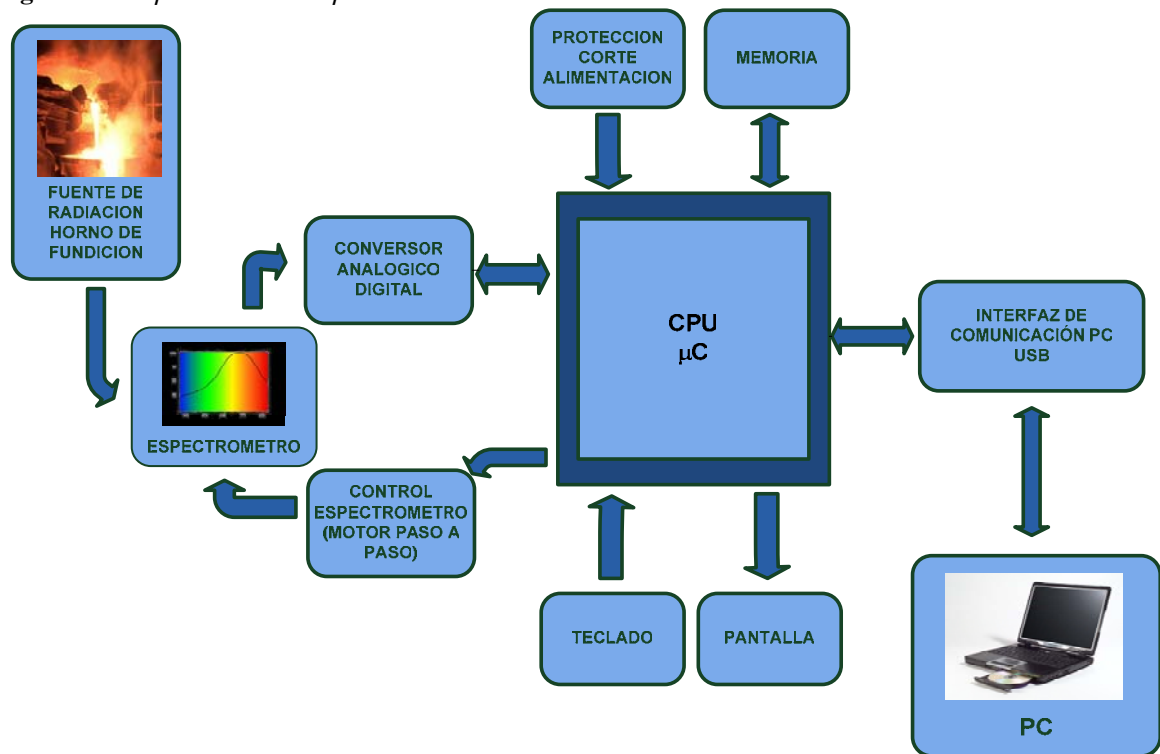
modelo QL2500 del fabricante QUANTUM este dispositivo tiene un rango de trabajo de 600°C hasta 2900°C, conexión a PC por puerto RS232, la medición no se afecta por lentes sucios, humos y otros contaminantes presentes en el ambiente. Además el modulo ofrece gran estabilidad, alta velocidad y robustez. Otros tipos de dispositivos son los pirómetros de radiación infrarroja ofrecen la posibilidad de realizar mediciones en rangos que van desde -50 °C a 3000 °C en la serie KT19 o KT15D se encuentran ejemplos de estos, aunque el costo de estos equipos es muy alto. Entre los termómetros infrarrojos actualmente se encuentran equipos en Raytek (Productos de Fluke), la serie FR1 y I3; contiene termómetros IR que puede realizar mediciones entre 1000°C y 2500°C. Para la medición de temperatura en gases actualmente se usan pirómetros de absorción-emisión, que calcula la temperatura a partir de la medición de la radiación emitida por una fuente de referencia calibrada, antes y después que esta radiación haya pasado a través del gas y haya sido parcialmente absorbida por este. Otro instrumento de medida son las cámaras térmicas que usan un sensor de radiación infrarroja para su análisis, la limitante de este dispositivo es que el rango de las temperaturas no sobrepasa los 400°C, son usados usualmente para visión nocturna, control de procesos y mantenimiento predictivo.

A nivel local en la universidad trabajos realizados para la medida de temperaturas se basa en el uso de termocuplas. Algunos proyectos de grado han realizado estudios con el equipo MELT-LAB que cuenta con una lanza intrusiva (termocupla) que envía señales eléctricas para su posterior análisis, pero no se pueden realizar mediciones con temperatura superiores a 1300° C. Estudios con temperaturas mas elevadas no se llevan a cabo en la universidad debido a dos razones relevantes, la falta de un sistema de medición, bien por métodos pirométricos o resistivos y la ausencia de un horno que alcance temperaturas superiores a 1500°C.

### 3. DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL DISPOSITIVO

El esquema general del dispositivo se muestra en la siguiente figura:

Figura 4: Esquema del dispositivo



Fuente: autores del proyecto.

#### 3.1 MONTAJE EN LABORATORIO DE ESPECTRÓMETRO

Para la recepción de la señal que proviene de la fuente de radiación, y su orientación hacia el elemento sensor se implementa en laboratorio un dispositivo óptico basado en un espectrómetro.

##### 3.1.1 Componentes

A continuación se presenta la descripción de los elementos con sus respectivas funciones en el sistema óptico montado.

- **Sistema de lentes:** dos espejos y una lente biconvexa, se encargan de colimar y enfocar la radiación al sensor. El material del que estén

compuestos debe ser transparente al tipo de radiación trabajada para evitar pérdidas de energía; para el trabajo con la luz visible se usan lentes de vidrio, la lente biconvexa se emplea teniendo en cuenta la distancia focal requerida y las facilidades para su acople.

- **Rejilla de dispersión:** este elemento es el que se encarga de descomponer la luz en sus componentes espectrales, para lo cual su rango de trabajo debe incluir la región del espectro electromagnético en cuestión (región visible).
- **Rendijas:** corresponde a las aberturas del orden de milímetros a la entrada del dispositivo, con las que se busca definir y delimitar la cantidad de luz que deba entrar al sistema.
- **Motor de paso:** es el encargado del movimiento angular de la rejilla con el que se consigue hacer incidir cada una de las componentes espectrales de luz visible de la señal de entrada, sobre el fotodetector. Se emplea este tipo de motor porque permite realizar movimientos con mucho control y precisión.
- **Engranajes:** conjunto elementos que acoplan el eje del motor de paso con la rejilla, y tiene como finalidad permitir controlar el movimiento angular de la rejilla con mayor resolución (mayor número de pasos por ángulo de giro).

### 3.1.2 Implementación del espectrómetro

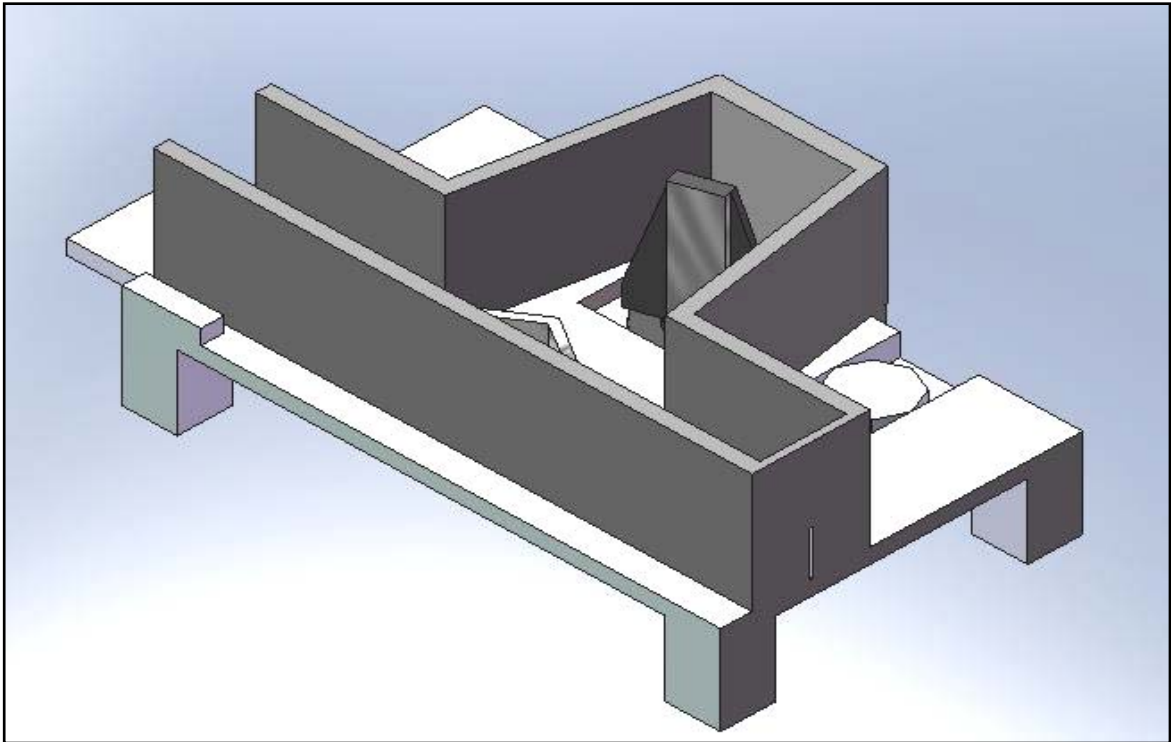
El dispositivo montado en el laboratorio se implementó de acuerdo al esquema de un espectrómetro proporcionado por el laboratorio de espectrometría de la Escuela de Física de la (UIS).

### 3.1.3 Principio de funcionamiento del dispositivo óptico

La luz de entrada se hace pasar por una rendija que limita la cantidad de luz que entra al dispositivo luego es direccionada hacia la rejilla por un espejo, la rejilla de dispersión se encarga de separar la luz en sus componentes espectrales, luego otro espejo toma esta luz difractada y la hace pasar a través de un lente biconvexo con el fin de focalizar el espectro obtenido sobre el sensor con la mayor potencia posible, y para que todas las componentes incidan sobre el sensor, el motor debe imprimir un pequeño movimiento angular a la rejilla, este movimiento angular está predefinido mediante un proceso de calibración en el cual

se ajusta el rango de excursión al espectro visible, es decir de 350nm a 780nm, que corresponde a 160 pasos del motor. En la figura 5 se puede ver una imagen a escala del dispositivo elaborado.

**Figura 5:** Montaje en el laboratorio



*Fuente: Autores del proyecto.*

Los componentes empleados para el montaje en laboratorio del espectrómetro se presentan en la tabla 3:

**Tabla 3:** Parámetros de componentes

COMPONENTE	OBJETIVO	PARAMETRO	VALOR (UNIDAD)
lente biconvexo	enfocar la luz	distancia focal	15 (cm)
espejos (2)	reflejar la señal de luz	área	12x5 (cm)
rejilla de dispersión	descomponer la luz en sus componentes espectrales	resolución	300 (líneas/mm)
motor paso a paso	suministrar movimiento angular de la rejilla	ángulo/paso	1.8º/paso
conjunto de engranajes	transmitir movimiento, aumentar resolución por paso del motor	relación de reducción	18 veces

*Fuente: Autores del proyecto.*

## 4. HARDWARE DEL SISTEMA

En este capítulo se presenta la descripción del diseño e implementación de la tarjeta de adquisición de datos del sistema de medición de temperatura. Se realiza un análisis de los diagramas electrónicos y sus componentes tanto para la parte analógica como digital; además se describen los criterios de selección de los distintos dispositivos utilizados en el sistema.

A continuación se presenta una descripción de todas las etapas y módulos asociados al hardware del sistema:

- **Etapas de transducción:** está fundamentada en un fotodiodo. Tiene la tarea de convertir la señal proveniente del espectrómetro en una señal eléctrica para su posterior análisis.
- **Sistema acondicionamiento de señal:** tiene la función de filtrar, amplificar y adaptar la señal procedente del sensor para una correcta adquisición por parte del conversor.
- **Módulo de adquisición de la señal:** corresponde a la conexión y configuración del conversor análogo/digital de datos que ha llevar a cabo la adquisición de la señal.
- **Etapas de control de datos:** es el encargado del procesamiento de los datos que se han de envían al PC para su posterior análisis.
- **Etapas de almacenamiento de datos:** su función es almacenar las pruebas, textos del menú y la posición del motor.
- **Interfaz de comunicación con el usuario:** corresponde al teclado y la pantalla LCD en donde el usuario configura el modo de manejo del sistema de medición de temperatura.
- **Módulo de transferencia de los datos al PC:** diseñado para la transmisión de los datos al PC por vía USB.
- **Etapas de potencia para el motor:** brindar la potencia necesaria para el adecuado funcionamiento del motor paso a paso.

- **Modulo de emergencia en corte de alimentación:** dedicado para proteger la calibración del dispositivo.
- **Fuente de alimentación del sistema:** etapa encargada de suministrar los niveles de voltaje y potencia requeridas para el adecuado funcionamiento de todo el equipo.

## 4.1 ETAPA DE TRANSDUCCIÓN

Un transductor es un dispositivo capaz de convertir una señal de un tipo de energía en otra. Para el cálculo de la temperatura por el método de análisis del espectro radiado por una fuente de cuerpo caliente, es necesario el uso de un sensor capaz de convertir una señal luminosa en una señal eléctrica. A continuación se describe el sensor utilizado y la correspondiente configuración circuital del fotodiodo, esta etapa es necesaria para que el fotodiodo proporcione una señal que pueda garantizar un correcto acondicionamiento para su correspondiente conversión.

### 4.1.1 Sensor

El sensor empleado como detector de la radiación que convierte la energía que incide sobre el en corriente. Al igual que la rejilla para su selección se debe tener en cuenta que se trabajara con señales luminosas, por lo tanto su respuesta característica debe ser óptima para este rango de longitudes de onda.

Para este propósito se empleo el fotodiodo de referencia **PDU-V-104<sup>4</sup>** de **API (Advanced Photonix Inc.)**. la selección de este fotodiodo fue una de las mejores alternativas teniendo en cuenta que el sensor tiene un rango de excursión lineal entre el ultravioleta y el infrarrojo cercano, lo cual es optimo para el sensado de componentes espectrales de luz visibles emitidas a causa del cambio de temperaturas superiores de 500 grados °C del metal.

De la hoja de datos del sensor se pueden extraer las características más importantes, ver tabla 4:

---

<sup>4</sup> Ver hojas de datos. Anexo C

**Tabla 4:** Características del fotodiodo.

PARAMETRO	VALOR(unidad)
Resistencia Shunt	2 (G Ohm)
Rango espectral	350 (nm) – 1100(nm)
Sensibilidad (l = 350 nm)	0.18 (A / W)
Corriente de oscuridad	5 (pA)
Área activa	2.64 (mm) x 1,17 (mm)

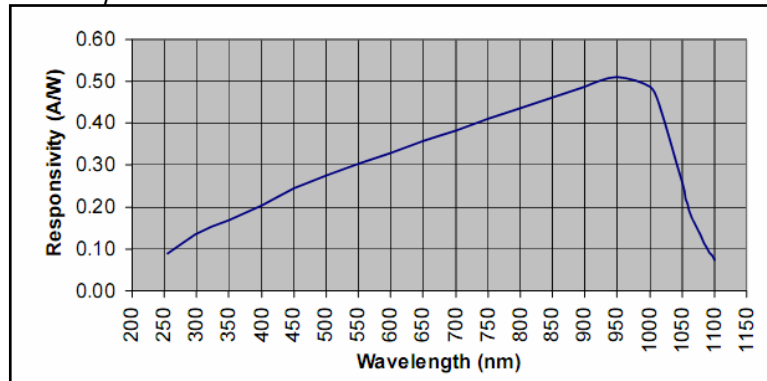
Fuente: Hoja de datos del fabricante

El modelo ideal del fotodiodo corresponde a una resistencia de shunt en paralelo con la capacitancia de diodo y la fuente variable de corriente de diodo (dada por la excitación).

La caracterización del sensor para su posterior montaje en un circuito amplificador hace necesario hallar el rango de corriente de salida de acuerdo a la potencia lumínica de la fuente.

Observando la figura 6, se puede garantizar que la respuesta espectral del fotodiodo para un rango de frecuencias entre 250nm a 1100nm tiene una sensibilidad que varía de entre 0.1(A/W) a 0.5(A/W).

**Figura 6:** Respuesta espectral del sensor



Fuente: hoja de datos del fabricante

Teniendo en cuenta estos parámetros se puede hallar la corriente generada por el fotodetector al ser excitado por una luz con potencia conocida, por medio de la ecuación (4.1). donde  $I_D$  es la corriente de diodo,  $R_P$  la sensibilidad del fotodiodo y P la potencia de luz incidente al área del fotodiodo.

$$I_D = R_P(P) \tag{4.1}$$

Por ejemplo la corriente generada por una señal de longitud de onda de 650nm y potencia de 1mW es 3.5 mA.

### 4.1.2 Preamplificación

El fotodiodo al ser excitado por una fuente de luz responde con una corriente de salida del orden de los micro-amperes. Y como no es conveniente realizar la amplificación de la señal en una sola etapa porque se estaría incrementando también todo el ruido presente en la señal se hace indispensable la implementación de un circuito preamplificador con una corriente de bias despreciable, y un nivel de muy bajo de ruido. Teniendo en cuenta estos requerimientos se empleo para este circuito el amplificador operacional **CMOS AD8609**<sup>5</sup> recomendado por el fabricante **Analog Devices** para aplicaciones con sensores y filtrado entre otras, tiene una corriente bias de entrada de 1pA máx, un nivel de ruido de 27 nV/√Hz y producto ganancia ancho de banda GBP de 400KHz.

La implementación del circuito en configuración inversora con un condensador de realimentación que forma una red RC con la resistencia de ganancia garantiza estabilidad al sistema, un nivel de amplificación y prefiltrado acordes a los parámetros de la señal de entrada tales como frecuencia e intensidad.

La ecuación (4.2) muestra el  $V_{OUT}$  voltaje de salida del preamplificador en función de  $I_D$  corriente de diodo y  $R_f$  resistencia de realimentación.

$$V_{OUT} = I_D (R_f) = R_P(P)R_f \quad (4.2)$$

En el diseño el valor de la resistencia  $R_f$  es 22MΩ para obtener una alta ganancia; dicho valor viene dado por la potencia de luz incidente en el área activa de fotodiodo ( $P$ ), así como de la respuesta espectral en su respectiva longitud de onda  $R_P$ . El valor de ganancia depende de la potencia de luz incidente a sensor, factor que obedece al comportamiento de la temperatura del cuerpo caliente<sup>6</sup>. El condensador  $C_f$  tiene la función de dar estabilidad al sistema y limitar el ancho de banda a las frecuencias de interés. La frecuencia de la señal de entrada es menor a 10 Hz y está dada por la razón de cambio del valor de las componentes espectrales del cuerpo caliente, teniendo en cuenta esta consideración se selecciona un valor de frecuencia de corte de 16.24 Hz y de acuerdo a la ecuación (4.3) del ancho de banda de la señal:

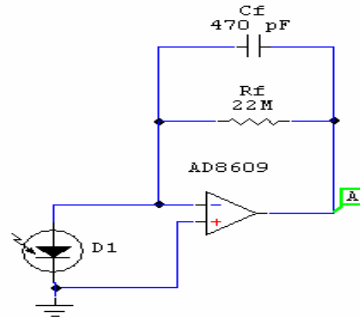
$$BW = \frac{1}{2} \pi R_f C_f \quad (4.3)$$

<sup>5</sup> Vease hoja de datos anexo C

<sup>6</sup> Ver Anexo B, Correlación de temperatura

Y tras definir el valor de la resistencia de ganancia  $R_f=22\text{M}$  se calcula el valor del condensador  $C_f=470\text{pF}$ . A continuación se presenta el esquema final de la etapa de preamplificación. Ver figura 7.

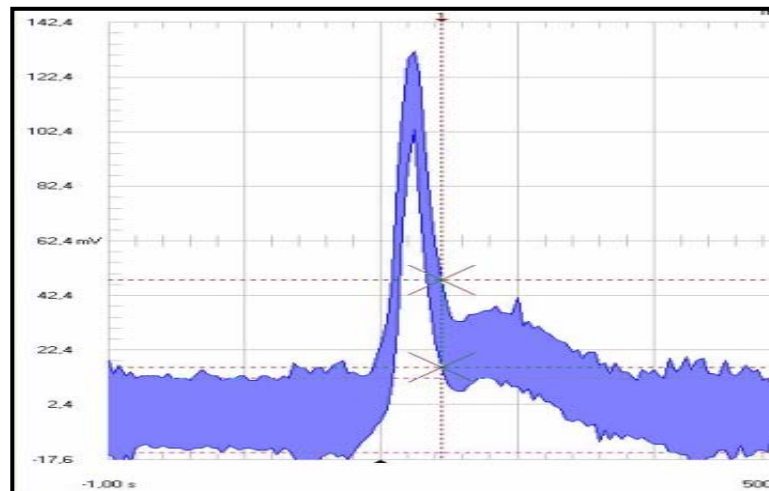
**Figura 7:** Esquema circuital de la etapa de preamplificación.



Fuente: autores del proyecto

La señal de salida de la etapa preamplificadora, figura 8, muestra una señal con una intensidad no mayor a 130mV y con un nivel de ruido considerable, esto hace necesario una etapa de filtrado que reduzca al máximo el ruido y una posterior etapa de amplificación para acondicionar la señal a niveles de voltajes que se encuentren en el rango de 0 a 5V.

**Figura 8:** señal de salida de la etapa preamplificadora.



Fuente: autores del proyecto

## 4.2 SISTEMA ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

Los circuitos de acondicionamiento de la señal de entrada en un sistema de propósito general tienen la tarea de amplificar, filtrar y adaptar la señal proveniente de un sensor hacia un circuito de conversión análogo

digital u otro dispositivo o circuito posterior, además de realizar funciones de procesamiento como diferenciación, adición, linealización de la señal o detección de fallos; así como proveer de alimentación al sensor si fuera necesario.

Para el caso particular de nuestro proyecto la señal proveniente del espectrómetro es captada por el sensor de luz y conectada a una etapa de preamplificación, filtrado y amplificación que garantiza al conversor análogo-digital una señal de salida con un rango de excursión de 0 a 5V, frecuencia deseada y bajo nivel en ruido.

#### **4.2.1 Filtrado de la señal de entrada**

La etapa de filtrado se emplea para limitar el ancho de banda del sistema, para reducir ruido o atenuar señales no deseadas, reducir interferencias, por ejemplo de la red eléctrica (60 Hz) y además cumplir la tarea de filtro anti-aliasing en caso que la señal vaya a ser digitalizada. Otros criterios de selección además de la frecuencia a tratar es la velocidad de la señal (slew rate) y su amplitud.

Teniendo en cuenta que la señal a tratar esta en el rango de frecuencias menores a 10Hz se opta por un filtro pasa-bajas con frecuencia de corte de 15 Hz.

El paso a seguir es la selección del tipo de filtro que se va a implementar, para esto se debe tener en cuenta que requerimientos debe cumplir esta etapa en base a las características de la aplicación; en este caso en particular, resulta de gran importancia lograr una buena precisión en el conocimiento de la magnitud de la señal, ya que en gran parte, el éxito del dispositivo está en lograr determinar la máxima componente espectral de las entradas luminosas. Analizando las características de los tipos de filtrado se tiene:

- El filtro Tschebyscheff es especial para aplicaciones que requieran una acentuada pendiente de caída, pero presenta un rizado en la banda de paso, esto último ocasiona distorsiones en la magnitud de la señal, por lo que deja de ser atractivo para el sistema a implementar.
- El filtro de Bessel optimiza su respuesta en la fase, entonces no se ajusta para la aplicación.

- El filtro de Butterworth tiene una respuesta máximamente plana en la banda de paso, lo que permite que la señal sea filtrada sin sufrir distorsiones indeseadas en la magnitud.

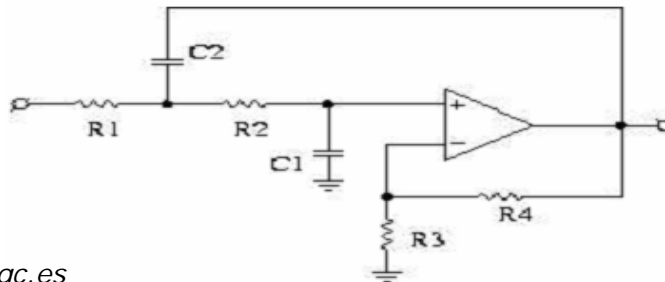
De acuerdo a esto, el filtro que se ajusta mejor a las necesidades de la aplicación es el filtro Butterworth y para lograr una buena atenuación de las señales no deseadas se opta por la implementación de dos etapas de filtrado es decir un filtro de cuarto orden.

Realizando una inspección a las topologías con las que se puede implementar el filtro seleccionado se tiene:

- La topología Múltiple Feedback (MFB) se caracteriza por tener baja sensibilidad a la variación de los valores de los componentes, tiene una mejor respuesta a altas frecuencias.
- La topología Sallen Key permite obtener mayor exactitud en la ganancia configurándolo para ganancia unitaria y simplificaciones en el diseño.

Teniendo en cuenta estas consideraciones la mejor alternativa es la topología Sallen Key. Ver configuración figura 9:

**Figura 9:** Estructura sallen-key.



Fuente: [www.ulpgc.es](http://www.ulpgc.es)

Dado que opta por un filtrado de ganancia unitaria y disminuir los inconvenientes de sensibilidad de componentes se elimina R3 y  $R4=0$  es decir un corto. Resolviendo el polinomio de Butterworth y utilizando la tabla con sus respectivos coeficientes se calculan los valores de las resistencias y los condensadores.

El circuito implementado para el filtro pasa-bajas es el que se muestra en la figura 10.

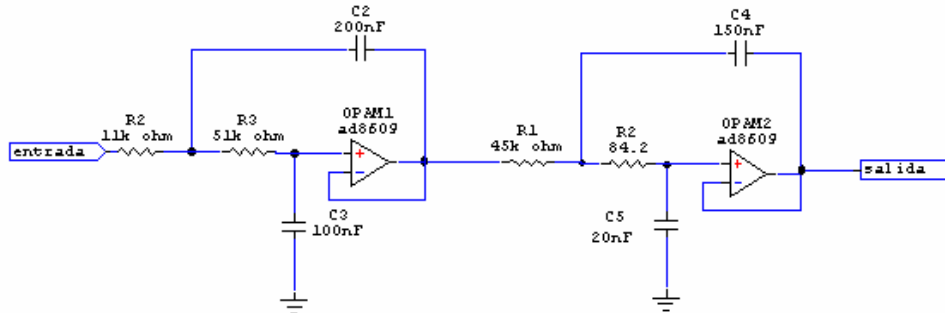
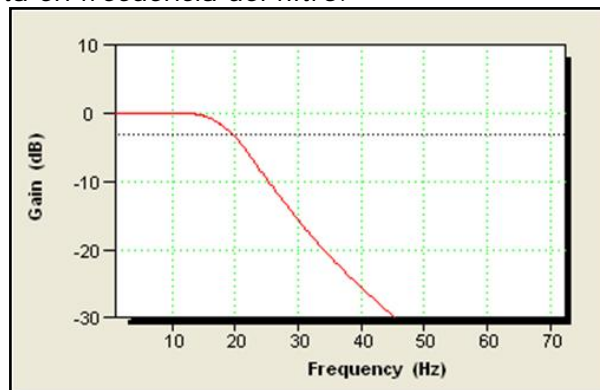


Figura 10: Filtro pasa-bajas

Fuente: Autores de proyecto.

En la siguiente grafica se muestra la respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajas de cuarto orden y frecuencia de corte de 15Hz. Figura 11.

Figura 11: Respuesta en frecuencia del filtro.



Fuente: Autores de Proyecto.

El amplificador Operacional empleado para el filtrado es el **AD8609**, (mismo de la etapa de preamplificación) trae encapsulados 4 amplificadores operacionales, de los cuales se utilizaran dos para este proceso.

Actualmente la síntesis de filtros se realiza con programas de ordenador<sup>7</sup> o a partir de manuales donde están recogidas las respuestas

<sup>7</sup> Herramientas de simulación para la implementación de filtros tales como Filter Wiz Pro, o FilterPro ya existen en el mercado.

correspondientes a las funciones de transferencia más habituales de filtros. Tales herramientas hacen más sencilla la implementación de gran variedad de filtros, sin importar la complejidad o tamaño. Solo introduciendo parámetros, como tipo de filtro, frecuencia de corte, ganancia de salida, número de polos, etc. entregan los esquemas circuitales así como el valor de sus componentes.

### **4.3 ANÁLISIS DE FUENTES DE RUIDO E INTERFERENCIAS**

En el sistema implementado están presentes ciertas fuentes de ruido e interferencias que afectan de forma significativa las características de la señal de entrada. Idealmente se busca eliminar todo tipo de ruido o componentes de señal que no sean de nuestro interés.

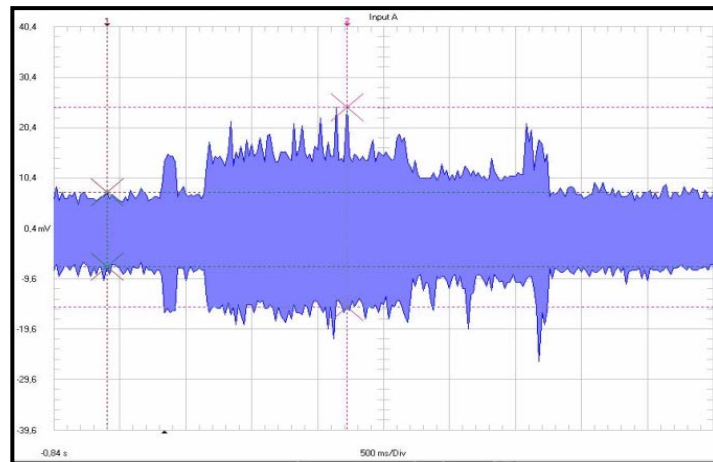
En la realidad solo es posible reducir a tolerancias manejables estas componentes de señal no deseadas. Señales de ruido tales como las ocasionadas por la vibración del motor, ruido de alimentación de la red, ruido electrostático, así como la luz del exterior incidente en el sensor; hacen necesario tratar este tema de forma rigurosa para efectos de buscar una señal de entrada con niveles de ruido que no afecten la conversión digital.

#### **4.3.1 Ruido producido por las vibraciones del motor.**

El sistema basado en un espectrómetro hace necesario el acople mecánico para el control de la rejilla de dispersión de la luz en su espectro. El motor paso a paso cumple con la tarea de hacer girar la rejilla, pero a cada paso realizado ocasiona una vibración en todo el sistema óptico. Componentes como la rejilla y el sensor son afectados por estas vibraciones produciendo un nivel de ruido bastante considerable al momento de incidir la luz sobre sus superficies. Teóricamente es muy complejo encontrar una solución para este comportamiento, debido que hay que tener en cuenta aspectos tales como la frecuencia del motor, el mecanismo de acople, la disposición de los componentes en el sistema, entre otras. Una solución bastante sencilla fue la disposición de elementos amortiguadores (bases de goma) en la plataforma del mecanismo, la cual entregó resultados satisfactorios, de acuerdo a los gráficos mostrados a continuación.

La señal de ruido generada por la vibración a la salida del sensor registra un nivel de ruido de 7.7mV sin el mecanismo de amortiguamiento. Ver Figura 12.

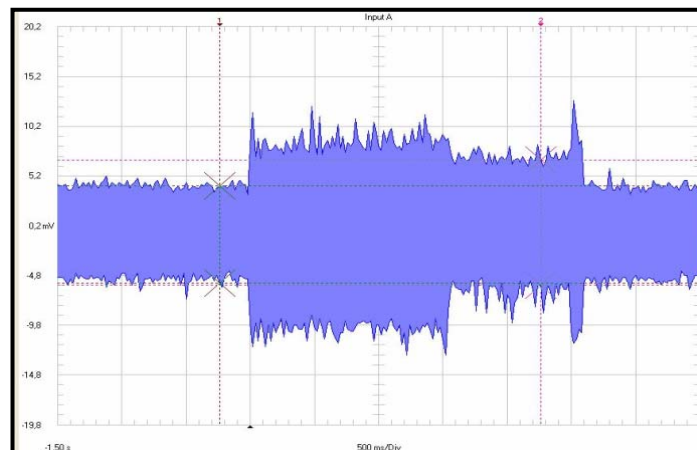
**Figura 12:** salida de la etapa de amplificación sin mecanismo de amortiguamiento en ausencia de luz.



*Fuente: autores del proyecto.*

La reducción es significativa, se registran valores de 2.6mV después de acoplar unas bases de goma en la plataforma del equipo. Ver figura 13.

**Figura 13:** salida de la etapa de amplificación con mecanismo de amortiguamiento en ausencia de luz.



*Fuente: autores del proyecto*

### **4.3.2 Ruido de alimentación de la red y perturbaciones de alta frecuencia.**

Todos los sistemas electrónicos que estén conectados a una fuente de alimentación externa (red eléctrica) están expuestos a interferencias producidas por la línea de red a una frecuencia de 60 Hz. También son

vulnerables a perturbaciones de alta frecuencia originadas internamente por los demás componentes electrónicos o por ruido proveniente de la red eléctrica.

Teniendo en cuenta que la señal manejada por el sistema es de baja frecuencia ( $f < 10$  Hz) se implementó una etapa de filtrado pasa-bajas con frecuencia de corte de 15 Hz. con el fin de reducir al máximo estos dos fenómenos que alteran de gran forma las mediciones realizadas.

La incorporación de condensadores entre tierra y alimentación u otras conexiones del sistema actúan como elementos reductores de ruido presente en la fuente de alimentación o la señal procedente del sensor.

Otros fenómenos no deseados presentes en el sistema se trataron de una forma más práctica, como el apantallamiento de la estructura donde se encuentra montado el sistema de preamplificación del sensor teniendo en cuenta la gran sensibilidad de esta etapa. Otro aspecto importante a tener en cuenta es el aislamiento que se debe hacer de luz a analizar, eliminando la luz que del exterior pueda alterar la medición. Este inconveniente se solucionó haciendo hermético el cuerpo del espectrómetro.

#### **4.4 AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL**

El margen de entrada del conversor análogo-digital MCP3201 que se implementó en el presente proyecto es de 0 a 5 V, en consecuencia, la señal procedente del sensor debe estar limitada a este rango de trabajo. Además la señal que maneja el CAD es de carácter unipolar. La etapa de amplificación se diseñó con una configuración no inversora y cumple con la tarea de amplificar la señal y mantenerla en los rangos establecidos de 0 a 5V, garantizando además a la salida la unipolaridad de la señal.

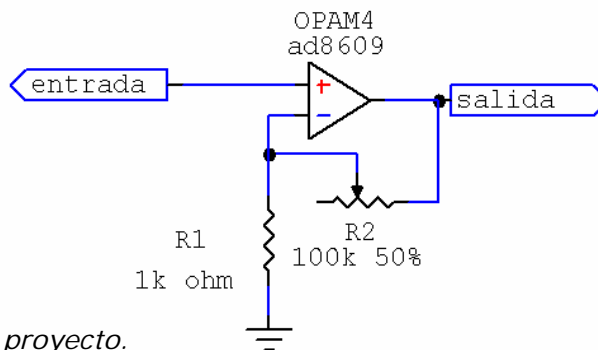
La implementación de la etapa de amplificación se realizó al igual que en la etapa de preamplificación y filtrado con el OPAM AD8609. Dado por sus características ya reseñadas en etapas anteriores.

La configuración no inversora garantiza una impedancia alta de salida. La ganancia en lazo cerrado está dada por la ecuación (4.4):

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.4)$$

El esquema circuital de la Figura 14. muestra la configuración de la ganancia del amplificador compuesta por con una resistencia R1 de  $1k\Omega$  y la resistencia variable R2 de  $100k\Omega$  que garantiza una ganancia en lazo cerrado de hasta 100 veces la entrada de acuerdo a la potencia de la luz incidente en el sensor.

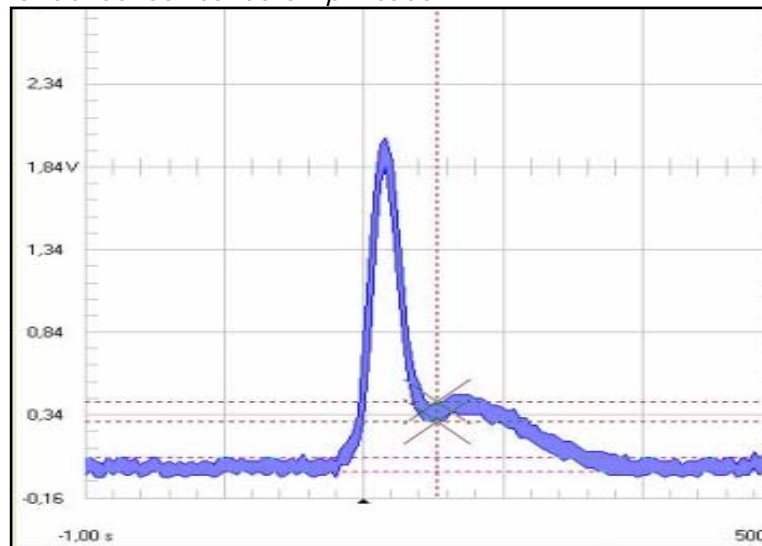
**Figura 14:** circuito del amplificador con configuración no inversora.



Fuente: autores del proyecto.

Para efectos de prueba se configura una ganancia de 100 teniendo en cuenta la intensidad de luz usada como se muestra en la Figura 15.

**Figura 15:** Señal del sensor salida amplificada.



Fuente: autores del proyecto

## 4.5 ETAPA ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL

Luego del acondicionamiento de la señal se requiere ahora su digitalización, para lo cual se debe considerar el valor máximo que esta

puede presentar y la mínima variación que se necesite percibir. Para el caso se quiere digitalizar una señal, que se ha preparado para que pueda variar entre 0 y 5V, en donde la mínima variación registrada es de 5mV.

Para realizar esta tarea se selecciona el conversor **MCP3201** de fabricación de **Microchip** tecnología SAR, es un conversor de 12 bits y con un solo canal de entrada. El cual proporciona la resolución suficiente para la aplicación si se observa que con 12 bits se tiene:

$$LSB_{size} = V_{ref}/4096$$

$$LSB_{size} = 0,00122$$

Por lo que permite percibir cambios en la señal de 1.22mv tomando como voltaje de referencia 5V. Se descarta la tecnología Sigma-Delta ya que estos dispositivos están diseñados para aplicaciones que requieran conversiones de muy alta resolución; 16bits en adelante, además su configuración es más compleja en comparación con el conversor seleccionado. Otros aspectos que se tienen en cuenta son: la aplicación solo requiere de un canal para la conversión, por lo que el conversor **MCP3201** se ajusta a este requisito, además cabe mencionar que la entrada al conversor es pseudo-diferencial con lo que se pueden eliminar niveles de tensión en el camino de tierra. De esta manera el conversor que se selecciona satisface los requerimientos sin quedar subutilizado, además es económico y de fácil adquisición. Tasas de conversión de 100ksps son posibles de conseguir en este dispositivo. La comunicación con el dispositivo es hecha a través de tres líneas de control, compatible con el protocolo SPI.

#### 4.5.1 Descripción de pines

En la siguiente tabla se muestra la descripción de pines del conversor. Tabla 5:

Tabla 5: descripción de pines de MCP3201

1	Voltaje de referencia (VREF)	5	Selección del dispositivo (CS)
2	Entrada no inversora (IN+)	6	Salida de datos seriales (D <sub>OUT</sub> )
3	Entrada Inversora (IN-)	7	Reloj serial (CLK)
4	Gnd (VSS)	8	Voltaje de alimentación (VDD)

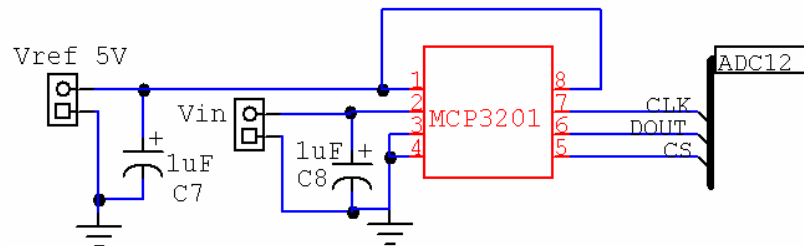
*Fuente: hojas de datos del fabricante.*

La señal de entrada al conversor tiene un rango de excursión de 0V a 5V, por lo cual se precisa a colocar un Vref de 5V. Es importante decir que la entrada pseudo-diferencial del conversor, permite eliminar señales de voltaje en el camino de tierra si la entrada inversora se conecta a ella. Los valores de tensión suprimidos son del orden de los  $\pm 100\text{mV}$ .

#### 4.5.2 Conexión del conversor A/D MCP3201

La conexión del conversor A/D MCP3201 al microcontrolador se realiza con tres líneas de control. Siguiendo los estándares de protocolo SPI. Los condensadores C7 y C8 forman redes bypass. Figura 16.

Figura 16: Esquema de conexión conversor MCP3201



Fuente: autores del proyecto

#### 4.6 CONTROL DE LOS DATOS

Debido a la digitalización en el manejo de la información y procesamiento de señales, es necesario el uso de un microcontrolador u otro dispositivo que facilite la adquisición y posterior transferencia de datos, correspondiente a las señales adquiridas.

El microcontrolador **MC68HC908GP32CP<sup>8</sup> de Freescale**, se utiliza en el desarrollo del prototipo debido a sus grandes prestaciones en el manejo de periféricos, tales como: memorias, conversores, teclado y LCD.

La selección de este microcontrolador obedece a que dentro de la familia de los MC68HC08, es el que más se adecua al desarrollo del prototipo por número de pines de propósito general (I/O), módulo de comunicación (SCI), módulo de temporizado (TIMER), módulo de

<sup>8</sup> Ver anexo hojas de datos

interrupciones (KBI), tamaño de memoria (RAM y FLASH), velocidad de control y fácil programación en lenguaje C.

El microcontrolador **MC68HC908GP32CP** es un dispositivo de bajo costo y alto desempeño de la familia de microcontroladores de 8 bits. presenta un empaquetado de 40 pines, consta de 5 puertos dedicados para propósito general, 33 terminales que pueden ser implementados como entrada o salida para la conexión de gran variedad de periféricos.

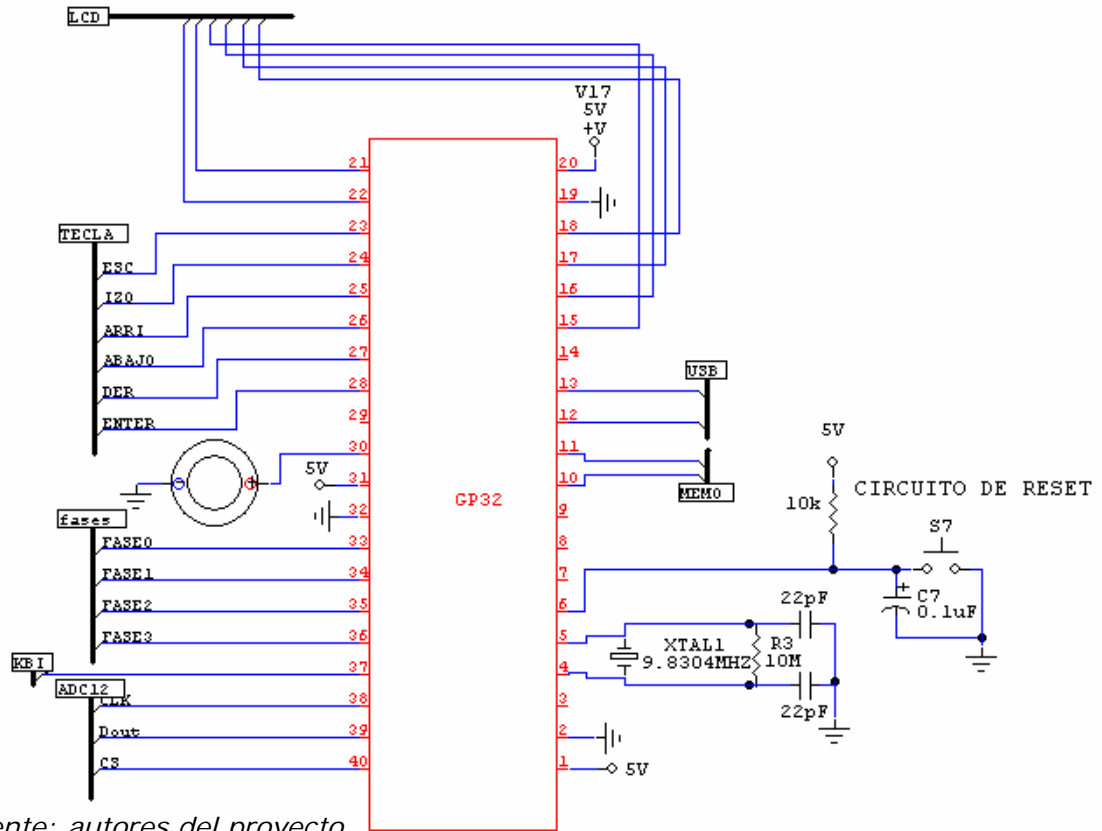
#### **4.6.1 Módulos específicos implementados en el microcontrolador**

- **Pines de propósito general (I/O):** Se refiere a los puertos de entrada ó salida PTA, PTB, PTC, PTD, distribuidos de acuerdo a las necesidades de cada dispositivo a controlar: ADC, LCD, teclado, memoria.
- **Módulo de temporizado TIM:** Permite generar interrupciones periódicas sincronizadas a múltiplos definidos de la frecuencia del cristal. Las interrupciones manejadas por este módulo sincronizan el convertor ADC a tasas periódicas, para que tome mediciones a intervalos de tiempo fijo que viene determinados según la necesidad de la medición.
- **Módulo de comunicación SCI:** Permite la comunicación del microcontrolador con otros dispositivos a través del puerto PTE, mediante dos líneas PTE0\_Tx y PTE1\_Rx, utilizando el protocolo de comunicación SCI (Serial Communication Interface).
- **Módulo SPI:** No utilizado debido a que la longitud de los datos adquiridos a través de dicho módulo no puede sobrepasar los 8bits, y para las necesidades del prototipo la longitud de los datos es de 12bits, por tal motivo este módulo se obvia y en contraprestación se diseña mediante software una rutina interna SPI para la adquisición de datos de longitudes mayores a un byte.
- **Módulo de interrupciones KBI:** Módulo de interrupción implementado para detectar caída de tensión en la alimentación de la red eléctrica, para lograr enganchar una batería de respaldo al sistema.

## 4.6.2 Implementación del microcontrolador MC68HC908GP32

El siguiente esquema muestra la configuración circuital del microcontrolador y sus periféricos. Figura 17.

Figura 17: Diagrama de conexión del microcontrolador



Fuente: autores del proyecto

En el circuito de configuración de microcontrolador se pueden resaltar algunos aspectos:

- Los niveles de alimentación de voltaje necesarios para un adecuado funcionamiento del microcontrolador son de 5V y 0V (tierra).
- La frecuencia de reloj que maneja el bus del microcontrolador esta suministrada por el oscilador de configuración Pierce con un cristal de 9.8304Mhz.

Los periféricos soportados por el microcontrolador son los siguientes:

- Adquisición de datos.

- Memoria externa.
- Comunicación al PC por USB.
- Teclado.
- Modulo de emergencia.
- Pantalla LCD.
- Control de motor paso a paso.

Además se dispuso de un circuito RESET para que el usuario tenga la posibilidad de reiniciar el microcontrolador en el momento que lo desee. De igual forma se incorporo un indicador sonoro, para informa al usuario sobre diferentes estados del sistema.

## 4.7 MEMORIA EXTERNA

Este dispositivo permite el almacenamiento de los datos adquiridos en las mediciones, los textos presentados en la pantalla de cristal líquido para el uso del menú, y la posición del motor al presentarse una falla en la alimentación de la red eléctrica, para garantizar que se mantenga la calibración del equipo. Su empleo se hace indispensable debido a que la memoria del microcontrolador se halla limitada en capacidad para el almacenamiento de las pruebas requeridas, y porque su topología solo permite retención de datos en presencia de alimentación.

La implementación de la memoria aumenta las prestaciones del dispositivo, adicionando una característica de portabilidad, lo que independiza el dispositivo de una conexión permanente con el PC para su desempeño.

Tendiendo en cuenta la cantidad de datos que se necesita almacenar, una memoria con una capacidad de 512Kbits es suficiente y para que los datos permanezcan aun en ausencia de alimentación se selecciona una memoria tipo EEPROM. Con La memoria **24LC515<sup>9</sup> Microchip Inc.** se satisfacen los requerimientos anteriormente señalados.

### 4.7.1 Descripciones generales

La familia de memorias 24XX515 de **Microchip Inc.**, tiene una capacidad de almacenamiento de 512kbits (64k x 8), son eléctricamente

---

<sup>9</sup> Ver Hoja de datos, anexo C

borrables (EEPROM), están habilitadas para operar en un rango de alimentación unipolar de 1.8V a 5.5V.

- Su desarrollo se ha enfocado para diseño de dispositivos de bajo consumo de potencia, adquisición de datos y equipos portátiles. Permite acceso a sus registros internos de memoria en modo aleatorio y secuencial. Su mapa de memoria se encuentra fragmentado en dos segmentos de almacenamiento equivalente a 256kbits. Posee una interfaz serial de dos líneas, compatible con el protocolo I2C y tiene un pin de protección contra escritura.

#### 4.7.2 Descripción de pines

La distribución de sus pines se describe en la tabla 6.

Tabla 6: Descripción de pines de la memoria.

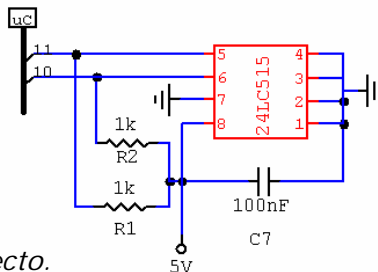
1	Selección de chip configurable (A0)	5	Transferencia de datos , serial (SDA)
2	Selección de chip configurable (A1)	6	Reloj serial (SCL)
3	Selección de chip no configurable (A2)	7	Protección de escritura (WP)
4	Gnd (VSS)	8	Voltaje de alimentación (VCC)

Fuente: hoja de datos del fabricante.

#### 4.7.3 Implementación de la memoria

La conexión de la memoria al microcontrolador se realiza por los pines 10 y 11, que corresponden a PTC3 y PTC4 respectivamente. R1 y R2 son resistencias de pullup, C7 es un condensador para atenuar el ruido. El esquema de conexión se muestra en la figura 18.

Figura 18: Diagrama de conexión de la memoria.



Fuente: autores del proyecto.

### 4.8 INTERFAZ DE COMUNICACIÓN CON EL USUARIO

La configuración por parte del usuario del modo de adquisición de las pruebas ya sea manual o automática, la cantidad de las pruebas deseadas, la frecuencia de adquisición de las mismas, así como el

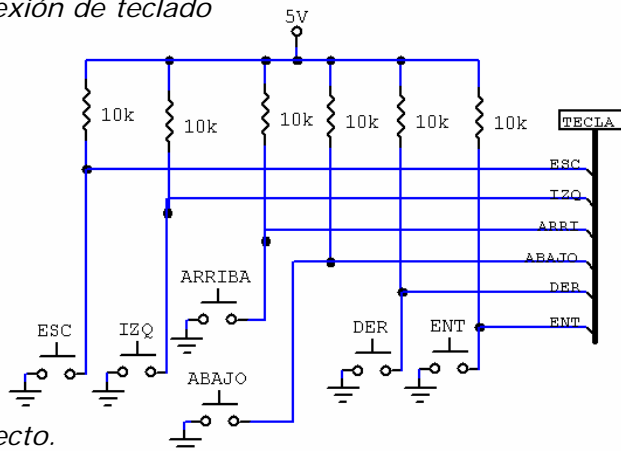
control para la descarga y formateo de la memoria, hace necesario la incorporación de un teclado y una pantalla LCD. Estos módulos además convierten al sistema en un dispositivo versátil y portable.

#### 4.8.1 Módulo de teclado

Para el acceso y manejo del menú principal se hace indispensable el acondicionamiento de un módulo externo de teclado, y por razones de diseño se implementa en el puerto b, desde PTB0 a PTB5 del microcontrolador.

Para la identificación de cada tecla presionada, se hace un sondeo constante del estado lógico del puerto, y se identifica cuando se detecta un nivel lógico de cero en uno de sus pines. El circuito de conexión al microcontrolador se muestra en la figura 19.

Figura 19: Circuito de conexión de teclado



Fuente: autores del proyecto.

Las resistencias de 10k protegen al microcontrolador de altas corrientes, el número total de teclas son seis, su distribución se muestra en la tabla 7.

Tabla 7: Asignación del teclado

PIN	FUNCION	PIN	FUNCION
PTB0	ESCAPE	PTB3	ABAJO
PTB1	IZQUIERDA	PTB4	DERECHA
PTB2	ARRIBA	PTB5	ENTER

Fuente: Autores de proyecto

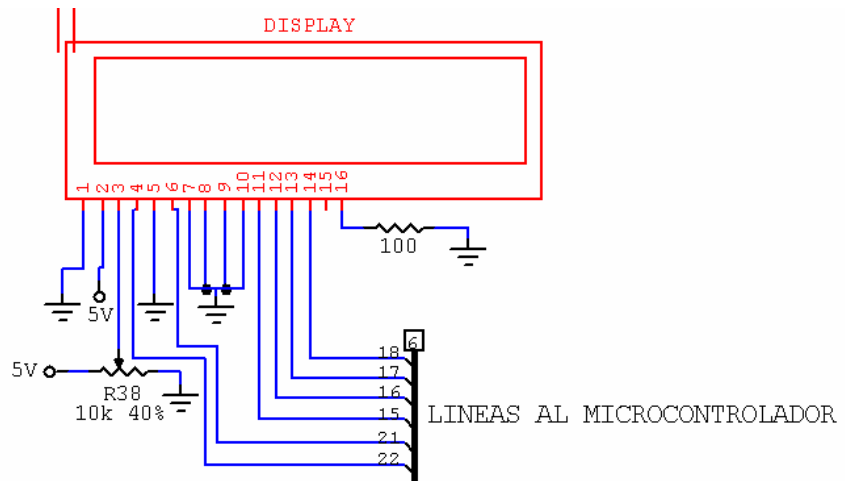
## 4.8.2 Pantalla de cristal líquido LCD

Para la visualización del menú se emplea una pantalla de cristal líquido de 16X2 (16 caracteres por 2 filas). Para efectos de diseño la pantalla solo recibe datos, no existe una retroalimentación para leer valores de la LCD. Los comandos de inicialización y ejecución de instrucciones se realizan de acuerdo a los estándares de definidos por el fabricante. el reconocimiento de los caracteres se hace en formato ASCII.

### 4.8.2.1 Conexión al microcontrolador

El circuito de conexión con el microcontrolador se muestra en la figura 20.

Figura 20: Interconexión LCD con microcontrolador.



Fuente: autores del proyecto

El control de la pantalla LCD se realiza por medio de 6 líneas provenientes del microcontrolador, RS, E y 4 bits. La resistencia de  $100\Omega$  es para que la pantalla se mantenga iluminada. El contraste se configura con la resistencia variable de  $10k\Omega$ .

## 4.9 MÓDULO DE TRANSFERENCIA DE LOS DATOS AL PC

La transferencia de datos desde el microcontrolador al computador, se realiza por medio del puerto USB. Este tipo de conexión hace del dispositivo un equipo versátil y compatible con cualquier sistema de cómputo de última tecnología.

El **FT232BM**<sup>10</sup> es un circuito integrado de aplicación específica que realiza la función de convertir un protocolo SCI a USB. La implementación de este dispositivo se hace necesaria debido a que el módulo de comunicación utilizado para la transmisión y recepción de datos por parte del microcontrolador **MC68HC908GP32CP** es el módulo interno SCI, haciéndose necesario la conversión de protocolo a USB, para el posterior intercambio de información módulo-PC.

La utilización de este dispositivo obedece a la estandarización de los sistemas de comunicación que en la actualidad se promueven, además por la comodidad, disposición y facilidad que los sistemas **plug and play** ofrecen.

#### **4.9.1 Conexión para interfaz SCI-USB**

El diagrama circuital implementado para la configuración del **FT232BM** se realiza de acuerdo a las indicaciones del fabricante. Los valores de los elementos utilizados son los mismos propuestos en la hoja de datos.

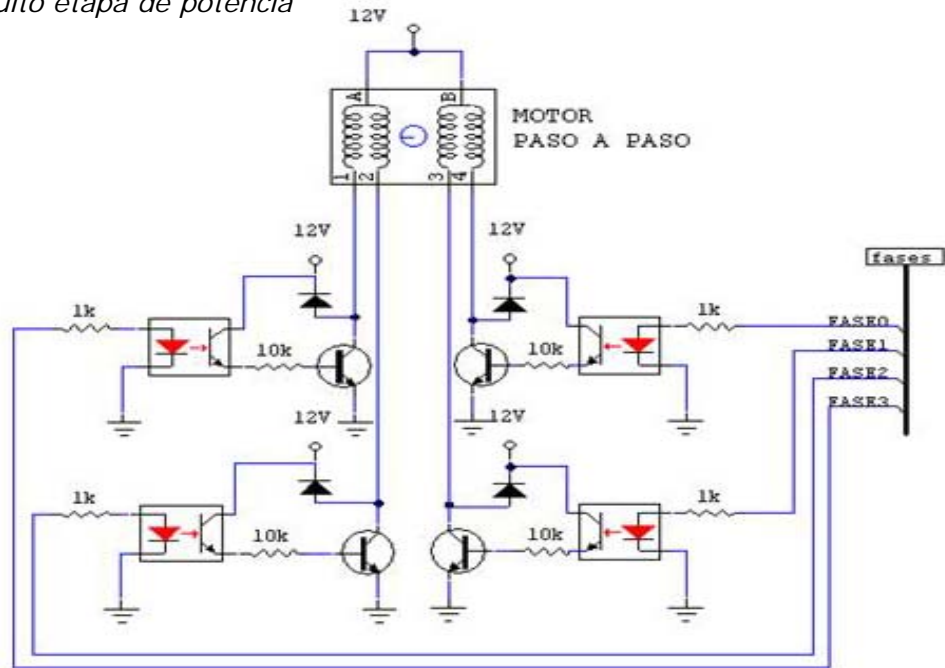
A continuación se muestra el esquema de conexión del **FT232BM**. Véase Figura 21.

---

<sup>10</sup> Ver hoja de datos anexo C.



Figura 22: Circuito etapa de potencia



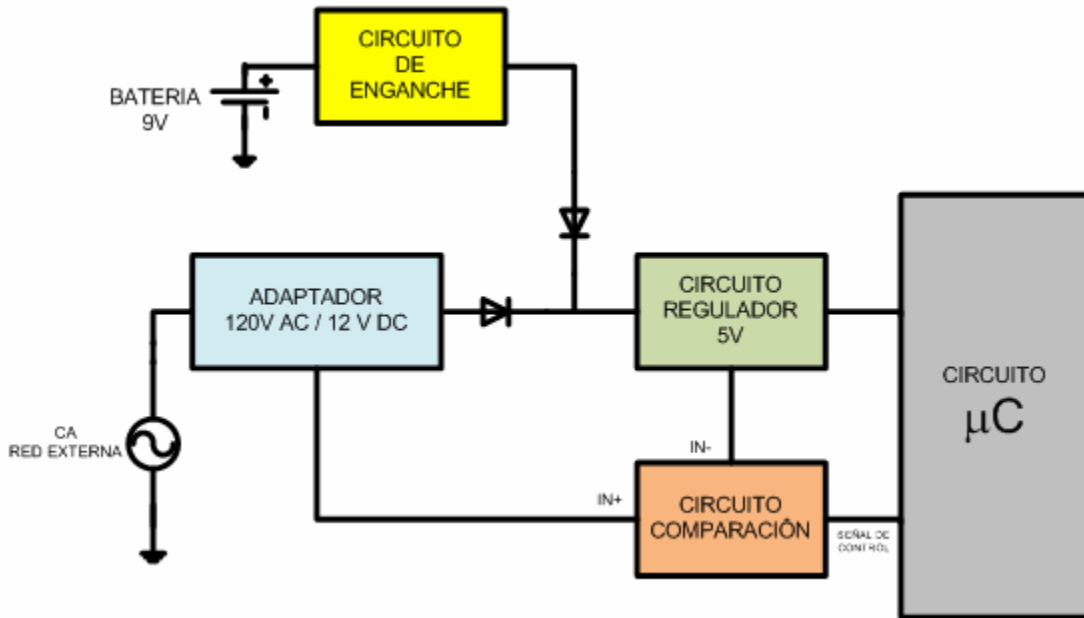
Fuente: Autores de proyecto

#### 4.11 MÓDULO DE EMERGENCIA EN CORTE DE ALIMENTACIÓN

Debido a que el sistema requiere al iniciar una prueba que el motor se encuentre en una posición inicial fija establecida luego del proceso de calibración. Un corte en la fuente de alimentación durante el proceso de adquisición ocasiona que el punto inicial tenga un corrimiento, porque se pierde esta referencia.

Como solución a este posible fallo se diseña un circuito de protección, que permite el enganche a una batería externa durante un intervalo de tiempo; en el cual se almacena en una memoria externa la posición actual del motor y su fase actual de activación. El esquema se puede apreciar en la figura 23.

Figura 23: Esquema módulo de emergencia



Fuente: Autores de proyecto.

Para detectar dicho corte en la fuente de alimentación, se implementa un módulo de interrupciones internas del microcontrolador, para permitir el enganche de la batería y el almacenamiento de los datos.

#### 4.11.1 Circuito del módulo de emergencia

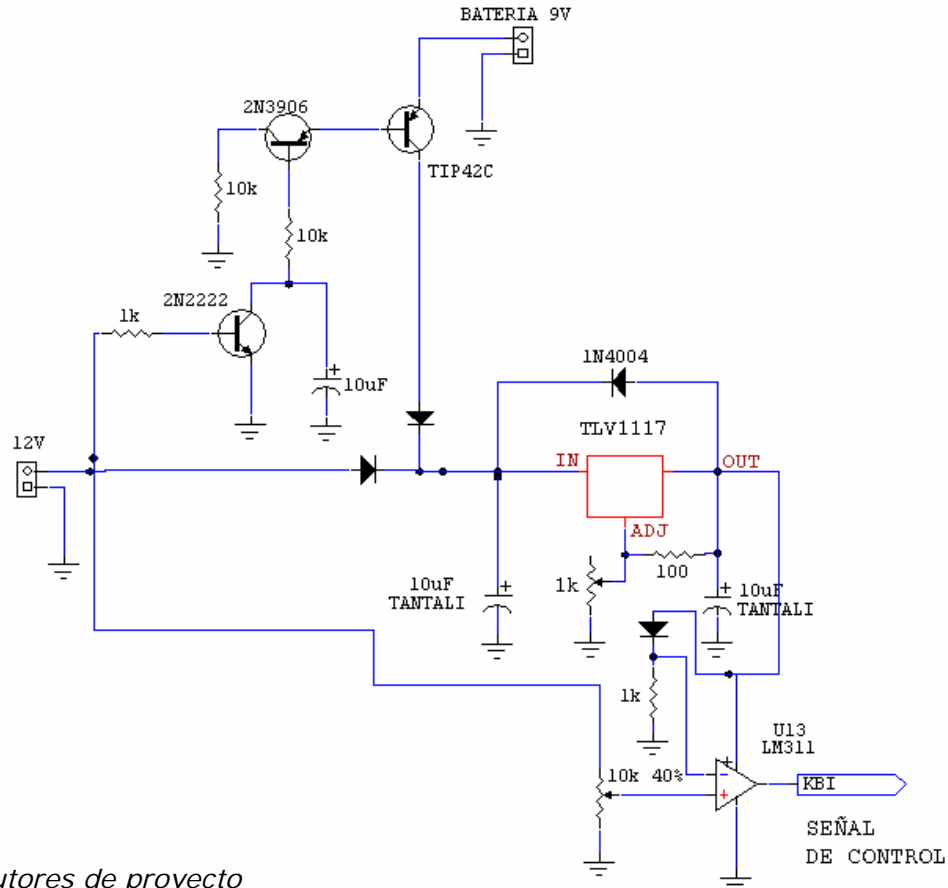
Este circuito consta de una batería de 9V, tres transistores, cada uno cumple una función específica; el transistor 2n2222 es el encargado de detectar que se ha producido un corte de la alimentación de la red (12V), el transistor 2n3906 junto con el condensador C1 realizan la función de temporizado; es decir, el tiempo de conexión en que la batería va a estar alimentando al sistema, el transistor de potencia TIP42C tipo pnp es el encargado de engancher la batería de respaldo al sistema durante el tiempo que va a estar operando en modo de emergencia. Además se dispuso de un elemento comparador **LM311**<sup>11</sup> que envía una señal lógica al microcontrolador en el momento en que se produzca el corte de alimentación de la red; esta señal activa la interrupción KBI (key board interrupt) del microcontrolador con la que él se encarga de suspender todas sus funciones y guardar en la memoria la posición en donde quedo el motor en el momento del corte

<sup>11</sup> Ver hojas de datos, anexo C

de la red, y así cuando el dispositivo se vuelva a conectar a la red se autocalibre.

Para el diseño del módulo de emergencia se implemento el circuito mostrado a continuación. Figura 24.

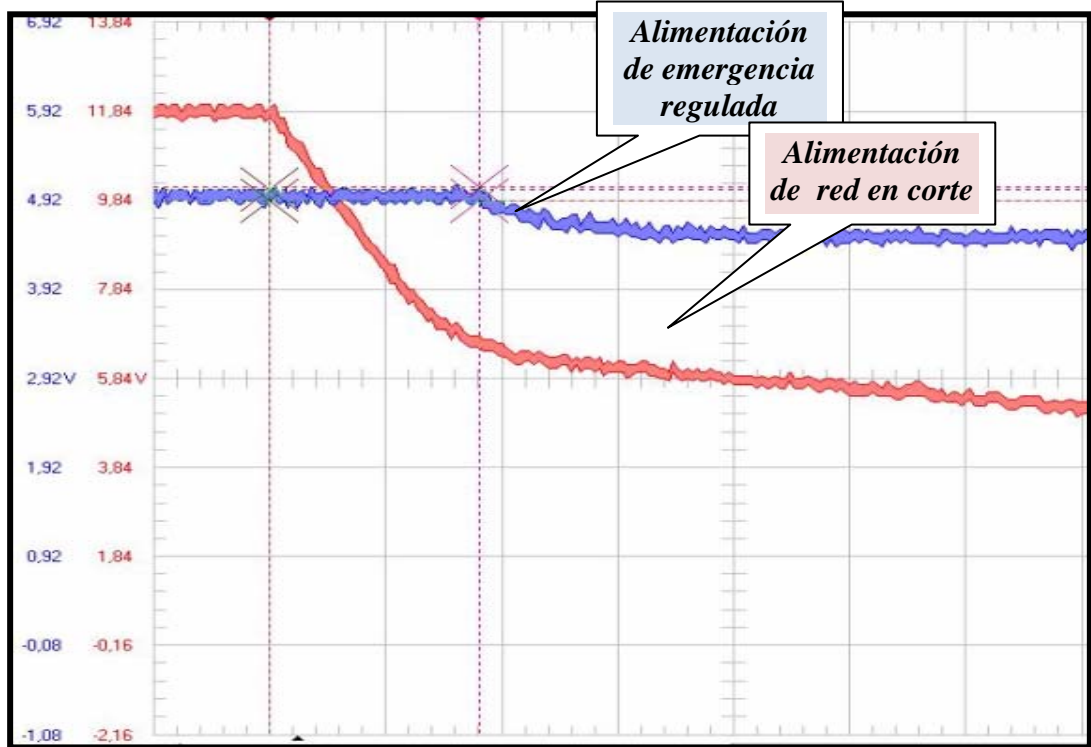
Figura 24: Circuito del módulo de emergencia.



Fuente: Autores de proyecto

En la figura 25, Tomada con el fluke ScopeMeter® 123 y capturada con el software de análisis del mismo; se registra el desempeño del circuito tomando la salida regulada (salida del regulador) antes y durante la desconexión de la alimentación de red 12V, se señala que la escala de tiempo de la gráfica esta en 500ms por división.

Figura 25: Enganche de la fuente de 9v al corte de la red de alimentación



Fuente: Autores de proyecto.

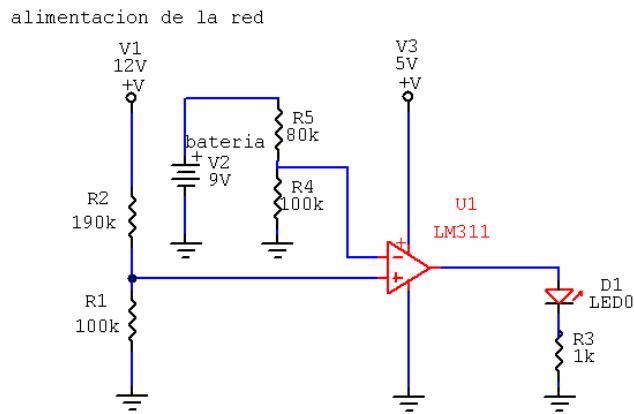
Se observa claramente como la regulación se mantiene en su nivel de operación durante casi un segundo después del corte, que es mas que suficiente para que la posición del motor sea almacenada.

#### 4.12 CIRCUITO DE CONTROL DEL NIVEL DE LA BATERIA

Este circuito tiene la tarea de informar al usuario el estado de la batería de respaldo en todo momento. El circuito se implementa utilizando el circuito integrado **LM311**<sup>12</sup> de Fairchild. El esquema consiste en una comparación entre el voltaje de la batería y un voltaje de referencia. Por medio de un arreglo de resistencias se establece como voltaje mínimo de la batería 7.5V. Figura 26, un valor inferior a este, da lugar a una señal de salida luminosa entregada por un led.

<sup>12</sup> Ver hojas de datos anexo C.

**Figura 26:** Esquema circuital comparador de voltaje de batería.



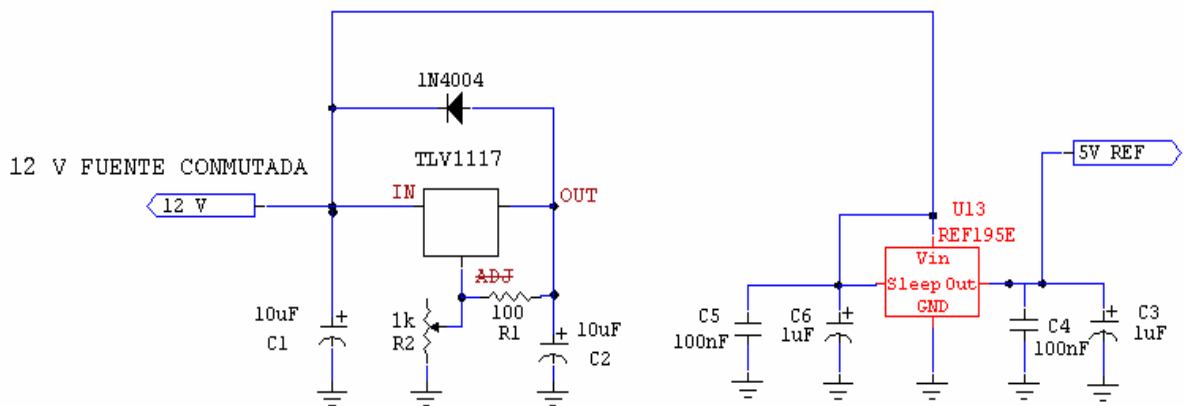
Fuente: autores del proyecto

### 4.13 FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA

El modulo de alimentación es el encargado de suministrar la energía a todos los componentes del sistema. Para el adecuado funcionamiento del dispositivo se requiere una fuente de tensión de 12V dc con capacidad de entregar una corriente de 1.5A. Este requisito lo cumple a la perfección una fuente conmutada regulada a 12V dc, del fabricante **ADP** y que suministra una corriente de 2A.

Los niveles de voltaje requeridos por el sistema son: 12V dc para la alimentación del motor paso a paso y 5V para los demás módulos (acondicionamiento de señal, adquisición de datos, microcontrolador, memoria, entre otros). Ver figura 27.

**Figura 27:** Esquema circuital de la modulo de alimentación.



*Fuente: autores del proyecto*

La etapa de control del motor de paso no requiere ningún tipo de regulación ya que el nivel de tensión que entrega la fuente conmutada es el apropiado para el manejo de este modulo. La señal de 5V necesaria para la alimentación de los demás componentes del sistema es proporcionada por el regulador **TLV1117**<sup>13</sup> ajustable. Tiene la capacidad de suministrar una corriente de 800mA, corriente más que suficiente para soportar el consumo total del prototipo.

Para que el TLV1117 entregue un voltaje de salida de 5V es necesario ajustar la resistencia variable  $R1=294\Omega$  y  $R2=100\Omega$  de acuerdo a la ecuación (4.5).

$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (4.5)$$

Donde  $V_{Ref}=1.269V$  voltaje suministrado internamente por el regulador. El condensador C1 ofrece estabilidad al regulador, mientras que C2 reduce el ruido en la salida. Tanto C1 como C2 son condensadores de tantalio. El diodo 1N4004 es recomendado por el fabricante para proteger al regulador en caso de corto-circuito.

Para la señal de referencia del conversor de datos, se requiere un nivel de voltaje de 5V, debido a que el proceso de conversión de datos es bastante riguroso, es importante que esta tensión sea de gran precisión y estabilidad. El dispositivo implementado es una referencia **REF195E** de **Analog Devices**. Es un voltaje de referencia tipo band gap con una desviación máxima de 0.05% garantizando una salida de voltaje bastante estable. Tiene la capacidad de suministrar 30mA. Corriente suficiente, teniendo en cuenta que el conversor no consume más de 1mA. Los condensadores C3, C4, C5 y C6 forman redes de bypass tanto en la entrada como en la salida.

Además se incorporó un switch en serie con la entrada del adaptador de 12V para desacoplar la alimentación del circuito, así como dos protecciones, la primera corresponde a un diodo schottky en serie con la entrada positiva del adaptador para evitar que un cambio en la polaridad ocasione un daño en el todo el circuito, la segunda protección implementada es al ubicación de dos fusibles, uno a la entrada de la alimentación general del sistema y otro en la entrada de alimentación el la tarjeta de potencia, Ambos fusibles son de valor de 2A y tienen la

---

<sup>13</sup> Ver Hoja de datos anexo C

función de desconectar la alimentación del sistema en caso de sobrecorriente.

El consumo total de corriente para este dispositivo es aprox. 1A bastante alto comparado con cualquier equipo. La razón de este alto consumo es la etapa de potencia para alimentar al motor paso a paso ver tabla 8.

Haciendo el análisis de consumo solo para la tarjeta de adquisición de datos se observa en la tabla 9, un consumo bajo con respecto a la capacidad que tiene el regulador de tensión tlv1117 que e de 800mA.

**Tabla 8:** consumo de la tarjeta de adquisición de datos.

DISPOSITIVO	CORRIENTE TIPICA (mA)	CORRIENTE MAXIMA (mA)
convertor A/D MCP3201	0.3	0.4
microcontrolador	15	20
memoria 25LC515 (escritura)	3	3
pantalla LCD	2.4	4
FT232BM	25	25
<b>CONSUMO TOTAL</b>	<b>43</b>	<b>52</b>

**Fuente:** autores del proyecto

**Tabla 9:** consumo de la etapa de potencia motor paso a paso.

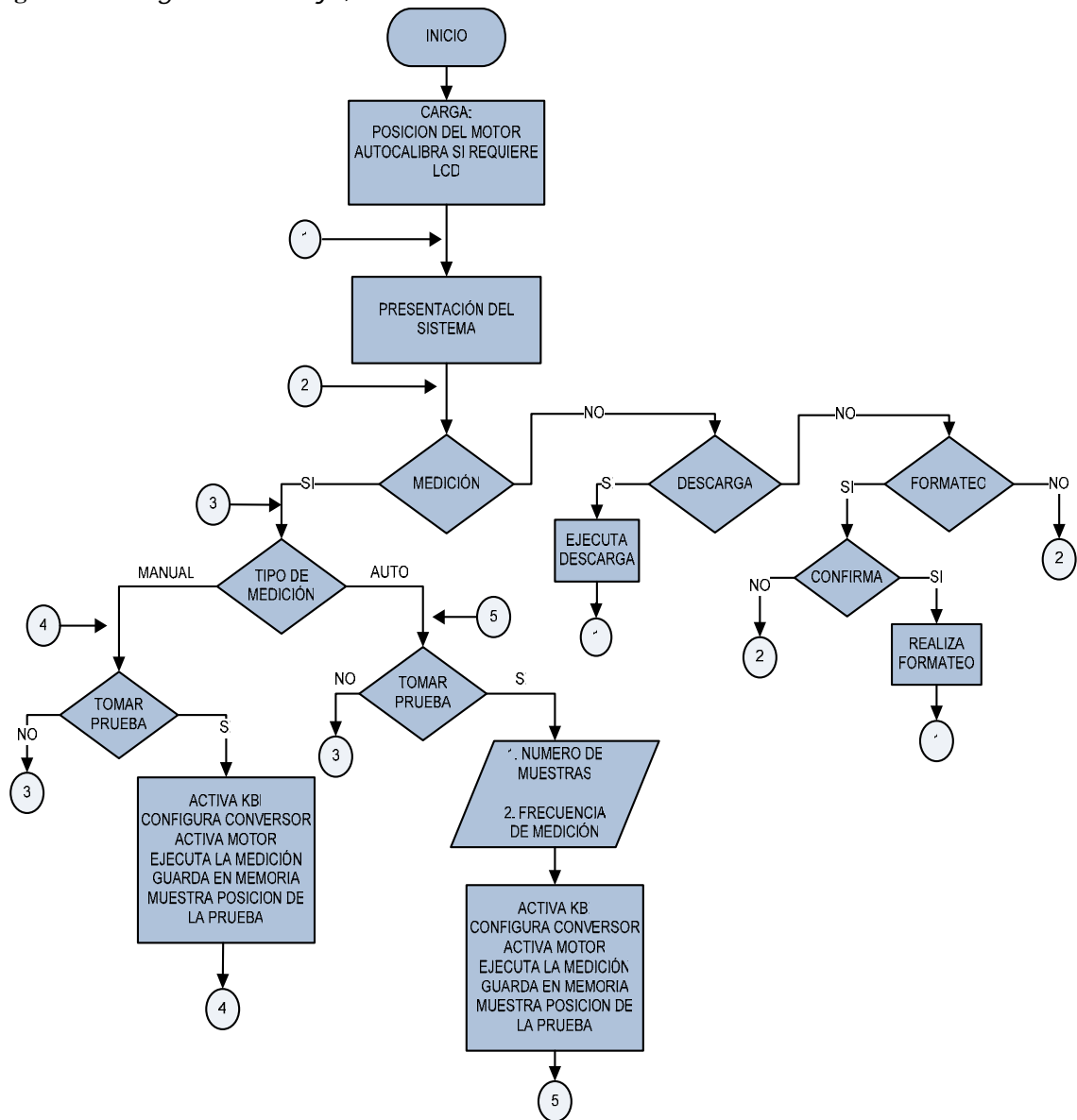
DISPOSITIVO	CORRIENTE TIPICA (mA)	CORRIENTE MAXIMA (mA)
regulador TLV1117	5	15
REF195E	0.045	0.1
motor paso a paso	720	800
<b>CONSUMO TOTAL</b>	<b>725</b>	<b>815</b>

**Fuente:** autores del proyecto.

## 5. SOFTWARE DEL SISTEMA

En este capítulo se presenta la descripción del software de programación del microcontrolador para el manejo de los diferentes módulos del sistema, y del programa implementado en **LABVIEW® 7.1** para el tratamiento y visualización de los datos adquiridos.

**Figura 28:** Diagrama de flujo, funcionamiento del Microcontrolador



Fuente: Autores de Proyecto

## 5.1 MÓDULO DEL CONVERTOR ANALÓGICO DIGITAL

Para la programación del ADC, se crea la librería ADC\_TEMPERATURA.h; en la que se definen los canales del microcontrolador dedicados al control y manejo del conversor **MCP3201**<sup>14</sup>, y se define el protocolo de comunicación con este dispositivo en base a los parámetros establecidos por el fabricante.

### 5.1.1 Protocolo de comunicación

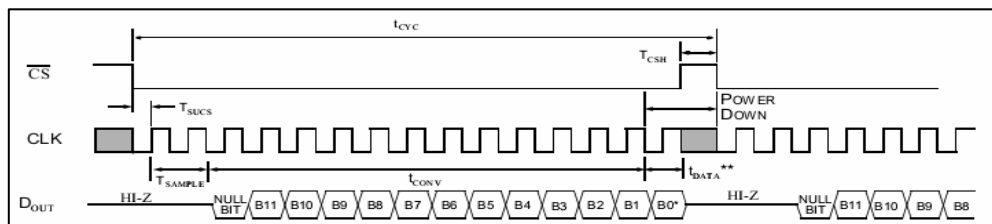
La comunicación con el dispositivo es SPI, y se debe implementar con un módulo diferente al SPI interno del microcontrolador puesto que la salida del conversor es de 12bits, mientras que el microcontrolador trabaja en paquetes de a 8bits.

### 5.1.2 Protocolo de adquisición

Para iniciar la adquisición CS(Chip select), debe realizar un flanco de bajada para habilitar la conversión y adquisición, dicha señal debe permanecer en estado bajo durante todo el tiempo de conversión y adquisición, y conmutar de estado a la finalización de la captura. Seguidamente deben generarse tres ciclos de reloj durante los cuales se realiza la conversión interna de la señal analógica.

Cada bit adquirido corresponde a un ordenamiento de MSB (Most significant bit) a LSB (Lest significant bit). ver figura29.

Figura 29: Protocolo de adquisición de MSB a LSB

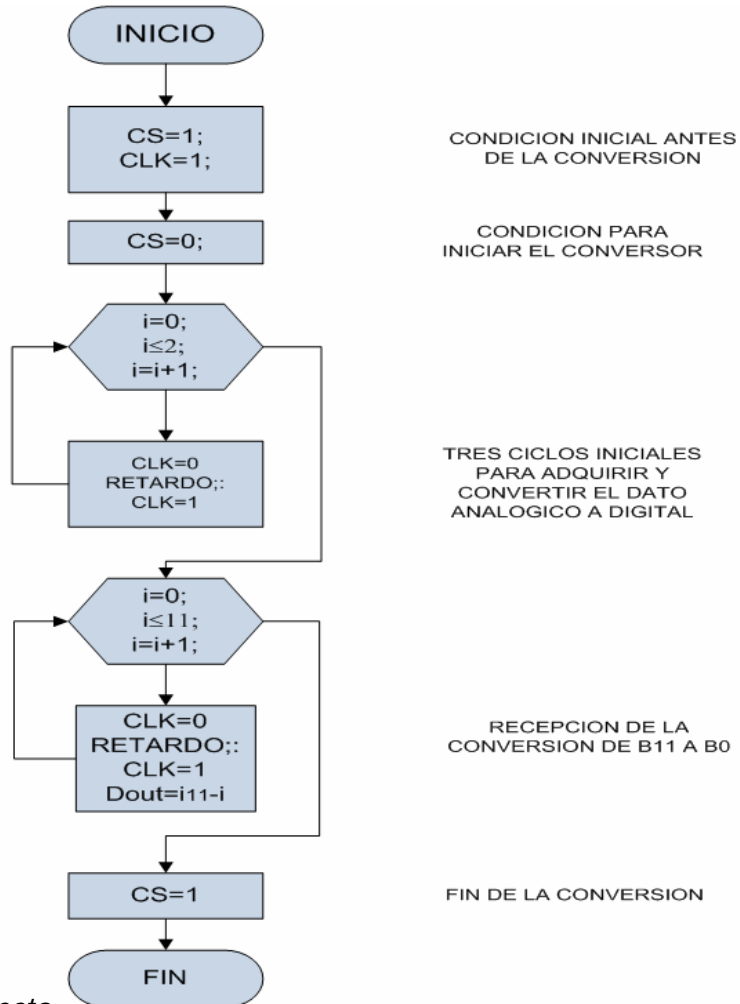


Fuente: hoja de datos del fabricante.

En la figura 30, se muestra el diagrama de flujo para la programación del conversor analógico digital.

<sup>14</sup> Ver Hoja de datos: Anexo C3

Figura 30: Diagrama de flujo, programación del convertor MCP3201.



Fuente: Autores de proyecto.

## 5.2 MÓDULO DE LA MEMORIA EEPROM

Para la comunicación con la memoria **24LC515**<sup>15</sup> se crea un fichero llamado I2C\_TEMPERATURA.h, con el que se configura el protocolo de comunicación para la escritura y lectura de los datos, y la asignación de los canales se realiza con el fichero VARIABLES\_TEMPERATURA.h.

La memoria se controla por bus I2C<sup>16</sup> (Inter Integrated Circuit Bus), mediante este protocolo la comunicación se realiza con solo dos líneas de control; una línea es la señal de reloj y la otra línea debe cumplir las

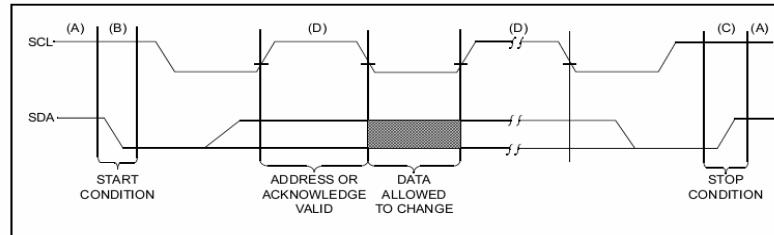
<sup>15</sup> Ver hoja de datos, anexo C5

<sup>16</sup> Ver protocolo anexo C5

funciones de entrada y salida para enviar valores de dirección y recibir datos.

Para iniciar el protocolo de comunicación con el dispositivo, se ha de generar una señal de inicio (START), y al terminar la comunicación se debe generar una señal de finalización (STOP), ver figura 37:

**Figura 31:** *Secuencia de transferencia de datos*



*Fuente: Hoja de datos del fabricante*

Para cambiar niveles de tensión correspondientes a cada bit de envío, la señal de SCL (Reloj serial) debe encontrarse en bajo para que SDA (Serial data) conmute según sea la necesidad, sin que se originen señales de START o STOP. Cada transferencia satisfactoria de un byte completo origina una señal de reconocimiento.

### **5.2.1 DISTRIBUCION DE MAPA DE MEMORIA**

Se dispone de 512kbits que corresponde a 65536 posiciones libres, y se emplean de la siguiente manera, véase tabla 10.

**Tabla 10: Distribución del mapa de memoria**

POSICION		DESCRIPCION	CONDICION
DESDE	HASTA		
0	499	TEXTOS	
500		PRUEBAS MANUALES ACTUALES	MAX = 50
501	820	MANUAL 01	320 DATOS ALMACENADOS
821	1140	MANUAL 02	320 DATOS ALMACENADOS
1141	1460	MANUAL 03	320 DATOS ALMACENADOS
?	?	?	?
16181	16500	MANUAL 50	320 DATOS ALMACENADOS
16501	16526	LIBRE	////////////////////////////////////
16527		IN_PASO_MOTOR	
16528		IN_FASE_MOTOR	
16529		IN_MUESTRAS_AUTO_DISP	MAX = 140
16530		IN_PRUEBAS_TOMADAS	
16531		MUESTRAS PRUEBA 01	SUMATORIA DE LAS CELDA NO EXCEDE 140
16532		MUESTRAS PRUEBA 02	
16533		MUESTRAS PRUEBA 03	
?	?	?	
16600		MUESTRAS PRUEBA 70	
16601	16920	CONJUNTO DE 320 MUESTRAS	PAQUETES DE INFO AUTOMATICO MAXIMO DE PAQUETES=140
16921	17240	"" "" "" "" ""	
17241	17560	"" "" "" "" ""	
17561	17880	"" "" "" "" ""	
61081	61400	"" "" "" "" ""	

Fuente: Autores de proyecto.

A continuación se realiza la descripción de los valores almacenados en las posiciones de la memoria.

- Los primeras 500 posiciones se contienen los textos de presentación y de dialogo del menú que son mostrados en la pantalla LCD.
- La posición N° 500 se destina para almacenar la prueba actual en modo de trabajo manual esta posición tomara valores de 01 a 50.
- Para la descripción de las siguientes posiciones de memoria se debe tener en cuenta que el tamaño de cada medición realizada es de 320 bytes, que agrupados de a dos bytes conforman el tamaño de una muestra sea manual o automática; de esta manera las posibles cincuenta mediciones o pruebas manuales se almacenan de la posición 501 a la 16500 como se muestra en la tabla.
- IN\_PASO\_MOTOR corresponde al paso en donde se encuentra el motor que va a tomar valores entre 0 y 159, teniendo en cuenta que el motor realiza 160 pasos para una medición.

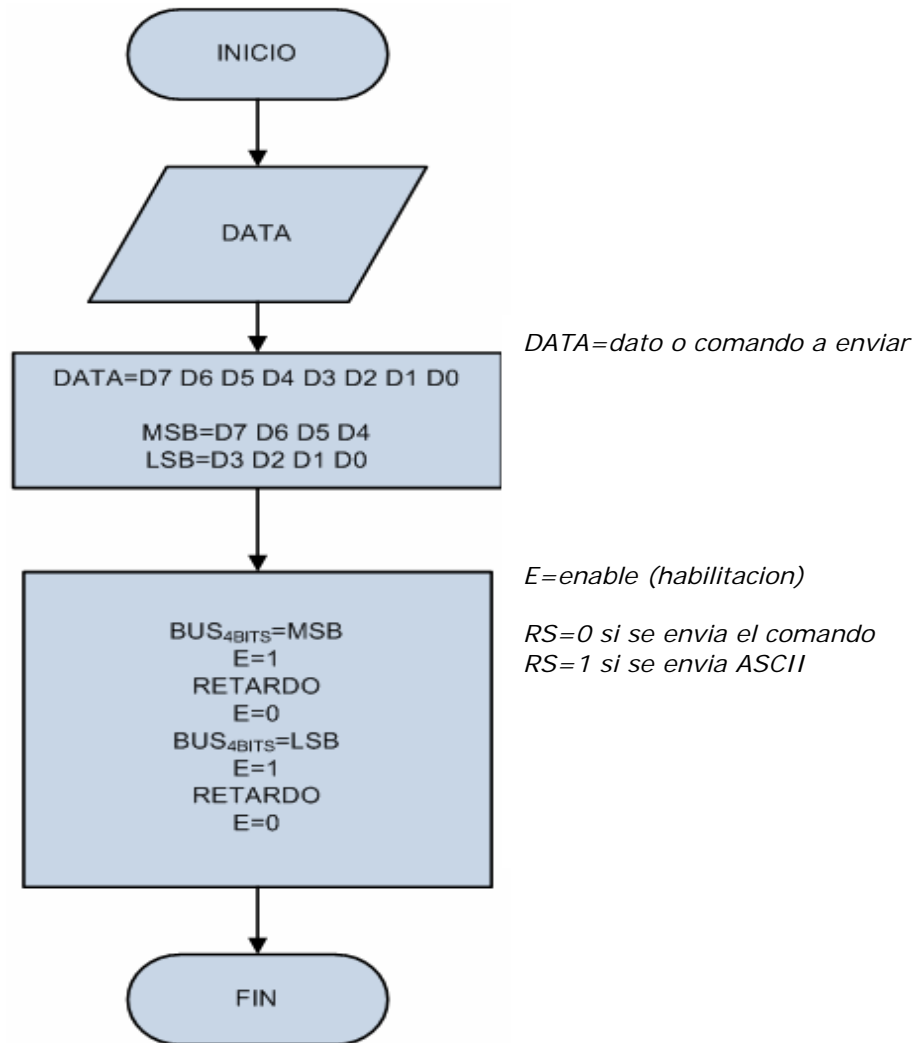
- IN\_FASE\_MOTOR almacena la fase de alimentación del motor.
- IN\_MUESTRAS\_AUTO\_DISP indica el número de mediciones automáticas que hay disponibles para realizar.
- IN\_PRUEBAS\_TOMADAS es el indicador de la cantidad de mediciones que se han realizado.
- MUESTRAS PRUEBA 01 hasta MUESTRAS PRUEBA 70, guarda la cantidad de muestras de la prueba automática 1 en adelante. Se han destinado 70 registros de este tipo por si se presenta el caso de que todas las pruebas automáticas se toman con el mínimo de muestras posibles, dispuesto por efectos de diseño con una cantidad de dos, entonces MUESTRAS PRUEBA 70 almacena su valor correspondiente.
- De las posiciones 16601 a 61400 se archivan todas las mediciones automáticas que se realicen.

### **5.3 MÓDULO DE ESCRITURA DE LA PANTALLA LCD**

Para controlar la escritura de la **pantalla LCD** se elabora el fichero LCD\_TEMPERATURA.h, que también es el encargado de inicializar la pantalla según el protocolo definido por el fabricante y la asignación de pines para este propósito se establece con el fichero VARIABLES\_TEMPERATURA.h.

La escritura se realiza por medio de un bus de cuatro líneas de datos, por lo tanto esto se lleva a cabo particionando cada byte en dos segmentos de igual longitud y enviando cada trama seguido de una señal de habilitación. El diagrama que describe el software de este proceso se muestra en la figura32

Figura 32: diagrama de flujo, escritura de datos en la pantalla LCD



Fuente: Autores de proyecto

## 5.4 MÓDULOS INTERNOS Y PERIFÉRICOS

Para la implementación de algunas funciones especiales del sistema, tales como la protección a la caída de la red de alimentación, definir la frecuencia para la toma de mediciones y para realizar algunas configuraciones del microcontrolador se deben establecer ciertos parámetros en sus módulos internos.

### 5.4.1 Módulo de comunicación SCI

Este módulo permite la comunicación entre el microcontrolador y el conversor SCI-USB. La configuración de los registros requeridos se realiza mediante el fichero llamado SCI\_TEMPERATURA.h.

#### Descripción y configuración de registros empleados

Para el funcionamiento de este módulo se emplean dos registros:

- **SCI Data register (SCDR):** es el buffer entre el bus interno de datos y el registro de desplazamiento de recepción y transmisión. La lectura se consigue con los bits R7:R0, y la escritura con los bits T7:T0.
- **SCI Baud rate register (SCBR<sup>17</sup>):** con este registro se selecciona la tasa de transmisión y recepción. Esto se realiza configurando SCP1 y SCP0 que son los bits de selección del divisor de preescalado (PD) y los bits SCR2:SCR0, son los bits de selección del divisor de tasa de baudios (BD). Por convención se ha elegido una transmisión a una tasa de 9600 baudios.

### 5.4.2 Módulo de temporización TIM

Para implementar el proceso de adquisición de datos en modo automático se hace necesario establecer una frecuencia de muestreo, que por características del proceso se restringe a un valor mínimo de 5seg. Las configuraciones para definir las funciones de este módulo se realizan mediante el fichero TIMER\_TEMPERATURA.h.

#### Descripción y configuración de registros empleados

Del módulo de temporización interna del microcontrolador se utilizan tres registros descritos a continuación:

- Registro T1SC<sup>18</sup>, que es un registro de estado y control, y que divide la frecuencia del bus de datos (cuarta parte del cristal), para producir desbordamientos periódicos en la cuenta, en este caso se selecciona el divisor con un valor de 64, de esta forma el bus de datos queda a una velocidad de 38.4kHz

---

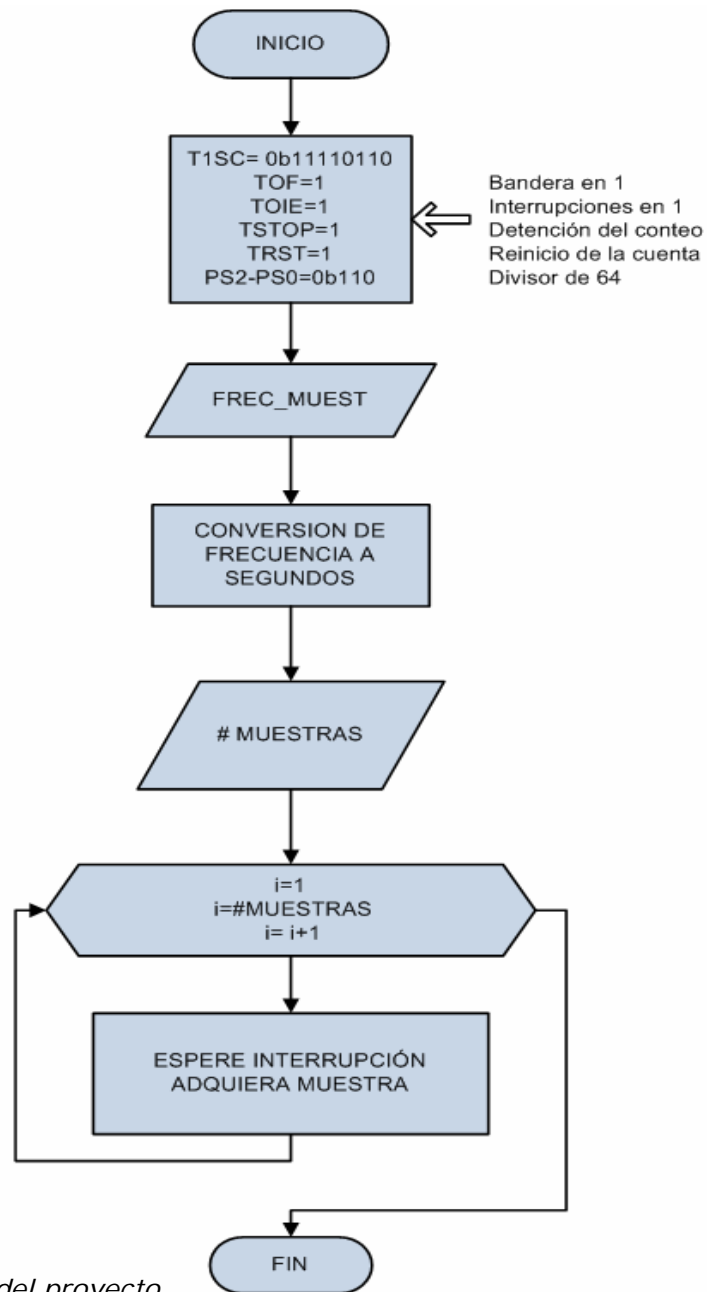
<sup>17</sup> Ver esquema registro y códigos de configuración, anexo C4

<sup>18</sup> Ver esquema y descripción, anexo C4

- T1CNTH y T1CNTL, son dos registros de 8bits, que forman una palabra de 16bits, que es la encargada en llevar el conteo de los ciclos de reloj del bus. El primero (T1CNTH) llevara el conteo de los mas significativos, mientras que el segundo (T1CNTL) el de los menos significativos.
- T1MODH Y T1MODL, son los registros en donde se programa la cantidad de ciclos desbordados necesarios antes de generar la interrupción, que es habilitada por el registro de control T1SC. De esta forma para llevar un temporizado de 1 segundo se requiere escribir en este registro el valor de 38400, y el número de segundos a temporizar coincide así con el número de banderas de desbordamiento generadas.

A continuación se presenta el diagrama de flujo resultante para definir la frecuencia de muestreo para la toma de pruebas, figura 33.

Figura 33: Diagrama de flujo, frecuencia de muestreo

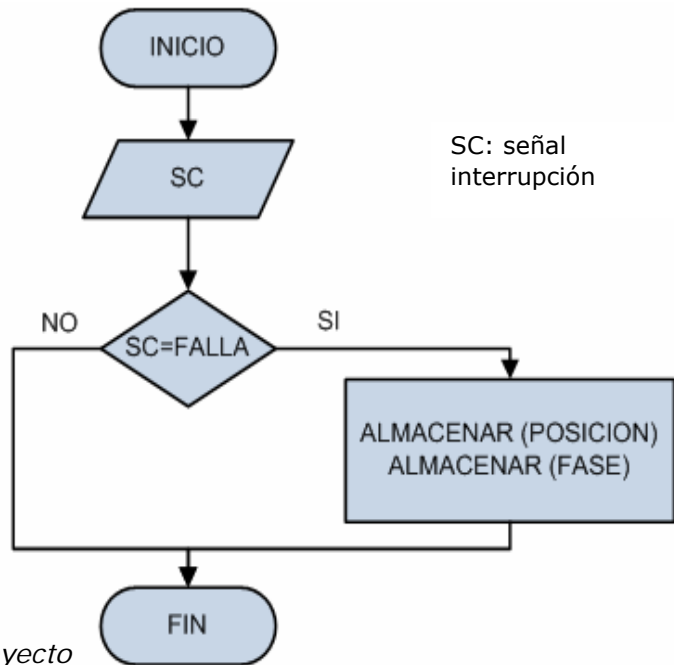


Fuente: Autores del proyecto

### 5.4.3 Módulo de interrupción por teclado KBI

Al caer la señal de alimentación durante el proceso de adquisición, el módulo de emergencia en corte de alimentación le envía al microcontrolador una señal de interrupción (SC), que es decepcionada, y habilita la rutina de almacenamiento de posición y fase del motor, como se describe en el siguiente diagrama de flujo. Véase figura 34.

**Figura 34:** Diagrama de flujo, protección de calibración.



Fuente: Autores de proyecto

Para identificar la interrupción, se utiliza el módulo de interrupción por teclado a KBI (Key Board Interrupt), su configuración se hace con el fichero KBI\_TEMPERATURA.h.

### **Descripción y configuración de registros empleados**

Este módulo cuenta con dos registros que son:

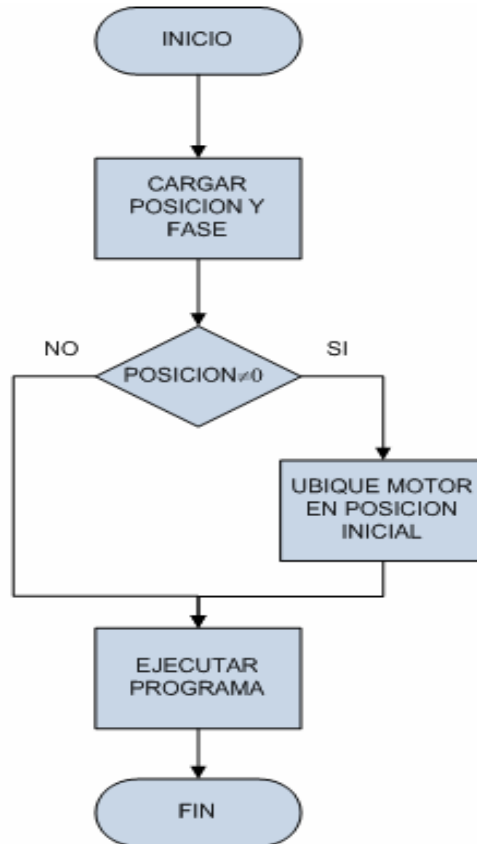
- INTKBSCR<sup>19</sup>, este es el registro de control y monitoreo. El monitoreo del estado de las interrupciones se lleva por medio de la bandera KEYF que es puesta en reset luego de su lectura. La activación del registro se hace con flaco de bajada.
- INTKBIER, es el registro donde se asignan los pines para leer la interrupción. Aquí se selecciona el pin PTA4 para esta función.

Al iniciar el programa de adquisición general, la primera rutina que se ejecuta es la de analizar si la posición de arranque del motor es la correcta, si no es este el caso debe ubicar el motor en su posición inicial. Su diagrama de flujo se observa en la figura 35.

---

<sup>19</sup> Ver esquema, anexo C4

Figura 35: Diagrama de flujo, autocalibración del motor.



Fuente: Autores de proyecto

#### 5.4.4 Registros de configuración CONFIG1 Y CONFIG2

Son registros de configuración interna del microcontrolador que permiten activar diferentes modos de operación al microcontrolador.

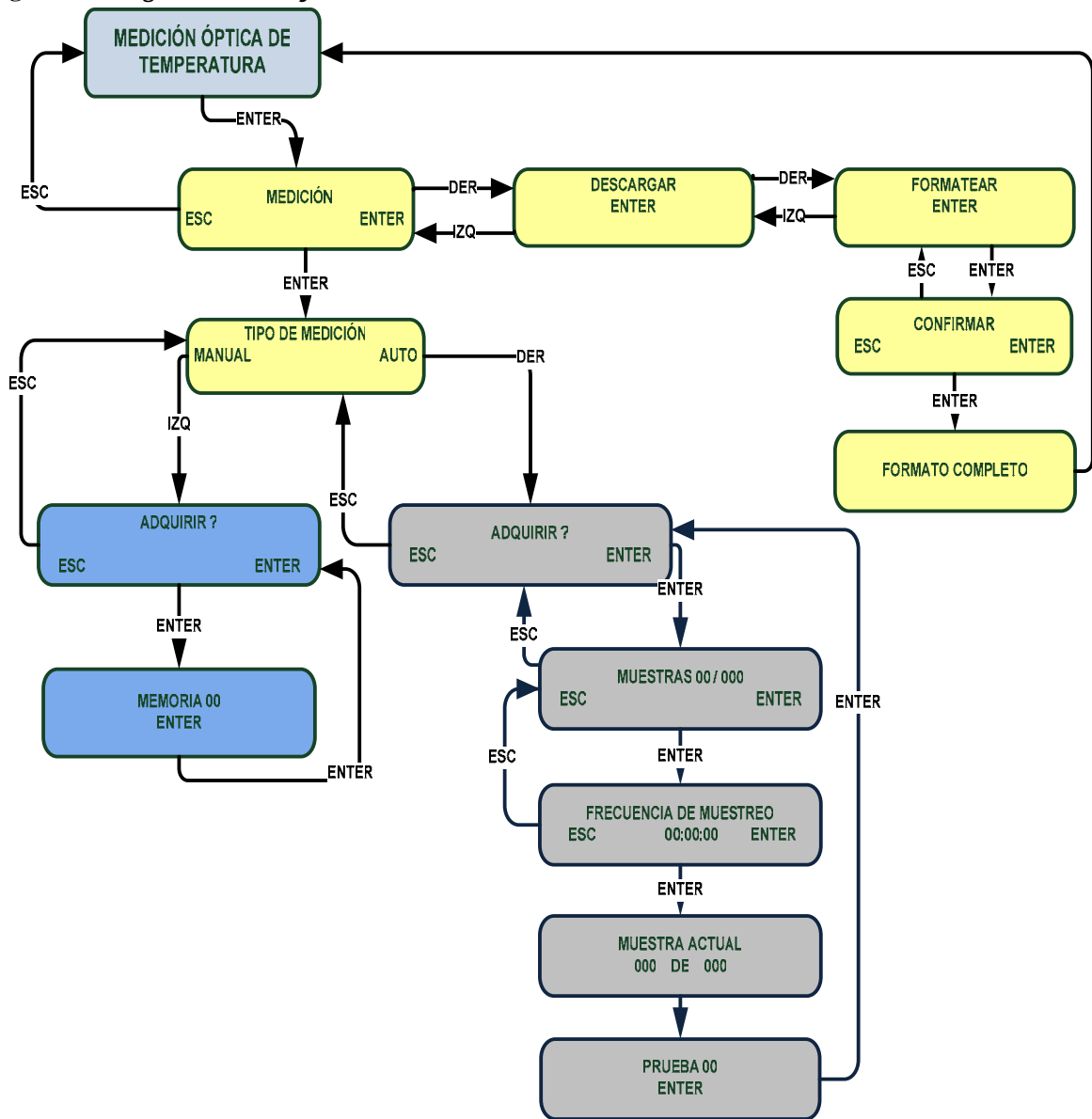
##### Descripción y configuración

- CONFIG1, con este registro se deshabilitan todas las protecciones internas del microcontrolador como lo son: entrar en modo STOP, es deshabilitada debido a que siempre se encuentra en operación, la desactivación del modo COPD, la cual no permite reinicio periódico del sistema entre otras. Por tal motivo solo se deja en alto el bit COPD, a los demás se les da un valor de cero.
- CONFIG2, mediante este registro se selecciona la fuente de frecuencia del bus de datos, puede ser oscilador externo o si es obtenida a través de un PLL interno. Aca se selecciona fuente de frecuencia externa por medio de un cristal de 9.8304 MHz.

### 5.4.5 Diseño del Menú

Para interactuar con la programación interna del microcontrolador, se hace indispensable la creación de un menú textual que permita el acceso a las diferentes opciones programadas del sistema de medición. Las funciones están contenidas en el fichero TEXTO\_MENU\_TEMPERATURA.h, su diagrama de funcionamiento se puede ver en la figura 36.

Figura 36: Diagrama de flujo del menú.

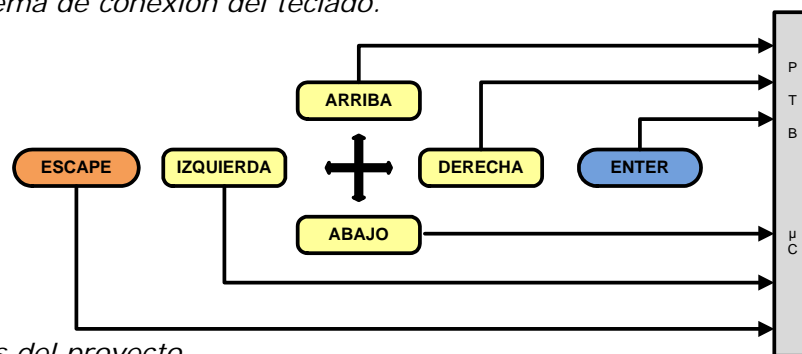


Fuente: Autores del Proyecto.

La implementación de este menú se realiza procurando hacerlo lo mas sencillo posible para cualquier tipo de usuario. En el se realiza en primera instancia la presentación con el nombre del dispositivo "Medición de temperatura", luego se ofrecen las opciones: realizar mediciones, descargar datos al PC o formateo del registro de las pruebas, si se va a tomar una medición se brindan dos modos de trabajo; toma de mediciones manual en el que se adquiere una muestra o medición a la vez, y toma de mediciones automática, en la que el usuario debe ingresar el número de muestras o mediciones que quiere realizar, y la frecuencia de muestreo de estas, este modo de trabajo tiene establecido por defecto un mínimo de dos mediciones por cada prueba y de 5seg como mínima frecuencia de muestreo (teniendo en cuenta que el proceso de calentamiento del horno varía progresivamente en estos órdenes). Para que el usuario pueda identificar sus pruebas tomadas, cada vez que se realice una medición se muestra en pantalla el número de la posición en la que esta es almacenada y así el pueda tomar nota de esto; si es en modo manual tiene la posibilidad de realizar 50 pruebas y si es en modo automático tiene la posibilidad de adquirir hasta 140 mediciones, el usuario puede conocer de antemano la disponibilidad en memoria del equipo y así conozca la cantidad de mediciones que puede realizar. La descarga de datos con el PC se realiza conectando el equipo y enviando la orden desde este menú, la finalización del modo de descarga se debe hacer con el panel del PC (salir). Cuando se va a formatear el dispositivo, este formateo es de todas las pruebas manuales y automáticas, pa se solicita confirmación de esta orden.

Para navegar en el menú se utilizan las teclas de izquierda-derecha-escape-enter, Las teclas de arriba y abajo se utilizan para modificar la frecuencia de muestreo y el número de muestras a tomar en su menú correspondiente. Su distribución espacial se muestra en la figura 37.

**Figura 37:** Esquema de conexión del teclado.



Fuente: autores del proyecto

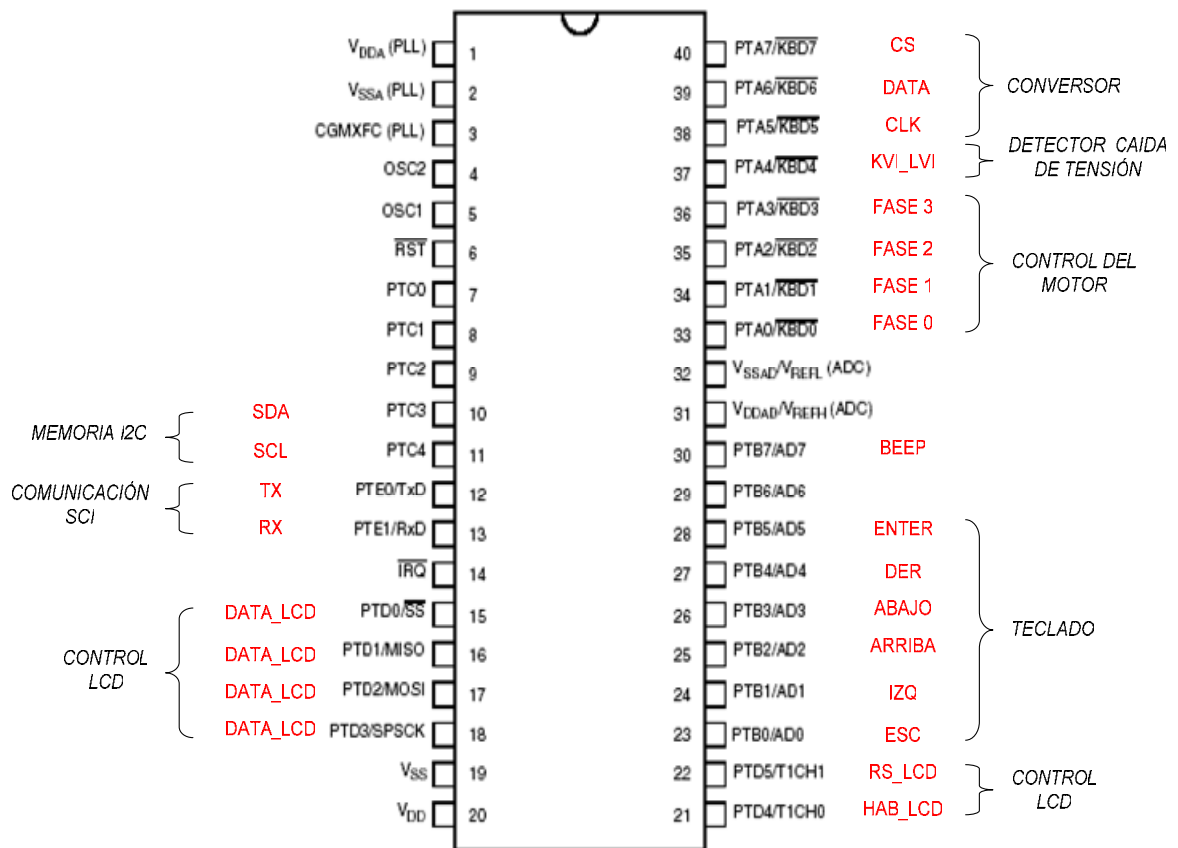
La asignación de los pines correspondientes a estas, se establece con el fichero VARIABLES\_TEMPERATURA.h.

El fichero MOTOR\_TEMPERATURA.h, contiene la asignación de los pines para el control del motor de paso y se define la secuencia de activación para las fases, y entra en el proceso cada vez que se este adquiriendo una medición manual o automática, ó si se requiere una autcalibración.

### 5.4.5 Configuración de periféricos de entrada y salida

Los periféricos del microcontrolador son configurados como se observa en la figura 38.

Figura 38: Configuración de periféricos.



Fuente: Autores de Proyecto

En la tabla 11, se describe la asignación de los periféricos utilizados.

**Tabla 11:** *Asignación de periféricos*

<i>PUERTO</i>	<i>CONFIGURACIÓN</i>	<i>DESCRIPCIÓN</i>
Puerto A	PTA=0b10101111;	PTA7= Salida (CS). Habilitación del ADC.
		PTA6= Entrada (DAT). Salida de datos del ADC.
		PTA5= Salida (CLK). Entrada de reloj del ADC.
		PTA4= Entrada (KBI). Detecta caída de red.
		PTA3= Salida (F3). Fase 3 del motor.
		PTA2= Salida (F2). Fase 2 del motor.
		PTA1= Salida (F1). Fase 1 del motor.
		PTA0= Salida (F0). Fase 0 del motor.
Puerto B	PTB=0b11000000;	PTB7= Salida (BEEP). Señal de audio
		PTB6= Salida pin no configurado.
		PTB5= Entrada (ENTER). Señal de teclado.
		PTB4= Entrada (DERECHA). Señal de teclado.
		PTB3= Entrada (ABAJO). Señal de teclado.
		PTB2= Entrada (ARRIBA). Señal de teclado.
		PTB1= Entrada (IZQUIERDA). Señal de teclado
		PTB0= Entrada (ESCAPE). Señal de teclado
Puerto C	PTC=0b11111111;	PTC7:PTC5= No definido en el micro.
		PTC4= Salida (SCL). Reloj de la memoria.
		PTC3= Entada/salida (SDA). Comunicación con la memoria
		PTC2:PTC0= Salida pin no configurado.
Puerto D	PTD=0b11111111;	PTD7: PTD4= No definido en el micro.
		PTD3= Salida (DATA_LCD_3). Comunicación con LCD.
		PTD2= Salida (DATA_LCD_2). Comunicación con LCD.
		PTD1= Salida (DATA_LCD_1). Comunicación con LCD.
		PTD0=Salida (DATA_LCD_0). Comunicación con LCD.
Puerto E	PTE=0b11111110;	PTE7:PTE2= No definido en el micro.
		PTE1= Salida (SCI_Tx). Señal de protocolo SCI.
		PTE0= Entrada (SCI_Rx). Señal de protocolo SCI.

*Fuente: Autores del proyecto*

## 5.5 VISUALIZACIÓN Y PROCESAMIENTO DE LOS DATOS

El proceso de visualización y tratamiento de los datos adquiridos se implementa con **LABVIEW® 7.1**, por ser un programa especializado en el diseño de sistemas de control y adquisición, además hace posible una

interacción agradable con el usuario final por el entorno gráfico que se puede manejar.

### 5.5.1 Descripción del programa

A continuación se realiza la descripción de los subvi creados para desarrollar el programa principal.

#### Identificación de puertos



Para el desarrollo de la adquisición de la información proveniente del microcontrolador, se establece un protocolo inicial de comunicación. Antes de ejecutar el programa de adquisición por primera vez, es necesario correr el programa llamado **puertos pc.vi**, el cual automáticamente identifica los puertos seriales internos no habilitados para comunicarse con el dispositivo, para luego ser descartados a la hora de seleccionar el puerto de entrada. Después de la ejecución de **puertos pc.vi**, el cual ha de ser ejecutado con el dispositivo no conectado, no es necesario que dicho programa se vuelva a correr en un mismo PC, por lo que el proceso de reconocimiento del puerto USB en el que se conecta el dispositivo es automático de ahí en adelante

#### Extracción del puerto



Es el primer subvi que se ejecuta al iniciar el programa principal, el cual identifica el puerto habilitado para establecer la comunicación. La selección del puerto de comunicación se realiza por descarte de los anteriores puertos identificados mediante el **programa puertos pc.vi**.

#### Reconocimiento



Este subvi permite iniciar la comunicación entre el microcontrolador y el PC, para lo le cual envía una señal de reconocimiento. Cuando se establece la conexión se muestra un cuadro de dialogo que notifica el éxito de la conexión.

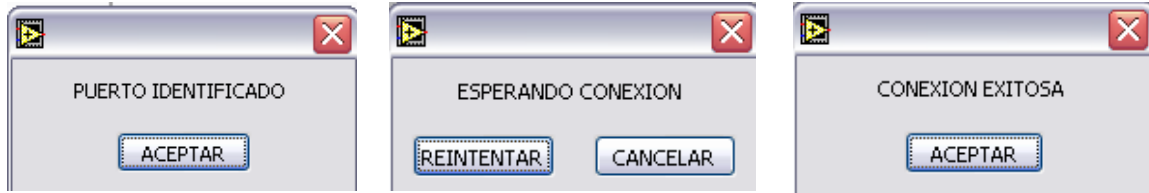
#### Diálogos



Este subvi es el encargado de dar a conocer al usuario mediante cuadros de dialogo el estado en el que se encuentra

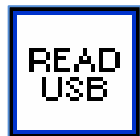
el proceso de conexión entre el microcontrolador y el PC. En la figura 39, se muestran los estados que pueden presentarse.

Figura 39: Diálogos estado de conexión.



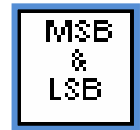
Fuente: Autores de proyecto.

## Lectura



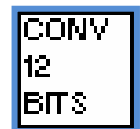
Este subvi permite adquirir los datos del microcontrolador, correspondientes a las mediciones realizadas, se adquieren tanto las pruebas manuales como las automáticas.

## Integrar



Con este subvi los datos son agrupados en la forma original de cada palabra que es de 12bits, ya que las transmisiones entre LABVIEW y el microcontrolador son en paquetes de a 8bits.

## Conversor de 12bits



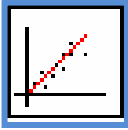
Mediante este subvi los datos agrupados en 12bits se convierten a su valor equivalente en tensión.

## Almacenamiento de datos



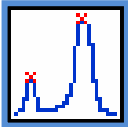
Este subvi permite el almacenamiento de las pruebas manuales y automáticas que han sido adquiridas del microcontrolador, por defecto las pruebas se almacenan en la ruta C:\PRUEBAS\_MEDICION\_TEMPERATURA\Manual ó automático\nombre.txt, el nombre que recibe por defecto corresponde al año, mes, día, hora en que se guarda la prueba en el PC.

## Regresión lineal



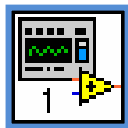
Este subvi se implementa para linealizar la respuesta que tiene el sensor.

## Picos umbral



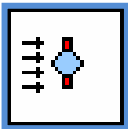
Subvi que cumple la función de detectar los valores que son picos o máximos dentro de un grupo de valores de la misma medición.

## Visualización



Este es el bloque que realiza las funciones de graficación de los datos almacenados en el PC, contiene a otros subvis como regresión lineal y picos umbral. y dentro de este se desarrolla ecuación de la ley de Wien

## Calibración motor



La creación de este subvi se realiza como una función auxiliar para calibrar el sistema, permite al motor realizar un número determinado de pasos.

### 5.5.2 Páneles de interacción con el usuario

Para adquirir los datos almacenados en la memoria externa del microcontrolador y visualizar los datos adquiridos en el PC se diseñan dos páneles gráficos que se describen a continuación:

- **Pánel frontal de manejo del programa**

Cuando se ejecuta el programa principal, **TEMPERATURA DEL CUERPO NEGRO.VI**, el panel frontal que se muestra en la figura 52, se despliega para manejar la adquisición de los datos y seleccionar las pruebas a visualizar, Ver figura 40.

Figura 40: Pánel frontal.



Fuente: Autores de proyecto.

### Descripción de los controles

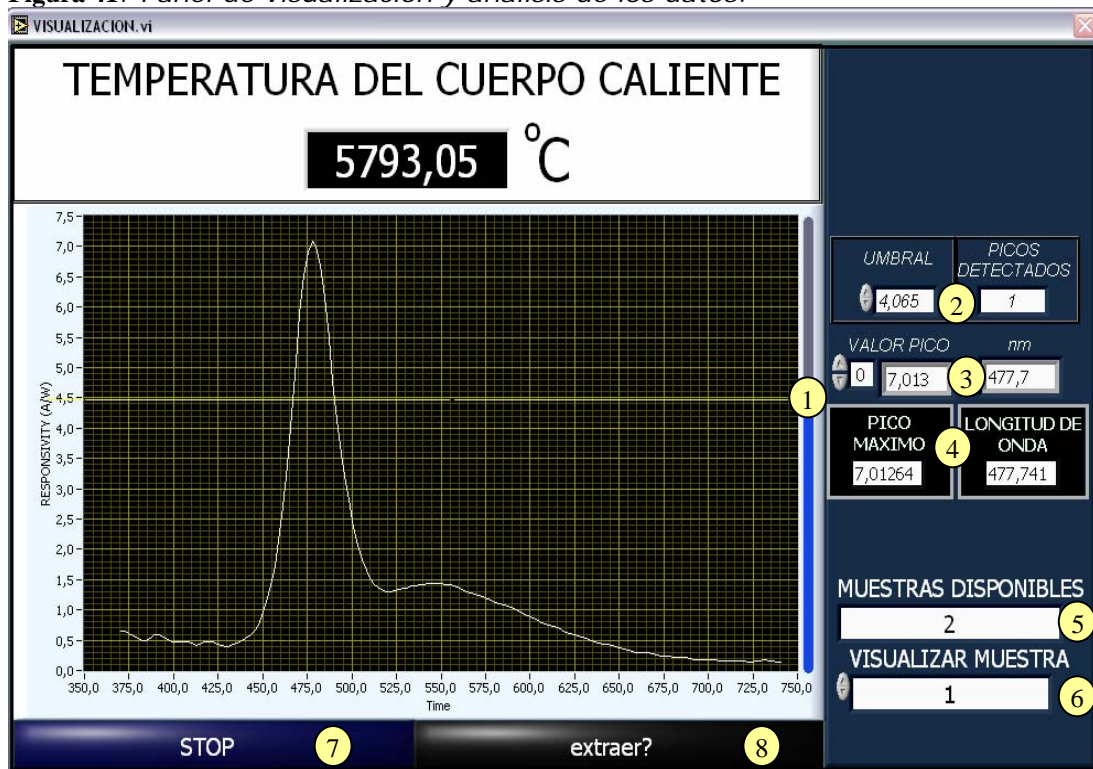
1. Selecciona el tipo de muestras a descargar, pueden ser de modo automático o modo manual, esta selección se realiza dando clic en el botón de esta función.
2. Selecciona la prueba que se quiere adquirir, con el botón de esta función se escoge el numero de prueba.
3. Con el switch adquirir se da la orden para la adquisición de la prueba seleccionada. Luego aparece la ventana para dar nombre a la prueba adquirida o se puede aceptar el nombre sugerido por defecto que viene dado según la fecha y hora que indique el PC en ese momento.
4. Indica el número total de pruebas disponibles para adquirir, si esta en modo automático indica el total de pruebas automáticas, y si esta en modo manual, indica el total de pruebas manuales.

5. Este indicador muestra el número de muestras que contiene cada prueba automática tomada. No aplica para la toma de datos de modo manual, desaparece del panel en este modo de trabajo.
6. Luego de adquirir las pruebas deseadas, oprimiendo este botón se despliega el panel de visualización de los datos.
7. Cuando se desee salir de la adquisición de datos, hay que presionar el botón SALIR, de esta forma se detiene el enlace de descarga con el microcontrolador.

- **Pánel de visualización de los datos**

El siguiente es el panel que se despliega para analizar y visualizar los datos obtenidos de una medición, ver figura 41.

**Figura 41:** Panel de visualización y análisis de los datos.



Fuente: Autores de proyecto.

## **Descripción de cada control**

1. Control deslizante de umbral: permite ubicar el umbral de detección de picos por medio del Mouse buscando detectar máximos de la señal en el margen de cobertura aplicado.
2. Control discreto de umbral y picos detectados: permite ubicar el umbral de manera discreta y a su vez indicar el número de picos detectados.
3. Selector de picos en magnitud y ubicación: permite seleccionar cada uno de los picos detectados y visualizar su longitud de onda de ubicación.
4. Visualizador de pico máximo y ubicación: visualiza el valor del pico máximo y su ubicación de longitud de onda, dicho visualizador aplica siempre que el umbral cobije el valor máximo.
5. Visualizador de muestras disponibles: indica cuantas muestras se hallan disponibles en la adquisición visualizada, si la adquisición está de modo manual dicho selector se oculta.
6. Control de visualización de muestra: permite seleccionar una muestra deseada dentro del conjunto de pruebas adquiridas, si la adquisición está de modo manual dicho selector se oculta.
7. STOP: permite finalizar el programa de visualización y retornar al panel de adquisición.
8. EXTRAER: permite extraer las muestras que se han adquirido de la memoria externa controlada por el microcontrolador.

## 6. PRUEBAS

En este ultimo capitulo se realizan diferentes tipos de pruebas para verificar el adecuado comportamiento del **SISTEMA DE MEDICIÓN DE TEMPERATURA**. Las pruebas realizadas incluyen la comprobación del correcto funcionamiento del hardware y software de la tarjeta de adquisición de datos, verificación de la comunicación al PC, comportamiento de las etapas de protección del dispositivo, software de comunicación, procesamiento y visualización en **LABVIEW 7.1**

### 6.1 PRUEBAS DEL SISTEMA CON MUESTRAS DE LUZ CONOCIDAS.

Las pruebas con diferentes señales de luz se llevan a cabo con la finalidad de comprobar el adecuado funcionamiento de sistema, tanto en la parte óptica, mecánica (acoplamiento del motor), tarjeta de adquisición de datos y software en LABVIEW 7.1. Para realizar esta práctica es necesario tener en cuenta los siguientes aspectos. Tales como: Resolución de espectrómetro, linealización del sensor, correlación de espectro emitido por la fuente con su temperatura basado en la ley de **Wien**. Y la correcta calibración en longitud de onda del sistema.

En la realización de esta prueba es importante resaltar que la muestra idónea para la prueba es la radiación de luz emitida por una fuente caliente. Pero el diseño del dispositivo basado en un espectrómetro de luz visible limita este parámetro a la medición de temperaturas muy altas, teniendo en cuenta que teóricamente el máximo de radiación emitida en el rango de frecuencias de 370nm a 750nm se presenta en cuerpos con temperaturas superiores a 3500°C. Además no sobra decir que en la la Escuela de ingeniería Metalúrgica y Ciencia de Materiales no existe un horno que se trabaje en estas temperaturas.

Para las pruebas el procedimiento que se llevara a cabo es el siguiente:

- Uso de leds con máximo de radiación conocida.
- Los valores en voltaje de las componentes espectrales de las señales serán registradas a la salida de la etapa de amplificación para verificar el adecuado comportamiento de los módulos involucrados hasta esta etapa.

- Se obtendrán gráficos en el software de LABVIEW 7.1, para confrontar el máximo de radiación calculado por el programa, con el obtenido en la etapa de amplificación y el valor de máximo de radiación proporcionado por el fabricante del led. Verificando con esto la adquisición con el conversor, transmisión y control con el microcontrolador, la comunicación con el PC, y el adecuado procesamiento de la información en el software de LABVIEW 7.1.

Por tal motivo las pruebas se realizan con leds, ya que su espectro de emisión es continuo y de forma de similar al de una muestra caliente a estas temperaturas. Los leds de muestra son de tres colores diferentes: blanco, rojo y verde que tienen su máximo de radiación en longitudes de onda de 470nm, 650nm y 545nm respectivamente. La intensidad de los leds varía de acuerdo al voltaje aplicado. Además su intensidad no es demasiado alta pero para efectos de prueba es apropiada. La resolución en longitud de onda del conjunto rejilla de dispersión y motor es 2.3285nm por paso, realizando un barrido desde 370nm hasta 740nm en 160 pasos de motor. Los máximos de las componentes espectrales para las tres muestras de luz se encuentran resaltados en color amarillo, con su respectiva longitud de onda. En la siguiente tabla se muestran el valor del voltaje de salida de amplificador a su correspondiente entrada de luz. Ver tabla 12.

**Tabla 12:** *parámetros espectrales para tres tipos de leds.*

		BLANCA (470nm)	ROJA (650nm)	VERDE (550nm)
PASO MOTOR (2.3285nm)	LONG. ONDA (nm)	salida amplificador (V)	salida amplificador (V)	salida amplificador (V)
1	370	0,081	0,089	0,048
2	372,3285	0,055	0,076	0,095
3	374,657	0,088	0,095	0,063
4	376,9855	0,05	0,063	0,083
5	379,314	0,072	0,109	0,068
6	381,6425	0,063	0,07	0,073
7	383,971	0,066	0,09	0,093
8	386,2995	0,1	0,073	0,063
9	388,628	0,063	0,073	0,099
10	390,9565	0,088	0,095	0,062
11	393,285	0,061	0,063	0,078
12	395,6135	0,066	0,103	0,072
13	397,942	0,077	0,062	0,06
14	400,2705	0,06	0,087	0,094
15	402,599	0,084	0,088	0,06
16	404,9275	0,066	0,066	0,094
17	407,256	0,073	0,105	0,062

18	409,5845	0,063	0,062	0,065
19	411,913	0,062	0,098	0,084
20	414,2415	0,098	0,063	0,06
21	416,57	0,062	0,077	0,1
22	418,8985	0,089	0,089	0,06
23	421,227	0,062	0,065	0,088
24	423,5555	0,07	0,105	0,062
25	425,884	0,072	0,065	0,066
26	428,2125	0,061	0,098	0,093
27	430,541	0,096	0,076	0,062
28	432,8695	0,067	0,081	0,082
29	435,198	0,104	0,099	0,062
30	437,5265	0,096	0,063	0,077
31	439,855	0,101	0,106	0,078
32	442,1835	0,143	0,071	0,062
33	444,512	0,122	0,088	0,095
34	446,8405	0,21	0,082	0,061
35	449,169	0,214	0,071	0,098
36	451,4975	0,309	0,101	0,059
37	453,826	0,341	0,062	0,072
38	456,1545	0,462	0,103	0,082
39	458,483	0,578	0,062	0,049
40	460,8115	0,724	0,077	0,096
41	463,14	0,941	0,087	0,063
42	465,4685	1,131	0,066	0,093
43	467,797	1,271	0,104	0,066
44	470,1255	1,47	0,062	0,063
45	472,454	1,471	0,096	0,095
46	474,7825	1,587 max. Blanco	0,066	0,057
47	477,111	1,53	0,072	0,107
48	479,4395	1,473	0,094	0,061
49	481,768	1,364	0,063	0,094
50	484,0965	1,176	0,104	0,099
51	486,425	1,103	0,063	0,073
52	488,7535	0,875	0,09	0,118
53	491,082	0,864	0,079	0,081
54	493,4105	0,68	0,067	0,123
55	495,739	0,645	0,101	0,115
56	498,0675	0,559	0,063	0,122
57	500,396	0,471	0,105	0,165
58	502,7245	0,451	0,062	0,138
59	505,053	0,392	0,082	0,208
60	507,3815	0,383	0,082	0,192
61	509,71	0,352	0,062	0,239
62	512,0385	0,341	0,1	0,282
63	514,367	0,352	0,063	0,292
64	516,6955	0,316	0,099	0,392
65	519,024	0,368	0,073	0,408
66	521,3525	0,325	0,074	0,538
67	523,681	0,368	0,093	0,554

68	526,0095	0,361	0,065	0,68
69	528,338	0,359	0,106	0,724
70	530,6665	0,398	0,062	0,796
71	532,995	0,363	0,09	0,89
72	535,3235	0,413	0,089	0,93
73	537,652	0,381	0,071	1,033
74	539,9805	0,41	0,105	1,051
75	542,309	0,407	0,065	1,067 max. Verde
76	544,6375	0,396	0,109	1,09
77	546,966	0,429	0,068	1,038
78	549,2945	0,389	0,084	1,046
79	551,623	0,426	0,095	0,967
80	553,9515	0,409	0,068	0,906
81	556,28	0,399	0,106	0,832
82	558,6085	0,405	0,065	0,724
83	560,937	0,371	0,098	0,712
84	563,2655	0,409	0,077	0,564
85	565,594	0,361	0,078	0,59
86	567,9225	0,392	0,106	0,473
87	570,251	0,371	0,068	0,454
88	572,5795	0,355	0,096	0,409
89	574,908	0,381	0,067	0,339
90	577,2365	0,325	0,094	0,333
91	579,565	0,37	0,089	0,263
92	581,8935	0,322	0,068	0,264
93	584,222	0,361	0,11	0,228
94	586,5505	0,331	0,066	0,205
95	588,879	0,308	0,115	0,206
96	591,2075	0,332	0,079	0,147
97	593,536	0,281	0,1	0,186
98	595,8645	0,315	0,105	0,118
99	598,193	0,282	0,081	0,15
100	600,5215	0,281	0,126	0,121
101	602,85	0,272	0,084	0,103
102	605,1785	0,242	0,131	0,129
103	607,507	0,282	0,115	0,078
104	609,8355	0,232	0,129	0,12
105	612,164	0,256	0,156	0,079
106	614,4925	0,222	0,138	0,095
107	616,821	0,215	0,195	0,093
108	619,1495	0,225	0,178	0,067
109	621,478	0,192	0,223	0,106
110	623,8065	0,222	0,237	0,062
111	626,135	0,182	0,253	0,106
112	628,4635	0,195	0,326	0,051
113	630,792	0,187	0,333	0,077
114	633,1205	0,153	0,442	0,082
115	635,449	0,189	0,459	0,063
116	637,7775	0,136	0,57	0,098
117	640,106	0,181	0,606	0,063

118	642,4345	0,144	0,665	0,088
119	644,763	0,145	0,735 max. Rojo	0,063
120	647,0915	0,145	0,7	0,063
121	649,42	0,114	0,717	0,087
122	651,7485	0,151	0,607	0,062
123	654,077	0,105	0,534	0,103
124	656,4055	0,117	0,421	0,059
125	658,734	0,114	0,335	0,084
126	661,0625	0,121	0,269	0,066
127	663,391	0,126	0,186	0,062
128	665,7195	0,081	0,158	0,085
129	668,048	0,127	0,126	0,063
130	670,3765	0,079	0,096	0,1
131	672,705	0,105	0,122	0,061
132	675,0335	0,092	0,07	0,074
133	677,362	0,078	0,116	0,081
134	679,6905	0,107	0,068	0,06
135	682,019	0,072	0,095	0,099
136	684,3475	0,105	0,087	0,059
137	686,676	0,065	0,066	0,099
138	689,0045	0,067	0,106	0,061
139	691,333	0,089	0,062	0,07
140	693,6615	0,06	0,106	0,085
141	695,99	0,099	0,071	0,061
142	698,3185	0,062	0,083	0,094
143	700,647	0,09	0,083	0,061
144	702,9755	0,061	0,063	0,081
145	705,304	0,068	0,109	0,068
146	707,6325	0,071	0,062	0,073
147	709,961	0,063	0,101	0,09
148	712,2895	0,088	0,071	0,062
149	714,618	0,06	0,074	0,092
150	716,9465	0,074	0,094	0,06
151	719,275	0,059	0,063	0,077
152	721,6035	0,066	0,109	0,078
153	723,932	0,083	0,063	0,053
154	726,2605	0,061	0,089	0,09
155	728,589	0,094	0,078	0,06
156	730,9175	0,061	0,062	0,099
157	733,246	0,079	0,1	0,063
158	735,5745	0,062	0,062	0,068
159	737,903	0,066	0,106	0,085
160	740,2315	0,087	0,065	0,061

Fuente: autores del proyecto

El procesamiento de los datos de la señales en LABVIEW para realizar la correlación con su temperatura se muestra en la Figura 42, 43 y 44. En la graficas siguientes se observa la composición espectral de la luz blanca (470nm máxima componente de radiación), roja (650nm) y

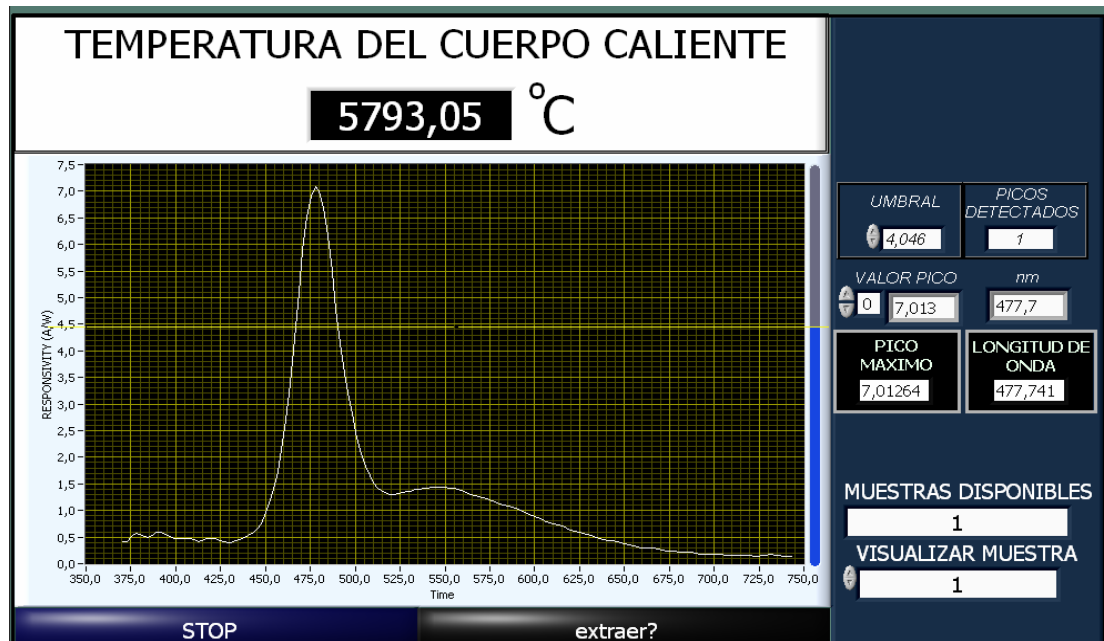
verde (550nm) luego de la respectiva linealización del sensor. Las temperaturas calculadas no corresponden a la temperatura real de los leds, pero si a la temperatura que tendría un cuerpo caliente que radiara un espectro similar con componente máxima en dichas longitudes de onda. Los resultados arrojados tanto en el software de LABVIEW 7.1 como en la tabla registrada a la salida de la etapa amplificadora muestran en siguiente comportamiento. Las diferencias de los valores de los máximos obedece a dos factores fundamentales: el sistema óptico tiene limitantes en la dispersión de la luz y el segundo corresponde a la respuesta en frecuencia del sensor obliga a la linealización del dispositivo desplazando así el máximo de la radiación a frecuencias mas altas con respecto a los obtenidos en la salida del amplificador. Tabla 13.

**Tabla 13:** comparación máximos de radiación

	MAXIMO	DE	RADIACION
LED (COLOR)	LONG ONDA. REAL (nm)	SALIDA DEL AMP. (nm)	SOFTWARE LABVIEW (nm)
BLANCO	470	474.8	477.7
ROJO	650	644.8	650
VERDE	550	542.3	545.3

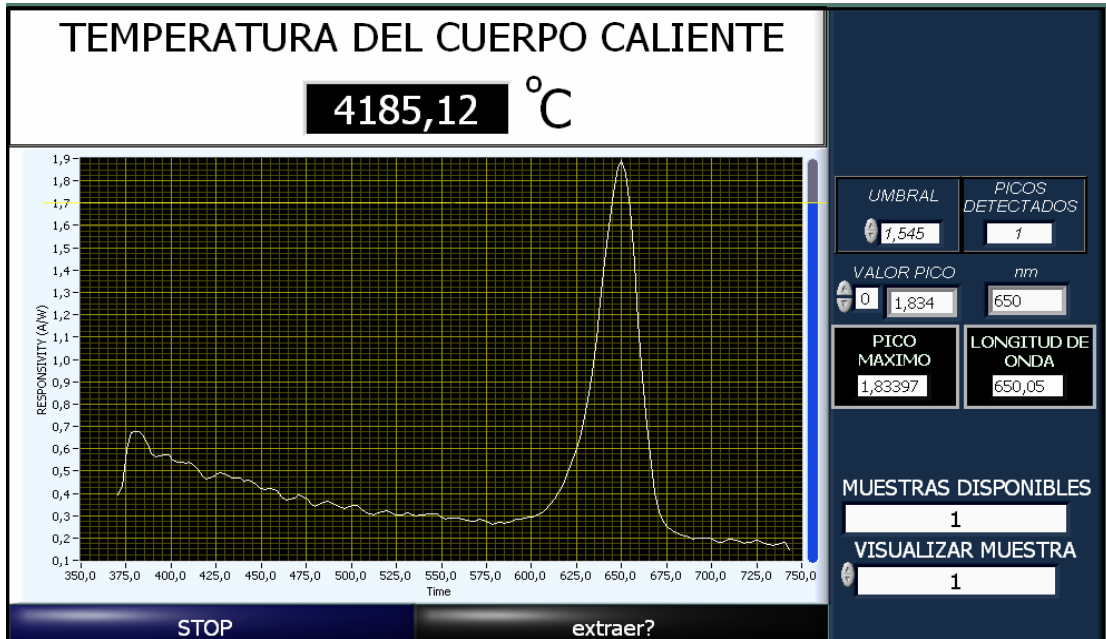
Fuente: autores de proyecto

**Figura 42 :** espectro emitido por led de luz blanca (470nm max. Radiación)



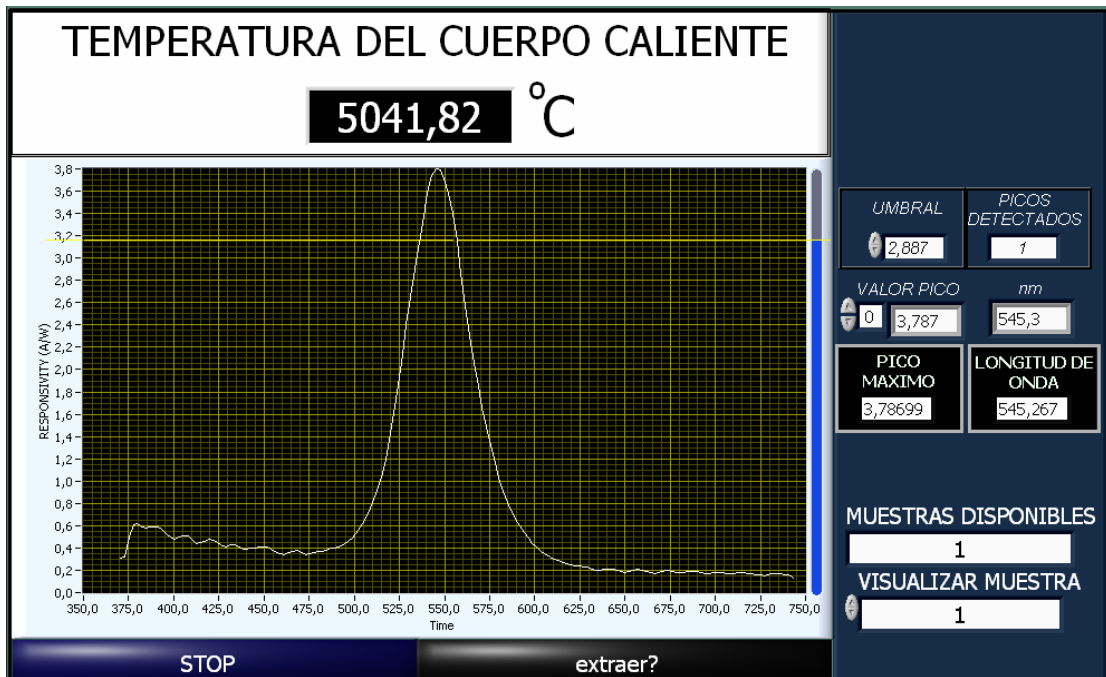
Fuente: autores del proyecto

Figura 43: espectro emitido por led de luz roja (650nm max. Radiación).



Fuente: autores del proyecto

Figura 44: espectro emitido por led de luz verde (550nm max. Radiación).



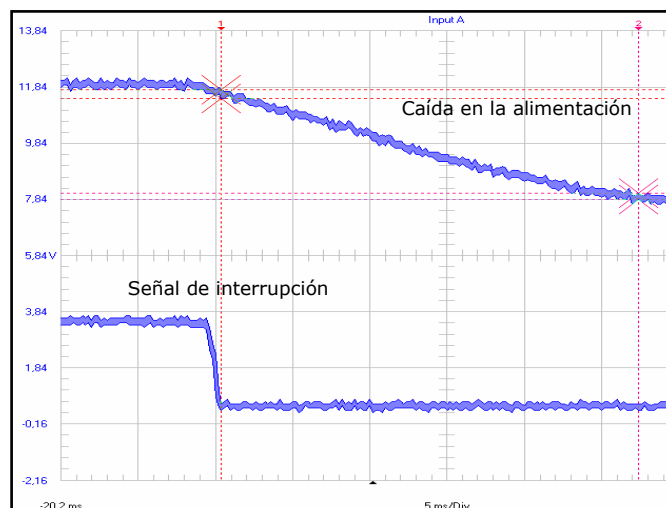
Fuente: autores del proyecto

## 6.2 PRUEBAS DE LA ETAPA DE EMERGENCIA

La importancia que tiene la correcta calibración del **SISTEMA DE MEDICIÓN DE TEMPERATURA** hace indispensable la ejecución de pruebas que garanticen que al realizarse una medición el motor este ubicado siempre en el mismo punto inicial establecido en el laboratorio de espectrometría. La prueba consisten en realizar un corte en la alimentación del la red en el momento en que se esté llevando a cabo una adquisición y programar un flanco de salida en un pin del microcontrolador para registrar los diferentes procesos involucrados. El corte de alimentación instantáneamente proporciona una señal al microcontrolador, quien interrumpe todas sus funciones y ordena guardar la posición actual del motor en la memoria externa.

Las siguientes graficas ilustran el procedimiento descrito anteriormente. En la figura 45, se muestra la señal de interrupción KBI activa por bajo enviada al microcontrolador al momento de un corte de alimentación. La escala de tiempo esta en 5ms/div.

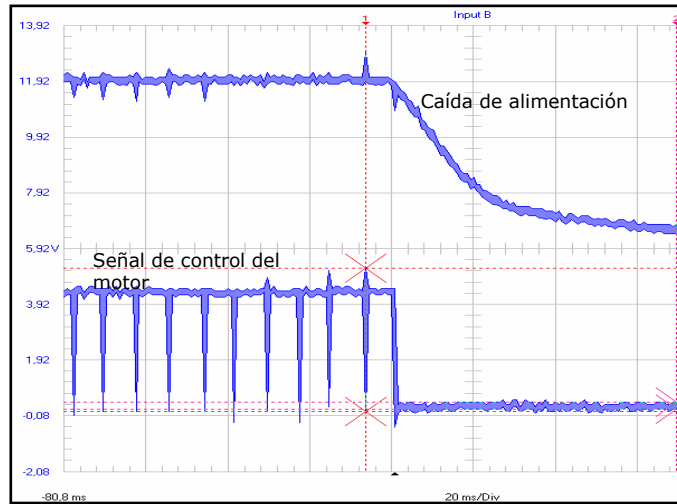
**Figura 45** : Señal de control KBI al momento del corte de red.



*Fuente: Autores del proyecto.*

La interrupción del envío de las señales para controlar el movimiento del motor se ilustra en la figura 46. La escala de tiempo es 20ms/div.

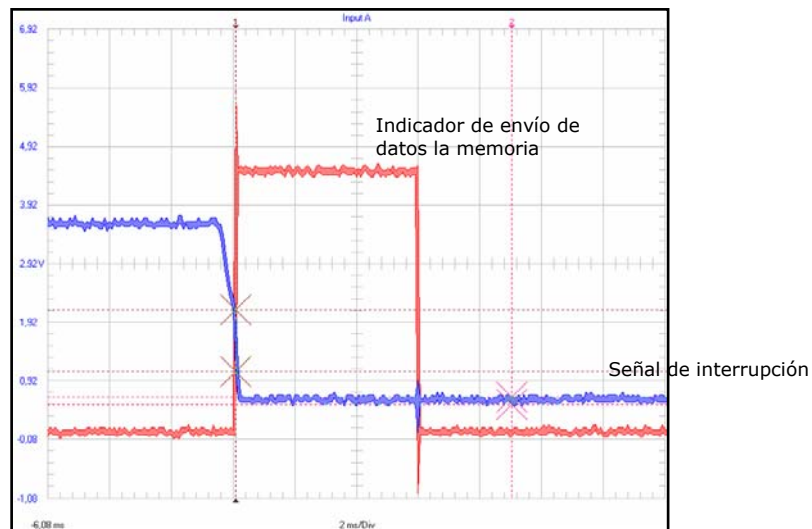
**Figura 46:** Interrupción del control del motor



Fuente: autores del proyecto.

El proceso de almacenamiento en la memoria externa, de la posición y fase del motor se muestra en la figura 47.

**Figura 47:** almacenamiento de la posición y fase del motor.



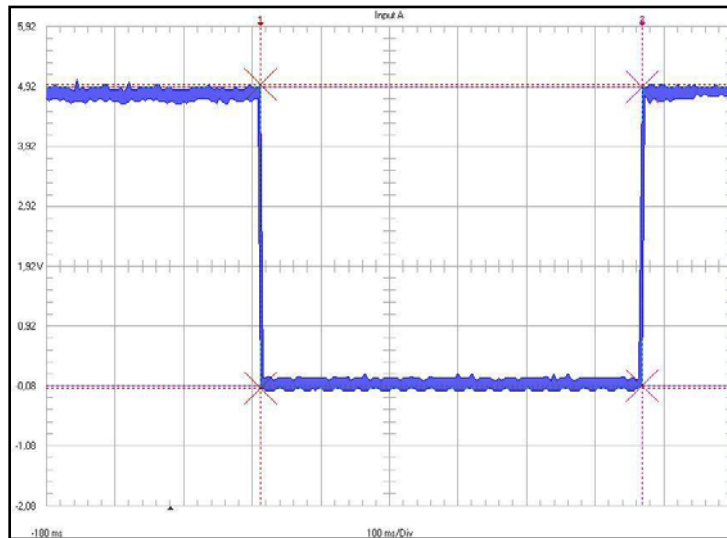
Fuente: Autores del proyecto.

Cuando el dispositivo se energice de nuevo, realizará la autocalibración respectiva, ubicando el motor en la posición fijada como inicial, con el software de visualización de LABVIEW 7.1, se comprueba que la calibración del equipo no se pierde, tomando mediciones posteriores al corte de alimentación.

### 6.3 PRUEBA DE TIEMPOS DE LA MEDICIÓN

Para determinar el tiempo de duración de la toma de una medición se realizaron pruebas de velocidad al motor de paso, que concluyeron que el mínimo tiempo para realizar el barrido de las componentes espectrales en el rango visible, que corresponde a 160 pasos del motor; es de 450ms, para no ubicarnos en el límite de trabajo, el mínimo tiempo que se le asigna al motor para realizar el recorrido es de 580ms, pero este tiempo lo emplea solo para el regreso a la posición inicial, ya que durante este tiempo no se realiza adquisición de señal. Ver figura 48.

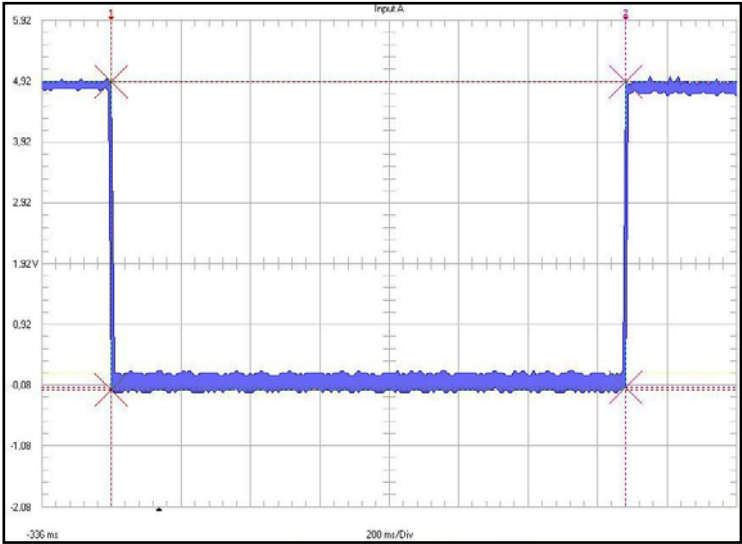
Figura 48: Duración de retorno del moto, escala 100ms/div.



Fuente: Autores del proyecto.

La adquisición de una medición se realiza durante el camino de ida el motor, este proceso tarda 1.480seg, tiempo que corresponde a la conversión y posterior almacenamiento de 160 datos; el proceso de activación entre fases del motor tarda 9.25ms, durante este tiempo se desarrolla el siguiente procedimiento: se establece un retardo para garantizar que el motor este detenido, se adquiere la señal y transmite a la memoria externa, el microcontrolador almacena la posición y el índice de activación de las fases (si ocurre un corte en la alimentación estos valores se envían a la memoria externa). En la figura 49, se muestra el tiempo que tarda el sistema en realizar el barrido de ida, para adquirir una muestra.

Figura 49: *Tiempo de adquisición de una muestra, escala 200ms/div.*



Fuente: Autores del proyecto.

## CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

- La incorporación de un modulo externo de almacenamiento no volátil en el **SISTEMA DE MEDICION DE TEMPERATURA** permite la adquisición y almacenamiento de pruebas sin conexión a un PC, lo que le imprime características de portabilidad haciéndolo mas practico.
- Otra utilidad que se implementa en la memoria externa es la de mantener la calibración del sistema óptico, por medio del almacenamiento de una posición inicial predefinida, tras la calibración con una fuente conocida. Esta función va de la mano con un circuito de respaldo que engancha una batería de 9V durante un instante de tiempo, previniendo de esta manera la descalibración del equipo por un posible corte en la alimentación.
- La implementación de circuitos de protección a diferentes fallos proporciona confiabilidad, robustez y garantizan la vida útil de cualquier dispositivo, por lo tanto es muy importante tener en cuenta los puntos críticos que puedan atentar contra la seguridad o buen funcionamiento de este.
- **El sistema de medición de temperatura** basado en la ley de desplazamiento de WIEN, permite realizar visualizaciones de la composición espectral de un cuerpo emisor de radiación continua en el rango de luz visible, y determinar la posición en nanómetros del máximo de esta radiación, pero el sistema electrónico y el software de visualización y análisis de LABVIEW implementados, permite observar la composición espectral radiante en un rango mas amplio, esto es, desde el infrarrojo hasta el ultravioleta, para lo cual se debe implementar un sistema óptico apropiado a los principios físicos de esta radiación. Además con algunas modificaciones en el software de LABVIEW y la utilización de una rejilla de mayor resolución permiten realizar este trabajo con fuentes de radiación discreta.

- El diseño de un sistema de adquisición de pruebas con modos manual y automático configurados desde un menú sencillo y práctico proporciona al equipo de medición la autonomía y versatilidad suficientes para manejar pruebas individuales o que requieran gran cantidad de muestras a intervalos de tiempos fijos.
- El desarrollo de un dispositivo capaz de correlacionar el color emitido por una fuente caliente con su temperatura, precisa del estudio de los principios básicos de espectrometría y radiación de los cuerpos, mas aun las nociones en estos temas abre los horizontes hacia otras aéreas del conocimiento tales como la química, medicina o astronomía donde la composición espectral no solo brinda información acerca de la temperatura de los cuerpos, sino también de otras características tales como composición química o dinámica de partículas.
- La tarjeta de adquisición de datos, permite de acuerdo a los últimos estándares de comunicación; la descarga de datos al PC por vía USB, lo cual lo hace muy práctico por la facilidad de reconocimiento de los puertos.

## RECOMENDACIONES

- El presente trabajo de grado se fundamenta en un sistema óptico basado en un espectrómetro de luz visible dadas sus facilidades en costos e implementación, sin embargo un mecanismo que se limita a este rango de longitudes de onda, proporciona mediciones de temperatura superiores a 3500°C. Para que sea posible realizar mediciones de temperatura acordes a los procesos de fundición que se quieren llevar a cabo en la ESCUELA DE INGENIERIA DE METALURGICA Y CIENCIA DE MATERIALES, los cuales requieren mediciones de temperatura superiores a 1500°C, se requiere implementar un sistema óptico con elementos apropiados para la captación de radiación infrarroja.
- La implementación de un dispositivo de procesamiento superior (DSP, microcontroladores de gama alta) al microcontrolador usado en el presente trabajo de grado, que permita realizar las tareas que se desempeñan en el PC con el software de LABVIEW, y así el dispositivo sea totalmente autónomo y suficiente.
- Una alternativa para la medición de altas temperaturas que se puede tener en cuenta es la adquisición de un termómetro infrarrojo, ya que actualmente en el mercado se encuentran disponibles dispositivos para el rango de trabajo deseado, además el costo de estos equipos ha disminuido notablemente en los últimos años.
- Dados los requerimientos y las características de la aplicación es indispensable la adquisición de un horno que trabaje por encima de 1000°C que proporcione muestras reales para que los ajustes en ganancia y longitud de onda sean los apropiados.
- Teniendo en cuenta que la ley de desplazamiento de Wien esta basada en las propiedades de radiación de cuerpo negro, es necesario que la captación de la señal se realice en ausencia de cualquier interferencia lumínica externa. Se recomienda el uso de una fibra óptica acoplada al horno para acercar al luz al dispositivo garantizando la fiabilidad de la señal, así como la protección de los elementos electrónicos sensibles a las altas temperaturas.

## BIBLIOGRAFIA

- PYROMETER HANDBOOK. IMPAC Infrared GmbH, IMPAC, 2004. 13-19 pag.
- VOLZ, Hans G. Industrial color testing. Weinheim, Wiley-VCH 1994, 20 pag.
- WANKE, Klaus. Temple del acero. Madrid, Aguilar, 1972.
- GRAEME, Jerald. Photodiode Amplifiers. Boston, McGraw Hill. 1995.
- MAYNE, Jordi. Sensores y acondicionadores de señal. Silica-2003 50 pag.
- PALLAS, Ramón Areny. Adquisición y distribución de señales. Barcelona, Marcombo, 1993.
- NATIONAL INSTRUMENTS. Labview 7.1. User manual. (online). <http://www.ni.com>.
- Code warrior. Manual engine hc08. Metrowerks .2003.
- SEDRA, Adel S. and SMITH, Kenneth C. circuitos Microelectronicos 4 ed.. Mexico. Oxford University. 1999.
- MAYNE, Jordi. Guía didáctica de 68hc08. Silica rev.1.
- WILSON, Jon S. Sensor technology handbook Oxford . elsevier 2005 317, 532 pag.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- <http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/cuantica/negro/radiacion/radiacion.htm> , información sobre radiación de cuerpo negro, fundamentos y deducciones de los formulamientos de Wien, Max plank y Stefan Boltzman.
- <http://personales.ya.com/casanchi/did/er.htm>, información sobre instrumentos de medición de del espectro visible.
- [http://www.sapiensman.com/medicion\\_de\\_temperatura/termocuplas\\_2.htm](http://www.sapiensman.com/medicion_de_temperatura/termocuplas_2.htm), información sobre termocuplas para medición a altas temperaturas.
- [www.fi.uba.ar/laboratorios/lscm/termocuplas02.pdf](http://www.fi.uba.ar/laboratorios/lscm/termocuplas02.pdf), información sobre termocuplas especializadas, por encima de 1500°C.
- [www.heitronics.com/english2/KT15D2.htm](http://www.heitronics.com/english2/KT15D2.htm) información técnica y comercial de pirómetros de radiación infrarrojos.
- <http://termometria.galeon.com/pirometros.htm> en esta página se encuentra información sobre pirometros de radiación.
- <http://www.ilustrados.com/publicaciones/EpyuZlkyIFxBEZLhkT>.el sitio muestra información relacionada con los sistemas de medición de temperatura convencionales, pirometros así como leyes de radiación de Plank, Wien e información sobre cuerpo negro.
- LA GUIA METAS. El documento se encuentra en el sitio <http://www.metas.com.mx>, contiene información sobre los pirómetros de radiación.
- [http://www.eq.uc.pt/~lferreira/BIBL\\_SEM/global/piromet/2.html](http://www.eq.uc.pt/~lferreira/BIBL_SEM/global/piromet/2.html) contiene información acerca del pirómetro óptico.
- <http://www.eo.ucar.edu/skymath/> esta pagina contiene información sobre termometría.

- <http://www.ucm.es/info/Astrof/users/jaz/TRABAJOS/UGARTE/3.htm> contiene información sobre espectrometría.
- CARRANZA, MANUEL. "LA DISPERSIÓN DE LA LUZ POR LA MATERIA" artículo contenido en la pagina web [www.us.es/fisica/FFAcrobatPDF/Guia%20Fisica%2004-05.PDF](http://www.us.es/fisica/FFAcrobatPDF/Guia%20Fisica%2004-05.PDF) posee información sobre los principios físicos de la luz.

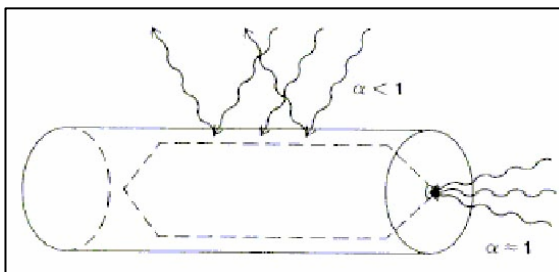
## ANEXOS

### ANEXO A. LA RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO

Un cuerpo negro es un modelo ideal físico, en el que toda la energía incidente desde el exterior es absorbida, y toda la energía incidente desde el interior es emitida. Sin embargo, un cuerpo negro se puede sustituir con gran aproximación por una cavidad con una pequeña abertura; la energía radiante incidente a través de la abertura, es absorbida por las paredes en múltiples reflexiones y solamente una mínima proporción escapa (se refleja) a través de la abertura. Podemos por tanto decir, que toda la energía incidente es absorbida. En consecuencia, la densidad de energía del campo electromagnético existente en la cavidad es constante.

A cada frecuencia corresponde una densidad de energía que depende solamente de la temperatura de las paredes y es independiente del material del que están hechas.

Figura A 1: Modelo de cuerpo negro



Fuente: [www.nuclecu.unam.mx](http://www.nuclecu.unam.mx)

Si el cuerpo emisor no es un cuerpo negro es necesario conocer su coeficiente de emisividad,  $e < 1$ , que es el cociente entre la energía emitida por un cuerpo a una determinada  $a$  y  $T$  y la emitida por un cuerpo negro a esa misma  $a$  y  $T$  (depende del material y del tipo de superficie, como se ve en la tabla siguiente).

**Tabla A 1:** Algunos materiales con su respectiva emisividad.

<b>Material</b>	<b>Coefficiente de emisión</b>
Aluminio (oxidado)	0.19
Latón (oxidado)	0.60
Cobre recalentado	0.26
Cobre recalentado (oxidado)	0.19
Acero recalentado (oxidado)	0.57
Fundición (fuertemente oxidada)	0.95
Fundición (oxidada)	0.78
Cobre (oxidado)	0.60
Refractario	0.75
Esmalte dorado	0.37
Hierro (oxidado)	0.89
Hierro con herrumbre	0.65
Plomo (oxidado)	0.63
Monel (oxidado)	0.43
Níquel (oxidado)	0.85
Ladrillo de sílice	0.85
Acero (oxidado)	0.79
Plancha de acero rugosa	0.97
Hierro rugoso (oxidado mate)	0.94
20 Ni - 25 Cr - 55 Fe (oxidado)	0.97
60 Ni - 12 Cr - 28 Fe (oxidado)	0.85
80 Ni - 20 Cr (oxidado)	0.89

*Fuente: [www.mikroninst.com](http://www.mikroninst.com)*

**Ley de Planck:** La potencia emitida depende de la temperatura y de la longitud de onda considerada. Se utiliza en los pirómetros de radiación espectral (termómetros primarios), de forma que se compara la radiancia espectral.

**Ley de Stefan-Boltzmann:** La emitancia total, integrada para todas las longitudes de onda es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura. Se utiliza en los pirómetros de radiación total, que comparan la radiancia total (termómetro primario) con la emitida por un sistema de referencia.

**Ley de Wien.** Relaciona la longitud de onda a la que se produce el máximo de radiación con la temperatura.

Estos aparatos determinan la temperatura analizando la radiación emitida. Para ello son necesarios una serie de dispositivos ópticos y electrónicos. En el esquema simplificado que se muestra a continuación pueden verse los distintos tipos:

Dispositivos para seleccionar la radiación (lentes, filtros, etc.)

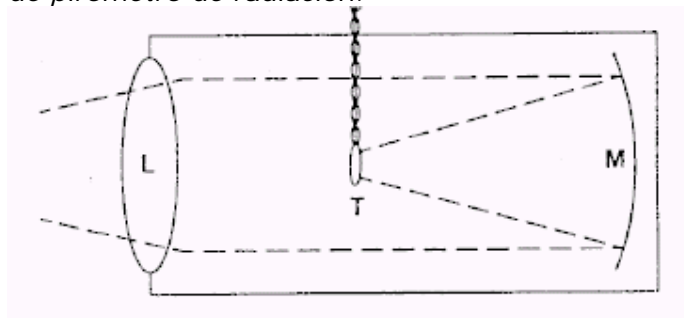
Dispositivos para enfocar la radiación (espejos, lentes, prismas, rendijas, etc.)

Detectores (fotoconductores, fotodiodos, sensores térmicos, etc.)

Fuentes de referencia para calibrar

En la figura A2. Se observa el esquema óptico de un pirómetro de radiación.

**Figura A 2:** Modelo de pirómetro de radiación.

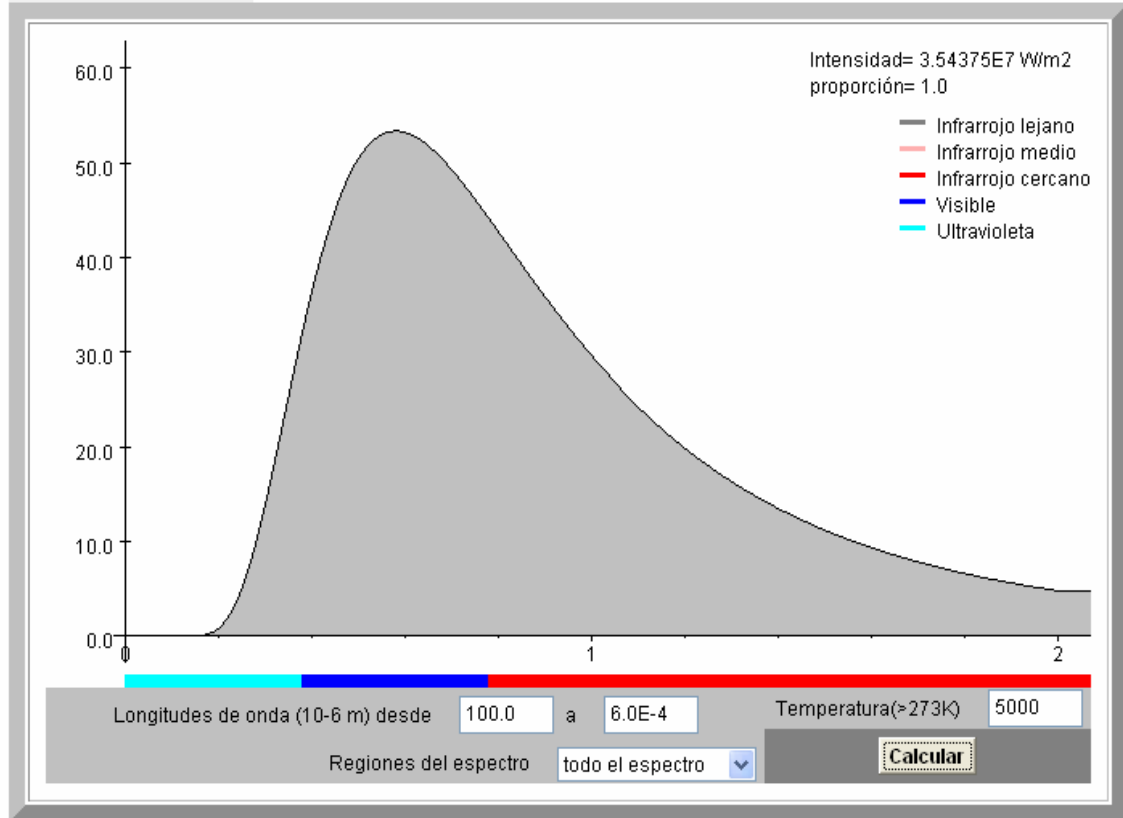


Fuente: [www.ucm.es](http://www.ucm.es)

## ANEXO B. CORRELACION TEMPERATURA CON INTENSIDAD DE RADIACIÓN DE CUERPO

En la figura A3. se observa la potencia emitida con respecto a la longitud de onda para una temperatura dada, en este caso 5000 °k es decir 5273 °C.

**Figura B 1:** radiación emitida por un cuerpo a 5000°K



Fuente: pagina de schum.

Según la ecuación (B.1) de ley de Wien:

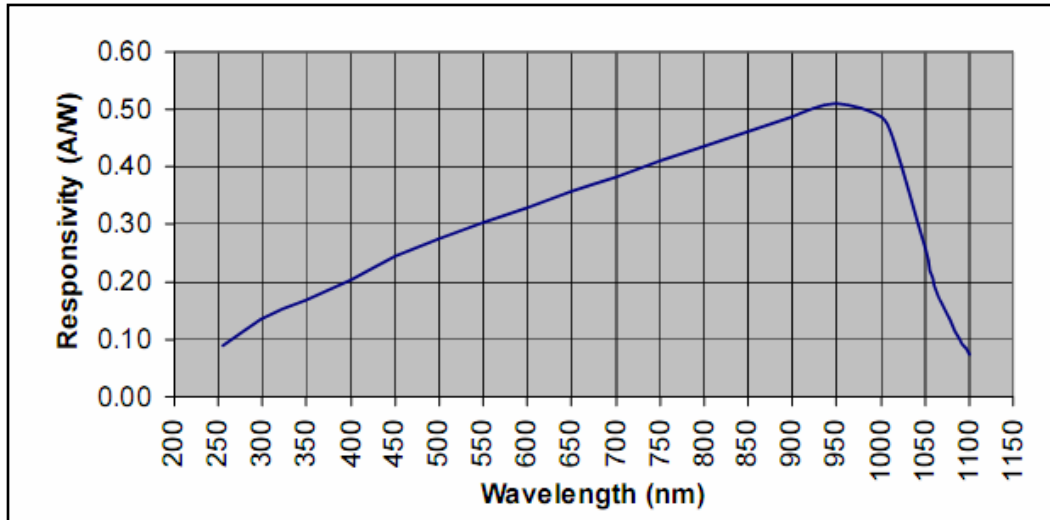
$$\lambda_{\max}T = 2.898 \times 10^{-3} [\text{mk}] \quad (\text{B.1})$$

El máximo de radiación para 5000 °K se encuentra en una longitud de onda de 579.6nm emitiendo una radiación de 54 W/m<sup>2</sup>.

El fotodiodo tiene una área activa de 2.64 (mm)x1,17 (mm) es decir 3.089x 10<sup>-6</sup>m<sup>2</sup> a la que le correspondería una potencia de radiación emitida de 166.795x 10<sup>-6</sup> W en una longitud de onda de 579.9nm.

Observando la figura B2. Respuesta en frecuencia del sensor se puede hallar el valor de sensibilidad correspondiente. 579,9nm le corresponde una respuesta espectral de 0.315 A/W aprox.

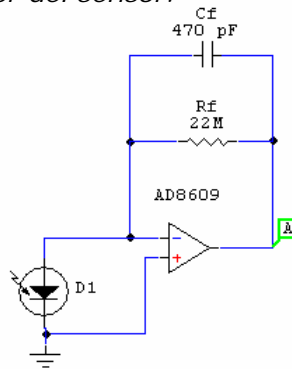
Figura B 2. *Sensibilidad del sensor.*



Fuente: hoja de datos del fabricante.

Sabiendo que el valor deseado de voltaje de salida  $V_{out}$  no puede exceder 5V (parámetros fijados por la entrada del conversor análogo digital) se puede seleccionar un voltaje de 3 V este valor puede disminuir si se adecua esta etapa solo como preamplificadora. En este caso se recomienda fijar este valor a unos cientos de mV para aplicar luego una etapa de filtrado y una posterior etapa de amplificación. Tomando en cuenta que el cálculo se está realizando para el máximo de radiación y para una temperatura bastante alta 5000 °K. se procede a calcular la resistencia de realimentación es decir la ganancia I-V del amplificador con configuración inversora. Figura B3.

Figura B 3: *circuito preamplificador del sensor.*



Fuente: autores del proyecto.

$$V_{OUT} = I_D (R_f) = R_P(P)R_f \quad (\text{B.2})$$

De la ecuación (B.2) se despeja  $R_f$ :

$$R_f = \frac{V_{OUT}}{R_P(P)} \quad (\text{B.3})$$

Donde  $R_P=0.315 \text{ A/W}$   $P =166.795 \times 10^{-6}$  y  $V_{OUT}=3$ . Calculando de (B.3) el valor  $R_f=57.1 \text{ K}$ .

Para el diseño del proyecto se opto por colocar una resistencia de ganancia  $R_f=22\text{M Ohm}$  por una razón bastante fuerte, la señal de prueba, es decir la luz simulada corresponde a un led de luz blanca unidireccional que en la vida real no es muy similar con respecto a la potencia de la intensidad de luz emitida por la radiación del cuerpo caliente. Más aun el método usado para medir temperatura se basa en hallar el máximo de radiación en el rango de luz visible. Este comportamiento solo se presenta para temperaturas superiores a  $3700 \text{ }^\circ\text{K}$  y menores a  $7700 \text{ }^\circ\text{K}$ , lo cual hace imposible hacer pruebas con señales reales.

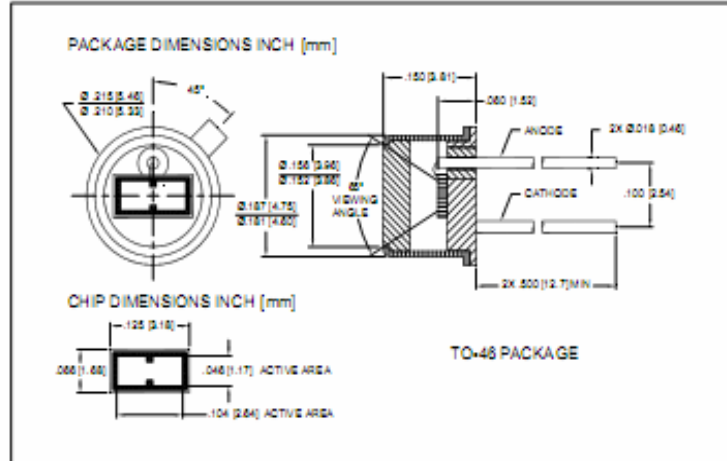
## **ANEXO C. HOJAS DE DATOS**

En este anexo se presentan las principales características y especificaciones de los circuitos integrados usados en la implementación del presente trabajo de grado. En caso de requerir mayor información referirse a la hoja de datos completas suministradas por los fabricantes.

## C.1 FOTODETECTOR PDU-U 104



### UV Enhanced Silicon Photodiode PDU-V104



#### FEATURES

- Low noise
- UV enhanced
- High shunt resistance
- High response

#### DESCRIPTION

The PDU-V104 is a UV enhanced silicon PIN packaged in a hermetic TO-46 metal package.

#### APPLICATIONS

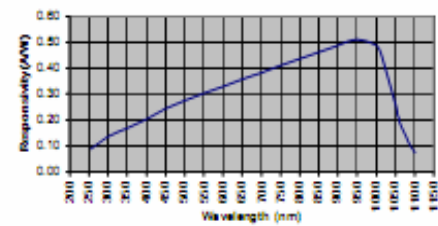
- Instrumentation
- Industrial
- Medical

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATING (TA = 23°C UNLESS OTHERWISE NOTED)

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS
$V_{BR}$	Reverse Voltage		75	V
$T_{STG}$	Storage Temperature	-55	+150	°C
$T_O$	Operating Temperature	-40	+125	°C
$T_S$	Soldering Temperature*		+240	°C

\* 1/16 inch from case for 3 seconds max.

#### SPECTRAL RESPONSE



#### ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS RATING (TA = 23°C UNLESS OTHERWISE NOTED)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_D$	Dark Current	$V_R = 10\text{mV}$		5	10	pA
$R_{SH}$	Shunt Resistance	$V_R = 10\text{mV}$	1.0	2		$G\Omega$
$C_J$	Junction Capacitance	$V_R = 0\text{V}$ , $f = 1\text{MHz}$		340		pF
$\lambda_{range}$	Spectral Application Range	Spot Scan	350		1100	nm
$R$	Responsivity	$\lambda = 365\text{nm}$ , $V_R = 0\text{V}$	0.10	0.18		A/W
$V_{BR}$	Breakdown Voltage	$I = 10\ \mu\text{A}$	30	50		V
NEP	Noise Equivalent Power	$V_R = 0\text{V}$ @ $\lambda = \text{Peak}$		$5.0 \times 10^{-14}$		$\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$
$t_r$	Response Time**	$R_L = 50\ \Omega$ , $V_R = 0\text{V}$		190		nS
		$R_L = 50\ \Omega$ , $V_R = 10\text{V}$		13		

\*\*Response time of 10% to 90% is specified at 680nm wavelength light.

Information in this technical datasheet is believed to be correct and reliable. However, no responsibility is assumed for possible inaccuracies or omission. Specifications are subject to change without notice.

Advanced Photonix Inc. 1240 Avenida Access, Camarillo CA 93012 • Phone (805) 987-0148 • Fax (805) 484-9935 • [www.advancedphotonix.com](http://www.advancedphotonix.com)

## C.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL AD8609



# Precision Micropower, Low Noise CMOS Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers

## AD8603/AD8607/AD8609

### FEATURES

- Low offset voltage: 50  $\mu$ V max
- Low input bias current: 1 pA max
- Single-supply operation: 1.8 V to 5 V
- Low noise: 22 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Micropower: 50  $\mu$ A max
- Low distortion
- No phase reversal
- Unity gain stable

### APPLICATIONS

- Battery-powered instrumentation
- Multipole filters
- Sensors
- Low power ASIC input or output amplifiers

### GENERAL DESCRIPTION

The AD8603/AD8607/AD8609 are single/dual/quad micro-power rail-to-rail input and output amplifiers, respectively, that feature very low offset voltage as well as low input voltage and current noise.

These amplifiers use a patented trimming technique that achieves superior precision without laser trimming. The parts are fully specified to operate from 1.8 V to 5.0 V single supply or from  $\pm 0.9$  V to  $\pm 2.5$  V dual supply. The combination of low offsets, low noise, very low input bias currents, and low power consumption make the AD8603/AD8607/AD8609 especially useful in portable and loop-powered instrumentation.

The ability to swing rail-to-rail at both the input and output enables designers to buffer CMOS ADCs, DACs, ASICs, and other wide output swing devices in low power, single-supply systems.

The AD8603 is available in a tiny 5-lead TSOT-23 package. The AD8607 is available in 8-lead MSOP and 8-lead SOIC packages. The AD8609 is available in 14-lead TSSOP and 14-lead SOIC packages.

### PIN CONFIGURATIONS



Figure 1. 5-Lead TSOT-23 (LU Suffix)

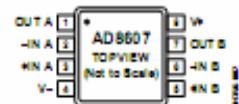


Figure 2. 8-Lead MSOP (RM Suffix)



Figure 3. 8-Lead SOIC (R Suffix)

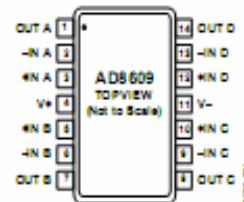


Figure 4. 14-Lead TSSOP (RU Suffix)

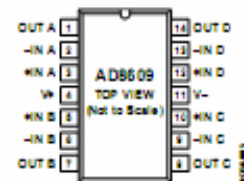


Figure 5. 14-Lead SOIC (R Suffix)

### Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 www.analog.com  
Fax: 781.461.3113 © 2005 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics @  $V_s = 5\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V_s/2$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT CHARACTERISTICS</b>						
Offset Voltage	$V_{OS}$	$V_S = 3.3\text{ V}$ @ $V_{OH} = 0.5\text{ V}$ and $2.8\text{ V}$ $-0.3\text{ V} < V_{CM} < +5.2\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ , $-0.3\text{ V} < V_{OH} < +5.2\text{ V}$	12	50	300	$\mu\text{V}$
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	1	4.5	700	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_B$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	0.2	1	50	$\text{pA}$
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	0.1	0.5	500	$\text{pA}$
Input Voltage Range	IVR		-0.3		+5.2	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$0\text{ V} < V_{OH} < 5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	85	100		dB
Large Signal Voltage Gain	$A_{VOL}$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $0.5\text{ V} < V_O < 4.5\text{ V}$	400	1000		V/mV
AD8603			250	450		V/mV
AD8607/AD8609						
Input Capacitance	$C_{OFF}$ $C_{CM}$			1.9		$\text{pF}$
				2.5		$\text{pF}$
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>						
Output Voltage High	$V_{OH}$	$I_L = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	4.95	4.97		V
		$I_L = 10\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	4.9	4.97		V
Output Voltage Low	$V_{OL}$	$I_L = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	16	30		mV
		$I_L = 10\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	160	250		mV
Output Current	$I_{OUT}$	$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$			330	mV
Closed-Loop Output Impedance	$Z_{OUT}$	$f = 10\text{ kHz}$ , $A_V = 1$		$\pm 80$		$\Omega$
<b>POWER SUPPLY</b>						
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$1.8\text{ V} < V_S < 5\text{ V}$	80	100		dB
Supply Current/Amplifier	$I_V$	$V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		40	50	$\mu\text{A}$
					60	$\mu\text{A}$
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>						
Slew Rate	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		0.1		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time 0.1%	$t_S$	$G = \pm 1$ , 2 V Step		23		$\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product	GBP	$R_L = 100\text{ k}\Omega$		400		kHz
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$		316		kHz
Phase Margin	$\phi_O$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $R_C = 100\text{ k}\Omega$		70		Degrees
<b>NOISE PERFORMANCE</b>						
Peak-to-Peak Noise	$e_{NPP}$	0.1 Hz to 10 Hz	2.3	3.5		$\mu\text{V}$
Voltage Noise Density	$e_N$	$f = 1\text{ kHz}$		25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ kHz}$		22		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise Density	$i_N$	$f = 1\text{ kHz}$		0.05		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation	$C_S$	$f = 10\text{ kHz}$		-115		dB
		$f = 100\text{ kHz}$		-110		dB

## AD8603/AD8607/AD8609

Electrical Characteristics @  $V_S = 1.8\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V_S/2$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT CHARACTERISTICS</b>						
Offset Voltage	$V_{OS}$	$V_S = 3.3\text{ V}$ @ $V_{CM} = 0.5\text{ V}$ and $2.8\text{ V}$ $-0.3\text{ V} < V_{OH} < +1.8\text{ V}$	12	50		$\mu\text{V}$
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ , $-0.3\text{ V} < V_{OH} < +1.8\text{ V}$	40	300		$\mu\text{V}$
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ , $-0.3\text{ V} < V_{OH} < +1.8\text{ V}$		500		$\mu\text{V}$
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ , $-0.3\text{ V} < V_{OH} < +1.7\text{ V}$		700		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_b$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		1	4.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		0.2	1	pA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		50		pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		500		pA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.1	0.5	pA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		50		pA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		250		pA
Input Voltage Range	IVR		-0.3		+1.8	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$0\text{ V} < V_{CM} < 1.8\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	80	98		dB
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	70			dB
Large Signal Voltage Gain	$A_{VOL}$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $0.5\text{ V} < V_O < 4.5\text{ V}$				
AD8603			150	3000		V/mV
AD8607/AD8609			100	2000		V/mV
Input Capacitance	$C_{inF}$			2.1		pF
	$C_{inC}$			3.8		pF
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>						
Output Voltage High	$V_{OH}$	$I_L = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	1.65	1.72		V
		$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	1.6			V
Output Voltage Low	$V_{OL}$	$I_L = 1\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		38	60	mV
		$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$			80	mV
Output Current	$I_{out}$			$\pm 7$		mA
Closed-Loop Output Impedance	$Z_{out}$	$f = 10\text{ kHz}$ , $A_v = 1$		36		$\Omega$
<b>POWER SUPPLY</b>						
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$1.8\text{ V} < V_S < 5\text{ V}$	80	100		dB
Supply Current/Amplifier	$I_{SV}$	$V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		40	50	$\mu\text{A}$
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$			60	$\mu\text{A}$
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>						
Slew Rate	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		0.1		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time 0.1%	$t_s$	$G = \pm 1$ , 1 V Step		9.2		$\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product	GBP	$R_L = 100\text{ k}\Omega$		385		kHz
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$		316		kHz
Phase Margin	$\phi_o$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $R_L = 100\text{ k}\Omega$		70		Degrees
<b>NOISE PERFORMANCE</b>						
Peak-to-Peak Noise	$e_{npp}$	0.1 Hz to 10 Hz		2.3	3.5	$\mu\text{V}$
Voltage Noise Density	$e_n$	$f = 1\text{ kHz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ kHz}$		22		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise Density	$i_n$	$f = 1\text{ kHz}$		0.05		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation	$C_s$	$f = 10\text{ kHz}$		-1.15		dB
		$f = 100\text{ kHz}$		-1.10		dB

## C.3 CONVERSION A/D MCP3201



# MCP3201

## 2.7V 12-Bit A/D Converter with SPI™ Serial Interface

### Features

- 12-bit resolution
- $\pm 1$  LSB max DNL
- $\pm 1$  LSB max INL (MCP3201-B)
- $\pm 2$  LSB max INL (MCP3201-C)
- On-chip sample and hold
- SPI™ serial interface (modes 0,0 and 1,1)
- Single supply operation: 2.7V - 5.5V
- 100kps max. sampling rate at  $V_{DD} = 5V$
- 50kps max. sampling rate at  $V_{DD} = 2.7V$
- Low power CMOS technology
- 500 nA typical standby current, 2  $\mu$ A max.
- 400  $\mu$ A max. active current at 5V
- Industrial temp range: -40°C to +85°C
- 8-pin MSOP, PDIP, SOIC and TSSOP packages

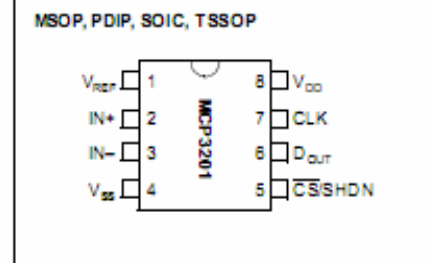
### Applications

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

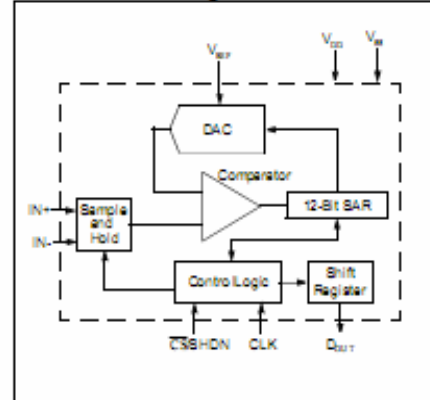
### Description

The Microchip Technology Inc. MCP3201 is a successive approximation 12-bit Analog-to-Digital (A/D) Converter with on-board sample and hold circuitry. The device provides a single pseudo-differential input. Differential Nonlinearity (DNL) is specified at  $\pm 1$  LSB, and Integral Nonlinearity (INL) is offered in  $\pm 1$  LSB (MCP3201-B) and  $\pm 2$  LSB (MCP3201-C) versions. Communication with the device is done using a simple serial interface compatible with the SPI protocol. The device is capable of sample rates of up to 100 kps at a clock rate of 1.8 MHz. The MCP3201 operates over a broad voltage range (2.7V - 5.5V). Low current design permits operation with typical standby and active currents of only 500 nA and 300  $\mu$ A, respectively. The device is offered in 8-pin MSOP, PDIP, TSSOP and 150 mil SOIC packages.

### Package Types



### Functional Block Diagram



# MCP3201

## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### 1.1 Maximum Ratings\*

$V_{DD}$  ..... 7.0V

All inputs and outputs w.r.t.  $V_{SS}$  ..... -0.6V to  $V_{DD} + 0.6V$

Storage temperature ..... -65°C to +150°C

Ambient temp. with power applied ..... -65°C to +125°C

ESD protection on all pins (HBM) ..... > 4 kV

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

## PIN FUNCTION TABLE

Name	Function
$V_{DD}$	+2.7V to 5.5V Power Supply
$V_{SS}$	Ground
N+	Positive Analog Input
N-	Negative Analog Input
CLK	Serial Clock
$D_{OUT}$	Serial Data Out
CS/SHDN	Chip Select/Shutdown Input
$V_{REF}$	Reference Voltage Input

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

All parameters apply at  $V_{DD} = 5V$ ,  $V_{SS} = 0V$ ,  $V_{REF} = 5V$ ,  $T_{AMB} = +40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ ,  $f_{SAMPLE} = 100$  kbps, and  $f_{CLK} = 16^*f_{SAMPLE}$  unless otherwise noted.

Parameter	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Conversion Rate:</b>						
Conversion Time	$t_{CONV}$	—	—	12	clock cycles	
Analog Input Sample Time	$t_{SAMPLE}$	—	1.5	—	clock cycles	
Throughput Rate	$f_{SAMPLE}$	—	—	100 80	kps kps	$V_{DD} = V_{REF} = 5V$ $V_{DD} = V_{REF} = 2.7V$
<b>DC Accuracy:</b>						
Resolution			12		bits	
Integral Nonlinearity	INL	—	$\pm 0.75$ $\pm 1$	$\pm 1$ $\pm 2$	LSB LSB	MCP3201-B MCP3201-C
Differential Nonlinearity	DNL	—	$\pm 0.5$	$\pm 1$	LSB	No missing codes over temperature
Offset Error		—	$\pm 1.25$	$\pm 3$	LSB	
Gain Error		—	$\pm 1.25$	$\pm 5$	LSB	
<b>Dynamic Performance:</b>						
Total Harmonic Distortion	THD	—	$\pm 92$	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V$ @1 kHz
Signal to Noise and Distortion (SINAD)	SINAD	—	72	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V$ @1 kHz
Spurious Free Dynamic Range	SFDR	—	86	—	dB	$V_{IN} = 0.1V$ to $4.9V$ @1 kHz
<b>Reference Input:</b>						
Voltage Range		0.25	—	$V_{DD}$	V	Note 2
Current Drain		—	100 .001	150 3	$\mu A$ $\mu A$	$CS = V_{DD} = 5V$
<b>Analog Inputs:</b>						
Input Voltage Range (IN+)	IN+	IN-	—	$V_{REF} + IN+$	V	
Input Voltage Range (IN-)	IN-	$V_{SS} + 100$	—	$V_{SS} + 100$	mV	
Leakage Current		—	0.001	$\pm 1$	$\mu A$	
Switch Resistance	$R_{S2}$	—	1K	—	W	See Figure 4-1
Sample Capacitor	$C_{SAMPLE}$	—	20	—	pF	See Figure 4-1

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

2: See graph that relates linearity performance to  $V_{REF}$  level.

3: Because the sample cap will eventually lose charge, effective clock rates below 10 kHz can affect linearity performance, especially at elevated temperatures. See Section 6.2 for more information.

# MCP3201

## 3.0 PIN DESCRIPTIONS

### 3.1 IN+

Positive analog input. This input can vary from IN- to  $V_{REF} + IN-$ .

### 3.2 IN-

Negative analog input. This input can vary  $\pm 100$  mV from  $V_{SS}$ .

### 3.3 Chip Select/Shutdown (CS/SHDN)

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

### 3.4 Serial Clock (CLK)

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

### 3.5 Serial Data Output (DOUT)

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

## 4.0 DEVICE OPERATION

The MCP3201 A/D Converter employs a conventional SAR architecture. With this architecture, a sample is acquired on an internal sample/hold capacitor for 1.5 clock cycles starting on the first rising edge of the serial clock after  $\overline{CS}$  has been pulled low. Following this sample time, the input switch of the converter opens and the device uses the collected charge on the internal sample and hold capacitor to produce a serial 12-bit digital output code. Conversion rates of 100 kcps are possible on the MCP3201. See Section 6.2 for information on minimum clock rates. Communication with the device is done using a 3-wire SPI-compatible interface.

### 4.1 Analog Inputs

The MCP3201 provides a single pseudo-differential input. The IN+ input can range from IN- to  $V_{REF} + IN-$ . The IN- input is limited to  $\pm 100$  mV from the  $V_{SS}$  rail. The IN- input can be used to cancel small signal common-mode noise which is present on both the IN+ and IN- inputs.

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

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

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

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

### 4.2 Reference Input

The reference input ( $V_{REF}$ ) determines the analog input voltage range and the LSB size, as shown below.

$$LSB \text{ Size} = \frac{V_{REF}}{4096}$$

As the reference input is reduced, the LSB size is reduced accordingly. The theoretical digital output code produced by the A/D Converter is a function of the analog input signal and the reference input as shown below.

$$Digital \text{ Output Code} = \frac{4096 * V_{IN}}{V_{REF}}$$

where:

$$V_{IN} = \text{analog input voltage} = V(IN+) - V(IN-)$$

$$V_{REF} = \text{reference voltage}$$

When using an external voltage reference device, the system designer should always refer to the manufacturer's recommendations for circuit layout. Any instability in the operation of the reference device will have a direct effect on the operation of the A/D Converter.

# MCP3201

## 5.0 SERIAL COMMUNICATIONS

Communication with the device is done using a standard SPI-compatible serial interface. Initiating communication with the MCP3201 begins with the  $\overline{CS}$  going low. If the device was powered up with the  $\overline{CS}$  pin low, it must be brought high and back low to initiate communication. The device will begin to sample the analog input on the first rising edge after  $\overline{CS}$  goes low. The sample period will end in the falling edge of the second clock, at which time the device will output a low null bit. The next 12 clocks will output the result of the conver-

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

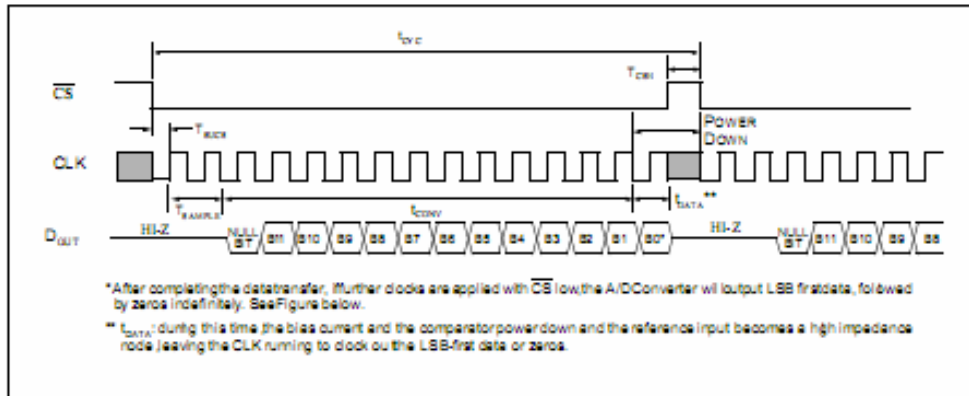


FIGURE 5-1: Communication with MCP3201 using MSB first Format.

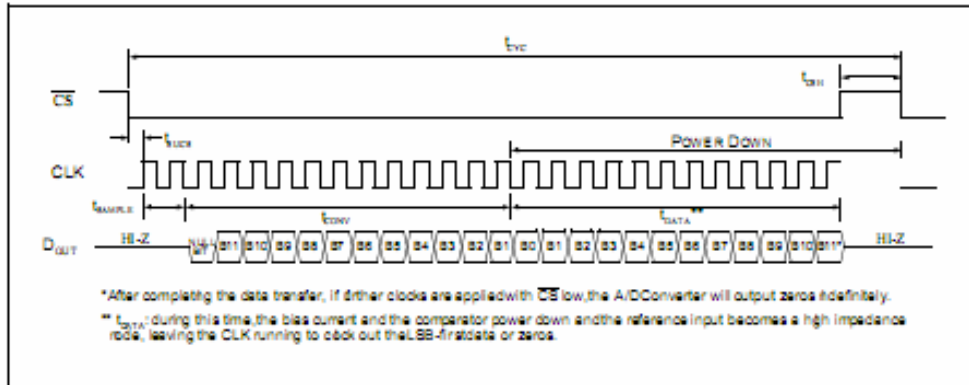
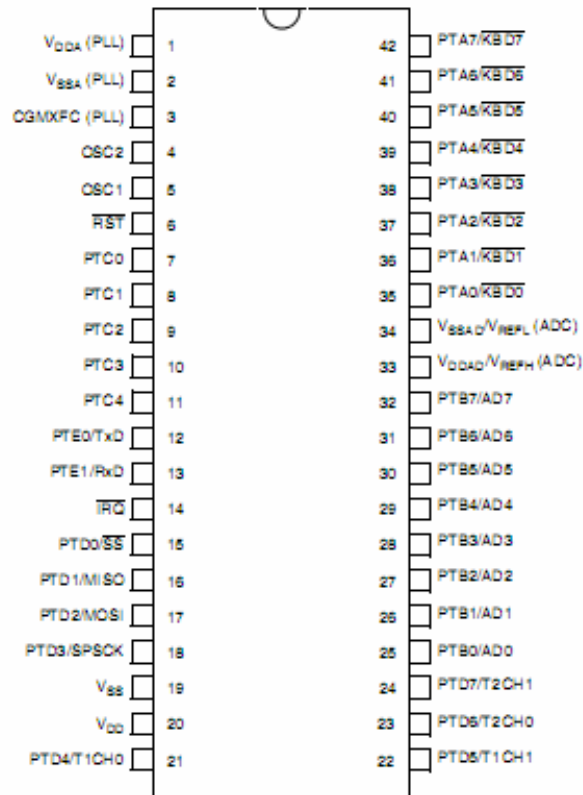


FIGURE 5-2: Communication with MCP3201 using LSB first Format.

## C.4 MICROCONTROLADOR MC68HC908GP32

### Pin Assignments

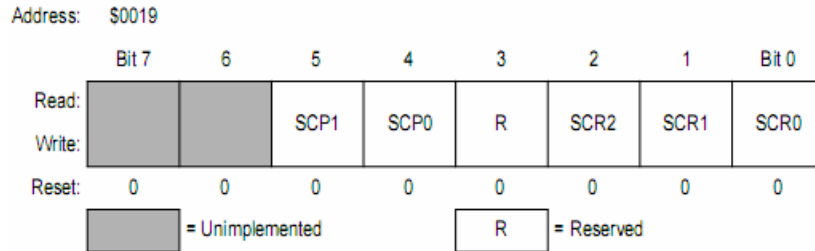


Pins Not Available on 42-Pin Package	Internal Connection
PTC5	Connected to ground
PTC6	Connected to ground

**C4a, Registro de selección de tasa transmisión para la comunicación con el conversor SCI-USB FT32BM.**

**SCI Baud rate register (SCBR):**

Figura C 1: Esquema registro SCBR.



Fuente: hoja de datos de fabricante

SCP1 y SCP0: bits selección del divisor de preescalado (PD)

A continuación se presentan los códigos para selección del divisor:

Tabla C 1 : Códigos selección de Preescalado

SCP1 and SCP0	Prescaler Divisor (PD)
00	1
01	3
10	4
11	13

Fuente: Hoja de datos del fabricante

SCR2:SCR0: bits los bits de selección del divisor de rata de baudios(BD)

Tabla C 2: Códigos selección del divisor

SCR2, SCR1, and SCR0	Baud Rate Divisor (BD)
000	1
001	2
010	4
011	8
100	16
101	32
110	64
111	128

Fuente: Hoja de datos del fabricante

Seleccionados estos valores se da el valor a la tasa de transmisión según la expresión determinada por el fabricante:

$$\text{baud rate} = \frac{\text{SCI clock source}}{64 \times PD \times BD}$$

## C4b, Registros de control y monitoreo del temporizado.

### Registro de estado y control de TIM, (T1SC):

Figura C 2: Esquema del registro T1SC.

Status and Control Register (T1SC)	Read:	TOF	TOIE	TSTOP	0	0	PS2	PS1	PS0
	Write:	0			TRST				
	Reset:	0	0	1	0	0	0	0	0

Fuente: Hoja de datos del fabricante

En donde TOF es la bandera indicadora de finalización de la cuenta, TOIE es el bit para la habilitación de interrupciones, TSTOP establece la parada del contador, TRST es el reset del registro y PS2:PS0 son los bits para seleccionar el valor del divisor.

### Registro de control y monitoreo INTKBSCR:

Figura C 3: Esquema de registro de estado y control.

Register Name	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
Keyboard Status and Control Register (INTKBSCR)	Read:	0	0	0	0	KEYF	0	IMASKK	MODEK
	Write:						ACKK		
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

Fuente: Hoja de datos del fabricante.

En donde KEYF es la bandera de interrupción, indica si hay una pulsación pendiente, este es un bit de solo lectura, ACKK es el reset de la bandera de interrupción, IMASKK es el bit que habilita interrupciones, MODEK establece con que tipo de flanco se activa.

### Registro de habilitación de pines INTKBIER

Figura C 4: Esquema del registro de habilitación de pines.

Keyboard Interrupt Enable Register (INTKBIER)	Read:	KBIE7	KBIE6	KBIE5	KBIE4	KBIE3	KBIE2	KBIE1	KBIE0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

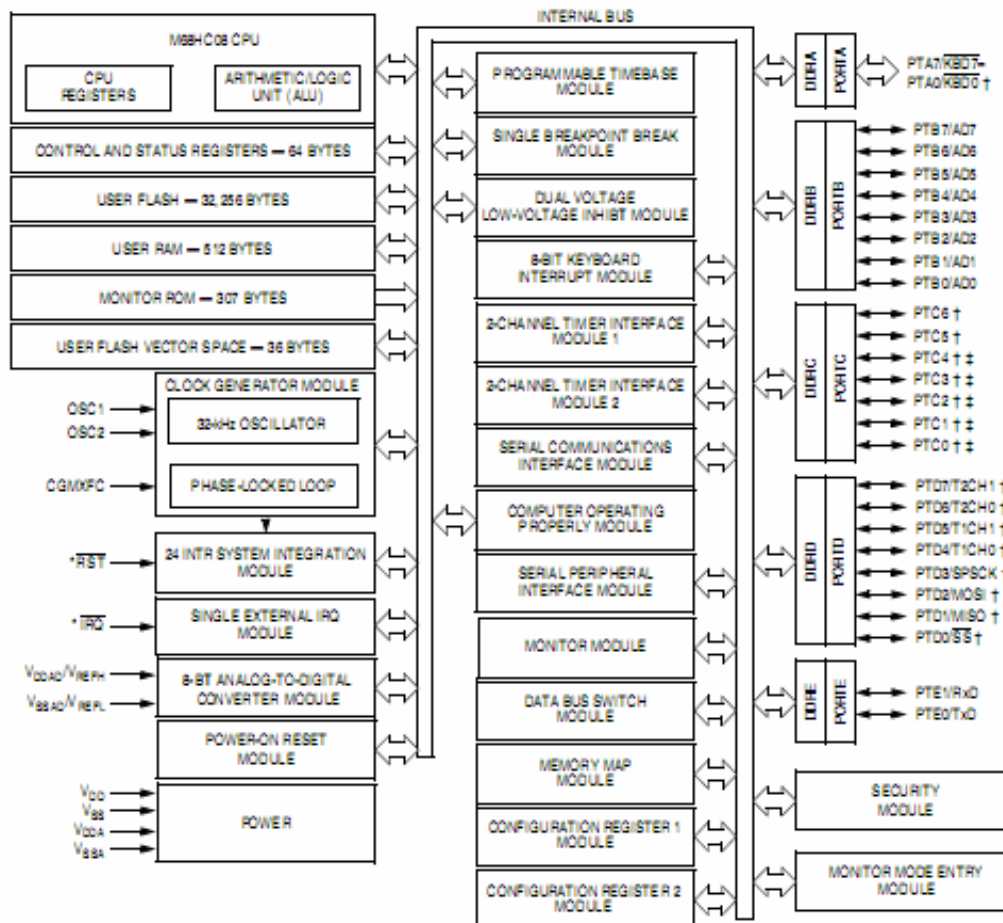
= Unimplemented

Fuente: Hoja de datos del fabricante.

KBIE7: KBIE0, bits de habilitación de interrupción de teclado.

### 1.3 MCU Block Diagram

Figure 1-1 shows the structure of the MC68HC908GP32. Text in parentheses within a module block indicates the module name. Text in parentheses next to a signal indicates the module which uses the signal.



† Ports are software configurable with pullup device if input port.  
 ‡ Higher current drive port pins  
 \* Pin contains integrated pullup device

Figure 1-1. MCU Block Diagram

## C.5 MEMORIA EEPROM 24LC515



# MICROCHIP 24AA515/24LC515/24FC515

## 512K Bit I<sup>2</sup>C™ CMOS Serial EEPROM

### Device Selection Table

Part Number	Vcc Range	Max Clock Frequency	Temp Ranges
24AA515	1.8-5.5V	400 kHz <sup>†</sup>	I
24LC515	2.5-5.5V	400 kHz	I
24FC515	2.5-5.5V	1 MHz	I

<sup>†</sup>100 kHz for Vcc < 2.5V.

### Features

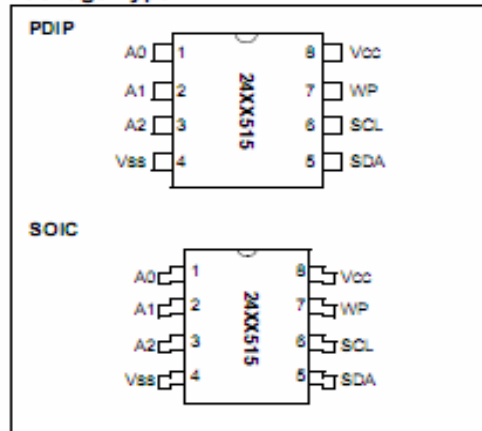
- Low power CMOS technology
  - Maximum write current 3 mA at 5.5V
  - Maximum read current 400 µA at 5.5V
  - Standby current 100 nA typical at 5.5V
- 2-wire serial interface bus, I<sup>2</sup>C™ compatible
- Cascadable for up to four devices
- Self-timed ERASE/WRITE cycle
- 64-byte page-write mode available
- 5 ms max write-cycle time
- Hardware write protect for entire array
- Output slope control to eliminate ground bounce
- Schmitt Trigger Inputs for noise suppression
- 100,000 erase/write cycles
- Electrostatic discharge protection > 4000V
- Data retention > 200 years
- 8-pin PDIP, SOIC packages
- Temperature ranges:
  - Industrial (I): -40°C to +85°C

### Description

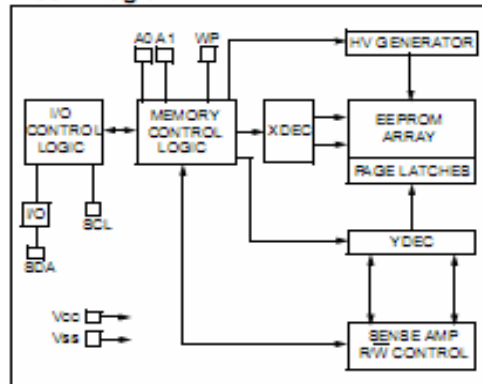
The Microchip Technology Inc. 24AA515/24LC515/24FC515 (24XX515\*) is a 64K x 8 (512K bit) Serial Electrically Erasable PROM, capable of operation across a broad voltage range (1.8V to 5.5V). It has been developed for advanced, low power applications such as personal communications or data acquisition. This device has both byte-write and page-write capability of up to 64 bytes of data. This device is capable of both random and sequential reads. Reads may be sequential within address boundaries 0000h to 7FFFh & 8000h to FFFFh. Functional address lines allow up to four devices on the same data bus. This allows for up to 2 Mbits total system EEPROM memory. This device is available in the standard 8-pin plastic DIP and SOIC packages.

\*24XX515 is used in this document as a generic part number for the 24AA515/24LC515/24FC515 devices.

### Package Type



### Block Diagram



# 24AA515/24LC515/24FC515

## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### Absolute Maximum Ratings†

V <sub>CC</sub> .....	6.5V
All inputs and outputs w.r.t. V <sub>SS</sub> .....	-0.6V to V <sub>CC</sub> +1.0V
Storage temperature .....	-65°C to +150°C
Ambient temp. with power applied .....	-65°C to +125°C
Soldering temperature of leads (10 seconds) .....	+300°C
ESD protection on all pins .....	≥ 4 kV

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

### 1.1 DC Characteristics

DC CHARACTERISTICS			Industrial (I): V <sub>CC</sub> ■ +1.8V to 5.5V T <sub>AMB</sub> ■ -40°C to +85°C			
Param. No.	Sym	Characteristic	Min	Max	Units	Conditions
D1		A0, A1, SCL, SDA, and WP pins:				
D2	V <sub>IH</sub>	High level input voltage	0.7 V <sub>CC</sub>	—	V	V <sub>CC</sub> ≥ 2.5V
D3	V <sub>IL</sub>	Low level input voltage	—	0.3 V <sub>CC</sub> 0.2 V <sub>CC</sub>	V	V <sub>CC</sub> ≥ 2.5V V <sub>CC</sub> < 2.5V
D4	V <sub>HYS</sub>	Hysteresis of Schmitt Trigger Inputs (SDA, SCL pins)	0.05 V <sub>CC</sub>	—	V	V <sub>CC</sub> ≥ 2.5V (Note)
D5	V <sub>OL</sub>	Low level output voltage	—	0.40	V	I <sub>OL</sub> ■ 3.0 mA @ V <sub>CC</sub> ■ 4.5V I <sub>OL</sub> ■ 2.1 mA @ V <sub>CC</sub> ■ 2.5V
D6	I <sub>I</sub>	Input leakage current		±10	μA	V <sub>IN</sub> ■ V <sub>SS</sub> or V <sub>CC</sub> , WP ■ V <sub>SS</sub> V <sub>IN</sub> ■ V <sub>SS</sub> or V <sub>CC</sub> , WP ■ V <sub>CC</sub>
D7	I <sub>O</sub>	Output leakage current		±10	μA	V <sub>OUT</sub> ■ V <sub>SS</sub> or V <sub>CC</sub>
D8	C <sub>IN</sub> , C <sub>OUT</sub>	Pin capacitance (all inputs/outputs)	—	10	pF	V <sub>CC</sub> ■ 5.0V (Note) T <sub>AMB</sub> ■ 25°C, f <sub>C</sub> ■ 1 MHz
D9	I <sub>CC</sub> Read	Operating current	—	400	μA	V <sub>CC</sub> ■ 5.5V, SCL ■ 400 kHz
	I <sub>CC</sub> Write		—	3	mA	V <sub>CC</sub> ■ 5.5V
D10	I <sub>CCS</sub>	Standby current	—	5	μA	SCL ■ SDA ■ V <sub>CC</sub> ■ 5.5V A0, A1, WP ■ V <sub>SS</sub> , A2 ■ V <sub>CC</sub>

Note: This parameter is periodically sampled and not 100% tested.

# 24AA515/24LC515/24FC515

## 2.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 2-1.

TABLE 2-1: PIN FUNCTION TABLE

Name	PDIP	SOIC	Function
A0	1	1	User Configurable Chip Select
A1	2	2	User Configurable Chip Select
A2	3	3	Non-Configurable Chip Select. This pin must be hard wired to logical 1 state (Vcc). Device will not operate with this pin left floating or held to logical 0 (Vss).
Vss	4	4	Ground
SDA	5	5	Serial Data
SCL	6	6	Serial Clock
WP	7	7	Write Protect Input
Vcc	8	8	+1.8 to 5.5V (24AA515) +2.5 to 5.5V (24LC515) +4.5 to 5.5V (24FC515)

### 2.1 A0, A1 Chip Address Inputs

The A0, A1 inputs are used by the 24XX515 for multiple device operations. The levels on these inputs are compared with the corresponding bits in the slave address. The chip is selected if the compare is true.

Up to four devices may be connected to the same bus by using different chip select bit combinations. If left unconnected, these inputs will be pulled down internally to Vss.

### 2.2 A2 Chip Address Input

The A2 input is non-configurable chip select. This pin must be tied to Vcc in order for this device to operate.

### 2.3 Serial Data (SDA)

This is a bi-directional pin used to transfer addresses and data into and data out of the device. It is an open-drain terminal, therefore, the SDA bus requires a pull-up resistor to Vcc (typical 10 k $\Omega$  for 100 kHz, 2 k $\Omega$  for 400 kHz and 1 MHz).

For normal data transfer SDA is allowed to change only during SCL low. Changes during SCL high are reserved for indicating the START and STOP conditions.

### 2.4 Serial Clock (SCL)

This input is used to synchronize the data transfer from and to the device.

### 2.5 Write Protect (WP)

This pin can be connected to either Vss, Vcc or left floating. An internal pull-down resistor on this pin will keep this device in the unprotected state if left floating. If tied to Vss or left floating, normal memory operation is enabled (read/write the entire memory 0000h-FFFFh).

If tied to Vcc, WRITE operations are inhibited. Read operations are not affected.

## 3.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

The 24XX515 supports a bi-directional 2-wire bus and data transmission protocol. A device that sends data onto the bus is defined as a transmitter, and a device receiving data as a receiver. The bus must be controlled by a master device which generates the serial clock (SCL), controls the bus access, and generates the START and STOP conditions while the 24XX515 works as a slave. Both master and slave can operate as a transmitter or receiver, but the master device determines which mode is activated.

# 24AA515/24LC515/24FC515

## 4.0 BUS CHARACTERISTICS

The following bus protocol has been defined:

- Data transfer may be initiated only when the bus is not busy.
- During data transfer, the data line must remain stable whenever the clock line is HIGH. Changes in the data line while the clock line is HIGH will be interpreted as a START or STOP condition.

Accordingly, the following bus conditions have been defined (Figure 4-1).

### 4.1 Bus not Busy (A)

Both data and clock lines remain HIGH.

### 4.2 Start Data Transfer (B)

A HIGH to LOW transition of the SDA line while the clock (SCL) is HIGH determines a START condition. All commands must be preceded by a START condition.

### 4.3 Stop Data Transfer (C)

A LOW to HIGH transition of the SDA line while the clock (SCL) is HIGH determines a STOP condition. All operations must end with a STOP condition.

### 4.4 Data Valid (D)

The state of the data line represents valid data when, after a START condition, the data line is stable for the duration of the HIGH period of the clock signal.

The data on the line must be changed during the LOW period of the clock signal. There is one bit of data per clock pulse.

Each data transfer is initiated with a START condition and terminated with a STOP condition. The number of the data bytes transferred between the START and STOP conditions is determined by the master device.

## 4.5 Acknowledge

Each receiving device, when addressed, is obliged to generate an Acknowledge signal after the reception of each byte. The master device must generate an extra clock pulse which is associated with this Acknowledge bit.

**Note:** The 24XX515 does not generate any Acknowledge bits if an internal programming cycle is in progress.

A device that acknowledges must pull-down the SDA line during the acknowledge clock pulse in such a way that the SDA line is stable LOW during the HIGH period of the acknowledge related clock pulse. Of course, setup and hold times must be taken into account. During reads, a master must signal an end of data to the slave by NOT generating an Acknowledge bit on the last byte that has been clocked out of the slave. In this case, the slave (24XX515) will leave the data line HIGH to enable the master to generate the STOP condition.

FIGURE 4-1: DATA TRANSFER SEQUENCE ON THE SERIAL BUS

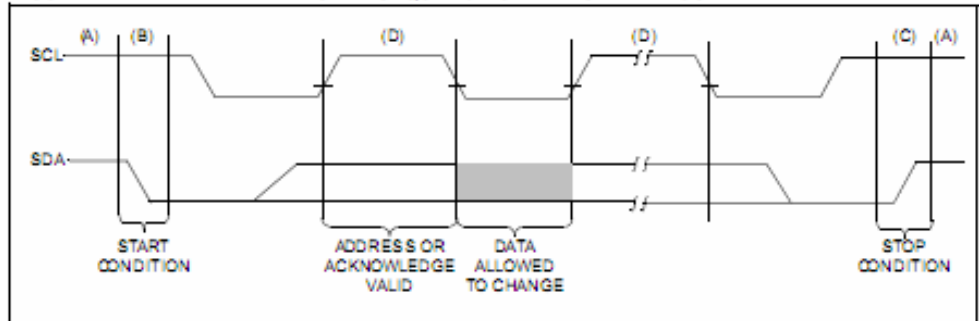
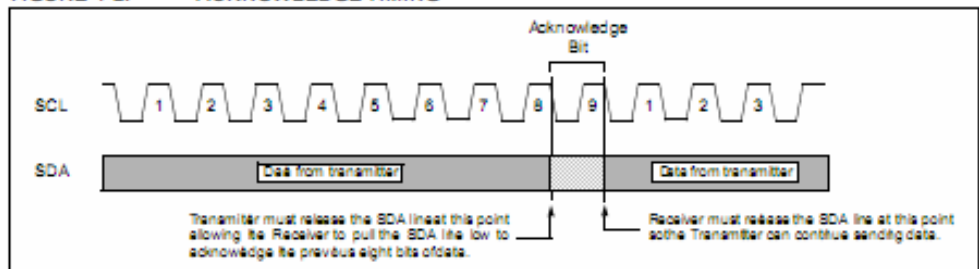


FIGURE 4-2: ACKNOWLEDGE TIMING



## C.6 FT232BM



### FT232BM USB UART ( USB - Serial ) I.C.

The FT232BM is the 2<sup>nd</sup> generation of FTDI's popular USB UART I.C. This device not only adds extra functionality to its FT8U232AM predecessor and reduces external component count, but also maintains a high degree of pin compatibility with the original, making it easy to upgrade or cost reduce existing designs as well as increasing the potential for using the device in new application areas.

#### 1.0 Features

##### HARDWARE FEATURES

- Single Chip USB ↔ Asynchronous Serial Data Transfer
- Full Handshaking & Modem Interface Signals
- UART I/F Supports 7 / 8 Bit Data, 1 / 2 Stop Bits and Odd/Even/Mark/Space/No Parity
- Data rate 300 ⇒ 3M Baud (TTL)
- Data rate 300 ⇒ 1M Baud (RS232)
- Data rate 300 ⇒ 3M Baud (RS422/RS485)
- 384 Byte Receive Buffer / 128 Byte Transmit Buffer for high data throughput
- Adjustable RX buffer timeout
- Fully Assisted Hardware or X-On / X-Off Handshaking
- In-built support for event characters and line break condition
- Auto Transmit Buffer control for RS485
- Support for USB Suspend / Resume through SLEEP# and RI# pins
- Support for high power USB Bus powered devices through PWREN# pin
- Integrated level converter on UART and control signals for interfacing to 5V and 3.3V logic
- Integrated 3.3V regulator for USB IO
- Integrated Power-On-Reset circuit
- Integrated 6MHz – 48Mhz clock multiplier PLL
- USB Bulk or Isochronous data transfer modes
- 4.35V to 5.25V single supply operation
- UHCI / OHCI / EHCI host controller compatible
- USB 1.1 and USB 2.0 compatible
- USB VID, PID, Serial Number and Product Description strings in external EEPROM
- EEPROM programmable on-board via USB
- Compact 32-LD LQFP package

##### VIRTUAL COM PORT (VCP) DRIVERS for

- Windows 98 and Windows 98 SE
- Windows 2000 / ME / XP
- Windows CE \*\*
- MAC OS-8 and OS-9
- MAC OS-X
- Linux 2.40 and greater

##### D2XX (USB Direct Drivers + DLL S/W Interface)

- Windows 98 and Windows 98 SE
- Windows 2000 / ME / XP

##### APPLICATION AREAS

- USB ↔ RS232 Converters
- USB ↔ RS422 / RS485 Converters
- Upgrading RS232 Legacy Peripherals to USB
- Cellular and Cordless Phone USB data transfer cables and Interfaces
- Interfacing MCU based designs to USB
- USB Audio and Low Bandwidth Video data transfer
- PDA ↔ USB data transfer
- USB Smart Card Readers
- Set Top Box (S.T.B.) PC - USB Interface
- USB Hardware Modems
- USB Wireless Modems
- USB Instrumentation
- USB Bar Code Readers

[ \*\* = In planning or under development ]

## FT232BM USB UART ( USB - Serial) I.C.

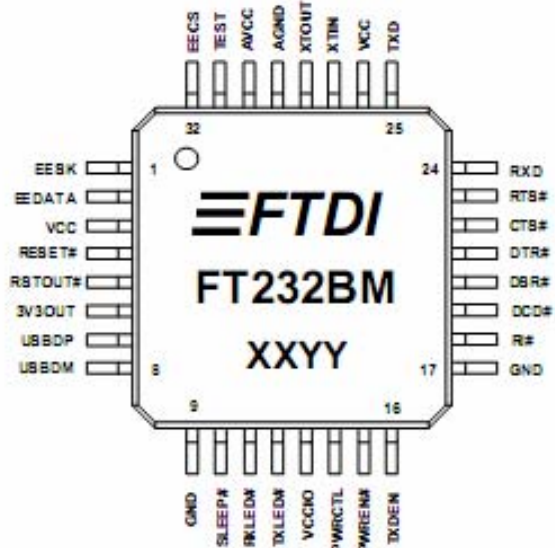
- **EEPROM Interface**

Though the FT232BM will work without the optional EEPROM, an external 93C46 (93C56 or 93C66) EEPROM can be used to customise the USB VID, PID, Serial Number, Product Description Strings and Power Descriptor value of the FT232BM for OEM applications. Other parameters controlled by the EEPROM include Remote Wake Up, Isochronous Transfer Mode, Soft Pull Down on Power-Off and USB 2.0 descriptor modes. The EEPROM should be a 16 bit wide configuration such as a MicroChip 93LC46B or

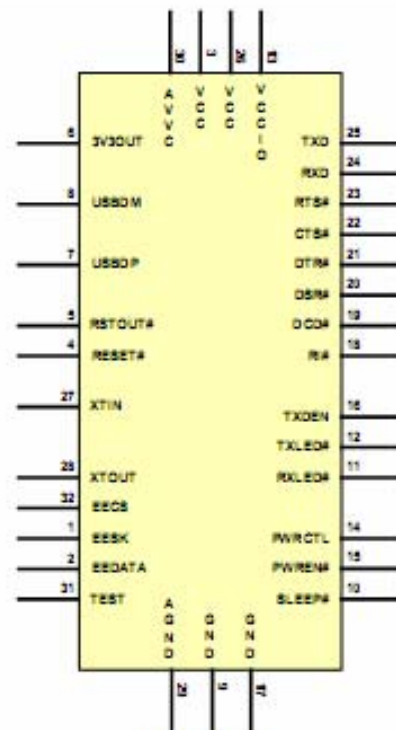
equivalent capable of a 1Mb/s clock rate at VCC = 4.35V to 5.25V. The EEPROM is programmable on board over USB using a utility available from FTDI's web site (<http://www.ftdichip.com>). This allows a blank part to be soldered onto the PCB and programmed as part of the manufacturing and test process.

If no EEPROM is connected (or the EEPROM is blank), the FT232BM will use its built-in default VID, PID Product Description and Power Descriptor Value. In this case, the device will not have a serial number as part of the USB descriptor.

### 4.0 Device Pin-Out



**Figure 1**  
**Pin-Out**  
**(LQFP-32 Package)**

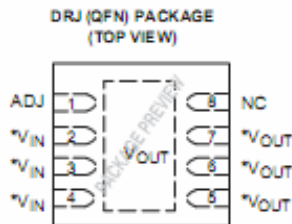
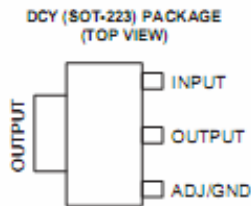


**Figure 2**  
**Pin-Out**  
**(Schematic Symbol)**

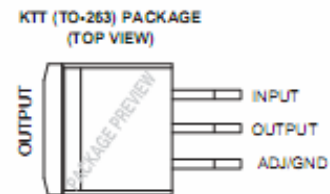
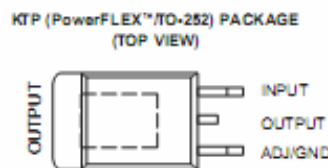
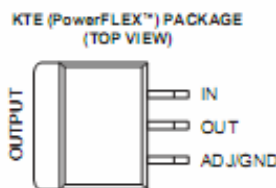
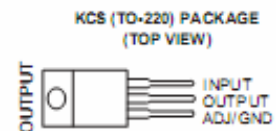
**TLV1117**  
**ADJUSTABLE AND FIXED LOW-DROPOUT VOLTAGE REGULATORS**

SLV6581 - DECEMBER 2004

- 1.5 V, 1.8 V, 2.5 V, 2.85 V, 3.3 V, 5 V, and Adjustable Output Voltage Options
- Output Current of 800 mA
- Operates Down to 1.1-V Dropout
- Specified Dropout Voltage at Multiple Current Levels
- 0.2% Line Regulation Maximum
- 0.4% Load Regulation Maximum
- Max  $V_{IN}$  of 15 V



\* $V_{IN}$  pins (2, 3, 4) must be connected together;  
\* $V_{OUT}$  pins (5, 6, 7) must be connected together.



**description/ordering information**

The TLV1117 is a positive low-dropout voltage regulator, designed to provide up to 800 mA of output current. The device is available in 1.5 V, 1.8 V, 2.5 V, 2.85 V, 3.3 V, 5 V, and adjustable output voltage options. All internal circuitry is designed to operate down to 1 V input-to-output differential. Dropout voltage is specified at a maximum of 1.3 V at 800 mA, decreasing at lower load currents.

The low-profile surface-mount KTP package allows the device to be used in applications where space is limited. The TLV1117 requires a minimum of 10  $\mu$ F of output capacitance for stability. Output capacitors of this size or larger normally are included in most regulator designs.

Unlike pnp-type regulators, where up to 10% of the output current is wasted as quiescent current, the quiescent current of the TLV1117 flows into the load, increasing efficiency.

The TLV1117C device is characterized for operation over the virtual junction temperature range of 0°C to 125°C, and the TLV1117I device is characterized for operation over the virtual junction temperature range of -40°C to 125°C.



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

PowerFLEX is a trademark of Texas Instruments.

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

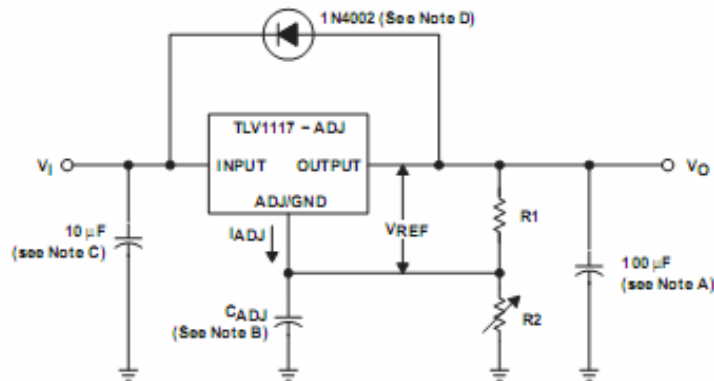


Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated

## TLV1117 ADJUSTABLE AND FIXED LOW-DROPOUT VOLTAGE REGULATORS

SLV9591 – DECEMBER 2004

### APPLICATION INFORMATION



$V_{OUT}$  is calculated as:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + (I_{ADJ} \times R2)$$

Since  $I_{ADJ}$  typically is  $55 \mu\text{A}$  it is negligible in most applications.

- NOTES:
- Output capacitor selection is critical for regulator stability. The recommended minimum is  $10\text{-}\mu\text{F}$  tantalum or  $50\text{-}\mu\text{F}$  aluminum electrolytic, with either one having an ESR between  $0.3 \Omega$  and  $22 \Omega$ . Larger  $C_{OUT}$  values benefit the regulator by improving transient response and loop stability.
  - $C_{ADJ}$  can be used to improve ripple rejection. Ensure that the impedance of  $C_{ADJ}$  ( $X_{CADJ} = \frac{1}{2\pi f_{ripple} C_{ADJ}}$ ) is  $< R1$  to prevent the ripple from being amplified. If  $C_{ADJ}$  is used, then a larger  $C_{OUT}$  is required ( $22\text{-}\mu\text{F}$  tantalum or  $150\text{-}\mu\text{F}$  aluminum electrolytic).
  - $C_{IN}$  is recommended if TLV1117 is not located near the power-supply filter.
  - An external diode is recommended to protect the regulator if the input instantaneously is shorted to GND.

Figure 13. Basic Adjustable Regulator



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

## C.8 REF195E



# Precision Micropower, Low Dropout Voltage References

## REF19x Series

### FEATURES

Initial Accuracy:  $\pm 2$  mV Max  
 Temperature Coefficient: 5 ppm/°C Max  
 Low Supply Current: 45  $\mu$ A Max  
 Sleep Mode: 15  $\mu$ A Max  
 Low Dropout Voltage  
 Load Regulation: 4 ppm/mA  
 Line Regulation: 4 ppm/V  
 High Output Current: 30 mA  
 Short Circuit Protection

### APPLICATIONS

Portable Instrumentation  
 A-to-D and D-to-A Converters  
 Smart Sensors  
 Solar Powered Applications  
 Loop Current Powered Instrumentations

### GENERAL DESCRIPTION

REF19x series precision band gap voltage references use a patented temperature drift curvature correction circuit and laser trimming of highly stable thin film resistors to achieve a very low temperature coefficient and a high initial accuracy.

The REF19x series is made up of micropower, Low Dropout Voltage (LDV) devices providing a stable output voltage from supplies as low as 100 mV above the output voltage and consuming less than 45  $\mu$ A of supply current. In sleep mode, which is enabled by applying a low TTL or CMOS level to the sleep pin, the output is turned off and supply current is further reduced to less than 15  $\mu$ A.

The REF19x series references are specified over the extended industrial temperature range (-40°C to +85°C) with typical performance specifications over -40°C to +125°C for applications such as automotive.

All electrical grades are available in 8-lead SOIC; the PDIP and TSSOP are only available in the lowest electrical grade. Products are also available in die form.

### Test Pins (TP)

The test pins, Pin 1 and Pin 5, are reserved for in-package Zener-zap. To achieve the highest level of accuracy at the output, the Zener-zapping technique is used to trim the output voltage. Since each unit may require a different amount of adjustment, the resistance value at the test pins will vary widely from pin to pin as well as from part to part. The user should not make any physical nor electrical connections to Pin 1 and Pin 5.

### REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringement of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective companies.

### PIN CONFIGURATIONS

8-Lead Narrow-Body SOIC and TSSOP  
 (S Suffix and RU Suffix)



NC = NO CONNECT  
 TP PINS ARE FACTORY TEST POINTS,  
 NO USER CONNECTION

### 8-Lead Epoxy DIP (P Suffix)



NC = NO CONNECT  
 TP PINS ARE FACTORY TEST POINTS,  
 NO USER CONNECTION

Table I.

Part Number	Nominal Output Voltage (V)
REF191	2.048
REF192	2.50
REF193	3.00
REF194	4.50
REF195	5.00
REF196	3.30
REF198	4.096

### ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option <sup>1</sup>
REF19xGP	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic DIP <sup>2</sup>	N-8
REF19xES <sup>3</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	SOIC-8
REF19xFS <sup>3</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	SOIC-8
REF19xGS	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	SOIC-8
REF19xGRU <sup>4</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead TSSOP	RU-8
REF19xGBC	25°C	DICE	

### NOTES

<sup>1</sup>N = Plastic DIP, SOIC = Small Outline, RU = Thin Shrink Small Outline.

<sup>2</sup>8-Lead plastic DIP is only available in "G" grade.

<sup>3</sup>REF193 and REF196 are only available in "G" grade.

<sup>4</sup>Available for REF192, REF195, and REF198 only.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781/329-4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
 Fax: 781/326-8703 © 2003 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## REF19x Series

# REF191—SPECIFICATIONS

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (@ $V_S = 3.3\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
INITIAL ACCURACY <sup>1</sup>						
E Grade	$V_O$	$I_{OUT} = 0\text{ mA}$	2.046	2.048	2.050	V
F Grade			2.043		2.053	V
G Grade			2.038		2.058	V
LINE REGULATION <sup>2</sup>						
E Grade	$\Delta V_O / \Delta V_{IN}$	$3.0\text{ V} \leq V_S \leq 15\text{ V}$ , $I_{OUT} = 0\text{ mA}$	2		4	ppm/V
F and G Grades			4		8	ppm/V
LOAD REGULATION <sup>2</sup>						
E Grade	$\Delta V_O / \Delta V_{LOAD}$	$V_S = 5.0\text{ V}$ , $0\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 30\text{ mA}$	4		10	ppm/mA
F and G Grades			6		15	ppm/mA
DROPOUT VOLTAGE	$V_S - V_O$	$V_S = 3.15\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 2\text{ mA}$ $V_S = 3.3\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 10\text{ mA}$ $V_S = 3.6\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 30\text{ mA}$			0.95 1.25 1.55	V
LONG-TERM STABILITY <sup>3</sup>	$DV_O$	1000 Hours @ $125^\circ\text{C}$		1.2		mV
NOISE VOLTAGE	$e_N$	0.1 Hz to 10 Hz		20		$\mu\text{V p-p}$

#### NOTES

<sup>1</sup>Initial accuracy includes temperature hysteresis effect.

<sup>2</sup>Line and load regulation specifications include the effect of self-heating.

<sup>3</sup>Long-term drift is guaranteed by 1000 hours life test performed on three independent wafers at  $125^\circ\text{C}$  with an LTPD of 1.3.

Specifications subject to change without notice.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (@ $V_S = 3.3\text{ V}$ , $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Unit
TEMPERATURE COEFFICIENT <sup>1,2</sup>						
E <sup>3</sup> Grade	$TCV_O / ^\circ\text{C}$	$I_{OUT} = 0\text{ mA}$		2	5	ppm/ $^\circ\text{C}$
F Grade			5	10	ppm/ $^\circ\text{C}$	
G Grade <sup>3</sup>			10	25	ppm/ $^\circ\text{C}$	
LINE REGULATION <sup>4</sup>						
E Grade	$\Delta V_O / \Delta V_{IN}$	$3.0\text{ V} \leq V_S \leq 15\text{ V}$ , $I_{OUT} = 0\text{ mA}$	5		10	ppm/V
F and G Grades			10		20	ppm/V
LOAD REGULATION <sup>4</sup>						
E Grade	$\Delta V_O / \Delta V_{LOAD}$	$V_S = 5.0\text{ V}$ , $0\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 25\text{ mA}$	5		15	ppm/mA
F and G Grades			10		20	ppm/mA
DROPOUT VOLTAGE	$V_S - V_O$	$V_S = 3.15\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 2\text{ mA}$ $V_S = 3.3\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 10\text{ mA}$ $V_S = 3.6\text{ V}$ , $I_{LOAD} = 25\text{ mA}$			0.95 1.25 1.55	V
SLEEP PIN						
Logic High Input Voltage	$V_{IH}$		2.4			V
Logic High Input Current	$I_{IH}$				-8	$\mu\text{A}$
Logic Low Input Voltage	$V_{IL}$				0.8	V
Logic Low Input Current	$I_{IL}$				-8	$\mu\text{A}$
SUPPLY CURRENT		No Load			45	$\mu\text{A}$
Sleep Mode		No Load			15	$\mu\text{A}$

#### NOTES

<sup>1</sup>For proper operation, a 1  $\mu\text{F}$  capacitor is required between the output pin and the GND pin of the device.

<sup>2</sup> $TCV_O$  is defined as the ratio of output change with temperature variation to the specified temperature range expressed in ppm/ $^\circ\text{C}$ .

$$TCV_O = (V_{MAX} - V_{MIN}) / V_O (T_{MAX} - T_{MIN})$$

<sup>3</sup>Guaranteed by characterization.

<sup>4</sup>Line and load regulation specifications include the effect of self-heating.

Specifications subject to change without notice.

## C.9 OPTOACOPLADOR 4N32

# SIEMENS

## 4N32/4N33 PHOTODARLINGTON OPTOCOUPLER

### FEATURES

- Very High Current Transfer Ratio, 500% Min.
- High Isolation Resistance,  $10^{11} \Omega$  Typical
- Standard Plastic DIP Package
- Underwriters Lab File #E52744
- VDE Approvals #0884 (Available with Option 1)

### DESCRIPTION

The 4N32 and 4N33 are optically coupled isolators with a Gallium Arsenide infrared LED and a silicon photodarlington sensor. Switching can be achieved while maintaining a high degree of isolation between driving and load circuits. These optocouplers can be used to replace reed and mercury relays with advantages of long life, high speed switching and elimination of magnetic fields.

### Maximum Ratings

#### Emitter

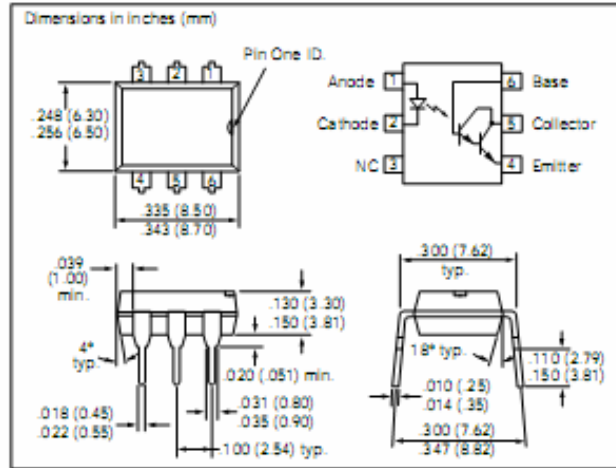
Peak Reverse Voltage ..... 3 V  
 Continuous Forward Current ..... 60 mA  
 Power Dissipation at 25°C ..... 100 mW  
 Derate Linearly from 55°C ..... 1.33 mW/°C

#### Detector

Collector-Emitter Breakdown Voltage,  
 $BV_{CEO}$  ..... 30 V  
 Emitter-Base Breakdown Voltage,  
 $BV_{EBO}$  ..... 8 V  
 Collector-Base Breakdown Voltage,  
 $BV_{CBO}$  ..... 50 V  
 Emitter-Collector Breakdown Voltage,  
 $BV_{ECO}$  ..... 5 V  
 Collector (load) Current ..... 125 mA  
 Power Dissipation at 25°C Ambient ..... 150 mW  
 Derate Linearly from 25°C ..... 2.0 mW/°C

#### Package

Total Dissipation at 25°C Ambient ..... 250 mW  
 Derate Linearly from 25°C ..... 3.3 mW/°C  
 Isolation Test Voltage ..... 5300 VAC<sub>RMS</sub>  
 Between Emitter and Detector,  
 Standard Climate: 23°C/50%RH,  
 DIN 50014  
 Leakage Path ..... 7 mm min.  
 Air Path ..... 7 mm min.  
 Isolation Resistance  
 $V_{IO}=500$  V/25°C .....  $\geq 10^{12} \Omega$   
 $V_{IO}=500$  V/100°C .....  $\geq 10^{11} \Omega$   
 Storage Temperature ..... -55°C to +150°C  
 Operating Temperature ..... -55°C to +100°C  
 Lead Soldering Time at 260°C ..... 10 sec.



### Electrical Characteristics ( $T_A=25^\circ\text{C}$ )

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Condition
<b>Emitter</b>					
Forward Voltage		1.25	1.5	V	$I_F=50$ mA
Reverse Current		0.1	100	$\mu\text{A}$	$V_R=3.0$ V
Capacitance		25		pF	$V_R=0$ V
<b>Detector</b>					
$BV_{CEO}^*$	30			V	$I_C=100 \mu\text{A}$ , $I_E=0$
$BV_{CBO}^*$	50			V	$I_C=100 \mu\text{A}$ , $I_E=0$
$BV_{EBO}^*$	8			V	$I_C=100 \mu\text{A}$ , $I_E=0$
$BV_{ECO}^*$	5	10		V	$I_C=100 \mu\text{A}$ , $I_E=0$
$I_{CEO}$		1.0	100	nA	$V_{CE}=10$ V, $I_E=0$
$H_{FE}$		13K			$I_C=0.5$ mA
<b>Package</b>					
Current Transfer Ratio	500			%	$I_F=10$ mA, $V_{CE}=10$ V
$V_{CEsat}$		1.0		V	$I_C=2$ mA, $I_F=8$ mA
Coupling Capacitance		1.5		pF	
Turn On Time			5	$\mu\text{s}$	$V_{CC}=10$ V, $I_C=50$ mA
Turn Off Time			100	$\mu\text{s}$	$I_F=200$ mA, $R_L=180 \Omega$

\*Indicates JEDEC registered values

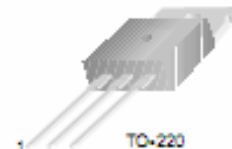
## C.10 TIP122



### TIP120/121/122

#### Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP125/126/127



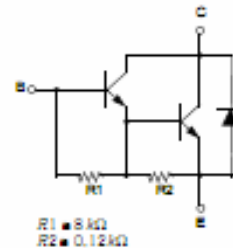
1 Base 2 Collector 3 Emitter

#### NPN Epitaxial Darlington Transistor

##### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units	
$V_{CE0}$	Collector-Base Voltage	: TIP120 : TIP121 : TIP122	80 80 100	V V V
	Collector-Emitter Voltage	: TIP120 : TIP121 : TIP122	60 80 100	V V V
		Emitter-Base Voltage	5	V
Collector Current (DC)		5	A	
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	8	A	
$I_B$	Base Current (DC)	120	mA	
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	2	W	
	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	65	W	
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$	
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 - 150	$^\circ\text{C}$	

Equivalent Circuit



##### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units		
$V_{CE0(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	: TIP120 : TIP121 : TIP122	$I_C = 100\text{mA}, I_B = 0$	80 80 100	V V V		
		Collector Cut-off Current		: TIP120 : TIP121 : TIP122	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 40\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 50\text{V}, I_B = 0$	0.5 0.5 0.5	mA mA mA
				Collector Cut-off Current	: TIP120 : TIP121 : TIP122	$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 80\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 100\text{V}, I_B = 0$	0.2 0.2 0.2
Emitter Cut-off Current	$V_{BE} = 5\text{V}, I_C = 0$		2		mA		
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 0.5\text{A}$ $V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3\text{A}$	1000 1000				
		* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 12\text{mA}$ $I_C = 5\text{A}, I_B = 20\text{mA}$	2.0 4.0	V V		
$V_{BE(on)}$	* Base-Emitter ON Voltage		$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3\text{A}$	2.5	V		
$C_{ob}$	Output Capacitance	$V_{CE} = 10\text{V}, I_B = 0, f = 0.1\text{MHz}$	200	pF			

\* Pulse Test: PVA000 $\mu\text{s}$ , Duty cycle 42%

## C.11 COMPARADOR LM311



www.fairchildsemi.com

# LM311

## Single Comparator

### Features

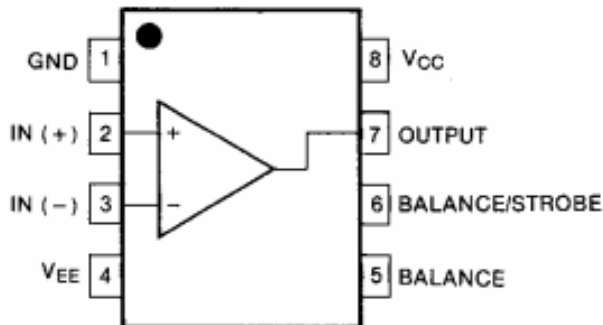
- Low input bias current : 250nA (Max)
- Low input offset current : 50nA (Max)
- Differential Input Voltage :  $\pm 30V$
- Power supply voltage : single 5.0V supply to  $\pm 15V$ .
- Offset voltage null capability.
- Strobe capability.

### Description

The LM311 series is a monolithic, low input current voltage comparator. The device is also designed to operate from dual or single supply voltage.



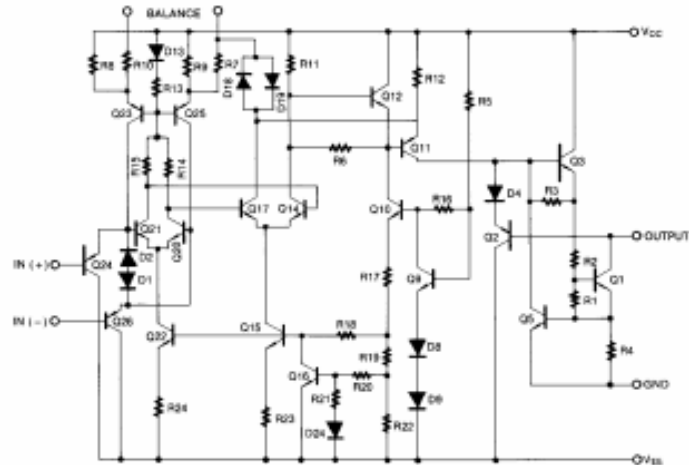
### Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

## Schematic Diagram



## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Total Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	36	V
Output to Negative Supply Voltage LM311	V <sub>O</sub> - V <sub>EE</sub>	40	V
Ground to Negative voltage	V <sub>EE</sub>	-30	V
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	30	V
Input Voltage	V <sub>I</sub>	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	10	sec
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	T <sub>OPR</sub>	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 ~ +150	°C