

**Instituto Tecnológico de Costa Rica**

**Escuela de Ingeniería en Electrónica**



**Automatización de una máquina de Power Thermal Cycle**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en  
Electrónica con el grado académico de Licenciatura**

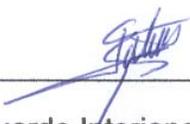
**David Rodríguez Núñez**

**Cartago, 20 marzo de 2006**

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA**  
**ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRONICA**  
**PROYECTO DE GRADUACIÓN**  
**TRIBUNAL EVALUADOR**

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

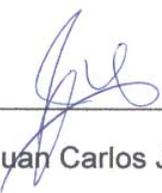
**Miembros del tribunal**

  
\_\_\_\_\_  
Ing. Eduardo Interiano Salguero

Profesor Lector

  
\_\_\_\_\_  
Ing. Miguel Hernández Rivera

Profesor Lector

  
\_\_\_\_\_  
Ing. Juan Carlos Jiménez Robles  
Profesor Asesor



Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica.

Cartago, 20 marzo 2006

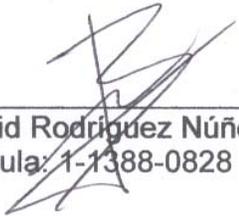
### **Declaración de Autenticidad**

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

San José, 20 marzo 2006



---

David Rodríguez Núñez  
Cédula: 1-1388-0828

## Resumen

El presente proyecto nace de la necesidad de optimizar un prueba de fatiga térmica para rectificadores trifásicos para la el uso automotriz producidos en la empresa WAI-Semicon Ltda.

La prueba se basa en alimentar la pieza bajo prueba con una fuente trifásica, la carga es una resistencia cuyo valor es muy pequeño, por lo que la señal de entrada debe tener una amplitud de aproximadamente 2 voltios, esto se consigue mediante dos transformadores en serie por cada una de las fases, uno de los transformadores es variable mientras que el otro es reductor, ambos son monofásicos.

Variando la amplitud de la tensión de entrada del rectificador se varía la corriente que fluye por la resistencia de carga, con lo que se consigue ampliar el rango de prueba, en función de la corriente de salida del rectificador.

La prueba consiste en ciclos de temperatura, esta es producida por la pieza al ser alimentada, parte de temperatura ambiente hasta una temperatura máxima y luego se desconecta la alimentación y se enciende un ventilador para enfriar la pieza hasta una temperatura mínima, ahí termina un ciclo y empieza otro.

Los problemas que presenta la prueba son: variaciones de amplitud en cada una de las fases, además de que la fatiga generada no simula las peores condiciones en que podría trabajar la pieza, es por eso que se variarán los parámetros de la pieza, definiendo un tiempo programable a temperatura máxima constante, con corriente constante.

La solución por implementar además capturará datos que serán guardados en archivos, para poder graficar las pruebas realizadas, además todo el control de la prueba se hará desde una computadora personal, la cual se comunica con la unidad de control mediante un puerto serie.

Palabras Claves: Rectificador, Sistemas trifásicos, transformadores, control automático.

## **Abstract**

The actual project born in the need to improve the power thermal cycle for three-phase rectifiers for the automotive industry made in WAI-Semicon Ltda.

The test begins connecting the three-phase power supply to the device under test, the load of the circuit is a very small resistance, because of that the magnitude of the input signal should be around the 2 volts, this can be made with two transformers connected in series for each of the phases, one of the transformers is a variac while the other is a reducer, both for only one phase.

Changing the value of the magnitude in the input of the rectifier change the value of the current that flows thru the load resistance, with this the range of the tests will be increased, according to the rectifier output current.

The test is composed by temperature cycles, the temperature came from the rectifier diodes, which generate heat because of the flowing current. The test starts at ambient temperature until the temperature reach the higher predefined value, then the fan starts to generate an air flow that will decrease the temperature of the DUT, when the lowest temperature is reached the cycle ends and another one starts.

Most of the problems with this machine are: variances in the magnitude of each of the phases, plus the stress generated does not simulate the worst of the conditions that the rectifier have to suffer. That's why the test parameters will be change, defining a programmable time at higher temperature with constant current.

The system will capture data that will be saved in a file, with this kind of information the user will be able to graph the test results, plus all of the test control will be made by a personal computer, which will be communicated with the control unit by a serial port.

**Keywords:** Rectifier, Three-Phase Systems, Transformers, Automatic Control Theory.

## **Dedicatoria**

*Dedico este trabajo a mi familia, mi novia y a todos los compañeros que de alguna u otra forma ayudaron para que esto fuera posible.*

## **Agradecimientos**

Agradezco a Dios por darme la fuerza necesaria para terminar esta etapa de mi vida, a mi novia por todo su apoyo y ayuda, en especial al profesor Juan Carlos Jiménez Robles por su comprensión y ayuda en los momentos más necesarios.

También agradezco al personal de la empresa WAI-Semicon Ltda. por la oportunidad que me brindaron, muchas gracias a todos.

No se puede dejar de lado a todos los profesores que desde mis primeros pasos en la electrónica han aportado y compartido sus conocimientos, se los agradezco, ya que sin ustedes yo no sería quien soy ahora.

## ÍNDICE GENERAL

Capítulo 1: Introducción .....	13
1.1 Problema existente e importancia de la solución.....	13
1.2 Solución del problema .....	13
Capítulo 2: Meta y objetivos .....	18
2.1 Meta.....	18
2.2 Objetivo general .....	18
2.3 Objetivos específicos para la PC.....	18
2.3.1 Objetivos de Software .....	18
2.4 Objetivos específicos para el controlador programable .....	18
2.4.1 Objetivos de hardware .....	18
2.4.2 Objetivos de software .....	19
2.4.3 Objetivos de implementación .....	19
Capítulo 3: Marco teórico .....	20
3.1 Descripción del proceso .....	20
3.2 Deficiencias actuales del sistema.....	21
3.3 Antecedentes bibliográficos.....	26
3.4 Descripción de principios físicos y/o electrónicos.....	27
3.4.1 Sistemas trifásicos .....	27
3.4.2 Rectificación trifásica de onda completa .....	30
3.4.3 Disipadores de calor .....	33
3.4.4 Regulador PID .....	35
3.4.5 Elaboración de un modelo matemático de un sistema térmico .....	38
3.4.6 Termocuplas .....	41
Capítulo 4: Procedimiento metodológico.....	44
4.1 Reconocimiento y definición del problema .....	44
4.2 Obtención y análisis de la información .....	45
4.3 Evaluación de alternativas y síntesis de la solución .....	45

4.4	Implementación de la solución .....	46
4.5	Reevaluación y diseño.....	46
Capítulo 5: Descripción detallada de la solución.....		47
5.1	Análisis de soluciones y selección final .....	47
5.1.1	Solución 1 basada en un PLC.....	50
5.1.2	Solución 2 basada en un microcontrolador .....	52
5.1.3	Selección de la solución final .....	55
5.2	Descripción del <i>hardware</i> .....	56
5.2.1	Acondicionamiento de la señal de tensión de salida del rectificador .....	56
5.2.2	Etapa de medición de temperatura .....	58
5.2.3	Etapa de ventana de corriente .....	60
5.2.4	Etapa de potencia .....	62
5.2.5	Etapa de comunicación serie .....	63
5.2.6	Etapa de control de transformadores variables.....	64
5.2.7	Conexión final del microcontrolador .....	67
5.3	Descripción del <i>software</i> .....	70
5.3.1	Descripción general del programa principal .....	70
5.3.2	Descripción general del <i>software</i> del microcontrolador.....	79
5.3.3	Descripción general del <i>software</i> del Super SEL .....	83
Capítulo 6: Análisis y resultados .....		85
6.1	<i>Hardware</i> del sistema .....	85
6.2	<i>Software</i> del sistema .....	89
6.2.1	Interfaz de usuario .....	91
6.2.2	Resultados de la prueba realizada.....	92
Capítulo 7: Conclusiones .....		94
Capítulo 8: Recomendaciones .....		95
Bibliografía .....		96
Apéndices .....		97
A.1	Glosario, abreviaturas y simbología .....	98
A.2	Información sobre la empresa.....	99

Anexos .....	101
Anexo A.1 Hojas de datos del amplificador operacional OP07.....	102
Anexo A.2 Hojas de datos optoacoplador LCA710.....	105
Anexo A.3 Hojas de datos del transistor MOSFET MTW32N20E .....	108
Anexo A.4 Hojas de datos del convertidor A/D MAX6675 .....	112
Anexo A.5 Hojas de datos del transistor MOSFET IRLU3715.....	115
Anexo A.6 Hojas de datos de detector de corriente ECS40BC .....	118
Anexo A.7 Hojas de datos del transformador reductor 39000-321 .....	121
Anexo A.8 Hojas de datos del transformador de corriente 01293 Simpson.....	125

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Diagrama de bloques de la solución general .....	14
Figura 1.2	Diagrama de bloques del software.....	15
Figura 1.3	Ciclo mejorado .....	15
Figura 1.4	Sistema de servomotor y transformadores .....	17
Figura 3.1	Diagrama de bloques general de la PTC .....	20
Figura 3.2	Ciclos de temperatura de una PTC .....	21
Figura 3.3	Salida del rectificador.....	22
Figura 3.4	Ciclo de temperatura de una PTC.....	23
Figura 3.5	Diagrama de bloques de la PTC .....	24
Figura 3.6	Conexiones en estrella y delta .....	27
Figura 3.7	Generador conectado en Y, con carga resistiva .....	28
Figura 3.8	Generador conectado en $\Delta$ , con carga resistiva .....	29
Figura 3.9	Circuito para rectificación trifásica con diodos .....	30
Figura 3.10	Tensiones de entrada al rectificador y tensión (u) en la carga.....	31
Figura 3.11	Análogo eléctrico de la transferencia de calor .....	34
Figura 3.12	Esquema del regulador PID .....	35
Figura 3.13	Sistema de control con regulador PID.....	36
Figura 3.14	Sistema de termómetro de mercurio de pared de vidrio .....	38
Figura 3.15	Sistema eléctrico análogo al sistema de la figura 3.14 .....	40
Figura 3.16	Termocupla básica.....	41
Figura 3.17	Medición de la diferencia de potencial .....	41
Figura 3.18	Curvas de tensión contra temperatura para termocuplas E, J, K y R...42	
Figura 3.19	Termocupla sin unión fría entre el metal A y el metal B.....	43
Figura 5.1	Diagrama de bloques de la solución .....	47
Figura 5.2	Lazo de control automático .....	49
Figura 5.3	Entradas y salidas del sistema.....	50
Figura 5.4	Entradas y salidas del sistema usando un PLC .....	51
Figura 5.5	Diagrama de bloques módulos PLC.....	52
Figura 5.6	Entradas y salidas del sistema usando un PIC .....	53

Figura 5.7	Diagrama de bloques sistema de control con PIC .....	54
Figura 5.8	Circuito acondicionador de señal .....	57
Figura 5.9	Conexión MAX6675 con el microcontrolador .....	59
Figura 5.10	Diagrama de temporización del MAX6675.....	59
Figura 5.11	Conexión del transformador de dona .....	60
Figura 5.12	Sensor de corriente CA del ECS40BC.....	61
Figura 5.13	Diagrama de tiempos del sensor de corriente ECS40BC .....	61
Figura 5.14	Diagrama de tiempos del sensor de corriente ECS40BC .....	62
Figura 5.15	Diagrama interno del MAX232A.....	64
Figura 5.16	Diagrama de bloques de conexión de transformadores.....	64
Figura 5.17	Arreglo de banco de transformadores.....	65
Figura 5.18	Super Sel con actuador lineal .....	66
Figura 5.19	Esquemático de conexión del microcontrolador.....	69
Figura 5.20	Diagrama de flujo general del <i>software</i> principal.....	71
Figura 5.21	Diagrama de flujo de la interrupción del temporizador .....	72
Figura 5.22	Diagrama de flujo del regulador PID temperatura .....	75
Figura 5.23	Diagrama de bloques del sistema de control de corriente .....	76
Figura 5.24	Composición del lazo de control proporcional de corriente.....	77
Figura 5.25	Diagrama de flujo del regulador P de corriente.....	78
Figura 5.26	Diagrama de flujo del programa microcontrolador .....	79
Figura 5.27	Diagrama de flujo de la interrupción del puerto serie.....	80
Figura 5.28	Diagrama de flujo de la interrupción del temporizador.....	82
Figura 5.29	Diagrama de flujo de la interrupción externa.....	83
Figura 5.30	Diagrama de flujo del Super SEL.....	84
Figura 6.1	Ensamble entre el actuador lineal y los transformadores.....	86
Figura 6.2	Ensamble de resistencias de carga .....	87
Figura 6.3	Interfaz de usuario .....	91
Figura 6.4	Curvas de temperatura y corriente obtenidas .....	92
Figura A.2.1	Organigrama de la empresa WAI-Semicon Ltda .....	100

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 5.1	Comparación de las posibles soluciones. ....	55
Tabla 5.2	Salida del MAX6675.....	58
Tabla 5.3	Asignación de pines y su función .....	68
Tabla 6.1	Valores de tensión para aumento en la posición.....	86
Tabla 6.2	Valores de resistencia, corriente y potencia .....	88
Tabla 6.3	Descripción del protocolo de comunicación .....	90

## **Capítulo 1: Introducción**

### **1.1 Problema existente e importancia de la solución**

La problemática que existe en WAI-Semicon con respecto a las máquinas de *Power Thermal Cycle* (PTC), es que la manipulación de la máquina no es sencilla, las pruebas que esta realiza son importantes para la empresa y por ende se pretende mejorar la realización de la misma de tal forma que su ejecución sea más simple y que se pueda llevar un control sobre las pruebas que se realizan.

La idea principal es mejorar el funcionamiento de la prueba agregando elementos de la electrónica que hagan que la utilización de la máquina sea fácil, que los resultados obtenidos puedan ser observados y que se lleve un registro de la realización de las pruebas.

A continuación se describirá el problema por resolver, además de ciertas características importantes del mismo. Se incluirá una breve descripción del proceso de pruebas, las deficiencias de este, así como las mejoras que se desean implementar al sistema para hacerlo más eficiente y fácil de operar.

### **1.2 Solución del problema**

La solución del problema debe cumplir con los siguientes requerimientos y limitaciones establecidos por la empresa:

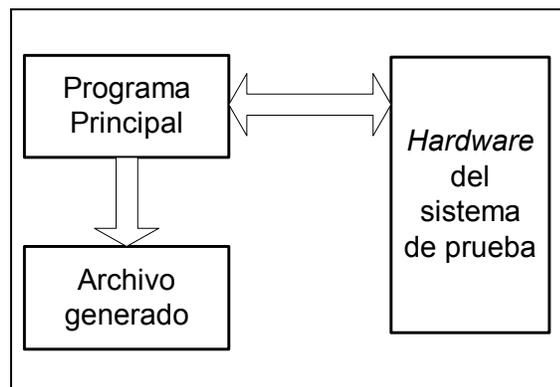
- Disminuir el tiempo de arranque y puesta en marcha de la prueba.
- Obtener información sobre la prueba. Datos de corriente y temperatura.
- Aumentar la cantidad de piezas diferentes que se pueden probar en la PTC.
- Generar datos para llevar un registro de las pruebas realizadas.
- Variar los parámetros de duración de la prueba.
- Variar los valores de temperatura máxima y mínima de la prueba térmica .

- Mantener la corriente constante durante la prueba.
- Mantener la temperatura constante una vez alcanzada la temperatura máxima.
- Automatizar la realización de la prueba.
- La conexión física de los dispositivos a la máquina no es parte del proyecto.

La solución desarrollada se divide en las siguientes secciones:

- Programa principal en la computadora.
- *Hardware* del sistema de prueba.
- Archivos generados.

En la figura 1.1 se muestra el diagrama de bloques de la solución a nivel general, donde se visualizan las secciones antes planteadas.

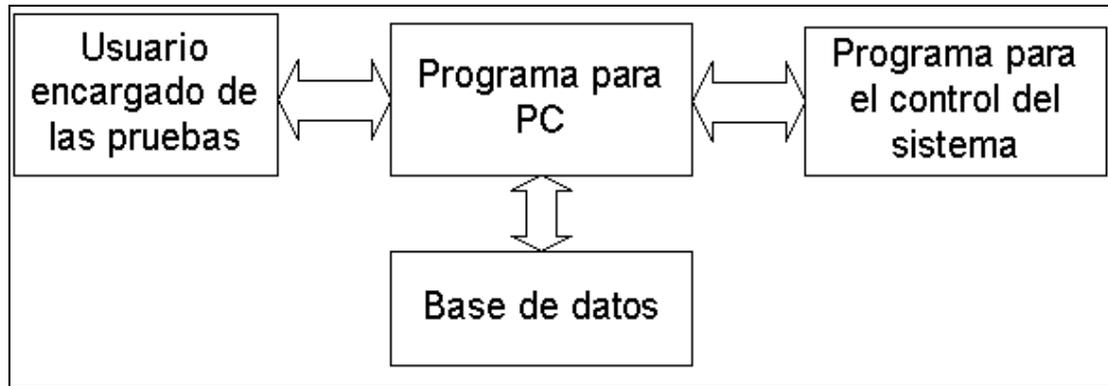


**Figura 1.1** Diagrama de bloques de la solución general

El programa principal es la etapa que controla el *hardware* y realiza el control de las variables del proceso que son la corriente y la temperatura, además se encarga de generar el archivo de datos obtenidos al realizar cada prueba a un rectificador.

El *hardware* del sistema contiene los elementos que permiten la realización de la prueba de ciclos de potencia térmicos, incluye tanto elementos electrónicos como mecánicos.

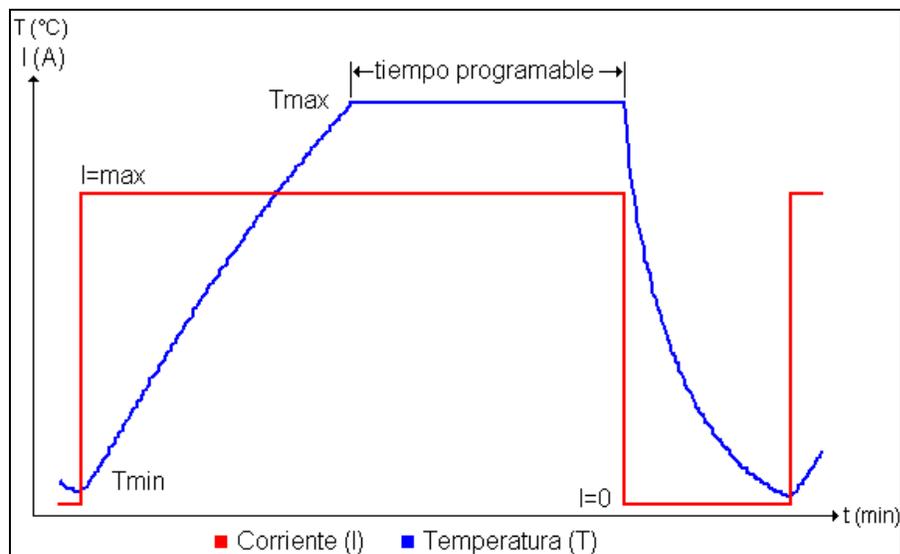
A nivel de *software* se tienen dos etapas, la primera desarrollada en una computadora personal y la segunda un *software* para controlar el sistema mediante un control digital.



**Figura 1.2** Diagrama de bloques del software

En la figura 1.2 se muestra una idea general de como funciona el *software*, el cual está dividido en dos etapas, una en la PC y otra en el controlador del sistema, a continuación se explica cada uno por separado.

La aplicación de alto nivel en la computadora se encarga de servir de interfaz entre el controlador del sistema y el usuario, dicha interfaz tiene acceso a una base de datos donde se guardan los resultados referentes a cada una de las pruebas que se realicen por el usuario.



**Figura 1.3** Ciclo mejorado

El programa de la PC, solicita los datos de entrada del sistema:

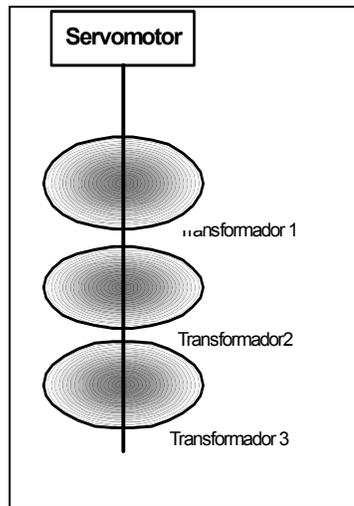
- El tiempo de duración del ciclo a temperatura máxima.
- La corriente de la prueba.
- Número de parte.
- Temperatura máxima.
- Temperatura mínima.

El controlador del sistema permite obtener la información necesaria para graficar los ciclos de prueba, además de una serie de datos que indican el fallo de la pieza y la cantidad de ciclos que tarda en ejecutarse la prueba.

En el programa principal se realizan dos lazos de control automático, uno para mantener la corriente constante y otro para mantener la temperatura constante durante el tiempo que sea programado para la duración de la prueba, como se observa en la figura 1.3. Además de los lazos de control, se tiene el control de las variables del sistema, aunque no estén involucradas en el proceso de control automático.

La parte de *software* es una adición a la máquina ya que la parte de la PC es nueva, con lo cual se logra automatizar los procesos que realiza la máquina.

Además se necesita implementar un mecanismo para que los transformadores variables tengan la misma amplitud, para lo cual se utilizará un servomotor acoplado al eje de cada uno de los transformadores, es decir, los tres transformadores tienen el mismo eje como se muestra en la figura 1.4, el cual se encargará de controlar uno de los lazos de control, el de corriente constante.



**Figura 1.4** Sistema de servomotor y transformadores

La carga del sistema es una resistencia en serie de  $0.25\text{ m}\Omega$ , la cual es relativamente pequeña, por lo que además de esta se utilizan otras resistencias de potencia para tener una salida rectificadora mayor a los 5 voltios. Este dispositivo resistivo cambia su valor de acuerdo a la corriente necesaria para la prueba, para poder mantener la tensión de alimentación del rectificador constante y tener corrientes variables, es decir, alimentar con 5 V y obtener 35 A, por poner un ejemplo.

Los controles de temperatura se eliminaron y se utilizan únicamente sensores de temperatura que le indiquen al sistema controlador la temperatura actual, para que este tome las decisiones pertinentes, dichos sensores están en el lazo de retroalimentación del control de temperatura.

## **Capítulo 2: Meta y objetivos**

### **2.1 Meta**

La meta de este proyecto es hacer más eficiente una prueba de fatiga térmica para los rectificadores trifásicos de la empresa WAI-Semicon.

### **2.2 Objetivo general**

Automatizar el funcionamiento de una máquina de pruebas de fatiga térmica (PTC) para rectificadores trifásicos de la empresa WAI-Semicon Ltda. mediante la utilización de un controlador programable.

### **2.3 Objetivos específicos para la PC**

#### **2.3.1 Objetivos de Software**

1. Desarrollar rutinas para el enlace entre el controlador programable y la PC mediante un puerto serie.
2. Desarrollar un protocolo de comunicación entre el programa de la PC y el programa del controlador programable .
3. Desarrollar rutinas para crear archivos y guardar los datos de las pruebas.
4. Desarrollar una aplicación capaz de comunicar al usuario con la máquina basado en un lenguaje de programación de alto nivel.

### **2.4 Objetivos específicos para el controlador programable**

#### **2.4.1 Objetivos de hardware**

1. Elaborar el cableado entre el controlador programable y los demás componentes.
2. Calcular los valores de las resistencias de potencia para la carga del circuito basado en las corrientes y tensiones de salida.

3. Elaborar un arreglo de resistencias con dispositivos semiconductores para cerrar el circuito de carga.
4. Elaborar una conexión de transformadores.
5. Conectar el servomotor con el controlador programable.

#### **2.4.2 Objetivos de software**

1. Desarrollar rutinas de prueba para la comunicación entre el controlador programable y la PC.
2. Desarrollar rutinas de prueba para controlar el servomotor.
3. Desarrollar rutinas de prueba para la adquisición de datos en el controlador programable.

#### **2.4.3 Objetivos de implementación**

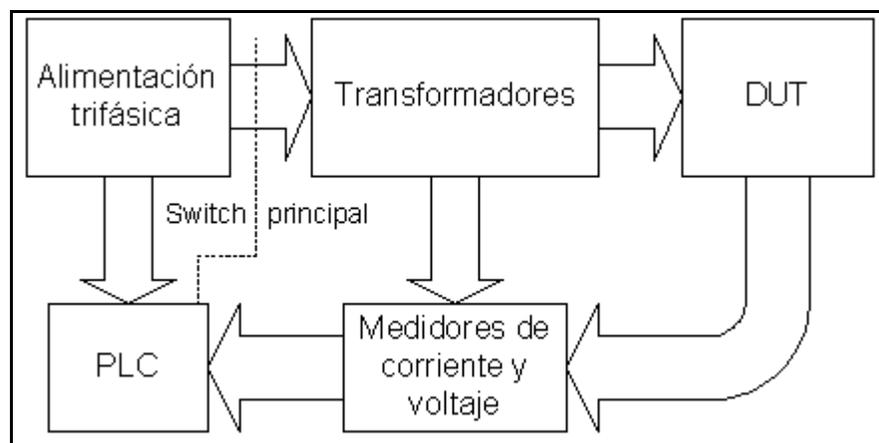
1. Montaje final.

### Capítulo 3: Marco teórico

#### 3.1 Descripción del proceso

La PTC<sup>1</sup> es una máquina la cual se encarga de realizar pruebas de fatiga térmica a los rectificadores trifásicos que se construyen en la empresa WAI-Semicon Ltda.

Una vez que se han ensamblado por completo en la línea de producción, algunos de los rectificadores son referidos a una prueba de fatiga térmica, la cual se realiza en el laboratorio de calibración, la misma se ejecuta hasta que se dañe la pieza.



**Figura 3.1** Diagrama de bloques general de la PTC

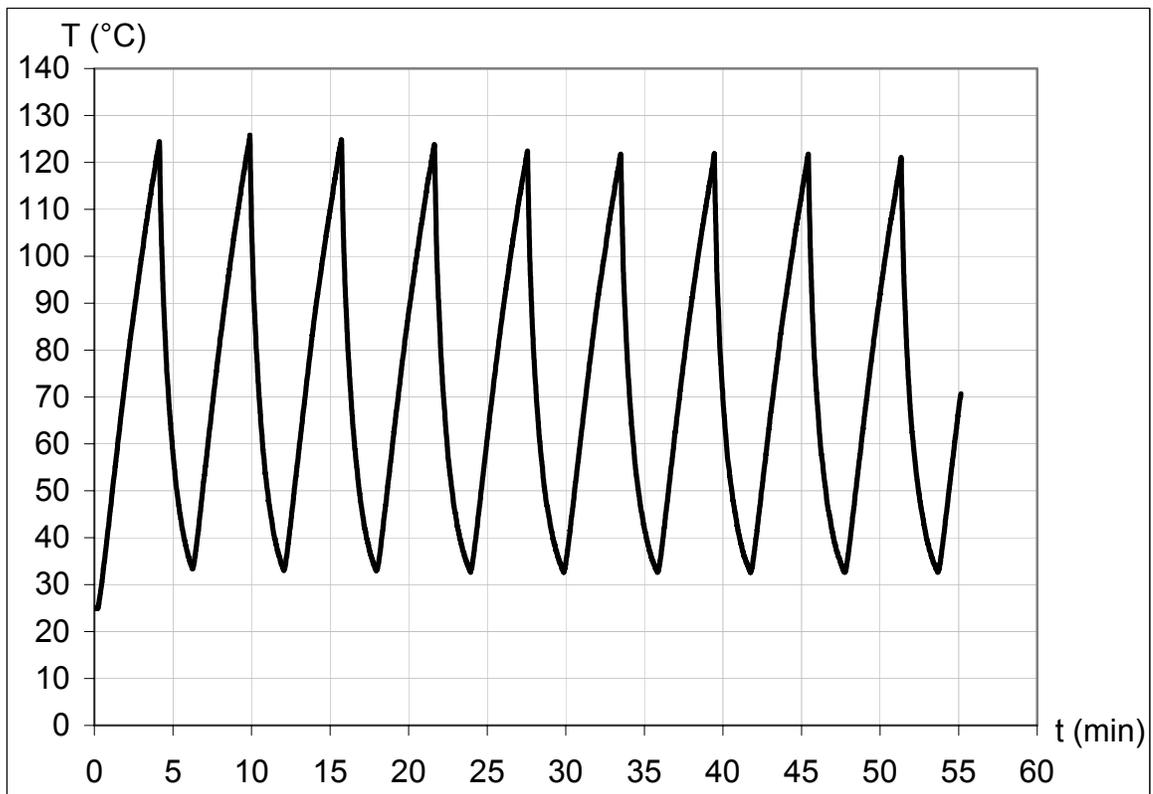
En el diagrama de bloques general de la PTC, que se muestra en la figura 3.1, se observa el *hardware* que alimenta y supervisa al DUT<sup>2</sup> para poder probar su funcionamiento hasta que se presente alguna falla; la prueba se realiza mediante ciclos.

Los ciclos de la prueba son de temperatura, empiezan a temperatura ambiente, luego la pieza se alimenta y ella produce el calor necesario para llegar a la temperatura máxima, la cual es definida en los controles de temperatura, una vez allí se enciende el ventilador para enfriar al rectificador hasta llegar a la temperatura mínima, esto consiste en un ciclo, la figura 3.2 muestra un gráfico de temperatura contra tiempo, donde se observan varios ciclos completos.

---

<sup>1</sup> PTC: de las siglas en inglés Power Thermal Cycle.

<sup>2</sup> DUT: de las siglas en inglés Device Under Test.



**Figura 3.2** Ciclos de temperatura de una PTC<sup>3</sup>

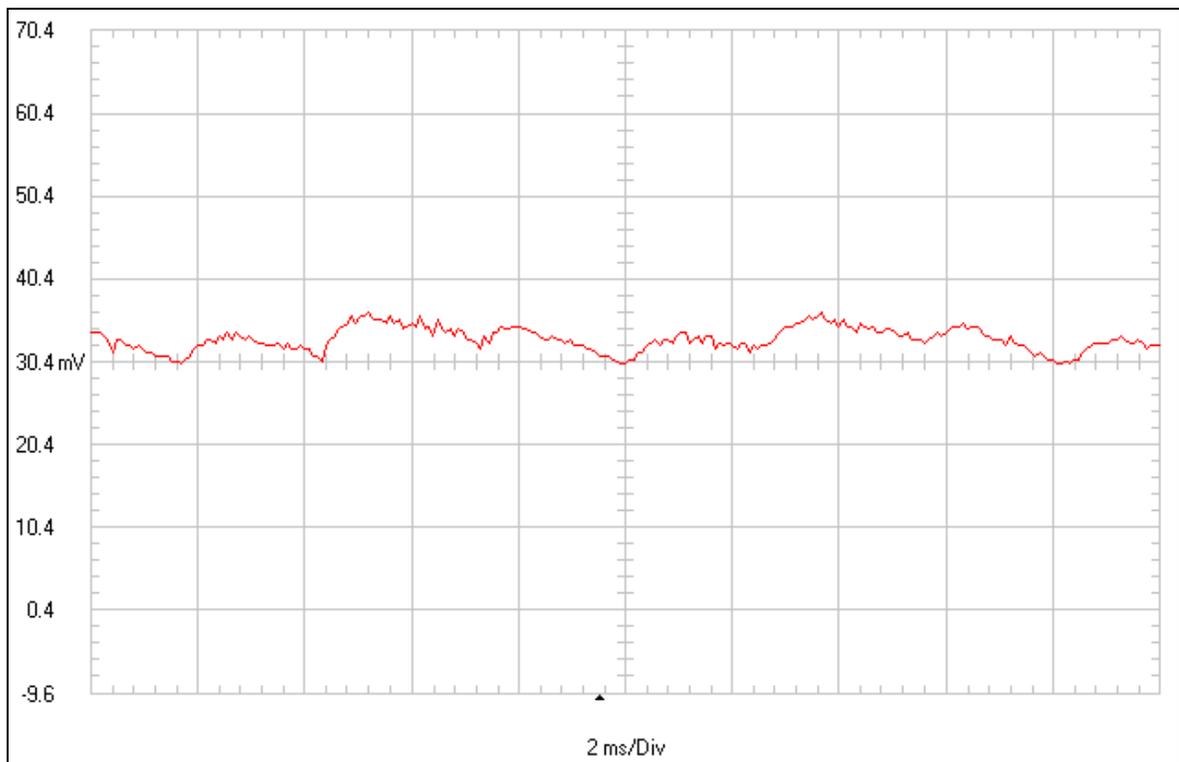
El sistema es controlado por un PLC<sup>4</sup> el cual tiene el mando sobre los contactores que manejan la alimentación del rectificador y el que cierra el circuito de carga.

### 3.2 Deficiencias actuales del sistema

Como se pudo observar en la figura 3.2 los ciclos no representan una fatiga significativa para las piezas ya que llegan un temperatura máxima y luego bajan hasta aproximadamente 40 °C, esto implica que la corriente es pulsante. Esto no es lo que se da en un automóvil cuando se activan todos los dispositivos de carga, como las luces delanteras, el aire acondicionado, etc., todas estas cargas demandan corriente constante durante períodos de tiempo indefinidos, dicha corriente es suplida por el rectificador y no por la batería, por lo que este tipo de prueba no es significativa para un rectificador trifásico de un automotor.

<sup>3</sup> Datos tomados con el software Simple Logger del Datalogger AEMC L620 el 25 de febrero de 2005 entre las 10:50:55 a.m. y las 11:46:03 a.m.

<sup>4</sup> PLC: de las siglas en inglés Programmable Logic Controller.

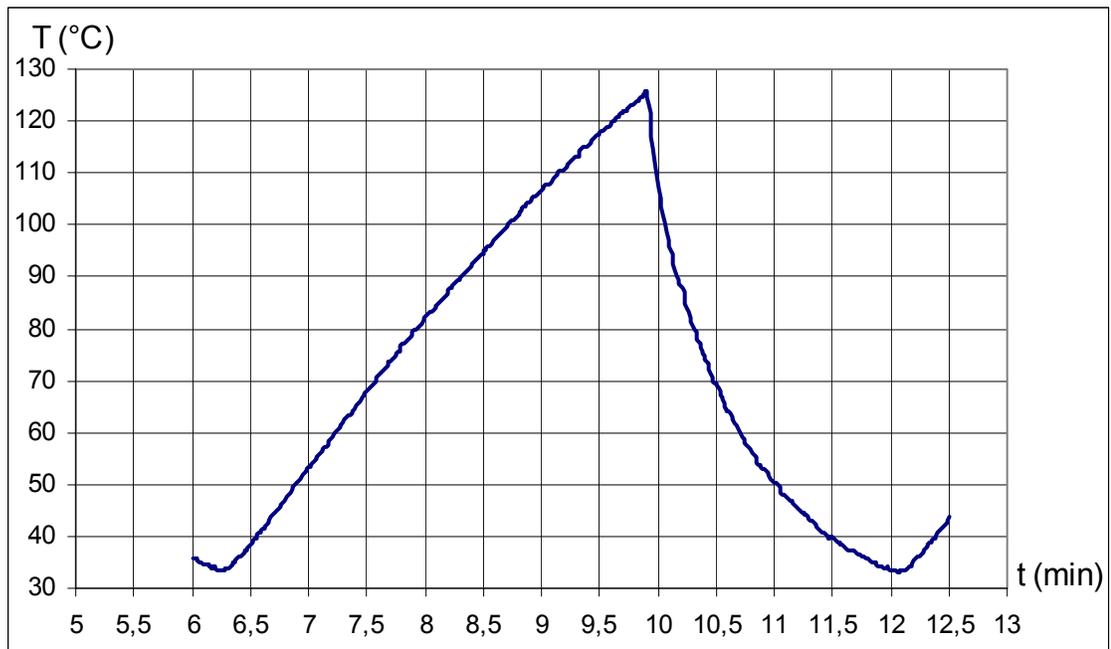


**Figura 3.3** Salida del rectificador<sup>5</sup>

Durante los aumentos de temperatura, la corriente se mantiene prácticamente constante, como se observa en la figura 3.3; para convertir la escala de milivoltios a amperios hay que dividir entre una resistencia de  $0.25 \text{ m}\Omega$ ; a nivel de CD se tiene una corriente de aproximadamente 121.6 A.

A corriente máxima, el rectificador bajo prueba se mantiene durante un tiempo relativamente corto, aproximadamente unos cuatro minutos como se observa en la figura 3.4. Este proceso en realidad no emula un automóvil en funcionamiento, que en el peor de los casos estaría a temperatura máxima y a corriente máxima durante un tiempo indefinido.

<sup>5</sup> Datos tomados con el Software FlukeView ScopeMeter del Osciloscopio Fluke 123 el 28 de febrero de 2005.



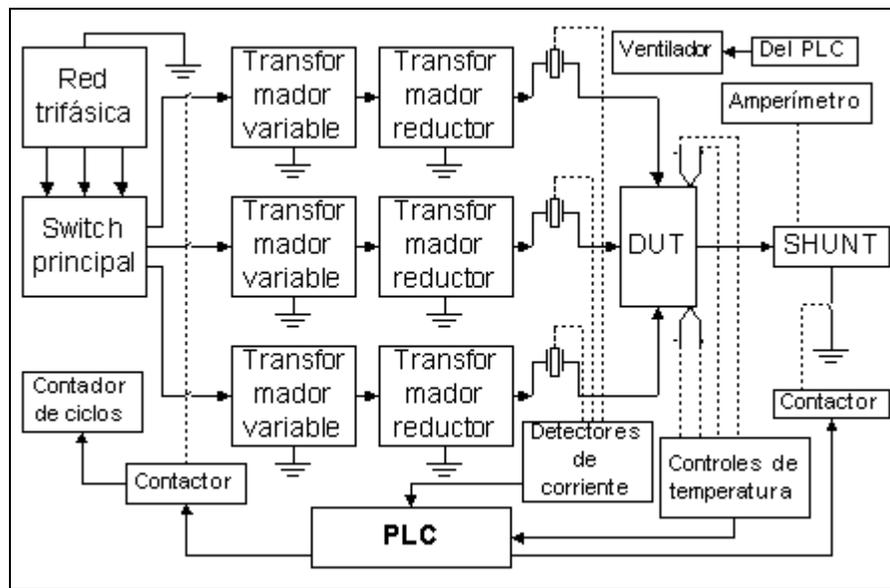
**Figura 3.4** Ciclo de temperatura de una PTC<sup>6</sup>

La figura anterior muestra que la duración de un ciclo es de unos seis minutos, este tiempo depende únicamente de la pieza, de cuán rápido llegue a la temperatura programada en los controles de temperatura, los cuales le indicaran al PLC cuando cortar la alimentación y encender el ventilador.

A los 6,25 minutos arranca el ciclo, desde este punto hasta un poco antes de los 10 minutos, la pieza se mantiene alimentada y esta produce la temperatura que se observa en la figura 3.4, luego de alcanzar el máximo se abre la alimentación trifásica y se enciende el ventilador que alimenta el túnel de aire que enfría la pieza, esta parte del proceso dura un poco más de dos minutos.

La prueba se basa en un ciclo cuyas características y duración están regidas por las propiedades físicas de cada una de las piezas, por ejemplo, el tiempo con el que crece la temperatura del sistema, además de la caída de la misma, son intrínsecas de la pieza.

<sup>6</sup> Datos tomados con el software Simple Logger del Datalogger AEMC L620 el 25 de febrero de 2005 entre las 10:50:55 a.m. y las 11:46:03 a.m.



**Figura 3.5** Diagrama de bloques de la PTC

La figura 3.5 muestra como está compuesto el sistema actual, el cual posee tres transformadores monofásicos variables, dichos transformadores hay que ajustarlos para cada una de las piezas que se van a probar; las amplitudes de cada una de las fases deberían tener el mismo valor, cosa que no se da debido al ajuste manual que se realiza en este momento. Si las tres fases no tienen la misma amplitud, no se da una adecuada conmutación de los diodos del puente rectificador ya que se afectan sus tiempos de conducción.

Los detectores de corriente que posee el sistema actualmente son muy ineficientes, ya que no informan al PLC de la magnitud de la corriente de cada una de las fases, sino que miden si se salen del rango previamente establecido mediante unos potenciómetros, existen dos por cada fase, una para la corriente mínima y otro para la máxima.

El PLC está siendo subutilizado ya que las funciones que realiza se podrían ejecutar por medio de relés. Las decisiones que el PLC toma están basadas en lo que le informa el resto del *hardware*, que en realidad podría enviar sus señales a un conjunto de relés y funcionaría de la misma forma.

Dentro de las señales de entrada del PLC se encuentran las salidas de los medidores de corriente; los cuales le informan que la corriente no se ha salido del rango definido; las salidas de los controles de temperatura, que al igual que los anteriores solo envían información cuando se han alcanzado las temperaturas máximas y mínimas, además del botón de inicio.

Las salidas del mismo son: los contactores que alimentan a los transformadores y el que cierra el circuito de carga del rectificador, además se tiene un conjunto de indicadores luminosos que indican cuando se han dado fallas y una de las salidas se encarga de aumentar un contador que contiene la cantidad de ciclos que se ha hecho la prueba.

Al presentar una falla, el usuario de la máquina anota la cantidad de ciclos a los cuales falló la pieza y además anota el tipo de alarma que da la máquina, estas pueden ser bajas en la tensión o sobre corriente de una de las fases, además de problemas con la corriente máxima de la carga. Con el contador de ciclos existe un problema ya que este no tiene memoria, una vez que se ha vuelto su cuenta a cero, no se puede saber cuantos ciclos llevaba.

En resumen las deficiencias que presenta esta máquina son las siguientes, para controlar la corriente máxima de salida se utilizan unos transformadores variables, los cuales son monofásicos y hay que calibrar manualmente de uno en uno antes de iniciar la prueba. Los controles de temperatura son algo innecesario puesto que el PLC podría medir la temperatura sin necesidad de los mismos, además estos realizan simplemente un control encendido-apagado, es decir, cuando se llega a la temperatura programada abre o cierra un contacto que informa al PLC de la temperatura.

Las mediciones de corriente por cada una de las fases, se utilizan simplemente para proteger al equipo y no al dispositivo bajo prueba; los núcleos ferromagnéticos miden la corriente mediante su campo magnético, estos envían su medición al sensor, el cual es calibrado mediante un potenciómetro y cuando sensan la corriente máxima mandan una señal al PLC para que apague el sistema.

### **3.3 Antecedentes bibliográficos**

Para respaldar teóricamente la solución del problema existente, la búsqueda de la información se enfocó en primera instancia en realizar entrevistas con el ingeniero encargado del proyecto y con las personas que han tenido una relación directa con el manejo o la implementación de la máquina en la empresa.

La entrevista que más información aportó al proyecto fue la realizada con el técnico encargado de la máquina, como detalles de funcionamiento, procedimientos de inicialización de pruebas, instalación de la máquina, etc.

En realidad de la máquina en cuestión no existe información en la empresa. Los planos eléctricos no están disponibles en la empresa.

Para poder seleccionar los dispositivos y equipos que se adaptaran mejor a la solución del problema se investigó en diferentes casas comerciales sobre los siguientes dispositivos:

- Convertidores digital analógico de termocupas tipo K.
- Servomotores.
- Transformadores tanto reductores como variables.
- Acoples mecánicos.
- Acoples ópticos.
- Microcontroladores.

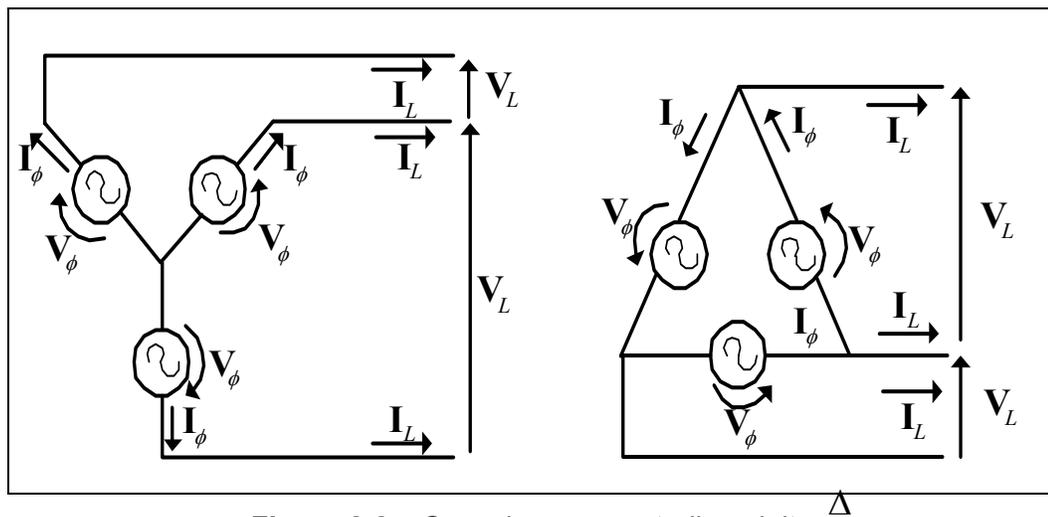
Con respecto al software se realizó una investigación y búsqueda de información referente al uso de Visual Basic 6.0. Otro punto muy importante de mencionar es la investigación realizada con respecto al uso y las características generales del SPI (*Serial Peripheral Interface*) en el microcontrolador. Además es importante mencionar que se utilizó literatura que fundamenta de forma directa cada uno de los principios electrónicos y físicos que respaldan las diferentes etapas de la solución realizada.

### 3.4 Descripción de principios físicos y/o electrónicos

#### 3.4.1 Sistemas trifásicos[1]

En un sistema de potencia trifásico, cada generador y cada carga pueden ser conectados en estrella o en delta. Cualquier número de generadores y cargas conectados en estrella y en delta se pueden juntar en un sistema de potencia.

La figura 3.6 muestra generadores conectados en estrella y en delta. Las tensiones y corrientes en una fase dada se llaman cantidades de fases (notadas con el subíndice  $\phi$ ); las tensiones y corrientes en las líneas conectadas a los generadores se llaman cantidades de línea (notadas con el subíndice L).



**Figura 3.6** Conexiones en estrella y delta

Para un generador o carga dados, las relaciones entre las cantidades de línea y las cantidades de fase dependen del tipo de conexión utilizado por ese generador o carga.

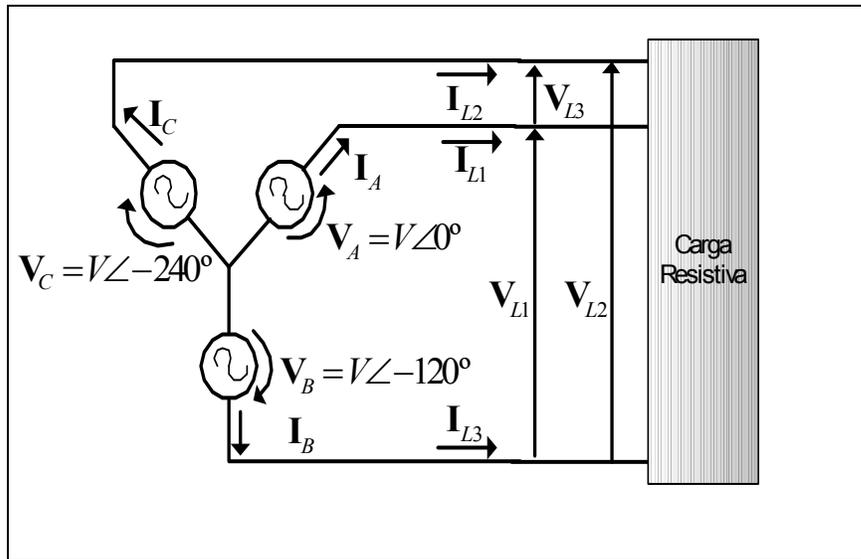
#### Conexión estrella (Y)

En la figura 3.7 se muestra un generador trifásico conectado en Y a una carga resistiva. Las tensiones de fase de este generador están dados por:

$$\mathbf{V}_A = V \angle 0^\circ \quad (3.1)$$

$$\mathbf{V}_B = V \angle -120^\circ \quad (3.2)$$

$$\mathbf{V}_C = V \angle -240^\circ \quad (3.3)$$



**Figura 3.7** Generador conectado en Y, con carga resistiva

Como la carga conectada a este generador es resistiva, la corriente en cada fase del generador tendrá el mismo ángulo de la tensión, en consecuencia la corriente de cada fase esta dada por:

$$\mathbf{I}_A = I\angle 0^\circ \quad (3.4)$$

$$\mathbf{I}_B = I\angle -120^\circ \quad (3.5)$$

$$\mathbf{I}_C = I\angle -240^\circ \quad (3.6)$$

De la figura 3.7 es obvio que la corriente en cualquiera de las líneas es igual a la de la fase correspondiente. En la conexión en Y

$$I_L = I_\phi \quad (3.7)$$

La relación entre la tensión de línea y la tensión de fase es mucho más compleja. Por ley de Kirchhoff, el voltaje de línea  $\mathbf{V}_{L1}$  está dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{L1} &= \mathbf{V}_A - \mathbf{V}_B \\ &= V\angle 0^\circ - V\angle -120^\circ \\ &= \sqrt{3}V\angle 30^\circ \\ \mathbf{V}_L &= \sqrt{3}\mathbf{V}_\phi \end{aligned} \quad (3.8)$$

Por tanto, la relación entre las magnitudes de la tensión de línea y la tensión de fase en un generador o una carga conectados en Y es la relación que se muestra en la ecuación 3.8. Además las tensiones de línea están desfasados  $30^\circ$  con respecto a las tensiones de fase.

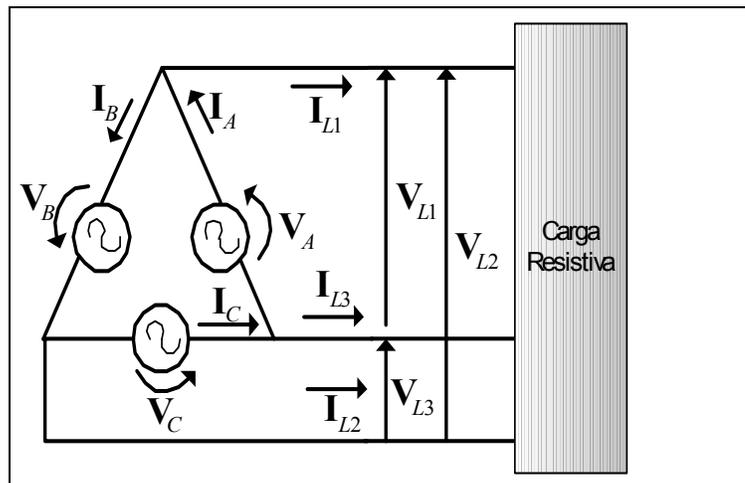
### Conexión en delta( $\Delta$ )

En la figura 3.8 se muestra un generador trifásico en  $\Delta$  a una carga resistiva. Las tensiones de este generador están dadas por

$$V_A = V \angle 0^\circ \quad (3.9)$$

$$V_B = V \angle -120^\circ \quad (3.10)$$

$$V_C = V \angle -240^\circ \quad (3.11)$$



**Figura 3.8** Generador conectado en  $\Delta$ , con carga resistiva

Puesto que la carga es resistiva, las corrientes de fase están dadas por:

$$I_A = I \angle 0^\circ \quad (3.12)$$

$$I_B = I \angle -120^\circ \quad (3.13)$$

$$I_C = I \angle -240^\circ \quad (3.14)$$

En el caso de la conexión delta, es obvio que la tensión en cualquiera de las líneas será igual al de la fase correspondiente. En una conexión  $\Delta$ :

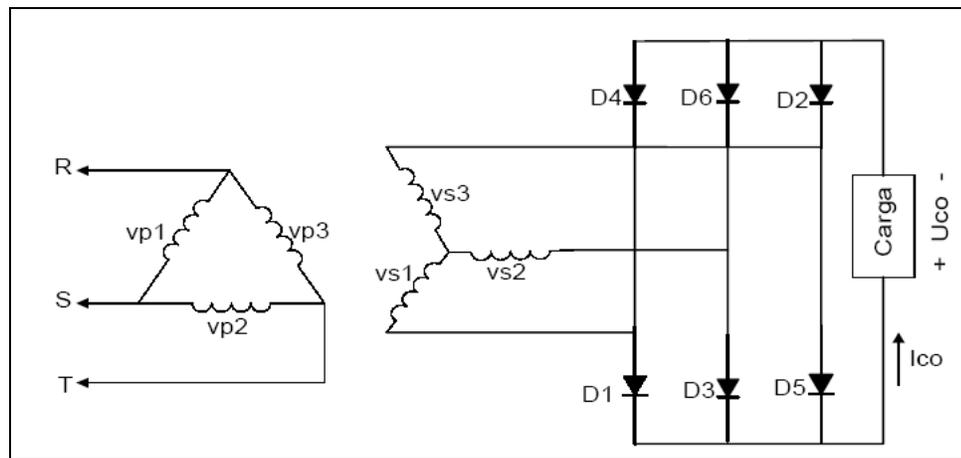
$$V_L = V_\phi \quad (3.15)$$

Para la relación de las corrientes se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff. Seleccionando el nodo A se obtiene:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_{L1} &= \mathbf{I}_A - \mathbf{I}_B \\
 &= I\angle 0^\circ - I\angle -120^\circ \\
 &= \sqrt{3}I\angle 30^\circ \\
 \mathbf{I}_L &= \sqrt{3}\mathbf{I}_\phi
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

Por consiguiente la relación entre las magnitudes de las corrientes de línea y las corrientes de fase en un generador o carga conectados en  $\Delta$  es la relación que se muestra en ecuación 3.16 y las corrientes de línea están desfasadas  $30^\circ$  con respecto a las respectivas corrientes de fase.

### 3.4.2 Rectificación trifásica de onda completa [9]



**Figura 3.9** Circuito para rectificación trifásica con diodos

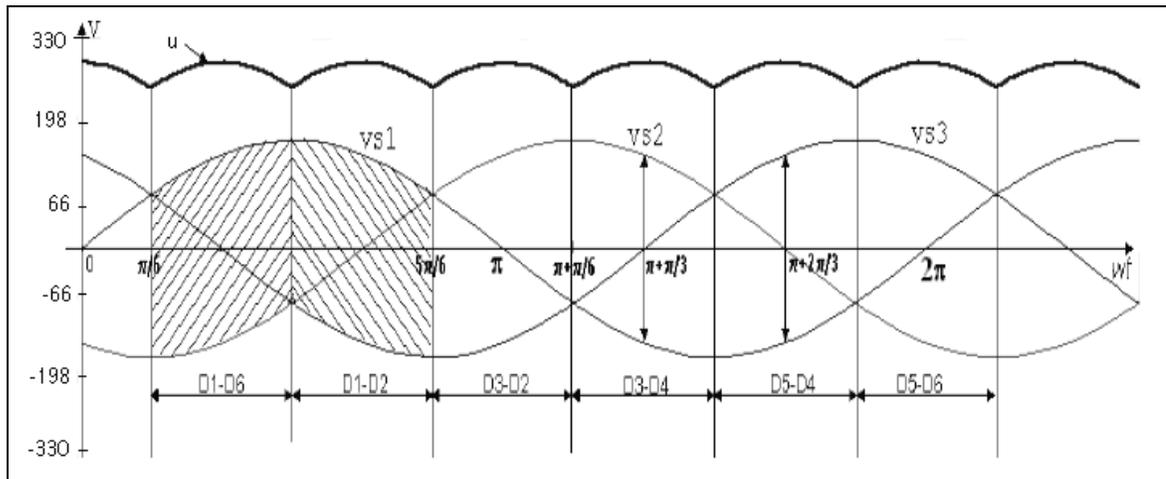
El sistema de tensiones que alimenta al rectificador y dado que no se utiliza el centro de estrella, el secundario del transformador puede conectarse también en triángulo.

El puente trifásico requiere 6 diodos, conectados como se muestra en la figura 3.9. La conducción para cualquier instante se produce entre la tensión más alta positiva y la más negativa a través de dos diodos en serie. Los tres diodos D1 D3 y D5 conducen con las cúspides positivas de vs1 vs2 y vs3 respectivamente, mientras que D4 D6 y D2 lo hacen con las negativas de las mismas tensiones.

Cada diodo permanece en conducción  $120^\circ$ , pero cada  $60^\circ$  se produce una conmutación. Así D1 comienza a conducir en  $\pi/6$  y finaliza en  $5\pi/6$  y lo hace con D6 hasta  $\pi/2$  y luego continua con D2.

La tensión rectificada ( $u$ ) que se obtiene en la carga es la compuesta entre dos tensiones simples por vez y en forma secuencial como se muestra en la figura 8 y su pulsación es  $p = 6$ .

Cada devanado del secundario conduce en los dos semiciclos de su tensión de fase, así  $vs1$  conduce con D1 durante  $120^\circ$  del semiciclo positivo y luego con D4 otros  $120^\circ$  del semiciclo negativo. De esta manera los volt-amperes secundarios de cada columna del transformador están compensados y el núcleo no satura.



**Figura 3.10** Tensiones de entrada al rectificador y tensión ( $u$ ) en la carga

### Análisis de las tensiones

Las tres tensiones que alimentan al rectificador se describen mediante las siguientes ecuaciones:

$$vs1 = Vm \sen wt \quad (3.17)$$

$$vs2 = Vm \sen(wt - 2\pi/3) \quad (3.18)$$

$$vs3 = Vm \sen(wt - 4\pi/3) \quad (3.19)$$

El valor medio  $U_{co}$  de la tensión rectificada (u) puede obtenerse integrando una de las 6 pulsaciones de esta tensión, ya que pueden apreciarse 6 áreas idénticas en un período completo (ver figura 3.10) y teniendo en cuenta que (u) es una tensión compuesta resulta:

$$U_{co} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} [Vm \operatorname{sen}(wt) - Vm \operatorname{sen}(wt - 2\pi/3)] dt \quad (3.20)$$

$$U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Vm = 1.654Vm \quad (3.21)$$

El valor eficaz  $U_o$  de (u) es:

$$U_o = \sqrt{\frac{6}{2\pi} * Vm^2 * \int_{\pi/6}^{\pi/2} [\operatorname{sen}(wt) - \operatorname{sen}(wt - 2\pi/3)]^2 dt} \quad (3.22)$$

La resolución de esta ecuación se simplifica, si se tiene en cuenta que:

$$\operatorname{sen}(wt) - \operatorname{sen}(wt - 2\pi/3) = \sqrt{3} \operatorname{sen}(wt + \pi/6), \text{ luego}$$

$$U_o = \sqrt{\frac{6}{2\pi} * (\sqrt{3}Vm)^2 * \int_{\pi/6}^{\pi/2} \operatorname{sen}^2(wt + \pi/6) dt}$$

$$U_o = Vm \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4}} = 1.655Vm \cong U_{co} \quad (3.23)$$

### Análisis de las corrientes

Con carga resistiva pura la corriente rectificada presenta la misma forma de onda que la tensión y estará en fase con ésta, mientras que con cargas RL o RLC resulta prácticamente constante de valor medio  $I_{co}$ . Las expresiones para carga R y RL son:

$$I_{co} = \frac{U_{co}}{R} \quad I_{cd} = \frac{I_{co}}{3} \quad (3.24)$$

$$I_o = \frac{U_o}{R} \cong I_{co} \quad I_{od} = \frac{I_o}{\sqrt{3}} \cong \frac{I_{co}}{\sqrt{3}} \quad (3.25)$$

$$P_{co} = U_{co} * I_{co} \quad P = U_o * I_o \cong P_{co} \quad (3.26)$$

La corriente eficaz en cada devanado secundario resulta:

$$I_{os} = \sqrt{2} * I_{od} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} * I_o \cong \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} * I_{co} \quad (3.27)$$

La potencia aparente del secundario es:

$$S_s = 3V * I_{os} \quad (3.28)$$

El factor de potencia del secundario se muestra en la siguiente ecuación:

$$F_{Ss} = \frac{P_{co}}{S_s} = \frac{U_{co}I_{co}}{3.V.I_{os}} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (3.29)$$

Como cada bobinado del primario trabaja en forma idéntica al respectivo bobinado secundario, el factor de potencia tiene el mismo valor que el secundario:

$$F_{Sp} = \frac{P_{co}}{S_p} = \frac{U_{co} * I_{co}}{3V I_{op}} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (3.30)$$

El factor de potencia en la línea de entrada es:

$$F_{P1} = \frac{P_{co}}{S1} = \frac{U_{co} * I_{co}}{\sqrt{3} V \sqrt{3} I_p} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (3.31)$$

Como puede apreciarse, el transformador es aprovechado al máximo. Esta es la principal ventaja de este rectificador.

Se considera para los cálculos numéricos desarrollados que  $U_{co}=U_o$  e  $I_{co}=I_o=$ constante. Esto se debe a que con un pequeño valor de inductancia de carga. Se logra la condición de  $I_{co}=$ constante, siendo en ocasiones suficiente la propia inductancia de dispersión del transformador, más la que presenta el circuito de carga.

### 3.4.3 Disipadores de calor [7]

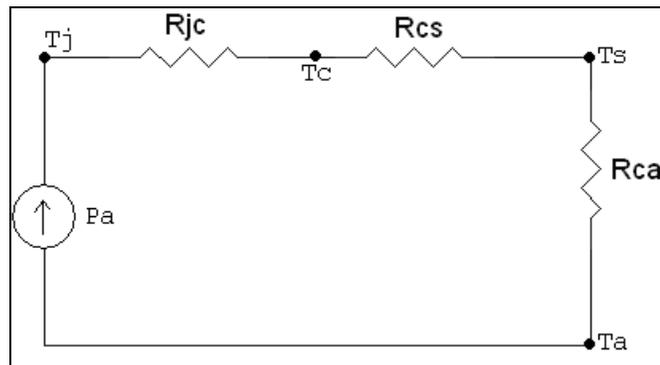
Debido a los procesos de recuperación inversa de los dispositivos de potencia y a las acciones de conmutación en presencia de inductancias, en los circuitos de convertidor ocurren transitorios de tensión. Aun para circuitos bien diseñados, pueden ocurrir situaciones de falta debido a un corto circuito, que resultan en un flujo excesivo de intensidad de corriente eléctrica a través de los dispositivos.

El calor producido por las pérdidas en un dispositivo semiconductor debe disiparse en forma eficaz, a fin de que este opere por debajo de su límite superior de temperatura.

Es necesario por lo tanto asegurar que en ningún momento las condiciones del circuito excedan las especificaciones de los dispositivos de potencia, mediante protecciones de sobretensión, sobrecorriente y sobrecalentamiento.

Debido a las pérdidas por operación y por conmutación, dentro del dispositivo de potencia se genera calor. Este calor debe transferirse del dispositivo a un medio más frío, a fin de mantener la temperatura de operación de la unión dentro del rango especificado. Aunque esta transferencia de calor puede llevarse a cabo mediante conducción, convección o radiación, ya sea natural o de aire forzado, en las aplicaciones industriales es común utilizar el enfriamiento por convección.

El calor debe fluir lejos del dispositivo hacia la carcasa y de ahí hacia el disipador de calor en el medio enfriador. Si  $P_A$  es la pérdida de potencia promedio del dispositivo, el análogo eléctrico de un dispositivo, que está montado en un disipador de calor, como se muestra en la figura 3.11.



**Figura 3.11** Análogo eléctrico de la transferencia de calor

La temperatura de unión de un dispositivo  $T_j$  está dado por la siguiente relación.

$$T_j = P_a(R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) \quad (3.32)$$

donde

- $R_{jc}$  = Resistencia térmica de la unión a la carcasa,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}^7$ .
- $R_{cs}$  = Resistencia térmica de la carcaza y el disipador,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .
- $R_{sa}$  = Resistencia térmica del disipador al ambiente,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .
- $T_a$  = Temperatura ambiente,  $^{\circ}\text{C}$ .

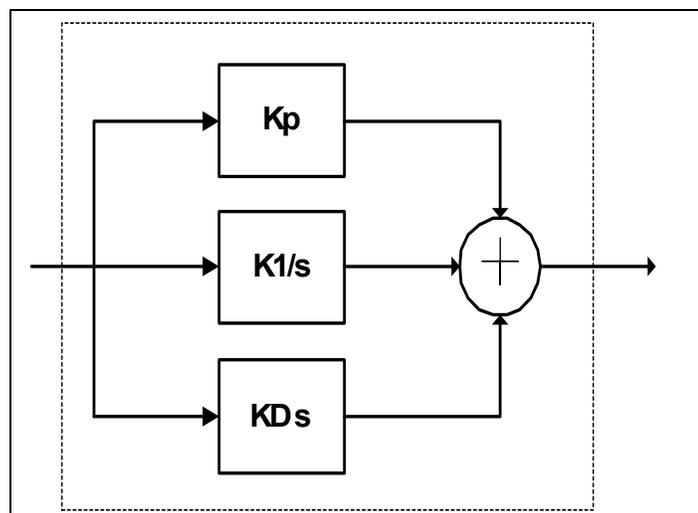
$R_{cj}$  y  $R_{cs}$  quedan por lo general especificados por los fabricantes del dispositivo de potencia. Una vez que se conoce la pérdida de potencia del dispositivo,  $P_a$ , se puede calcular la resistencia térmica requerida del disipador de calor, en relación con la temperatura ambiente conocida,  $T_a$ . El siguiente paso es seleccionar el disipador de calor de una dimensión que cumpla con el requisito de la resistencia térmica.

#### 3.4.4 Regulador PID [8]

El regulador PID (Proporcional Integral Derivativo), tiene una función de transferencia dada por:

$$PID = K(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \quad (3.33)$$

la cual es la suma de tres términos como se muestra en el esquema a continuación.



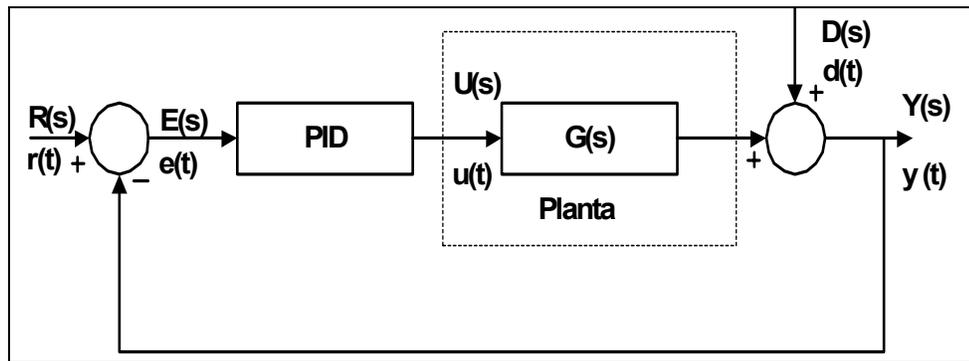
**Figura 3.12** Esquema del regulador PID

---

<sup>7</sup>  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  significa grados centígrados entre disipación de potencia en watts.

Su funcionamiento se puede explicar en el dominio del tiempo como la suma de tres acciones de control. Como se muestra en la figura 3.13, la acción del regulador PID hará que sobre la planta actúe una señal  $u(t)$  compuesta por:

- Una señal proporcional al error.
- Una señal proporcional a la integral del error.
- Una señal proporcional a la derivada del error.



**Figura 3.13** Sistema de control con regulador PID

Como se muestra en la ecuación 3.34.

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.34)$$

En la tabla 3.1 se muestra la función de transferencia teórica y práctica de los diferentes casos del regulador PID.

**Tabla 3.1** Diferentes casos del regulador PID

Regulador	Función de transferencia teórica	Función de transferencia práctica
P	$K_p(s) = K_p$	$K_p(s) = K_p$
I	$K_I(s) = \frac{K_I}{s}$	$K_I(s) = \frac{K_I}{s}$
PI	$K_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$	$K_{PI}(s) = K_p * \frac{(s + \frac{K_I}{K_p})}{s}$
PD	$K_{PD}(s) = K_p + K_D s$	$K_{PD}(s) = K_D \frac{\left(s + \frac{K_p}{K_D}\right)}{(s + P_D)}$
PID	$PID = K(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s$	$K_{PID}(s) = K \frac{(s + z_1)(s + z_0)}{s(s + p_0)}$

El regulador I coloca un polo en el origen, aumentando en 1 el tipo del sistema y haciendo que efectivamente el error de estado estacionario sea cero para ciertos tipos de entradas y disminuyendo el error para las entradas de orden superior en el tiempo. Tiene la desventaja que desmejora la respuesta en el tiempo haciéndola más lenta.

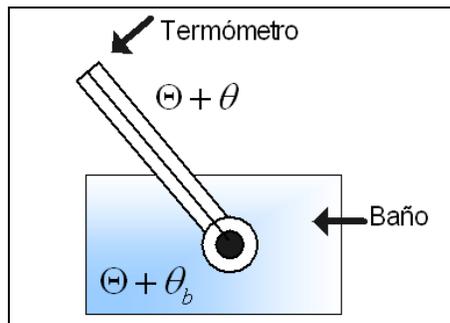
El regulador PI añade un polo en  $s=0$  y un cero en  $s= -K_I/K_p$ , siendo un caso particular de un compensador de atraso, con el polo exactamente en el origen. Tiene la ventaja que el cero se puede colocar adecuadamente para mejorar el tiempo de respuesta del sistema.

El regulador PD real, agrega un cero en el punto  $s = -K_I/K_D$ , debe implementarse con un polo parásito  $s = -p_0$ , el cual se coloca a la izquierda del cero y bien alejado del origen.

El regulador PID en la práctica debe implementarse con un polo parásito en  $s = -p_0$ . Este regulador agrega entonces dos ceros y dos polos, con uno de estos exactamente en el origen, aumentando el tipo de sistema.

### 3.4.5 Elaboración de un modelo matemático de un sistema térmico[5]

Considerando un sistema térmico sencillo como el que se muestra en la figura 3.14. Suponiendo que el termómetro está a una temperatura uniforme  $\Theta$  K (temperatura ambiente) y que en  $t=0$  se sumerge en un baño a una temperatura  $\Theta + \theta_b$  K, donde  $\theta_b$  es la nueva temperatura que puede ser constante o cambiante, y es medida sobre la temperatura  $\Theta$ .



**Figura 3.14** Sistema de termómetro de mercurio de pared de vidrio

Los sistemas térmicos como el que se presenta en el ejemplo se pueden describir en términos de resistencia y la capacitancia. Sin embargo, a diferencia de los sistemas mecánicos, eléctricos, estos sistemas no tienen inercia ni inertancia. Este sistema de termómetro se puede caracterizar en términos de la resistencia térmica  $R$  que se opone al flujo de calor y la capacitancia  $C$  que almacena calor.

La resistencia  $R$  a la transferencia de calor por conducción o convección es el cambio en la diferencia de temperatura (K) necesario para causar un cambio unitario en la razón de flujo de calor (J/s), esto es,

$$\text{Resistencia } R = \frac{\text{cambio en la diferencia de temperatura}}{\text{cambio en la razón de flujo de calor}} = \frac{K}{J/s} \quad (3.35)$$

La capacitancia térmica  $C$  se define como el cambio en la cantidad de calor (J) necesario para hacer un cambio unitario en la temperatura (K).

$$\text{Capacitancia } C = \frac{\text{cambio en la cantidad de calor}}{\text{cambio en la temperatura}} = \frac{K}{J} \quad (3.36)$$

La capacitancia térmica  $C$  es el producto del calor específico y la masa del material. El calor que entra al termómetro durante  $dt$  segundos es  $q dt$ , donde  $q$  es la razón de flujo de calor hacia el termómetro. Este calor se almacena en la capacitancia térmica  $C$  del termómetro, elevando de este modo su temperatura en  $d\theta$ . Así que la ecuación de balance es

$$C d\theta = q dt \quad (3.37)$$

La resistencia térmica puede escribirse como:

$$R = \frac{d(\Delta\theta)}{dq} = \frac{\Delta\theta}{q} \quad (3.38)$$

La razón de flujo de calor  $q$  puede darse, en términos de la resistencia térmica  $R$ , como

$$q = \frac{(\Theta + \theta_b) - (\Theta + \theta)}{R} = \frac{\theta_b - \theta}{R} \quad (3.39)$$

donde  $\Theta + \theta_b$  es la temperatura del baño

$\Theta + \theta$  es la temperatura del termómetro

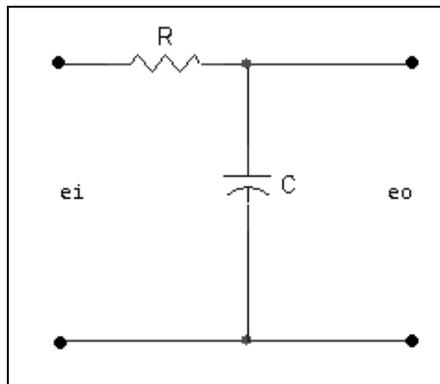
Por lo que la ecuación 3.37 se puede escribir como:

$$C \frac{d\theta}{dt} = \frac{\theta_b - \theta}{R} \quad (3.40)$$

$$RC \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_b \quad (3.41)$$

Este es un modelo matemático del sistema de termómetro. Este sistema es análogo al sistema eléctrico mostrado en la figura 3.15, cuyo modelo matemático es

$$RC \frac{de_o}{dt} + e_o = e_i \quad (3.42)$$



**Figura 3.15** Sistema eléctrico análogo al sistema de la figura 3.14

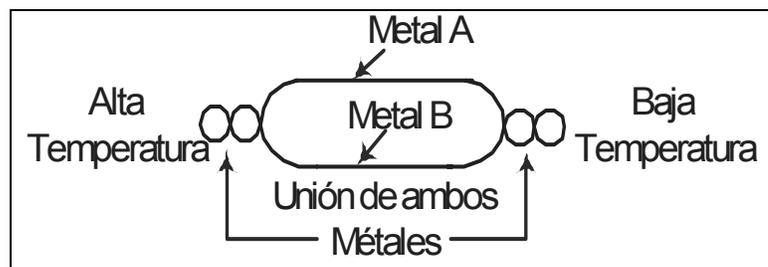
Al comparar los modelos matemáticos de los sistemas eléctricos y los térmicos. La analogía es evidente, lo que hace que los sistemas sean análogos. La tabla 3.2 muestra las analogías correspondientes.

**Tabla 3.2** Analogía eléctrico-térmica

<b>Sistemas eléctricos</b>		<b>Sistemas térmicos</b>	
Tensión $e$	V	Temperatura $\theta$	K
Corriente $i$	A	Razón de flujo de calor $q$	J/s
Carga $q$	C	Calor $h$	J
Resistencia $R$	$\Omega$	Resistencia térmica $R$	Ks/J
Capacitancia $C$	F	Capacitancia térmica $C$	J/K

### 3.4.6 Termocuplas [4]

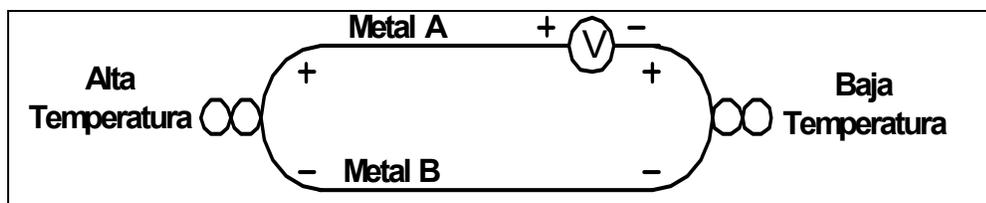
Una termocupla es un par de conductores metálicos distintos unidos entre sí formando un lazo cerrado completo como se muestra en la figura 3.16. Los conductores tienen dos puntos de unión uno a cada extremo del lazo, una se denomina unión caliente, la que está sometida a una temperatura alta y la otra, la unión fría, está sometida a una temperatura baja. Cuando se hace esto, se crea una pequeña diferencia de potencial en el lazo. Esta tensión es proporcional a la diferencia entre a la temperatura de las dos uniones.



**Figura 3.16** Termocupla básica

Lo que sucede en el lazo de una termocupla es que se produce una pequeña tensión en cada unión de los metales distintos, debido a un fenómeno no muy claro denominado el efecto Seebeck. Entre mayor sea la temperatura de la unión, mayor es la tensión producida por la unión. Además la relación entre la tensión y la temperatura es aproximadamente lineal, es decir, un aumento en la temperatura genera un incremento en la tensión dada.

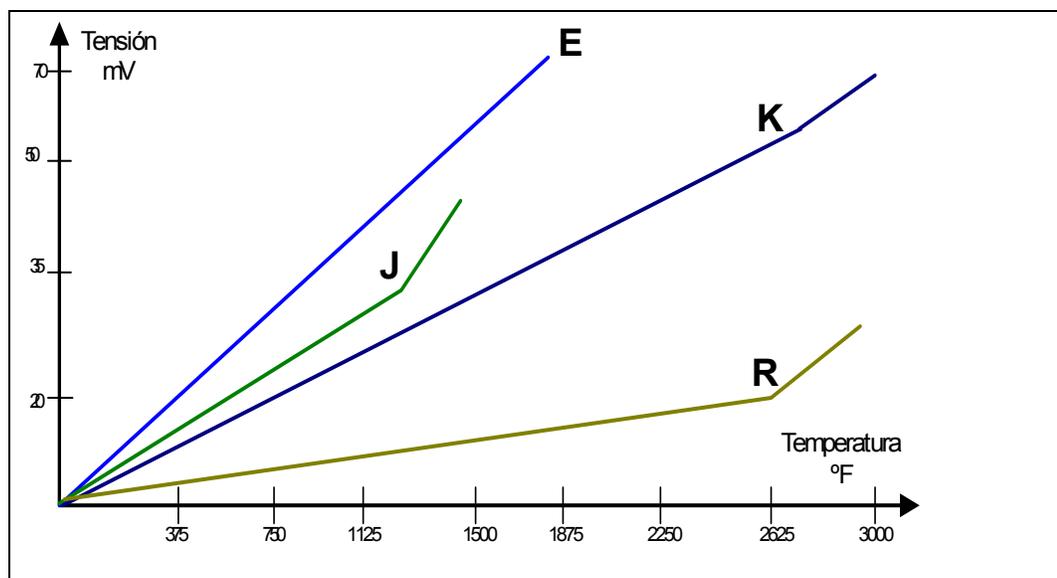
La constante de proporcionalidad entre la tensión y la temperatura depende del par de metales que formen la termocupla. Dado que una termocupla tiene dos uniones se producen dos tensiones. Estas tensiones se oponen entre sí en el lazo como se muestra en la figura 3.17.



**Figura 3.17** Medición de la diferencia de potencial

La tensión neta disponible para manejar una intensidad de corriente eléctrica a través de la resistencia del lazo es la diferencia entre las dos tensiones individuales de las uniones, las cuales dependen de la diferencia entre las temperaturas de las uniones.

Para medir la diferencia de temperatura, solamente es necesario abrir el lazo de la termocupla en un punto conveniente (algún punto frío) e insertar un voltímetro sensible dado que la tensión producida por una termocupla está en el rango de los milivoltios. La lectura de la tensión puede convertirse en una medida de temperatura refiriéndose a tablas o gráficos estándar que relacionan estas dos variables.



**Figura 3.18** Curvas de tensión contra temperatura para termocuplas E, J, K y R<sup>8</sup>

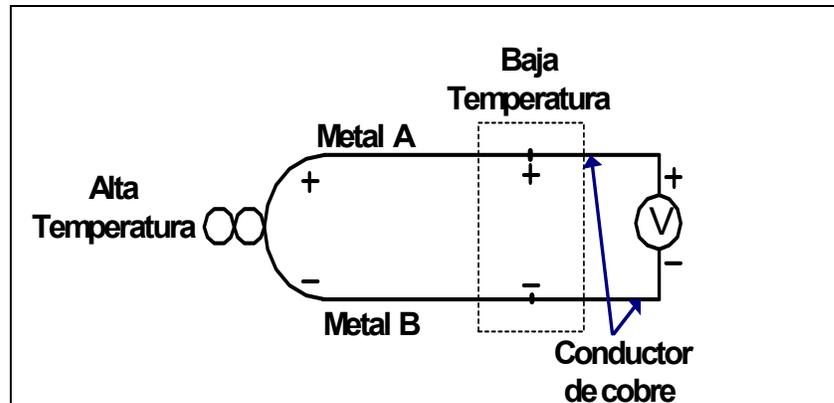
En la figura 3.18 se muestran las curvas de tensión contra diferencia de temperatura para diferentes Termocuplas industriales.

Para evitar el problema de identificar termocuplas por el nombre de fabricante, se ha adoptado un código de una letra para los tipos de termocuplas. De este modo, por ejemplo las termocuplas tipo J tienen la respuesta que se muestra en la figura 3.18 sin importar el fabricante.

---

<sup>8</sup> Termocuplas tipo E: Chromel Constantan, J: Hierro Constantan, K: Chromel Alumel, R: 87% de platino y 13% Radio, Platino Puro. Las palabras Chromel Constantan y Alumel son nombres de fabrica propiedad de diferentes fabricantes de conductores de Termocuplas.

Cuando se inserta un voltímetro en el lazo de la termocupla, generalmente es más conveniente insertarlo como se muestra en la figura 3.19.



**Figura 3.19** Termocupla sin unión fría entre el metal A y el metal B

En esta figura el metal A y el metal B de hecho no se tocan uno con otro en el punto de la unión fría. En lugar de esto, ambos metales están en contacto con conductores estándar de cobre, son estos conectores los que se conectan con el voltímetro sensible. La tensión neta del lazo permanece invariable dado que ahora hay dos uniones frías, una entre el metal A y el cobre y la otra entre el metal B y el cobre. La suma de las dos tensiones de unión producidas por estas uniones frías es igual a la tensión que se produciría por la una sola unión fría entre el metal A y el metal B. Desde luego las dos uniones frías deben permanecer y mantenerse a la misma temperatura. Los conductores de cobre y las terminales están siempre dentro de alguna envoltura la cual está aislada térmicamente del proceso que se está midiendo, y que está sometida a la misma temperatura a la cual estaría sometida la unión simple, es decir la temperatura ambiente en la localidad industrial.

## **Capítulo 4: Procedimiento metodológico**

En este capítulo se describen las principales etapas del método de diseño en ingeniería llevadas a cabo para llegar a la solución del problema.

### **4.1 Reconocimiento y definición del problema**

Para el reconocimiento del problema se estuvo dos semanas en la planta de la empresa WAI-Semicon, con la supervisión de mi asesor, el ingeniero Adolfo Cortés.

Dentro de las actividades que tuvieron lugar en esas dos semanas están:

- Entrevista con el técnico encargado de la máquina.
- Entrevista con la última persona que modificó la máquina, el ingeniero Ronald Mungía, el cual no pudo aportar información.
- Se realizaron esquemas de las partes que componen la máquina ya que no existen planos eléctricos.
- Se observó como el técnico realizaba pruebas en la máquina para familiarizarse con el funcionamiento de la misma.
- Se realizaron mediciones de temperatura para obtener los gráficos de los ciclos de temperatura de un rectificador trifásico mediante un datalogger<sup>9</sup>.
- Se realizaron mediciones de corriente y de voltajes de entrada y salida del rectificador mediante un osciloscopio digital.
- Se realizaron búsquedas en internet sobre el tema y no se obtuvo información relevante.
- Se obtuvo información sobre parte de los diodos que componen un rectificador trifásico.

---

<sup>9</sup> Datalogger: Software Simple Logger del Datalogger AEMC L620.

- Como nota aparte, pero no menos importante se conoció parte del personal que trabaja en la planta.

## **4.2 Obtención y análisis de la información**

Toda la información que se ha obtenido hasta el momento, ha sido recolectada mediante equipo de medición de la empresa, ya que en la internet no existe información acerca del tema y las únicas fuentes posibles serían otras empresas que fabriquen rectificadores, las cuales por razones obvias no brindarían información a una empresa que es competencia.

Todas las evaluaciones sobre la información adquirida han sido basadas en conocimientos obtenidos durante la formación como futuro ingeniero. Han sido aplicados conceptos sobre corriente alterna, diodos semiconductores, control automático, electrónica de potencia, programación de bajo y alto nivel, etc. El material bibliográfico que respalda el proyecto han sido obtenidos en la empresa.

## **4.3 Evaluación de alternativas y síntesis de la solución**

Para definir la validez de la solución se utilizaron criterios basados en la capacidad de entradas y salidas del sistema, ya que se necesitan como mínimo 7 entradas analógicas.

Parte de los criterios de escogencia de la solución es el desempeño de la misma, las opciones de escalabilidad que se tienen, es decir poder ampliar el sistema si fuera necesario sin tener que hacer muchos cambios.

Más que todo es la robustez que se busca la que define prácticamente una solución, ya que el sistema a utilizar es más eficiente que las otras posibles soluciones.

#### **4.4 Implementación de la solución**

Para poder implementar la solución se deben seguir una serie de pasos, dentro de ellos los más sobresalientes son los expuestos en los objetivos específicos, es decir, una vez cumplidos todos los objetivos se debe de cumplir el objetivo principal y por ende cumplir con la meta del proyecto.

Para evaluar la propuesta de solución se pueden hacer simulaciones pero estas no contemplan todo el sistema, sino solamente una parte, que es sobre la cual se tienen más conocimientos como es el rectificador trifásico.

Una vez implementada la solución esta se puede evaluar a si misma, ya que con los datos que son adquiridos se pueden generar gráficos que describan el funcionamiento del sistema a la perfección, además se utilizarán modelos matemáticos para calcular constantes y para sintonizar los PID.

#### **4.5 Reevaluación y diseño**

Como el sistema por desarrollar genera datos, las posibles opciones de mejora son definir los tiempos más críticos en la duración de la prueba, de tal forma que este tiempo se pueda relacionar directamente con la vida útil de la pieza.

Además se podrían cambiar las formas de las curvas generadas una vez que exista un documento que normalice la prueba.

El sistema debe ser evaluado por los operarios que normalmente realizan la prueba para que puedan encontrar deficiencias y con esto mejorar posibles fallas que no han sido contempladas en el sistema, con esto se tiene la posibilidad de una mejora continua adecuada a las necesidades de la empresa.

## Capítulo 5: Descripción detallada de la solución

En este capítulo se describe de forma detallada la solución del problema tanto a nivel de *hardware* como de *software*. Se incluye una descripción detallada de cada etapa desarrollada así como los aspectos de diseño más relevantes de cada función.

### 5.1 Análisis de soluciones y selección final

La solución general del problema puede centralizarse en la implementación de las siguientes etapas:

- Programa principal de alto nivel desarrollado en la computadora principal.
- Controlador del sistema.
- *Hardware* de control.
- *Hardware* de adquisición de datos.
- Sistema: pieza bajo prueba y *hardware* de potencia.
- Base de datos.
- Usuario(datos de entrada).

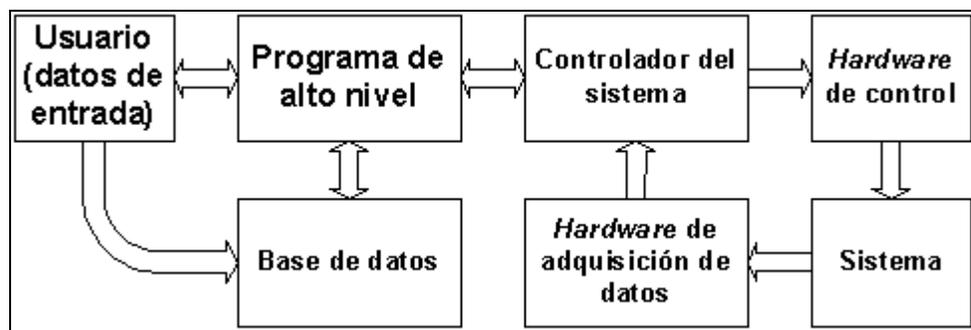


Figura 5.1 Diagrama de bloques de la solución

Para poder facilitar la ejecución de la prueba se debe reducir al mínimo los datos que se necesitan para empezar con la misma. Dentro de estos datos de entrada se necesita el tipo de parte, la duración del ciclo (*Dwell Time*), corriente de prueba y por último las temperaturas máximas y mínimas de la prueba. Estos datos son ingresados por el usuario que realiza la prueba.

Para cumplir con lo anterior se utilizará el lenguaje de programación *Microsoft Visual Basic* 6.0, para realizar una aplicación que se comunice con el controlador del sistema y le de las instrucciones para la prueba. El controlador del sistema enviará los datos obtenidos para ser guardados en un archivo tipo csv<sup>10</sup> en la computadora principal.

Cada archivo generado a la hora de realizar una prueba, se guarda en una carpeta. Los archivos generados se identifican por medio de una codificación compuesta por:

- Número de parte: Código utilizado por la empresa WAI-Semicon, para diferenciar los diferentes productos, puede tener desde 4 dígitos hasta 8 dígitos. Estos dígitos pueden ser letras y números.
- Fecha: Correspondiente al día, mes y año del inicio de la prueba.

El conjunto de todos los archivos generados forman la base de datos del sistema. Esto a la vez permite obtener más información sobre la prueba, lo cual conlleva a un aprendizaje de la misma, basado en datos reales con piezas reales, además con esto se registran las pruebas realizadas. Otro aspecto importante es que los datos generales de las condiciones en las que se realiza la prueba son registrados en el archivo, como son los datos de corriente máxima de la prueba y las temperaturas máximas y mínimas.

---

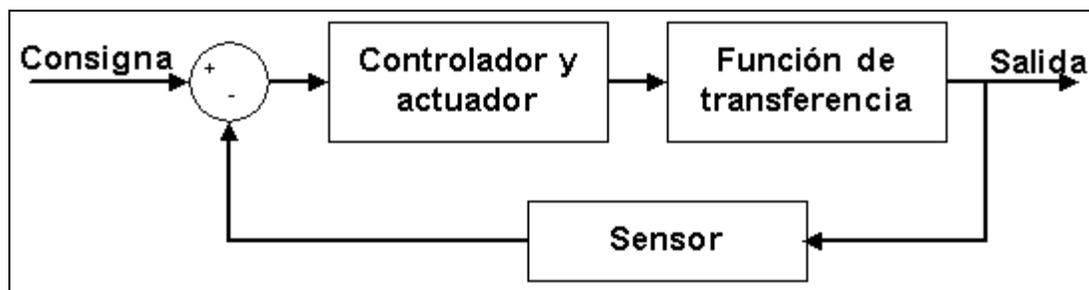
<sup>10</sup> csv del inglés comma separated values.

El programa permite la variación de parámetros de la prueba, tanto el tipo de pieza como el rango de temperatura dentro del cual se efectuará la misma. Es importante definir que dentro de este rango existen limitaciones ya que la pieza tiene una temperatura límite de trabajo, y existe una temperatura ambiente además del calor generado que van a impedir llegar a temperaturas extremadamente bajas por medio de un ventilador.

Un punto muy importante es que para comunicar a la PC<sup>11</sup> con el sistema de control se utilizará el puerto serie ya que de uso común y además los sistemas de control digital tienen la capacidad de utilizarlo.

Para poder establecer la corriente y la temperatura constante se debe utilizar los conceptos de control automático. Este control se llevará a cabo mediante una etapa de *software* implementada en el sistema de control y una etapa de *hardware* de control.

Se deberán controlar dos lazos, uno para la corriente y otro para la temperatura, esto se ilustra en la siguiente figura.



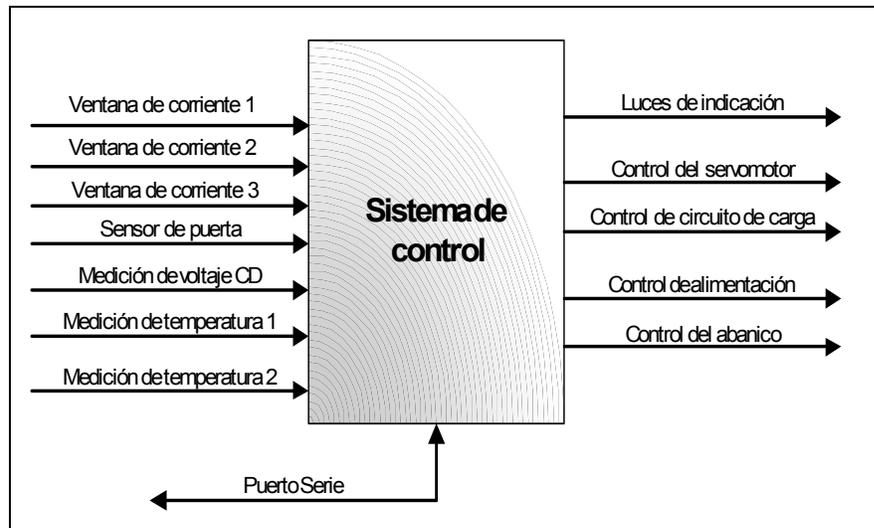
**Figura 5.2** Lazo de control automático

Para cada uno de los lazos existe una función de transferencia, que relaciona la entrada con la salida, para obtener la corriente constante se utiliza el valor de la tensión de entrada, la cual es directamente proporcional a la corriente ya que la carga es una resistencia. El actuador en este lazo es un servomotor que se encarga de corregir la variación en la alimentación para obtener tres fases de la misma amplitud en la entrada del rectificador.

---

<sup>11</sup> PC del inglés personal computer.

El otro lazo es para tener una temperatura constante en el encapsulado del rectificador, esta temperatura está relacionada con la corriente que pasa por el mismo y que fluye hacia la carga, la cual es medida en dos partes del encapsulado, por lo que siempre se toma la mayor de ambas. En este caso el actuador es un ventilador que se encarga de inyectar aire dentro de un túnel para que enfríe la pieza si la temperatura aumenta más que la consigna.

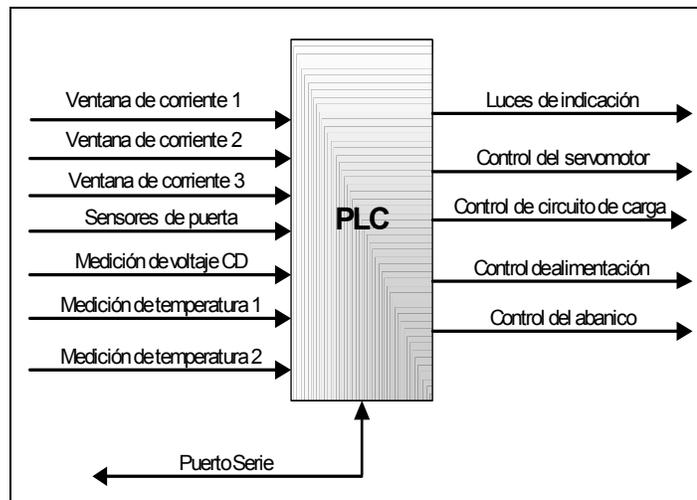


**Figura 5.3** Entradas y salidas del sistema

En la figura 5.3 se muestran las entradas y salidas del sistema de control. Para poder automatizar la aplicación, es necesario un sistema de control cuya función será la de manejar todo el sistema además de enviar datos a la PC para poder guardar las mediciones tomadas como se muestra en la figura 5.3, en esta parte es donde la solución puede variar por lo que de aquí en adelante se mostraran las opciones y se expondrá las ventajas y desventajas de cada una de las opciones.

### 5.1.1 Solución 1 basada en un PLC

Para implementar las funciones necesarias para desarrollar la etapa de control del sistema se puede utilizar un PLC.



**Figura 5.4** Entradas y salidas del sistema usando un PLC

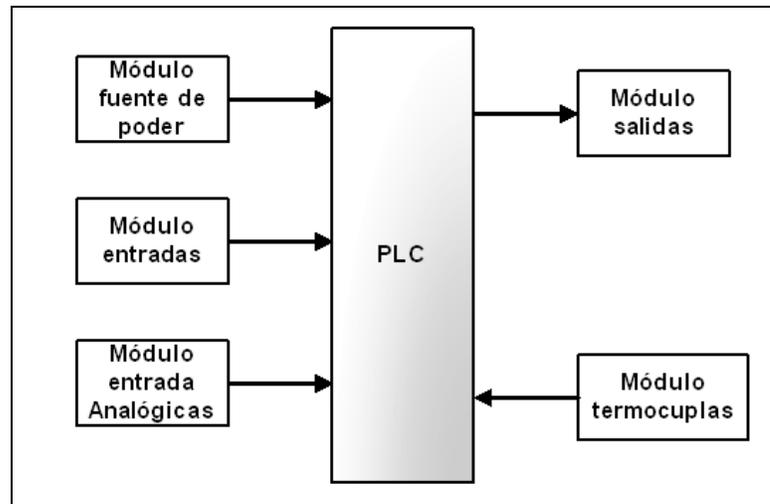
Los PLCs son dispositivos de estado sólido diseñados para realizar funciones lógicas y reemplazar satisfactoriamente a los relés electromecánicos. Básicamente los PLCs están ensamblados con un conjunto de elementos digitales que son capaces de tomar decisiones dependiendo de ciertos valores de entrada. Son usados para el control y la operación de procesos de manufactura en equipos y maquinaria.

El PLC debe tener las siguientes características para realizar las funciones necesarias:

- Mínimo de 8 entradas binarias.
- Mínimo de 18 salidas binarias.
- Módulo para medición de temperatura por medio de termocuplas tipo K.
- Módulo de comunicación serie.
- Módulo de adquisición de datos analógicos.
- Módulo de Modulación de ancho de pulso (PWM<sup>12</sup>).
- Fuente de alimentación de 24 VDC.

---

<sup>12</sup> PWM del inglés Pulse Width Modulation.



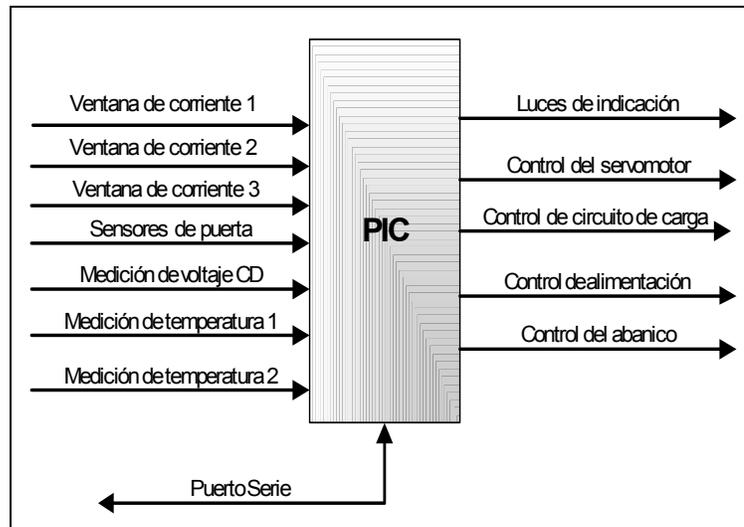
**Figura 5.5** Diagrama de bloques módulos PLC

Entre las principales funciones que debe realizar el PLC están las siguientes:

- Medir la tensión de salida CD del rectificador.
- Medir valores de temperatura en los disipadores del rectificador.
- Comunicarse vía puerto serie con la PC.
- Controlar las señales de salida dependiendo de los valores de entrada del sistema. Además este tipo de componente permite la programación de lazos de control automático, mediante la utilización de un PID, cuyas funciones vienen implementadas ya dentro del mismo.

### 5.1.2 Solución 2 basada en un microcontrolador

El control del sistema actualmente está basado en un PLC, por lo que todo el *hardware* está en función de este, esto implica el manejo de señales binarias y algunas analógicas, por esta razón se podría utilizar un microcontrolador que se encargue de manejar el sistema.



**Figura 5.6** Entradas y salidas del sistema usando un PIC

Requerimientos del microcontrolador:

- Mínimo de 1 convertidor analógico a digital a la entrada.
- Mínimo de 2 moduladores de ancho de pulso.
- Puerto serie para la comunicación con la PC.
- Puerto SPI<sup>13</sup> para medición de valores de temperatura.
- Mínimo de 8 entradas binarias.
- Mínimo de 18 salidas binarias.
- Fuente de alimentación de 5 V.

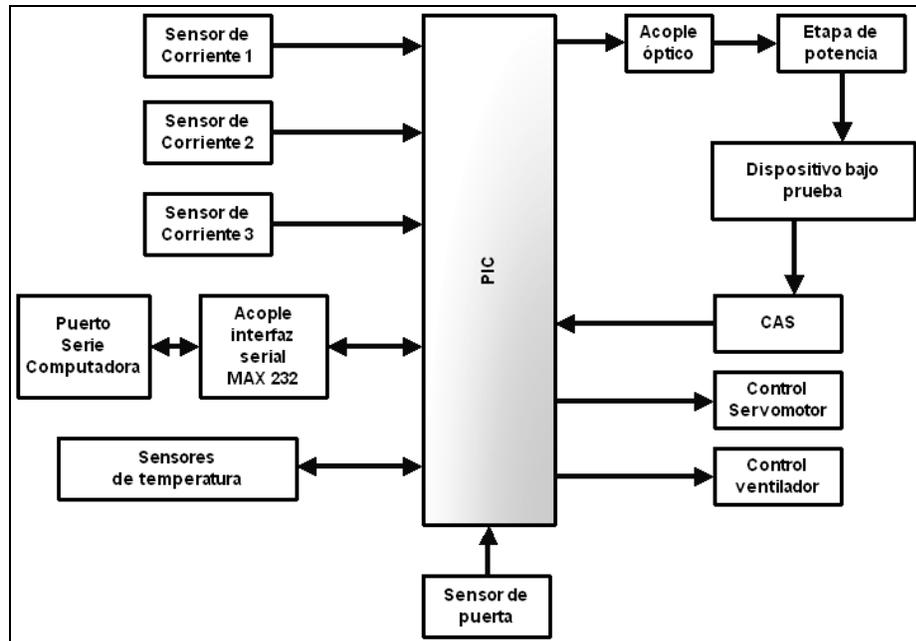
El uso de un microcontrolador tiene la ventaja de que es una solución muy económica como versátil. Este dispositivo no requiere la adquisición de módulos específicos extras para realizar la mayor parte de las funciones necesarias.

Un aspecto importante de mencionar es que se necesita implementar una etapa de aislamiento eléctrico entre el microcontrolador y la etapa de potencia del sistema. Esto para proteger al microcontrolador de altos valores de corriente.

---

<sup>13</sup> SPI del inglés Serial Peripheral Interface.

Aún con esta particularidad de incluir una etapa de aislamiento se considera económicamente viable.



**Figura 5.7** Diagrama de bloques sistema de control con PIC

Como muestra la figura 5.7, los sensores de temperatura (termocuplas tipo K), pueden ser leídas por medio del microcontrolador utilizando el puerto SPI. Este puerto es un registro de 8 bits, con una tasa de transferencia máxima de 5Mbps<sup>14</sup>( con un cristal de 20MHz).

La comunicación serie utilizando un microcontrolador puede realizarse a una tasa máxima de 312.500 Kbaudios y una tasa mínima de 0.300 Kbaudios, lo que permite que la velocidad de transferencia no sea un problema para tener una comunicación eficiente.

El microcontrolador posee 2 PWM que trabajan con 10 bits de resolución con periodos de tiempos programables que depende del cristal. Con la utilización de esta función se puede controlar el ventilador que regula la temperatura de los disipadores.

<sup>14</sup> Mbps del inglés Mega Bit Per Second.

Con las entradas analógicas digitales del PIC se permite leer el valor de tensión proveniente del CAS<sup>15</sup> y así el sistema puede leer el dato de tensión de la salida del rectificador.

### 5.1.3 Selección de la solución final

Para poder seleccionar cual de las soluciones se adapta mejor a los requerimientos de la solución y en general a los restricciones establecidas por la empresa se realiza una comparación de las características generales de cada dispositivo.

**Tabla 5.1** Comparación de las posibles soluciones

Característica	Microcontrolador PIC16F877 <sup>16</sup>	PLC CJ1M-CPU12 <sup>17</sup>
# de entradas analógicas	5	8
# de moduladores de ancho de pulso	2	0
Funciones para utilizar un PID	No	Si
Puerto serie	1	Se le puede agregar
Puerto SPI / Modulo para TC	1	Si
Compatibilidad con el <i>hardware</i> actual	No con todo	Si
Costo de todo el sistema de control	\$200	\$4128.51

De las características expuestas en los apartados anteriores y tomando como referencia la tabla 5., se seleccionó el microcontrolador como la solución económicamente más rentable para la empresa.

Partiendo del hecho que las mejoras que se implementan con el desarrollo de este sistema son a nivel de prototipo de prueba, se necesita una solución que cumpla con las especificaciones pero que se pueda respaldar económicamente. Con la utilización del PLC CJ1M-CPU12 se tienen que adquirir los siguientes módulos extras:

- Módulo fuente de poder.
- Módulo de entradas.

---

<sup>15</sup> CAS: Circuito Acondicionador de Señal.

<sup>16</sup> Se utiliza este tipo de microcontroladores ya que la empresa ya posee las licencias para programación y los programadores.

<sup>17</sup> La comparación se realiza con el PLC CJ1M debido a que este es de la marca que se utiliza en la empresa, este suplidor es el único autorizado por la gerencia.

- Módulo de salidas.
- Módulo para termocuplas.
- Módulo de entradas analógicas.

Esto muestra que utilizando un PLC y la adquisición de estos módulos sobrepasa en gran medida las capacidades económicas del presupuesto del proyecto.

El microcontrolador es un dispositivo familiar ya en algunos equipos de la empresa y ha dado excelentes resultados por esto se selecciona como la herramienta que se adapta no solo a las parte económica del proyecto, sino a cada una de las etapas funcionales del mismo.

## **5.2 Descripción del *hardware***

A continuación se detallan las características generales de cada una de las etapas implementadas para solucionar el problema. Los aspectos de *hardware* que se detallan son los siguientes:

- Acondicionamiento de la señal de tensión de salida del rectificador.
- Etapa de medición de temperatura.
- Etapa de lazo de histéresis de corriente.
- Etapa de potencia.
- Etapa de comunicación serie.
- Etapa de control de transformadores variables.
- Conexión final del microcontrolador.

### **5.2.1 Acondicionamiento de la señal de tensión de salida del rectificador**

Para poder medir el valor de corriente de la salida del rectificador bajo prueba, se utiliza una resistencia en serie, con una caída de potencial máxima de 50 mV a una corriente de 200 A.

El valor de tensión en esta resistencia es proporcional a la corriente de salida, por lo que al medir la diferencia de potencial se obtiene de forma indirecta el valor de la corriente actual. Las especificaciones para realizar esta etapa son las siguientes:

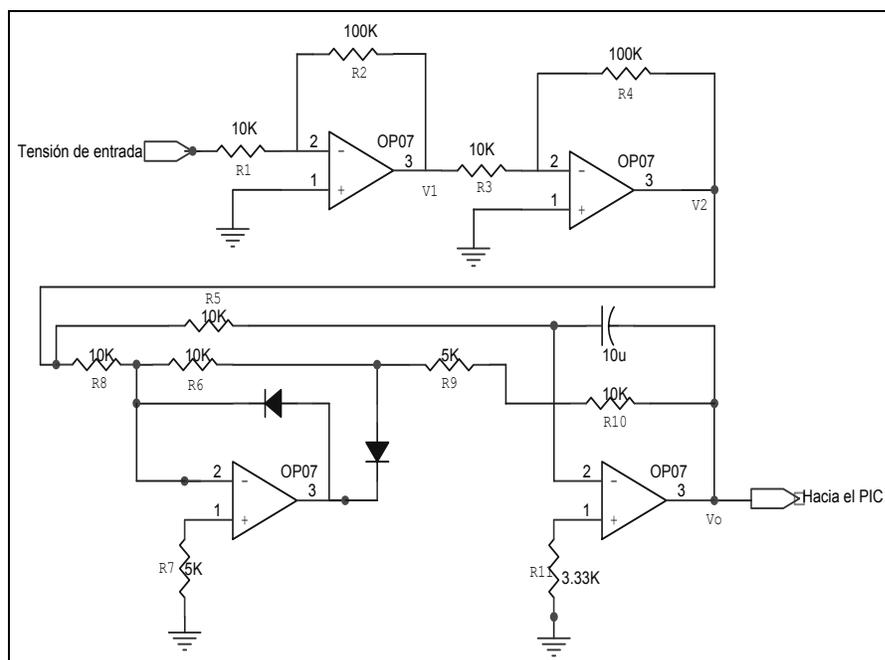
**Entrada:** Señal de tensión rectificadora medida en una resistencia, de 0 a 50 mV. Tensiones de alimentación positiva y negativa de 15 V para los amplificadores operacionales.

**Salida:** Valor de tensión RMS<sup>18</sup> proporcional a la tensión de entrada, con valores de 0 a 5 V.

**Objetivo:** Medir la corriente del rectificador en forma indirecta.

**Especificación:** El circuito acondicionador de señal debe medir una tensión de entrada mínima de 0mV y máxima de 50 mV.

**Diseño:** El CAS se desarrolló utilizando el amplificador operacional OP07 de *Analog Devices*. Este integrado se alimenta con  $\pm 15V$ .



**Figura 5.8** Circuito acondicionador de señal

<sup>18</sup> RMS del inglés Root Mean Square.

El CAS esta compuesto por 3 etapas como se muestra en la figura 5.8. Las primeras dos etapas consisten en amplificadores inversores con ganancia de 10 cada uno.

$$V2 = Tensión\ de\ entrada * \frac{R2}{R1} * \frac{R4}{R3} \quad (5.1)$$

La tercera etapa es un circuito MAV<sup>19</sup>, cuya función es obtener el valor medio absoluto de una tensión, es decir elimina el rizado de la tensión de salida del rectificador.

$$Vo = MAV \left[ Tensión\ de\ entrada * \frac{R2}{R1} * \frac{R4}{R3} \right] \quad (5.2)$$

### 5.2.2 Etapa de medición de temperatura

Para medir la temperatura de los dos disipadores de calor es necesario utilizar un dispositivo, al cual se le pueda conectar una termocupla tipo K, para este fin se utiliza el circuito integrado MAX6675.

**Entrada:** Señal de temperatura que oscila entre los 25 °C y los 200 °C.

**Salida:** Señal digital de 12 bits serie, con un valor máximo de 1023.75 °C.

**Objetivo:** Medir la temperatura de los disipadores de calor.

**Especificación:** Medir valores de temperatura entre los 25 °C y los 200 °C.

**Diseño:** Para medir la temperatura se utiliza el MAX6675, el cual se comunica con el microcontrolador por medio del puerto SPI. La señal digital contiene dos *bytes*<sup>20</sup> los cuales contienen señales de información así como la lectura del valor de la temperatura en 12 bits, como se muestra en la tabla 5.2.

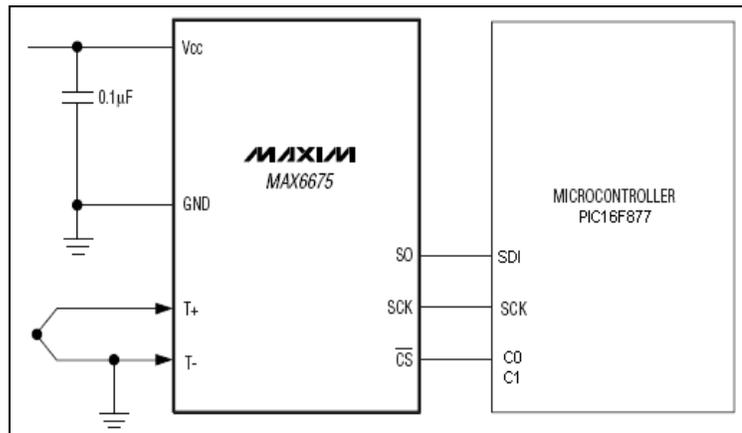
**Tabla 5.2** Salida del MAX6675

Bit	Bit signo No importa	12 bits Lectura de temperatura											Entrada Termocupla	Identificación Dispositivo	Estado	
Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
	0	MSB											LSB		0	Tercer estado

<sup>19</sup> MAV del inglés Mean Absolute Value.

<sup>20</sup> Byte: Conjunto de 8 bits.

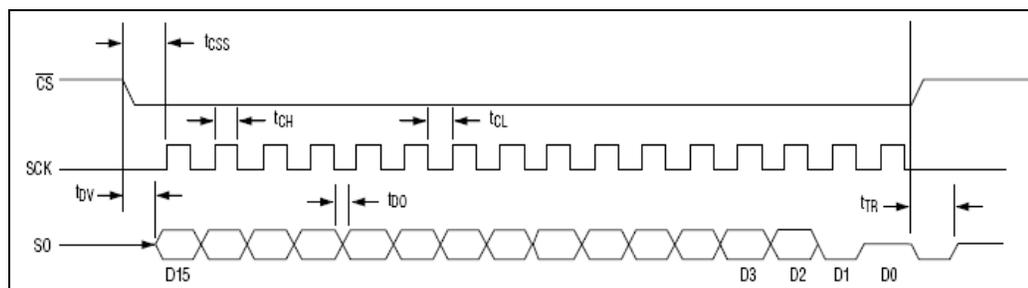
La figura 5.9 muestra la conexión del microcontrolador con el MAX6675. Como se necesitan dos mediciones de temperatura diferentes se utilizan dos convertidores, por esta razón se usan las señales C0 y C1 del PIC, como señales de habilitación de lectura.



**Figura 5.9** Conexión MAX6675 con el microcontrolador

La parte negativa de la termocupla tiene que estar referenciada a tierra para poder tener una lectura correcta. El MAX6675 tiene la capacidad de compensar la no linealidad de la curva de la termocupla tipo K, además compensa la diferencia de temperatura con la temperatura del medio ambiente y detecta cuando no hay termocupla conectada.

La figura 5.10 detalla el diagrama de tiempos del MAX6675. Como el valor de la temperatura actual es un dato de 12 bits y como el PIC solo puede leer 8 bits por puerto SPI, la lectura debe realizarse dos veces, la primera lectura captura la parte alta(D15-D8) del dato y en la segunda lectura se completan los 16 bits leyendo la parte baja(D7-D0).



**Figura 5.10** Diagrama de temporización del MAX6675

Para obtener el dato se debe enmascarar el dato leído y luego realizar un desplazamiento hacia la derecha, hasta obtener 12 bits que representan el valor de la temperatura actual del sistema.

### 5.2.3 Etapa de ventana de corriente

Con la implementación de esta etapa se logra la detección de valores de corrientes menores a 40 A y superiores a 80 A.

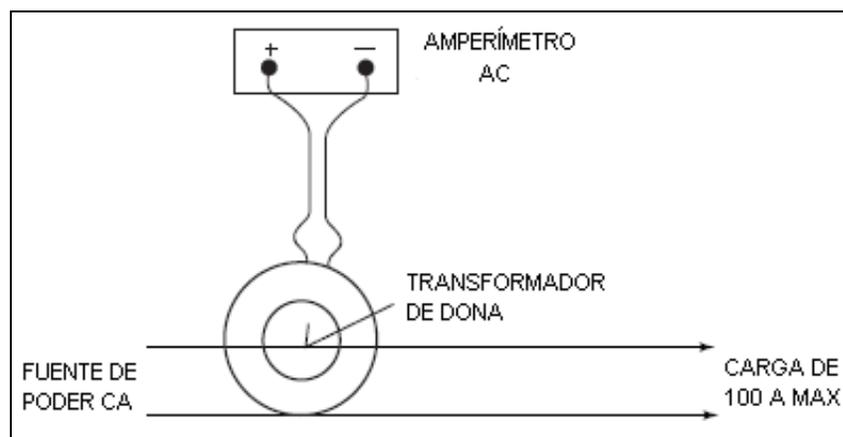
**Entrada:** Señal electromagnética correspondiente a la corriente de cada una de las fases.

**Salida:** Seis señales binarias, dos señales por fase. Una para sobrecorriente y otra para bajocorriente.

**Objetivo:** Detectar cuando se presenta una falla de diodo en cortocircuito o diodo abierto.

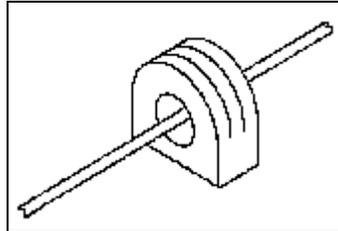
**Especificación:** Detectar valores fuera del rango de corriente entre los 40 y 80 amperios.

**Diseño:** Para detectar cortocircuitos o circuitos abiertos en el rectificador es necesario utilizar un transformador de corriente Simpson 01293 en forma de dona como el que se muestra en la figura 5.11. Se necesita un transformador de corriente por cada una de las fases.



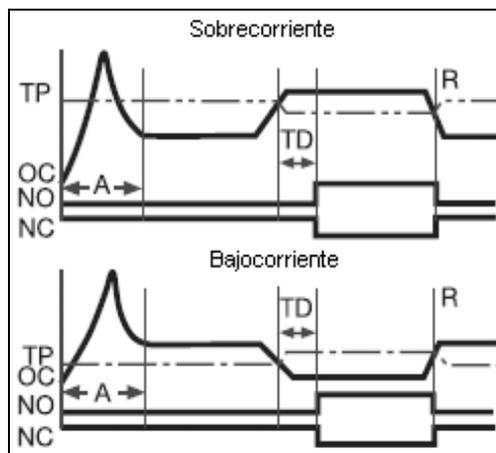
**Figura 5.11** Conexión del transformador de dona

La señal electromagnética pasa por un transformador de corriente con relación de 100:5. La señal reducida pasa por 2 sensores de corriente como se muestra en la figura 5.12.



**Figura 5.12** Sensor de corriente CA del ECS40BC

El comportamiento del detector de corriente se muestra en la figura 5.13 para aquellos casos de sobre o baja corriente. Existe un control para el tiempo de estabilización (A), donde no se afectan las señales de los contactos normalmente abierto (NO) y normalmente cerrado (NC); este tiempo es programable.



**Figura 5.13** Diagrama de tiempos del sensor de corriente ECS40BC

El punto de viaje (TP) define cuando se esta por encima o por debajo del valor establecido, es decir, cuando se esta fuera del rango entre 40 A y 80 A y ya a transcurrido el tiempo A. Una vez que ha pasado el TP comienza un retardo (TD), el cual es programable entre 0.5 y 50s. Cuando termina el TD se cambian los estados de los contactos NO y NC. Al mismo tiempo se informa al microcontrolador de la falla correspondiente.

Por cada fase existen dos detectores de corriente, uno para corrientes mayores al máximo definido y otro para valores inferiores al mínimo requerido. A partir de estos datos se logra identificar los casos de cortocircuito o circuito abierto en alguna de las tres fases, lo que hace que la prueba termine.

#### 5.2.4 Etapa de potencia

Esta etapa se encarga de cerrar el circuito entre la salida del rectificador y tierra, además define la corriente que pasará a través del rectificador. Esta etapa contiene a los dispositivos semiconductores y optoacopladores para aislar al microcontrolador.

**Entrada:** Señal digital proveniente del microcontrolador.

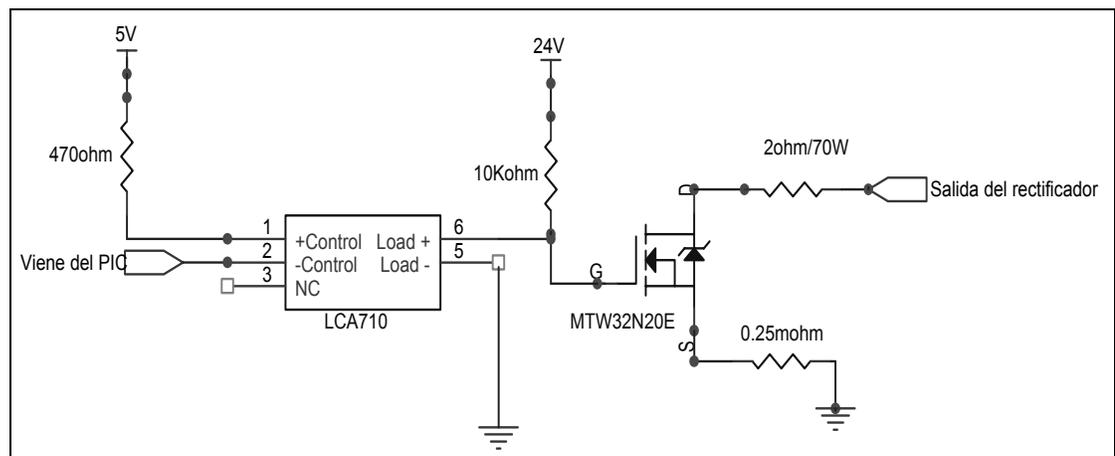
**Salida:** Señal binaria de 0 o 24VDC.

**Objetivo:** Controlar el MOSFET MTW32N20E como interruptor.

**Especificación:** Controlar los MOSFETs que manejan la carga del rectificador, definiendo el valor de corriente por el rectificador.

**Diseño:** Para implementar esta etapa se utilizan optoacopladores tipo LCA710 los cuales necesitan una corriente de entrada de mínimo 10mA. Con estos dispositivos se protege al microcontrolador de picos de corriente.

La salida de estos optoacopladores activan o desactivan a un MOSFET tipo MTW32N20E, el cual trabaja como interruptor, con una corriente máxima de 32 A.



**Figura 5.14** Diagrama de tiempos del sensor de corriente ECS40BC

En el sistema existen 10 MOSFETs los cuales se encargan de definir la corriente de carga, dos de ellos controlan 4 resistencias de 2  $\Omega$  y 70 W cada uno. Estos dos MOSFETs controlan una corriente de 20 A cada uno.

Los restantes 8 transistores controlan solamente una resistencia cada uno de 2  $\Omega$  y 70 W, con una corriente de 5 A cada uno.

La etapa de potencia implementada es capaz de tener los siguientes valores de corriente de carga: 40 A, 45 A, 50 A, 55 A, 60 A, 65 A, 70 A, 75 A y 80 A. Esto se obtiene con una tensión de salida del rectificador en corriente directa de 10 V.

### **5.2.5 Etapa de comunicación serie**

Para lograr una comunicación entre el microcontrolador y la PC, se necesita una etapa para cambiar de lógica TTL<sup>21</sup> a niveles de tensión RS-232.

**Entrada:** Señales binarias TTL (0-5V).

**Salida:** Señales binarias RS-232 ( $\pm 12V$ ).

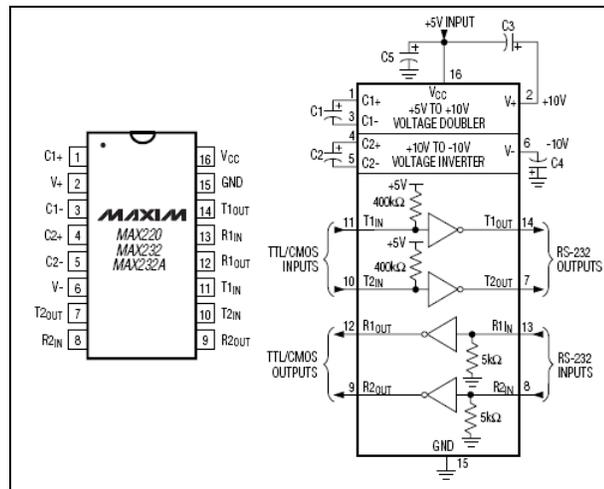
**Objetivo:** Lograr una comunicación por medio de puerto serie de la computadora con el microcontrolador.

**Especificación:** Cambiar los niveles de tensión de TTL a RS-232.

**Diseño:** El microcontrolador posee un puerto serie, con la limitante de la tensión de alimentación del mismo. Por lo que se necesita un acople de tensiones entre el microcontrolador y la PC.

---

<sup>21</sup> TTL del inglés Transistor Transistor Logic.



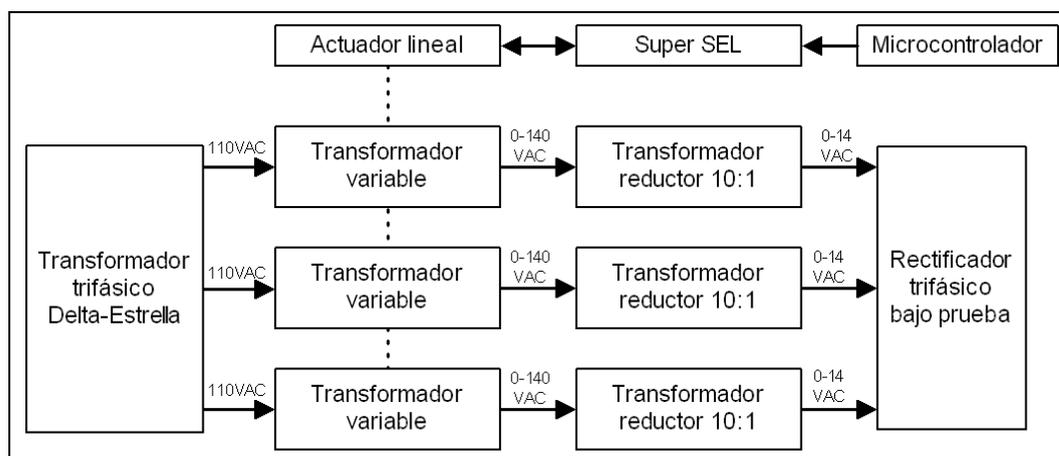
**Figura 5.15** Diagrama interno del MAX232A

Para lograr este acople se utiliza el circuito integrado MAX232A, el cual con una alimentación de 5 V y una serie de capacitores de 0.1  $\mu\text{F}$ , logra convertir los niveles de tensión TTL a niveles RS-232, necesarios para establecer una comunicación serie con la PC.

Esta etapa es muy importante para poder tener interacción entre las aplicaciones de la PC y el microcontrolador.

### 5.2.6 Etapa de control de transformadores variables

Los transformadores variables se encargan de cambiar la tensión de entrada de los transformadores reductores (10:1), los cuales alimentan al rectificador trifásico como se muestra en la figura 5.16.



**Figura 5.16** Diagrama de bloques de conexión de transformadores

Cada fase del transformador trifásico se conecta a un transformador variable monofásico, este cambia la amplitud de la señal de entrada de 110 VAC a un valor entre 0 a 140 VAC. La tensión se reduce por medio de los transformadores reductores para obtener una tensión CD de 10 V a la salida del rectificador.

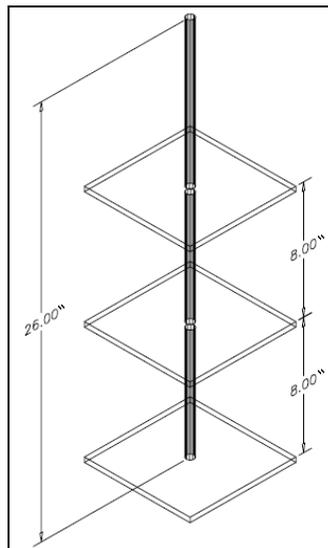
**Entrada:** Tensión trifásica de 110 VAC.

**Salida:** Tensión trifásica de 0-14VAC.

**Objetivo:** Controlar la amplitud de la tensión de salida de cada uno de los transformadores variables de tal forma que las tres amplitudes sean iguales y cambien al mismo tiempo.

**Especificación:** Obtener una tensión trifásica de amplitud variable, con las amplitudes de cada fase iguales.

**Diseño:** Para obtener tres fases de tensión con la misma amplitud se construyó un arreglo con tres transformadores variables monofásicos de tal forma que todos se controlen con el mismo eje, como se observa en la figura 5.17. Con esto se logra el equivalente a un transformador trifásico variable.



**Figura 5.17** Arreglo de banco de transformadores

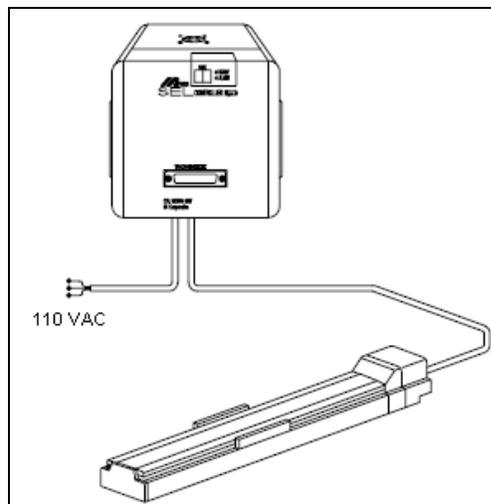
Al ensamblar el arreglo es necesario realizar pruebas para obtener la misma amplitud en cada una de las fases esto se logra ajustando el eje para cada uno de los transformadores por separado.

El eje del arreglo se encuentra conectado mecánicamente por medio de un sistema de piñón y cremallera al actuador lineal IS-S-Y-M-8-60.

El sistema piñón y cremallera permite cambiar de un movimiento lineal a uno rotacional y viceversa. Este se utiliza debido a que el actuador lineal describe un movimiento lineal en un solo eje.

El desplazamiento sobre el eje del actuador provoca un movimiento rotacional en el eje de los transformadores dando como resultado una variación en la amplitud de la tensión de salida de cada uno de los transformadores.

El Super SEL es un controlador digital programable de un actuador que contiene un servomotor conectado a un tornillo sin fin que describe movimientos lineales en un solo eje. La figura 5.18 muestra la conexión entre el actuador lineal y su controlador.



**Figura 5.18** Super Sel con actuador lineal

El actuador lineal tiene un rango de movimiento de 15 cm, lo cual resulta suficiente para tener un rango de movimiento rotacional mayor a  $360^\circ$ , con esto se logra sobrepasar la capacidad de movimiento del transformador y por lo tanto cambiar la amplitud de la tensión de salida desde el valor mínimo (0 V) hasta el máximo (140 V).

### **5.2.7 Conexión final del microcontrolador**

El microcontrolador como dispositivo encargado del control del sistema tiene conectados los diferentes bloques funcionales que permiten en conjunto con el PIC manejar el sistema desde la PC.

Con el microcontrolador 16F877 se logra tener en todo momento una comunicación activa con el programa principal en la PC, con esto se logran las tres funciones principales del sistema, obtener y utilizar los parámetros de entrada para realizar la prueba, la ejecución de la prueba y la captura de datos de temperatura y corriente obtenidos de la realización de la prueba de ciclos de potencia térmicos.

En la tabla 5.3 se detalla la función de cada uno de los pines del microcontrolador y en la figura 5.19 se muestra el esquemático de la conexión del microcontrolador.

**Tabla 5.3** Asignación de pines y su función

Pin		Función
Número	Nombre	
1	MCLR	Habilitador del microcontrolador / Reset
2	AN0	Señal de tensión proporcional a la corriente
3	RA1	MOSFET1
4	RA2	MOSFET2
5	RA3	MOSFET3
6	RA4	MOSFET4
7	RA5	MOSFET5
8	RE0	MOSFET6
9	RE1	MOSFET7
10	RE2	MOSFET8
11	VDD	Tierra
12	VSS	+5V
13	OSC1	Cristal 4MHz
14	OSC2	Cristal 4MHz
15	RC0	Habilitar lectura de temperatura 1
16	RC1	Habilitar lectura de temperatura 2
17	RC2	PWM
18	RC3	Reloj SPI
19	RD0	MOSFET9
20	RD1	MOSFET10
21	RD2	Señal de control de movimiento hacia la derecha
22	RD3	Señal de control de movimiento hacia la izquierda
23	RC4	Dato de entrada SPI
24	RC5	Dato de salida SPI
25	TX	Transmisor serie
26	RX	Receptor serie
27	RD4	Señal de habilitación de alimentación trifásica
28	RD5	NC <sup>22</sup>
29	RD6	NC
30	RD7	NC
31	VSS	+5V
32	VDD	Tierra
33	RB0	Señal del sensor puerta
34	RB1	Alarma de baja corriente en L1
35	RB2	Alarma de alta corriente en L1
36	RB3	Alarma de baja corriente en L2
37	RB4	Alarma de alta corriente en L2
38	RB5	Alarma de baja corriente en L3
39	RB6	Alarma de alta corriente en L3
40	RB7	LED del sistema

<sup>22</sup> NC: No se conecta.

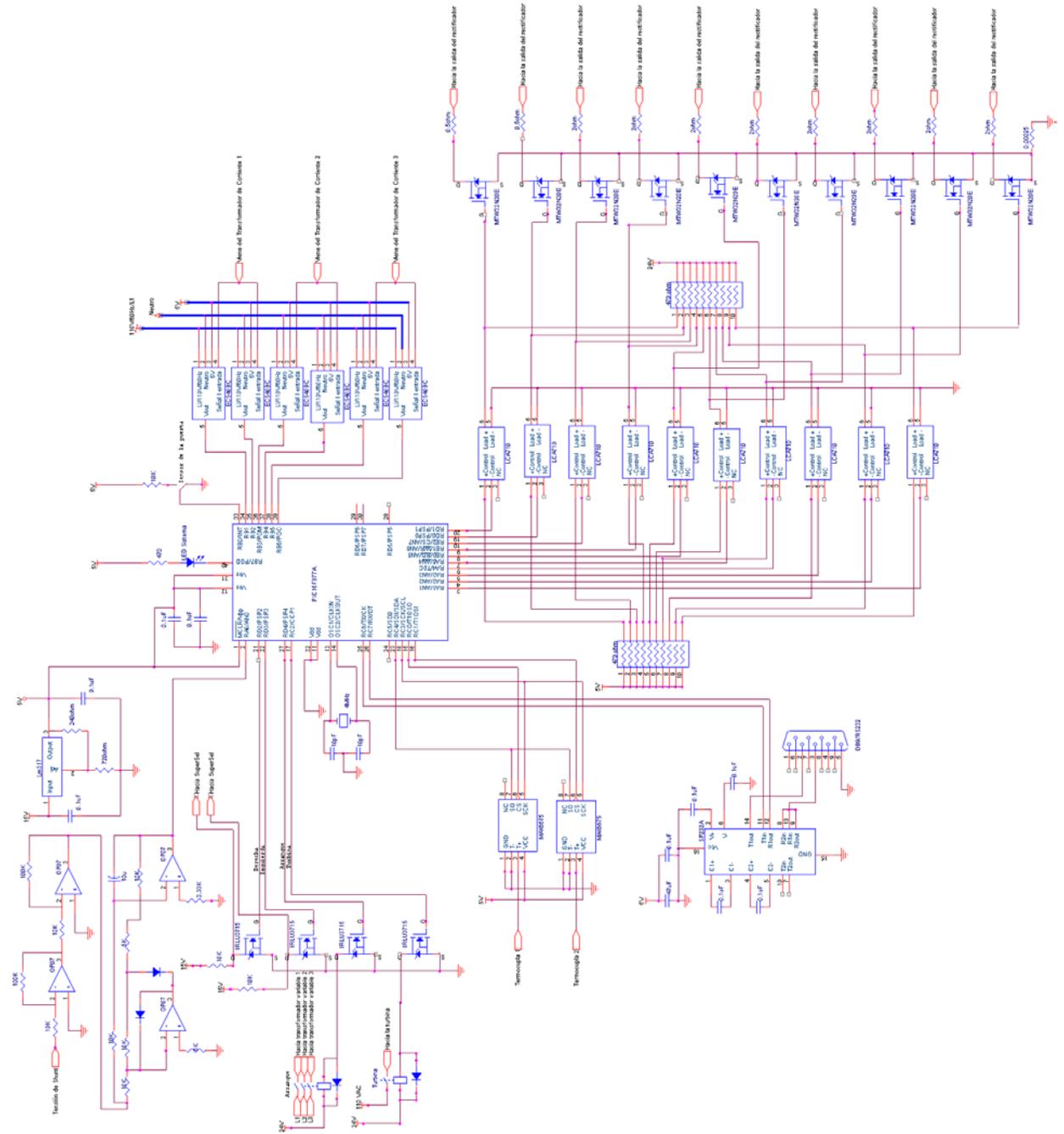


Figura 5.19 Esquemático de conexión del microcontrolador

### 5.3 Descripción del *software*

A nivel de *software* la solución se divide en tres partes:

- Programa principal para la computadora.
- Programa del microcontrolador.
- Programa del Super SEL.

#### 5.3.1 Descripción general del programa principal

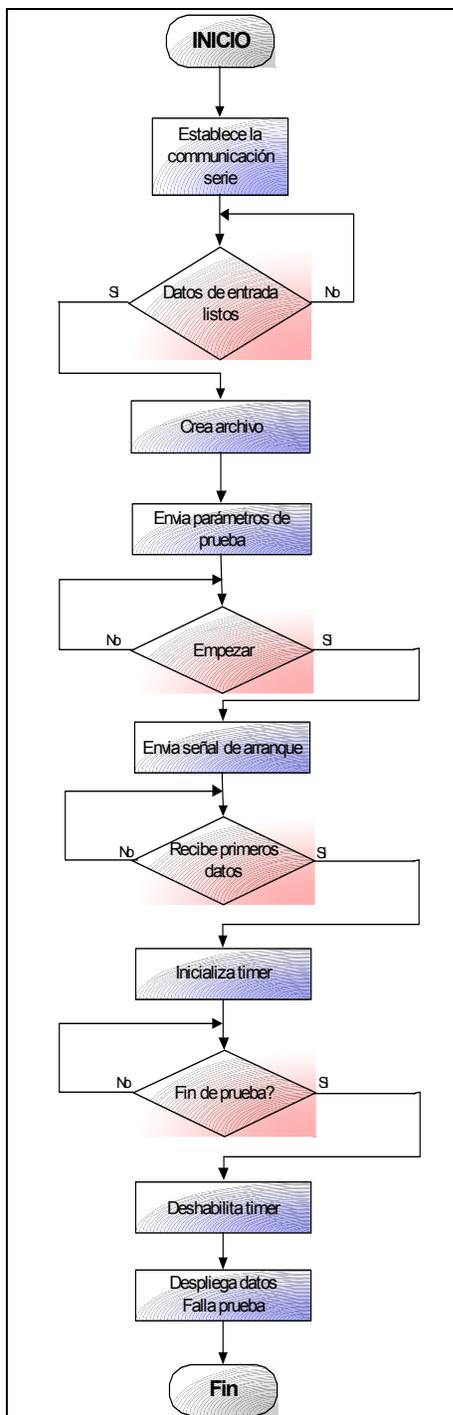
La función principal de la aplicación desarrollada en Visual Basic en la PC es controlar el *hardware* del sistema de tal forma que la prueba se ejecute de acuerdo a lo establecido por los parámetros de entrada ingresados por el usuario. En la figura 5.20 se detalla el diagrama de flujo del *software* principal.

Cuando el programa se inicia establece la comunicación serie con el microcontrolador para poder indicarle según los parámetros de entrada cual es la función a realizar para ejecutar la prueba de ciclos de potencia térmicos.

Con los datos ingresados de temperatura máxima y mínima, la corriente de prueba, duración de ciclo a temperatura máxima y número de parte el programa en primer lugar genera un archivo con los datos generales y a la vez envía los parámetros de prueba al microcontrolador. Los parámetros que la aplicación envía al PIC, son los siguientes:

- Dato de la corriente de prueba, en el rango de 40 a 80 amperios.
- Valores de temperatura máxima y mínima.
- Tiempo de duración del ciclo a temperatura máxima.
- Configuración de los MOSFETs para determinar el valor de la resistencia de carga.
- Posición aproximada de los transformadores variables.

Una vez que el usuario de la señal de inicio de prueba el programa envía una señal de arranque al microcontrolador.



**Figura 5.20** Diagrama de flujo general del software principal

Una vez iniciada la prueba el programa principal espera por la recepción de los primeros datos, con la llegada de los resultados se inicializa un temporizador que tiene una interrupción cada 0.9s.

Durante el tiempo en que no se ejecuta la interrupción se mantienen actualizados los datos en la pantalla y se espera por el final de la prueba.

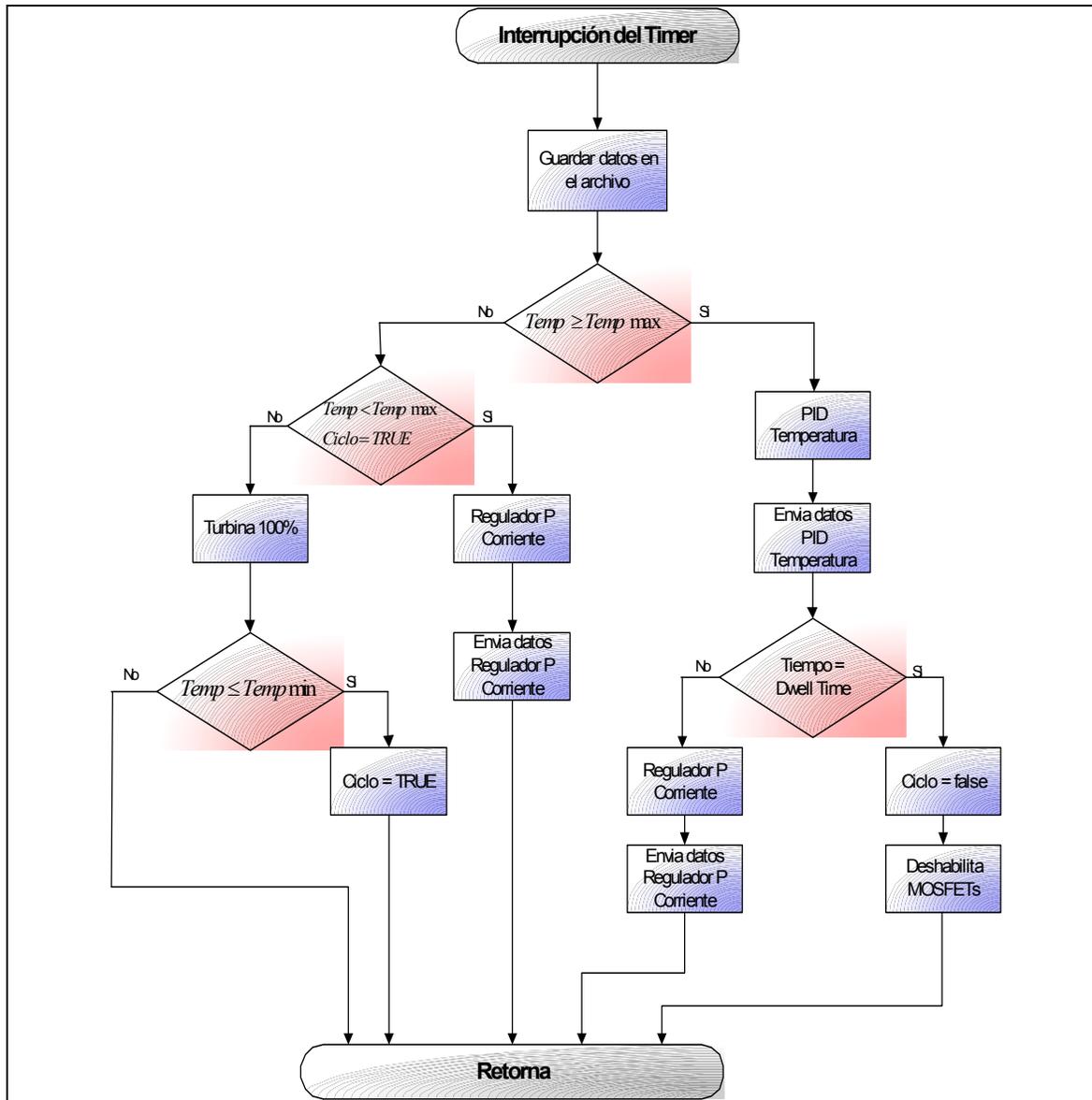


Figura 5.21 Diagrama de flujo de la interrupción del temporizador

En la figura 5.21 se muestra el diagrama de flujo de la interrupción del temporizador del programa principal. La función principal del temporizador es permitir al programa realizar ejecuciones periódicas de los controles automáticos de corriente y temperatura.

Cuando se da la interrupción ya deben existir datos actualizados del comportamiento de la corriente y la temperatura de la prueba que se esta realizando. Estos datos se guardan conforme se van actualizando, es decir cada vez que se da la interrupción.

El programa realiza una comparación entre el valor de temperatura actual de la prueba y el valor máximo de temperatura (dato ingresado por el usuario), además verifica el estado de un variable booleana la cual determina si el sistema requiere o no una compensación de temperatura y define en cual de las partes de la curva de temperatura contra tiempo se ubica el proceso.

Si la temperatura actual es menor a la temperatura máxima establecida y la variable ciclo es verdadera quiere decir que la temperatura esta aumentando y por lo tanto el controlador de corriente debe de estar compensando la corriente.

Cuando la temperatura actual del proceso se hace igual o mayor a la temperatura máxima el sistema comienza a regular la temperatura actual del proceso durante un tiempo definido por el usuario (Duración del ciclo a temperatura máxima). Una vez que la temperatura es compensada, el sistema comienza la regulación de la corriente con el fin de mantener esta variable constante y de esta manera ejecutar la simulación de carga constante y con esto someter al rectificador bajo prueba a una fatiga térmica.

Cuando el tiempo de duración de ciclo a temperatura máxima a llegado a su fin se envía una señal al microcontrolador para desconectar la carga del rectificador, hacer falsa la variable ciclo y entrar en la última fase de la curva donde no se regula la temperatura ni la corriente.

Cuando al variable ciclo es falsa el programa envía una señal al microcontrolador para tener el máximo enfriamiento posible en el rectificador. Posteriormente se evalúa la temperatura actual del proceso para determinar si el ciclo debe iniciar nuevamente siendo al temperatura menor a la temperatura mínima definida por el usuario. En este momento la variable ciclo se hace verdadera y la prueba inicia nuevamente y aumenta el contador de ciclos.

El programa termina una prueba cuando se dan dos posibles casos. Cuando la corriente del sistema es mucho mayor a la corriente máxima permitida para la prueba siendo este el caso de un diodo en cortocircuito. El segundo caso se da cuando la corriente es menor a la corriente mínima permitida, esto sucede cuando uno de los diodos se encuentra en circuito abierto.

El microcontrolador le indica al programa principal cuando se da alguno de los dos casos anteriores. En este momento termina la prueba y el programa define cual de las fases fallo y lo indica en la pantalla. Además el programa guarda la información referente a la prueba ejecutada e indica el tipo de fallo en el archivo.

Los resultados obtenidos de la prueba, se guardan de forma automática por el *software* en un archivo con extensión csv y referidos al número de parte del rectificador bajo prueba y la fecha de realización de la misma.

El *software* principal ejecuta una rutina que lleva a cabo la regulación de la temperatura del proceso durante el tiempo definido por el usuario. Esto significa que la rutina de compensación comienza a ejecutarse cuando se alcanza la temperatura máxima definida previamente, y hasta que se cumpla el tiempo establecido de prueba (*Dwell Time*).

La figura 5.22 muestra la forma en que se calcula el valor necesario del modulador de ancho de pulso que permite tener una temperatura constante.

El compensador utilizado es de tipo PID. El primer paso es determinar el error entre la temperatura actual y la temperatura deseada. El programa calcula el valor de salida del compensador y este es dividido por la constante 256

Por medio de una evaluación se define si el valor se encuentra entre 0 y 255, con esto se evita que existan valores mayores a 255 y valores negativos. Este método se conoce como *WindUp* el cual define las limitaciones de los actuadores que en este caso trabajan a 8 bits de resolución.

El valor de salida debe ser constante por lo que se hace un cambio de variable para evitar contratiempos en la ejecución del regulador.

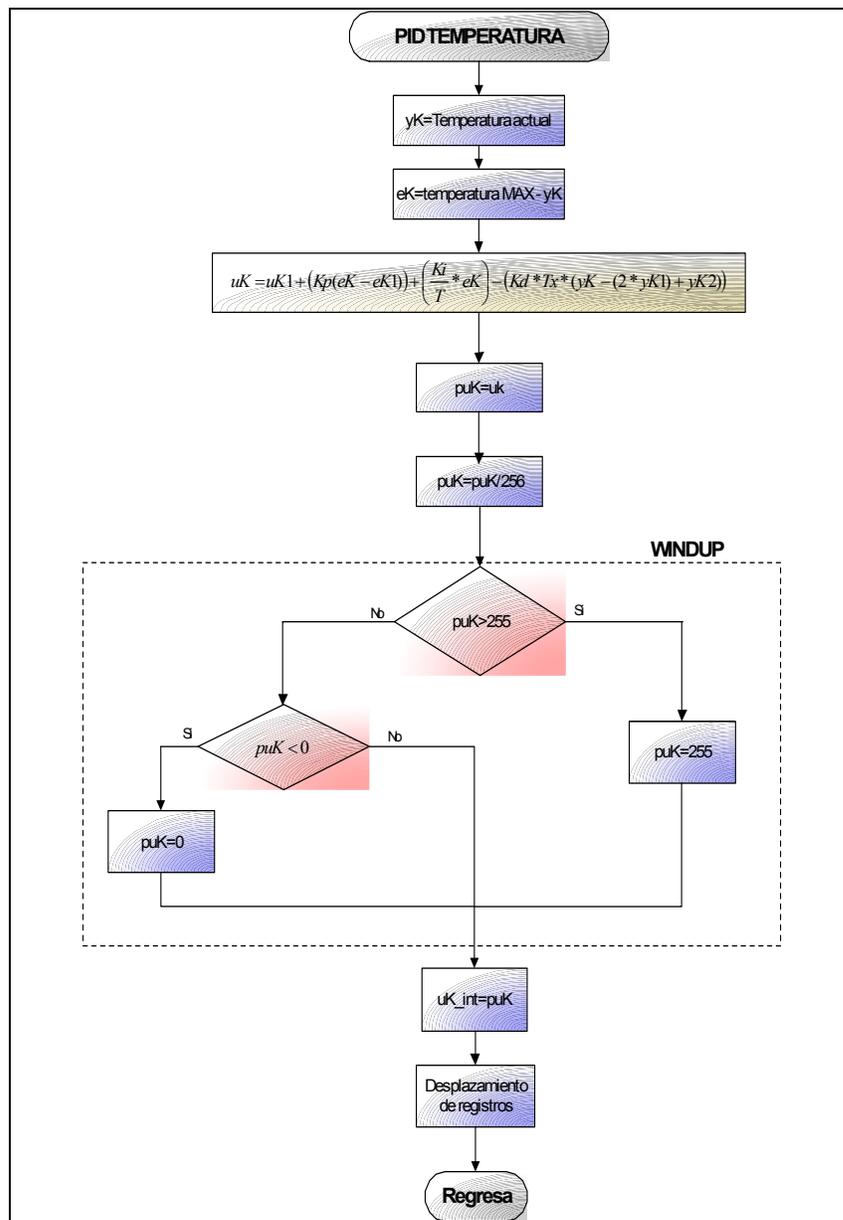


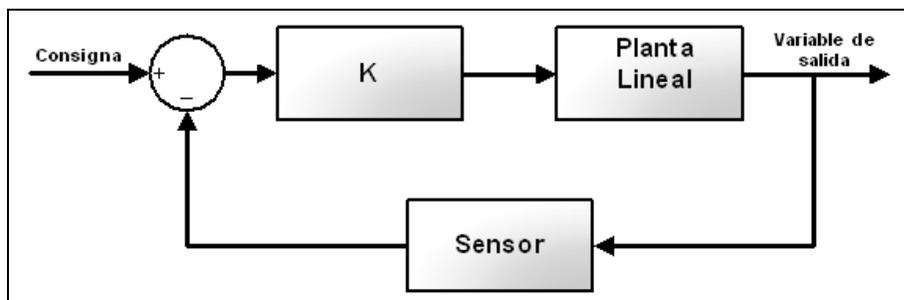
Figura 5.22 Diagrama de flujo del regulador PID temperatura

Finalmente se desplazan los datos para obtener los registros de corrimiento necesarios para la ejecución de un PID digital.

El regulador diseñado es de tipo proporcional debido a la linealidad existente en la planta. Esta linealidad se debe a que existe una relación lineal entre la amplitud de la tensión de entrada del rectificador y la salida rectificada. Como la carga del dispositivo bajo prueba es resistiva, la corriente es proporcional a la tensión de salida del rectificador, como lo expresa la ley de Ohm.

$$\text{Ley de Ohm} \Rightarrow V = I * R \quad (5.3)$$

La figura 5.23 muestra el diagrama de bloques del sistema con el regulador proporcional. El valor de consigna proviene del dato de corriente de prueba ingresado por el usuario antes de iniciar la prueba el cual es en múltiplos de 5 con un valor de corriente entre 40 A y 80 A.



**Figura 5.23** Diagrama de bloques del sistema de control de corriente

Como el dato de entrada es una tensión, para poder utilizar este dato se debe convertir a corriente utilizando la ley de Ohm. Por lo tanto la función de transferencia del sensor es la expuesta en la ecuación 5.4.

$$\text{Función de transferencia sensor} = \frac{1}{R} \quad (5.4)$$

Donde R es la resistencia de carga del rectificador, la cual varia su valor dependiendo de la corriente utilizada. Por ejemplo para una corriente de 50 A, y una tensión de salida de 10 V la resistencia es de 200 mΩ.

En la ecuación 3.23, se establece la relación entre la amplitud de la tensión en corriente alterna y la magnitud de la tensión en corriente directa. Una variación en la amplitud de la tensión de entrada del rectificador es proporcional a la tensión de salida rectificada. La ecuación 5.5 muestra la relación entre la tensión en corriente alterna y la tensión en corriente directa de salida del rectificador.

$$\frac{V_{CD}}{V_{CA}} = 1.655 \quad (5.5)$$

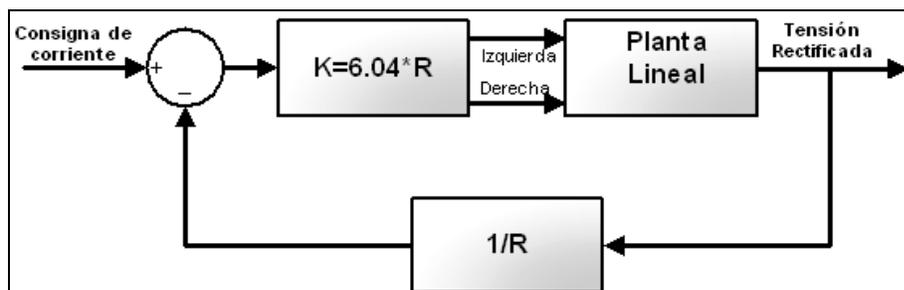
El Super SEL se encarga de variar la amplitud de la tensión de entrada del rectificador. Este dispositivo tiene aumentos o decrementos de 0.1 V en corriente alterna.

La variación de la tensión se controla mediante dos señales de pulsos, las cuales hacen que aumente (giro hacia la derecha) o disminuya (giro hacia la izquierda) la tensión de salida del transformador reductor. Por ejemplo si se envían 10 pulsos hacia la derecha la tensión aumenta en 1 V. La ecuación 5.6 muestra la función de transferencia de la planta lineal, la cual incluye al super SEL, los transformadores variables, los transformadores reductores y el rectificador.

$$\text{Función Transferencia Planta Lineal} = 0.1 * \frac{V_{CD}}{V_{CA}} = 0.1655 \quad (5.6)$$

El valor de K debe de anular la función de transferencia de la planta lineal con el fin de lograr un valor a la salida del sistema proporcional al error. Además se debe deshacer la función de transferencia del sensor por lo que se debe multiplicar por R.

$$K = \frac{R}{0.1655} = 6.04 * R \quad (5.7)$$

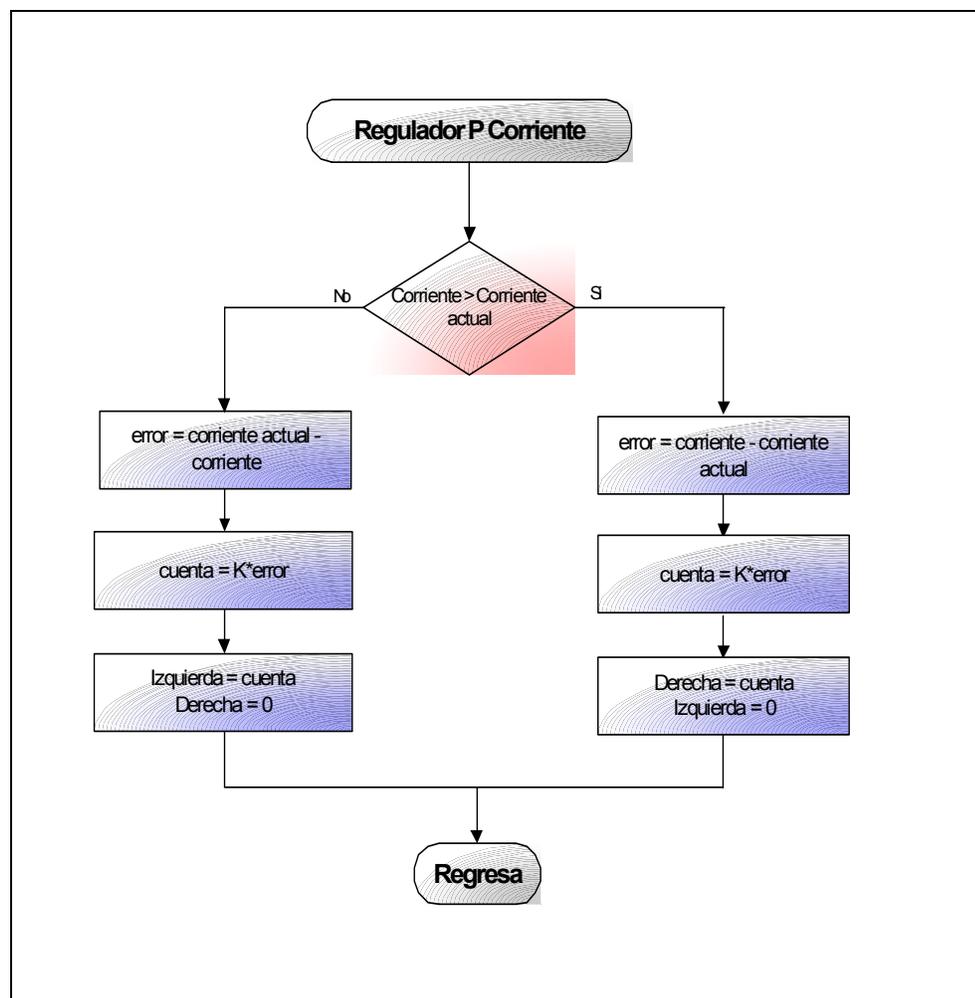


**Figura 5.24** Composición del lazo de control proporcional de corriente

Para realizar la compensación de la corriente el programa principal ejecuta una rutina basada en el algoritmo descrito en la figura 5.25.

Para calcular el signo del error se evalúa si el valor de consigna es mayor al valor actual de corriente. Si el error es positivo significa que el sentido de giro se da hacia la derecha, con esto se aumenta la corriente como producto de un incremento en la amplitud de la tensión de los transformadores variables.

Si el error es negativo la corriente disminuye como consecuencia del sentido de giro hacia la izquierda del transformador.



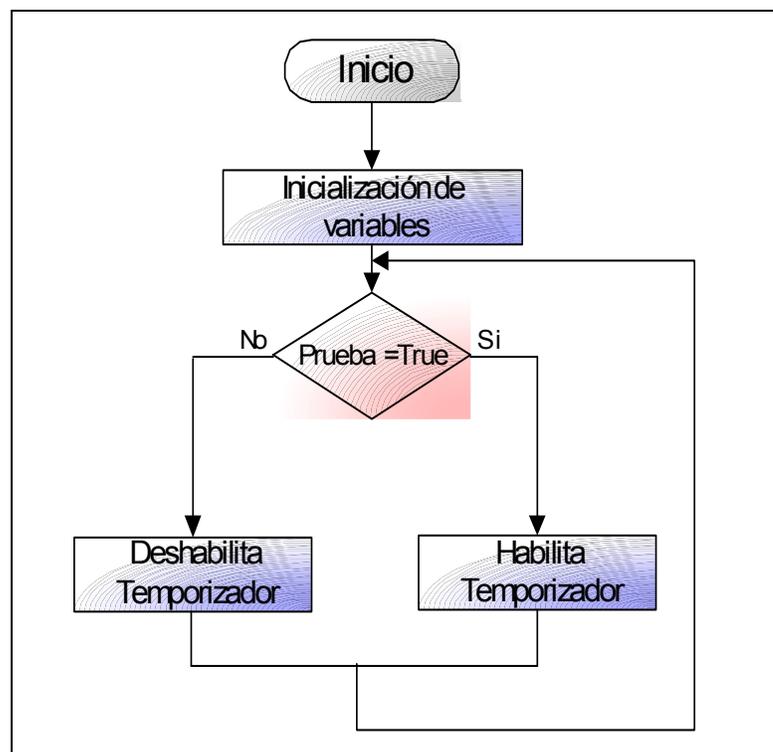
**Figura 5.25** Diagrama de flujo del regulador P de corriente

### 5.3.2 Descripción general del *software* del microcontrolador

El microcontrolador se encarga de manejar el *hardware* del sistema a partir de las condiciones dadas por el programa principal de la PC. En la figura 5.26 se muestra el diagrama general de flujo del programa del PIC, fuera de las aplicaciones determinadas por las interrupciones utilizadas.

La rutina principal comienza inicializando las variables del sistema como son: el modulador de ancho de pulso, habilitador de la comunicación serie, habilitador de lecturas de temperaturas por medio de SPI, lectura del convertidor analógico digital y las señales de control de los MOSFETs.

Una vez inicializadas y verificadas las diferentes variables, la rutina entra a un ciclo sin fin determinado por la variable prueba, si la variable prueba es verdadera se habilita el temporizador y si es falsa se deshabilita el temporizador.

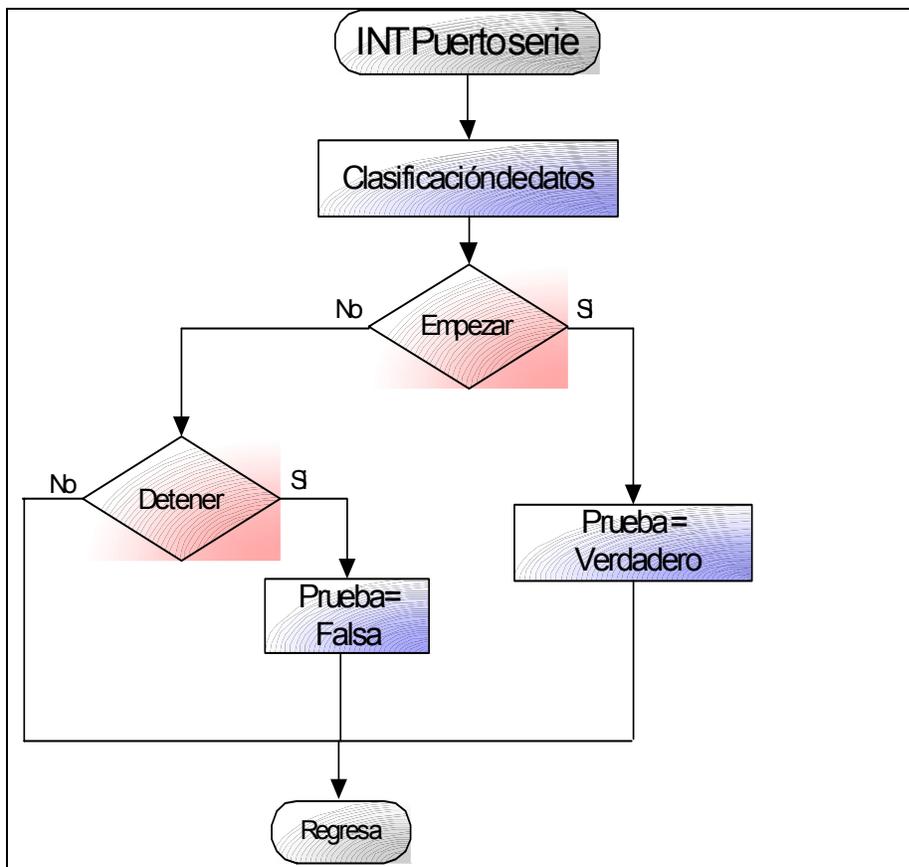


**Figura 5.26** Diagrama de flujo del programa microcontrolador

Si el temporizador esta habilitado cada 0.9 segundos ocurre un desbordamiento del temporizador, lo que genera una interrupción del ciclo.

La comunicación efectiva que se da entre la computadora y el microcontrolador garantiza que el programa principal de la PC pueda manejar de forma indirecta cada uno de los componentes del sistema y con esto lograr el control de los parámetros que permiten el desarrollo de la prueba de fatiga térmica.

Esta comunicación se realiza aprovechando al máximo la interrupción del puerto serie que posee el PIC. Cuando la interrupción se da se abandona el programa central del PIC y se ejecuta la rutina de la interrupción como se muestra en la figura 5.27, esto debido a una recepción de datos. Una vez que se entra en la interrupción serie se clasifican los datos recibidos y estos se distribuyen en las variables correspondientes lo que permite iniciar el proceso de prueba si así lo determinan los datos recibidos. Si la variable empezar se activa la prueba al rectificador se inicia de lo contrario la prueba no inicia o se detiene.



**Figura 5.27** Diagrama de flujo de la interrupción del puerto serie

Cuando se habilita la variable prueba en la interrupción del puerto serie esto produce la habilitación del temporizador en el *software* del PIC. Al entrar a la interrupción del temporizador se realizan tres lecturas importantes para definir las condiciones de la prueba, estas lecturas corresponden al valor de la tensión que corresponde a la corriente que pasa por la carga, además de los valores de las temperaturas de los disipadores de calor. Una vez que los datos son adquiridos se envían por el puerto serie al programa principal.

Las salidas son administradas por el microcontrolador pero controladas por las decisiones tomadas por el programa principal en la PC. Esto significa que el microcontrolador cumple la función de ejecutar las ordenes dadas por la PC pero que dependen en todo momento de las lecturas de los parámetros del sistema, proporcionadas por el microcontrolador.

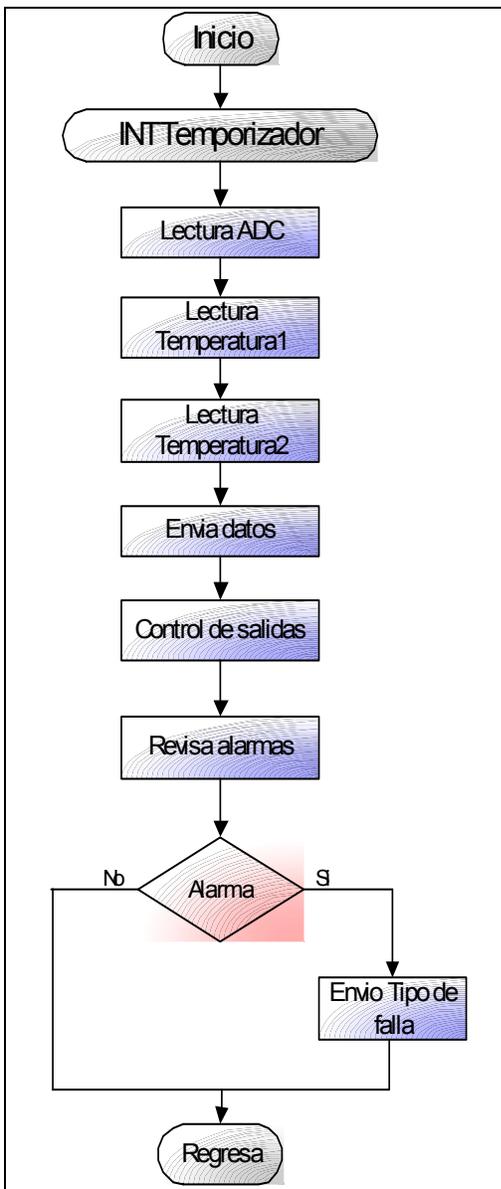
Las salidas son habilitadas o desactivadas dependiendo de los valores recibidos por el puerto serie. Una vez condicionado el sistema el PIC revisa el estado de las alarmas del sistema (*Polling*).

Si la corriente de alguna de las fases se sale de rango los detectores de corriente cambian de estado y se activa la alarma correspondiente a cada fase. El microcontrolador revisa periódicamente las seis alarmas para determinar si se han activado.

Si una alarma esta en estado activo la variable alarma se hace verdadera y se envía un código de falla al programa de la PC. Esto provoca que la prueba actual se detenga y se desactiven las alimentaciones del rectificador.

Si la variable alarma esta en estado falso el programa continua realizando la prueba hasta concluir el ciclo de evaluación del rectificador bajo prueba.

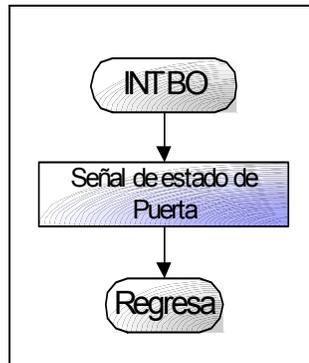
En la figura 5.28 se muestra el diagrama de flujo para llevar a cabo la ejecución de la rutina de atención a la interrupción del temporizador.



**Figura 5.28** Diagrama de flujo de la interrupción del temporizador

Para que el programa del PIC pueda leer el estado de la puerta principal se utiliza la interrupción externa para saber en todo momento si la puerta esta abierta o cerrada. Este es un punto muy importante ya que garantiza un paro de emergencia automático del proceso. Significa esto que si la puerta se abre mientras el sistema este ejecutando una rutina de prueba el proceso se detiene de forma inmediata para evitar el contacto que pueda darse entre el usuario y los valores de tensión aplicados al rectificador en el momento de ejecutarse una prueba de fatiga térmica.

Además si la puerta no esta cerrada al querer iniciar una prueba esta no se dará. En la figura 5.29 se presenta el diagrama de flujo de la rutina de atención de la interrupción externa.



**Figura 5.29** Diagrama de flujo de la interrupción externa

### 5.3.3 Descripción general del software del Super SEL

El programa que se encarga de cambiar la amplitud de la tensión de la salida de los transformadores variables, esta basado en el diagrama de flujo que se muestra en la figura 5.30.

Como primer paso esta la inicialización de las variables del programa, como, posición, derecha e izquierda. Dentro del proceso de inicialización se encuentra el proceso de ir a la posición *HOME*<sup>23</sup>, en esta posición la tensión de entrada del rectificador es menor a 500 mV, diferencia de potencial que es incapaz de hacer conducir los diodos del rectificador.

Posteriormente se evalúan las entradas derecha e izquierda, si ambas se dan juntas, se regresa a *HOME*, pero si se solo alguna de ellas se aumenta o disminuye el valor de la variable posición, la cual es un puntero hacia una tabla de direcciones previamente definidas, las cuales hacen que la tensión de los transformadores variables cambie de un voltio en un voltio, al pasar por los transformadores reductores (10:1), esta tensión se disminuye a 0.1 V.

---

<sup>23</sup> Home: punto de referencia 0.

En la figura 5.30 se muestra el diagrama de flujo general del Super SEL.

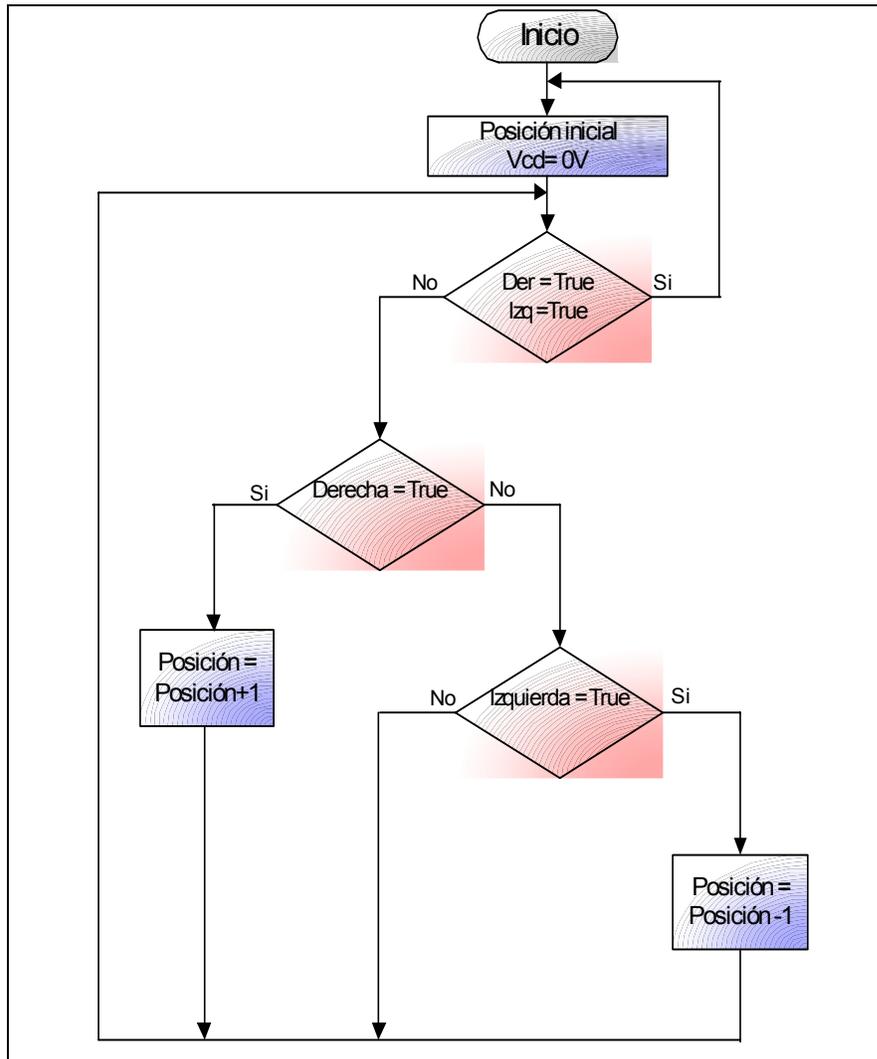


Figura 5.30 Diagrama de flujo del Super SEL

## Capítulo 6: Análisis y resultados

Los resultados obtenidos se presentan de la siguiente forma:

- Hardware del sistema
- Software del sistema
- Interfaz de usuario
- Resultados de las pruebas realizadas
- Sistema de control automático

### 6.1 *Hardware del sistema*

El desarrollo del *hardware* se llevo a cabo por etapas, estas son importantes para la implementación final del sistema.

La primera etapa fue desarrollar el acople mecánico del eje de los tres transformadores variables, y hacer que el torque fuera lo menor posible y con esto reducir al máximo el torque necesario para poder moverlo. Es importante señalar que los valores de torque pueden oscilar entre 8 y 12 libras-pulgada, este valor depende de la forma en que se arme el arreglo, ya que el eje debe estar alineado con el centro de cada transformador variable.

Posteriormente se elabora el acople mecánico entre el actuador lineal y el eje de los transformadores, basado en un sistema piñón y cremallera. Con este se logra convertir el movimiento lineal en movimiento rotacional. La figura 6.1 muestra el ensamble final del actuador lineal y los transformadores.

El super SEL esta encargado de controlar los movimientos del actuador lineal. Para controlar el super SEL desde el microcontrolador se utiliza un acople de niveles de tensión de lógica TTL a señales binarias de 0 – 24 V. Este acople se realiza con un MOSFET.



**Figura 6.1** Ensamble entre el actuador lineal y los transformadores

La tabla 6.1 muestra valores de tensión para varias de las posiciones, logrando incrementos casi constantes. Los incrementos facilitan el manejo del lazo de control automático de corriente.

**Tabla 6.1** Valores de tensión para aumento en la posición.

Posición	Amplitud de la tensión de salida de los transformadores variables (V)	Amplitud de la tensión de salida de los transformadores reductores (V)
10	80.2	8.01
11	81.3	8.14
12	82.2	8.23
13	83.1	8.30
14	84.3	8.42
15	85.2	8.53
16	86.4	8.62
17	87.3	8.73

Para el banco de resistencias se utiliza una barra de metal como punto común donde se conecta uno de los extremos de cada una de las resistencias así como la salida del rectificador. La figura 6.2 muestra el resultado final del ensamble de resistencias.



**Figura 6.2** Ensamble de resistencias de carga

Para eliminar un poco el calor generado por las resistencias se instalan dos ventiladores que funcionan como extractores de aire para incrementar la vida útil de las resistencias de 2  $\Omega$  y 70 W.

Los MOSFETs que se utilizan como interruptores manejan el banco de resistencias para obtener las diferentes corrientes necesarias para darle flexibilidad al sistema. Dos de los diez MOSFETs tienen conectado a su drenaje cuatro resistencias en lugar de una, por lo tanto se tienen 16 resistencias. En la tabla 6.2 se presentan los valores de resistencia, de corriente y de potencia cuando la salida del rectificador es de 10 V. La potencia disipada por cada una de las resistencias es de 50 W por lo que se utiliza un factor de seguridad del 20 %, obteniendo un valor mínimo de potencia para la resistencia de 60 W.

**Tabla 6.2** Valores de resistencia, corriente y potencia

<b>Corriente (A)</b>	<b>Resistencia (<math>\Omega</math>)</b>	<b>Cantidad de resistencias activas</b>	<b>Potencia (W)</b>
40	0.250	8	400
45	0.222	9	450
50	0.200	10	500
55	0.182	11	550
60	0.167	12	600
65	0.154	13	650
70	0.143	14	700
75	0.133	15	750
80	0.125	16	800

Para obtener la alimentación trifásica con una amplitud de 120 V, se utiliza un transformador reductor en configuración delta estrella, esto debido a que la red trifásica de la empresa es una conexión tipo delta con 240 V de amplitud.

La corriente de cada una de las fases se mide mediante un transformador de corriente con una relación de 100:5, además esta señal de corriente pasa por los detectores de bajo y sobrecorriente, con los cuales se forma una ventana para el valor de corriente con el que debe funcionar la prueba. La salida de los transformadores de corriente van a unos indicadores analógicos los cuales presentan el valor actual, este valor no se mide con el microcontrolador, ya que este obtiene esa información de una resistencia en serie con un valor muy pequeño de 0.25 m $\Omega$ .

La resistencia de  $0.25\text{ m}\Omega$  se conecta a un indicador analógico que presenta su valor actual y además con el circuito acondicionador de señal, con el cual se informa al sistema de la corriente CD de la prueba. Esta resistencia esta referida a tierra para poder medir su tensión de una manera simple, por esta razón todas las fuentes de los MOSFETs van conectados a un extremo de la misma.

## **6.2 Software del sistema**

Para la implementación del software del sistema se desarrollaron 3 programas distintos, uno en lenguaje de alto nivel (Microsoft Visual), otro en lenguaje C para microcontroladores de Microchip y el último para realizar una comunicación entre el PIC y el Super SEL, este desarrollado con SelWIN, lenguaje de programación del Super SEL.

Durante la inicialización del programa de la PC, se establece una comunicación serie entre la computadora y el microcontrolador. Seguidamente se espera por los datos de entrada y luego por el inicio de la prueba.

Mientras la PC espera por el usuario, el programa del microcontrolador comienza sus funciones inicializando las variables necesarias, y luego en espera del comando para arrancar con la prueba, así como los parámetros de la misma.

La comunicación serie es el aspecto más relevante para la buena interacción entre los tres programas, el de la PC en el nivel más alto de la jerarquía, seguido por el del microcontrolador y por último el del Super SEL.

La tabla 6.3 contiene la información más relevante sobre el protocolo de comunicación desarrollado que utiliza el sistema. Uno de los códigos de mayor importancia es la letra "x" ya que esta es la confirmación a cualquier código que envíe la PC, esto para asegurar una comunicación eficiente y a la vez flexible. Este tipo de comunicación se llama de saludo de mano o *HandShaking*, lo cual significa que cuando la PC envía un dato, no volverá a enviar otro hasta recibir una confirmación, si después de un tiempo no recibe respuesta del microcontrolador, se volverá a enviar de nuevo el dato.

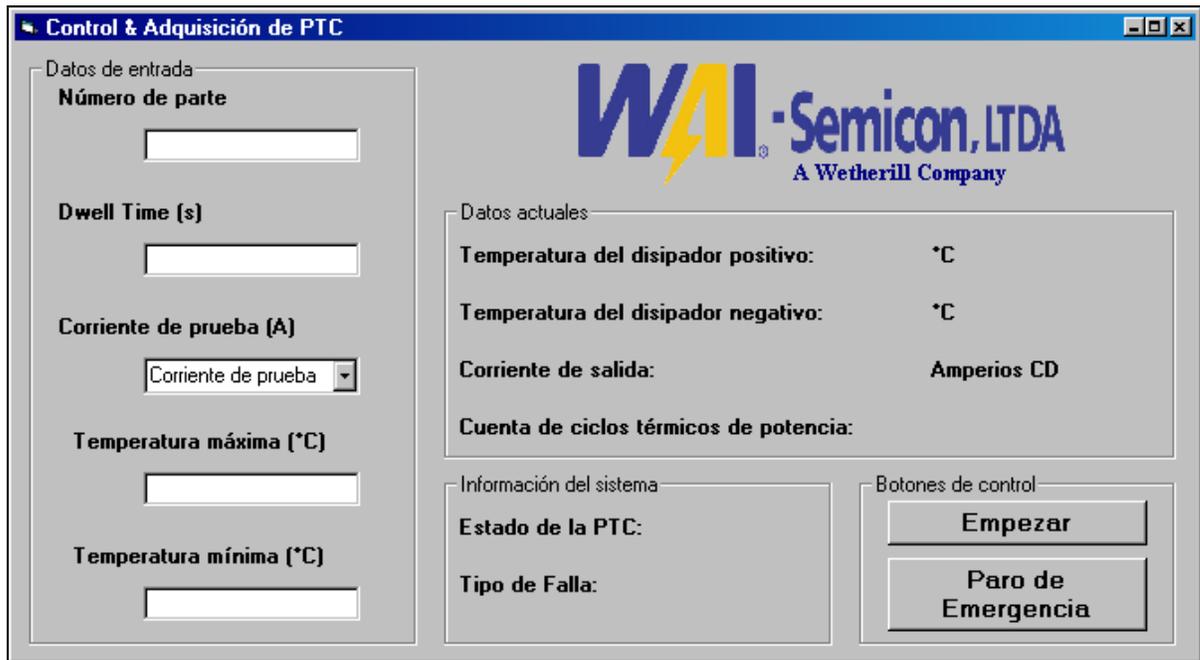
**Tabla 6.3** Descripción del protocolo de comunicación

<b>Código RS232</b>	<b>Acción</b>	<b>Puertos activos en el PIC</b>
a	Lee Temp1	NA
b	Lee Temp2	NA
c	Lee temperaturas. PIC envía MSB T2, LSB T2, MSB T1, LSB T1, Corriente	NA
d	Mueve transformadores a la derecha	D2
e	Mueve transformadores a la izquierda	D3
f	Comando HOME para el actuador lineal	NA
g	Enciende turbina	C2
h	Apaga turbina	NA
i	Lee corriente. PIC envía MSB de corriente, LSB de corriente	NA
j	Ajusta 40A. Relé 1 y 2	A1, A2
k	Ajusta 45A. Relé 1, 2 y 3	A1, A2, A3
l	Ajusta 50A. Relé 1, 2, 3 y 4	A1, A2, A3, A4
m	Ajusta 55A. Relé 1, 2, 3, 4 y 5	A1, A2, A3, A4, A5
n	Ajusta 60A. Relé 1, 2, 3, 4, 5 y 6	A1, A2, A3, A4, A5, E0
o	Ajusta 65A. Relé 1, 2, 3, 4, 5, 6 y 7	A1, A2, A3, A4, A5, E0, E1
p	Ajusta 70A. Relé 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 y 8	A1, A2, A3, A4, A5, E0, E1, E2
q	Ajusta 75A. Relé 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9	A1, A2, A3, A4, A5, E0, E1, E2, D0
r	Ajusta 80A. Relé 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 y 10	A1, A2, A3, A4, A5, E0, E1, E2, D0, D1
s	Desactiva todos los relés	NA
t	Alimenta transformadores	D4
u	Corta alimentación de transformadores	D4
v	Revisa fases	
w	Puerta abierta	
x	Confirmación	
A	Fase 1 abierta	B1
B	Fase 1 en corto	B2
C	Fase 2 abierta	B3
D	Fase 2 en corto	B4
E	Fase 3 abierta	B5
F	Fase 3 en corto	B6

La información de la tabla anterior muestra como se interrelaciona el *software* con el *hardware*, es decir, cuando se da una señal digital basada en una decisión del programa se obtiene una respuesta física y tangible.

### 6.2.1 Interfaz de usuario

La parte del sistema con la que el usuario se relaciona es con la interfaz de usuario. Es la parte donde se reciben los datos de entrada y se despliega el estado de la prueba actual.



**Figura 6.3** Interfaz de usuario

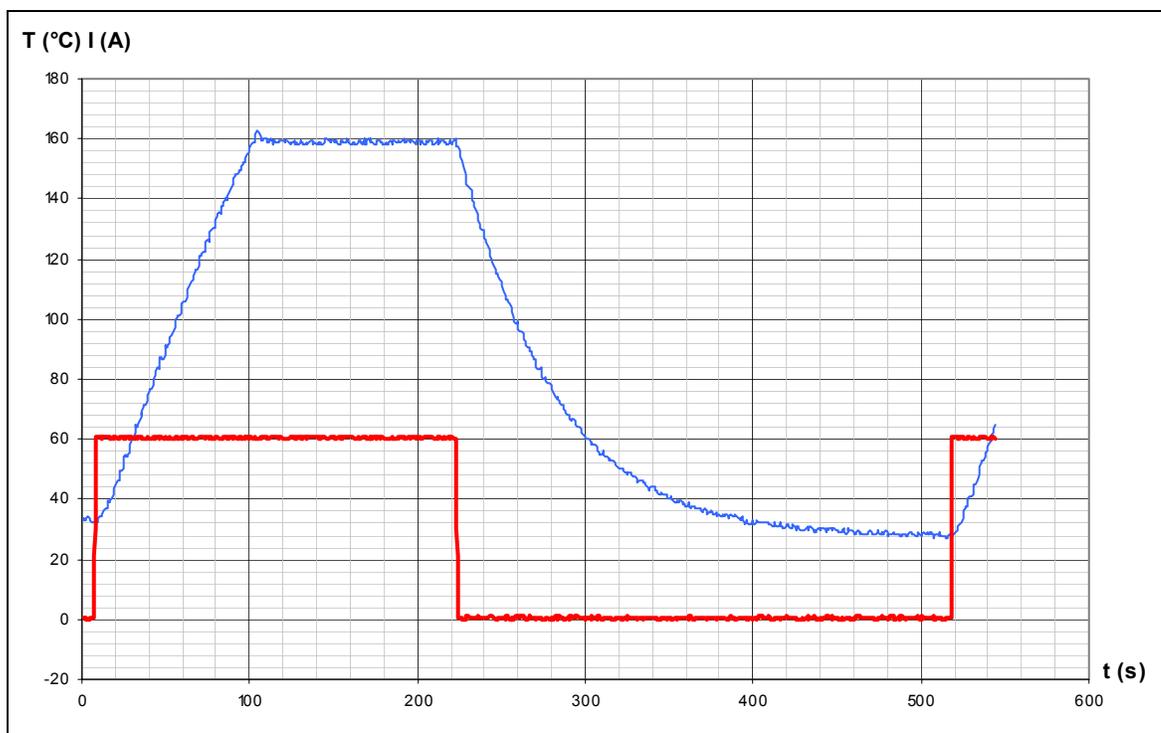
La figura 6.3 presenta la interfaz de usuario. Esta contiene espacios para datos de entrada, datos actuales, información del sistema y por último los botones de empezar la prueba y detenerla por un paro de emergencia.

Los datos de entrada son necesarios para crear el archivo de la prueba y para definir los parámetros de la misma. La información necesaria para el archivo es el número de parte, el cual es parte del nombre del archivo, y el resto de datos son los que definen la prueba, la corriente de prueba y las temperaturas máxima y mínima del ciclo.

La sección de datos actuales presenta la información de las últimas mediciones realizadas así como la cantidad de ciclos que lleva la prueba. La información del sistema presenta el estado del sistema, por ejemplo, corriendo, prueba terminada. Además presenta el tipo de falla una vez que esta se de, por ejemplo, diodo en cortocircuito en la fase 2.

### 6.2.2 Resultados de la prueba realizada

Al inicio, durante y al final de la prueba se guardan datos de temperatura y corriente en el archivo que se genera, el gráfico de estos datos se muestra en la figura 6.4.



**Figura 6.4** Curvas de temperatura y corriente obtenidas

La curva de corriente se presenta en rojo y la de temperatura en azul. Estas curvas se obtuvieron de una prueba con los siguientes datos de entrada, tiempo de prueba a corriente máxima (*Dwell Time*) de 120 segundos, temperatura máxima de 160 °C y mínima de 35 °C y una corriente de prueba de 60 amperios.

La aplicación principal en la PC contiene las rutinas de control automático para los lazos de corriente y temperatura, los lazos se manejan por separado por la facilidad que se presenta en el lazo de corriente cuyo control es proporcional.

En la figura 6.4 se observa como los controles automáticos hacen su función, el control de corriente empieza a funcionar cuando comienza el ciclo, mientras que el de temperatura arranca cuando se alcanza la temperatura máxima previamente definida en los datos de entrada de la interfaz de usuario.

## **Capítulo 7: Conclusiones**

Este capítulo presenta las principales conclusiones obtenidas una vez finalizado el desarrollo del sistema automático de prueba de ciclos de potencia térmicos para rectificadores trifásicos de uso automotriz en la empresa WAI-Semicon Ltda.

1. El controlador de la prueba permite obtener amplitudes variables de tensión en la entrada del rectificador.
2. El sistema permite realizar la prueba de ciclos de potencia térmico a diferentes rectificadores de la empresa WAI-Semicon Ltda.
3. Los valores de resistencia de carga varían de forma automática para obtener valores de corriente entre los 40 A y 80 A. Los aumentos corriente se realizan cada 5 A.
4. La automatización de la prueba permite controlar la temperatura de las pruebas de forma automática, una vez que el proceso alcanza la temperatura máxima.
5. El regulador proporcional compensa la corriente de la prueba de forma automática.
6. El programa principal genera un archivo con los datos referentes a la prueba, guardando la información general de la misma así como los resultados de la prueba realizada.
7. El sistema permite que el usuario determine los parámetros de inicio de prueba, de manera que se puedan probar diferentes números de parte bajo condiciones de temperatura y corriente diferentes según las necesidades del usuario.
8. En todo momento se supervisa el estado de la puerta principal del gabinete, para seguridad del usuario.

## Capítulo 8: Recomendaciones

A continuación se listan una serie de recomendaciones que pretenden orientar el proyecto hacia la mejora futura.

1. El sistema automático implementado actualmente tiene un tiempo máximo de 255 segundos para la duración del ciclo de temperatura máxima. Se recomienda ampliar este tiempo para crear ciclos de temperatura de mayor duración y realizar de esta forma diferentes tipos de pruebas.
2. Para facilitar el manejo de las amplitudes de cada una de las fases de entrada al rectificador se recomienda el uso de un transformador variable trifásico en lugar de tres transformadores variables monofásicos.
3. Se recomienda la utilización de un servomotor de movimiento rotacional para realizar un acople directo entre el eje de los transformadores y el eje del servomotor.
4. Para el enfriamiento del rectificador durante la prueba térmica se puede utilizar aire comprimido para aumentar la pendiente de descenso de la temperatura.
5. Someter el sistema automático a períodos de prueba supervisados por el técnico encargado del proceso. Con lo cual se pueda determinar las ventajas o deficiencias del sistema con el fin de mejorar su funcionamiento.
6. Elaborar un plan de mantenimiento preventivo y ejecutarlo periódicamente con el objetivo de asegurarse que cada etapa del sistema de *hardware* trabaja bajo las condiciones establecidas por el fabricante.

## Bibliografía

1. Chapman, Stephen J, “**Máquinas Eléctricas**”, 3a ed, McGrawHill, Colombia, 2001.
2. Coughlin, Robert R, “Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales”, 5a Ed, Prentice Hall, México, 2000.
3. Kuo, Benjamín C, “**Sistemas de control automático**”, 7a ed, Pearson Education, México, 1996.
4. Maloney, Timothy J, “**Electrónica industrial dispositivos y sistemas**”, 2a Ed, Prentice Hall, México, 1998.
5. Ogata, Katsuhiko, “**Dinámica de sistemas**”, México, Prentice Hall , 1987.
6. Ogata, Katsuhiko, “**Ingeniería de control moderna**”, 2a ed, Prentice Hall, México, 1993
7. Rashid, Muhammad, “**Electrónica de potencia**”, España, Prentice Hall, 2001.
8. Interiano, Eduardo, “**Folleto para el curso de Control automático**”, Costa Rica, ITCR, 2004.
9. <http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/electronica%20IV/A%20subir%202/Conversion%20AC-CC1%20parte.pdf>
10. <http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/electronica%20IV/A%20subir%202/Conversion%20AC-CC2%20parte.pdf>

## **Apéndices**

## **A.1 Glosario, abreviaturas y simbología**

**DUT:** del inglés *Device Under Test*, es decir dispositivo bajo prueba.

**CD:** corriente directa.

**PC:** computadora personal.

**PID:** regular proporcional integral derivativo.

**PTC:** del inglés *Power Thermal Cycle*, es decir ciclo de potencia térmico.

## **A.2 Información sobre la empresa**

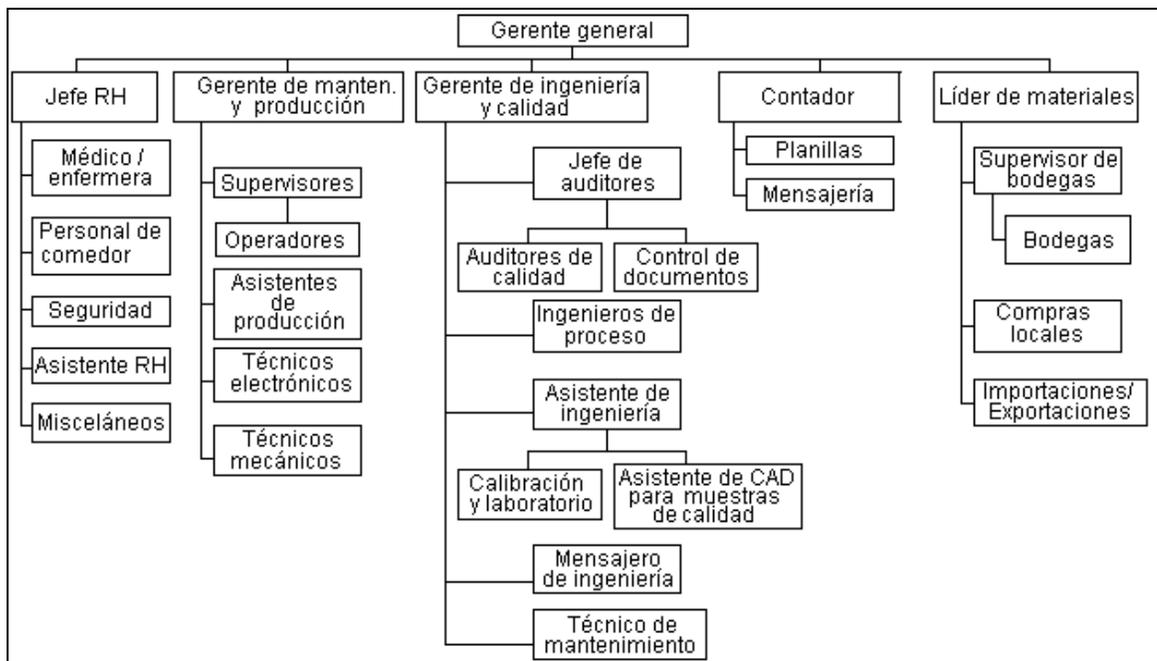
WAI-Semicon Ltda. es una subsidiaria de la corporación norteamericana WAI, la cual se dedica a comprar y vender componentes electrónicos para automóviles. Aparte de esta actividad fabrican alternadores, partes mecánicas y eléctricas, como rectificadores y reguladores electrónicos.

La historia de esta empresa en el país comienza en 1980 con el inicio de una planta de ensamblaje de reguladores electrónicos para automóviles cuyo nombre era General Hybritex, en el año 1986 cambia su nombre a Semicon-Tec y se traslada a Tibás donde implementa procesos adicionales para el moldeado y troquelado de piezas metálicas. En 1994, la planta se traslada a barrio Cuba y en 1995 se incorpora una nueva línea de producción de rectificadores electrónicos para automóviles. La empresa sigue creciendo e introduciendo nuevos procesos de manufactura, hasta que en 1999 se une a la corporación norteamericana WAI, adoptando el nombre de WAI-Semicon Ltda. A partir de este momento se trasladan las líneas de producción de diodos y sustratos de reguladores electrónicos de Miami a Costa Rica, de manera que todo el proceso de manufactura y ensamble de estos componentes se lleva a cabo en las instalaciones de la empresa en barrio Cuba.

Los principales consumidores de los productos fabricados por WAI-Semicon, son las industrias automotrices entre las cuales se encuentran CHEVROLET, MAZDA, MITSUBISHI, FORD y TOYOTA.

La empresa cuenta con cuatro grandes áreas de producción, clasificadas según el producto que se fabrica en cada una de ellas; estas áreas son:

1. Área de fabricación de sustratos para los reguladores electrónicos
2. Área de fabricación de diodos
3. Área de ensamble y prueba de rectificadores electrónicos
4. Área de ensamble y prueba de reguladores electrónicos



**Figura A.2.1** Organigrama de la empresa WAI-Semicon Ltda

El la figura A.2.1 se muestra un organigrama de la empresa, en el cual se observa la estructura jerárquica de cada departamento.

El proyecto de graduación estará a cargo del gerente de ingeniería y calidad, el mismo será desarrollado en el laboratorio de calibración.

## **Anexos**

## **Anexo A.1 Hojas de datos del amplificador operacional OP07**

Dispositivo: Amplificador operacional

Modelo: OP07

Fuente: [www.analog.com](http://www.analog.com)



# Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier

## OP07

### FEATURES

- Low  $V_{OS}$ : 75  $\mu\text{V}$  Max
- Low  $V_{OS}$  Drift: 1.3  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  Max
- Ultrastable vs. Time: 1.5  $\mu\text{V}/\text{Month}$  Max
- Low Noise: 0.6  $\mu\text{V}$  p-p Max
- Wide Input Voltage Range:  $\pm 14$  V
- Wide Supply Voltage Range: 3 V to 18 V
- Fits 725, 108A/308A, 741, AD510 Sockets
- 125°C Temperature-Tested Dice

### APPLICATIONS

- Wireless Base Station Control Circuits
- Optical Network Control Circuits
- Instrumentation
- Sensors and Controls
  - Thermocouples
  - RTDs
  - Strain Bridges
  - Shunt Current Measurements
- Precision Filters

### GENERAL DESCRIPTION

The OP07 has very low input offset voltage (75  $\mu\text{V}$  max for OP07E) that is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP07 also features low input bias current ( $\pm 4$  nA for the OP07E) and high open-loop gain (200 V/mV for the OP07E). The low offsets and high open-loop gain make the OP07 particularly useful for high gain instrumentation applications.

The wide input voltage range of  $\pm 13$  V minimum combined with a high CMRR of 106 dB (OP07E) and high input impedance provide high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained even at

high closed-loop gains. Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP07 an industry standard for instrumentation applications.

The OP07 is available in two standard performance grades. The OP07E is specified for operation over the  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  range, and the OP07C is specified over the  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  temperature range.

The OP07 is available in epoxy 8-lead PDIP and 8-lead SOIC. It is a direct replacement for 725, 108A, and OP05 amplifiers; 741 types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer. For improved specifications, see the OP177 or OP1177. For ceramic DIP and TO-99 packages and standard micro circuit (SMD) versions, see the OP77.

### PIN CONNECTIONS

- 8-Lead PDIP (P-Suffix)
- 8-Lead SOIC (S-Suffix)

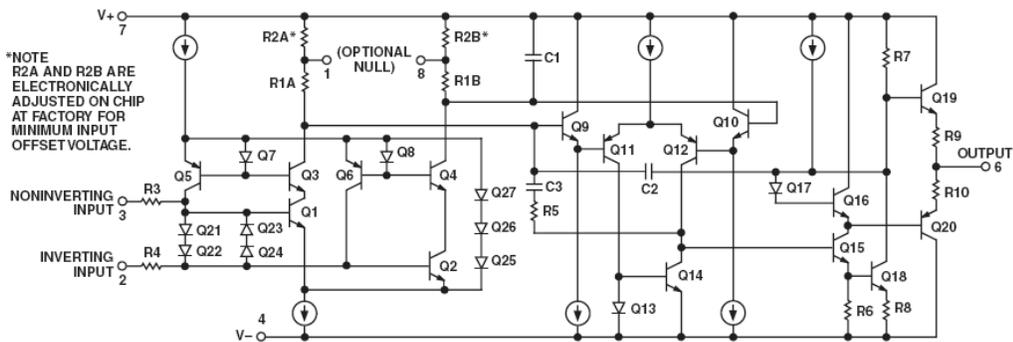
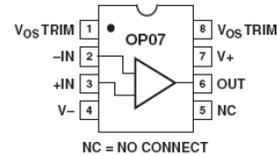


Figure 1. Simplified Schematic

REV. C

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. 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.

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.

## OP07—SPECIFICATIONS

### OP07E ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT CHARACTERISTICS</b>						
Input Offset Voltage <sup>1</sup>	$V_{OS}$			30	75	$\mu\text{V}$
Long-Term $V_{OS}$ Stability <sup>2</sup>	$V_{OS}/\text{Time}$			0.3	1.5	$\mu\text{V}/\text{Mo}$
Input Offset Current	$I_{OS}$			0.5	3.8	nA
Input Bias Current	$I_B$			$\pm 1.2$	$\pm 4.0$	nA
Input Noise Voltage	$e_n$ p-p	0.1 Hz to 10 Hz <sup>3</sup>		0.35	0.6	$\mu\text{V}$ p-p
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_O = 10\text{ Hz}$		10.3	18.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{ Hz}^3$		10.0	13.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 1\text{ kHz}$		9.6	11.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Noise Current	$I_n$ p-p			14	30	pA p-p
Input Noise Current Density	$I_n$	$f_O = 10\text{ Hz}$		0.32	0.80	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 100\text{ Hz}^3$		0.14	0.23	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 1\text{ kHz}$		0.12	0.17	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Resistance—Differential Mode <sup>4</sup>	$R_{IN}$		15	50		M $\Omega$
Input Resistance—Common-Mode	$R_{INCM}$			160		G $\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 14$		V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{ V}$	106	123		dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$		5	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
Large Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{ V}$	200	500		V/mV
		$R_L \geq 500\text{ }\Omega$ , $V_O = \pm 0.5\text{ V}$ , $V_S = \pm 3\text{ V}^4$	150	400		V/mV
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>						
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$		V
		$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.8$		V
		$R_L \geq 1\text{ k}\Omega$	$\pm 10.5$	$\pm 12.0$		V
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>						
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega^3$	0.1	0.3		V/ $\mu\text{s}$
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VOL} = 1^5$	0.4	0.6		MHz
Closed-Loop Output Resistance	$R_O$	$V_O = 0$ , $I_O = 0$		60		$\Omega$
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15\text{ V}$ , No Load		75	120	mW
		$V_S = \pm 3\text{ V}$ , No Load		4	6	mW
Offset Adjustment Range		$R_P = 20\text{ k}\Omega$		$\pm 4$		mV

#### NOTES

<sup>1</sup>Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

<sup>2</sup>Long-term input offset voltage stability refers to the averaged trend time of  $V_{OS}$  vs. the time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically 2.5  $\mu\text{V}$ , refer to the typical performance characteristics. Parameter is sample tested.

<sup>3</sup>Sample tested.

<sup>4</sup>Guaranteed by design.

<sup>5</sup>Guaranteed but not tested.

Specifications subject to change without notice.

## **Anexo A.2 Hojas de datos optoacoplador LCA710**

Dispositivo: Optoacoplador

Modelo: LCA710

Fuente: [www.clare.com](http://www.clare.com)



## LCA710 Single Pole OptMOS<sup>®</sup> Relay



	LCA710	Units
Blocking Voltage	60	V <sub>p</sub>
Load Current	1	A
Max R <sub>ON</sub>	0.5	Ω

### Features

- Small 6 Pin DIP Package
- Low Drive Power Requirements (TTL/CMOS Compatible)
- No Moving Parts
- High Reliability
- Arc-Free With No Snubbing Circuits
- 3750V<sub>rms</sub> Input/Output Isolation
- No EMI/RFI Generation
- Machine Insertable, Wave Solderable
- Surface Mount and Tape & Reel Versions Available

### Applications

- Instrumentation
  - Multiplexers
  - Data Acquisition
  - Electronic Switching
  - I/O Subsystems
  - Meters (Watt-Hour, Water, Gas)
- Medical Equipment—Patient/Equipment Isolation
- Security
- Aerospace
- Industrial Controls

### Description

LCA710 is a 60V, 1A, 0.5Ω 1-Form-A relay. It features the highest peak load current capability available in an OptMOS relay.

### Approvals

- UL Recognized: File Number E76270
- CSA Certified: File Number LR 43639-10
- Certified to:
  - EN 60950
  - EN 41003

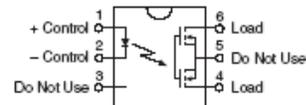
### Ordering Information

Part #	Description
LCA710	6 Pin DIP (50/Tube)
LCA710S	6 Pin Surface Mount (50/Tube)
LCA710STR	6 Pin Surface Mount (1000/Reel)

### Pin Configuration

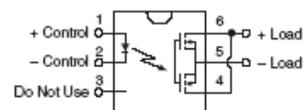
#### LCA710 Pinout

##### AC/DC Configuration

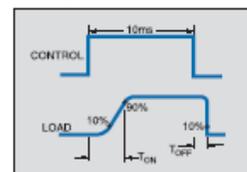


#### LCA710 Pinout

##### DC Only Configuration



### Switching Characteristics of Normally Open (Form A) Devices



## LCA710

### Absolute Maximum Ratings (@ 25°C)

Parameter	Ratings	Units
Blocking Voltage	60	V <sub>p</sub>
Reverse Input Voltage	5	V
Input Control Current	50	mA
Peak (10ms)	1	A
Input Power Dissipation <sup>1</sup>	150	mW
Total Power Dissipation <sup>2</sup>	800	mW
Isolation Voltage Input to Output	3750	V <sub>rms</sub>
Operational Temperature	-40 to +85	°C
Storage Temperature	-40 to +125	°C

<sup>1</sup> Derate Linearly 1.33 mW/°C

<sup>2</sup> Derate Linearly 6.67 mW/°C

*Absolute Maximum Ratings are stress ratings. Stresses in excess of these ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device at conditions beyond those indicated in the operational sections of this data sheet is not implied.*

### Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
<b>Output Characteristics @ 25°C</b>						
Load Current						
AC/DC Configuration	Continuous	I <sub>L</sub>	-	-	1.0	A
DC Configuration					1.8	
Peak Load Current	10ms	I <sub>LPK</sub>	-	-	5.0	A
On-Resistance						
AC/DC Configuration	I <sub>L</sub> =1A	R <sub>ON</sub>	-	0.3	0.5	Ω
DC Configuration	I <sub>L</sub> =1.8A			0.1	0.15	
Off-State Leakage Current	V <sub>L</sub> =60V	I <sub>LEAK</sub>	-	-	1	μA
Switching Speeds						
Turn-On	I <sub>F</sub> =10mA, V <sub>L</sub> =10V	T <sub>ON</sub>	-	-	2.5	ms
Turn-Off	I <sub>F</sub> =10mA, V <sub>L</sub> =10V	T <sub>OFF</sub>	-	-	0.25	
Output Capacitance	50V; f=1MHz	-	-	220	-	pF
<b>Input Characteristics @ 25°C</b>						
Input Control Current	I <sub>L</sub> =1A	I <sub>F</sub>	10	-	-	mA
Input Dropout Current	-	I <sub>F</sub>	0.4	0.7	-	mA
Input Voltage Drop	I <sub>F</sub> =10mA	V <sub>F</sub>	0.9	1.2	1.4	V
Reverse Input Current	V <sub>R</sub> =5V	I <sub>R</sub>	-	-	10	μA
<b>Common Characteristics @ 25°C</b>						
Input to Output Capacitance	-	C <sub>VO</sub>	-	3	-	pF

### **Anexo A.3 Hojas de datos del transistor MOSFET MTW32N20E**

Dispositivo: Transistor tipo MOSFET

Modelo: MTW32N20E

Fuente: <http://onsemi.com>

## MTW32N20E

Preferred Device

### Power MOSFET 32 Amps, 200 Volts N-Channel TO-247

This advanced Power MOSFET is designed to withstand high energy in the avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast recovery time. Designed for low voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.

- Avalanche Energy Specified
- Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
- $I_{DSS}$  and  $V_{DS(on)}$  Specified at Elevated Temperature
- Isolated Mounting Hole

#### MAXIMUM RATINGS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

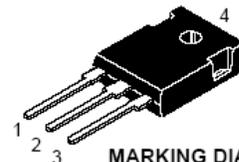
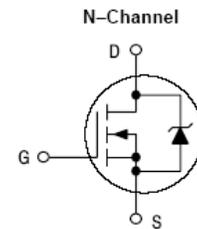
Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DSS}$	200	Vdc
Drain-Gate Voltage ( $R_{GS} = 1.0\text{ M}\Omega$ )	$V_{DGR}$	200	Vdc
Gate-Source Voltage - Continuous	$V_{GS}$	$\pm 20$	Vdc
Drain Current - Continuous	$I_D$	32	Adc
- Continuous @ $100^\circ\text{C}$	$I_{D@100}$	19	
- Single Pulse ( $t_p \leq 10\ \mu\text{s}$ )	$I_{DM}$	128	Apk
Total Power Dissipation	$P_D$	180	Watts
Derate above $25^\circ\text{C}$		1.44	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy - Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$ ( $V_{DD} = 50\text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 10\text{ Vpk}$ , $I_L = 32\text{ Apk}$ , $L = 1.58\text{ mH}$ , $R_G = 25\ \Omega$ )	$E_{AS}$	810	mJ
Thermal Resistance - Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.7	$^\circ\text{C/W}$
- Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	40	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, $1/8''$ from case for 10 seconds	$T_L$	260	$^\circ\text{C}$



ON Semiconductor

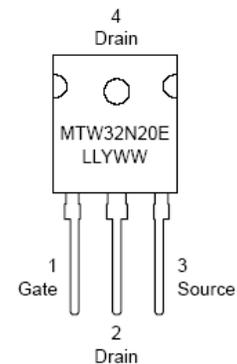
<http://onsemi.com>

**32 AMPERES  
200 VOLTS  
 $R_{DS(on)} = 75\text{ m}\Omega$**



TO-247AE  
CASE 340K  
Style 1

#### MARKING DIAGRAM & PIN ASSIGNMENT



LL = Location Code  
Y = Year  
WW = Work Week

#### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MTW32N20E	TO-247	30 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>						
Drain-Source Breakdown Voltage ( $V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_D = 250\ \mu\text{Adc}$ ) Temperature Coefficient (Positive)	$V_{(BR)DSS}$	200 –	– 247	– –	Vdc mV/°C	
Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 200\text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ ) ( $V_{DS} = 200\text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$I_{DSS}$	– –	– –	250 1000	$\mu\text{Adc}$	
Gate-Body Leakage Current ( $V_{GS} = \pm 20\text{ Vdc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	–	–	100	nAdc	
<b>ON CHARACTERISTICS</b> (Note 1.)						
Gate Threshold Voltage ( $V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\ \mu\text{Adc}$ ) Temperature Coefficient (Negative)	$V_{GS(th)}$	2.0 –	– 8.0	4.0 –	Vdc mV/°C	
Static Drain-Source On-Resistance ( $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$ , $I_D = 16\text{ Adc}$ )	$R_{DS(on)}$	–	0.064	0.075	Ohm	
Drain-Source On-Voltage ( $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$ ) ( $I_D = 32\text{ Adc}$ ) ( $I_D = 16\text{ Adc}$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$V_{DS(on)}$	– –	– –	3.0 2.7	Vdc	
Forward Transconductance ( $V_{DS} = 15\text{ Vdc}$ , $I_D = 16\text{ Adc}$ )	gFS	12	–	–	mhos	
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>						
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25\text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{iss}$	–	3600	5000	pF
Output Capacitance		$C_{oss}$	–	130	250	
Reverse Transfer Capacitance		$C_{rss}$	–	690	1000	
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS</b> (Notes 1. & 2.)						
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 100\text{ Vdc}$ , $I_D = 32\text{ Adc}$ , $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$ , $R_G = 6.2\ \Omega$ )	$t_{d(on)}$	–	25	50	ns
Rise Time		$t_r$	–	120	240	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	–	75	150	
Fall Time		$t_f$	–	91	182	
Gate Charge	$(V_{DS} = 160\text{ Vdc}$ , $I_D = 32\text{ Adc}$ , $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$ )	$Q_T$	–	85	120	nC
		$Q_1$	–	12	–	
		$Q_2$	–	40	–	
		$Q_3$	–	30	–	
<b>SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS</b> (Note 1.)						
Forward On-Voltage	$(I_S = 32\text{ Adc}$ , $V_{GS} = 0$ ) $(I_S = 16\text{ Adc}$ , $V_{GS} = 0$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$V_{SD}$	– –	1.1 0.9	2.0 –	Vdc
Reverse Recovery Time		$(I_S = 32\text{ Adc}$ , $V_{GS} = 0$ , $dI_S/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ )	$t_{rr}$	–	280	–
	$t_a$		–	195	–	
	$t_b$		–	85	–	
Reverse Recovery Stored Charge		QRR	–	2.94	–	$\mu\text{C}$
<b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE</b>						
Internal Drain Inductance (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	$L_D$	–	5.0	–	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	$L_S$	–	13	–	nH	

1. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\ \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .
2. Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

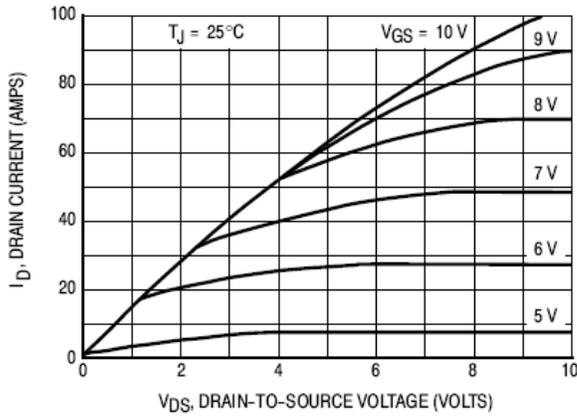


Figure 1. . On-Region Characteristics

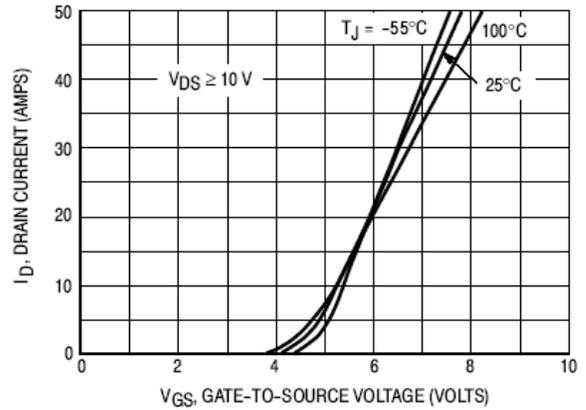


Figure 2. . Transfer Characteristics

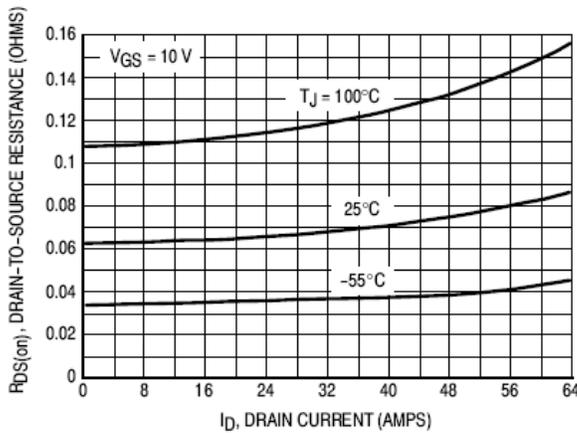


Figure 3. . On-Resistance versus Drain Current and Temperature

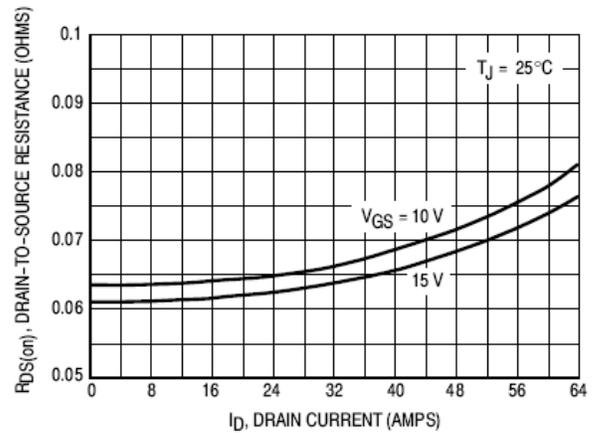


Figure 4. . On-Resistance versus Drain Current and Gate Voltage

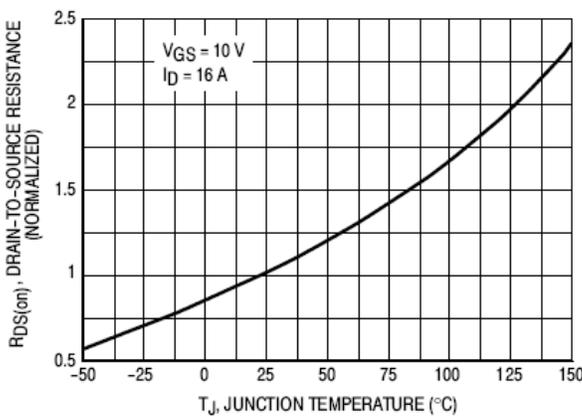


Figure 5. . On-Resistance Variation with Temperature

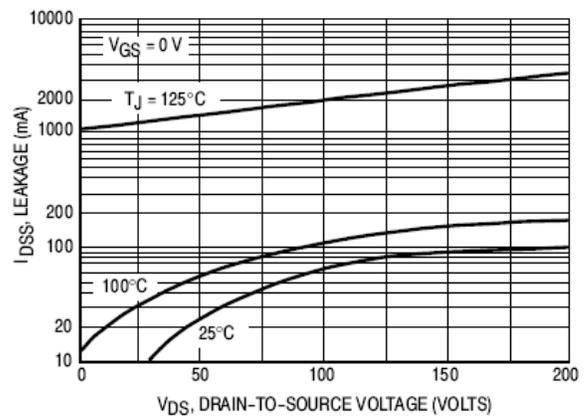


Figure 6. . Drain-To-Source Leakage Current versus Voltage

#### **Anexo A.4 Hojas de datos del convertidor A/D MAX6675**

Dispositivo: Convertidor analógico digital para termocupla tipo K, con compensación de unión fría.

Modelo: MAX6675

Fuente: [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)

19-2235; Rev 1; 3/02



## Cold-Junction-Compensated K-Thermocouple-to-Digital Converter (0°C to +1024°C)

**MAX6675**

### General Description

The MAX6675 performs cold-junction compensation and digitizes the signal from a type-K thermocouple. The data is output in a 12-bit resolution, SPI™-compatible, read-only format.

This converter resolves temperatures to 0.25°C, allows readings as high as +1024°C, and exhibits thermocouple accuracy of 8LSBs for temperatures ranging from 0°C to +700°C.

The MAX6675 is available in a small, 8-pin SO package.

### Features

- ◆ Direct Digital Conversion of Type -K Thermocouple Output
- ◆ Cold-Junction Compensation
- ◆ Simple SPI-Compatible Serial Interface
- ◆ 12-Bit, 0.25°C Resolution
- ◆ Open Thermocouple Detection

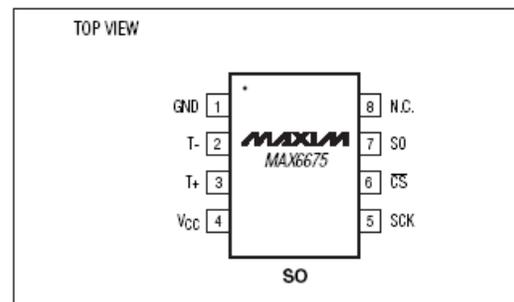
### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX6675ISA	-20°C to +85°C	8 SO

### Applications

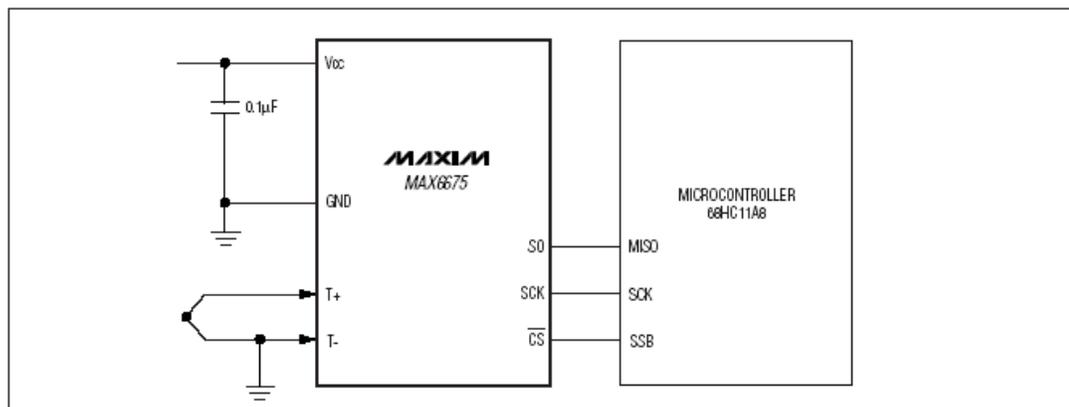
Industrial  
Appliances  
HVAC  
Automotive

### Pin Configuration



SPI is a trademark of Motorola, Inc.

### Typical Application Circuit



## Cold-Junction-Compensated K-Thermocouple-to-Digital Converter (0°C to +1024°C)

**MAX6675**

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V<sub>CC</sub> to GND) ..... -0.3V to +6V  
 SO, SCK, CS, T-, T+ to GND ..... -0.3V to V<sub>CC</sub> + 0.3V  
 SO Current ..... 50mA  
 ESD Protection (Human Body Model) ..... ±2000V  
 Continuous Power Dissipation (T<sub>A</sub> = +70°C)  
 8-Pin SO (derate 5.88mW/°C above +70°C) ..... 471mW  
 Operating Temperature Range ..... -20°C to +85°C

Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C  
 Junction Temperature ..... +150°C  
 SO Package  
 Vapor Phase (60s) ..... +215°C  
 Infrared (15s) ..... +220°C  
 Lead Temperature (soldering, 10s) ..... +300°C

*Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.*

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = +3.0V to +5.5V, T<sub>A</sub> = -20°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values specified at +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Temperature Error		T <sub>THERMOCOUPLE</sub> = +700°C, T <sub>A</sub> = +25°C (Note 2)	V <sub>CC</sub> = +3.3V	-5		+5	LSB
			V <sub>CC</sub> = +5V	-6		+6	
		T <sub>THERMOCOUPLE</sub> = 0°C to +700°C, T <sub>A</sub> = +25°C (Note 2)	V <sub>CC</sub> = +3.3V	-8		+8	
			V <sub>CC</sub> = +5V	-9		+9	
T <sub>THERMOCOUPLE</sub> = +700°C to +1000°C, T <sub>A</sub> = +25°C (Note 2)	V <sub>CC</sub> = +3.3V	-17		+17			
	V <sub>CC</sub> = +5V	-19		+19			
Thermocouple Conversion Constant				10.25			µV/LSB
Cold-Junction Compensation Error		T <sub>A</sub> = -20°C to +85°C (Note 2)	V <sub>CC</sub> = +3.3V	-3.0		+3.0	°C
			V <sub>CC</sub> = +5V	-3.0		+3.0	
Resolution				0.25			°C
Thermocouple Input Impedance				60			kΩ
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>			3.0		5.5	V
Supply Current	I <sub>CC</sub>				0.7	1.5	mA
Power-On Reset Threshold		V <sub>CC</sub> rising		1	2	2.5	V
Power-On Reset Hysteresis					50		mV
Conversion Time		(Note 2)			0.17	0.22	s
<b>SERIAL INTERFACE</b>							
Input Low Voltage	V <sub>IL</sub>					0.3 x V <sub>CC</sub>	V
Input High Voltage	V <sub>IH</sub>			0.7 x V <sub>CC</sub>			V
Input Leakage Current	I <sub>LEAK</sub>	V <sub>IN</sub> = GND or V <sub>CC</sub>				±5	µA
Input Capacitance	C <sub>IN</sub>				5		pF

## **Anexo A.5 Hojas de datos del transistor MOSFET IRLU3715**

Dispositivo: Transistor tipo MOSFET

Modelo: IRLU3715

Fuente: [www.irfr.com](http://www.irfr.com)

International  
**IR** Rectifier

**SMPS MOSFET**

IRLR3715

IRLU3715

HEXFET® Power MOSFET

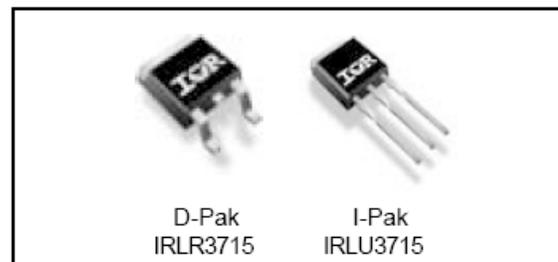
**Applications**

- High Frequency Isolated DC-DC Converters with Synchronous Rectification for Telecom and Industrial Use
- High Frequency Buck Converters for Computer Processor Power

<b>V<sub>DSS</sub></b>	<b>R<sub>DS(on)</sub> max</b>	<b>I<sub>D</sub></b>
<b>20V</b>	<b>14mΩ</b>	<b>54A</b>

**Benefits**

- Ultra-Low Gate Impedance
- Very Low R<sub>DS(on)</sub> at 4.5V V<sub>GS</sub>
- Fully Characterized Avalanche Voltage and Current



**Absolute Maximum Ratings**

Symbol	Parameter	Max.	Units
V <sub>DS</sub>	Drain-Source Voltage	20	V
V <sub>GS</sub>	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V	54④	A
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V	38④	
I <sub>DM</sub>	Pulsed Drain Current①	210	
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Maximum Power Dissipation	71	W
P <sub>D</sub> @ T <sub>A</sub> = 25°C	Maximum Power Dissipation⑤	3.8	W
	Linear Derating Factor	0.48	W/°C
T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub>	Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C

**Thermal Resistance**

	Parameter	Typ.	Max.	Units
R <sub>θJC</sub>	Junction-to-Case	---	2.1	°C/W
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient	---	110	
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient (PCB mount)⑤	---	50	

# IRLR/U3715

## Static @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	20	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.022	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	11	14	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 26A$ ③
		—	15	20		$V_{GS} = 4.5V, I_D = 21A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	3.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	$\mu A$	$V_{DS} = 16V, V_{GS} = 0V$
		—	—	100		$V_{DS} = 16V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{GS} = 16V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		$V_{GS} = -16V$

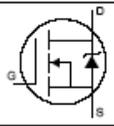
## Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$g_{fs}$	Forward Transconductance	26	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 21A$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	11	17	nC	$I_D = 21A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	3.8	—		$V_{DS} = 10V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	4.4	—		$V_{GS} = 4.5V$
$Q_{oss}$	Output Gate Charge	—	11	17		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 10V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.4	—	ns	$V_{DD} = 10V$
$t_r$	Rise Time	—	73	—		$I_D = 21A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	12	—		$R_G = 1.8\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	5.1	—		$V_{GS} = 4.5V$ ③
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1060	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	700	—		$V_{DS} = 10V$
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		$f = 1.0MHz$

## Avalanche Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②	—	110	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current①	—	21	A

## Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	54④	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	210		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	0.9	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 21A, V_{GS} = 0V$ ③
		—	0.8	—		$T_J = 125^\circ\text{C}, I_S = 21A, V_{GS} = 0V$ ③
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	37	56	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 21A, V_R = 20V$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	28	42	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	38	57	ns	$T_J = 125^\circ\text{C}, I_F = 21A, V_R = 20V$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	30	45	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③

## **Anexo A.6 Hojas de datos de detector de corriente ECS40BC**

Dispositivo: Detector de corriente

Modelo: ECS40BC

Fuente: [www.ssac.com](http://www.ssac.com).

## Over/Under Current Sensing ECS Series Current Sensor







- Toroidal Through Hole Wiring
- 0.5...50 A Trip Point
- Adjustable or Factory Fixed Trip Delays
- 10 A SPDT Isolated Output Contacts
- 5% Trip Point Hysteresis (Dead Band)

Approvals:  

### Accessories



Female quick connect P/Ns:  
**P1015-13** (AWG 10/12)  
**P1015-04** (AWG 14/16)  
**P1015-14** (AWG 18/22)

See accessory pages for specifications.

### Description

The ECS Series of Single Phase AC Current Sensors is a universal, overcurrent or undercurrent sensing control. Its built-in toroidal sensor eliminates the inconvenience of installing a stand-alone current transformer. Includes onboard adjustments for current sensing mode, trip point, and trip delay. Detects over or under current events like locked rotor, loss of load, an open heater or lamp load, or proves an operation is taking place or has ended.

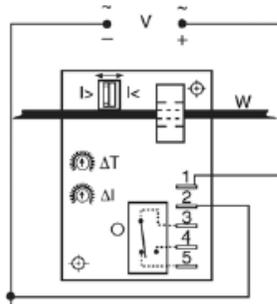
### Operation

Input voltage must be supplied at all times for proper operation. When a fault is sensed throughout the trip delay, the output relay is energized. When the current returns to the normal run condition, the output and the delay are reset. If a fault is sensed and then corrected before the trip delay is completed, the relay will not energize and the trip delay is reset to zero.

### Adjustment

Select the desired function, over or under current sensing. Set the trip point and trip delay to approximate settings. Apply power to the ECS and the monitored load. Turn adjustment and watch the LED. LED will light; turn slightly in opposite direction until LED is off. Adjustment can be done while connected to the control circuitry if the trip delay is set at maximum.

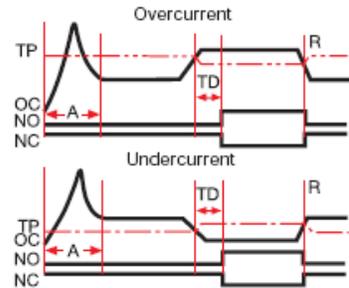
### Connection



Relay contacts are isolated.  
Dashed lines are internal connections.

V = Voltage I<sub>></sub> = Overcurrent I<sub><</sub> = Undercurrent  
W = Insulated Wire Carrying Monitored Current

### Function



TP = Trip Point R = Reset OC = Monitored Current  
 NO = Normally Open Contact NC = Normally Closed Contact  
 A = Sensing Delay On Start Up TD = Trip Delay

### Ordering Table

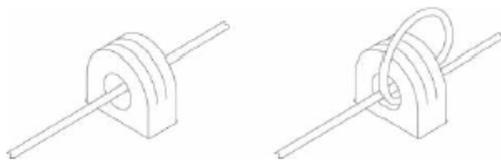
X	X	X	X	X
<b>Series</b>	<b>Input</b>	<b>Trip Point</b>	<b>Trip Delay</b>	<b>Sensing Delay on Start up</b>
-ECS (selectable over or under current sensing)	-1 - 12 V DC	Fixed - Specify 2 ... 50 A in 1 A increments	-F - Factory Fixed: Specify .08 ... 50 s	-Blank - 0 s
-ECSH (overcurrent sensing)	-2 - 24 V AC	<b>Adjustable Ranges</b>	<b>Adjustable Ranges</b>	-C - 1 s
-ECSL (undercurrent sensing)	-3 - 24 V DC	-0 - 0.5 ... 5 A	-A - 0.150 ... 7 s	-D - 2 s
	-4 - 120 V AC	-1 - 2 ... 20 A	-B - 0.5 ... 50 s	-E - 3 s
	-6 - 230 V AC	-H - 5 ... 50 A		-F - 4 s
				-G - 5 s
				-H - 6 s

Example P/N: **ECS41AC** Fixed - **ECSH810AD**

## Over/Under Current Sensing ECS Series Current Sensor

### Technical Data

<b>Sensor</b>		
Type		Toroidal, through hole wiring
Mode		Over or under current, switch selectable on the unit or factory fixed
Trip Point Range		0.5 ... 50 A in 3 adjustable ranges or fixed
Tolerance:	Adjustable	Guaranteed range
	Fixed	0.5 ... 25 A: 0.5 A or +/-5% whichever is less; 26 ... 50 A: +/-2.5%
Maximum Allowable Current		Steady - 50 A turns; Inrush - 300 A turns for 10 s
Trip Point Hysteresis		≅ +/-5%
Trip Point vs. Temperature		+/-5%
Response Time		≤ 75 ms
Frequency		45 ... 500 Hz
Type of Detection		Peak detection
<b>Trip Delay</b>		
Type		Analog
Range:	Adjustable	0.150 ... 7 s; 0.5 ... 50 s (Guaranteed ranges)
	Factory Fixed	0.08 ... 50 s (+/-10%)
Delay vs. Temperature		+/-15%
Sensing Delay on Startup		Factory fixed 0 ... 6 s: +40% ... 0%
<b>Input</b>		
Voltage		24 , 120, or 230 V AC; 12 or 24 V DC
Tolerance	12 V DC & 24 V DC/AC	-15% ... +20%
	120 & 230 V AC	-20% ... +10%
Line Frequency		50 ... 60 Hz
<b>Output</b>		
Type		Electromechanical relay
Form		Isolated single pole double throw (SPDT)
Rating		10 A resistive at 240 V AC; 1/4 hp at 125 V AC; 1/2 hp at 250 V AC
Life		Mechanical - 1 x 10 <sup>6</sup> ; Electrical - 1 x 10 <sup>5</sup>
<b>Protection</b>		
Circuitry		Encapsulated
Isolation Voltage		≥ 2500 V RMS input to output
Insulation Resistance		≥ 100 MΩ
<b>Mechanical</b>		
Mounting		Surface mount with two #6 (M3.5 x 0.6) screws
Termination		0.25 in. (6.35 mm) male quick connect terminals (5)
Humidity		95% relative, non-condensing
Operating/Storage Temperature		-40°C ... +60°C / -40°C ... +85°C
Weight		≅ 6.4 oz (181 g)



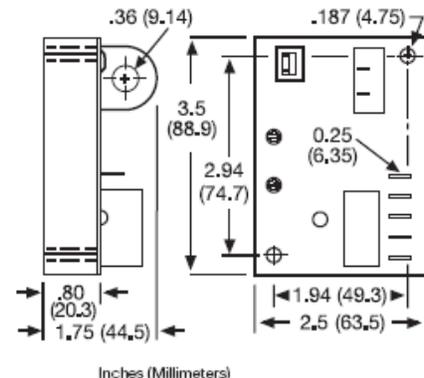
#### Multiple Turns To Increase Sensitivity

To increase sensitivity, multiple turns may be made through the ECS's toroidal sensor. The trip point range is divided by the number of turns through the toroidal sensor to create a new range.

#### Using an External Current Transformer (CT)

Select a 2 VA, 0 to 5 A output CT, rated for the current to be monitored. Select ECS adjustment range 0. Pass the CT's secondary wire lead through the ECS's toroid and connect both ends together.

### Mechanical View



**Anexo A.7 Hojas de datos del transformador reductor 39000-321**

Dispositivo: Transformador reductor 10:1.

Modelo: 39000-321, Clase 7414

Fuente: [www.scheider-electric.com.mx](http://www.scheider-electric.com.mx).

## Transformador reductor-elevador 120 V x 240 V - 12/24 V Clase 7414

Conservar para uso futuro.



**Introducción** Este boletín proporciona las instrucciones de instalación, funcionamiento y servicio de mantenimiento de los transformadores reductores-elevadores fabricados por Square D.

El transformador reductor-elevador es un transformador aislador con un primario de 120 V x 240 V y un secundario de 2/24 V o 16/32 V; o bien, un primario de 240 V x 480 V con un secundario de 24/48 V. El gabinete del equipo ha sido diseñado y construido para uso en interiores o exteriores y cumple con la clasificación NEMA 3R.

Es posible interconectar el primario y secundario de un transformador reductor-elevador para utilizarse como un autotransformador para aumentar o disminuir levemente la tensión. Al utilizarse como un autotransformador para ajustar levemente la tensión, el transformador reductor-elevador puede llevar cargas que excedan el valor nominal especificado en la placa de datos. Este transformador también puede ser utilizado como un transformador aislador. En este caso, el transformador puede llevar la carga plena

### Diagramas de alambado

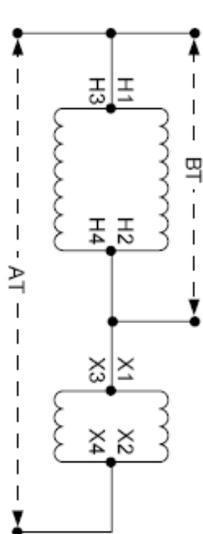


Diagrama de alambrado 1

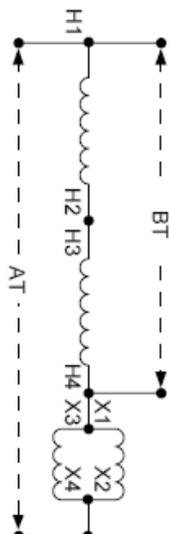


Diagrama de alambrado 3

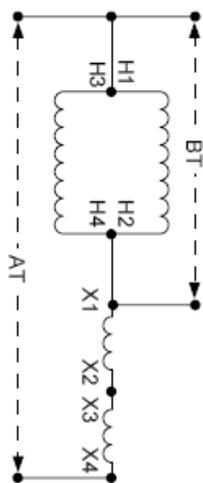


Diagrama de alambrado 2

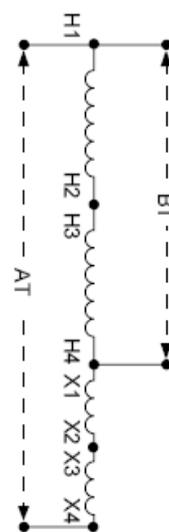


Diagrama de alambrado 4

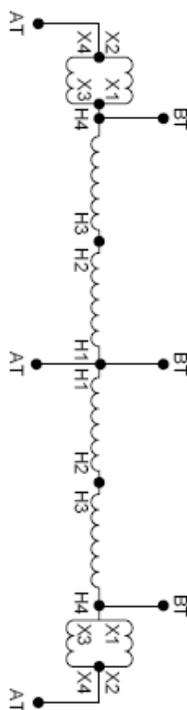


Diagrama de alambrado 5

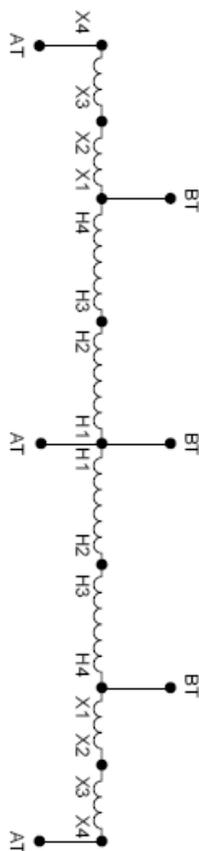


Diagrama de alambrado 6

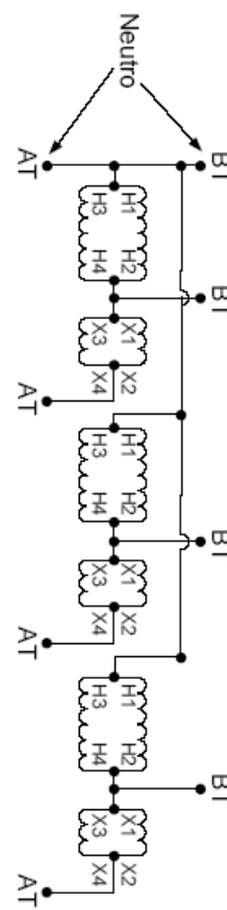


Diagrama de alambrado 7

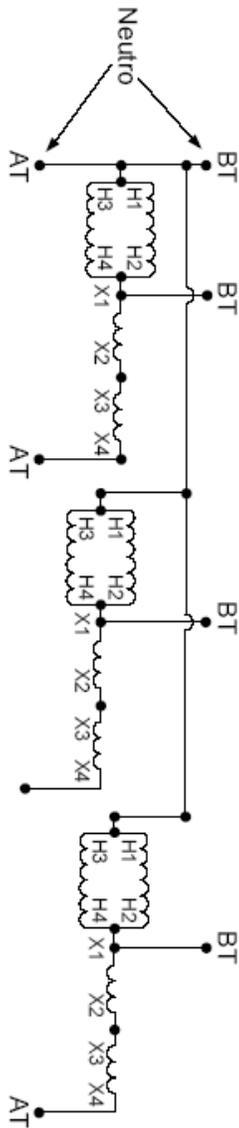


Diagrama de alambrado 8

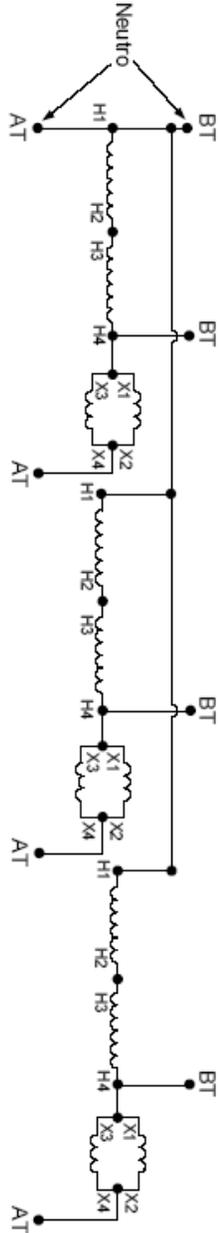


Diagrama de alambrado 9

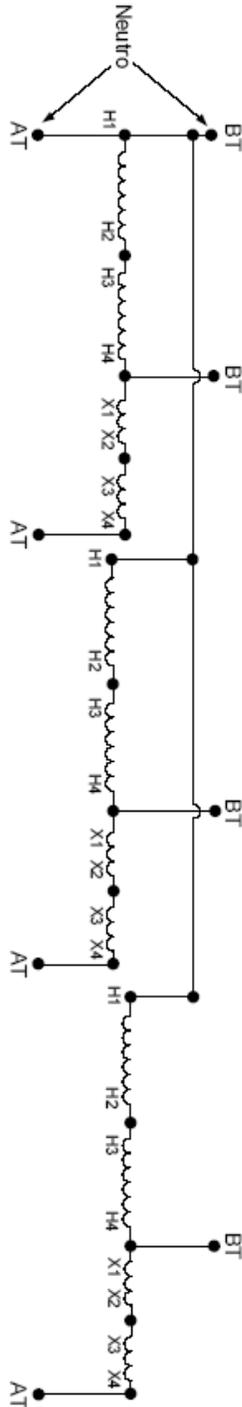


Diagrama de alambrado 10

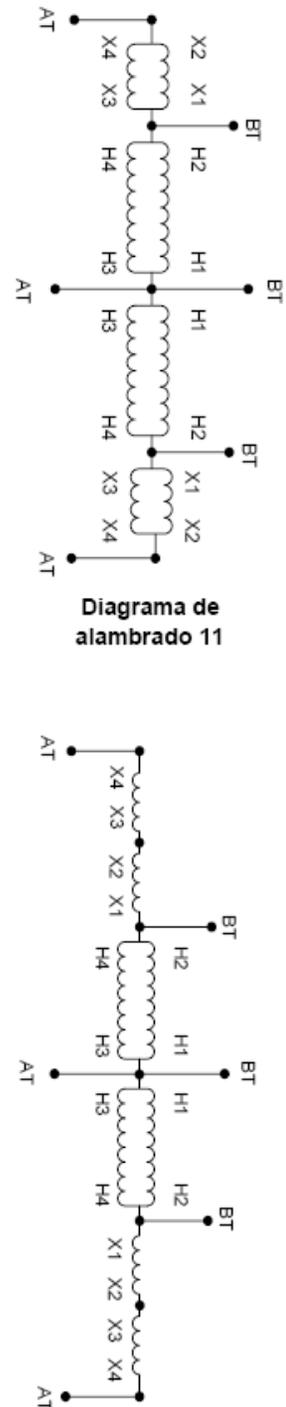


Diagrama de alambrado 11

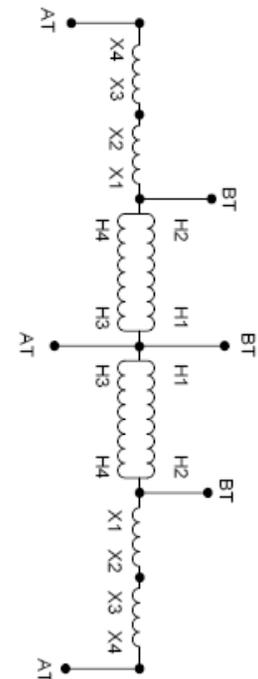


Diagrama de alambrado 12

**Anexo A.8 Hojas de datos del transformador de corriente 01293 Simpson**

Dispositivo: Transformador de corriente con forma de dona.

Modelo: 01293 Simpson

Fuente: [.www.simpsonelectric.com](http://www.simpsonelectric.com)



## Accessories

### Donut Current Transformers

- *Meets A.S.A C57.13 Standard*
- *Manufactured to Meet UL Requirements UL 1244*
- *Flexible Leads are UL105, 105°C CSA Approved*
- *Molded From Impact and Abrasive Resistance Black Nylon for Rugged Construction*
- *± 2% Accuracy*
- *Frequency Response 50-400 Hz*

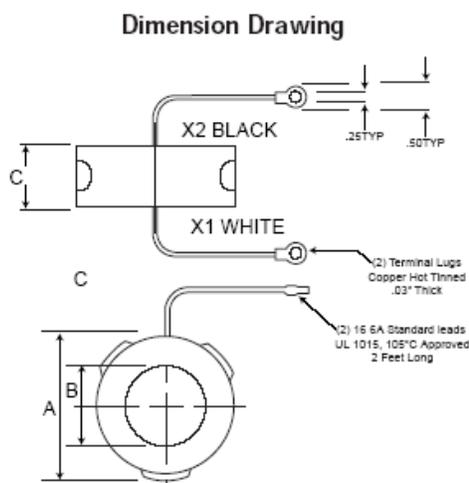


A donut transformer is commonly used when AC current levels to be monitored exceed 75 amperes. Current transformer rated 100:5 will provide a secondary current of 5 AC amperes when a single primary turn is passed through the donut with a 100 ampere load. The donut transformer provides additional isolation from the conductor. The secondary leads are 2 feet long and may be extended up to 10 feet using at least 12 gauge copper wire. If the distance is greater than ten feet, please consult the factory.

A 50:5 amp donut is the lowest rating that Simpson normally carries. A donut can be used for ratings below 50 amps by wrapping either the primary wire passing through the core, or by wrapping the secondary wires leading to the meter. This is shown on the next page. Other ratings are available on special order. Call the factory with your specifications.

Catalog Number	Turns Ratio	Accuracy For 2 VA Burden
01293	10:1	2%
01306	15:1	2%
01297	20:1	1%
01298	30:1	1%
01299	40:1	1%
01313	50:1	.8%
01300	60:1	.6%
01305	80:1	.5%
01301	100:1	.5%
02303	120:1	.5%
02459	150:1	.3%
02304	200:1	.3%

#### Dimensions and Ordering Information



**NOTE:** Primary and Secondary Turn Ratio modifications are noted on Reverse Side of Page.

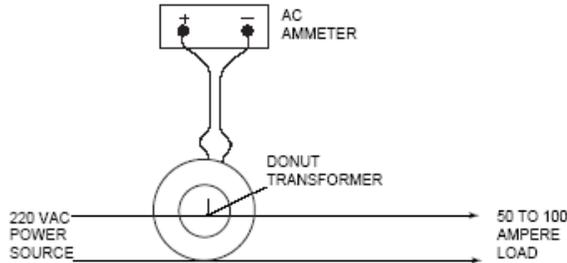
#### Ordering Information

Dimensions are in inches

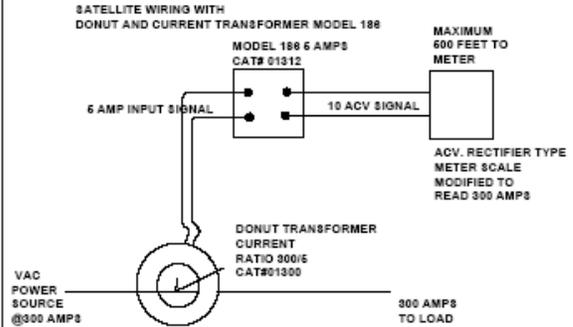
Ampere		Turns Ratio	Catalog Number	Dimensions		
Primary	Secondary			A	B	C
50	5	10.1	01293	3.56"	1.56"	1.10"
75	5	15.1	01306			
100	5	20.1	01297			
150	5	30.1	01298			
200	5	40.1	01299	3.56"	2.06"	1.10"
250	5	50.1	01313			
300	5	60.1	01300			
400	5	80.1	01305			
500	5	100.1	01301			
600	5	120.1	02303			
750	5	150.1	02459	4.50"	3.00"	1.09"
1000	5	200.1	02304			

### Typical Application

#### Donut Current Transformer Wiring Diagram



#### Satellite Meter Wiring Diagram



### Primary Turn Ratio Modification

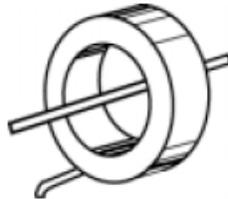
**Formula:**  $K_a = K_n \times N_n / N_a$

**Where:**  $K_a$  = Actual Transformer Ratio  
 $K_n$  = Nameplate Transformer Ratio  
 $N_a$  = Actual Number of Primary Turns  
 $N_n$  = Nameplate Number of Primary Turns

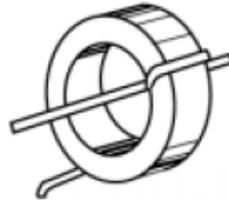
The ratio of the current transformer can be modified by adding more primary turns to the transformer. By adding primary turns, the current required to maintain five amps on the secondary is reduced.

**Example:** A 100:5 current transformer designed for one primary turn.

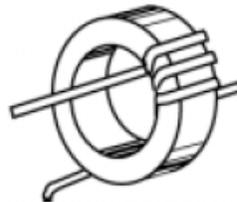
<b>1 Primary Turn</b>		
Nameplate Ratio	Actual Ratio	
100:5	100:5	



<b>2 Primary Turns</b>		
Nameplate Ratio	Actual Ratio	
100:5	50:5	



<b>4 Primary Turns</b>		
Nameplate Ratio	Actual Ratio	
100:5	25:5	



### Secondary Turn Ratio Modification

**Formula:**  $\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$

**Where:**  $I_p$  - Primary Current  
 $I_s$  - Secondary Current  
 $N_p$  - Number of Primary Turns  
 $N_s$  - Number of Secondary Turns

**Example:** A 300:5 Current Transformer.  
 $\frac{300p}{5s} = \frac{65s}{1p}$

(In practicality one turn is dropped from the secondary as a ratio correction factor.)

The ratio of the current transformer can be modified by altering the number of secondary turns by forward or backwinding the secondary lead through the window of the current transformer. By adding secondary turns, the same primary current will result in a decrease in secondary output. By subtracting turns, the same primary current will result in greater secondary output.

Again using the 300:5 example adding five secondary turns will require 325 amps on the primary to maintain the 5 amp secondary output or  
 $\frac{325p}{5s} = \frac{65s}{1p}$

Deducting 5 secondary turns will only require 275 amps on the primary to maintain the 5 amp secondary output or  
 $\frac{275p}{5s} = \frac{65s}{1p}$

The above ratio modifications are achieved in the following manner:

- To add secondary turns, the white lead should be wound through the CT from the side opposite the polarity mark.

- To subtract secondary turns, the white lead should be wound through the CT from the same as the polarity mark.

