

**TRABAJO DE INVESTIGACION DE LA MAESTRIA EN  
POTENCIA ELECTRICA**

**TITULO:**

**CONVERSORES ESTATICOS DE POTENCIA: ANALISIS Y CONTROL**

**AUTOR:**

**JAVIER ENRIQUE MIER MARTINEZ**

**DIRECTOR:**

**ING MPE JULIO AUGUSTO GELVEZ FIGUEREDO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERIAS FISICO-MECANICAS  
INGENIERIAS ELECTRICA, ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**2004**

## CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	
DESCRIPCION DEL PROYECTO	1
1.1 OBJETIVOS	1
1.1.1 Objetivo General.	1
1.1.2 Objetivos Específicos.	1
1.2 METODOLOGIA DE LA INVESTIGACION	2
1.2.1 Sistema de control.	3
1.2.2 Sistema de adquisición de señales.	4
1.2.3 Sistema de adquisición de señales.	5
1.2.4 Análisis e interface con el usuario.	5
2.0 DESARROLLO DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS	6
2.1 DESCRIPCIÓN DE LAS HERRAMIENTAS DE UTILIZADAS	6
2.1.1 puerto paralelo del P.C.	6
2.1.2. El acceso directo a memoria ( DMA ).	7
2.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS	12
2.2.1 Etapa de atenuación.	13
2.2.2 Etapa de aislamiento.	14
2.2.3 Etapa de temporización.	15
2.2.4 Etapa de conversión.	16
2.2.4 Etapa de adquisición.	21
3.0 DESARROLLO DEL SISTEMA DE CONTROL.	23
3.1 ESTRATEGIAS UTILIZADAS PARA EL DISEÑO DEL CONTROL EN CADA UNA DE LAS APLICACIONES.	25
3.1.1. Rectificadores.	26
3.1.2. Control AC de línea.	30
3.1.3. Troceador.	37

3.1.4. Inversores.	38
3.2. TARJETAS DEL SISTEMA DE CONTROL.	41
3.2.1 Tarjeta del sistema operativo.	42
3.2.2. Tarjeta de generación de señales. y de conmutación.	45
3.2.3. Tarjeta de sincronismo.	48
3.2.4. Tarjeta de aislamiento.	51
3.3 DESCRIPCIÓN DE LAS RUTINAS DEPROGRAMACIÓN PARA LOS MICROCONTROLADORES.	52
3.3.1. Rutinas del sistema operativo.	52
3.3.2. Rutinas del sistema de control.	57
4.0 SISTEMA DE PROTECCIONES DE SOBRECORRIENTES	63
4.1 SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.	64
4.1.1 Características básicas de los semiconductores de potencia.	64
4.1.2. Selección de los elementos semiconductores de potencia.	69
4.1.3. Característica de tiempo inverso para los semiconductores.	74
4.1.4. Cálculo de los valores umbral de alarma y peligro.	81
4.1.5. Relación tiempo corriente de la ventana.	82
4.3 ANÁLISIS DE FALLAS	83
4.4. IMPLEMENTACIÓN DE LA PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE	84
4.4.1 Etapa de Sensado de corriente.	87
4.4.2 Etapa de acondicionamiento de señal de corriente.	89
4.2.3. Etapa de detección de sobrecorrientes.	90
4.2.4 Etapa actuadora de la protecciones.	95
5 ESTRUCTURAS DE PROGRAMACIÓN PARA EL PC	97
5.1 DESCRIPCIÓN DE LAS HERRAMIENTAS DE LABVIEW UTILIZADAS.	99
5.2.1 Vi's de algoritmo de inicialización.	99
5.2.2 Vi's de algoritmo control convertidor de potencia.	101
5.2.3 Vi's algoritmo de adquisición de señales.	101
5.2.4 Vi's algoritmo de medidas de señales.	102

5.2.5	Vi's Algoritmo de Análisis de sistemas.	102
5.2.6.	Vi's de algoritmos de visualización.	103
5.2.7.	Vi's de algoritmos de análisis en frecuencia.	103
5.2.8	Vi's de algoritmos de archivo y enlace.	104
6.	PRUEBAS DEL EQUIPO	115
6.1	PRUEBAS AL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.	115
6.2	PRUEBAS AL SISTEMA DE CONTROL.	117
6.4	PRUEBAS AL SOFTWARE CALCULO DE PARAMETROS.	122
6.5	PRUEBAS SISTEMA DE PROTECCION POR SOBRECORRIENTE	124
7.0	OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES	127
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

## **\*TITULO: CONVERTORES ESTATICOS DE POTENCIA: ANALISIS Y CONTROL**

**AUTOR: JAVIER ENRIQUE MIER MARTINEZ\*\***

**PALABRAS CLAVES:** adquisición, voltajes diferenciales, atenuación, convertidores, aislamiento, protección sobrecorrientes, D.M.A.

### **DESCRIPCIÓN:**

Se construyo un módulo didáctico para la enseñanza de la asignatura Electrónica de Potencia, en donde se pueden implementar diferentes aplicaciones de convertidores estáticos de potencia, tales como: control AC de línea (monofásico y trifásico), rectificadores controlados (monofásico y trifásico), troceador reductor y puentes inversores (monofásico y trifásico). El equipo está protegido contra sobrecorrientes, tanto por un sistema software y hardware, que por su rápida respuesta permite la protección de los semiconductores de potencia en caso de una conexión incorrecta o una mala operación. El módulo puede ser programado y controlado en modo local empleando un teclado y display o en modo remoto desde un PC mediante una aplicación de Labview.

En conjunto se construyo también un prototipo de "osciloscopio virtual", el cual permite visualizar cuatro canales con entradas diferenciales (diferente referencia de potencial para cada una de las señales), niveles de tensión de hasta de 700 voltios y un ancho de banda de 4 KHz. El equipo consta de un computador personal y un sistema de adquisición de datos por el puerto paralelo; en el PC se ejecuta el software de visualización y procesamiento de las señales (desarrollado en Labview y Matlab) adquiridas mediante el sistema de adquisición de datos. La adquisición de las muestras es realizada por una rutina de D.M.A. e implementada en lenguaje ensamblador.

El software implementado permite realizar medidas en la señal como : valor RMS, frecuencia, valores pico, componente AC y DC, porcentaje de distorsión armónica total (%THD), factor de cresta, de la señal por cada canal. El software también permite realizar análisis en frecuencia y además permite visualizar el espectro en frecuencia (en magnitud y fase) y comparar la forma de onda de un armónico específico con la señal adquirida y factor de potencia, utilizando el convertidor como sistema de entrada- salida.

\*Trabajo Investigación

\*\* Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones  
Maestría en Potencia Eléctrica  
Director: MPE Julio Gelvez Figueredo

## **SUMMARY**

**\*TITLE: CONVERSORES ESTATICOS DE POTENCIA: ANALISIS Y CONTROL**

**AUTHOR: JAVIER ENRIQUE MIER MARTINEZ\*\***

**KEY WORDS:** Acquisition, differential voltages, attenuation, converters, isolation, over current protection, D. M. A.

**DESCRIPTION**

A didactic module was built for the Power Electronics courses teaching, where different applications of static power converters can be implemented, such as: line AC control (single-phase and three-phase), controlled rectifiers (single-phase and three-phase), step down chopper and inverter bridge (single-phase and three-phase). In case of bad operation or incorrect connection the faster software and hardware subsystems protect the module against over currents.

The module can be configured and controlled in local way employing a keyboard and display or in remote way using a PC running an application developed in Labview.

A prototype of "virtual oscilloscope" also was built, which permits visualize four differential channels (different reference of potential for each one of the signs), on voltage levels up to 700 volts and 4 KHz band with. The module is formed by a personal computer and a data acquisition system using the parallel port; in the PC, the software of acquiring and displaying the signals is executed (developed in Labview and Matlab) using the data collected by the data acquisition system. The samples acquisition is carried out for a D. M. A routine and is implemented in assembly language.

The implemented software is capable to execute measures in the signal as: RMS value, frequency, peak values, AC and DC component, total harmonic distortion (% THD), crest factor of the signal of each one of the channels. The software also produce frequency analysis, visualize the spectrum (in magnitude and phase), compare the wave form of a specific harmonic with the signal acquired and calculate the power factor , using the converter as of input-output circuit.

\* Research Work

\*\* Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.  
Maestría en Potencia Eléctrica.

Director: MPE Julio Gelvez Figueredo

## **DESCRIPCION DEL PROYECTO**

En la realización de este proyecto se diseñó un sistema de control para implementar los circuitos convertidores de potencia y un software que permita realizar el análisis de los sistemas y el cálculo de parámetros que evalúan el funcionamiento de los mismos, de igual manera, encontrar las formas de onda presentes tanto en la carga como en la fuente o en los dispositivos de control. Se desarrolló una herramienta que le permita al estudiante enfocar su trabajo en el análisis de los resultados más que en su obtención.

### **1.3 OBJETIVOS**

#### **1.1.1 Objetivo General.**

Diseñar e implementar el control y análisis de un prototipo conversor estático de potencia

#### **1.1.2 Objetivos Específicos.**

- Diseñar y construir un prototipo “Módulo Conversor estático de potencia”, controlado por microcontrolador el cual permite implementar las siguientes aplicaciones industriales: Control AC de línea (monofásico, trifásico), Puente rectificador controlado y semicontrolado (monofásico, trifásico), Inversor (monofásico, trifásico) y Troceador reductor.

- Implementar un software para el análisis e interfaz con el usuario mediante PC, empleando Labview, para un prototipo de convertor estático de potencia, que permite analizar las aplicaciones industriales.

#### 1.4 METODOLOGIA DE LA INVESTIGACION

El equipo se divide fundamentalmente en cuatro sistemas o etapas de funcionamiento, cada una de las cuales fue implementado y desarrollado por un grupo diferente de trabajo como tesis de grado con la dirección de profesor MPE Julio Gelvez Figueredo y la codirección del Ingeniero Javier Mier Martinez el cual coordino los diferentes grupos.

- Sistema de control.
- Sistema de adquisición de señales.
- Dispositivos de potencia y protección.
- Análisis e interface con el usuario.

**Figura 1.** Fotografía del equipo convertor estático de potencia



### **1.2.1 Sistema de control.**

En el proyecto “Convertidores estáticos de potencia, Etapa de control” desarrollado por los estudiantes Alirio Santos y Leonardo Campis como tesis de grado, se implementó un módulo en el cual se pueden implementar aplicaciones tales como: controles AC de línea, rectificadores, troceadores e inversores.

El sistema operativo se implementó empleando un microcontrolador MC68HC908GP32 de la familia Motorola, al cual se le adaptó un LCD (display de cristal líquido), y un teclado matricial 4\*4. Por medio de la pantalla, el usuario puede ver los diferentes menús y submenús que le permiten, utilizando el teclado seleccionar las diferentes aplicaciones que se pueden implementar en el módulo.

La tarjeta de control fue desarrollada empleando 2 microcontroladores MC68HC908JK3 y un microcontrolador MC68HC908JL3; Su principal función es generar los pulsos de control que son enviados a los elementos semiconductores de potencia. La tarjeta de control y el sistema operativo se comunican entre sí mediante un sistema de comunicación paralelo de 5 hilos. El buffer bidireccional usado en la comunicación paralela permite que la comunicación se pueda realizar en ambos sentidos. Los datos del computador son transmitidos al sistema operativo de forma serial usando una interfaz RS-232. Una vez el sistema operativo ha recibido los datos provenientes del computador, los transmite al sistema de control usando la comunicación paralela a 5 hilos.

Los pulsos de control generados por la tarjeta de control son enviados a los elementos semiconductores de potencia a través de una tarjeta de

optocouplas, cuya función es garantizar el aislamiento galvánico entre la etapa de control y la etapa de potencia.

### **1.2.5 Sistema de adquisición de señales.**

El proyecto “Convertor estático de potencia Tarjetas de adquisición de datos”. Implementado y desarrollado por los estudiantes Francisco Garcia Rivera e Ivan Bayona Vergara como tesis de grado, Se construyó un sistema de adquisición de señales con 4 entradas diferenciales en un rango de 0 a 700V y frecuencia de señales hasta 4Khz. Consta de 5 etapas: atenuación, aislamiento, conversión, control, adquisición , implementadas en tres tarjetas y un programa de visualización. La atenuación se implementó con un circuito de redes RC, reduciendo la tensión de salida a un rango de 0 a 5V.

Para el aislamiento se utilizó el circuito integrado AD215BY, que utiliza una sola fuente dual de alimentación y ofrece un ancho de banda de 80KHz.

Las señales de entrada se seleccionan mediante el multiplexor MP100, posteriormente son convertidas a muestras en forma digital utilizando el conversor ADS8323, con una resolución de 16 bits, modo de transmisión paralelo. El sistema de control esta manejado por el microcontrolador MC68HC908JK3, el cual proporciona las señales necesarias para el trabajo del conversor y del multiplexor, además se encarga del protocolo de comunicación con el P.C.

La adquisición de las muestras es realizada por una rutina de D.M.A. e implementada en lenguaje ensamblador, la cual entrega un archivo en código ASCII.

### **1.2.6 Dispositivos de potencia y protección.**

En el proyecto “Convertidores estáticos de potencia, Etapa de Protecciones”, desarrollado por el estudiante de pregrado de Ingeniería Eléctrica Leonardo Campis como tesis de grado, se escogieron los elementos semiconductores de potencia que manejan las corrientes y voltajes de los circuitos convertidores de potencia de acuerdo a especificaciones técnicas, se diseñó y construyó el sistema de protecciones de sobrecorrientes para estos semiconductores. El cual incluye sensado y adaptación de señales, dos tarjetas de protección con elementos discretos, una tarjeta de protección con microcontroladores, un sistema de semiconductores que corten el flujo de corriente cuando se detectan condiciones que pueden causar daños permanentes al módulo y un sistema de indicación al usuario de las anomalías que detecte el sistema de protecciones.

### **1.2.7 Análisis e interface con el usuario.**

Se desarrolló e implementó una herramienta software con el programa LabView y Matlab que permite controlar el módulo a través del puerto serie entregándole la información del circuito al módulo convertidor estático de potencia que el usuario desea desde el PC.

También el software se comunica a través del puerto paralelo para manejar el sistema de adquisición de datos e introducir las señales reales del circuito convertidor de potencia, estas señales adquiridas se pueden medir, calcular los valores  $V_{rms}$ ,  $V_{dc}$ , Frecuencia,  $V_{pp}$ , distorsión, permite analizar los parámetros del sistema como son potencia, factor de rizado, factor de potencia etc.

## 2.0 DESARROLLO DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

En este capítulo se realiza una descripción de las características diseñadas e implementadas en el proyecto “Convertor estático de potencia Tarjetas de adquisición de datos”. por los estudiantes Francisco Garcia Rivera e Ivan Bayona Vergara como tesis de grado.

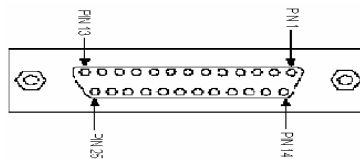
### 2.3 DESCRIPCIÓN DE LAS HERRAMIENTAS DE UTILIZADAS

A continuación se presenta la descripción de los componentes utilizados para el diseño de las tarjetas adquisición de datos.

#### 2.3.1 puerto paralelo del P.C.

El puerto paralelo se puede encontrar en la parte posterior del P.C., como un conector estándar de 25 pines hembra (ver figura 2), el cual cumple el estándar IEEE 1284 -1994.

**Figura 2.** Conector puerto paralelo.



El puerto paralelo está formado por 17 líneas de señales y 8 líneas de tierra. Las líneas de señales están clasificadas en tres grupos: 5 Líneas de estado

(10 al 13 y el 15), 4 Líneas de control (son 1, 14, 16 y 17), 8 Líneas de datos (de 2 al 9).

Se puede acceder a cada registro del puerto paralelo mediante una dirección (ver tabla 1 ). El puerto paralelo tiene tres registros principales utilizados en todos los modos de trabajo, registro de datos (La dirección 3BCh), registro de estado (en la dirección Base+1, o 379h), registro de control (en la dirección Base+2, o 37Ah).

**Tabla 1.** Direcciones utilizadas por los registros del puerto paralelo de un computador personal compatible IBM

Datos (Dirección de base)	Estado (Base + 1)	Control (Base + 2)
3BCH	3BDH	3BEH
378H	379H	37AH
278H	279H	27AH

### 2.1.2. El acceso directo a memoria ( DMA ).

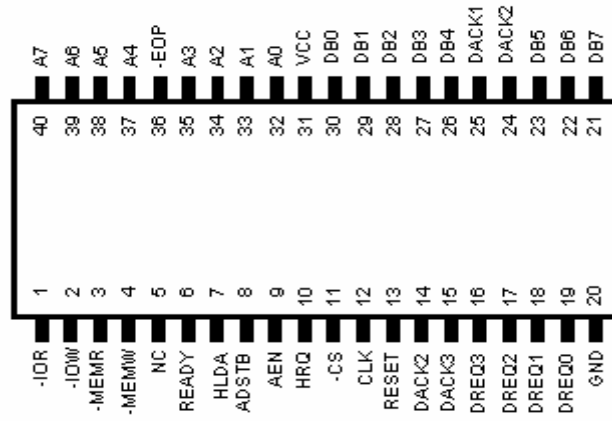
es una técnica que permite a los periféricos conectados a un sistema realizar transferencias sobre la memoria sin la intervención del procesador. Como la memoria del P.C. no puede ser accedida simultáneamente por más de un dispositivo, en el momento en que D.M.A. realiza las transferencias, el microprocesador cede el manejo de los buses de datos, dirección y control al controlador de D.M.A. (chip 8237). La velocidad de transferencia de D.M.A., se encuentra en el rango de 10 a 12 MB/s con los actuales componentes de alta velocidad para la memoria RAM.

Opera de la siguiente forma: utiliza dos señales de control para solicitar y reconocer una transferencia de D.M.A.. La terminal HOLD, que solicita una acción de D.M.A. y la terminal HLDA, que es usada para el reconocimiento de una acción de D.M.A.. Siempre que HOLD se eleve a un valor de uno lógico ("1") se solicitará una acción de D.M.A., a la cual el microprocesador responderá en unos cuantos pulsos de reloj pasando los buses a su estado de alta impedancia. Se debe tener en cuenta que la señal HOLD tiene mayor prioridad que las señales de interrupción INTR o intrrupcion no enmascarable NMI.

El controlador de D.M.A. (CHIP 8237) es el encargado de suministrar a la memoria y a los dispositivos de E/S señales de control, información y direccionamiento durante el proceso de D.M.A.. Su funcionamiento se basa en unos registros que indican la dirección de memoria a ser accedida y cuántas posiciones de memoria quedan aún por transferir.

El 8237 consta de 4 canales programables en 3 modos diferentes, con posibilidad de ser conectado en cascada con otros 8237. Cada canal puede direccionar una sección completa de 64KBytes de la memoria y puede transferir hasta 64KBytes con una sola programación. También soporta transferencias memoria-memoria, incluyendo la posibilidad de rellenar un área de la memoria con el mismo dato. En la tabla 2 se explican la función de cada uno de los terminales del chip 8237.

**Figura 3.** Pines del controlador DMA 8257



El controlador de D.M.A. es realmente un circuito secuencial generador de señales de control y direcciones que permite la transferencia directa de los datos sin necesidad de registros temporales intermedios, lo que incrementa drásticamente la tasa de transferencia de datos y libera la CPU para otras tareas.

El 8237 consta internamente de varios bloques: un bloque de control de tiempos que genera las señales de tiempo internas y las señales de control externas; un bloque de gestión de prioridades, que resuelve los conflictos de prioridad cuando varios canales de D.M.A. son accedidos a la vez; también posee un elevado número de registros para gestionar el funcionamiento (ver tabla 3).

En la gráfica 4 se presenta el protocolo D.M.A. para los ciclos de lectura y escritura en el puerto paralelo, en la cual se presenta el diagrama de tiempo para las señales necesarias.

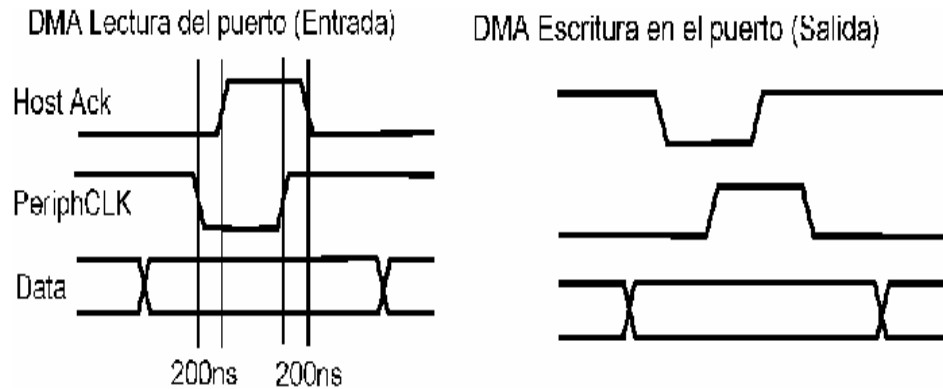
**Tabla 2.** Terminales del chip 8237 (controlador de D.M.A.)

CLK:	Señal de reloj básica.
-CS:	Línea de habilitación del chip.
RESET:	Esta señal provoca la limpieza de los registros de comando, estado, solicitud y los temporales; borra el flip flop primero/último y el contador de registro de modo; el registro de máscara se asigna para ignorar las solicitudes. El 8237 queda en Ciclo Inactivo.
READY:	Señal que se emplea para insertar estados de espera para trabajar con memorias o E/S más lentos.
HLDA:	Hold Acknowledge (Reconoce cesión); línea por la que la CPU indica que ha liberado los buses.
DREQ0..3:	D.M.A. Request (Solicitud D.M.A.); son 4 líneas asíncronas de petición de D.M.A.. En el modo de prioridad fija, DREQ0 tiene la máxima y DREQ3 la mínima. Los periféricos solicitan el servicio de D.M.A. en estas líneas y esperan a bajarlas hasta el correspondiente DACK. La polaridad de DREQ es programable. Las líneas no usadas deben ser enmascaradas.
DB0..DB7:	BUS de datos bidireccional y triestado. Durante los ciclos de D.M.A., los 8 bits más significativos de la dirección son colocados en el bus de datos con objeto de ser almacenados en un latch externo controlado por ADSTB. En las operaciones memoria-memoria, el bus de datos recibe y envía los bytes a transferir.
-IOR:	I/O Read (Leer en E/S). Línea bidireccional de 3 estados. En el ciclo inactivo es una entrada empleada por la CPU para leer los registros de control; en el ciclo activo actúa como línea de salida para que el 8237 controle la lectura de datos de los periféricos.
-IOW:	I/O Write (Escribir en E/S). Línea bidireccional de 3 estados. En el ciclo inactivo es una entrada empleada por la CPU para escribir los registros del 8237; en el ciclo activo actúa como línea de salida para que el 8237 controle la escritura de datos en los periféricos.
-EOP:	End Of Process (Final del proceso). Línea bidireccional que informa de la finalización del servicio D.M.A.. El 8237 permite que un ente exterior force el final de un servicio bajando esta línea. El propio 8237 genera un pulso en ella cuando se alcanza un TC (Terminal Count, fin de cuenta) en algún canal, salvo en el modo memoria-memoria del canal 0 (en ese caso, la señal se produce al alcanzarse el TC del canal 1). Esta patilla está conectada en el interior del chip a un transistor en colector abierto, por lo que requiere una resistencia externa. Cuando llega una señal -EOP, el 8237 finaliza el servicio aunque en el modo de autoinicialización los registros base volverán a ser escritos en los registros en curso del canal implicado. El canal resulta enmascarado salvo en el caso del modo de autoinicialización.

**Tabla 3.** Registros internos de D.M.A.

Tipo de registro	Tamaño	Nº registros
Registro base de dirección	16 bits	4
Registro base contador de palabras	16 bits	4
Registro de dirección en curso	16 bits	4
Registro contador de palabras en curso	16 bits	4
Registro temporal de dirección	16 bits	1
Registro temporal contador de palabras	16 bits	1
Registro de estado	8 bits	1
Registro de comandos	8 bits	1
Registro temporal	8 bits	1
Registro de modo	6 bits	4
Registro de máscara	4 bits	1
Registro de solicitud	4 bits	1

**Figura 4.** Protocolo escritura y lectura D.M.A.

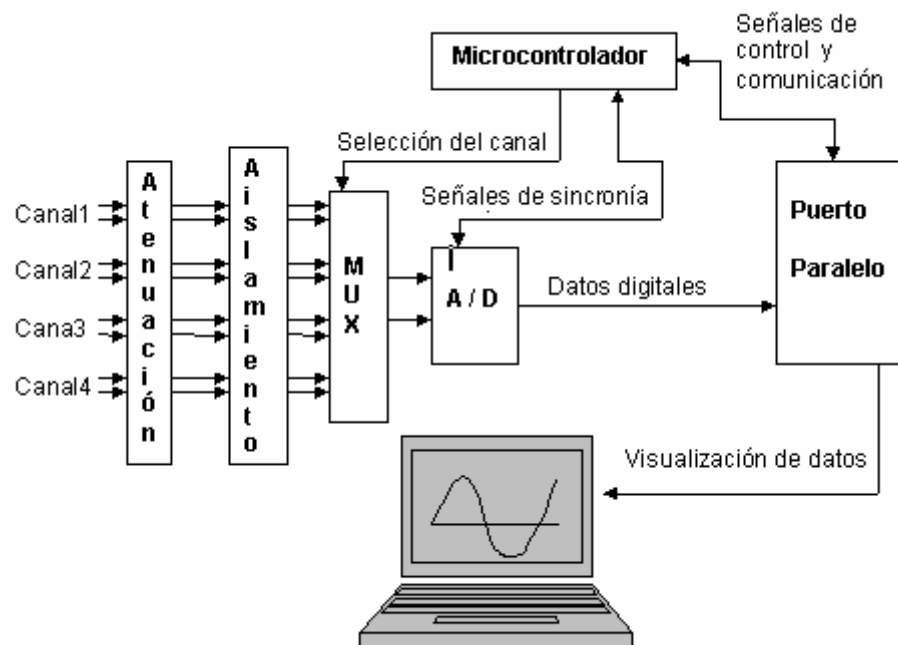


## 2.4 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

A continuación se presenta un diagrama donde se explica el funcionamiento en bloques de la tarjeta. La tarjeta de adquisición de datos está dividida en etapas para una mejor comprensión, figura 5.

- Etapa de atenuación.
- Etapa de aislamiento.
- Etapa de temporización.
- Etapa de conversión.
- Etapa de adquisición.

**Figura 5.** Diagrama de bloques tarjeta de adquisición.

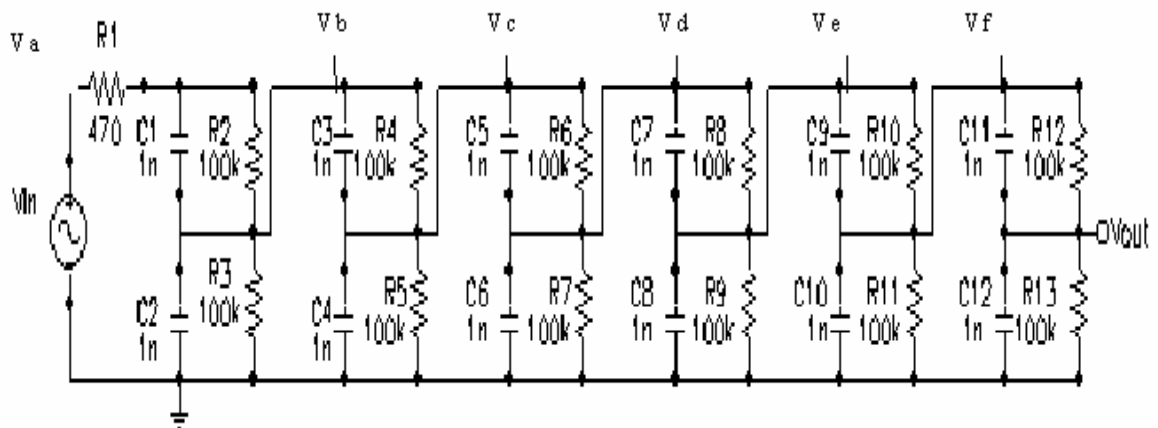


### 2.4.1 Etapa de atenuación.

En la toma de datos es necesario que las señales a sensor estén en un rango de voltajes o corrientes adecuados, de tal forma que no causen daños en los equipos de medición. Particularmente en este trabajo se atenúan las señales que se deben sensor a valores en un rango de 0 a 5 V, para posteriormente ser tratadas por el P.C.

Se utilizó el circuito RC por su respuesta en frecuencia y su distorsión armónica menor al 5%, por costos y oferta de los dispositivos involucrados para su implementación. El anterior diseño permite al usuario la posibilidad de escoger de entre siete posibles opciones de salida  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ,  $V_d$ ,  $V_e$ ,  $V_f$  y  $V_{out}$ , partiendo de la última ( $V_{out}$ , la cual permite mayor atenuación) y retrocediendo hasta obtener una tensión en un rango de 0 a 5V para poder sensorla ( figura 6).

**Figura 6.** Circuito de atenuación.

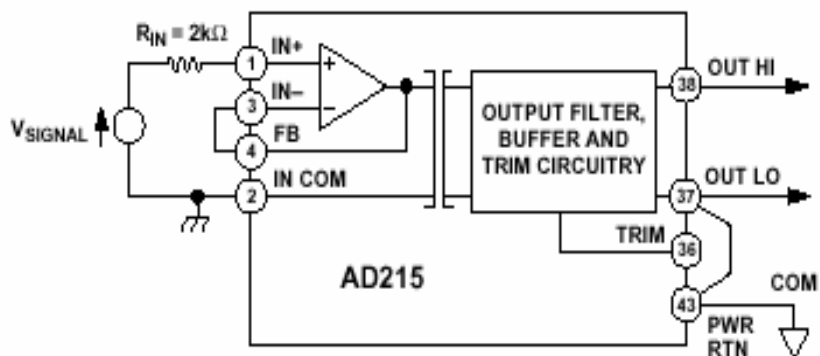


Para cada uno de los cuatro canales se implementa una red como la mostrada anteriormente, en donde el usuario selecciona manualmente la salida atenuando la señal por un factor determinado, dependiendo de la red seleccionada; para posteriormente amplificarla por el mismo factor mediante el software implementado en Labview antes de la visualización. Los rangos de atenuación de tensión que se pueden seleccionar son: 1-5; 5-10; 10-50; 50-400 Y 400-700.

### 2.4.2 Etapa de aislamiento.

La principal característica del módulo es que las entradas sean de modo diferencial, lo cual se logra utilizando un dispositivo de aislamiento en cada canal, el circuito integrado es el (AD215BY) cuyo esquema se muestra en la figura 7; el cual ofrece las funciones de aislamiento (aislamiento en modo común de hasta 1500 Vrms de la entrada respecto a la salida) y de amplificación (mediante la utilización del terminal FB); y con un ancho de banda de 100Khz.

**Figura 7.** AD215 en configuración de ganancia unitaria.

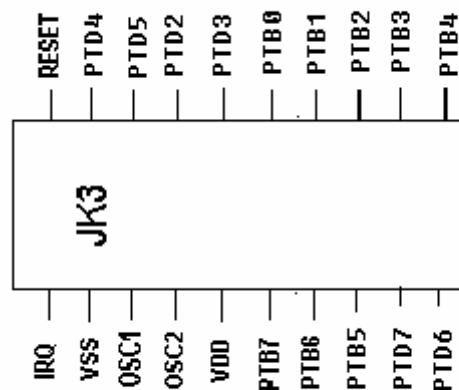


Para su funcionamiento necesita una alimentación de  $\pm 15\text{VDC}$  a 10 mA, permitiendo el aislamiento entre la entrada y la salida sin utilizar fuentes separadas DC/DC. Se utilizarán cuatro AD215BY para aislar los 4 canales de entrada.

### 2.4.3 Etapa de temporización.

El dispositivo encargado de esta función es el microcontrolador MC68HC908JK3, de la familia motorola, cuyos terminales se muestran en la figura 8, el cual proveerá las señales de control que cumplan con el diagrama de tiempos del conversor y generará las señales necesarias para sincronización en la transmisión de datos con el puerto paralelo para asegurar una correcta adquisición (protocolo de comunicación).

**Figura 8.** Terminales del microcontrolador JK3.



El microcontrolador genera las señales de control mostradas en la tabla 4, las cuales deberán entregarse al conversor de manera síncrona

**Tabla 4.** Pines del microcontrolador asignados al conversor.

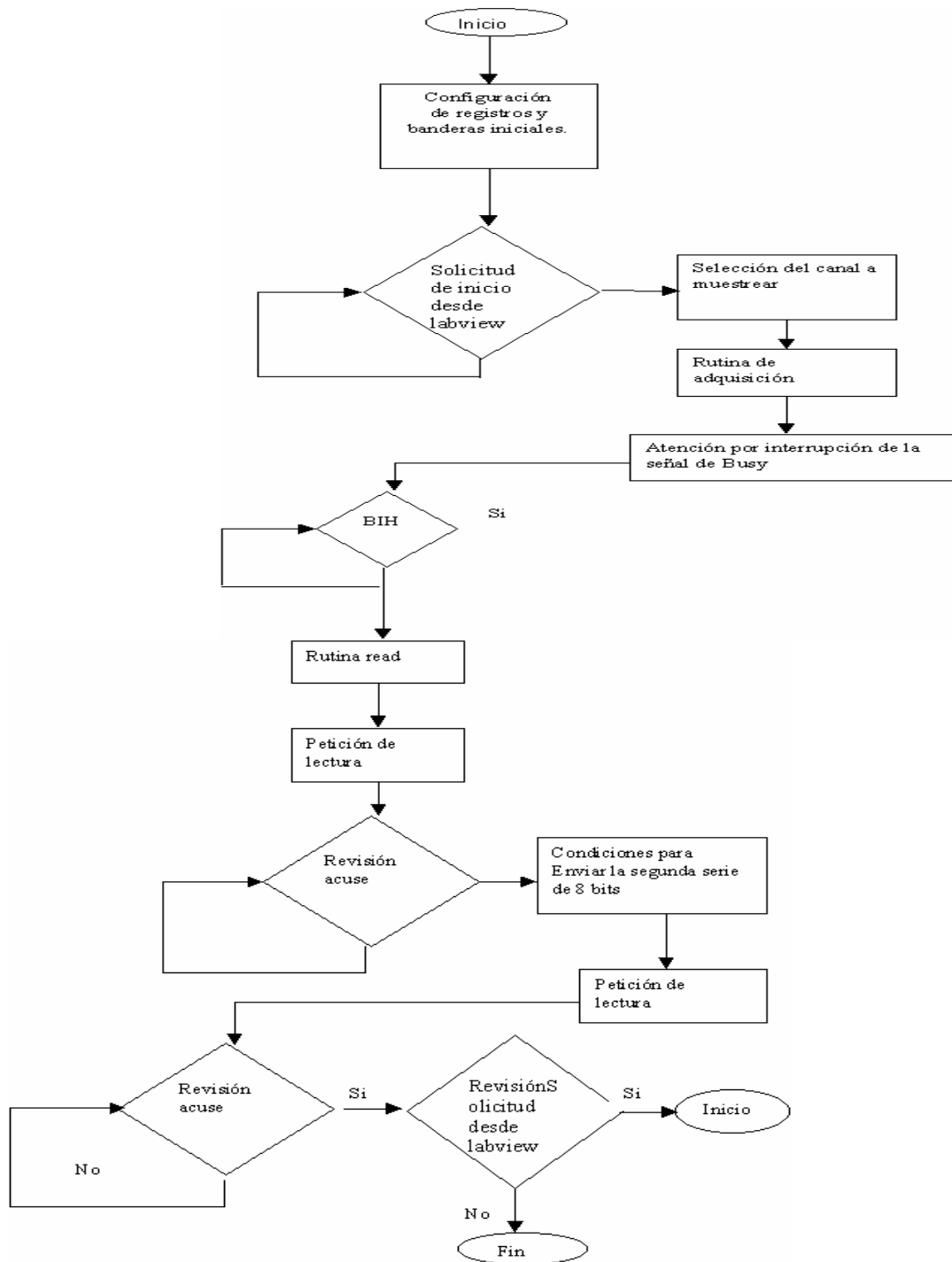
<b>SEÑAL</b>	<b>FUNCIÓN</b>
<b>CLOCK</b>	Establece la frecuencia de trabajo del conversor.
<b><math>\overline{\text{CONVST}}</math></b>	Da inicio al proceso de conversión.
<b>BYTE</b>	Escoge el modo de transmisión. 8 bits o 16 bits
<b><math>\overline{\text{CS}}</math></b>	Permite habilitar el chip, durante el proceso de adquisición estará alto permitiendo la adquisición.
<b><math>\overline{\text{RD}}</math></b>	Determina el proceso de lectura de muestras, una vez realizada la conversión RD va a bajo, indicando que existe un dato válido a la salida y que este puede ser leído.

La generación de las señales para controlar el conversor y los pines del puerto y la sincronización de estos, es realizado mediante el microcontrolador, para lo cual se diseñó un programa, el cual a continuación es explicado mediante un diagrama de flujo.

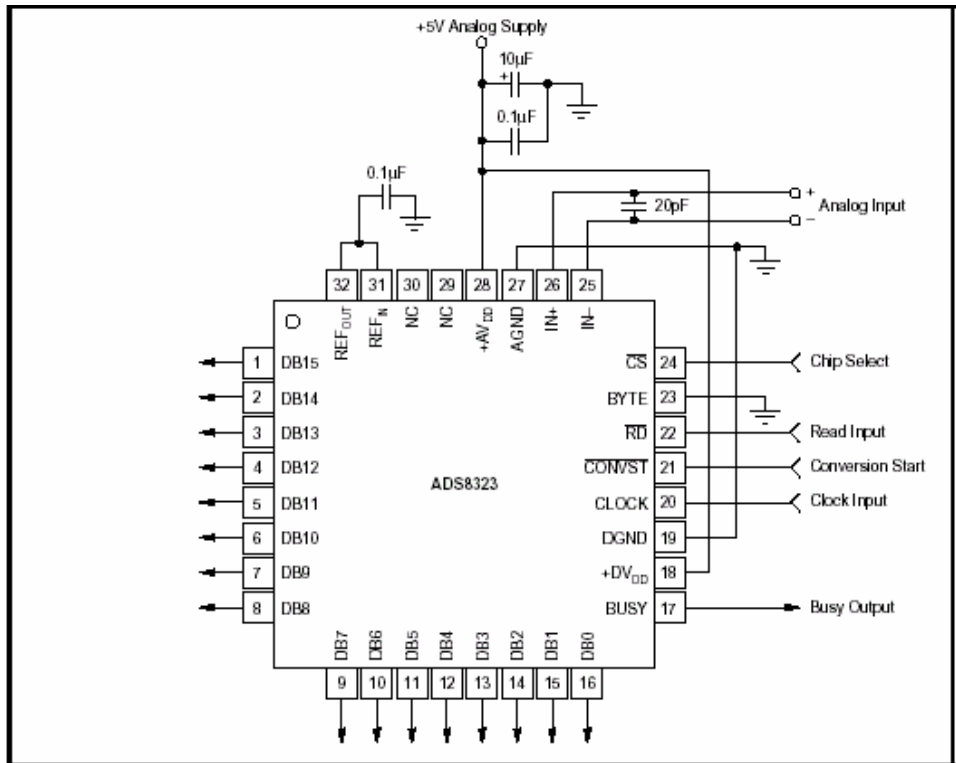
#### **2.2.4 Etapa de conversión.**

Para poder manipular los datos desde el P.C., se necesita de un convertidor la señal de analógico a digital. En un proceso de adquisición y conversión de datos, se deben tener en cuenta características específicas del conversor a utilizar tales como: frecuencia de muestreo, resolución y tipo de interfaz para transmitir los datos adquiridos, entre otras, las cuales permitirán un mejor procesamiento de la señal.

Figura 9. Diagrama de flujo del programa para el microcontrolador.



**Figura 10.** Configuración común para el convertor ADS 8323.

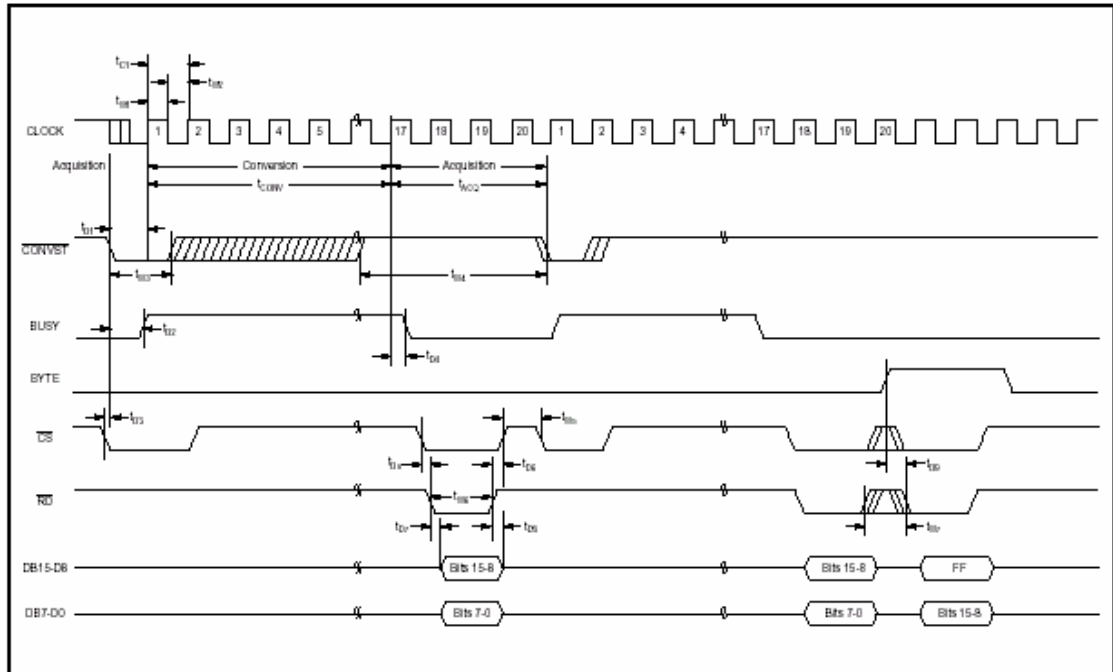


El convertor seleccionado es el ADS8323 de la Burr Brown, cuya configuración de pines se muestra en la figura 10, el cual realiza una conversión a 16 bits en modo de transmisión paralelo en una sola tanda, donde el dato es leído utilizando dos ciclos de lectura de datos de 8 bits y con una frecuencia máxima de muestreo de 500KSPS (Kilo Samples per second), la cual dependerá del reloj externo y de la manera en que se generen las señales de control que determinan la correcta sincronía en el proceso de adquisición-conversión.

El ADS 8323 recibe a través de los pines 25 y 26 la señal diferencial a ser convertida. Al cortocircuitar los terminales 31 y 32, uniéndolos a tierra a través de un condensador de 0.1µf, tal como se muestra en la figura 10, se fijará un voltaje de modo común (CM) de 2.5V, el cual junto con un valor de

voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) de 2.5V (Ver figura 10), determina el rango de la señal de entrada a ser convertida, comprendido entre  $[CM - V_{ref}, CM + V_{ref}]$ .

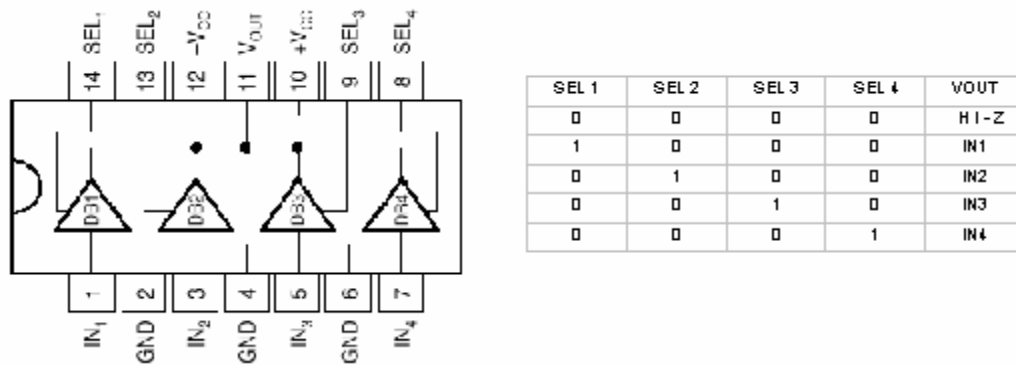
**Figura 11.** Diagrama de tiempos del convertor ADS 8323.



La señal de entrada es convertida a un número binario 16 bits (DB0- DB15) en complemento a dos, el cual se transmite al puerto paralelo en dos series de 8 bits cada una debido a la arquitectura del bus de datos del puerto paralelo, enviando primero los bits menos significativos (db0- db7) del bus de datos del convertor, los cuales se encuentran físicamente conectados al puerto paralelo y después los más significativos (db8- db15) mediante una transición de bajo a alto en la señal BYTE (Señal externa generada desde el microcontrolador), esta acción se ejecutará en forma sucesiva para cada muestra que se genere.

El proceso de selección de los canales de entrada a ser convertidos se realiza mediante un multiplexor MPC100 (Ver figura 12 ), el cual ofrece la posibilidad de escoger entre cuatro opciones de entrada, que corresponderán a los cuatro posibles canales consecutivos a ser seleccionados.

**Figura 12.** Multiplexor MPC100.



El número de canales consecutivos a ser sensado, será escogido desde Labview y enviado vía puerto paralelo a través de los pines 1 y 17 hacia el microcontrolador, el cual lo decodificará y generará una palabra de cuatro bits correspondiente al canal seleccionado. Al momento de seleccionar canales sucesivos, se debe asegurar que transcurra un tiempo suficiente entre las muestras de un canal y el siguiente, para que la señal de salida del multiplexor corresponda únicamente al canal seleccionado y no habrá muestras de canales anteriormente seleccionados, para lo cual mediante la rutina implementada en el microcontrolador se asignará un tiempo de espera entre la habilitación de un canal y el siguiente

#### **2.4.4 Etapa de adquisición.**

El proceso de adquisición de datos por medio del puerto paralelo del P.C. se realiza mediante la ejecución de una rutina programada en lenguaje Ensamblador, el cual realiza las variaciones de los registros para el modulo D.M.A. en el modo E.C.P.

La rutina de adquisición emite la orden para que el microcontrolador genere las señales de control necesarias para que comience el proceso de conversión análogo a digital. Posteriormente se programa el controlador de D.M.A. (8237) dejándolo listo para la adquisición y esperando la solicitud realizada por el microcontrolador (dispositivo encargado de la sincronía en la tarjeta de adquisición). Al terminar este proceso el programa genera un archivo (Nombre. dat) en donde se guardan los datos obtenidos. Por defecto se utilizará 0378H como la dirección base del puerto paralelo y el canal 3 de D.M.A.

El programa desarrollado en assembler cumple las siguientes funciones:

- a. Configuración del puerto paralelo. Se asigna 0378H como dirección base, de tal modo que también se puedan definir las direcciones de los registros de Datos, Estado, Control, A, B y ECR que utiliza el puerto en el modo E.C.P..
- b. Inicializar el microcontrolador. El microcontrolador espera la señal de inicio generada por el pin 16 del puerto paralelo o bit C2 del registro de

control, para empezar a emitir las señales de tiempo que manejaran al conversor A/D.

- c. Configuración del controlador de D.M.A. 8237. El canal 3 de DMA es configurado para el proceso de adquisición, teniendo en cuenta los registros de página, dirección y contador , Se programa un Buffer para guardar los datos del proceso de adquisición, Se realiza una copia de los registros de máscara de todos los canales del D.M.A. de 8 y 16 bits de tal forma que al terminar la rutina se restablezcan, además se enmascaran estos canales para poder programar el controlador 8237, establecer la entrada de datos por medio de la habilitación del bit C5 (colocando un 1) y se deshabilita el uso de la interrupción colocando un cero (0) en el bit C4 del registro de control, generar las direcciones de 20 bits para almacenar los datos en la memoria, por medio del uso del registro de página y el de dirección (16 de memoria física + 4 de página), al contador del canal 3 se le asigna un número de bytes a transferir (60.000), que corresponde al número total de muestras, programación del modo de transferencia, utilizando el modo demanda, desenmascarar el canal 3 para la adquisición. configuración del registro ECR para el uso del modo ECP con DMA, revisión del registro de estado del controlador 8237 para que el proceso finalice al terminar la transferencia del número de bytes indicados, restaurar los valores originales en los registros de máscara de todos los canales de 8 y 16 bits.
- d. Finalizar el trabajo del microcontrolador.Por medio del pin 16 del puerto paralelo o bit C2 del registro de control finaliza el trabajo del microcontrolador.
- e. Guardar la información adquirida en un archivo (DMA.dat).

#### 4.0 DESARROLLO DEL SISTEMA DE CONTROL

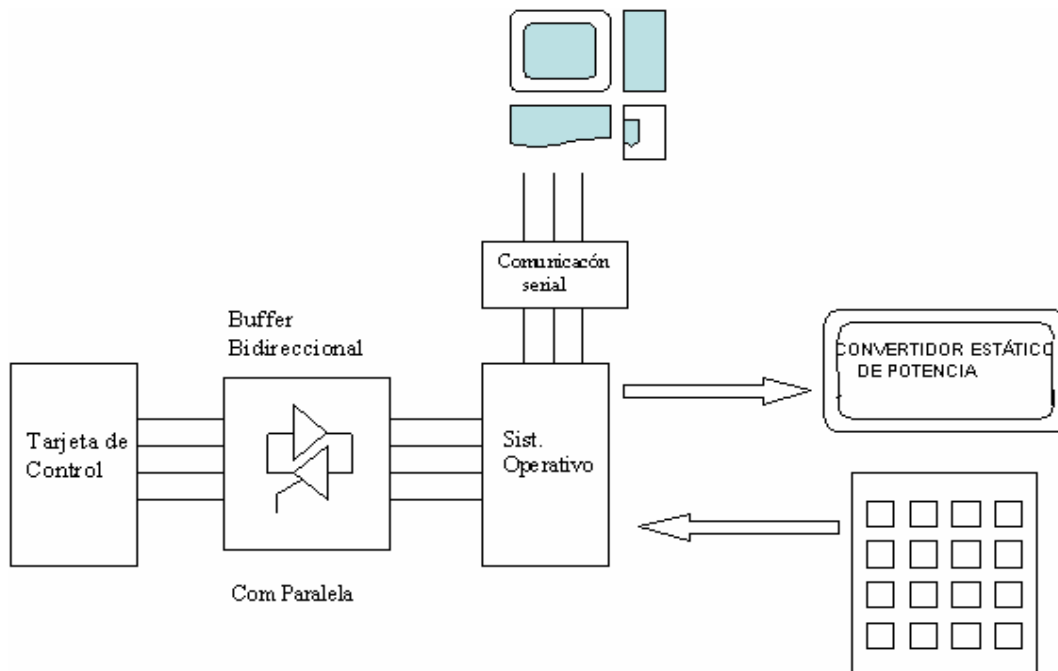
En este capítulo se presenta una descripción de los elementos utilizados en la construcción para el control del módulo en el cual se pueden implementar las aplicaciones que se encuentran relacionadas en la tabla 7.

**Tabla 4.** Tipos de convertidores implementados.

No	Tipo de Conversor
1	Rectificador monofásico controlado
2	Rectificador monofásico semicontrolado
3	Rectificador trifásico controlado
4	Rectificador trifásico semicontrolado
5	Control ac monofásico controlado
6	Control ac monofásico semicontrolado
7	Control ac trifásico controlado carga en Y con neutro
8	Control ac trifásico semicontrolado carga en Y con neutro
9	Control ac trifásico controlado carga en Y sin neutro
10	Control ac trifásico semicontrolado carga en Y sin neutro
11	Control ac trifásico controlado carga en delta SCR's en la línea
12	Control ac trifásico semicontrolado carga en delta SCR's en la línea
13	Troceador
14	Inversor monofásico
15	Inversor trifásico

El modulo de control esta compuesto de varios bloques interconectados, como se puede apreciar en la Figura 20, cada uno de los cuales cumple una función específica.

**Figura 13.** Diagrama de bloques para el control



El sistema operativo se implemento utilizando un microcontrolador MC68HC908GP32 de la familia Motorola, al cual se le adaptó un LCD (display de cristal liquido), y un teclado matricial 4\*4. Por medio de la pantalla, el usuario puede ver los diferentes menús y submenús que le permiten, utilizando el teclado seleccionar las diferentes aplicaciones que se pueden implementar en el modulo.

La tarjeta de control es desarrollada empleando 2 microcontroladores MC68HC908JK3 y un microcontrolador MC68HC908JL3; Su principal función

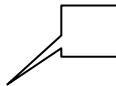
es generar los pulsos de control que son enviados a los elementos semiconductores de potencia.

La tarjeta de control y el sistema operativo se comunican entre si mediante un sistema de comunicación paralelo de 5 hilos. El buffer bidireccional usado en la comunicación paralela permite que la comunicación se pueda realizar en ambos sentidos. Los datos del computador son transmitidos al sistema operativo de forma serial usando una interfaz RS-232 utilizando n MAX-232. Una vez el sistema operativo ha recibido los datos provenientes del computador, los transmite al sistema de control usando la comunicación paralela a 5 hilos.

Los pulsos de control generados por la tarjeta de control son enviados a los elementos semiconductores de potencia a través de una tarjeta de optocouplas, cuya función es garantizar el aislamiento galvánico entre la etapa de control y la etapa de potencia.

### **3.1 ESTRATEGIAS UTILIZADAS PARA EL DISEÑO DEL CONTROL EN CADA UNA DE LAS APLICACIONES.**

Para facilitar la comprensión de las estrategias de control, se explican a continuación, los tipos de convertidores que se pueden implementar en el módulo, junto con el principio de control para cada uno de ellos.

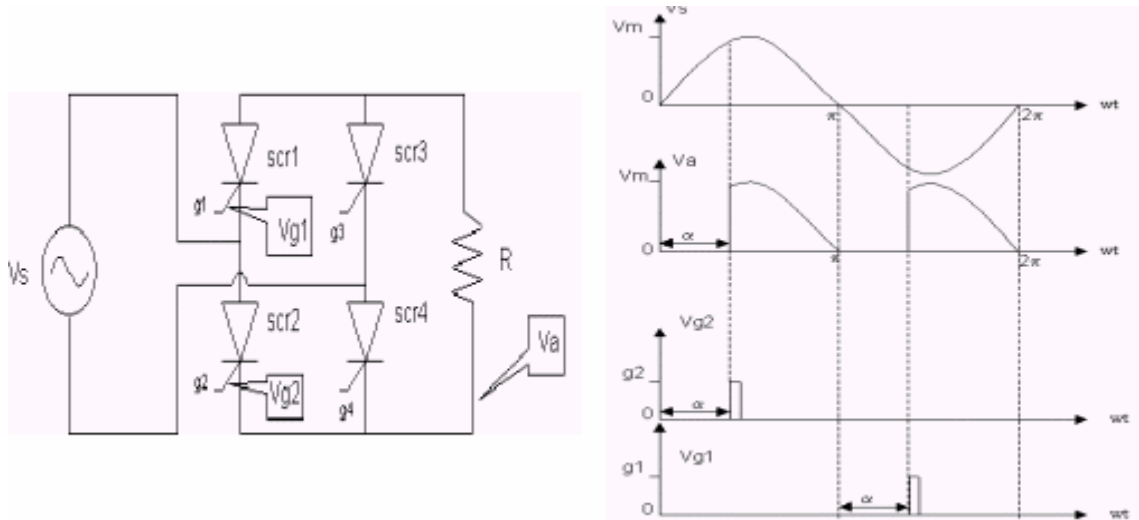
Convención: La flecha  señala el terminal positivo de la tensión indicada.

### 3.1.1. Rectificadores.

Un rectificador es un conversor de potencia que debe proporcionar una salida de tensión DC, a partir de una tensión de entrada AC. Al estudiar los rectificadores se analizan las diferentes configuraciones que se pueden obtener a partir de elementos semiconductores como SCR's y diodos.

- **Rectificador monofásico controlado.** En este convertidor, la estrategia de control se elabora tomando como referencia el cruce por cero de la tensión senoidal de entrada  $V_s$ , para generar el ángulo de disparo  $\alpha$ ; en semiciclo positivo de la tensión de entrada se envía pulso de disparo al los SCR's 2 y 3 ( $V_{g2}$  Fig. 14), en tanto que en el semiciclo negativo se envía pulso de disparo al los SCR's 1 y 4 ( $V_{g1}$  Fig. 14).

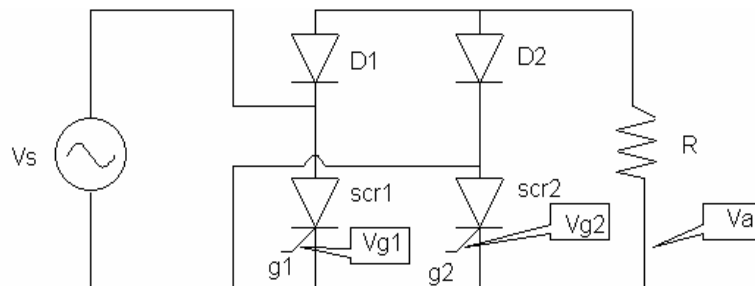
**Figura 14.** Circuito y forma de ondas rectificador monofásico controlado



Los pulsos de disparo de los SCR's 2 y 3 están en fase, lo mismo que los pulsos de disparo de los SCR's 1 y 4.

- **Rectificador monofásico semicontrolado.** En este tipo de convertidor la forma de onda de la tensión de salida es igual que la del rectificador monofásico controlado. Se sigue la misma estrategia de control que en el caso controlado solo que en el semiciclo positivo de la onda de tensión se envía pulso de disparo al SCR 1 ( $V_{g1}$  Fig. 14) y cierra el lazo el diodo D2, en tanto que en el semiciclo negativo se envía pulso de disparo al SCR2 ( $V_{g2}$  Fig. 14) y cierra el lazo el diodo D1.

**Figura 15.** Rectificador monofásico semicontrolado.

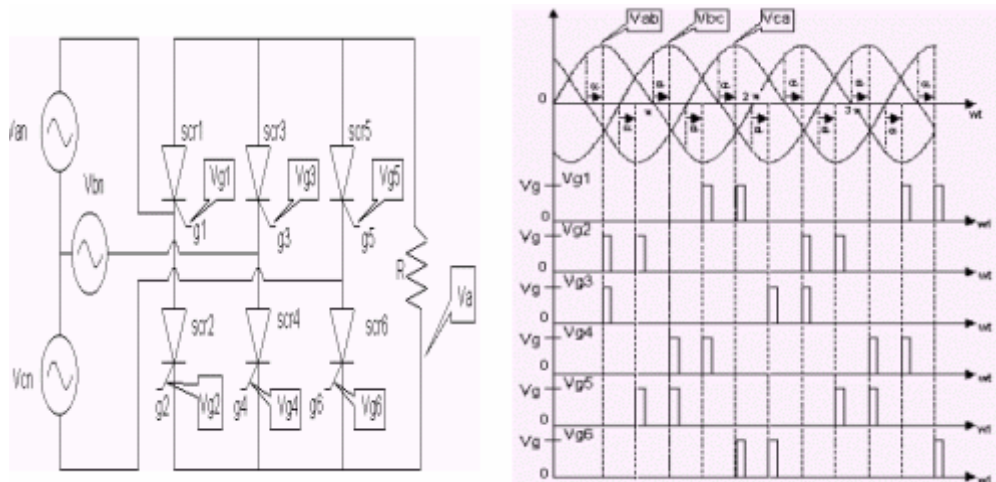


En este tipo de configuración no es necesario usar diodo de marcha libre en caso de tener cargas inductivas, ya que los diodos D1 y D2 del convertidor cumplen esta función en asocio con el respectivo SCR.

- **Rectificador trifásico controlado.** Para este rectificador, si los SCR's operan como diodos el instante de conducción natural se obtiene  $\omega t = \pi/3$  después del cruce por cero del voltaje de línea, y este es precisamente el ángulo de referencia para el disparo de los tiristores; por lo tanto el rango de control para este conversor será entre  $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ , Cabe anotar que la estrategia de control para este conversor, se realiza tomando como

referencia el cruce por cero de las tensiones de línea, para generar los pulsos de disparo a un ángulo  $\alpha$  determinado y medido a partir de  $\omega t = \pi/3$ .

**Figura 16.** Circuito y forma de onda rectificador trifásico controlado.



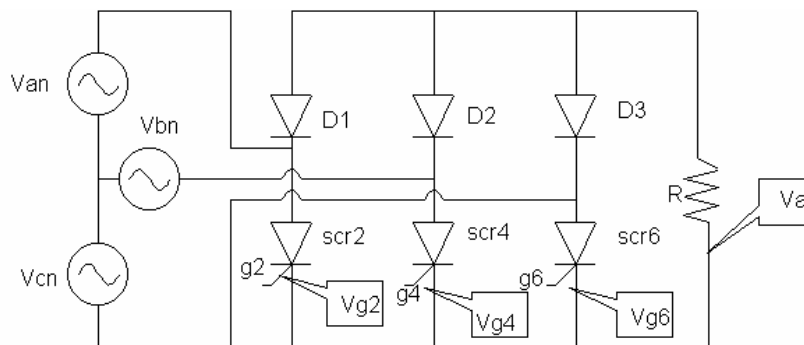
Si se conectan cargas altamente inductivas a este convertidor, se debe colocar diodo de libre paso en paralelo con la carga, para evitar que en la carga se presenten tensiones negativas; si son cargas netamente resistivas no es necesario dicho diodo, ya que el SCR conmutara de forma natural cuando la tensión de línea caiga a cero. Los pulsos de disparo para secuencia positiva se muestran en la Figura 16, y corresponden a un ángulo  $\alpha = 30$  grados.

Como se puede ver en las figuras 16, en el semiciclo positivo de la tensión de línea  $V_{ab}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 2 y 3 ( $V_{g2}$  y  $V_{g3}$  Fig. 16), mientras que en el semiciclo negativo de esta misma onda de tensión se envía pulso de disparo a los SCR's 1 y 4 ( $V_{g1}$  y  $V_{g4}$  Fig. 16); para semiciclo positivo de la tensión de línea  $V_{bc}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 4 y

5 ( $V_{g4}$  y  $V_{g5}$  Fig. 16), y en el semiciclo negativo de esta tensión, se envía pulso de disparo a los SCR's 3 y 6 ( $V_{g3}$  y  $V_{g6}$  Fig. 16); por ultimo en el semiciclo positivo de la tensión de línea  $V_{ca}$  se envía pulso de disparo a los SCR's 1 y 6 ( $V_{g1}$  y  $V_{g6}$  Fig. 16), y en su semiciclo negativo se envía pulso de disparo a los SCR's 2 y 5 ( $V_{g2}$  y  $V_{g5}$  Fig. 16). Por tanto asumiendo secuencia positiva, la secuencia de disparo para este convertidor es: SCR's (2 y 3), (2 y 5), (4 y 5), (1 y 4), (1 y 6), (3 y 6).

- **Rectificador trifásico semicontrolado.** Para este convertidor la estrategia de control es similar a la del rectificador trifásico controlado, solo que se reemplazan los SCR's 1,3 y 5, por diodos, y por lo tanto los pulsos de control ya no irán por parejas sino que se envía pulso de disparo a solo un SCR en cada semiciclo; ejemplo el semiciclo positivo de la tensión de línea  $V_{ab}$ , se envía pulso de disparo al SCR2, y en el semiciclo negativo al SCR4.

**Figura 17.** Rectificador trifásico semicontrolado.



Cabe anotar que la estrategia de control mostrada en las figuras 16 para el rectificador trifásico controlado se puede emplear para este convertidor, solo que los pulsos de control para los SCR's 1,3 y 5 no están conectados a ningún elemento semiconductor; se toman como referencia los cruces por

cero de la tensión de línea para generar los pulsos de disparo que se envían a los SCR's a un ángulo  $\alpha$  determinado. Para cargas altamente inductivas, los diodos del convertidor en asociación con el SCR en conducción hacen de diodos de libre paso.

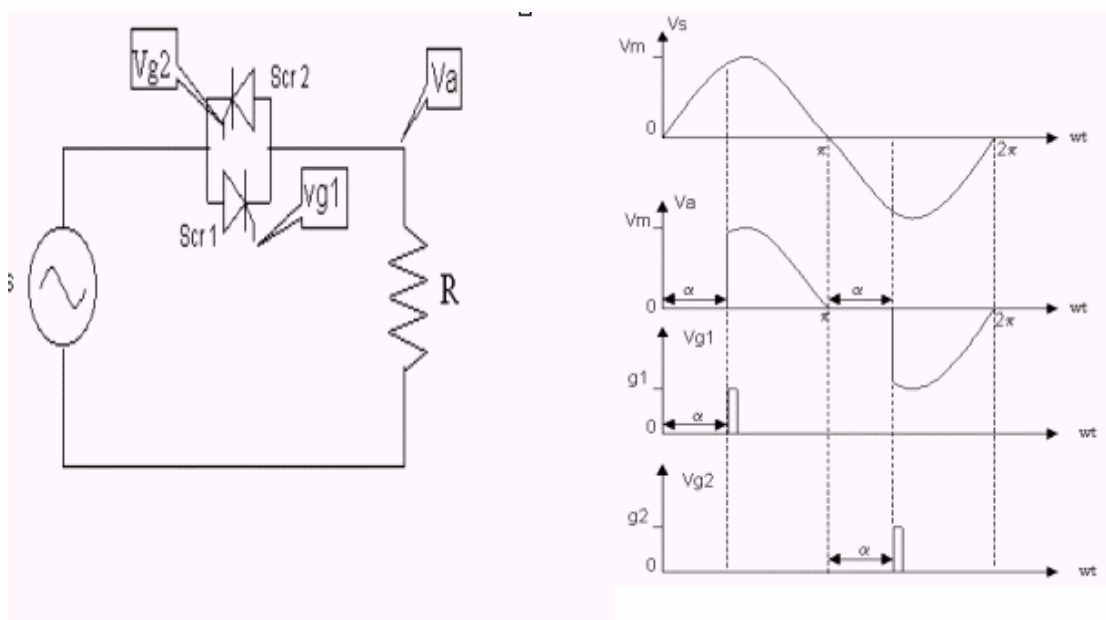
### **3.2.5. Control AC de línea.**

La función del Control A.C. de Línea, es regular la tensión en la carga, utilizando las características de funcionamiento de los semiconductores como SCR y Diodos. El control de tensión se hace variando el ángulo de disparo  $\alpha$  de los diferentes semiconductores conectando la carga a la fuente durante un tiempo de cada semiciclo del voltaje de entrada.

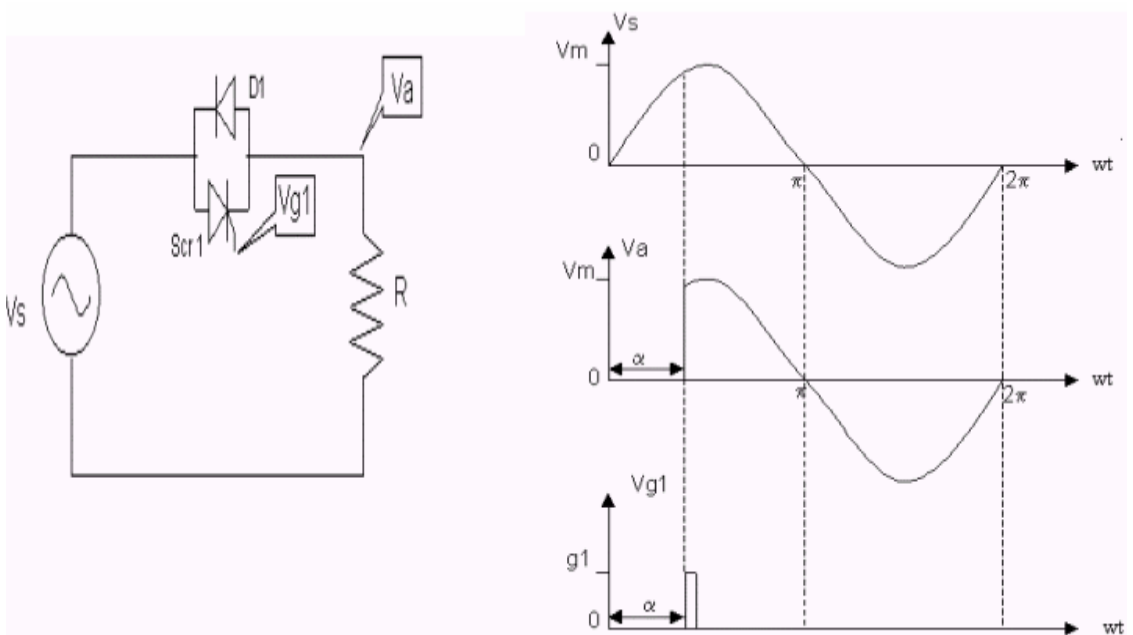
En el diseño del módulo se escogió al SCR por la simplicidad de su circuito de control en el cual no es necesario mantener el pulso en la puerta todo el ciclo de conducción y además la conmutación ocurre naturalmente cuando la corriente a través del elemento de potencia disminuye a cero; además el SCR soporta mayores  $dv/dt$ , permitiendo conectar cargas de tipo RL.

- **Control AC monofásico controlado.** En este caso, el ángulo de control se mide respecto del cruce por cero de la onda de tensión de entrada  $V_s$ . En el semiciclo positivo de la onda de tensión  $V_s$ , se envía pulso de disparo al SCR1 ( $V_{g1}$  Fig. 18), en tanto que en el semiciclo negativo se envía pulso de disparo al SCR2 ( $V_{g2}$  Fig. 18). El rango de control para este convertidor está entre  $0 \leq \alpha \leq \pi$ .

**Figura 18.** Circuitos y forma de onda control AC monofásico controlado.



**Figura 19.** Circuito y forma de onda control AC monofásico semicontrolado



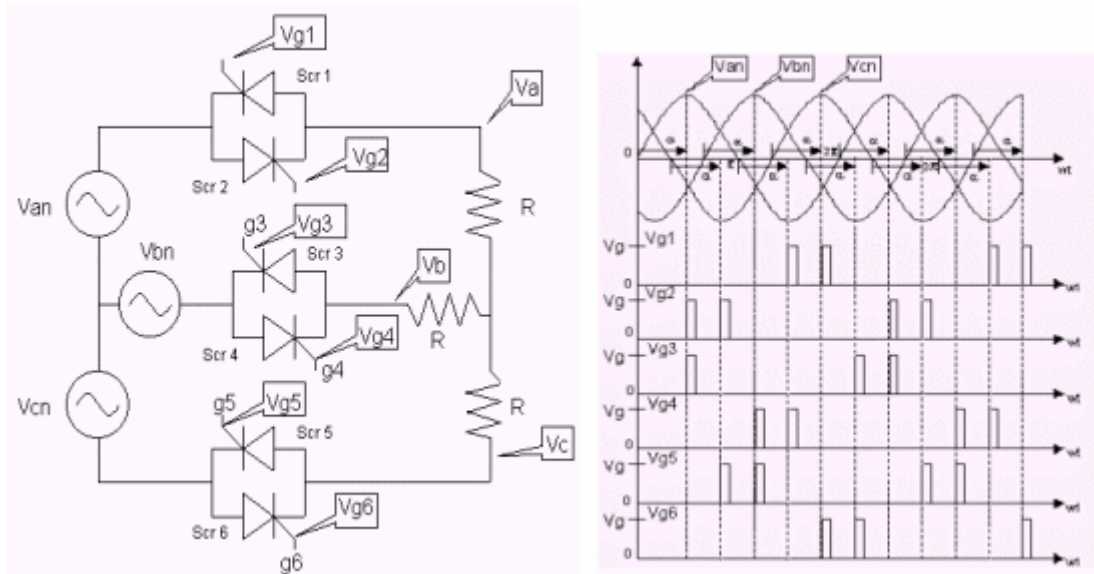
- **Control AC monofásico semicontrolado.** En éste convertidor sólo es controlado el semiciclo positivo mediante la variación del ángulo de disparo  $\alpha$  del SCR1 (vg1 Fig. 19), el semiciclo negativo por su parte pasa libremente a la carga a través del diodo. Al igual que para el rectificador monofásico controlado, se toma como referencia el cruce por cero de la tensión de entrada  $V_s$ , para generar los pulsos de disparo para el SCR. El convertidor tiene un rango de control entre  $0 \leq \alpha \leq \pi$ , pero solo se puede realizar control en un semiciclo de la onda de tensión de entrada.

- **Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y sin neutro.** En este convertidor, cuando conducen los SCR's la carga soporta en sus terminales tensiones de fase y no tensiones de línea como en el rectificador trifásico, por lo tanto se toma como referencia para el ángulo  $\alpha$  el cruce por cero de la tensión de fase. En este proyecto se implemento la detección de cruce por cero de la tensión de línea, debido a esto es necesario tener en cuenta los 30 grados de desfase de la tensión de línea con respecto de la tensión de fase, para todos los controles AC trifásicos controlados y semicontrolados que se implementan en él.

También es necesario tener secuencia positiva para poder realizar la estrategia de control para este convertidor. El rango de control para este convertidor es  $0 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ , medido a partir del cruce por cero de la tensión de fase.

Como se puede ver en la Figura 20, la estrategia de control se realiza tomando como referencia el cruce por cero de las tensiones de fase para enviar los pulsos de disparo a los tiristores, para un ángulo  $\alpha = 90$  grados.

**Figura 20.** Circuito y forma de onda Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro.



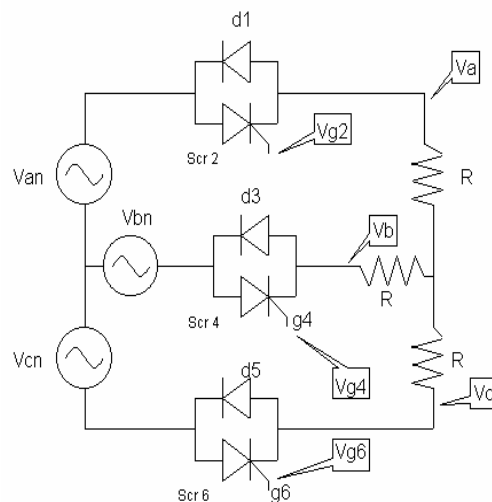
En el semiciclo positivo de la tensión de fase  $V_{an}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 2 y 3 ( $V_{g2}$  y  $V_{g3}$  Fig. 20), y en su semiciclo negativo a los SCR's 1 y 4 ( $V_{g1}$  y  $V_{g4}$  Fig. 20); para semiciclo positivo de la tensión de fase  $V_{bn}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 4 y 5 ( $V_{g4}$  y  $V_{g5}$  Fig. 20), y en el semiciclo negativo de esta onda se envía pulso de control a los SCR's 3 y 6 ( $V_{g3}$  y  $V_{g6}$  Fig. 20); en el semiciclo positivo de la tensión de fase  $V_{cn}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 1 y 6 ( $V_{g1}$  y  $V_{g6}$  Fig. 20), y en el semiciclo negativo de la tensión  $V_{cn}$ , se envía pulso de disparo a los SCR's 2 y 5 ( $V_{g2}$  y  $V_{g5}$  Fig. 20). Asumiendo secuencia positiva, el orden de los disparos es: SCR's (2 y 3), (2 y 5), (4 y 5), (1 y 4), (1 y 6), (3 y 6).

**- Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en Y sin neutro.**

En éste caso los SCR's 2, 4 y 6 controlan el flujo de corriente hacia la carga, los diodos por su parte proporcionan la trayectoria de retorno para la

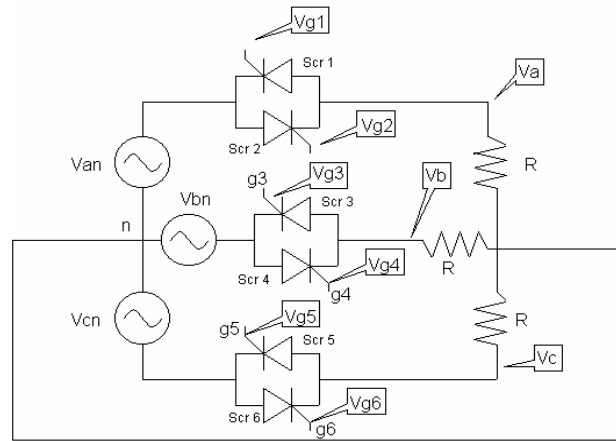
corriente. Al igual que en el caso anterior, la estrategia de control toma como referencia el cruce por cero de las tensiones de fase en secuencia positiva para generar los pulsos de control de los SCR's. Se utiliza la misma estrategia de control mostrada en la figura 32, la diferencia es que solo están conectados los pulsos de disparo de los SCR's 2, 4, y 6.

**Figura 21.** Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en Y sin neutro.



- **Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con neutro.** En este tipo de convertidor se utiliza la misma estrategia de control que en el control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro (Fig. 22); se toman como referencia los cruces por cero de las tensiones de fase en secuencia positiva para generar los pulsos de disparo para los SCR's, el rango de control para este convertidor esta entre  $0 \leq \alpha \leq \pi$ .

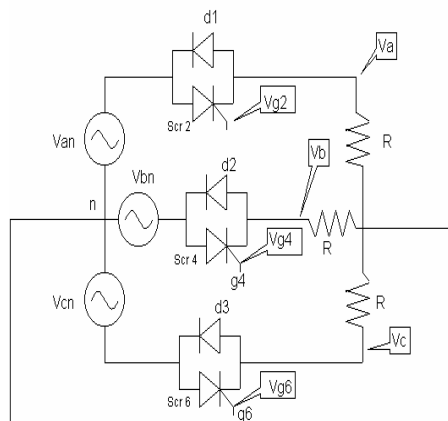
**Figura 22.** Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con neutro.



**- Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en Y con neutro.**

En esta configuración el circuito para cada fase se comporta como un control monofásico. Para generar los pulsos de control al igual que el caso anterior se toman como referencia los cruces por cero de la tensión de fase y en cada semiciclo positivo se envía pulso de control a solo un SCR. Se utiliza la estrategia de control mostrada en la Figura 23, solo que los SCR's 1, 3 y 5 se reemplazan por diodos.

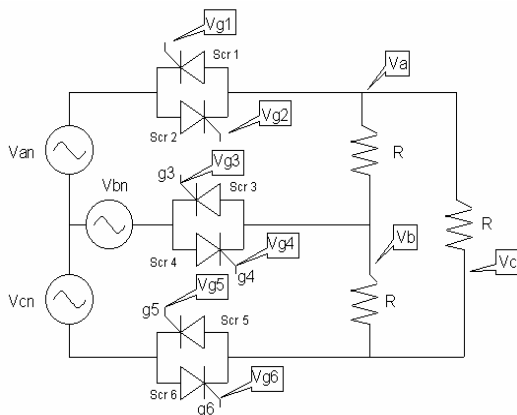
**Figura 23.** Control AC trifásico semicontrolado carga en Y con neutro.



- **Control AC trifásico controlado carga resistiva en triángulo SCR's en la línea.** En esta configuración se puede realizar el equivalente en Y. Por lo tanto para generar los pulsos de disparo se toman como referencia los cruces por cero de las tensiones de fase. Se usa la misma estrategia que en el control AC trifásico controlado carga resistiva en Y sin neutro (Fig. 24); asumiendo secuencia positiva el orden de los pulsos de disparo es: SCR's (2 y 3), (2 y 5), (4 y 5), (1 y 4), (1 y 6), (3 y 6), como se aprecia en la Figura 36.

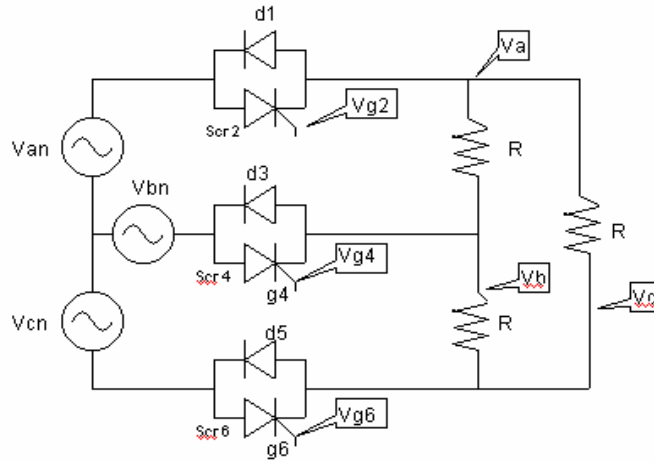
El rango de control para este conversor es:  $0 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ ,  $\alpha$  medido a partir del cruce por cero de la tensión de fase.

**Figura 24.** Control AC trifásico controlado carga resistiva en triángulo SCR's en la línea.



- **Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en triángulo SCR's en la línea.** Se usa la misma estrategia de control que en el caso anterior, solo que los tiristores 1, 3 y 5, se reemplazan por diodos. El control se realiza enviando pulsos de disparo a los SCR's 2, 4 y 6, de acuerdo al orden mostrado en la figura 25; los diodos proporcionan el camino de retorno para la corriente.

**Figura 25.** Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en triángulo SCR's en la línea.

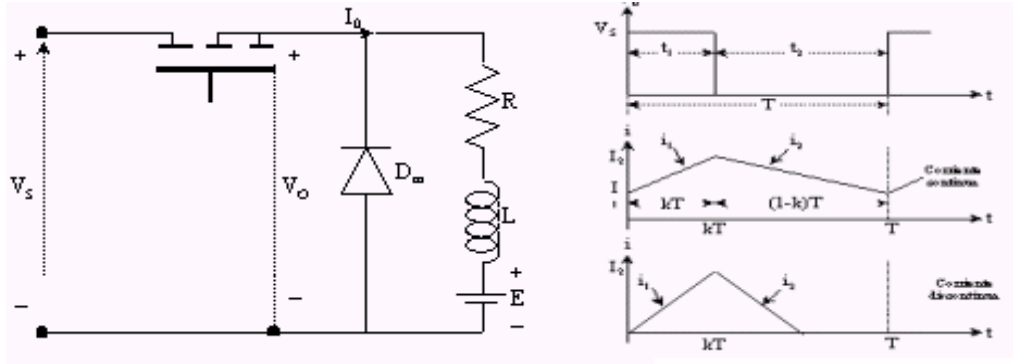


En este conversor se toman como referencia los cruces por cero de las tensiones de fase, para generar los pulsos de disparo para los tiristores solo en el semiciclo positivo.

### 3.2.6. Troceador

Para generar la señal de control de la puerta que conmuta el transistor Mosfets (apagado-encendido), se utiliza la generación del PWM del microcontrolador el cual varia el ciclo de trabajo desde 5% al 95 % de acuerdo a los parámetros de entrada del operador. Se implementa el troceador reductor usando transistores de efecto de campo, los cuales conmutan a una gran velocidad, tan pronto como se coloca o retira la señal en la base, lo que los hace ideales en las aplicaciones con corriente continua ya que esta no va a cero por si sola y por lo tanto no podría hacer conmutar un SCR sin la utilización de un circuito de conmutación forzada.

**Figura 26.** Circuito y forma de ondas troceador con carga RL.



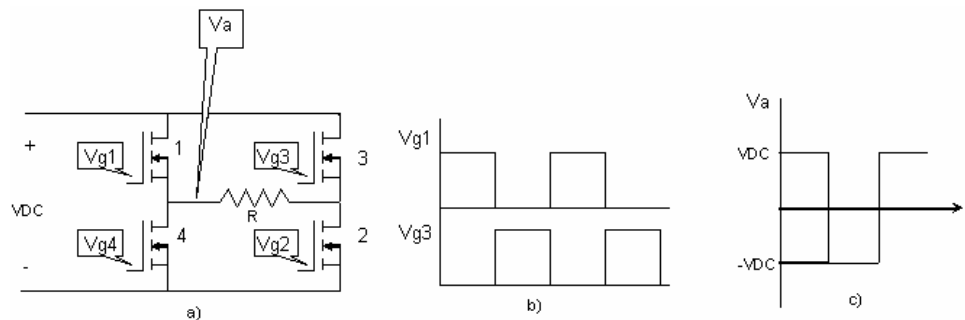
### 3.2.7. Inversores.

Los inversores generan corriente alterna partiendo de corriente continua, para esto se utilizan elementos que actúan como interruptores convirtiendo la energía DC en AC con tensión y frecuencia de salida variable, lo que permite regular la tensión entregada a la carga y mantener constante la densidad de flujo en el caso de un motor A.C, para evitar variaciones de par cuando se está regulando la velocidad. Se debe considerar que la señal de salida de un inversor no es completamente senoidal sino que presenta una fundamental más algunas armónicas cuya magnitud depende principalmente del método de modulación empleado, y sus efectos negativos deben tratar de eliminarse.

- **Inversor Monofásico.** Es el montaje más sencillo de inversor, en éste como en los demás inversores la frecuencia de salida está determinada por la velocidad de conmutación a que se pongan a operar los elementos de

potencia. En el inversor monofásico con carga resistiva la señal de corriente tiene la misma forma que la señal de tensión.

**Figura 27.** Inversor monofásico con carga resistiva, a) circuito, b) pulsos de control para los mosfets, c) tensión de carga.

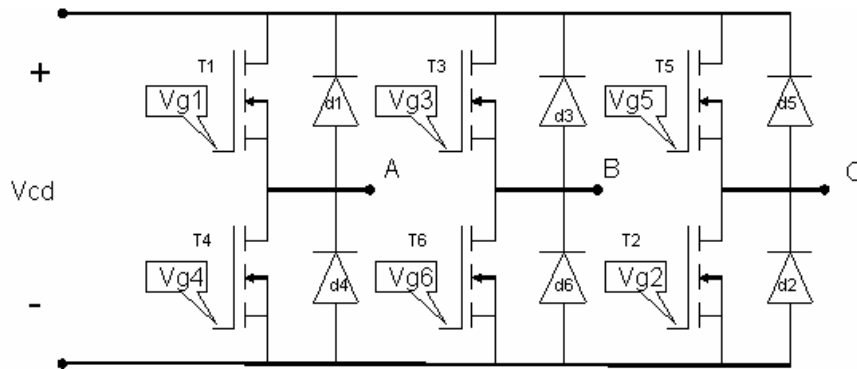


En este trabajo se implementó el inversor monofásico onda cuadrada, variando la frecuencia de operación entre 10 Hz y 80 Hz, y variando el ciclo de trabajo entre un 5% y un 95 % del periodo de tensión de salida. La señal de puerta de los mosfets 1 y 2 están en fase, lo mismo que las señales de puerta de los mosfets 3 y 4. Se debe tener en cuenta que la conmutación de los mosfets no puede ser simultánea, por ejemplo en el momento de apagar los mosfets 1 y el 2, se debe dejar transcurrir un pequeño tiempo antes de encender los mosfets 3 y 4; esto debido a que los tiempos de conmutación (Ton y Toff) son diferentes y por lo tanto se presentaría un corto circuito.

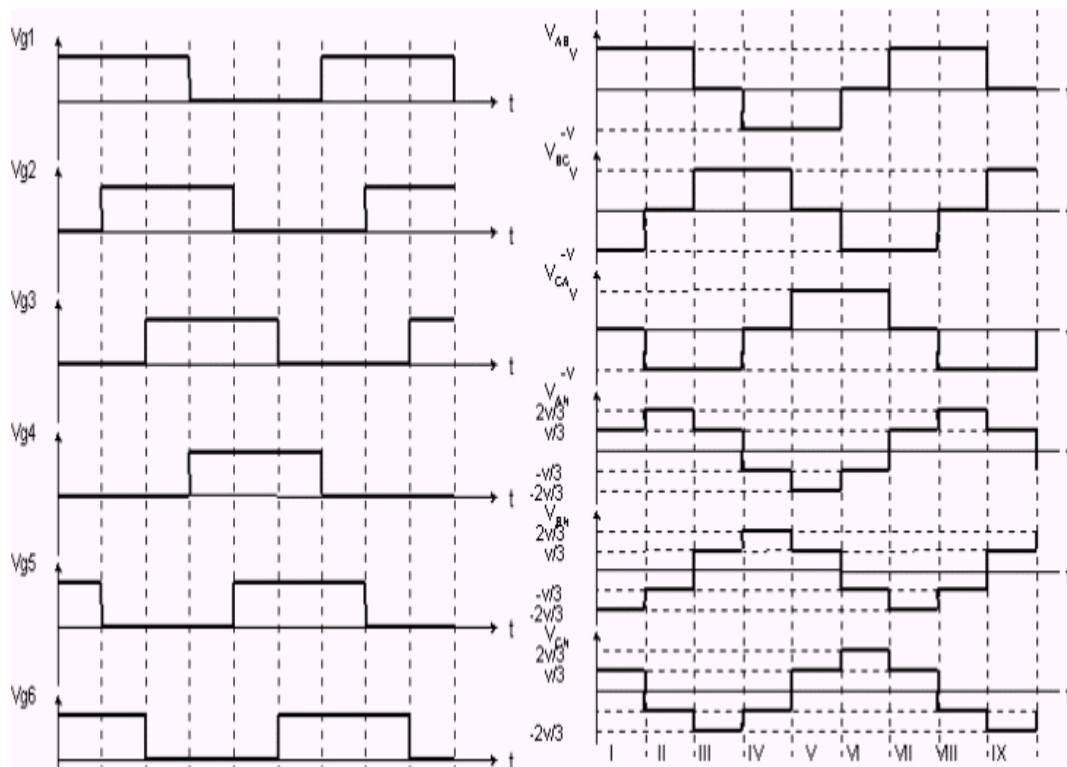
- **Inversor Trifásico.** El inversor trifásico se puede construir añadiendo una columna más al monofásico del circuito anterior. Según la estrategia de control el puente inversor trifásico se puede poner en funcionamiento con tres transistores conduciendo en todo momento (conducción a 180°) o simplemente con dos (conducción a 120°), En la Figura 28 muestra la

circuito de control para un inversor trifásico con 3 transistores conduciendo en cualquier instante. Por ejemplo en el intervalo uno, los transistores T1 y T5 conducen en la mitad superior, y T6 en la inferior. En el intervalo dos los transistores T2 y T6 conducen en la mitad inferior y T1 en la superior.

**Figura 28.** Puente inversor trifásico



**Figura 29.** Formas de onda inversor trifásico

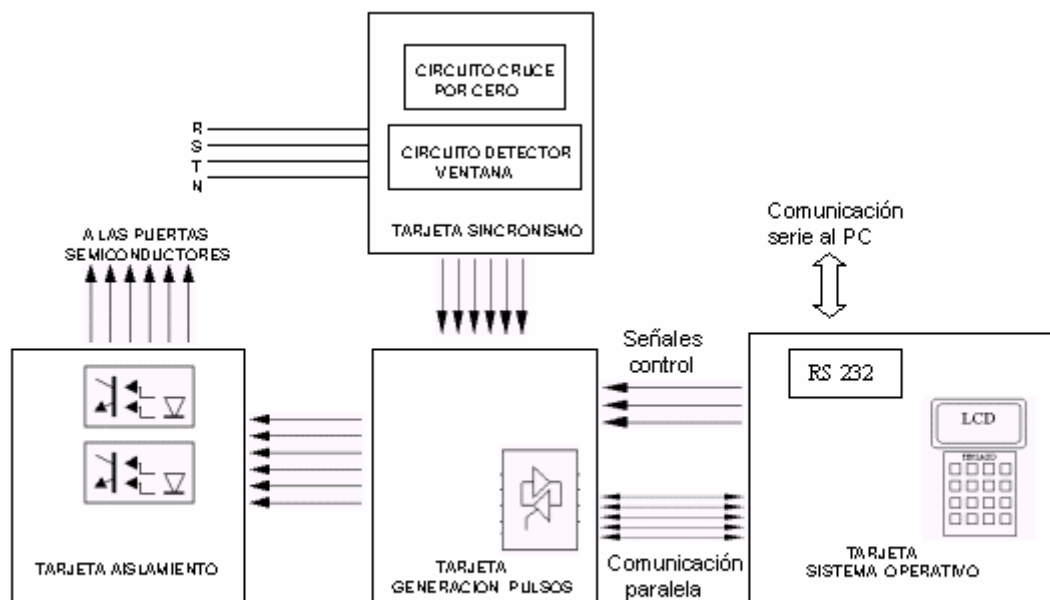


En este proyecto se implemento el inversor trifásico conducción a 180°, lo que implica que están en conducción 3 mosfets a todo momento. Se implemento este inversor con una frecuencia variable entre 10 Hz y 80 Hz onda cuadrada.

### 3.3. TARJETAS DEL SISTEMA DE CONTROL

El control del módulo conversor estático de potencia consta de varias tarjetas como son: tarjeta de sincronismo, tarjeta de generación de señales, tarjeta del sistema operativo, tarjeta de aislamiento. En la figura 30 se muestra la interconexión de las diferentes tarjetas

**Figura 30.** Diagrama de conexión de las tarjetas del módulo conversor Estático

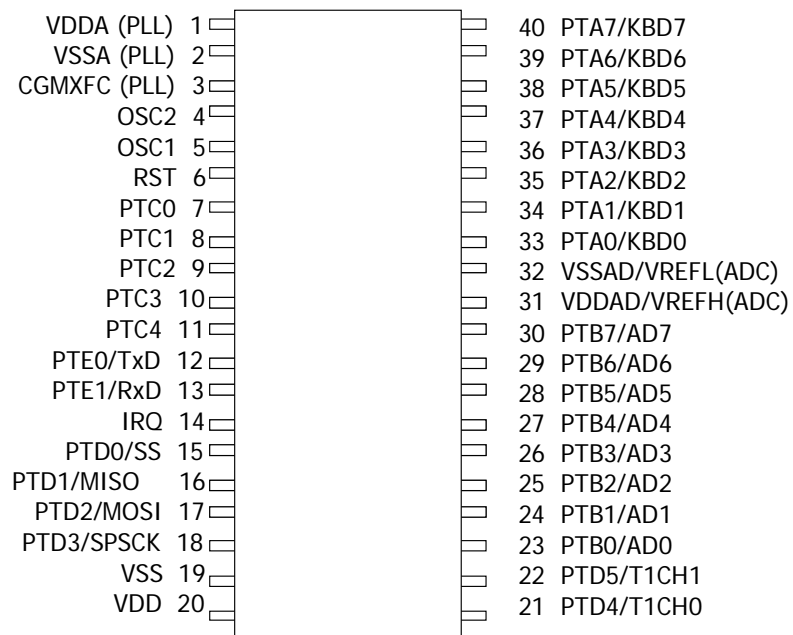


### 3.3 TARJETA DEL SISTEMA OPERATIVO.

Esta diseñado a partir de un microcontrolador MC68HC908GP32 de la familia Motorola; Este microcontrolador esta encargado de manejar una pantalla

LCD (Display de Cristal Liquido) y un teclado matricial de 4\*4, con los cuales el usuario puede operar el módulo; también esta encargado de la recepción de datos provenientes de un computador y la transmisión de los parámetros por medio de un bus de 5 hilos a la tarjeta de generación de pulsos.

**Figura 31.** Diagrama de pines del microcontrolador GP32.



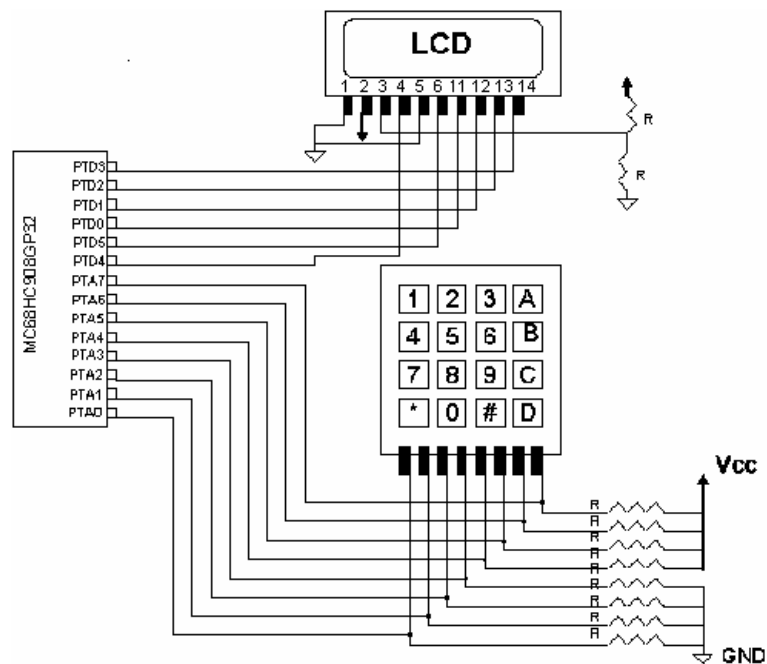
**Implementación del teclado y del display LCD.** En este trabajo se implementó el display a 4 bits de datos, se conecta la parte alta del bus de

datos de la LCD (pines 11, 12, 13, 14), al microcontrolador para recibir los datos; además se conectan al microcontrolador el pin 5 para habilitar/deshabilitar la pantalla LCD y el pin 6 para indicarle si los datos enviados son de control o son caracteres para visualizar en ella.

Los 4 pines de la derecha del teclado están conectados a través de resistencias de 10K a Vcc y los 4 pines de la izquierda del teclado están conectados a tierra través de resistencias de 1 K, a su vez estos pines están conectados al puerto A del microcontrolador ( ver figura 45).

Conectamos un pantalla LCD para la interfaz con el usuario, el cual es de muy fácil manejo y presenta un bajo consumo de potencia. El pin 4(RS) le indica a la pantalla LCD si el registro colocado en los pines de datos del módulo es un dato de control o un carácter del mensaje; cuando en este pin se coloca un uno (5 V) lógico el modulo escribe o lee datos o caracteres, y

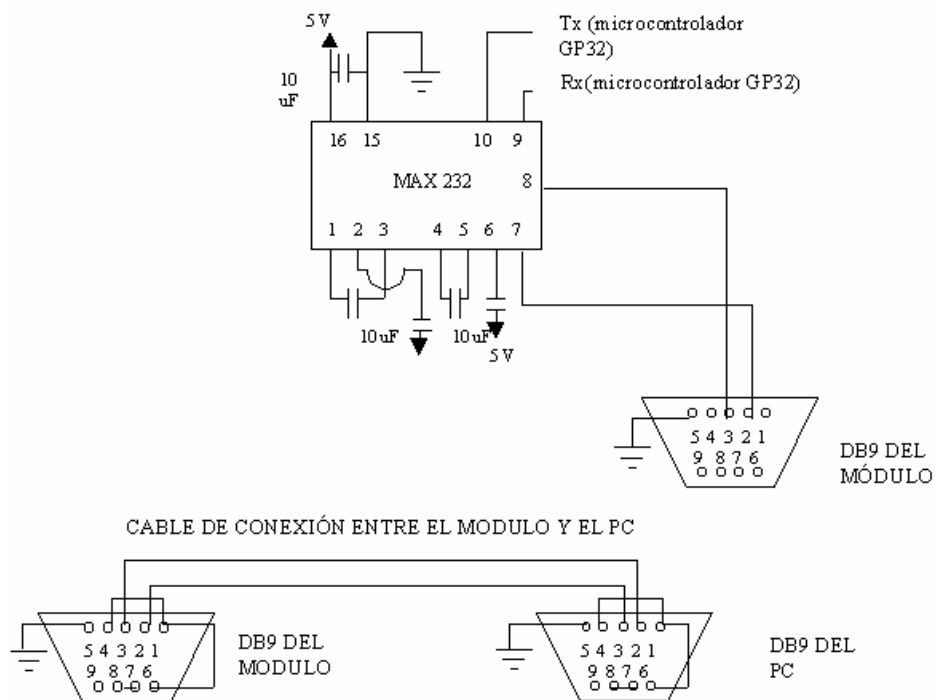
**Figura 32.** Esquema del Teclado y el display.



- **Circuito de comunicación serial.** La comunicación realizada con el puerto serie es una comunicación asíncrona, para la sincronización de una comunicación se precisa siempre de una línea adicional a través de la cual el emisor y el receptor intercambian la señal del pulso. Pero en la transmisión serie a través de un cable de dos líneas esto no es posible ya que ambas están ocupadas por los datos y la masa. Por este motivo se intercalan antes y después de los datos informaciones de estado según el protocolo RS-232.

Línea de transmisión de datos (TxD).- línea por la que el DTE (PC) envía los datos, Línea de recepción de datos (RxD). línea por la que el DTE (PC) recibe los datos, masa. necesaria para que tenga lugar la transmisión.

**Figura 33.** Interfaz RS-232

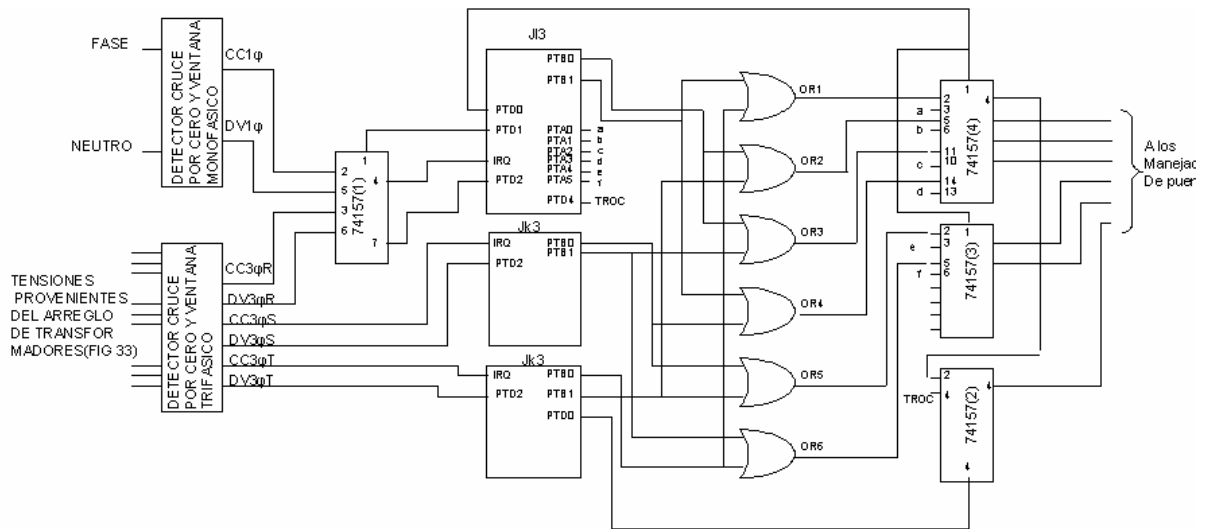


### 3.3.2. Tarjeta de generación de señales. y de conmutación

Para generar los pulsos de disparo correspondientes para los elementos semiconductores se implemento un circuito con 2 microcontroladores MC68HC908JK3 y 1 microcontrolador MC68HC908JL3.

- **Circuito de microcontroladores y de conmutación.** Las compuertas son colocadas para los casos en que es necesario enviar pulsos de disparo a parejas de SCR's, como en los casos de rectificador y control AC trifásico; para los casos de rectificación monofásica, control AC monofásico, troceador e inversores, los pulsos de disparo no pasan a través de las compuertas OR.

**Figura 34.** Circuito de generación de pulsos y switcheo.



La parte de switcheo permite el uso de un solo circuito manejador de puerta (6 optocuplas) para enviar los pulso de control tanto a los SCR's como a los

mosfets dependiendo del conversor que se desee implementar, sin esta etapa de switcheo el numero de manejadores aumentaría al doble.

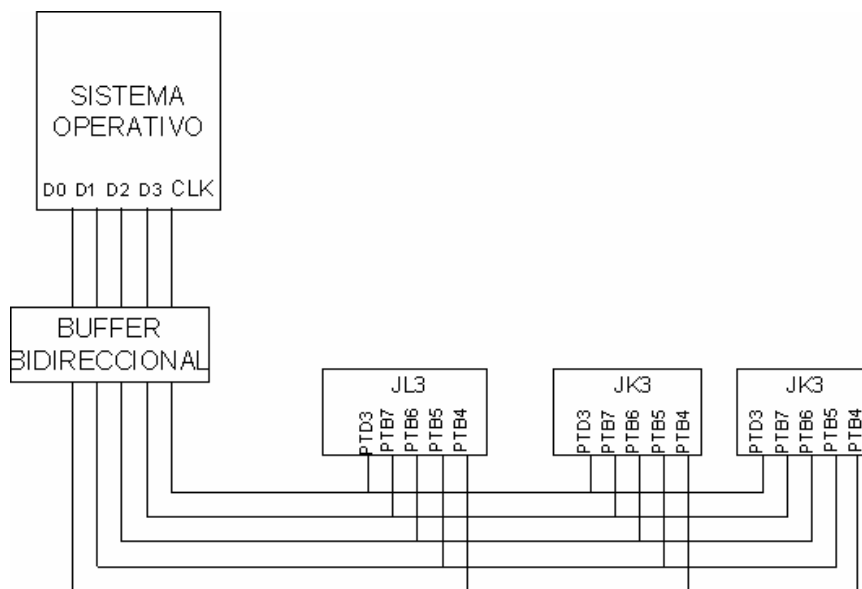
Para los casos de rectificación y control AC trifásicos, se toma como referencia el cruce por cero y la onda cuadrada que envía el detector de cruces por cero y ventana de polaridad trifásico. A cada uno de los microcontroladores (Jk3 y JL3), les llega una señal de cruce por cero y una onda cuadrada (ventana de polaridad); la señal de cruce por cero se toma como referencia para generar los pulsos de disparo y la señal de ventana para identificar el semiciclo de la tensión de entrada para enviar disparo a los SCR's que deben conducir en cada semiciclo. De esta forma cada uno de ellos estará encargado de ejecutar control de una tensión de línea; el arreglo de compuertas OR permite conjugar dichos pulsos para poder lanzar pulso de disparo a parejas de SCR's; por ejemplo para el caso rectificador trifásico controlado en el semiciclo positivo de la tensión  $V_{rs}$  se debe enviar pulso de disparo a los SCR's 2 y 3, y en el semiciclo negativo a los SCR's 4 y 1.

- **Circuito de comunicación paralela.** La comunicación entre el sistema operativo y el sistema para el control se implementó utilizando comunicación paralela a 4 bits más 1 bit de reloj. Se escogió comunicación paralela entre otras razones porque el módulo de comunicación serial del microcontrolador GP32 ya estaba siendo utilizado en la comunicación serial con el computador, por el tamaño de los datos a transmitir y por la disponibilidad de los pines en los microcontroladores. La comunicación se produce entre el microcontrolador que maneja el sistema operativo (GP32) y los microcontroladores del sistema para el control (JL3, JK3).

En la comunicación paralela que se realiza en este proyecto se transmiten los datos correspondientes al tipo de conversor elegido y sus parámetros

correspondientes, además de un byte de check-sum. Este check-sum no es más que un registro de ocho bits que resulta de la suma de todos los bytes de selección transmitidos, y su función es la de comprobación de transmisión; en el sistema para el control, cada uno de los microcontroladores (JL3, JK3), realiza la suma de los todos los bytes recibidos y compara este resultado con el byte de sheck-sum recibido, de no concordar estos datos, el sistema para el control procede a solicitar retransmisión de datos. Este proceso de retransmisión de datos se puede llevar a cabo hasta 5 veces si definitivamente no se confirma recepción satisfactoria el sistema operativo mostrará en el LCD el mensaje de "error de comunicación entre micros".

**Figura 35.** Comunicación paralela.



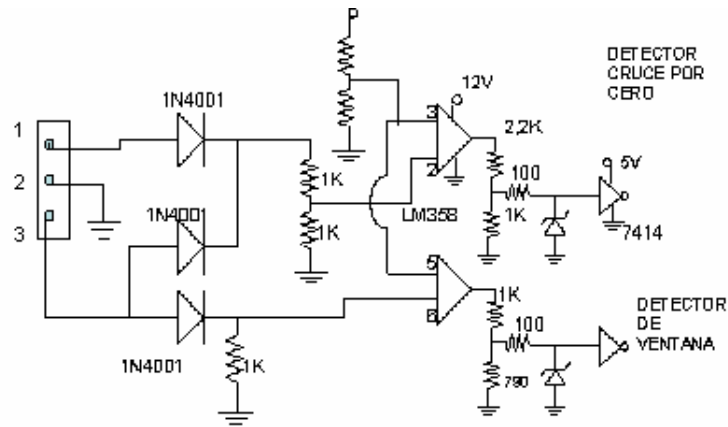
### 3.3.3. Tarjeta de sincronismo.

En los casos de rectificación y control AC monofásicos, el circuito para el control toma como referencia el cruce por cero monofásico ( $CC1\phi$ ) para generar los pulsos de disparo al ángulo  $\alpha$  definido por el usuario, y la ventana de polaridad ( $DV1\phi$ ), para identificar el semiciclo en que se encuentra la onda de tensión monofásica y lanzar los pulso de disparo a los SCR's que les corresponde conducir en dicho semiciclo (Ver capítulo de aplicaciones).

Por ejemplo si el usuario elige implementar el rectificador trifásico controlado, al microcontrolador JL3 le llega la señal de cruces por cero y ventana de polaridad correspondientes a la tensión de línea  $V_{rs}$ , a un microcontrolador JK3 la señal de cruce por cero y ventana  $V_{st}$ , y al otro las correspondientes a  $V_{tr}$ .

- **Circuito detector de cruce por cero y ventana.** como su nombre lo indica, detecta cada vez que una onda de tensión alterna cruza por cero, generando un pulso cuadrado cuyo periodo depende de la frecuencia de la red. Una forma de construir este circuito es mediante la utilización de un comparador donde el ancho del pulso estará limitado por la caída en los diodos durante la rectificación previa y el nivel de referencia, limitando la precisión para el instante en el cual ocurre el cruce por cero. Se implementaron detectores de cruce por cero para tener referencia de las ondas de tensión sobre las cuales vamos a ejercer control. Para poder realizar este control es necesario identificar el semiciclo de la onda de tensión es decir se necesita saber si está en el semiciclo positivo o negativo para generar los pulsos de control para los SCR's que deben conducir en cada semiciclo.

**Figura 36.** Detector de cruces por cero y de ventana de polaridad.



Para realizar la identificación del semiciclo de la onda se implementó un detector de ventana de polaridad el cual es un circuito comparador que coloca en su salida una onda cuadrada que corresponde a “1” si está en el semiciclo positivo y “0” si está en el semiciclo negativo.

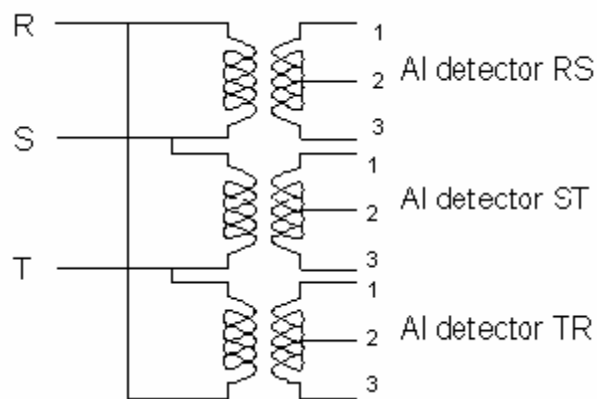
En este trabajo se implementaron detectores de cruce por cero y de ventana de polaridad trifásico y monofásico con transformadores de tap central.

Los transformadores de tap central utilizados en este trabajo reducen la tensión de línea de 240 V a 15 V para el caso trifásico y de 120 V a 15 V para el caso monofásico; se utilizan de tap central para que todas las tensiones de salida tengan una misma referencia.

Como se puede ver en la figura 37, la señal proveniente del transformador con tap central se rectifica con diodos de germanio (voltaje de juntura 0.3V) y se coloca en la entrada de uno de los comparadores (LM358); cada vez que la señal de tensión rectificada esta por debajo del nivel de referencia, el

comparador colocara un nivel alto en su pin de salida y lo mantiene hasta que la tensión de entrada vuelva a ser superior al nivel de referencia. La salida de este comparador esta conectada a un buffer inversor 74LS14 (Smitch Triguer) el cual mejora los pulsos del detector de cruces por cero.

**Figura 37.** Arreglo de transformadores para la detección de cruces por cero de las tensiones trifásicas.



Al otro comparador le llega la señal proveniente del rectificador de media onda; cuando la tensión esta por encima del nivel de referencia, el comparador coloca su salida en alto, y cuando esta por debajo cambia su salida a bajo, lo que nos da una onda cuadrada en su salida que indica cuando la tensión de entrada corresponde al semiciclo positivo o al semiciclo negativo.

En total se implementan 4 detectores de cruce por cero y 4 de ventanas de polaridad, 3 para cuando se desea implementar rectificación o control AC trifásico, y uno para cuando se desea implementar rectificación o control AC monofásicos.

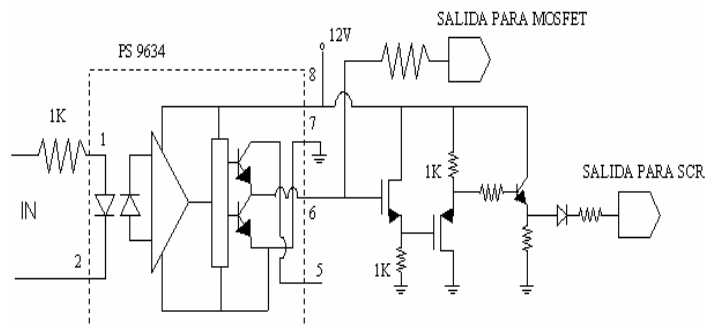
### 3.3.4. Tarjeta de aislamiento.

Esta tarjeta permite mantener aislamiento eléctrico entre la señal de control y la señal que maneja las puertas de los semiconductores.

**-Circuito manejador de puerta.** El driver que se utilizó fue el circuito integrado PS9634 que está diseñado para manejar Mosfets y provee un nivel de aislamiento de aproximadamente 5000V; debido a que en el proyecto se manejan Mosfets y SCR's con el mismo circuito integrado, fue necesario implementar un circuito adicional a la salida de éste, ya que los Mosfets se disparan o enganchan con niveles de tensión y los SCR's con niveles de corriente.

Para lograr disparar los SCR's es necesario tener control sobre la corriente que se suministra a la puerta de estos, por este motivo se colocan dos Mosfets en serie para aislar y no generar carga a las optocouplas y a su salida un transistor BJT(fig. 38), de esta forma se puede controlar la corriente a suministrar; en últimas este circuito es muy parecido a un IGBT (entrada Mosfet, salida BJT).

**Figura 38.** Circuito manejador de puerta para Mosfets y SCR's.



Para cada circuito manejador de puerta es necesario tener fuentes independientes para cada uno de ellos ya que los disparos para cada uno de los SCR's o de los Mosfets según sea el caso, deben tener referencias diferentes; esto se debe a que por ejemplo en el caso de los SCR's los pulsos de disparo se colocan con referencia al cátodo y si se tiene una misma referencia para el los pulsos se presentaría un cortocircuito cuando se enciendan los SCR's. Para el diseño de las fuentes se utilizó un transformador con 6 devanados de salidas independientes.

#### **3.4. DESCRIPCIÓN DE LAS RUTINAS DE PROGRAMACIÓN PARA LOS MICROCONTROLADORES.**

A continuación se presenta las rutinas utilizadas para el control de los microprocesadores del sistema operativo y el sistema de generación de las señales de control.

##### **3.3.3. Rutinas del sistema operativo.**

El sistema operativo está estructurado por niveles; esto permite ir seleccionando por medio del teclado el tipo de convertor que se desea implementar y finalmente introducir los parámetros (ángulo, frecuencia de operación o el ciclo de trabajo según sea el caso elegido) para su funcionamiento; una vez se ha elegido el tipo de convertor e introducido sus datos, se envían al sistema para el control, utilizando la comunicación paralela a 4 bits. A medida que se avanza en la selección del tipo de convertor, se activan banderas que facilitan regresar secuencialmente a través de los submenús; esto permite que el operador pueda en caso de equivocarse en la selección, regresar y corregir su elección; Estas banderas también le permiten al sistema operativo regresar por si solo en caso de que

el operador haya avanzado hasta un determinado nivel de selección y no complete los datos.

- **Rutina de interrupción por teclado.** Esta rutina fue implementada aprovechando el modulo KBI (keyboard interrupt) del microcontrolador GP32; el módulo KBI proporciona 8 pines de interrupción externa (puerto A); con un registro de 8 bits para habilitar/deshabilitar separadamente cada una de ellas.

Inicialmente se programan los 4 pines de la parte baja del puerto A como pines de interrupción por teclado, colocando un uno lógico los 4 bits de la parte alta del registro INTKBIER(keyboard interrupt enable register),este registro permite seleccionar los pines que se desean configurar para la interrupción por teclado, y los 4 pines de la parte alta del puerto A se programan como pines de salida de datos; como se muestra en la Figura 32, al puerto A esta conectado el teclado de tal forma que cuando se presione una tecla, se estará colocando un nivel lógico bajo (aprox. 0 voltios) en uno de los pines de la parte baja del puerto A, y generará una interrupción por teclado que será atendida inmediatamente. Una vez el microcontrolador atiende la interrupción por teclado, deshabilita esta opción clareando todo el registro INTKBIER y en la pantalla LCD aparece un menú que permite seleccionar e introducir los datos del conversor de potencia que se desee implementar, además se configuran los pines PTA0-PTA3 (parte baja del puerto A) como entrada y los pines PTA4-PTA7 como salida, seguidamente ejecuta la subrutina de lectura de teclado.

- **Subrutina de lectura del teclado.** Una vez aparece el menú de selección en la pantalla LCD, el microcontrolador GP32 ejecuta esta subrutina en la cual se empieza a rotar un 1 lógico(5 V) por la parte alta del puerto A(PTA 4-PTA7 conectado a las filas del teclado), en el momento en que el usuario presione una tecla el uno lógico que se esta rotando se verá reflejado en uno

de los pines de la parte baja del puerto A (PTA0-PTA3 previamente configurados como entrada y que esta conectado a las columnas del teclado), como el microcontrolador tiene el registro de la posición del uno lógico que esta rotando por las filas, leyendo la parte baja del puerto A se puede saber la columna en que se ha oprimido la tecla e identificarla. Si la tecla oprimida corresponde a una de las opciones mostradas en la pantalla, aparece otro submenú y el microcontrolador vuelve a ejecutar la subrutina de lectura de teclado, y así sucesivamente hasta llegar a la subrutina de almacenamiento de datos.

- **Subrutina de almacenamiento de datos.** Esta subrutina se encarga de almacenar los parámetros del convertor elegido por el usuario, los cuales son diferentes en cada caso, dependiendo del tipo de convertor elegido, por ejemplo para los rectificadores y los controles AC el parámetro a introducir es el ángulo de disparo  $\alpha$ , para el troceador el parámetro es el ciclo de trabajo K, para el inversor monofásico, la frecuencia de operación y el ciclo de trabajo K y para el inversor trifásico la frecuencia de operación.

En esta subrutina también se verifica que los datos digitados por el usuario sean datos válidos, y estén dentro de los rangos establecidos para dichos datos ( tabla 8); para el ángulo de disparo  $\alpha$  el rango esta limitado por el ancho del pulso del cruce por cero y además por que para tensiones senoidales el SCR no empieza a conducir a partir de cero debido a que el voltaje de polarización es muy bajo por este motivo se coloca el rango a partir de 5 grados del limite inferior teórico y 5 grados menos del limite superior teórico.

- **Subrutina de transmisión de datos paralela.** Esta subrutina se encarga de enviar los datos del tipo de convertor y sus parámetros elegidos por el operador; en total se transmiten 5 bytes que corresponden a: tipo de

convertor, ciclo de trabajo  $K$ , ángulo de disparo  $\alpha$ , frecuencia de operación, y byte de check sum; el byte de check sum se utiliza para verificar que los datos recibidos en el sistema para el control correspondan con los datos transmitidos por el sistema operativo; este byte corresponde a la suma de los 4 bytes de datos. Para la implementación de la transmisión paralela se utilizan 5 hilos, 1 de reloj, y 4 de datos (Fig. 36); para la salida de datos se usa la parte baja del puerto B (PTB0-PTB3) del GP32 y para la señal de reloj se utiliza el pin 5.

del puerto C (PTC 4); el pin de reloj sirve para sincronizar la transmisión de los datos. Para realizar la transmisión de los 5 bytes, se transmite primero la parte baja del byte (bit 0-bit3), y luego la parte alta (bit4-bit7) de cada uno de los bytes de datos; cada vez que se transmite medio byte se envía un pulso de reloj para indicarle al sistema para el control que se han enviado datos; luego que se han transmitido todos los datos, se configura la parte baja del puerto B como entrada para que en caso de que el sistema para el control reciba datos erróneos y solicite retransmisión de datos proceder a efectuar dicha retransmisión; o en caso de que cualquiera de los microcontroladores del sistema para el control se resetee poderle informar al operador por medio de la pantalla cual de ellos se ha reseteado.

En el sistema para el control se realiza la recepción de datos por la parte alta del puerto B (PTB4-PTB7) de cada uno de los microcontroladores (JL3, Jk3), como los datos son transmitidos de a 4 bits, se reciben los medios bytes de datos los cuales se concatenan de a 2 y se guardan los 5 registros para realizar su proceso.

**Tabla 5.** Rangos de control para los diferentes convertidores implementados en el modulo conversor estático de potencia

<b>Tipo de conversor</b>	<b>Parámetro</b>	<b>Rango</b>
Rectificador monofásico controlado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Rectificador monofásico semicontrolado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Rectificador trifásico controlado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 115°
Rectificador trifásico semicontrolado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC monofásico controlado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC monofásico semicontrolado	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC trifásico controlado carga en Y con neutro	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC trifásico semicontrolado carga en Y con neutro	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 145°
Control AC trifásico semicontrolado carga en Y sin neutro	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Control AC trifásico controlado carga en delta SCR's en la línea	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 145°
Control AC trifásico semicontrolado carga en delta SCR's en la línea	Angulo de disparo $\alpha$	Entre 5° y 175°
Troceador	Ciclo de trabajo K	Entre 5% y 95%
Inversor monofásico	Frecuencia de operación Ciclo de trabajo K	Entre 10Hz y 80Hz Entre 5% y 95%
Inversor trifásico	Frecuencia de operación	Entre 10Hz y 80 Hz

- **Subrutina de recepción y transmisión de datos serial.** Esta subrutina permite la comunicación del sistema operativo con un PC; esto permite la operación del modulo por medio por medio de un computador personal. Para configurar el módulo de comunicación serial del microcontrolador GP32, primero se configura el registro de velocidad de transmisión SCBR, en este proyecto se trabaja a una velocidad de 9600 baudios; seguidamente se configura el registro de control SCC1, en este registro se habilita el módulo de comunicación serial, se configura la transmisión a 8 bits y se habilita la opción de paridad de transmisión(bit de paridad); seguidamente se habilita la opción de interrupción por comunicación serial.

Cada vez que el PC envía un dato genera una interrupción y el sistema operativo guarda en un registro el dato recibido; el sistema operativo espera recibir 12 bytes; una vez recibe los doce datos, realiza el proceso de verificación de estos datos y realiza la transmisión de los datos recibidos al computador, el PC compara los datos recibidos con los datos enviados para verificar la comunicación; si los datos recibidos difieren de los transmitidos el PC mostrara en pantalla un mensaje de error. Para llevar a cabo la comunicación serial se usa la interfaz RS-232, la cual adecua las señales enviadas por el microcontrolador a los niveles de tensión requeridos por el computador y viceversa.

#### **3.3.4. Rutinas del sistema de control.**

En esta etapa se llevan a cabo las acciones de recepción de datos, temporización y envío de pulsos a los elementos semiconductores de potencia (SCR's y Mosfets). Uno de los bloques más importantes para llevar a cabo estas tareas es el módulo de temporización; este módulo puede ser utilizado para llevar a cabo funciones de temporización como lo son: entrada

de captura, salida de comparación y modulación por ancho de pulso; las principales características de este modulo son:

- Dos canales de entrada.
- Reloj de entrada programable para el módulo, con 7 opciones de selección.
- Bits de parada y reset para el módulo de temporización.

La opción de entrada de captura (input capture), permite medir el tiempo en que un evento externo ocurre; cuando se presenta un flanco de caída/subida el módulo temporizador carga el contenido modulo de conteo en dos registros del temporizador para que puedan ser leídos y procesados.

La función de salida de comparación (output compare), permite generar un pulso periódico de salida, de salida y frecuencia programable.

Cuando el contador alcanza el valor cargado en el registro de un canal programado como salida de comparación, el módulo de temporización puede setear, clarear o toglear (cambiar de 0V a 5V o viceversa) la salida del pin del modulo de temporización.

Con la función PWM se puede generar una salida PWM, el valor cargado en el registro de temporización del módulo temporizador determina el periodo de la señal y el valor cargado en el registro del canal configurado como PWM, determina el ancho del pulso de la señal PWM(Para mas información acerca del modulo de temporización consultar el manual de datos del microcontrolador MC68HC908JI3/JK3/jk1).

- **Subrutina de recepción paralela.** Como se puede ver en la figura 36, los datos llegan a los microcontroladores de forma paralela, todos utilizan la parte alta del puerto B para la recepción de datos; cada vez que llega el

primer pulso de reloj, los microcontroladores leen el puerto B, y almacenan el dato de 4 bits en un registro, cuando llega el segundo dato de 4 bits lo concatenan con el primer registro recibido quedando así armado el primer dato de 8 bits, este registro corresponde al primer dato completo recibido, de esta forma se reciben los 5 bytes correspondientes a los 4 bytes de datos y el de check sum.

El byte de check sum corresponde a la suma de los 4 registros de datos transmitidos por el sistema operativo; una vez se han recibido los 5 bytes (4 de datos y el de chek sum), se procede a sumar los 4 bytes de datos y se compara con el byte de chek sum, si la suma de los datos recibidos no concuerda con el byte check sum el sistema para el control solicita retransmisión de datos; el sistema operativo realiza retransmisión de datos 5 veces, si en estas 5 veces no hay recepción satisfactoria el sistema operativo mostrara en pantalla el mensaje "ERROR DE COM ENTRE MICROS", para indicarle al usuario que hay problemas de comunicación entre el microcontrolador del sistema operativo y los microcontroladores del sistema para el control.

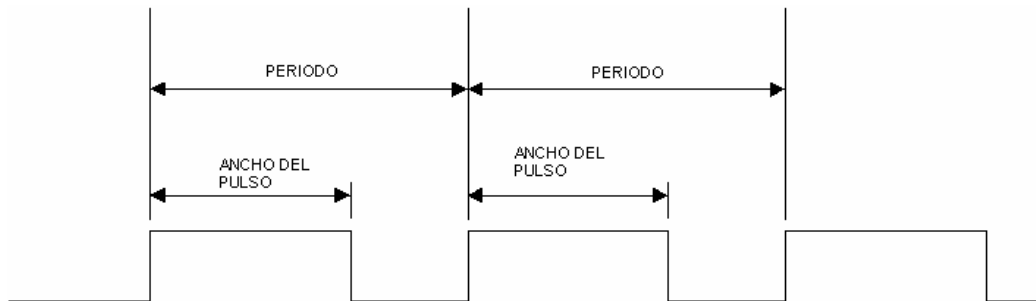
- **Rutina para la aplicaciones de control AC monofásico y trifásico.** El llenado de registros del timer y envío de pulsos de control para los SCR's en esta subrutina es similar al caso de rectificación; de nuevo en el caso trifásico cada microcontrolador del sistema para el control esta encargado de generar los pulsos de control para una tensión de línea, mientras que en el caso monofásico solo el microcontrolador JL3 está encargado de realizar el control.

Para los casos de control AC trifásico implementados en este trabajo, la carga soporta en sus terminales tensiones de fase por lo tanto se deben

sumar  $30^\circ$  al ángulo de disparo  $\alpha$  para generar los pulsos de control, esto debido a que se implementaron detectores de cruce por cero de las tensiones de línea.

- **Rutinas para el troceador.** En esta aplicación se toma el dato correspondiente al ciclo de trabajo, se configura el módulo PWM para que trabaje a una Frecuencia de 20KHz(periodo de 50 microsegundos), y se multiplica el periodo de esta señal por el ciclo de trabajo dado, luego se divide en 100 y de esta forma se halla el valor del ancho del pulso. El valor correspondiente al periodo se carga en el registro del módulo temporizador (TIM counter modulo register), y el valor del ancho del pulsos se carga en el registro del canal (TIM chanel register). Los pulsos de control para el troceador son generados por el microcontrolador JL3.

**Figura 39.** Pulsos de control para el troceador.

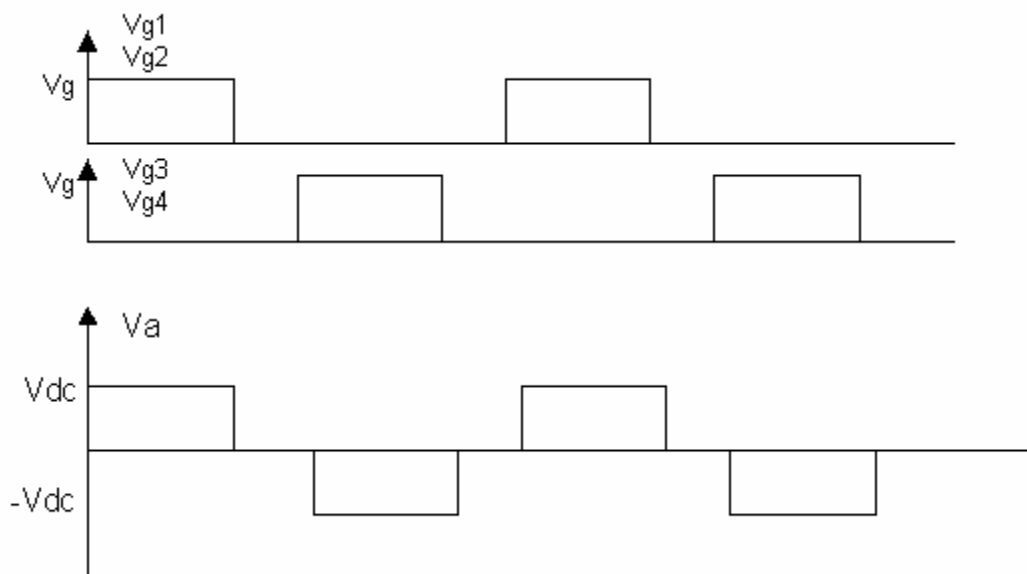


- **Rutinas para el inversor.** En el caso del inversor monofásico se toma el dato correspondiente a la frecuencia de salida deseada y se carga un canal del timer con el valor correspondiente a  $\frac{1}{2}$  del periodo de la frecuencia deseada, este mismo valor se multiplica por el dato correspondiente al ciclo de trabajo dado y se divide por 100 y se carga el otro canal del timer; de esta

forma un canal lleva el tiempo del periodo y cuando alcanza el conteo genera interrupción, a su vez cuando alcanza el conteo del segundo canal también se genera una interrupción.

Primero basculan a conducción los mosfets 1 y 2 (Fig. 40), cuando el temporizador alcanza el valor almacenado en el canal 2 correspondiente al ancho del pulso, genera interrupción; en esta subrutina de interrupción se conmutan a no conducción estos dos mosfets; cuando el temporizador alcanza el valor del segundo canal genera otra interrupción en la cual se encienden los mosfets 3 y 4, y se lanza nuevamente el modulo de conteo; este ciclo se repite hasta que el usuario pare el sistema o actualice los datos.

**Figura 40.** Pulsos de control para el inversor trifásico.



El ancho del pulso se puede variar entre un 5 y un 95% del valor del periodo de la señal de salida; tanto el inversor monofásico como el trifásico son

manejados por el microcontrolador JL3. Para el caso del inversor trifásico se toma el dato correspondiente a la frecuencia de operación deseada, se carga un canal del modulo de temporización con el valor correspondiente a  $1/6$  del periodo de esta señal, se configura para que trabaje de la forma output compare y se habilita la opción de interrupción por timer; una vez el timer alcanza el valor cargado en el canal genera una interrupción, cada vez que se genera esta interrupción se envía pulso a tres mosfets de acuerdo al esquema de la figura 40. en el caso del inversor trifásico es posible variar la frecuencia de operación entre 10 Hz y 80 Hz.

#### **4.0 SISTEMA DE PROTECCIONES DE SOBRECORRIENTES**

Una parte fundamental dentro del módulo es la implementación de un sistema de protección de sobrecorriente que efectúe el sensado de la corriente y revise su magnitud, mediante software y hardware, de los niveles de operación del módulo conversor estático de potencia y según la velocidad del incremento en la magnitud de la corriente, aislar efectivamente los dispositivos de manejo de potencia, así como los encargados de la parte del control. El módulo va a convertir la energía y realizar el control de potencia mediante dispositivos semiconductores: tales como diodos, SCR's, y MOSFETs; estos dispositivos tienen rangos de operación dados por el fabricante dentro de los cuales deben operar, pero no es suficiente con saber que el funcionamiento de estos va a estar dentro de los límites de seguridad dados en las hojas de datos, es necesario asegurarlo, para tener un sistema confiable y seguro, que además tenga una larga vida útil y no necesite del reemplazo de partes constantemente.

Muchos son los factores afectan el desempeño ideal de un equipo eléctrico, por ejemplo los procesos de recuperación inversa de los dispositivos de potencia, la conmutación en presencia de las inductancias que generan transitorios de voltaje en los circuitos convertidores; Situaciones de sobrecorriente dan como resultado un flujo excesivo de corriente a través de las juntas de los dispositivos, generando calor producido por las pérdidas en el dispositivo semiconductor. Este disiparse en forma suficientemente rápida y eficaz, a fin de que opere por debajo de su límite nominal de temperatura.

A continuación se presenta las características básicas de los elementos semiconductores utilizados en los circuitos convertidores de potencia implementados.

## 4.1 SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

### 4.1.2 Características básicas de los semiconductores de potencia

A continuación se presenta las características básicas de los semiconductores utilizados en el equipo.

- **Diodos de Potencia.** Un diodo de potencia es un dispositivo de unión pn de dos terminales, ánodo y cátodo, este último conectado a la base metálica del elemento. Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo tiene polarización directa o positiva y el diodo conduce una corriente significativa cuyo valor depende de los elementos del circuito al cual se encuentre conectado, en esta condición presenta una caída de voltaje relativamente pequeña. Cuando el potencial entre ánodo y cátodo es negativo, se dice que el diodo está polarizado inversamente y una corriente despreciable circulará en sentido inverso (figura 56). Si el potencial sigue aumentando negativamente el diodo alcanzará el voltaje de ruptura y volverá a conducir esta vez con una corriente en sentido inverso limitada por la carga. y una tensión, aproximadamente igual a la de ruptura por lo que disipara potencia que pueden superar los límites nominales, caso en el cual se destruyen el semiconductor.

El comportamiento del diodo se puede representar mediante el siguiente modelo matemático expresado mediante la ecuación:

$$I_D = I_S (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1)$$

donde  $I_D$  : es la corriente a través del diodo.

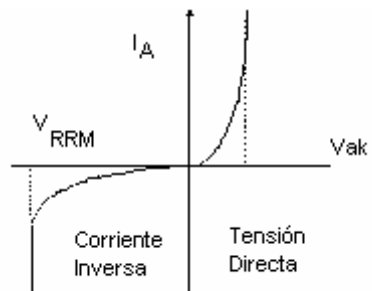
$V_D$  : voltaje del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo.

$I_s$  : corriente de fuga, entre  $10^{-6}$  y  $10^{-5}$  Amperios.

$n$  : constante empírica, factor de idealidad de 1 a 2 para el silicio.

$V_T$  : voltaje térmico ( $kT/q$ ), aproximadamente 25,8 mV para  $50^\circ\text{C}$

**Figura 41.** Característica V-I del Diodo



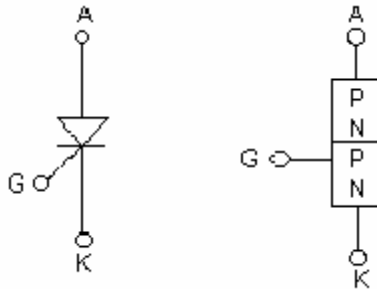
- **Diodos rectificadores controlados (SCR).** Un SCR es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura pnpn con tres uniones pn; tiene tres terminales: ánodo cátodo y compuerta. La Figura 42 muestra el símbolo del SCR y una sección recta de tres uniones pn. Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J1 y J3 tienen polarización directa o positiva, mientras la unión J2 tiene polarización inversa y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo; se dice entonces que el SCR está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente fuga corriente de estado inactivo  $I_D$ .

Si el voltaje ánodo a cátodo  $V_{AK}$  se incrementa a un valor lo suficientemente grande la unión J2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se

conoce como ruptura por avalancha; cuando el SCR se encuentra polarizado directamente y aplicando una señal adecuada a la puerta, el dispositivo conmuta al estado de conducción, se dice entonces que el dispositivo está en estado de conducción o activado.

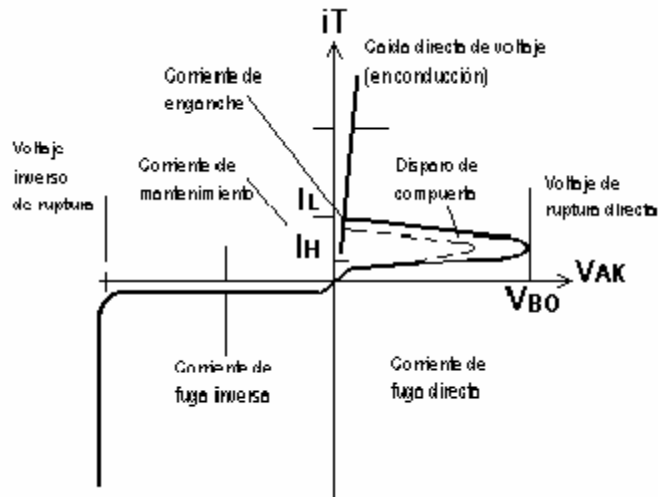
La caída de voltaje en conducción se debe a la caída óhmica de las cuatro capas y es de aproximadamente 1V. La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como corriente de enganche  $I_L$ , figura 43, a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje de puerta-cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo.

**Figura 42.** Símbolo del tiristor y tres uniones pn.



Una vez que el SCR es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo; sin embargo si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como corriente de mantenimiento, se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J2 debida al número reducido de portadores; el SCR entrara entonces al estado de bloqueo.

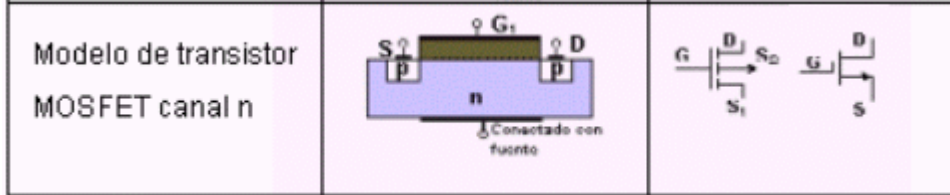
**Figura 43.** Circuito Tiristor y característica V-I



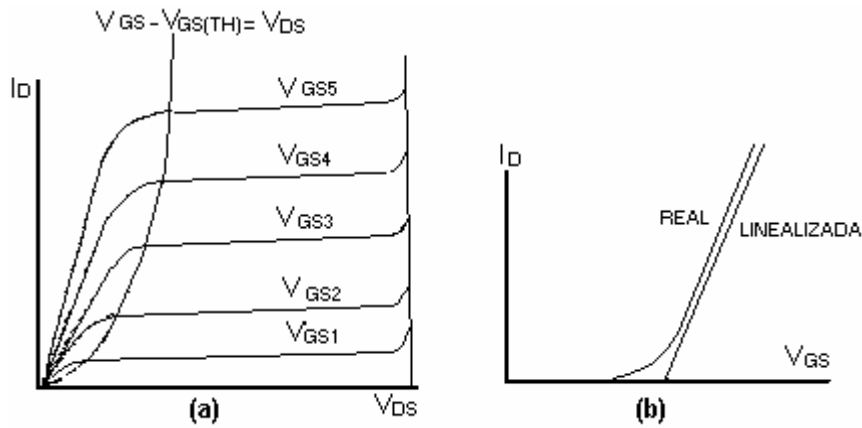
- **Transistores MOSFETS.** Un transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field effect transistor), es una barra de silicio con un sector oxidado sobre el que se produce un metalizado. Este metalizado está por lo tanto aislado de la barra de silicio pero suficientemente cercano como para cambiar la magnitud de la corriente circulante por la barra. Los MOSFETs de potencia ofrecen grandes ventajas en la construcción de convertidores de baja y media potencia ya que dichos dispositivos tienen velocidades de operación más altas que los transistores bipolares y que los tiristores.

El MOSFET tipo N está en corte cuando el voltaje puerta surtidor  $V_{GS}$  es inferior al voltaje de umbral  $V_{GS(TH)}$ , el cual es típicamente de algunos voltios para los MOSFET de potencia tipo N; en este caso el dispositivo se comportará como un circuito abierto. Bajo esta condición de operación el voltaje aplicado al circuito debe ser inferior al voltaje drenador surtidor de ruptura para evitar que el dispositivo entre en conducción, ya que en esta condición las potencias disipadas pueden ser altas.

**Figura 44.** Símbolos de Mosfets y uniones pn



**Figura 45.** Característica MOSFET tipo n. (a) característica de salida (v-i).  
(b) curva de transferencia



En aplicaciones de electrónica de potencia el MOSFET se usa como interruptor para controlar el flujo de potencia hacia la carga en forma análoga como se usaría un BJT, en estas aplicaciones cuando el dispositivo es “encendido” va desde el corte a lo largo de la región lineal hasta la región óhmica y en sentido contrario en el bloqueo.

#### 4.1.2. Selección de los elementos semiconductores de potencia

Para realizar la selección de los elementos del módulo Convertidores Estáticos de Potencia se tuvieron en cuenta los siguientes aspectos:

- Las diferentes exigencias de las aplicaciones que se encuentran en el módulo hacen que los elementos seleccionados cumplan con las necesidades en cada una de ellas.
- Se cuenta con un presupuesto inicial el cual se debe respetar para poder asegurar el desarrollo total del proyecto, por esto se deben escoger elementos que cumplan con los parámetros requeridos.
- Con el fin de asegurar la calidad es preferible utilizar elementos de menor capacidad pero con el respaldo de un buen fabricante que asegure el cumplimiento de los parámetros ofrecidos precisamente por el fabricante.

Inicialmente se deben seleccionar los valores de los elementos pasivos, tales como resistencias, inductancia y capacitancia, ya que determinan en gran parte las condiciones dinámicas del proceso de conmutación. En el presente proyecto, y debido a que las condiciones de trabajo son muy similares, se utilizaron estos elementos de los proyectos anteriores<sup>1</sup>, Por esto a continuación se muestran los valores seleccionados para cada uno de ellos:

- $L_C = 350 [\mu\text{H}]$
- $C_C = 14 [\mu\text{f}]$
- $R_P = 10 [\Omega]$

---

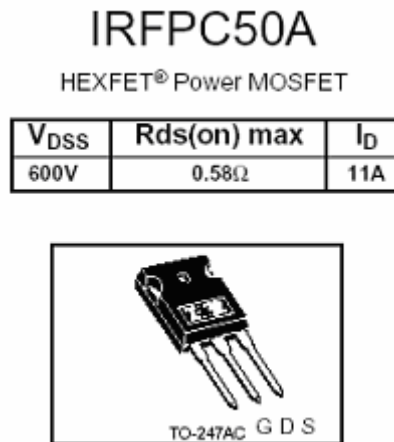
<sup>1</sup> Inversores y Troceadotes Módulo Didáctico. Rubén Darío Forero Serrano - Luis Carlos Núñez Duarte. UIS 1999. P55

**Selección de Mosfets.** Los factores considerados en la selección de los Mosfets fueron los valores de corriente máxima y tensión a los que podrían estar sometidos durante su funcionamiento normal en el circuito. La corriente máxima que se va a manejar será de 10 A. El valor de tensión que se espera a la salida en el inversor es de 220 V, por lo tanto la tensión de alimentación continua  $E_d$  está dada por:

$$E_d = \frac{4}{\pi} * V_{RMS} = \frac{4}{\pi} * 220 = 280.11 \text{ [V]}$$

La referencia del Mosfet elegido es IRFPC50A<sup>2</sup> cuyas características se enumeran en la Tabla 6.

**Figura 46.** Características principales del MOSFET



<sup>2</sup> Para mayor información visitar la página <http://www.irf.com>.


**Tabla 6.** Características eléctricas del MOSFET

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	11	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	7.0	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	44	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	180	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 30$	V
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ②	4.9	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

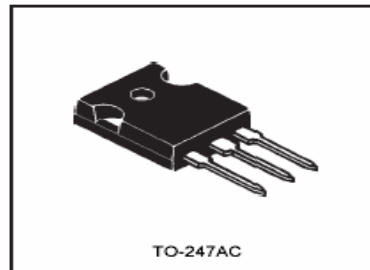
**Selección de SCRS.** En la selección de los SCRs se tuvieron en cuenta factores tales como: los tiempos de conmutación, son bajos si tenemos en cuenta que se trabaja a 60 Hz; los niveles de potencia manejados son bajos también, para poder, entre otras cosas, realizar mediciones con equipo normal de laboratorio; el carácter del equipo es el de ser más didáctico que eficiente pues no se planea sea exigido.

**Figura 47.** Características principales del SCR

**SAFEIR Series**  
40TPS..

	$V_T < 1.45\text{V} @ 40\text{A}$ $I_{TSM} = 500\text{A}$ $V_{RRM} = 800 - 1200\text{V}$
---	--

Package Outline



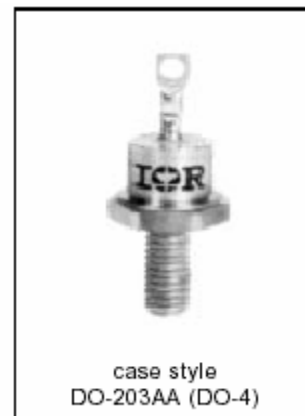
**Tabla 7.** Características eléctricas del SCR

Characteristics	40TPS..	Units
$I_{T(AV)}$ Sinusoidal waveform	35	A
$I_{RMS}$	55	A
$V_{RRM}/V_{DRM}$ Range	800 - 1200	V
$I_{TSM}$	500	A
$V_T$ @ 40 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$	1.45	V
dv/dt	1000	V/ $\mu\text{s}$
di/dt	100	A/ $\mu\text{s}$
$T_J$	-40 to 125	$^\circ\text{C}$

**Selección de los diodos.** La selección de los diodos se hace con base en los requerimientos del diodo principal pese a que su uso como tal queda determinado por el usuario. Aparte de su trabajo en el circuito de conmutación, los diodos principales tienen la tarea de servir como medio de conducción a la corriente regenerativa en aquellas situaciones en que la carga alimentada es de naturaleza inductiva.

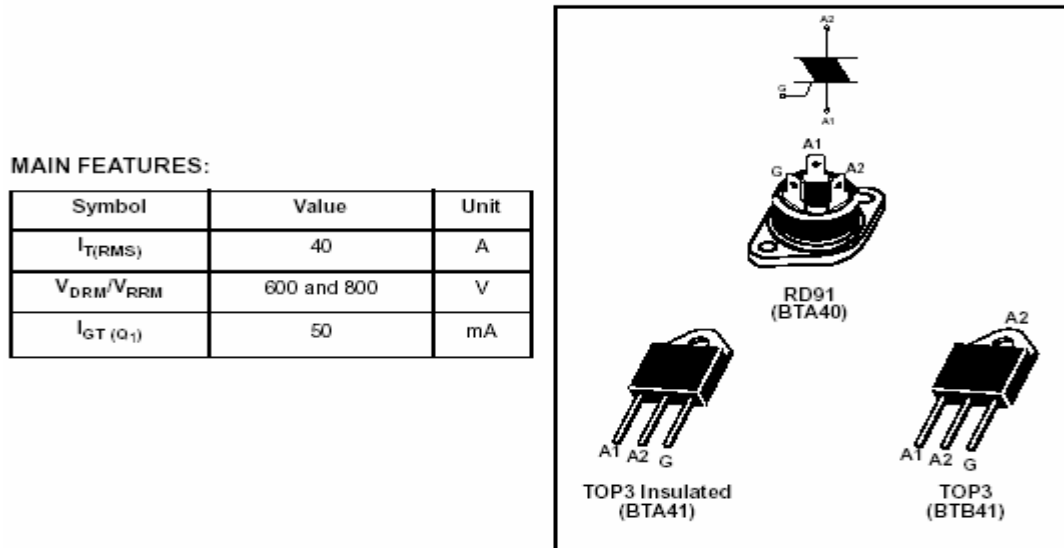
**Figura 48.** Características principales del Diodo

Parameters	25F(R)	Units
$I_{F(AV)}$	25	A
@ $T_C$	120	$^\circ\text{C}$
$I_{F(RMS)}$	40	A
@ 50Hz	356	A
@ 60Hz	373	A
$I^2t$ @ 50Hz	636	$\text{A}^2\text{s}$
@ 60Hz	580	$\text{A}^2\text{s}$
$V_{RRM}$ range	100 to 1200	V
$T_J$ range	- 65 to 175	$^\circ\text{C}$



**Selección del TRIACS.** La selección del Triac se realizó teniendo en cuenta que la fuente iba a quedar conectada con este elemento en serie con una resistencia de 1 ohm a tierra, aproximadamente por 1 ms, tiempo necesario para actuar el fusible de protección.

**Figura 49.** Características principales del Triac



**Tabla 8.** Características eléctricas del Triac

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (full sine wave)	RD91	40	A
		TOP3		
		TOP3 Ins.	40	
$I_{TSM}$	Non repetitive surge peak on-state current (full cycle, $T_j$ initial = 25°C)	F = 60 Hz	420	A
		F = 50 Hz	400	
$I^2t$	$I^2t$ Value for fusing	tp = 10 ms	880	A <sup>2</sup> s
dI/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$ , tr ≤ 100 ns	F = 120 Hz	50	A/μs
$V_{DSM}/V_{RSM}$	Non repetitive surge peak off-state voltage	tp = 10 ms	$V_{DRM}/V_{RRM} + 100$	V
$I_{GM}$	Peak gate current	tp = 20 μs	8	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		1	W
$T_{stg}$	Storage junction temperature range		- 40 to + 150	°C
$T_j$	Operating junction temperature range		- 40 to + 125	

Como vemos en la tabla, la corriente de tiempo inverso es de 880 amperios hasta por 10 ms, el cual es un valor de corriente mucho mayor de la que se va a hacer circular por el circuito al igual del tiempo el cual está calculado para 1 ms aproximadamente y de la misma manera se demostró mediante pruebas.

#### **4.1.3 Característica de tiempo inverso para los semiconductores.**

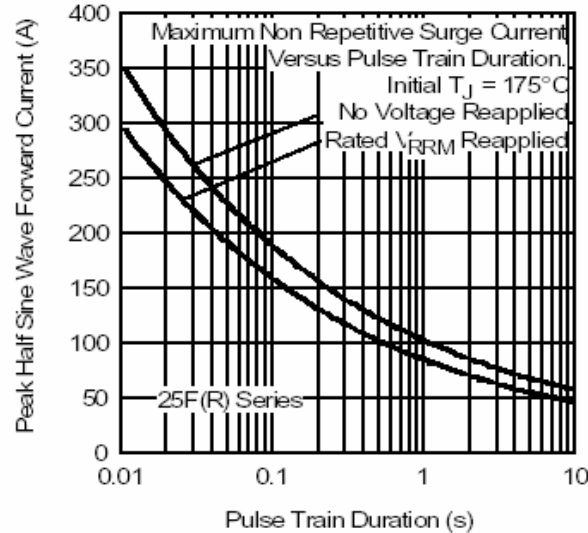
Para el diseño de las protecciones de sobrecorriente es primordial conocer los rangos de corriente que pueden manejar los dispositivos; el rango de corriente para un dispositivo eléctrico es el conjunto de valores de corriente que puede manejar sin comprometer su funcionalidad, estos valores dependen de las características de la corriente, su forma, la repetitividad, como de la temperatura de operación del dispositivo. El fabricante conoce los valores máximos de temperatura soportados por los materiales usados en la manufactura del dispositivo mas no conoce la temperatura del ambiente en el que operará, el rango de corriente en los semiconductores es un factor determinante para la selección del dispositivo adecuado para una aplicación específica por tanto el diseñador debe verificar que el dispositivo sea capaz de operar a la máxima corriente en condiciones de máxima temperatura ambiente sin exceder los límites de temperatura soportables por la junta en el dispositivo. Pese a que los semiconductores deben operar a corrientes inferiores a la nominal, la gran mayoría de semiconductores de potencia operan a grandes densidades de corriente, lo cual hace necesario facilitar la disipación del calor generado por medios externos. Los semiconductores de potencia poseen limitaciones adicionales normalmente asociadas con la manipulación de altos voltajes y altas corrientes.

La característica de tiempo inverso de los semiconductores determina la corriente máxima que puede circular por el dispositivo semiconductor en un

tiempo determinado sin dañarlo por sobrecalentamiento, por esta razón es necesario conocer esta curva para cada dispositivo que se esté protegiendo. En el módulo conversor de potencia se usan 4 tipos de semiconductores de potencia, sus características de tiempo inverso se presentan a continuación.

- **Diodo de potencia A25FR.** en la curva suministrada por el fabricante (ver anexo de características de semiconductores) se observa que para valores de pulsos de duración 10 ms este diodo soporta hasta 300 A pico no repetitivo, un valor muy superior al de protección (8 Amperios) para el cual se realizan los diseños de los circuitos convertidores donde se utiliza el diodo como elemento del circuito,

**Figura 50.** Característica de tiempo vs. corriente del Diodo A25FR.



- **Transistor Mosfet IRFPC50A.** la característica de tiempo inverso<sup>3</sup> para los Mosfets no es proporcionada por el fabricante y por tanto debe calcularse partiendo de los datos del mismo y las condiciones de

<sup>3</sup> Tomado de la tesis "Generador de Armónicos" de Oscar Diaz, UIS 2002.

operación de la aplicación. Para calcular la curva de tiempo inverso es necesario conocer la potencia pico instantánea, la temperatura de operación del encapsulado, la temperatura máxima de juntura del Mosfet y la gráfica de impedancia térmica vs. Tiempo. Para realizar el cálculo se sugiere el siguiente procedimiento :

1. Calcular la potencia pico instantánea vista por el dispositivo para diferentes condiciones de corriente y voltaje tomados de la tabla suministrada por el fabricante, mediante la expresión

$$P_{DM} = V_{DSsurge} * I_{Dsurge} \quad ( 1 )$$

$P_{DM}$  : potencia pico vista por el dispositivo

$V_{DSsurge}$  : voltaje drenador surtidor en la condición de surge

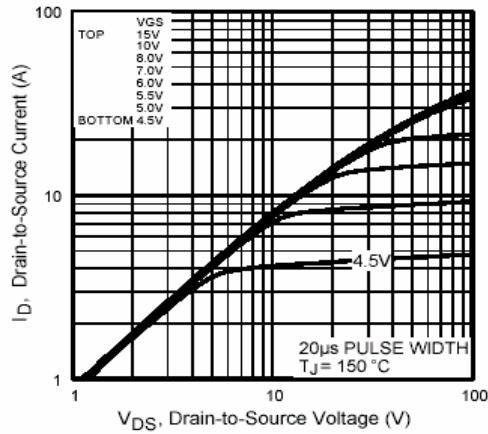
$I_{Dsurge}$  : corriente de drenador en la condición de surge

**Tabla 9.** Potencia pico instantánea para Mosfet IRFPC50A.

$I_{DS}(A)$	$V_{DS}(V)$	$P_{DM}(W)$
15	20	300
20	30	600
30	60	1800
40	95	3800
50	100	5000

2. La temperatura del encapsulado ( $T_C$ ), es proporcionada por el fabricante (ver anexo de características de semiconductores), 25° C para las condiciones de sobrecorriente. La temperatura máxima de juntura ( $T_J$ ) también es proporcionada por el fabricante, 150° C en este caso. Con estos dos datos y los valores de potencia pico obtenidos en la tabla 11, se calcula la impedancia térmica para cada caso mediante la siguiente expresión :

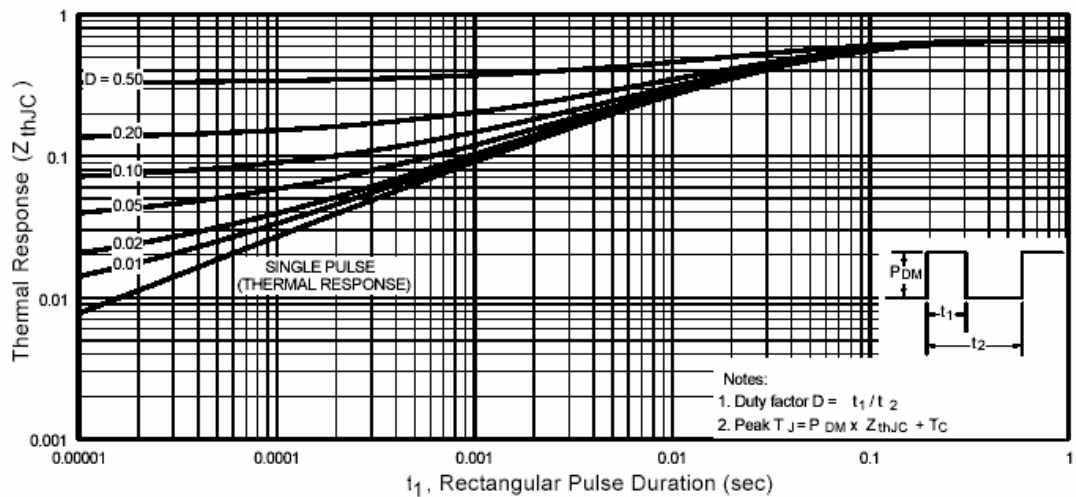
**Figura 51.** Característica de  $I_D$  vs  $V_{DS}$  del Mosfet IRFPC50A



$$Z_{th} = \frac{(T_J - T_C)}{P_{DM}} \quad (2)$$

$T_J$  : 150°C, máxima temperatura de juntura dada por el fabricante.  
 $T_C$  : 25°C para valores mayores de 20 A.

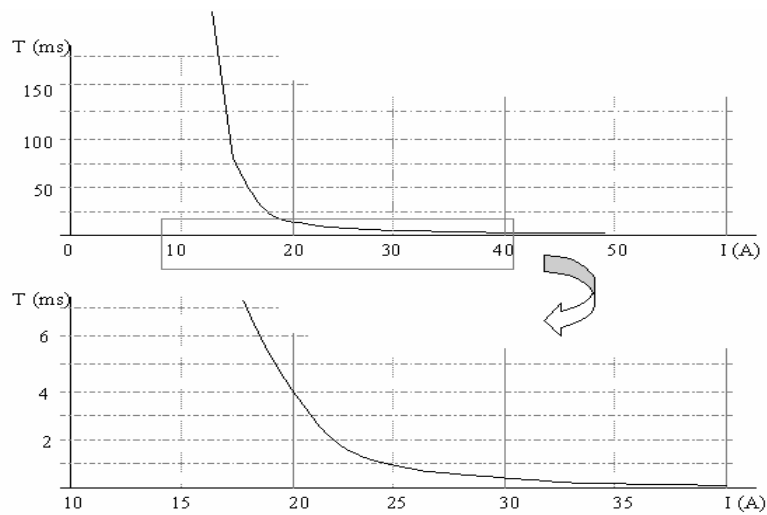
**Figura 52.** Característica de impedancia térmica del Mosfet IRFPC50A



**Tabla 10.** Tiempo inverso para el Mosfets IRFPC50A.

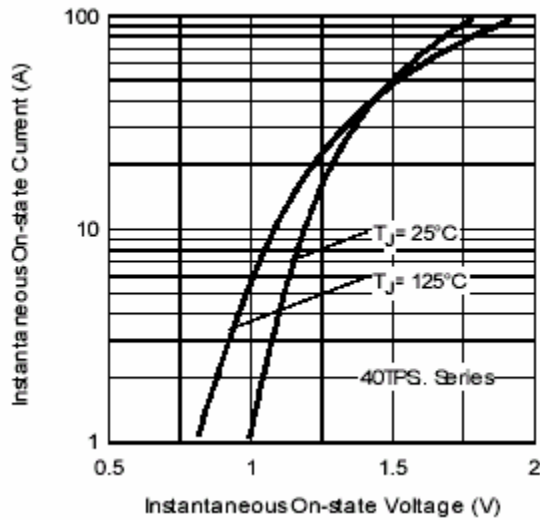
$I_{DS}(A)$	$P_{DM}(W)$	$Z_{TH}$	$T$ (mseg)
15	300	0,416	100
20	600	0,208	4
30	1800	0,069	0,5
40	3800	0,032	0,1
50	465	0,025	0,09

**Figura 53.** Característica de tiempo inverso del Mosfet IRFPC50A..



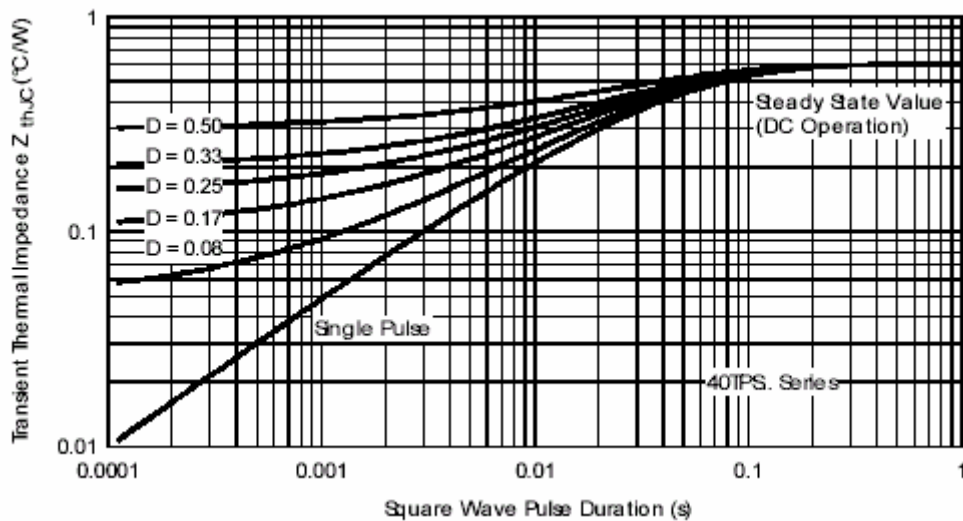
- **Diodo rectificador controlado SCR 40TPS12.** La característica de tiempo inverso para los SCRs no es proporcionada por el fabricante y por tanto debe calcularse siguiendo los mismos pasos que en el caso anterior.

**Figura 54.** Corriente vs Voltaje en estado de conducción SCR 40TPS12.



1. Calcular la impedancia térmica tomando como referencia la máxima temperatura de juntura dada por el fabricante mediante la expresión ( 2 ).

**Figura 55.** Característica de impedancia térmica del SCR 40TPS12.



2. Calcular la potencia pico instantánea vista por el dispositivo para diferentes condiciones de sobrecorriente usando los datos de la figura 54, mediante la expresión ( 1 ).

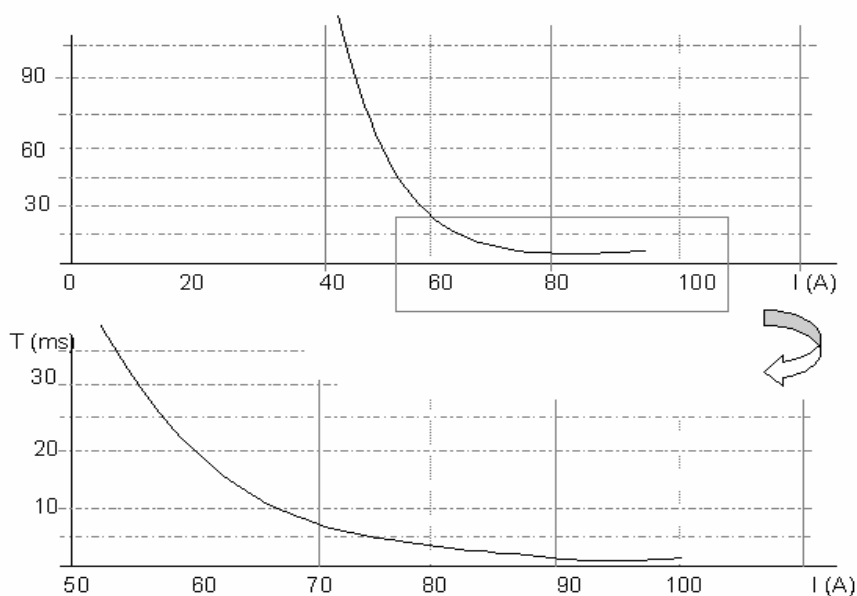
3. Con la impedancia térmica calculada y la gráfica de la misma, figura 55, determinar los tiempos permitidos para cada caso.

$T_J$  : 125 °C, temperatura de juntura máxima permitida por el fabricante  
 $T_C$  : 80 °C, temperatura de encapsulado

**Tabla 11.** Tiempo inverso del SCR SCR 40TPS12.

I (A)	V (V)	P (W)	Z <sub>TH</sub> (°C/W)	T (ms)
40	1,3	52	0,865	1000
50	1,5	75	0,6	100
60	1,6	96	0,468	20
70	1,65	115,5	0,389	9
90	1,75	157,5	0,285	2

**Figura 56.** Característica de tiempo inverso del SCR.



#### 4.1.4 Cálculo de los valores umbral de alarma y peligro

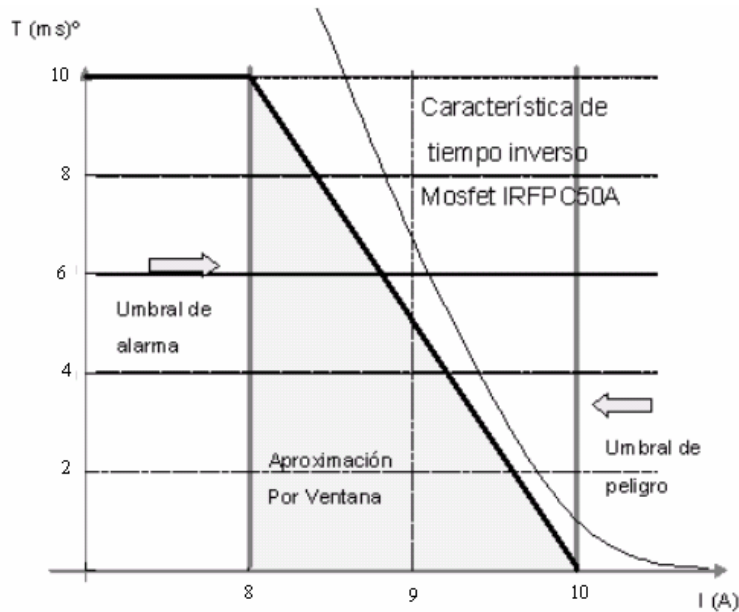
Los valores de umbral y peligro son respectivamente los valores de corriente para los cuales la protección va a empezar a analizar el comportamiento de la corriente y en que momento es necesario detener la aplicación por correr el riesgo de dañar el dispositivo o los elementos que lo componen.

Estos valores determinan las condiciones de trabajo de los elementos semiconductores en este proyecto, más que las hojas de los fabricantes, ya que a partir de estos valores se va a determinar si se detiene la aplicación o elimina la alimentación con el fin de proteger el módulo.

Para este cálculo se debe tener en cuenta el comportamiento del dispositivo descrito por la característica de tiempo inverso. Para el diseño de la etapa de detección de este proyecto se utilizaron las curvas de tiempo inverso calculadas en la sección anterior:

- Para el **Diodo A25FR**: se observa según la figura 46, que éste soporta más de 100 Amperios por 10 ms y más de 25 Amperios por sólo 5 ms.
- Para el **SCR 40TPS12**: de la tabla observamos que soporta 40 Amperios por 100 ms y 20 Amperios por 5 ms.
- Para el **Mosfet IRFPC50A**: se observa que soporta 10 Amperios por 50 ms y 20 Amperios por tan sólo 4 ms. Debido a que éste es el elemento con menor capacidad de corriente y por lo tanto menor curva de tiempo inverso, los valores de umbral y peligro de la ventana deslizante se escogen con referencia a este elemento.

**Figura 57.** Característica de la ventana deslizante



De la característica de tiempo inverso se observa que una corriente de 8 Amperios es sostenible por 10 ms y una corriente de 10 Amperios se sostiene por 500  $\mu$ s, nivel de activación instantanea, siendo estos los valores que se tomaron como umbrales de alarma y peligro respectivamente; la ventana tendrá por tanto capacidad de manejo del tiempo entre 10 ms y 500  $\mu$ s aproximadamente.

#### 4.1.5. Relación tiempo corriente de la ventana

La ventana que se implementó en este proyecto es de tipo lineal por lo cual su característica tiempo corriente corresponde a una recta  $(f(x)=m.x+b)$  con pendiente negativa donde el tiempo está dado por la expresión:

$$t = \frac{t_{min} - t_{max}}{I_{peligro} - I_{alarma}} (I_{sen\ se} - I_{peligro}) + t_{max}$$

Teniendo en cuenta la expresión anterior tenemos que el tiempo en función de la corriente está descrito por:

$$t = -4.75 \times 10^{-3} I + 48 \times 10^{-3}$$

### 4.3 ANÁLISIS DE FALLAS

En el diseño de las protecciones en el Módulo Conversor Estático de Potencia la ubicación de los dispositivos sensores de corriente es fundamental para que cualquier falla de sobrecorriente sea detectada por estos dispositivos y de esta manera poder evacuarla protegiendo al equipo y cada uno de los elementos que lo componen. A continuación mencionamos las aplicaciones a realizar en el módulo, las fallas que pueden ocurrir, y en donde puede ser detectada la condición de sobrecorriente. Es importante resaltar que solo una aplicación puede implementada a la vez.

Los circuitos rectificador monofásicos es conveniente ubicar el sensor de corriente en la alimentación de AC.

Los circuitos rectificador trifásicos es conveniente ubicar el sensor de corriente en la tres líneas de alimentación de entrada AC.

Los circuitos de control AC monofásico es conveniente ubicar el sensor de corriente en la alimentación de AC.

Los circuitos control AC trifásicos es conveniente ubicar el sensor de corriente en la tres líneas de alimentación de entrada AC.

Para proteger el troceador y todos sus elementos ante condiciones de falla y en virtud a que todas serán vistas por la alimentación directamente, se debe

colocar el sensor de corriente en la alimentación, por otro lado, para evacuar la situación de falla, se debe quitar los pulsos de control y desconectar la alimentación.

El circuito inversor monofásico es conveniente ubicar el sensor de corriente en la alimentación de DC.

El circuito inversor trifásico es conveniente ubicar el sensor de corriente en la alimentación de DC.

Un resumen más detallado del análisis de las fallas de los diferentes circuitos convertidores de potencia se encuentra relacionada en los anexos

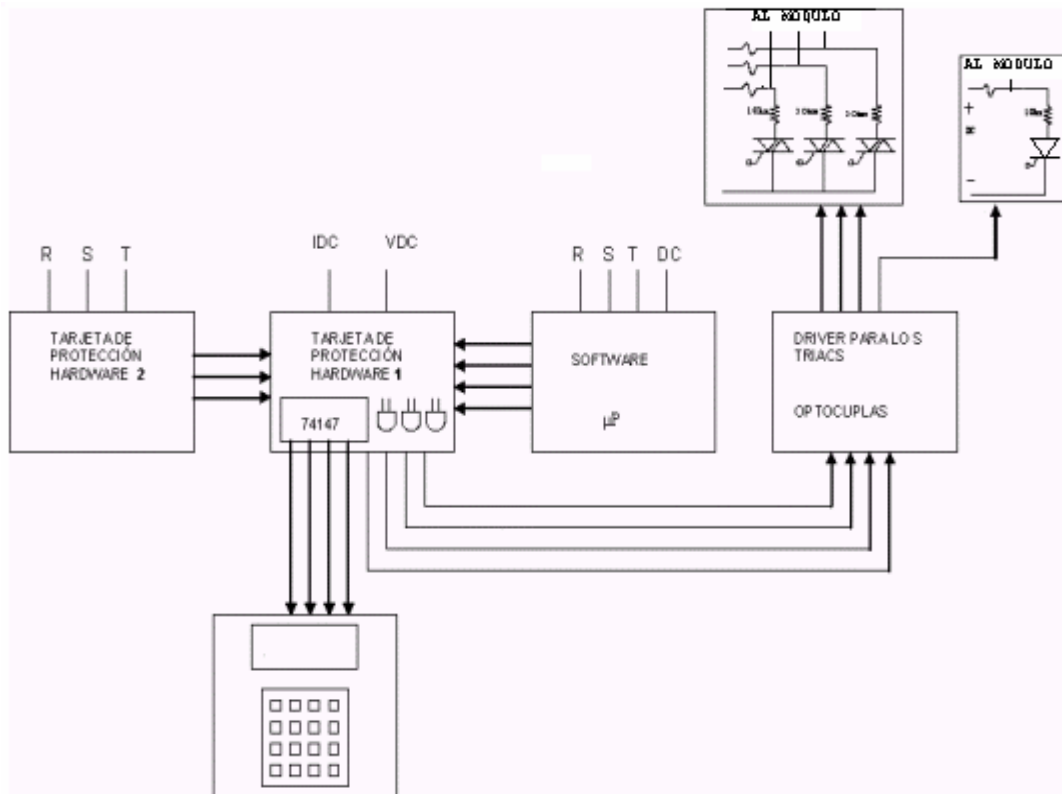
#### **4.4. IMPLEMENTACIÓN DE LA PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE**

Las protecciones de sobrecorrientes se encargan de detener el flujo de potencia ante la presencia de una corriente excesiva circulando por los dispositivos semiconductores, que de no ser removida puede destruir los mismos.

La protección debe asegurar que el tiempo entre la detección de la sobrecorriente y la evacuación de la misma va a ser el suficientemente corto para no comprometer el funcionamiento del dispositivo semiconductor. Para asegurar tal cosa la curva de corriente contra tiempo de la protección debe pasar por debajo de la misma curva del componente. Una buena protección tendrá que tener una curva bastante aproximada a la del componente, para no sobreproteger en algunas zonas y hacer que el dispositivo trabaje por debajo de sus características, y no desproteger en otras zonas y hacer que el dispositivo y todo el módulo corra riesgo de dañarse.

Una característica adicional que debe tenerse en cuenta para proteger los semiconductores es la limitada capacidad de sobrecarga térmica de estos, lo cual obliga a disponer en sus circuitos unos elementos adicionales limitadores de intensidad, los cuales pueden ser tan sólo de limitación (generalmente inductancias en serie) o de corte (fusibles).

**Figura 58.** Diagrama de bloques sistema de protección.



Las pérdidas de potencia producidas en un semiconductor durante su funcionamiento deben ser evacuadas convenientemente para que la temperatura del cristal se mantenga por debajo del nivel máximo permitido. A tal fin, los semiconductores se montan sobre elementos disipadores

encargados de traspasar ese calor al ambiente. Estos disipadores deben ser calculados con el fin de asegurar el oportuno intercambio de calor al ambiente sin necesidad de exagerar sus dimensiones.

En este trabajo se desarrolló un sistema de protecciones de sobrecorrientes para el módulo CONVERTOR ESTÁTICO DE POTENCIA el cual consta de las siguientes partes (figura 58).

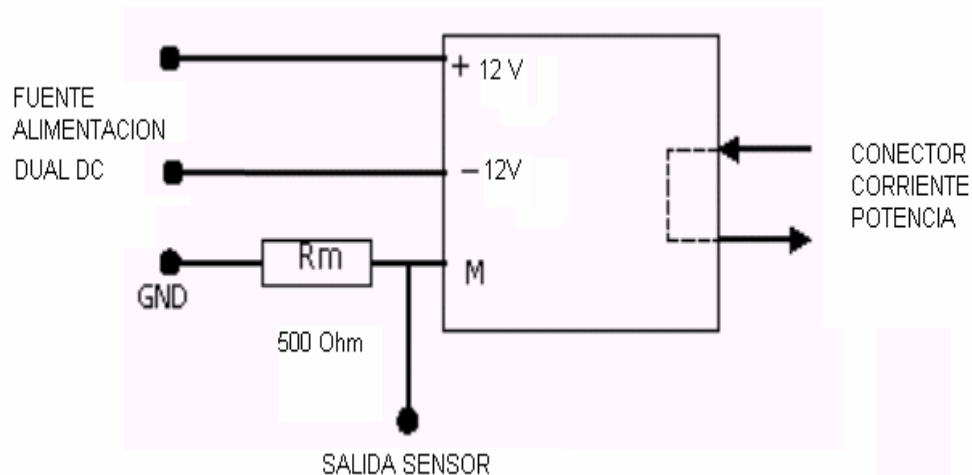
- Una tarjeta ( hardware 2) que sirve para detectar sobrecorrientes utilizando el metodo de ventana deslizante en las tres líneas de entradas trifásica por medio de elementos discretos (circuitos integrados, resistencias, transistores, etc.).
- Una tarjeta (hardware 1) que detecta sobrecorriente en la línea de DC, además se implemento un circuito que permite codificar la línea donde ocurrió la falla, también en esta tarjeta se implementa la conexión mediante lógica combinacional los disparos de las protecciones de hardware y software.
- Dentro de la tarjeta de control del modulo se implemento en los microcontroladores un programa que ejecuta la protección por software.
- Dentro de la tarjeta de optocouplas del modulo se implementaron los circuitos que aísla eléctricamente la señal de disparo de las protecciones del circuito de triacs.
- Dentro de la tarjeta donde se encuentran el microcontralor que contiene el sistema operativo del módulo y la una pantalla de usuario, se diseño un software para visualización de la localización de la falla de sobrecorriente.

- Un módulo de potencia donde se encuentran localizados los Triacs y las Resistencias de corto circuito que activan los fusibles de la líneas de alimentación.

#### 4.4.3 Etapa de Sensado de corriente.

El sensado de corriente en el módulo conversor estático de potencia se hace mediante el uso de una sonda de efecto hall CS25-NPA (ver figura 59), que tiene una corriente nominal de 25 A, pero que puede programarse externamente para varios valores, en este caso se usa un valor de 12 A como full escala, con una salida de 25mA que son convertidos a través de una resistencia en valor de  $500\Omega$  que para 10 amperios hemos dispuesto en 10 volts para que resulte más fácil la visualización. El sensor funciona con una fuente de alimentación dual 12 V.

**Figura 59.** Circuito del sensor CS25-NPA.

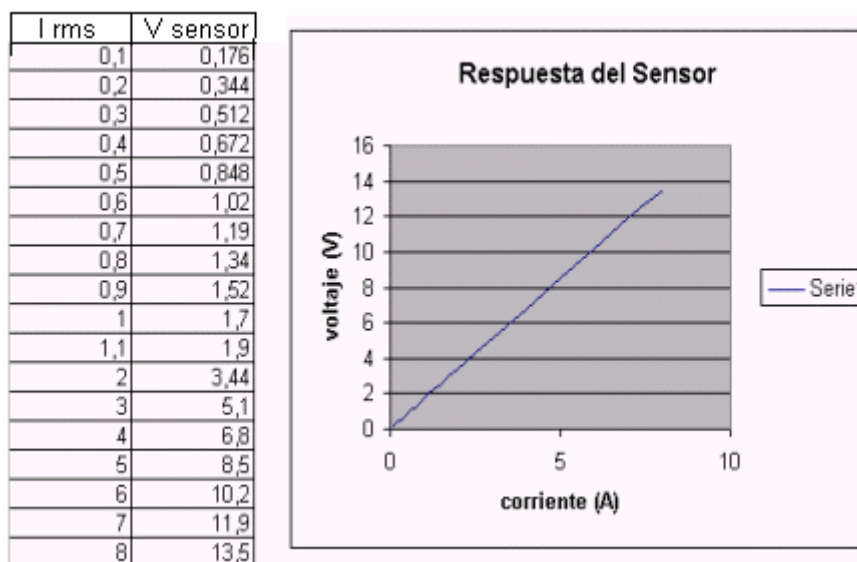


De manera experimental al sensor se le realizaron pruebas de linealidad y capacidad de corriente cuyos datos se referencian en la siguiente figura 60.

**Tabla 12.** Características eléctricas del sensor CS25-NPA.

Closed Loop Sensor		CS25-NPA	
Nominal Rating 25A rms			
<b>Electrical Data</b>		<b>Dynamic Performance</b>	
- Nominal current(in)	±25A rms	- Null offset current.	Max.0.15mA (25°C)
- Current range	±250 A peak	- Thermal drift current	Max. 0.2mA (0°C to 70°C)
- Nominal output current	25mA	- Linearity: better than	0.2 %
- Turns Ratio	100/1-2-3-4-5	- Response time better than	1µS
- Measuring Resistance (Rm)	300Ω	- di/dt: better than	50 A/ µS
- Overall accuracy at 25C	0.8%	- Frequency range :	DC to 100KHz
- Supply voltage	±12V to ±18V		
- Current consumption	10mA + output current		

**Figura 60.** Curva Experimental Voltaje-Corriente sensor CS25-NPA.



Como se puede apreciar en la figura 60, con una linealidad del 0,2% y un rango de operación en frecuencia de hasta 100 KHz, cumpliendo ampliamente con los niveles de corriente a sensor, lo hacen apropiado para el trabajo a realizar.

**Tabla 13.** Configuración rango de corriente sensor CS25-NPA.

Input turns	Nom. Input current (A)	Nom. Output current (mA)	Turns Ratio	Input Resistance (mΩ)	Pin connections
1	25	25	1000:1	0.1	
2	12	24	1000:2	0.7	
3	8	24	1000:3	1.5	
4	6	24	1000:4	2.3	
5	5	25	1000:5	2.6	

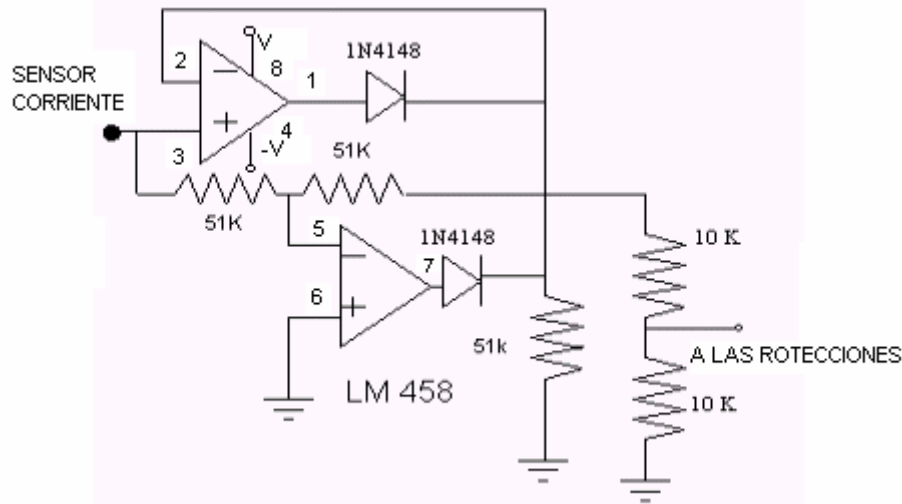
#### 4.4.4 Etapa de acondicionamiento de señal de corriente.

En la etapa de acondicionamiento se toman las señales de voltaje de salida del sensor de corriente y se rectifican para no leer en el caso de corrientes alternas, valores negativos de voltaje al microcontrolador; las señales previamente de los sensores de corriente han sido calibradas para obtener una señal de salida de 0 a 5 voltios para utilizarlos como entradas de los microcontroladores.

**Circuito rectificador de precisión.** Este circuito es un rectificador de onda completa de pequeñas señales que permite entregar una señal positiva del sensor de corriente, con referencia a la tierra de las fuentes de control; de esta manera se evalúan los dos semiciclos de la corriente de entrada desde milivoltios hasta 5 voltios que corresponde a una corriente máxima de 10 A.

Estas señales se conectan a la entrada para el sistema de protección por software, y como entradas de la protección por hardware.

**Figura 61.** Circuito de rectificación de precisión.

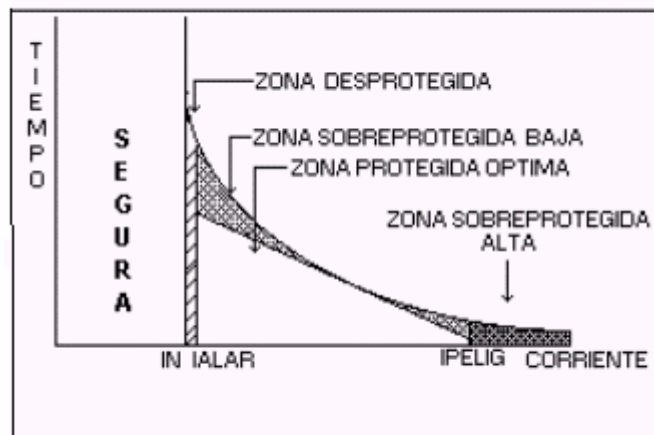


#### 4.2.4. Etapa de detección de sobrecorrientes.

Para la detección de sobrecorriente se utiliza el detector de ventana deslizante el cual es básicamente un circuito comparador que determina si la corriente es superior a determinado valor conocido como umbral de alerta y

menor que otro valor llamado umbral de peligro; si cumple con dichas condiciones entonces lanza un temporizador y al finalizar el conteo si la corriente no ha desaparecido entonces actúa la protección, el valor del temporizador cambia con la pendiente de crecimiento de la señal. Si el valor de la corriente es superior al umbral de peligro entonces la protección debe actuar inmediatamente, independientemente de que el temporizador haya terminado el conteo o no. Si la corriente es menor que el umbral de alerta la protección no debe actuar.

**Figura 62.** Detectores de ventana deslizante.



Desde el punto de vista de las protecciones y dadas las características del detector de ventana la operación del dispositivo esta dividida en cuatro en cuatro zonas

- Zona segura: Es el rango de corriente en el cual el dispositivo puede operar por tiempo indefinido sin sufrir daño alguno.
- Zona desprotegida: Esta zona va desde el fin de la zona segura hasta el umbral de alarma y se caracteriza por tener valores bajos de corriente

que si son mantenidos por largo tiempo pueden afectar el dispositivo; la protección de sobrecorriente en esta zona no actúa.

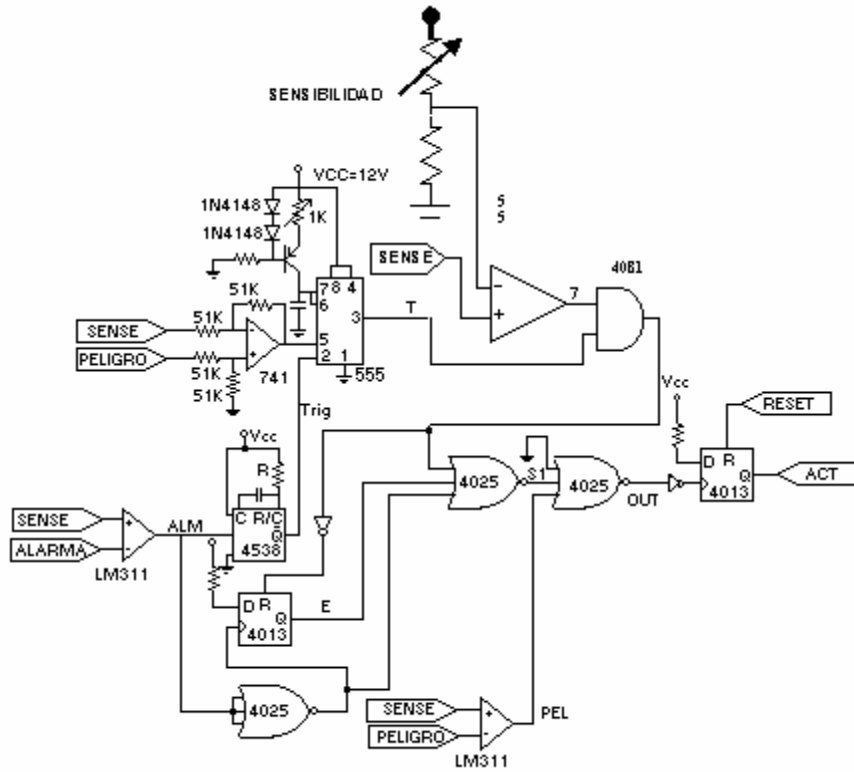
- Zona sobreprotegida baja tiene por límites los umbrales de alerta y alarma respectivamente y es la zona en la cual la protección actúa después de  $t_p$ . Es de observar que la protección es óptima solo para el límite superior, ya que para valores inferiores a este el dispositivo estará desprotegido en mayor grado en cuanto más cercano esté el valor de corriente al umbral de alarma.
- Zona sobreprotegida alta: es la que tiene por límite inferior al umbral de peligro y por tanto la protección ante una corriente de esta zona actúa en forma inmediata.

La correcta operación del circuito detector depende de la elección correcta de los umbrales de alerta y peligro y del tiempo durante el cual se tolera la sobrecorriente, estos parámetros deben ser seleccionados teniendo en cuenta las características de tiempo inverso del dispositivo.

**Implementación por hardware.** Se implementó la ventana deslizante con circuitos análogos discretos tales como CI555, comparadores de nivel LM358 y puertas lógicas 4025 que permiten diagnosticar las señales de los sensores aplicando el método de ventana deslizante, el circuito es de la figura 63.

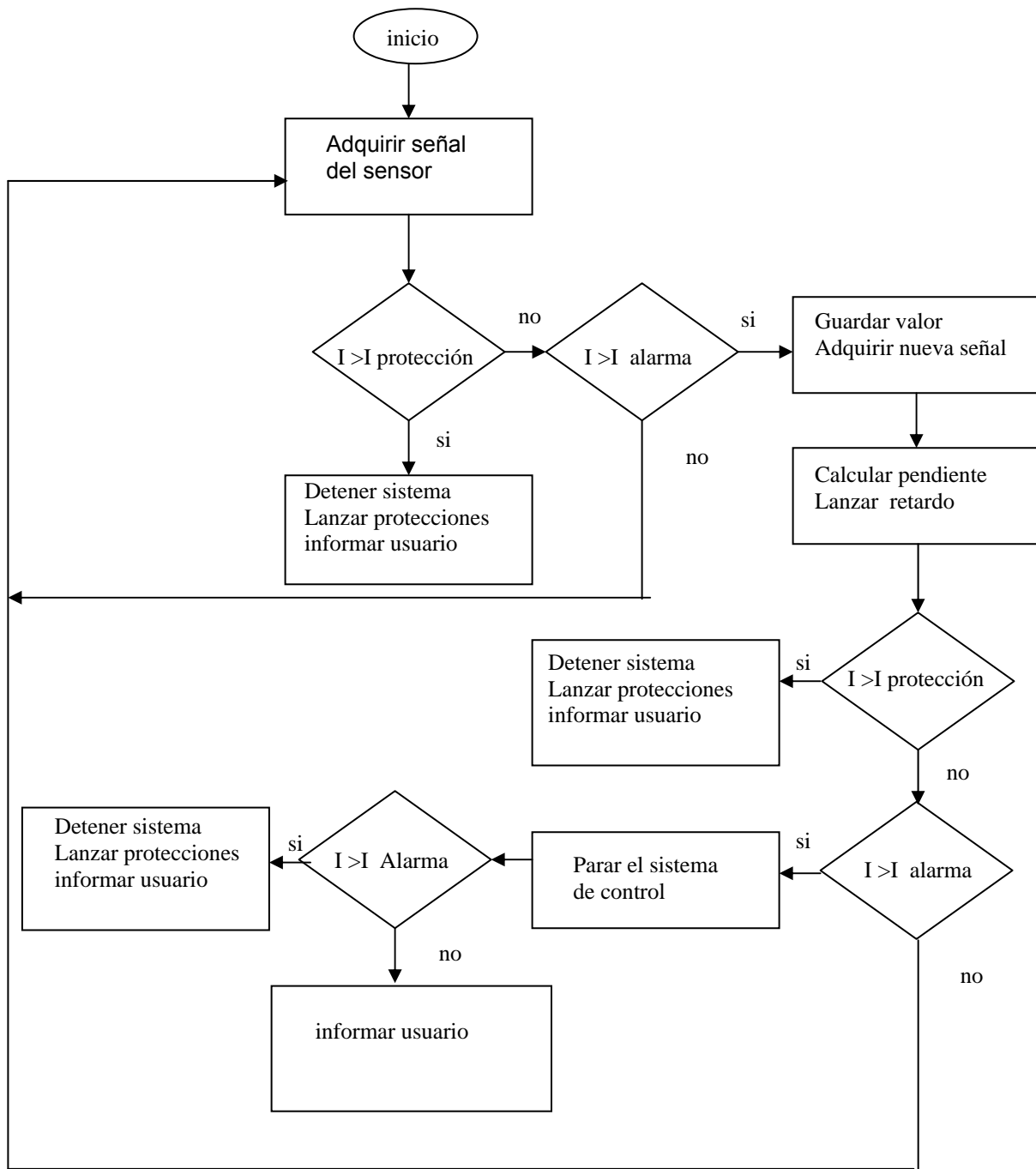
Para la protección por hardware se implementó un circuito que actúa por medio de ventana deslizante para cada una de las señales de corriente en total 4 circuitos.

**Figura 63.** Circuito implementado para la protección por Hardware.



**Implementación por software.** En la protección por software se utiliza el conversor análogo-digital de cada uno de los microcontroladores para poder digitalizar la señal de voltaje (corriente sensada), proporcionada por el sensor de corriente, y de esta manera realizar el análisis de la misma y poder determinar la acción a tomar. Primero deteniendo el sistema operativo e inhibiendo las señales de control para las puertas disparo del circuito conversor, si persiste la condición de sobrecorriente después de un tiempo determinado o si se ha excedido el límite de protección de los dispositivos se presenta una salida de disparo para el triac de protección y se suspende la alimentación.

**Figura 64.** Digrama de flujo rutina de protección por software



Si el valor de la señal del sensor es mayor que un registro de alarma establecido (Fig. 64), pero menor que el valor del registro de peligro, se guarda el valor de la señal y se retorna a adquirir más datos (Fig. 64). Antes de esto se calcula y se lanza el retardo (Fig. 64).

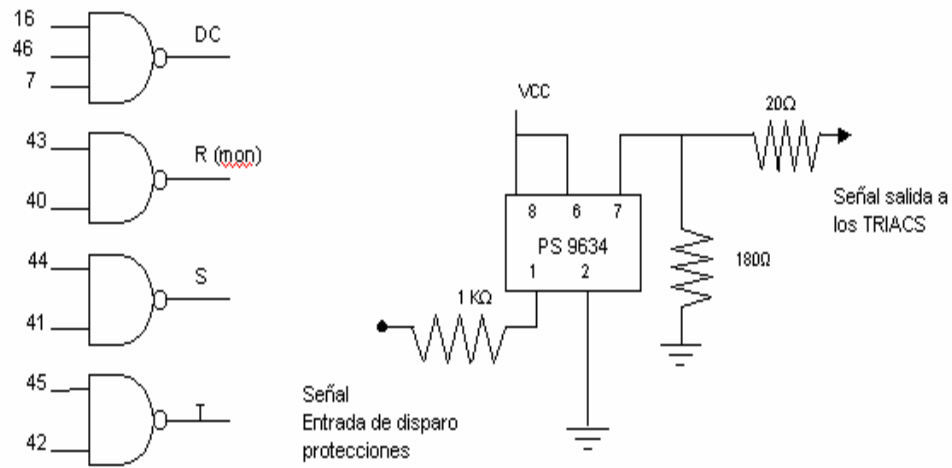
Al terminar el conteo, la rutina de protección compara el valor inicial de sobrecorriente con el valor de una nueva lectura. En caso de que la primera lectura fuera mayor que la nueva lectura entonces se retorna a la adquisición de señales (Fig. 64). En el otro caso se lanzan las protecciones y se retorna a la adquisición de datos. A continuación se muestran las líneas de la rutina de protección por software.

#### **4.2.4 Etapa actuadora de la protecciones.**

Suspende el suministro de corriente cuando se presenta una condición de sobrecorriente, esta etapa debe estar capacitada para suspender el suministro de corriente en el menor tiempo posible.

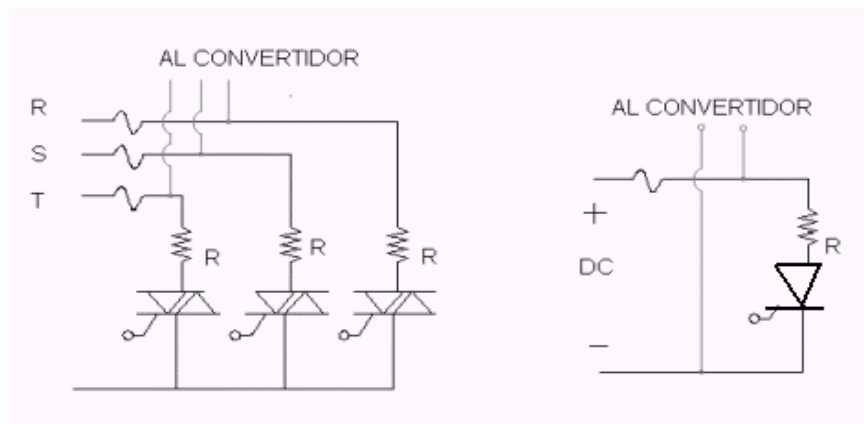
- **Circuito de disparo para protecciones.** este circuito se implemento para interconectar a través de lógica combinacional los disparos de las protecciones por hardware y software para que cuando actúe cualquiera de las dos protecciones haya un pulso para las puertas de los triacs; como se muestra en la figura 65. Estos pulsos son conectados a las puertas aislados eléctricamente por medio de un transformador y una fuente de alimentación de 12 V, el cual tiene un regulador. Se utilizo el circuito integrado de aislamiento optico PS 9634.

**Figura 65.** Circuito de disparo protecciones.



- **Circuito de potencia protecciones.** Este circuito es el conecta a través de TRIAC la resistencia para generar un flujo alterno de corriente capaz de abrir los fusibles que se encuentran en las líneas de entrada interrumpiendo la alimentación de los circuitos convertidores conectados a en el modulo.

**Figura 66.** Circuito de potencia protecciones.



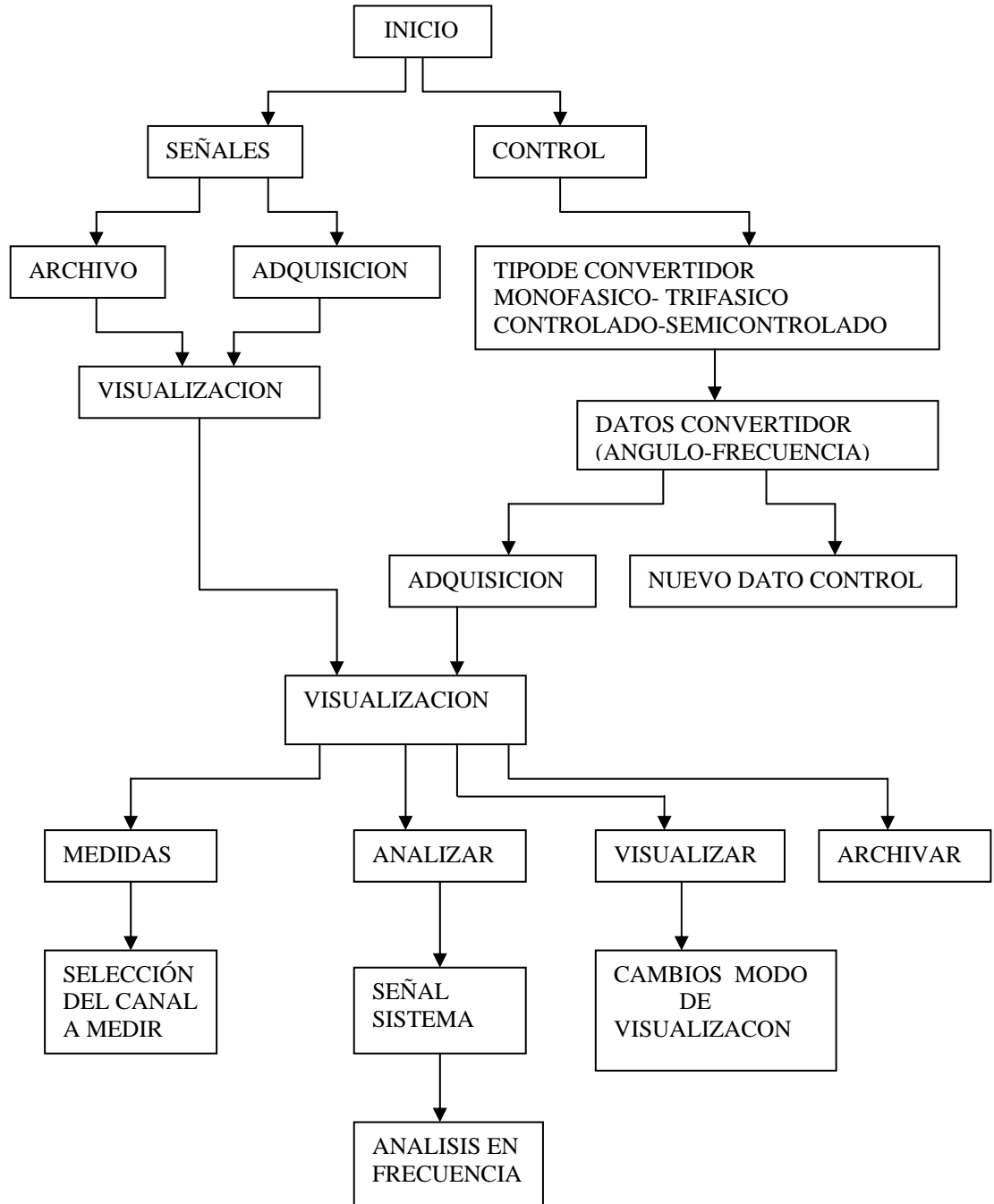
## 6 ESTRUCTURAS DE PROGRAMACIÓN PARA EL PC

El contenido del presente capítulo tiene como objeto la descripción de los algoritmos implementados en el presente proyecto que realizan las siguientes tareas:

- Presentación de los procesos a controlar
- Selección del convertidor y datos del convertidor
- Envío de los datos del convertidor por puerto serie
- Control de adquisición de señales por puerto paralelo.
- Visualización de las señales.
- Archivo de las señales.
- Cálculos de las medidas de las señales.
- Análisis en frecuencia de las señales.
- Cálculos de los parámetros del sistema.

En la figura 67 se presenta un diagrama de flujo de las diferentes módulos implementados y como se encuentran relacionados. El software desarrollado, es el resultado del trabajo con la herramienta de programación gráfica LabVIEW de National Instruments y la herramienta de procesamiento matemático Matlab. Los elementos de programación que ofrecen estos paquetes informáticos constituyen, en conjunto, una buena alternativa que combina la rapidez en el análisis matemático de Matlab con la versatilidad, eficiencia e interfaz con el usuario de LabVIEW.

Figura 67. Diagrama general del software implementado.



## **5.1 DESCRIPCIÓN DE LAS HERRAMIENTAS DE LABVIEW UTILIZADAS.**

La mayor parte del trabajo que se realiza o puede realizarse en la herramienta desarrollada, se basa en algoritmos de programación gráfica Vi's, los cuales hacen uso de los elementos y de las estructuras de programación básicas, propias de LabVIEW. Los Vi's se pueden clasificar según su función en :

- Vi's algoritmo de inicialización.
- Vi's algoritmo controlconvertidor de potencia.
- Vi's algoritmo de adquisición de señales.
- Vi's algoritmo de medidas de señales.
- Vi's algoritmo de análisis de sistemas.
- Vi's algoritmo de visualización.
- Vi's de algoritmos de análisis en frecuencia.
- Vi's de algoritmo de archivo y enlace.

### **5.2.6 Vi's de algoritmo de inicialización.**

Estos algoritmos son los encargados de establecer la comunicación con el usuario y escoger entre las dos grandes aplicaciones implementadas que es el control y la adquisición de señales. El usuario al ingresar al software se encuentra con la gráfica de la pantalla, según la figura 68.

Este algoritmo es el encargado de permitir al usuario mantener un correcto funcionamiento de los demás Vís, conociendo las condiciones de operación del sistema y revisando continuamente los controles de salir y anterior para permitir moverse en los diferentes opciones que trae el software.

**Figura 68.** Presentación inicial del software de aplicación



En el algoritmo se presenta un selector múltiple de tres canales que permite seleccionar el proceso, un sistema de encuesta para determinar si el operario ha oprimido alguna tecla de siguiente, salir, anterior (ver figura 69). Se le adicione un mensaje de operación que para que el usuario tenga plena seguridad que el software se encuentra operativo.

### **5.2.7 Vi's de algoritmo control convertidor de potencia.**

Después de escogido el proceso de control, se ejecuta el Vi's. El cual a través de 4 selectores múltiples, le permite al operario seleccionar el convertidor de potencia que va a controlar, este Vi's se encarga de generar una palabra de 12 byte que contiene el tipo de convertidor , y los datos de frecuencia o ángulo de disparo de los convertidores, los cuales son convertidos a código ASCII enviados byte a byte a través del puerto serial. En la figura 70 muestra los Vi's de selección múltiple utilizados para generar la palabra de 12 bytes y los convertidores de ASC II.

La comunicación serial con el microcontrolador es confirmada reenviando nuevamente los datos al PC y revisando en el programa si son iguales con los datos enviados, en caso afirmativo se envía al usuario el mensaje de "datos recibidos" en caso contrario envía el mensaje "error de comunicación". Por ultimo el algoritmo presenta en pantalla el tipo de convertidor que se encuentra operando.

### **5.2.8 Vi's algoritmo de adquisición de señales.**

Este Vi's es el encargado de generar las señales necesarias en los pines del puerto paralelo para sincronizar la lectura del puerto paralelo con el microcontrolador que maneja el conversor analogo-digital y poder realizar las diferentes muestras tomadas de las señales adquiridas ver figura 71. Después de finalizado el proceso de conversión, lee el archivo de datos (datos.dat), los empaqueta en formato 16 bits, convierte estos datos en complemento a dos, crea una matriz de acuerdo al numero de canales de la adquisición y ajusta los datos de los canales de acuerdo al atenuador y el numero de canales.

### **5.2.9 Vi's algoritmo de medidas de señales.**

Este Vi's tiene como función, basado en los datos introducidos por la tarjeta de adquisición o por el usuario a través de un archivo de excel, realizar el cálculo de las diferentes variables necesarias para los módulos de análisis y visualización. En la figura 72 se presenta el la programación del SubVi. Cabe resaltar el hecho de que los cálculos, son empaquetados de tal forma que un bloque contenga todas las variables. Se utiliza el Matlab scrip para realizar los cálculos de las diferentes variables. Con los resultados de la transformada rápida de Fourier se determina los valores promedio y efectivo a partir de los cuales se obtiene el resto de los parámetros que evalúan el funcionamiento de los circuitos convertidores de potencia. Previo a la realización de los cálculos se efectúa una selección de los armónicos, tomando aquellos cuya magnitud sea mayor o igual a un porcentaje dado de la magnitud del armónico fundamental; además en algunos Vi's de análisis se pueden manipular la cantidad de armónicos que se tienen en cuenta en el cálculo de los parámetros.

### **5.2.10 Vi's Algoritmo de Análisis de sistemas.**

En esta etapa se realiza el análisis de señales o sistemas con la ayuda de Matlab. Las señales suministradas por el modulo de adquisición ( Tensión de entrada, corriente de entrada, Tensión de salida, corriente de salida) permite hacer el cálculo de los parámetros para evaluar el rendimiento del convertidor (potencia, eficiencia, factor de potencia), en la figura 73 se muestran los Vi's necesarios para realizar las tareas.

### **5.2.6. Vi's de algoritmos de visualización.**

Este algoritmo se encarga de tomar los resultados del algoritmo de parámetros y hacer la presentación de los mismos, en cuya visualización se tienen datos numéricos y gráficos de las señales adquiridas. En la figura 74 se puede apreciar los Vi's asociados, en la cual la estructura caso permite tener acceso a diferentes tareas como son la generación de archivos y el análisis de una señal en particular. Una característica importante del Vi's visualizador es la opción de refresco de imágenes, las cuales al no presentar ningún cambio en los comandos del panel de control permanece con la última imagen visualizada, y en el momento de efectuarse alguna variación del operador, refresca la imagen nuevamente con los datos de las señales actualizados. Esto permite mayor rapidez de respuestas a los cambios.

Se implementaron diferentes herramientas en la visualización de las señales (zoom de las señales, eje en y independiente) que le permiten al usuario disponer de un software versátil capaz de llenar las expectativas en la presentación de las señales.

### **5.2.7. Vi's de algoritmos de análisis en frecuencia.**

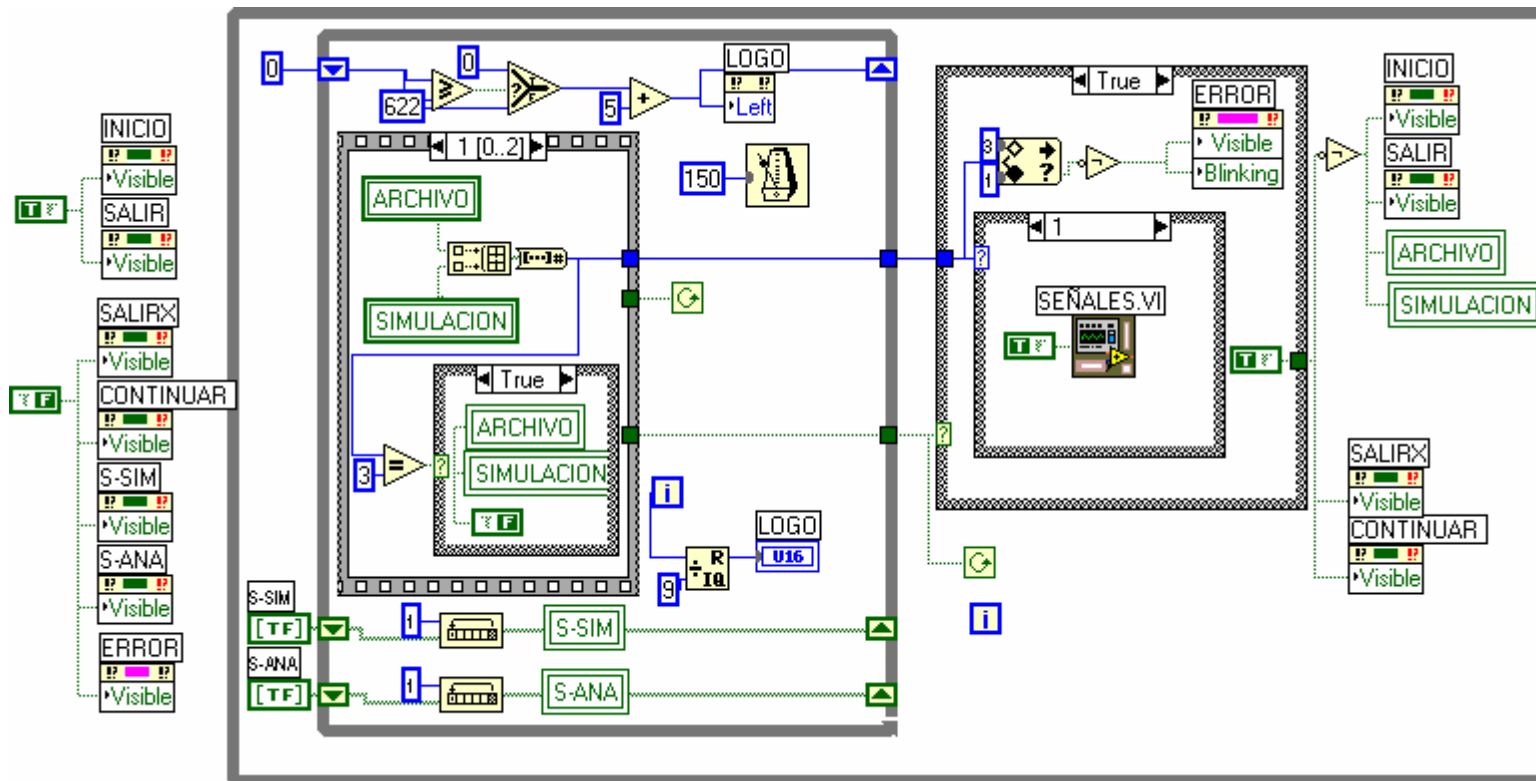
La eficiencia reflejada en la rapidez del procesamiento matemático realizado por Matlab es la razón primordial por la cual se utilizan sus herramientas para el cálculo de la transformada de Fourier. A pesar de la necesidad de un proceso de intercambio de datos entre los programas, la velocidad de ejecución de los algoritmos de análisis que utilizan Matlab es mayor que la alcanzada con las herramientas correspondientes que ofrece LabVIEW.

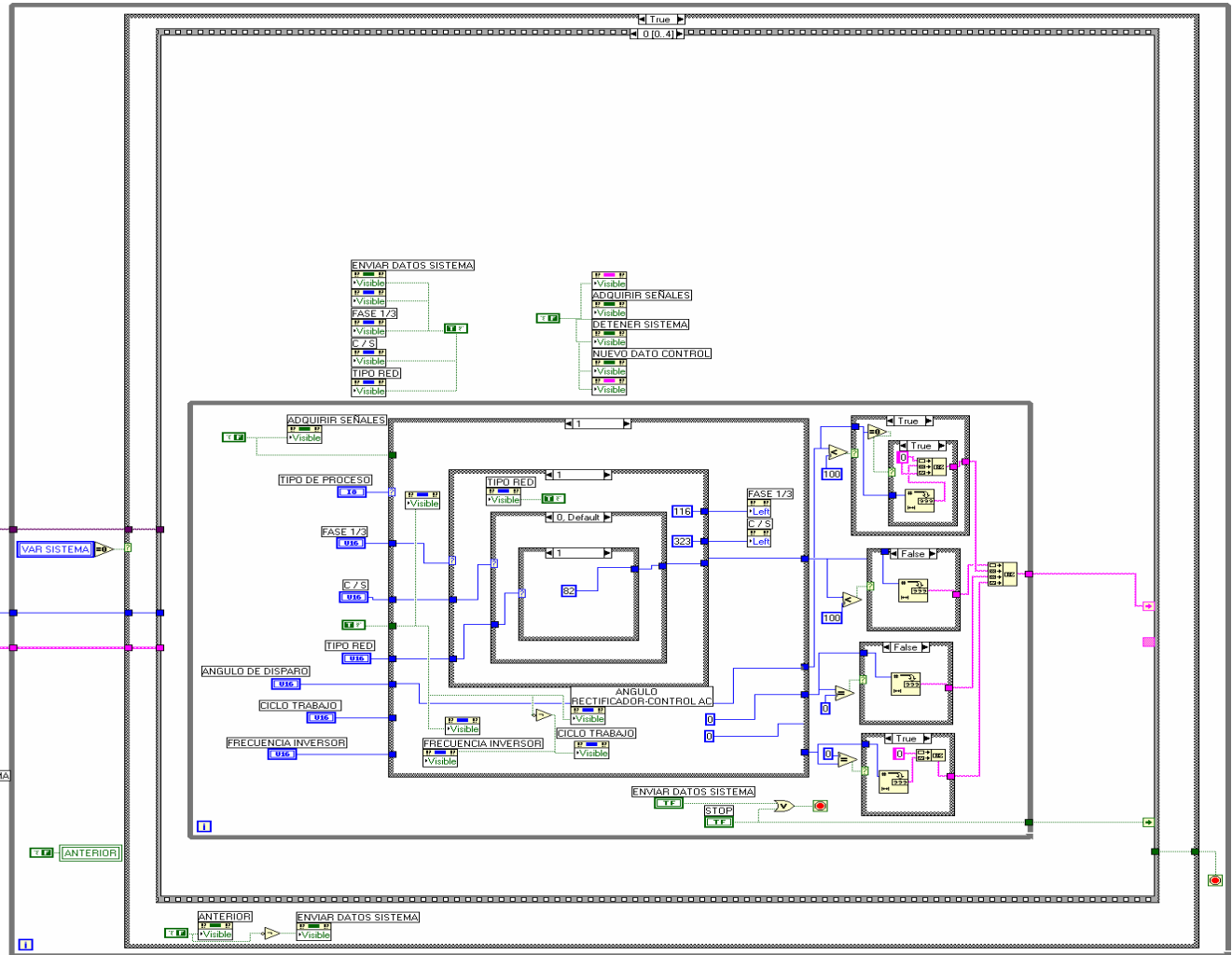
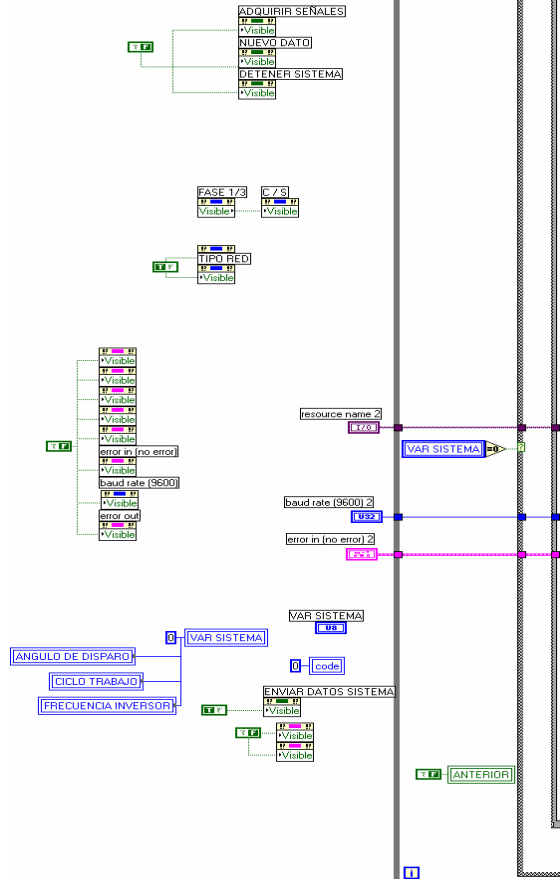
Esta operación tiene como objeto la obtención de los coeficientes de la serie de Fourier de una señal por medio de la aplicación de la transformada rápida

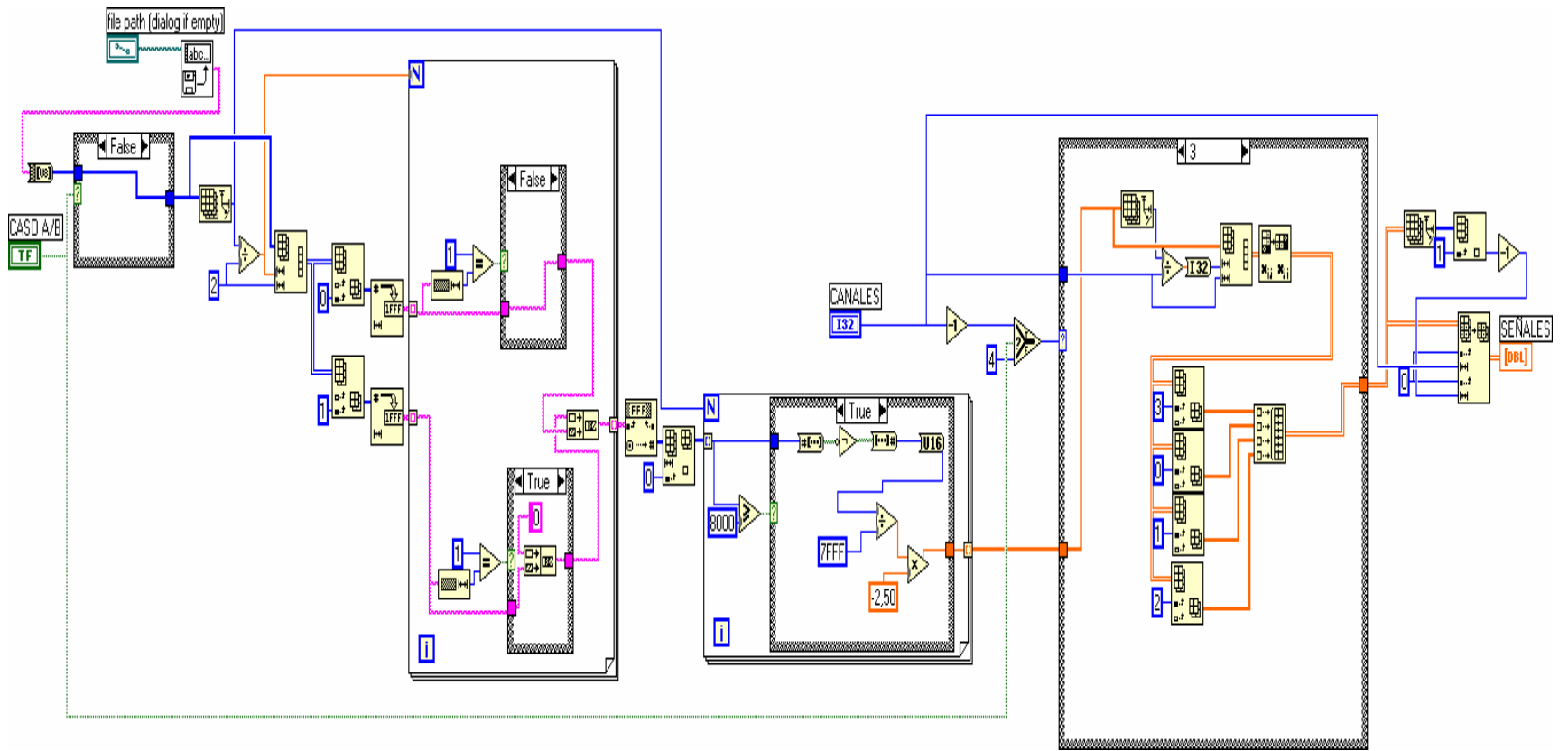
de Fourier (ver figura 75). En esta tarea también se lleva a cabo una eliminación de los interarmónicos que resultan de la aplicación del comando FFT a más de un ciclo de la señal analizada.

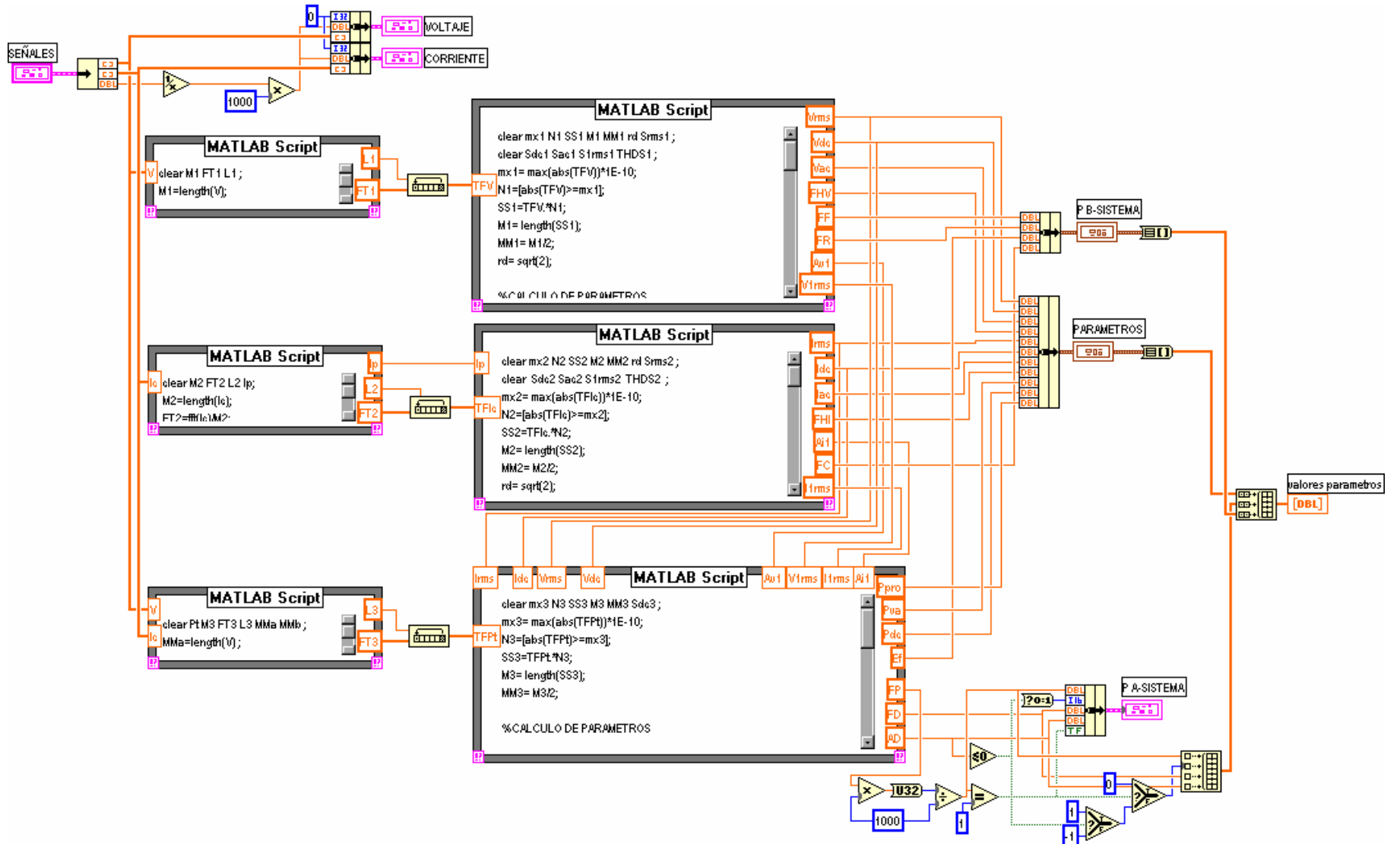
### **5.2.8 Vi's de algoritmos de archivo y enlace.**

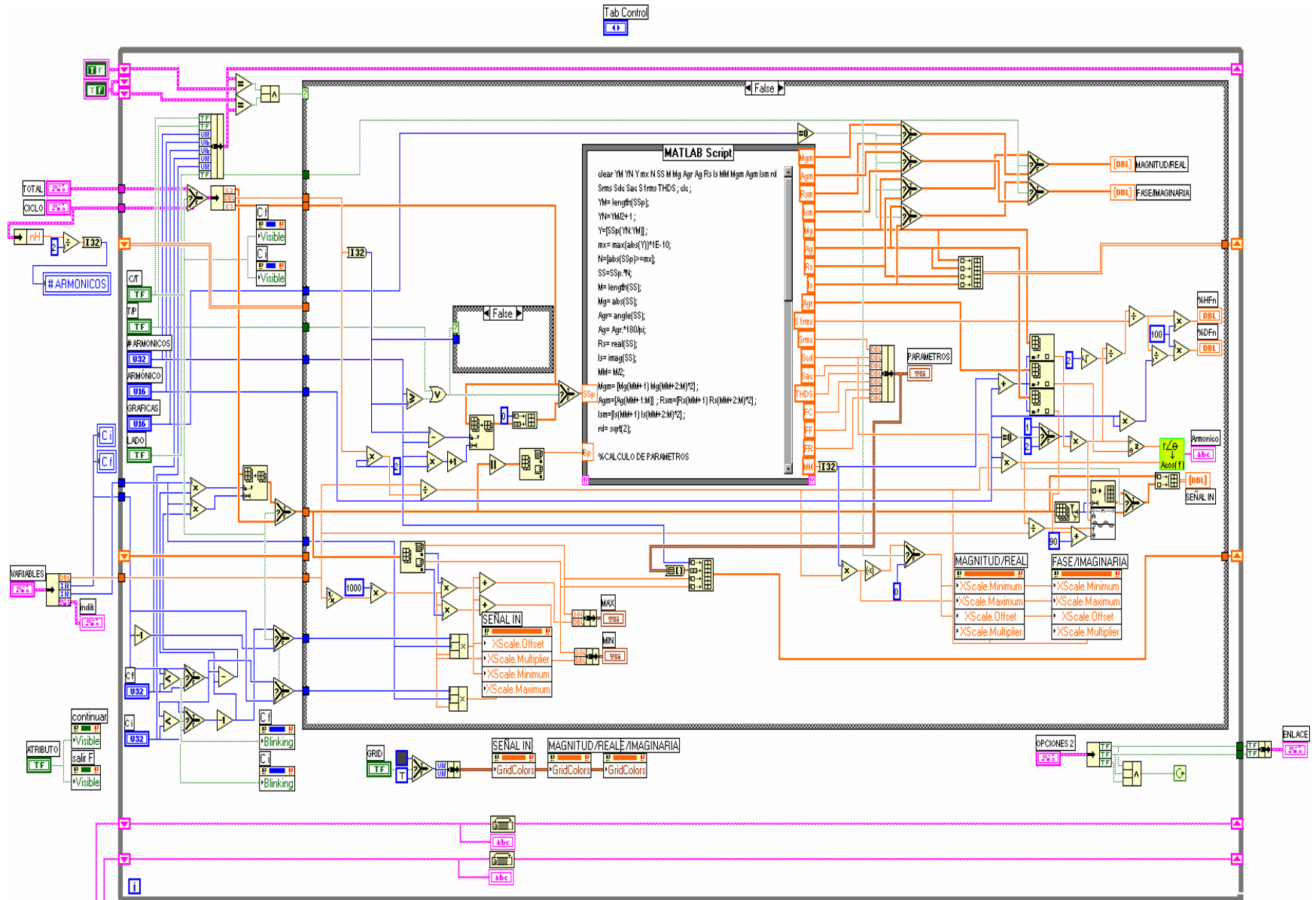
Son los algoritmos encargados de manejar los anteriores Vi's, permite la ejecución, de tal forma que estos queden integrados a una estructura general. La programación de esta estructura le permite al usuario el desplazamiento entre las diferentes opciones, facilitando de esta manera la selección de configuraciones y tipos de procesos a realizar. El desarrollo de las funciones propias de estos Vi's se logra por medio de la utilización de estructuras secuenciales y condicionales de Labview ver figura 75, junto con el manejo de la disposición (setup) particular de cada uno de los SubVi's.

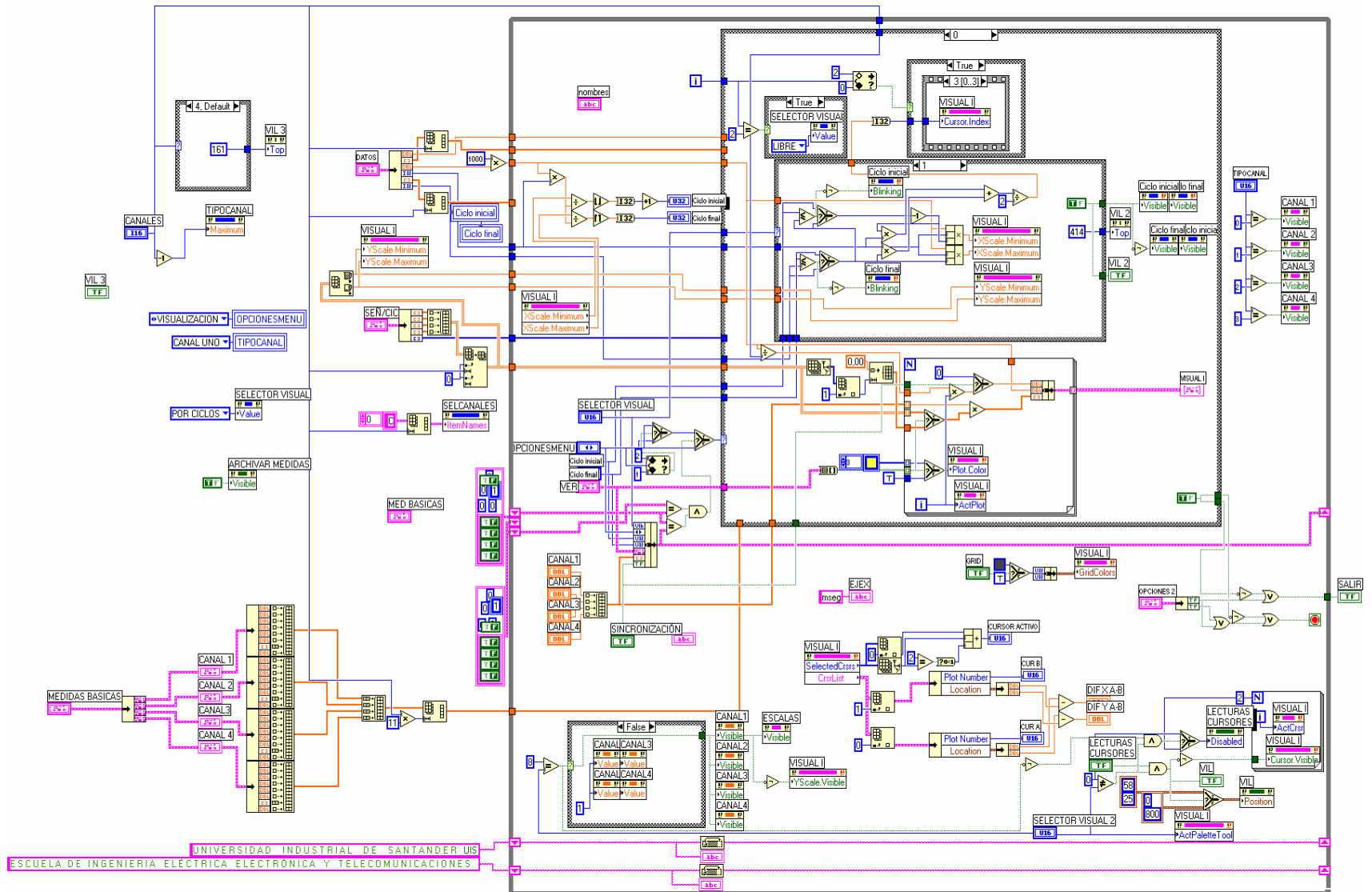


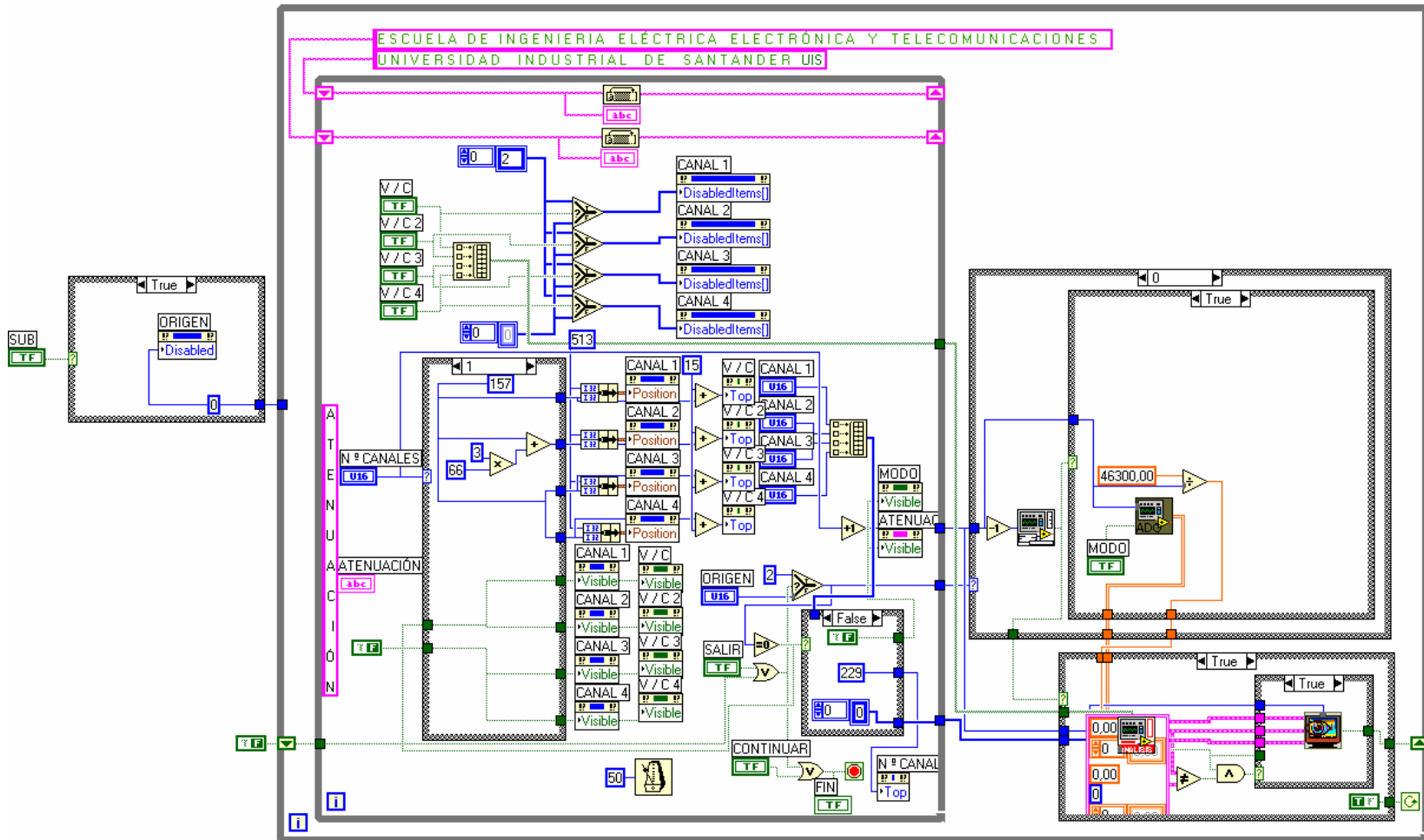


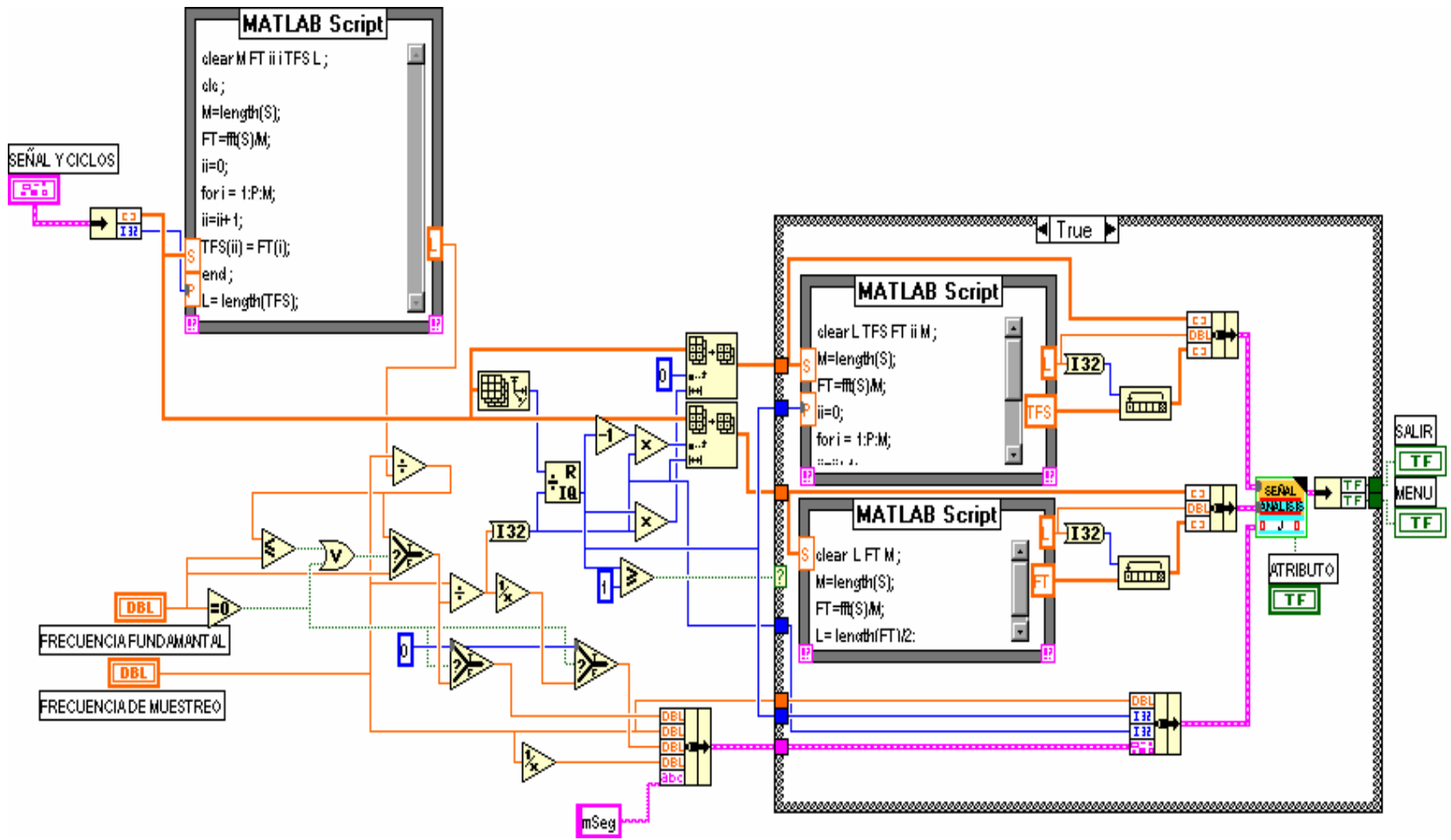












## 7. PRUEBAS DEL EQUIPO

En este capítulo se presenta un resumen de las pruebas que se le realizaron al equipo convertidor estático de potencia para verificar su correcto funcionamiento y el cumplimiento de los objetivos trazados en este proyecto.

### 6.1 PRUEBAS AL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.

En esta sección se presentan algunas señales adquiridas utilizando el sistema de adquisición que incluye los módulos de atenuación, de adquisición y el programa de aplicación.

**Figura 76.** Adquisición de cuatro señales.



Las gráfica de la figura 76 ilustra el funcionamiento del sistema de adquisición utilizando 4 canales. Cada una de las señales adquiridas se ajustaron a los rangos de tensión correspondiente tanto en el módulo de atenuación (por medio de la perilla) como en el programa de aplicación. Posteriormente se utilizó como origen de los datos la opción Adquisición, luego se selecciono el menú de medidas en cual se pueden observar algunos parámetros importantes de las señales adquiridas tales como valores RMS, AC, DC, pico a pico, pico, porcentaje de distorsión armónico total, frecuencia de la señal, máximos y mínimos con sus respectivos tiempos.

Para verificar los parámetros del sistema desarrollado se hizo una comparación entre señales tomadas con un osciloscopio digital Fluke modelo 99B y el sistema de adquisición.

En las figuras 77, 78, 79, 80 se muestra un contraste entre señales adquiridas por el Sistema de Adquisición y el osciloscopio Fluke. Se puede comparar los valores RMS, DC, pico a pico y frecuencia de las señales sensadas (triangular a 500Hz y señal monofásica de la red eléctrica).

Los cálculos de errores para estas medidas adquiridas en el software y tomadas con el osciloscopio, se dan con la formula, tomando como parámetro de comparación (valor teórico) las medidas sensadas por el osciloscopio digital Fluke y como valor práctico el tomado por el Sistema de Adquisición.

$$\%Error = ((Valor\ teórico - Valor\ práctico)/Valor\ teórico)*100$$

$$\%Error\ valor\ pico\ a\ pico = 0.97\% \quad \%Error\ valor\ RMS = 1.11\%$$

$$\%Error\ frecuencia = 0.18\%$$

Figura 77. Señal triangular 500Hz sensada por el Sistema de Adquisición

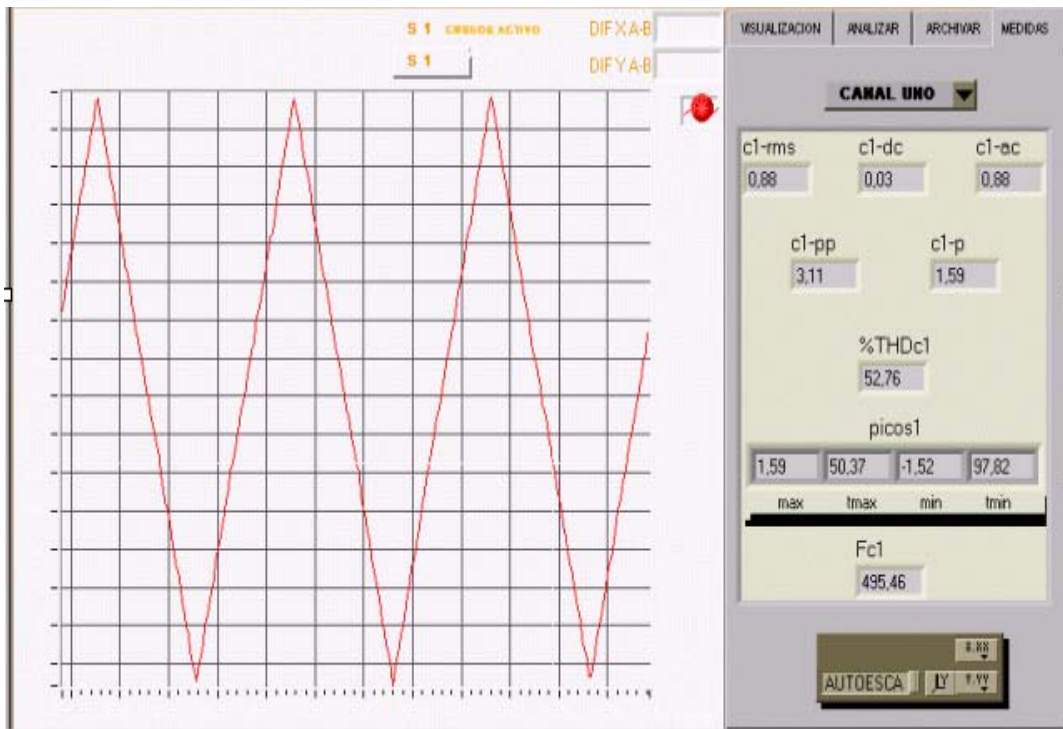


Figura 78. Señal triangular de 500Hz adquirida con un osciloscopio Fluke

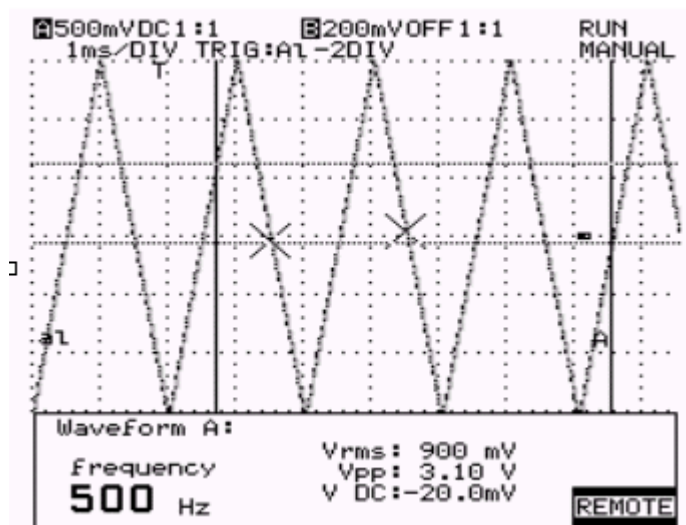


Figura 79. Señal tomada de la red eléctrica por el Sistema de Adquisición

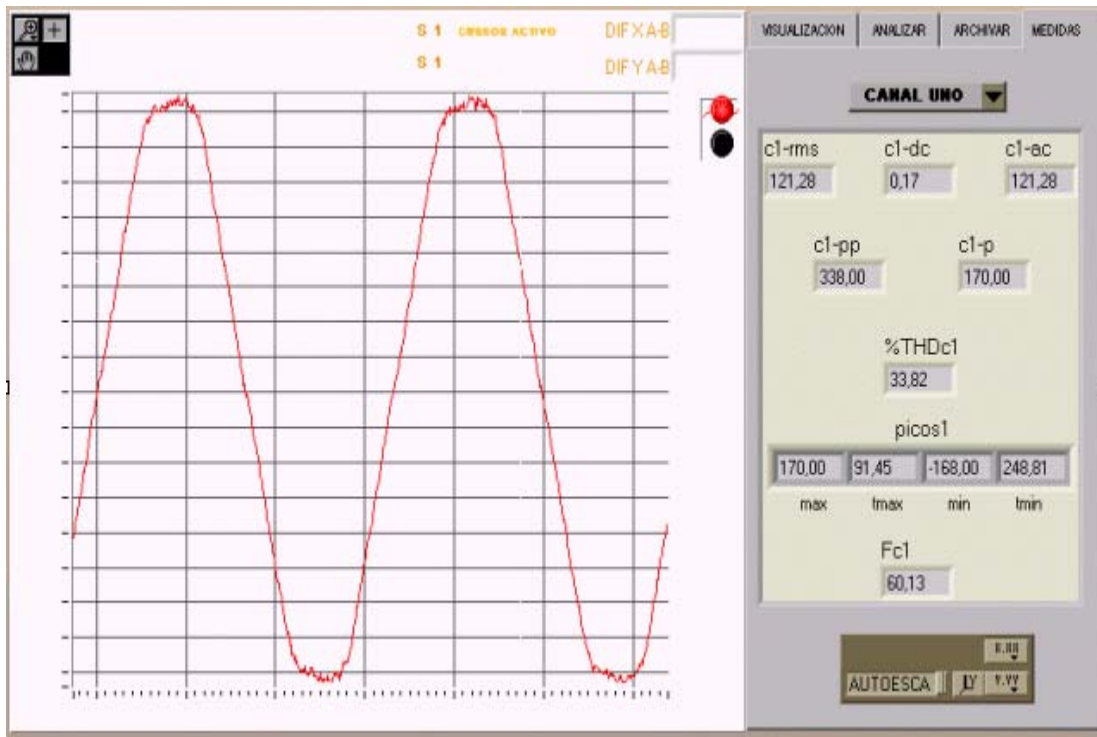
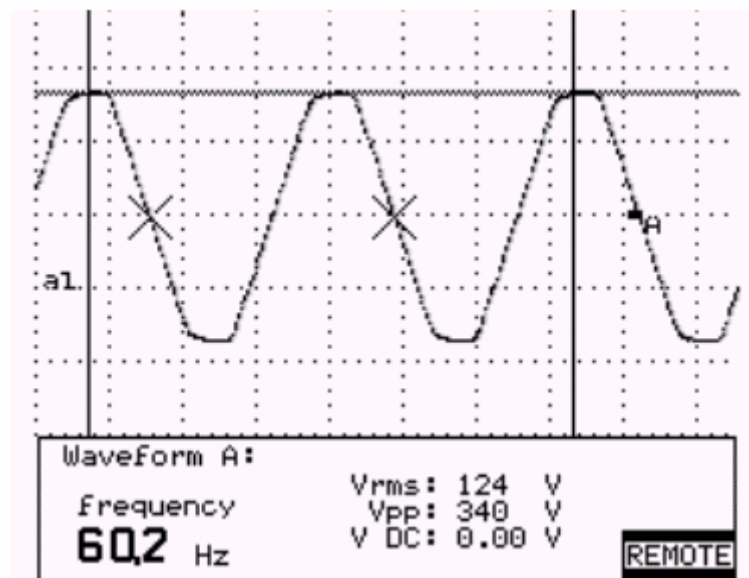


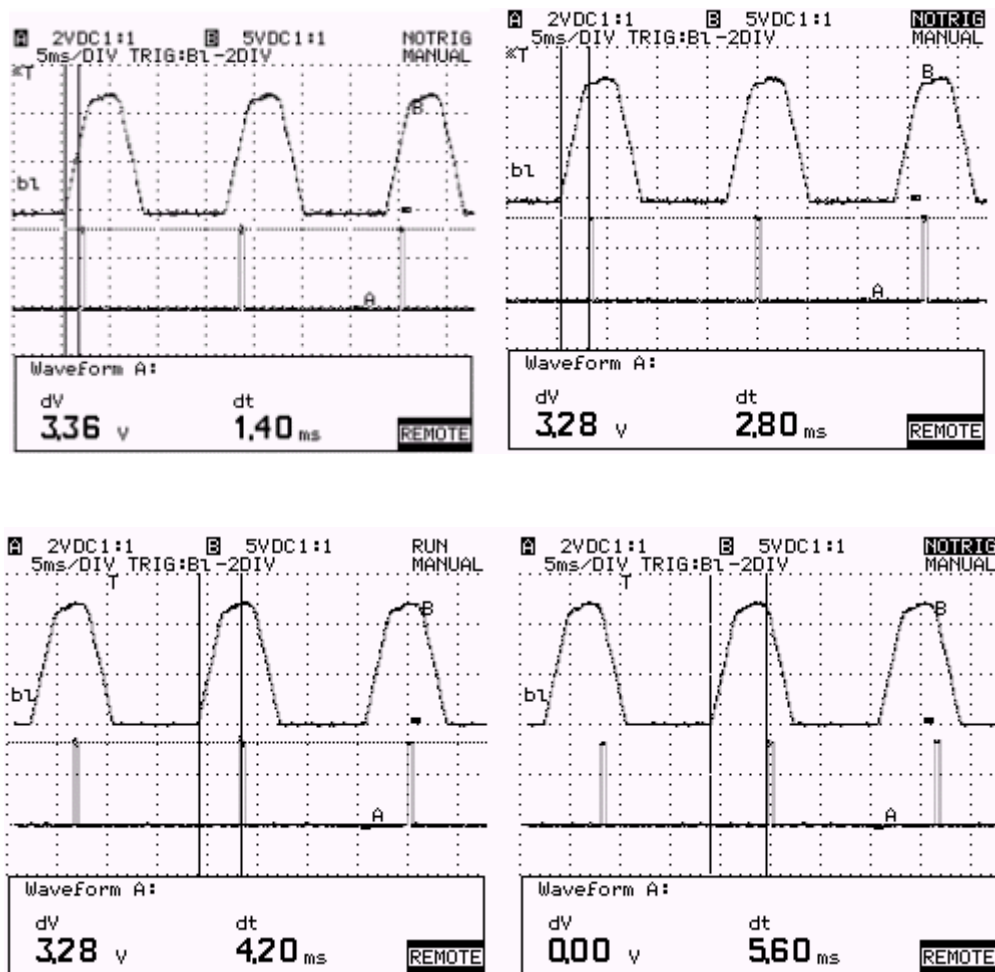
Figura 80. Señal seno 500Hz tomada por el Sistema de Adquisición



## 7.2 PRUEBAS AL SISTEMA DE CONTROL.

Se presenta un resumen de las ondas adquiridas con el osciloscopio fluke 99B durante las pruebas de los diferentes circuitos convertidores de potencia; las gráficas corresponden a los pulsos de control y a las tensiones de salida en la carga, para algunos de los convertidores de potencia, los circuitos se realizaron con cargas resistivas.

**Figura 81.** Pulsos de control para el rectificador monofásico  
 $\alpha=30^\circ$ , b)  $\alpha=60^\circ$ , c)  $\alpha=90^\circ$ , d)  $\alpha=120^\circ$



La gráfica 81 muestra los pulsos de control con respecto de la tensión de entrada del detector de ventana de polaridad para diferentes ángulos de disparo  $\alpha$ , para el caso controlado estos pulsos corresponden a los SCR's 2 y 3 (ver fig. 15) que controlan el semiciclo positivo de la onda de tensión, para el semiciclo negativo los pulsos de control son similares desplazados  $180^\circ$ . En el caso semicontrolado los pulsos corresponden al SCR1(ver fig. 9) para el semiciclo positivo; mientras que para el semiciclo negativo los pulsos son iguales desplazados  $180^\circ$  y corresponden al SCR2(fig. 15). Las gráficas obtenidas con el fluke nos proporcionan el tiempo de retraso del pulso de disparo para los diferentes ángulos, El porcentaje de error de este tiempo, con respecto del tiempo teórico se calcula con la siguiente expresión:

$$\%Error = ((valor\ teórico - valor\ leído) / valor\ teórico) * 100$$

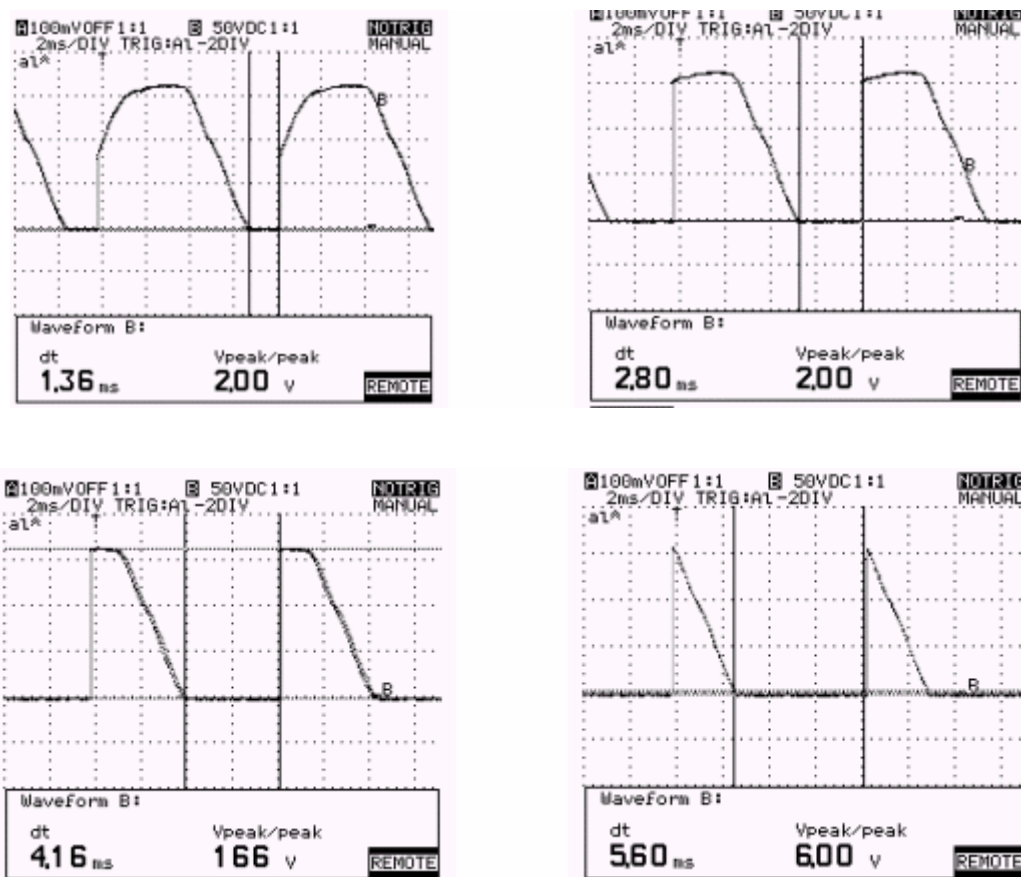
**Tabla 16.** Porcentajes de error rectificador monofásico.

Angulo $\alpha$	Tiempo teórico(ms)	Tiempo leído(ms)	%Error
$30^\circ$	1.3888	1.4	0.8%
$60^\circ$	2.7777	2.8	0.8%
$90^\circ$	4.1666	4.2	0.8%
$120^\circ$	5.5555	5.6	0.8%

Se muestra en la figura 82 una gráfica para las tensiones de salida para el rectificador monofásico semicontrolado y controlado(carga resistiva), puesto que son iguales, esto debido a que en el caso semicontrolado el diodo no

entrara en conducción hasta que no se envíe pulso de disparo al SCR respectivo(ver fig. 15), por lo tanto la tensión de salida en la carga tendrá la misma forma para ambos casos.

**Figura 82.** Tensión de salida para el rectificador monofásico semicontrolado y controlado(carga resistiva). $\alpha=30^\circ$  ,b)  $\alpha=60^\circ$ ,c)  $\alpha=90^\circ$ ,d)  $\alpha=120^\circ$

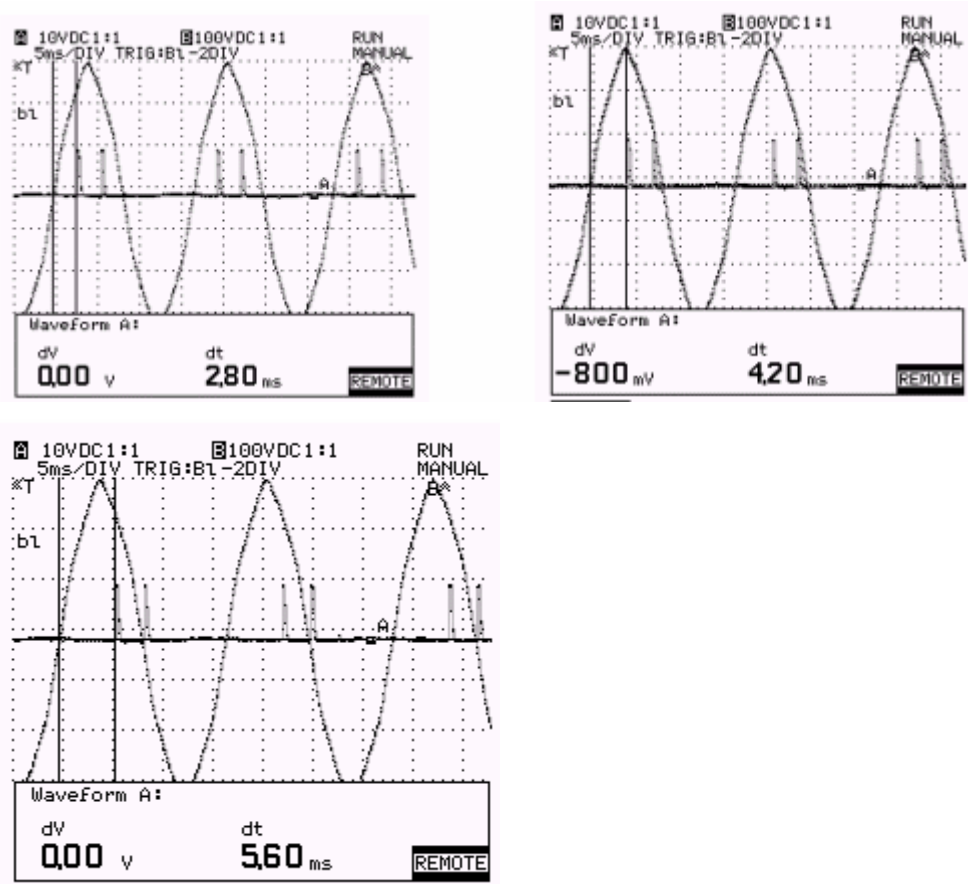


La figura 81 muestra la tensión de salida ( $V_a$ ) (ver fig. 15) en la carga para diferentes ángulos de disparo  $\alpha$ . La tensión de entrada ( $V_s$ )(ver fig. 15) es de aproximadamente 120V rms, se puede observar que los SCR's conmutan de forma natural en cero grados por ser la carga netamente resistiva.

La figura 83 muestra los pulsos de control para los siguientes convertidores:

- Control AC trifásico controlado carga en delta SCR's en la línea.
- Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro
- Control AC trifásico controlado carga en Y con neutro

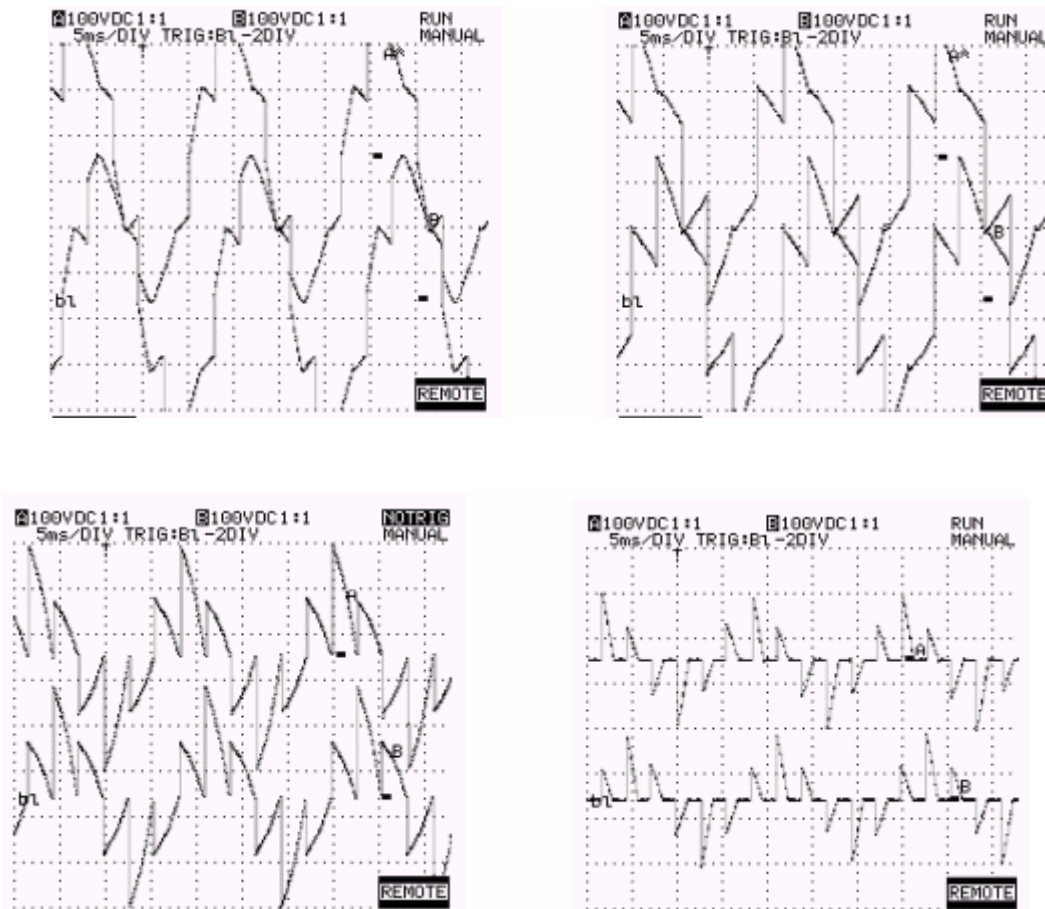
**Figura 83.** Pulsos de control para los diferentes controladores AC trifásicos controlados. ,a)  $\alpha=60^\circ$ ,b)  $\alpha=90^\circ$ ,c)  $\alpha=120^\circ$



Debido a que con la estrategia de control implementada para los rectificadores trifásicos y los controles AC trifásicos controlados se envían pulsos de disparo a parejas de SCR's, se observan pulsos dobles en la puerta de los SCR's; en este caso los pulsos mostrados corresponden al SCR2 (ver fig.21), el primer pulso se envía en el semiciclo positivo de la

tensión de fase Van, mientras que el segundo se envía en el semiciclo negativo de la tensión de fase Vcn; este último pulso es redundante puesto que el SCR ya viene conduciendo desde el semiciclo anterior. También se puede notar que que hay un desfase de 30° en las gráficas mostradas debido a que en la gráfica aparece una tensión de línea (Vab) y para estos convertidores se toman como referencia las tensiones de fase para generar los pulsos de control.

**Figura 84** tensión de salida para el control AC controlado carga en delta SCR's línea (carga resistiva). a)  $\alpha=60^\circ$ , b)  $\alpha=90^\circ$ , c)  $\alpha=120^\circ$

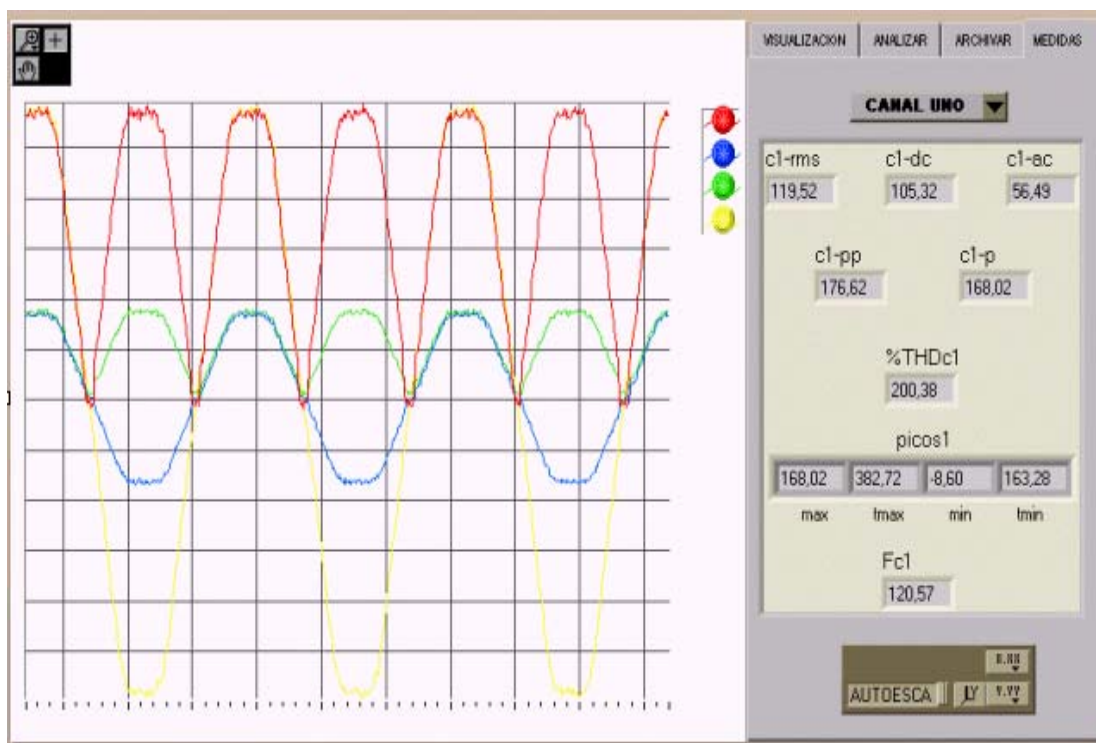


La figura 84 muestra la tensión de salida  $V_a$  y  $V_b$  (fig. 21), para diferentes ángulos de disparo  $\alpha$ , también se puede observar el desfase que existe entre ellas. Las tensiones de fase de entrada  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  (fig. 22) son de aproximadamente  $120\text{ V}_{\text{RMS}}$ .

## 6.6 PRUEBAS AL SOFTWARE CALCULO DE PARAMETROS.

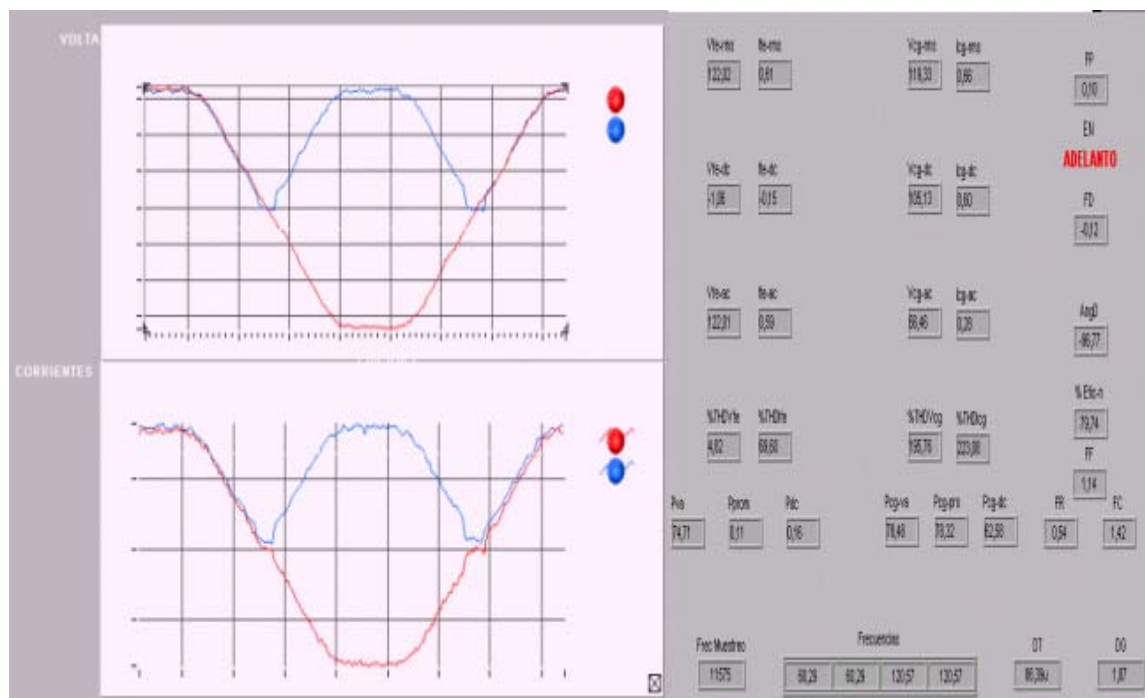
Para las pruebas del calculo de los parámetros se implemento el montaje de un rectificador monofásico controlado se reviso y adquirió la tensión de entrada, tensión de salida, corriente de entrada, corriente de salida para un ángulo de control de 2 grados (figura 85).

**Figura 85.** Señales adquiridas para rectificador monofásico controlado.



En la grafica 86 se presentan las medidas para la corriente de entrada (canal dos). Para analizar sistema voltaje-corriente entrada y voltaje-corriente salida se tomaron las siguientes señales (figura 86) utilizando de carga un bombillo de 200 W.

**Figura 86.** Señales adquiridas para analisis de sistemas

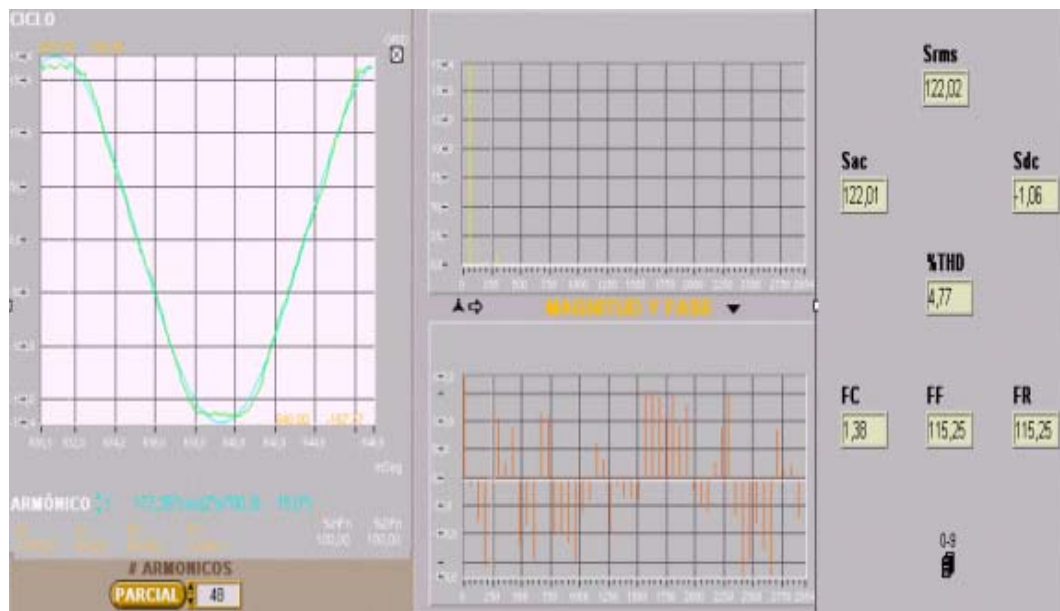


En la grafica 86 se aprecia los calculos de potencias, factor de potencia, para el circuito rectificador monofásico.

En el análisis de espectros se utilizo una señal de tensión de entrada de 60 Hertz como referencia par revisar su correcta operación.

En la figura 86 se aprecia la señal de línea de entrada de un sistema monofásico, se calcula el porcentaje de distorsión armónica y el valor de cada uno de los armónicos que la componen.

**Figura 86.** Espectro de la señal de tensión de 120 Volt, 60 Hertz.



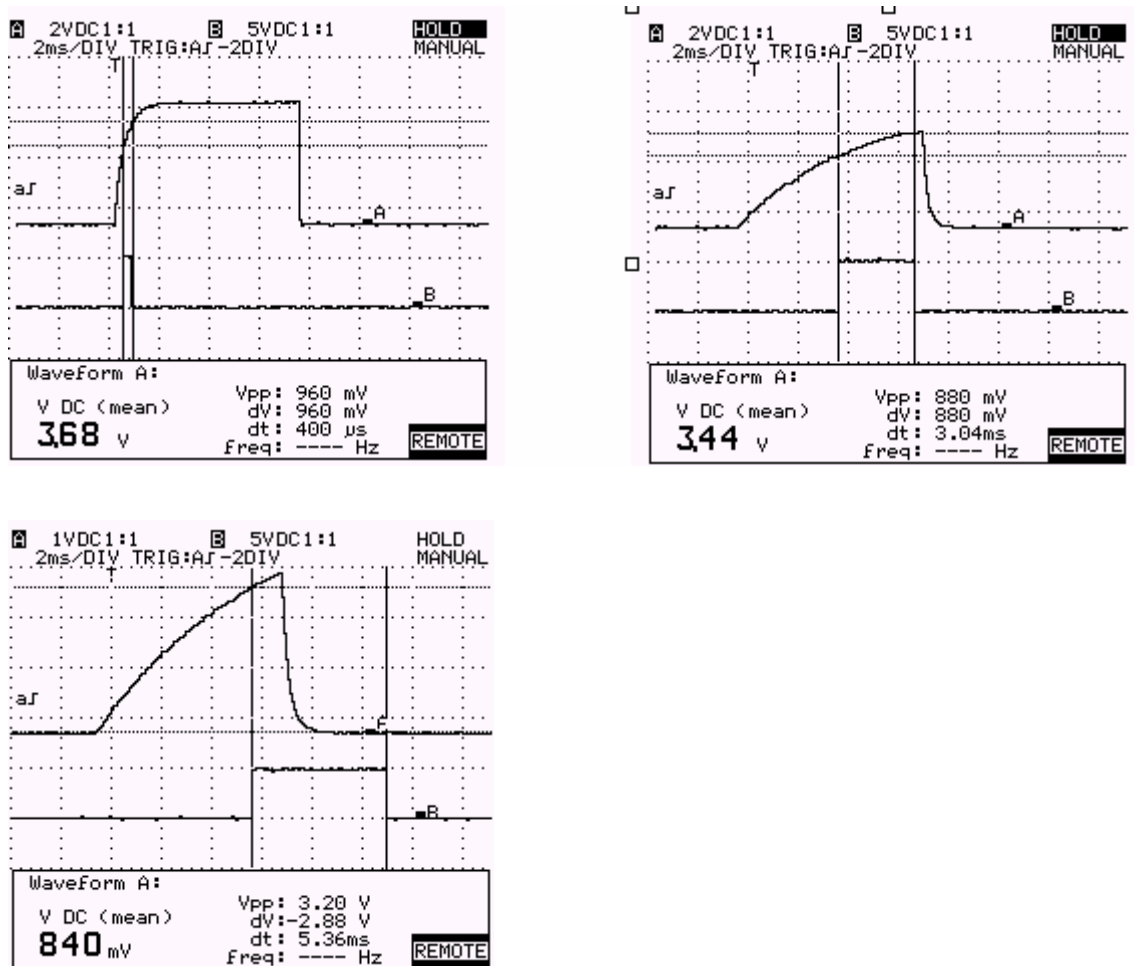
## 6.7 PRUEBAS SISTEMA DE PROTECCION POR SOBRECORRIENTE

Para realizar pruebas al sistema de protección se generaron por hardware diferentes condiciones de sobrecorriente para probar la ventana deslizante para cada una de los sensores. En la grafica 88 se representa los resultados obtenidos, se observa la variación del tiempo de espera para disparo de alarma con respecto a la pendiente de la señal de corriente, para una pendiente mayor el tiempo es de 400  $\mu$ seg y para una pendiente menor es de 5 mseg, la tercera gráfica representa una condición de sobrecorriente que

desaparece antes de finalizar el conteo del tiempo de la ventana deslizante de protección.

Para las pruebas finales se realizaron cortos reales en la carga para revisar el sistema de apagado de las puertas en los semiconductores de potencia y la apertura del fusible de línea y correcta decodificación del sistema operativo de la fase donde se presento la sobrecorriente para informar al usuario.

**Figura 88.** Ventana deslizante para protecciones.



## OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

1- Se diseñó y construyó un equipo que permite implementar, adquirir y analizar las señales de los siguientes convertidores estáticos de potencia:

**Tabla 16.** Tipos de convertidores implementados.

No	Tipo de Convertidor
1	Rectificador monofásico controlado
2	Rectificador monofásico semicontrolado
3	Rectificador trifásico controlado
4	Rectificador trifásico semicontrolado
5	Control AC monofásico controlado
6	Control AC monofásico semicontrolado
7	Control AC trifásico controlado carga en Y con neutro
8	Control AC trifásico semicontrolado carga en Y con neutro
9	Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro
10	Control AC trifásico semicontrolado carga en Y sin neutro
11	Control AC trifásico controlado carga en delta SCR's en la línea
12	Control AC trifásico semicontrolado carga en delta SCR's en la línea
13	Troceador
14	Inversor monofásico
15	Inversor trifásico

El equipo consta de los siguientes 4 módulos:

- Módulo de operación y control.
- Módulo de Adquisición de señales.
- Software para control por PC, visualización, y análisis de señales.
- Módulo de potencia y protecciones.

**-El módulo de operación y control**, El cual consta de tres tarjetas, una que controla los periféricos (teclado y display) para la interfaz con el usuario, la

cual permiten ingresar datos y verificar la correcta operación del sistema. La segunda tarjeta (la de control) contiene tres microcontroladores Motorola (gama baja) que generan, sincronizan y conmutan las señales de control para las puertas de los elementos semiconductores de potencia. La tercera tarjeta es la de aislamiento de señal de puerta, la cual consta de circuitos que entregan 6 señales aisladas para la puerta de los Mosfets y 6 señales aisladas para la puerta de los SCR's.

- **El módulo de adquisición de señales.** El cual posee cuatro entradas diferenciales, se implementa con 3 tarjetas, dos de ellas encargadas de la atenuación de la señal y una tercera cuya función es el muestreo, conversión y transmisión de los datos por medio del puerto paralelo a través de un proceso de DMA generando un archivo código ASCII con los datos de las señales adquiridas.

**Un "osciloscopio virtual .** Es implementado en una aplicación software a través de Labview y Matlab que permite visualizar, medir y realizar análisis de las señales adquiridas. El software permite configurar el conversor de potencia a través de comunicación serial y realizar el control desde el PC enviándole la información de los parámetros seleccionados por el usuario.

**Un módulo de potencia y protecciones.** Se encuentran los semiconductores que se utilizan para manejar la potencia de los circuitos convertidores implementados y un sistema de protección de sobrecorrientes que permite operar al equipo en condiciones seguras para los semiconductores.

**2-** Los periféricos (teclado y display) se implementaron para que el módulo tenga un manejo autónomo y no dependa exclusivamente de un computador

para su operación; se diseñó e implementó un sistema operativo que facilita la configuración de los circuitos conversores de potencia en una forma fácil e intuitiva, empleando menús y submenús que permiten navegar hasta seleccionar la opción deseada y asignarle sus parámetros. En caso de que el usuario cometa un error al digitar en el teclado, permite cambiar los datos, también después de transcurrido un tiempo de habilitar el teclado y no se utiliza, regresa al menú principal.

**3.** La implementación por separado de un sistema operativo y un sistema para el control permite actualizar los datos del convertidor (variar ángulo de disparo, variar ciclo de trabajo o variar frecuencia) sin tener que detener el sistema mientras se están digitando los nuevos datos para el convertidor.

**4.** El desarrollo del sistema para el control se hizo empleando tres microcontroladores (gama baja), esto permite la implementación de un sistema monofásico hasta un sistema trifásico, facilitando el sensado de las corrientes en cada fase independiente para el sistema de protección y así poder realizar la protección discriminada para cada una de las fases, usando para este propósito los convertidores análogo/digital de los microcontroladores.

**5-** Con el objeto de reducir costos, se implementó un circuito que permite aislar las señales de control de las señales de puerta de los mosfets y de los SCR's con un solo circuito integrado de aislamiento. El control de las puertas de los SCR's y los mosfets por separado es necesario debido a que los mosfets son controlados por niveles de tensión mientras que los SCR's son manejados por niveles de corriente. Esta tarjeta permite que con solo 6 optocouplers se pueda manejar 6 SCR's y 6 mosfets.

**6-** Para el diseño de las estrategias de control para los convertidores AC-DC y los convertidores AC-AC se implementaron circuitos externos para la

sincronización (circuito cruce por cero y ventana de polaridad) que proporcionan la referencia de la inicialización del timer en la generación de las señales de control para los elementos semiconductores de potencia. La señal enviada por el detector de cruce por cero introduce un retardo en la generación de los pulsos de control debido a que el ancho del pulso de esta señal está condicionado a un nivel de referencia, por lo cual esta señal se presentara aproximadamente 200 microsegundos antes del cruce por cero real de la onda de tensión; esta condición limita el disparo de los SCR's en los límites cercanos a cero grados ( $\pm 5$  grados). Para el diseño de las estrategias de control de los convertidores DC-AC se implementaron por software 2 tablas en las cuales están los valores equivalentes en tiempo para la generación de las señales de puerta a la frecuencia deseada, y la secuencia de encendido y apagado para los elementos semiconductores. Para el convertidor DC-DC se utilizó el módulo PWM del microcontrolador JL3 para generar los pulsos a un ciclo de trabajo definido por el usuario.

**7-** Se escogieron para el módulo los semiconductores MOSFET IRFPC50A, el SCR 40TPS12, el diodo A25FR para manejar la potencia. se implementaron un sistema redundante de protecciones para sobrecorriente por hardware y software que permita detener el sistema de control si encuentra alguna condición de peligro en la operación del prototipo Módulo de Convertidores Estáticos de Potencia.

**8-** El ítem más importante en cuanto al diseño de los circuitos de protección de sobrecorriente para semiconductores, es la característica de tiempo inverso de los semiconductores contra la temperatura de operación. Se calcularon las protecciones teniendo en cuenta la característica de tiempo inverso de los MOSFETs y de los SCRs de potencia. La curva de tiempo inverso debe obtenerse teniendo en cuenta la característica de impedancia

térmica vs tiempo del dispositivo la cual es proporcionada por el fabricante, las condiciones de voltaje y corriente de operación en las condiciones esperadas, la temperatura de operación de la aplicación, y la máxima temperatura de juntura soportable por el dispositivo. La protección de sobrecorriente implementada en este proyecto se diseñó tratando ubicar a los elementos en zonas seguras de operación, de acuerdo a sus propiedades eléctricas, sin llegar a subutilizarlos, pero alejándolos de las zonas de operación límites. Para revisar la correcta operación de los semiconductores se utiliza un detector de sobrecorriente de ventana deslizante, el cual vigila continuamente la corriente promedio circulante por el dispositivo y ajusta el tiempo de acción de la protección en función de la magnitud de la corriente.

**9-** En la elaboración del equipo se implemento un rack aislado, en donde se encuentran la tarjeta de control , las dos tarjetas de protecciones, las dos tarjetas de optocouplars, con conectores que permiten un adecuado manejo de las señales a través de una tarjeta principal de circuito impreso que evita el cableado excesivo en las señales de control, que pueden ocasionar ruidos al sistema y además aísla las señales que manejan potencia y pueden ocasionar daños al sistema, o enviar falsos pulsos a los semiconductores de potencia.

**10-** La implementación de un “osciloscopio virtual” es la necesidad de tener un equipo capaz de visualizar cuatro canales al mismo tiempo de una forma diferencial y permita ver señales de tensión del orden de 700 V y compararla con señales de corriente del valor de miliamperios. El algoritmo desarrollado es versátil, amigable, confiable, visualmente agradable. La gran fortaleza de este algoritmo, desarrollado en LabView, es que cuenta con la capacidad de poder analizar señales adquiridas o contenidas en un archivo. El ancho de

banda para un solo canal es de 4 KHz y se este varia de acuerdo el numero de canales utilizados en la adquisición

**11-** Las herramientas computacionales aplicadas en los laboratorios incrementan el interés de los estudiantes por las disciplinas, ya que permiten la ejecución de metodología que conjugan el trabajo y el aprendizaje creativo, las cuales enriquecen los experimentos usuales e introducen nuevos procedimientos; con lo cual se aprovecha aun más las características propias de cada uno de los elementos o instrumentos con los que se cuenta en el laboratorio.

**12-** Se plantea la necesidad de mejorar el ancho de banda del sistema de adquisición de señales, para utilizarlo como osciloscopio en las diferentes practicas de los laboratorios de electrónica donde se requiera medir señales y analizarla. Para mejorar la frecuencia de muestreo existen dos posibilidades, la primera es adecuar el sistema con memorias locales que permita guardar los datos de las señales sin necesidad de utilizar la memoria del computador. La segunda es utilizar un conversor analogo-digital por cada canal y diseñar un sistema que pueda muestrear las señales en paralelo.

## RECOMENDACIONES

- Para el sistema de adquisición se debe realizar una etapa de atenuación automática, que permita medir inicialmente los niveles de voltajes de las señales que se van a adquirir y por medio electrónico ajuste los niveles adecuados para ser leídos por el conversor análogo-digita, seleccionando las diferentes etapas del atenuador. Esto con el fin de evitar causar daños al equipo por mala manipulación del operario.
- Se deben realizar ajustes a los algoritmos de LabView para poder implementar el software diseñado en el proyecto, que permita funcionar en el sistema operativo Windows XP.
- Se debe realizar el estudio para implementar la comunicación del sistema de adquisición de datos por medio del puerto USB.
- Se debe cambiar en el panel de trabajo donde se implementa los circuitos convertidores de potencia, los terminales de las señales de control de la puerta de los semiconductores por bananas más pequeñas, esto con el fin de evitar que se pueda cometer un error en el momento de operar el modulo de control.

## BIBLIOGRAFÍA

A continuación se presenta un listado de referencias bibliográficas para la realización de esta investigación:

- **RASHID Muhammad. Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones.** México: Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1995. Brinda una cobertura completa del área de la Electrónica de Potencia, resaltando su importancia en la tecnología moderna. El material expone las técnicas de conversión, las características de los dispositivos y las principales aplicaciones de la electrónica de estado sólido en el control y la conversión de la energía eléctrica. Capítulos 1, 4, 5 y 6.
- **MOHAN Ned, Power Electronics: Converter, Application, and Design** New York: JHON WILEY & SONS, 1989. Se describen las herramientas básicas para diseñar, especificar y aplicar los convertidores de potencia. Realiza una descripción breve de los dispositivos de potencia, la técnica de conmutación y sus aplicaciones. Capítulo 5 y 6
- **PLATA CORDERO José Gabriel. Conferencia de Electrónica Industrial.** Bucaramanga: 1984. Presenta una descripción concreta del comportamiento, características y especificaciones de los elementos semiconductores de potencia; así como una exposición práctica de algunas de las principales aplicaciones, proporcionando un enfoque funcional de los circuitos de potencia. Capítulos 2, 7 y 8.

- **MOTOROLA. CENTRAL PROCESOR UNIT CPU08. MANUAL REV2.** PHOENIX ARIZONA USA. MOTOROLA LITERATURE DISTRIBUTION 08/96. Este manual hace referencia a la unidad central de procesamiento (CPU08) de Motorola. La familia de microcontroladores M68HC08 usa esta unidad central de procesamiento para el procesamiento de las instrucciones. La CPU08 brinda al diseñador la combinación de velocidad, baja potencia, amplia capacidad de procesamiento y bajo costo.
- **H.J. Beuker , J.H.R. Enslins. IEEE PESC, 1997.** Contiene información de los cálculos para los circuitos de protección para tiristores.
- **“Analysis and desing of snuber circuits for high power converter” J.H.R. Enslin. IEEE EPMC 1999.** Contiene información de los cálculos para los circuitos de protección para tiristores.
- **H.J. Beuker, High power auxiliary commuted pole converter for utility application.** IEEE PESC, 1997. Contiene información de los cálculos para los circuitos de protecciones de tiristores.
- **PUGLIESE, Carlos.** Sistema de adquisición de datos para P.C. por puerto paralelo usando D.M.A. UIS, 2.001. Capítulos 1, 2 y 3, Manejo del puerto paralelo utilizando D.M.A. y Etapas de una tarjeta de Adquisición.
- **ARDILA BAUTISTA Nolbey Antonio y OLAYA ARGÜELLO Carmen Cecilia.** Puente Rectificador y Control A.C de línea. Bucaramanga, 2001. Trabajo de grado (Ingenieros Electricistas). Universidad Industrial de Santander. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electronica y Telecomunicaciones.

- **FORERO Ruben Dario y NUÑEZ Luis Carlos.** Inversores y Troceadores. Bucaramanga,2001. Trabajo de grado (Ingenieros Electricistas). Universidad Industrial de Santander. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
- **DIAZ Oscar.** Generador de armónicos. Bucaramanga,1999. Trabajo de grado (Ingenieros Electricistas). Universidad Industrial de Santander. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electronica y Telecomunicaciones.
- **AMAYA REYES Rafael Mauricio y ANGEL SILVA Miguel angel.** Troceador de cuatro cuadrantes. Circuito de control con microcontrolador. Bucaramanga,1998. Trabajo de grado (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electronica y Telecomunicaciones.
- **DUFFEY Chris. Proyectos con LabView e instrumentos virtuales.** Presenta instrumentos virtuales de aplicaciones prácticas con sus diagramas disponibles
- **H.J. Beuker, High power auxiliary commuted pole converter for utility application.** IEEE PESC, 1997. Contiene información de los cálculos para los circuitos de protecciones de tiristores.