

**MÓDULO DE CONVERTORES ESTÁTICOS DE POTENCIA:
PROTECCIONES DE SOBRECORRIENTE Y CORTO CIRCUITO**

LEONARDO ANDRES CAMPIS FREYLE

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2005

**MÓDULO DE CONVERTORES ESTÁTICOS DE POTENCIA:
PROTECCIONES DE SOBRECORRIENTE Y CORTO CIRCUITO**

LEONARDO ANDRES CAMPIS FREYLE

**Tesis de grado presentada como requisito parcial para
optar por el título de
Ingeniero Electricista**

Director:

Ing. Julio Augusto Gévez

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2005

TITULO: CONVERTORES ESTATICOS DE POTENCIA-PROTECCIONES DE SOBRECORRIENTE Y CORTO CIRCUITO*

AUTOR: LEONARDO ANDRES CAMPIS FREYLE**

PALABRAS CLAVES: protecciones, sobrecorriente, ventana deslizante, μ t, aislamiento.

DESCRIPCIÓN:

Se construyó un módulo que permite el montaje de quince (15) aplicaciones de rectificadores, control AC de línea, troceadores e inversores. Estos montajes se realizaron mediante Mosfets, SCRs y Diodos según la aplicación.

El módulo se construyó mediante tarjetas fácilmente extraíbles y una tarjeta principal que interconecta todas las partes. La parte de potencia se encuentra separada de la parte de control, los elementos semiconductores están ubicados sobre la pared de fondo del módulo cableados sobre la pared frontal del mismo de una forma práctica para el operador. Las conexiones de los pulsos de control se harán externamente así como las de los elementos para las diferentes aplicaciones.

El dispositivo tiene un sistema operativo implementado a través de un microcontrolador GP32 que a su vez gobierna un teclado y un display ubicados en el módulo desde los que se puede setear y dar marcha al sistema. Además de esto realiza la parte de control mediante un microcontrolador JL3 y dos JK3, uno por fase en el caso trifásico; estos mismos microcontroladores van a manejar las protecciones del módulo.

El módulo cuenta con protecciones de sobrecorriente de ventana deslizante, la cual da un trato a cada situación de sobrecorriente de acuerdo a la importancia de la misma. Este sistema está implementado tanto en hardware como en software y sirviendo de respaldo uno del otro.

El sensado de las señales se realiza a través del circuito integrado CS25-NPA marca Amploc, el cual es una sonda de efecto Hall que va a registrar la corriente en la entrada como una señal de voltaje, aislada galvánicamente, a la salida. Esta señal va simultáneamente a los microcontroladores para la protección por software y a el circuito de protección por hardware.

*Proyecto de grado

** Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Ingeniería Eléctrica

Director: Mpe. Julio Gélvez Figueredo

Codirector: Ing. Javier Mier

TITLE: POWER STATIC CONVERTERS- OVERCURRENT AND SHORT CIRCUIT PROTECTIONS*

AUTHOR: LEONARDO ANDRÉS CAMPIS FREYLE * *

KEY WORDS: protection, overcurrent, slipping window , f_t , isolation.

DESCRIPTION:

It was built a module that allows the assembly of fifteen (15) applications: rectifiers, AC line control, choppers and invertors. These assemblies were made by means of Mosfets, SCRs and Diodes according to the application.

The module was built by means of cards easily extraíbles and a main card that it interconnects all the parts. The part of power is separated from the control part, the elements semiconductors are located on the wall of bottom of the module wired on the front wall of the same one in a practical way for the operator. The connections of the control pulses will be made externally as well as those of the elements for the different applications.

The device has an operative system implemented through a microcontrolador GP32 that in turn governs a keyboard and a display located in the module from those that one setting and give march to the system. Besides this it carries out the control part by means of a microcontroller JL3 and two JK3, one for phase in the triphasic case; these same microcontrollers will manage the protection of the module.

The module has slipping window overcurrent protections, which gives a treatment to each overcurrente situation according to the importance of the same one. This system is implemented as much in hardware as in software and serving as back one of the other one.

The sense of the signs is carried out through the integrated circuit CS25-NPA (Amploc), that will register the current in the entrance as a voltage sign to the exit. This sign goes simultaneously to the microcontrollers for the software protection and to the hardware protection circuit.

* Grade project

* * Electric, Electronic and Telecommunications Engineerings school

Electric engineering

Director: Mpe. Julio Gélvez Figueredo

Co-director: Engineer Javier Mier

CONTENIDO

	Pág
INTRODUCCIÓN	9
1. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO	11
1.2 SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	13
1.2.1. DIODOS DE POTENCIA	13
1.2.2. TIRISTORES	14
1.2.3. MOSFETS	15
2. ANÁLISIS DE FALLAS	17
2.1 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO	17
2.2 RECTIFICADOR MONOFÁSICO SEMICONTROLADO	18
2.3 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO	20
2.4 RECTIFICADOR TRIFÁSICO SEMICONTROLADO	21
2.5 CONTROL AC MONOFÁSICO CONTROLADO	22
2.6 CONTROL AC MONOFÁSICO SEMICONTROLADO	24
2.7 CONTROL AC TRIFÁSICO CONTROLADO CARGA RESISTIVA EN Y SIN NEUTRO	25
2.8 CONTROL AC TRIFÁSICO CARGA EN Y SIN NEUTRO SEMICONTROLADO	26
2.9 CONTROL AC TRIFÁSICO CONTROLADO CARGA EN Y CON NEUTRO	27
2.10 CONTROL AC TRIFÁSICO CARGA EN Y CON NEUTRO SEMICONTROLADO	28
2.11 CONTROL AC TRIFÁSICO CARGA EN DELTA SCRS EN LA LÍNEA CONTROLADO	29
2.12 CONTROL AC TRIFÁSICO CARGA EN DELTA SCRS EN LA LÍNEA SEMICONTROLADO	29
2.13 TROCEADOR REDUCTOR	30
2.14 INVERSOR MONOFÁSICO	32
2.15 INVERSOR TRIFÁSICO	33

3.	PROTECCIONES	34
3.1	PROTECCIONES CONTRA SOBRECORRIENTES	34
3.1.1.	Característica de tiempo inverso	34
3.1.2.	Cálculo de los valores umbral de alarma y peligro	42
3.1.3.	Relación tiempo corriente de la ventana	44
3.2	IMPLEMENTACION DE LAS PROTECCIONES	44
3.2.1.	Implementación de la protección de sobrecorriente	45
3.2.1.1.	Etapa de Sensado	45
3.2.1.2.	Etapa de acondicionamiento	46
3.2.1.3.	Etapa de detección	46
3.2.1.4.	Etapa actuadora	48
3.2.2.	Protección por Hardware	48
3.2.3.	Protección por Software	51
3.3	PROTECCIONES TÉRMICAS	56
3.3.1.	Cálculo de las pérdidas totales	56
3.3.2.	Cálculo de los radiadores de calor	58
4.	CIRCUITOS PARA LAS PROTECCIONES	63
4.1	RECTIFICADOR DE PRECISIÓN	63
4.2	CIRCUITO DE SENSADO	64
4.3	CIRCUITO DE DISPARO PARA PROTECCIONES	67
4.4	CIRCUITO DE CODIFICACIÓN	68
4.5	CIRCUITO ACTUADOR DE FUSIBLES	69
4.6	CIRCUITO DE PROTECCIÓN POR SOFTWARE	70
5.	SELECCIÓN DE ELEMENTOS COMPONENTES	72
5.1	SELECCIÓN DE LOS MOSFETS	72
5.2	SELECCIÓN DE LOS SCRS	73
5.3	SELECCIÓN DE LOS DIODOS	74
5.4	SELECCIÓN DE LOS TRIACS	75
6.	CONCLUSIONES	77
	BIBLIOGRAFÍA	80

LISTA DE FIGURAS

	pág
Figura 1. Diagrama de bloques sistema de protección	11
Figura 2. Característica V-I del Diodo	14
Figura 3. Símbolo del tiristor	15
Figura 4. Construcción del Mosfet	16
Figura 5. Rectificador monofásico controlado	17
Figura 6. Rectificador monofásico semicontrolado	19
Figura 7. Rectificador trifásico controlado	20
Figura 8. Rectificador trifásico semicontrolado	21
Figura 9. Control AC monofásico controlado	23
Figura 10. Control AC monofásico semicontrolado	24
Figura 11. Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro	25
Figura 12. Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en Y sin neutro	26
Figura 13. Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con neutro	27
Figura 14. Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con Neutro.	28
Figura 15. Control AC trifásico controlado carga resistiva en triangulo SCR's en la línea	29
Figura 16. Control AC trifásico controlado carga resistiva en triangulo SCR's en la línea	30
Figura 17. Troceador reductor	30
Figura 18. Inversor monofásico con carga resistiva	32
Figura 19. Puente inversor trifásico	33
Figura 20. Característica de tiempo inverso del Triac	35

Figura 21.	Característica de tiempo vs. corriente del Diodo	36
Figura 22.	Característica de I_D vs V_{DS} del Mosfet	37
Figura 23.	Característica de impedancia térmica del Mosfet	38
Figura 24.	Característica de tiempo inverso del Mosfet	39
Figura 25.	Corriente vs Tensión en estado de conducción	40
Figura 26.	Característica de impedancia térmica del SCR	41
Figura 27.	Característica de tiempo inverso del SCR	42
Figura 28.	Característica de la ventana deslizante	43
Figura 29.	Comparación entre ventana estática y deslizante	48
Figura 30.	Circuito implementado para protección por Hardware	50
Figura 31.	Diagrama de bloques del cto de protección por software	51
Figura 32.	Ventana deslizante tiempo mínimo	53
Figura 33.	Ventana deslizante, espera y activación	54
Figura 34.	Ventana deslizante , espera y no activación	55
Figura 35.	Transmisión de Calor a través de un encapsulado	59
Figura 36.	Circuito rectificador de precisión	64
Figura 37.	Respuesta del sensor	66
Figura 38.	Pines de conexión del sensor	66
Figura 39.	Esquema de configuración del sensor de corriente	67
Figura 40.	Circuito de disparo para protecciones	68
Figura 41.	Circuito de codificación	68
Figura 42.	Activación de la protección	69
Figura 43.	Circuito de protección por software	70
Figura 44.	Características principales del MOSFET	72
Figura 45.	Características principales del SCR	73
Figura 46.	Características principales del Triac	76

LISTA DE TABLAS

	Pág
Tabla 1. Aplicaciones implementadas	13
Tabla 2. Potencia pico instantánea	37
Tabla 3. Tiempo inverso	39
Tabla 4. Tiempo inverso del SCR	41
Tabla 5. Características eléctricas del sensor de corriente	64
Tabla 6. I vs V del Sensor	65
Tabla 7. Actuación de las protecciones	69
Tabla 8. Características eléctricas del MOSFET	73
Tabla 9. Características eléctricas del SCR	74
Tabla 10. Características principales del Diodo	75
Tabla 11. Características eléctricas del Triac	76

LISTA DE SÍMBOLOS

V_D : tensión de polarización directa del diodo

V_{RRM} : tensión de ruptura por avalancha del diodo

V_{AK} : tensión ánodo a cátodo

I_{DS} : corriente de fuga

$V_{GS(TH)}$: tensión de umbral en el mosfet

P_{DM} : potencia pico vista por el dispositivo

$V_{DSsurge}$: tensión drenador surtidor en la condición de surge para el mosfet

I_{Dsurge} : corriente de drenador en la condición de surge para el mosfet

$\Delta T = T_1 - T_2$

$A =$ Sección del material en m^2

$d =$ Longitud del material

$\lambda =$ Conductividad térmica del material; para el aluminio con 90% de pureza que es usado generalmente para los disipadores de calor

$\lambda = 220 W \cdot m^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$

R_{JA} : resistencia térmica entre la juntura y el ambiente

R_{JC} : resistencia térmica entre la juntura y el encapsulado

R_{CD} : resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador

R_{DA} : resistencia térmica entre el disipador y el ambiente

INTRODUCCIÓN

Uno de los principales puntos de interés científico e industrial después de muchos años de desarrollo tecnológico, sigue siendo la manipulación de la energía eléctrica para las numerosas aplicaciones que se le puedan dar a esta. A medida que se han venido desarrollando equipos más complejos para el control de potencia, de la misma manera se han tenido que implementar sistemas de protección más sensibles y confiables que permitan asegurar el funcionamiento de estos equipos.

En el mercado se encuentra una amplia gama de equipos de conversión de potencia para la enseñanza de la Electrónica de Potencia, pero a precios generalmente elevados; algunos de sus fabricantes son: Espey electronics corp, Rohm electronics, Vijaenergy, Tyco electronics, Poweramp electronics, Advanced Power Thecnology. Estos conversores constan en su mayoría de: una parte de potencia, una parte de control, un circuito de aislamiento que conecta la parte de control y de potencia, un circuito de protección por hardware y software y un circuito de fuentes. En la Universidad ya se han hecho varios proyectos¹ que incluyen circuitos de potencia con control análogo de algunas aplicaciones, estos sirvieron de base para realizar el presente trabajo.

La razón principal de este proyecto la constituye el hecho que en los laboratorios para las asignaturas de Electrónica industrial para electrónicos, y Electrónica de Potencia para electricistas no se puede profundizar lo que se quisiera; debido a que el montaje de las aplicaciones, que aunque es

¹ **ARDILA BAUTISTA Nolbey Antonio y OLAYA ARGÜELLO Carmen Cecilia.** Puente Rectificador y Control A.C de línea. Bucaramanga,2001. y **FORERO Ruben Dario y NUÑEZ Luis Carlos.** Inversores y Troceadores. Bucaramanga,2001.

importante no es lo principal, toma mucho tiempo quedando sólo una pequeña parte para el análisis de las señales y toma de medidas, sin pensar en realizar cambios en los circuitos para observar los resultados, esto en razón de el tiempo y a la falta de protección de los elementos.

Otra razón es la alta inversión que significaría el adquirir un equipo de éstas características, que no se justificaría si tenemos en cuenta que existen las personas con la capacidad de construirlo.

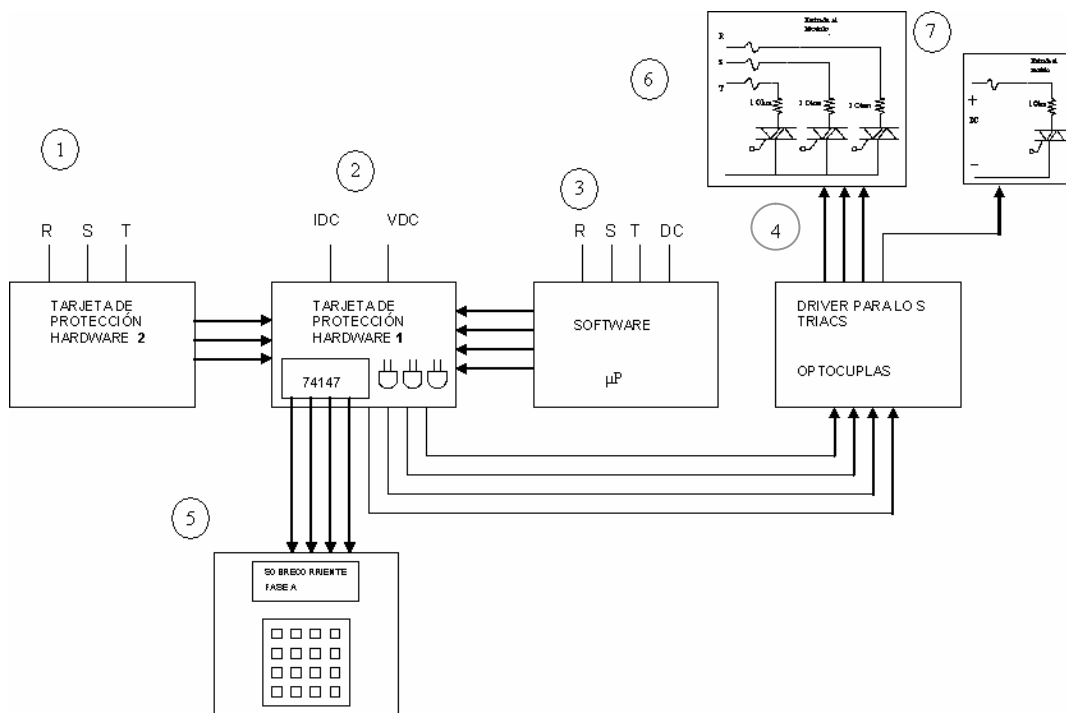
El objetivo general del proyecto fue el de realizar el diseño e implementación de las protecciones de sobrecorriente y cortocircuito para un prototipo “Convertidores estáticos de potencia”. Para cumplir con esto se diseñaron e implementaron las protecciones por hardware y software en la línea de alimentación D.C. y A.C. respectivamente; y se realizó el montaje de los elementos de potencia así como las pruebas y los ajustes finales para acoplar la parte de control y sistema operativo, con la de potencia y de esta manera poder realizar las diferentes aplicaciones industriales: Control AC de línea (monofásico, trifásico), Puente rectificador controlado y semicontrolado (monofásico, trifásico), Inversor (monofásico, trifásico) y Troceador reductor.

Las protecciones del prototipo, módulo “Convertidores Estáticos de Potencia”, buscan garantizar el funcionamiento seguro de las aplicaciones de Electrónica de Potencia implementadas; el Convertidor cuenta con un sistema de protecciones por hardware y por software operando simultáneamente con la parte de control que asegura el funcionamiento del equipo dentro de los parámetros propios de los semiconductores dados por sus fabricantes. Aunque a primera vista pudiera parecer sencillo, en realidad cada aplicación requirió de un estudio profundo para poder llegar a determinar la forma más apropiada de llevarse a cabo.

1. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

En este proyecto se desarrolló un sistema de protecciones de sobrecorriente para el prototipo módulo CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTENCIA en el que se pueden realizar prácticas analizadas en las asignaturas Electrónica de Potencia y Electrónica Industrial²; la figura 1 muestra mediante un diagrama de bloques la estructura del módulo.

Figura 1. Diagrama de bloques sistema de protección.



² Electrónica de Potencia, obligatoria para ingeniería eléctrica y Electrónica Industrial, electiva para ingeniería electrónica.

En la figura 1, se presentan los siguientes bloques:

- (1) Una tarjeta que sirve para detectar sobrecorriente en las tres líneas de entradas trifásicas por medio de elementos discretos (sondas de efecto hall, circuitos integrados, resistencias, transistores, etc.).
- (2) Una tarjeta que detecta sobrecorriente en la línea de DC, además de interconectar las señales provenientes de la tarjeta de protecciones (1) con la tarjeta de microcontrolador (3).
- (3) una tarjeta de microcontrolador en donde se ejecuta el programa para realizar la protección por software.
- (4) Una tarjeta de optocouplas que aísla eléctricamente la señal de disparo de las protecciones.
- (5) Una tarjeta donde se encuentran el microcontralor que contiene el sistema operativo del módulo y un display donde se visualiza la localización de la falla de sobrecorriente.
- (6 y 7) Un módulo de potencia donde se encuentran localizados los Triacs y las resistencias de corto circuito para accionar las protecciones.

En el prototipo módulo “Convertidores Estáticos de Potencia” las protecciones de sobrecorriente tienen cobertura sobre las 15 aplicaciones que se pueden implementar en él, (Tabla 1). Si se desea profundizar sobre estas aplicaciones se puede revisar la tesis de grado “Convertidores Estáticos de Potencia- Sistema de Control” por Alirio Santos y Leonardo Campis.

Tabla 1. Aplicaciones implementadas en el módulo

No	Nombre del Caso
1	Rectificador monofásico semicontrolado
2	Rectificador monofásico controlado
3	Rectificador trifásico semicontrolado
4	Rectificador trifásico controlado
5	Control AC monofásico semicontrolado
6	Control AC monofásico controlado
7	Control AC trifásico carga en Y con neutro semicontrolado
8	Control AC trifásico carga en Y con neutro controlado
9	Control AC trifásico carga en Y sin neutro semicontrolado
10	Control AC trifásico carga en Y sin neutro controlado
11	Control AC trifásico carga en delta SCRs en la línea semicontrolado
12	Control AC trifásico carga en delta SCRs en la línea controlado
13	Troceador Reductor
14	Inversor monofásico onda cuadrada
15	Inversor trifásico onda cuadrada

1.2 SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

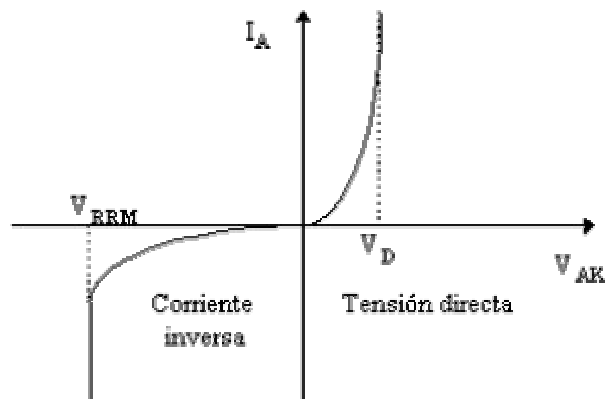
1.2.1. DIODOS DE POTENCIA³

Un diodo de potencia es un dispositivo de unión pn de dos terminales, ánodo y cátodo. Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, el diodo tiene polarización directa y conduce una corriente significativa cuyo valor depende del circuito al cual se encuentre conectado. Cuando el

³ Para mayor información remitirse a Rashid, Muhamad H. Electrónica de Potencia. Prentice Hall. México 1993

potencial entre ánodo y cátodo es negativo o inferior a la tensión de polarización (V_D), se dice que el diodo está polarizado inversamente y una corriente despreciable circulará en sentido inverso (figura 2).

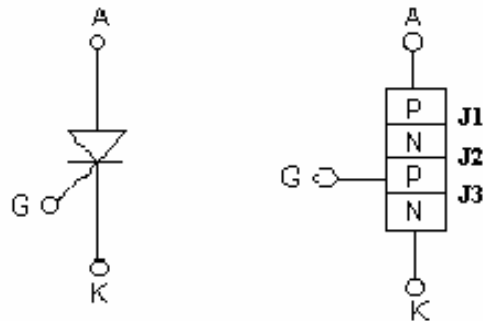
Figura 2. Característica V-I del Diodo



1.2.2. TIRISTORES

Un Tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura pnpn con tres uniones pn; tiene tres terminales: ánodo cátodo y compuerta. La figura 3 muestra el símbolo del tiristor y una sección recta de tres uniones pn. Cuando la tensión del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J1 y J3 tienen polarización directa o positiva. La unión J2 tiene polarización inversa, y solo fluiría una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente fuga corriente de estado inactivo I_{DS} .

Figura 3. Símbolo del tiristor y tres uniones pn



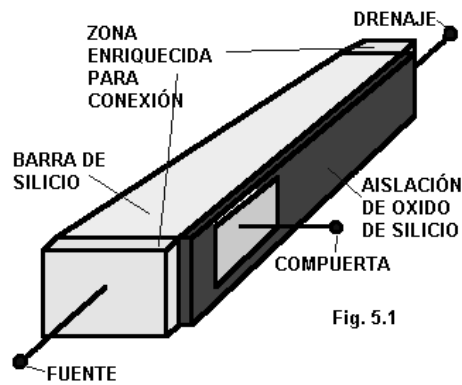
Si la tensión ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande la unión J2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura por avalancha y la tensión correspondiente se llama tensión de ruptura directa V_{BO} . Si la unión J2 se polariza directamente, dado que las uniones J1 y J3 ya tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones que provocará una gran corriente directa del ánodo. Se dice entonces que el dispositivo está en estado de conducción o activado.

1.2.3. 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, figura 4.

El principio de funcionamiento de un transistor MOSFET es simple: de acuerdo a la tensión existente entre los terminales de compuerta y fuente, la barra de silicio se torna un conductor de muy baja resistencia intrínseca o un aislador casi perfecto.

Figura 4. Construcción del Mosfet



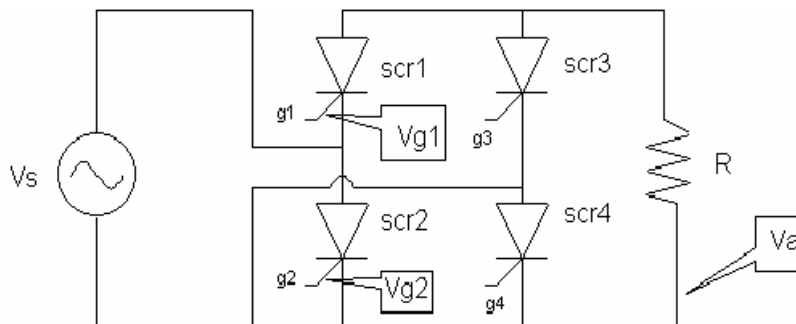
El MOSFET está en corte cuando la tensión puerta surtidor V_{GS} es inferior a tensión de umbral $V_{GS(TH)}$, el cual es típicamente de algunos voltios para los MOSFET de potencia; en este caso el dispositivo se comportará como un circuito abierto. Bajo esta condición de operación la tensión aplicado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

2. 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 se mencionan las aplicaciones⁴ 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 ser implementada a la vez.

2.1 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO

Figura 5. Rectificador monofásico controlado



Un rectificador es un conversor de potencia que debe proporcionar una salida de tensión D.C., a partir de una tensión de entrada A.C. Al estudiar los rectificadores se analizan las diferentes configuraciones que se pueden obtener a partir de elementos semiconductores como SCR's y diodos. Se hace el estudio de rectificación monofásica y trifásica; tomando los semiconductores como ideales.

⁴ **PLATA CORDERO José Gabriel.** *Conferencia de Electrónica Industrial.* Bucaramanga: 1984. vii-1 p.

- a. Cuando se abre cualquiera de los SCR, la onda de tensión se modifica eliminando un semiciclo, pero no genera ninguna situación de sobrecorriente.
- b. Cuando uno de los SCR presenta conducción permanente por daño, se produce un corto circuito entre fase y neutro al conducir por control el SCR de la columna opuesta, por ejemplo en la figura 5, si se produce un daño SCR1, cuando conduzca SCR3 quedará en corto la fase y el neutro.
- c. En caso de que los disparos de control de las puertas de los SCRs sean conectadas en un orden diferente al propuesto, simplemente se perderán los pulsos ya que llegarán a dispositivos no polarizados en tensión directa.
- d. El hecho de intercambiar los SCRs no afecta el funcionamiento de la aplicación siempre que se respeten los pulsos de control para cada dispositivo.
- e. Si se conectan en sentido inverso el cátodo y el ánodo de un SCR, por ejemplo en la figura 5, el SCR1, se perderán los pulsos de control que lleguen a él pues siempre estará, en posición contraria a la esperada, polarización inversa.
- f. Si se produce cortocircuito en la carga los SCRs que estén en conducción verán la corriente de falla, y esta situación se reflejará en la línea de alimentación.

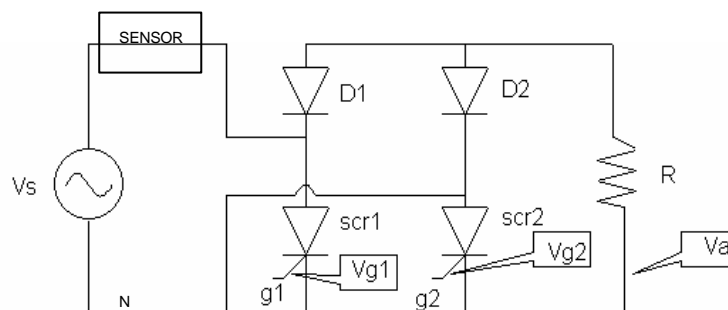
Por lo anterior es conveniente ubicar el sensor de corriente en la alimentación.

2.2 RECTIFICADOR MONOFÁSICO SEMICONTROLADO

Este caso es similar al caso controlado pero hay que tener cuidado con la ubicación de los componentes, figura 6:

- a. Si se conectan los dos diodos de potencia en la misma columna el rectificador seguirá funcionando igual debido a que el control lo harán los SCR's que quedan en la columna opuesta, por ejemplo en la figura 5, el SCR1 y el SCR4 son complementarios, después que uno de los dos esté, el otro puede ser un diodo y el control será igual, de la misma manera el SCR2 y el SCR3.

Figura 6. Rectificador monofásico semicontrolado

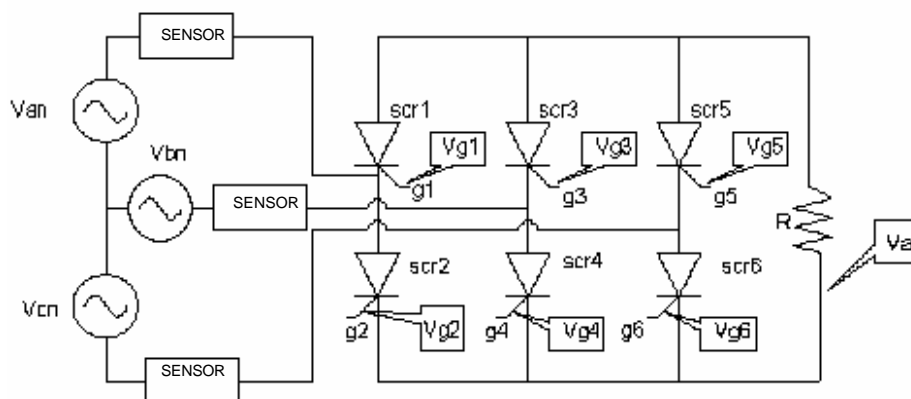


- b. Si se conectan dos diodos en columnas diferentes en la misma posición, superior o inferior, el resultado será el mismo, el rectificador funcionará perfectamente debido a que el control lo realizarán los SCR's que quedarán en columnas opuestas.
- c. Si conectan dos diodos en columnas opuestas y en posiciones contrarias, por ejemplo en la figura 5, en vez de los SCR's 1 y 4, SCR's complementarios en cuanto a control; el resultado será entonces el de un semiciclo sin control ya que los diodos dejarán pasar la onda completa, pero esto obviamente no será una condición de falla.
- d. En el caso de que se conecte un diodo con sus terminales invertidos, se producirá un corto entre fase y neutro, al quedar en serie con el otro diodo.

En consecuencia a lo anterior el sensor se puede ubicar en la misma posición que en el caso controlado y de igual manera se asegurará el sensado de todos los elementos en está aplicación.

2.3 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO

Figura 7. Rectificador trifásico controlado.



En esta aplicación podemos considerar los siguientes casos, figura 7:

- a. Cuando se abre cualquiera de los SCR, la onda en la carga se altera pero no hay falla.
- b. En el momento en que las terminales de un SCR queden en corto, se produce una corriente de cortocircuito entre fases vista por el SCR en corto y el SCR que entre o esté en conducción y que esté conectado por una de sus terminales a éste; por ejemplo en la figura 7, si se cortocircuita el SCR1 por falla, y el SCR2 entra o está en conducción se produce un

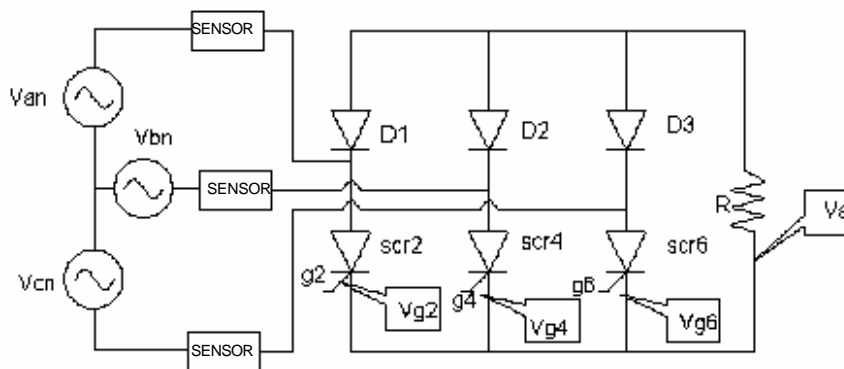
corto entre las fases A y B. Para evacuar la falla se pueden suprimir los pulsos de control o desconectar la fuente.⁵

- c. Si por mala conexión un SCR es conectado con la polaridad cambiada o con una señal de puerta diferente a la que le corresponde, el resultado no constituirá una condición de sobrecorriente.
- d. En el caso de que la carga quede en corto, la falla será vista por los SCR's que estén conduciendo en ese momento y por las fases que alimenten estos SCR's, para suprimir la falla se puede quitar los pulsos de control o desconectar la alimentación.

Para proteger completamente el circuito de potencia se debe realizar el sensado en la fase.

2.4 RECTIFICADOR TRIFÁSICO SEMICONTROLADO

Figura 8. Rectificador trifásico semicontrolado.



⁵ Desconectar la fuente, se refiere al circuito implementado que desvía la corriente de cortocircuito para proteger los elementos y luego con esa misma corriente fundir uno o varios fusible para así “desconectar la fuente”.

Esta aplicación, figura 8, es básicamente la misma que para el caso controlado, el hecho de que se conecten los diodos, y se coloquen en posiciones diferentes a las predeterminadas puede llegar a producir ondas diferentes a las esperadas pero no condiciones de fallas.

El único caso en el que se va a presentar un condición de sobrecorriente es cuando se conecte un diodo con la polaridad invertida, en esta situación dos diodos verán la falla que ocurrirá entre las fases; para suprimir la falla será necesario desconectar la alimentación ya que quitando los pulsos a los SCRs no se hará control en los diodos que es donde va a existir la falla.

Para sensar cualquier tipo de falla en el circuito se debe realizar el sensado en la fase.

2.5 CONTROL AC MONOFÁSICO CONTROLADO

La función del Control A.C. de Línea, es regular la tensión en la carga utilizando las características de funcionamiento de los SCR; el control de tensión se hace variando el ángulo de disparo α de los diferentes semiconductores conectando la carga a la fuente durante un tiempo de cada semiciclo de la tensión de entrada. Algunas de las aplicaciones más comunes son: calefacción industrial, control de luces, arranque de motores de inducción.

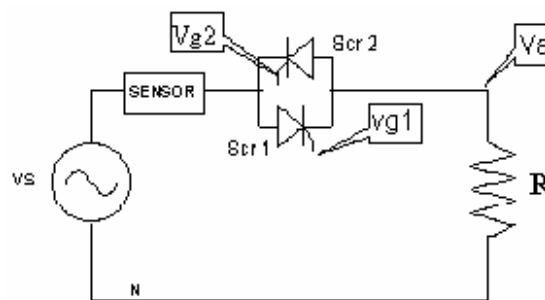
En la transferencia de potencia se encuentran dos tipos de control: Control de abrir y cerrar, y el control de ángulo de fase.

- El principio de abrir y cerrar consiste en conectar la fuente a la carga durante un número entero de ciclos suministrándole pulsos a los SCR's en los cruces por cero, luego se dejan de enviar los

pulsos otro tiempo desactivándose los tiristores cuando su corriente cruza por cero. El control de abrir y cerrar se usa en aplicaciones que tienen alta inercia mecánica (motores) o una alta constante de tiempo térmica (calefacción industrial).

- Por otra parte en el principio de control de fase puede variarse el flujo de potencia hacia la carga, utilizando elementos controlados (tiristores y triac's) como interruptores que conectan la carga a la fuente durante un tiempo de cada semiciclo de la tensión de entrada. El SCR entra en conducción un ángulo preestablecido posterior al cruce por cero de la señal de tensión, y se desactiva naturalmente al disminuir su corriente a cero.

Figura 9. Control AC monofásico controlado



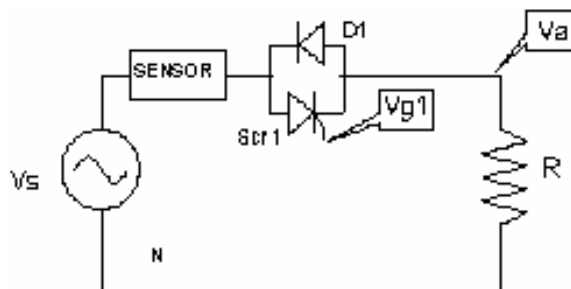
- En caso de invertirse el orden de los pulsos de los SCRs ambos se perderían y no se tendría tensión en la salida, no constituye una situación de falla.
- Cuando se presenta un corto en cualquiera de los semiconductores o en los dos simultáneamente; pasa la onda completa, no representa una condición de falla.
- En el caso de que se abra cualquiera de los dos semiconductores, se altera la onda, pero tampoco supone una condición de falla.

- d. Si se conecta uno de los SCRs con polaridad inversa se controlará medio ciclo y el otro no pasará siquiera a la carga, no constituye entonces una condición de sobrecorriente.
- e. Cuando se presenta corto en la carga, el cortocircuito será visto por los semiconductores de potencia y por la alimentación (fase-neutro), para evacuar la condición de falla se debe quitar el pulso de control o desconectar la alimentación.

Teniendo en cuenta lo anterior el dispositivo de censado de corriente de el control AC monofásico controlado se debe ubicar en la alimentación.

2.6 CONTROL AC MONOFÁSICO SEMICONTROLADO

Figura 10. Control AC monofásico semicontrolado



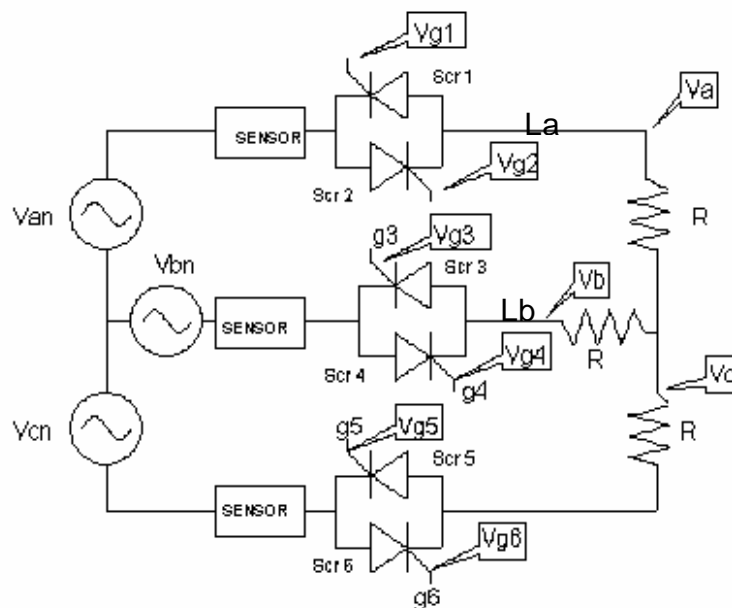
- a. En caso de invertirse el sentido del Diodo o del SCR en la conexión, pasará media onda gracias al diodo, no presenta una condición de falla.

Las demás situaciones son las mismas consideradas para el caso controlado. Para proteger el módulo de control AC monofásico semicontrolado se debe sensar en la fase ya que cualquier falla que se presente será vista por esta, así mismo para evacuar la falla se tendrá que hacer desconectando la fase o quitando los pulsos de control. No se podría

censar uno de los dos semiconductores porque automáticamente se dejaría desprotegido al otro y al resto del equipo.

2.7 CONTROL AC TRIFÁSICO CONTROLADO CARGA RESISTIVA EN Y SIN NEUTRO

Figura 11. Control AC trifásico controlado carga en Y sin neutro.



- En el caso de que uno de los SCRs falle quedando en conducción permanente, la carga siempre va a estar entre las fases por lo tanto no se producirá sobrecorriente.
- Si alguno de los SCRs se abre se modifica la onda de tensión pero no constituye una situación de peligro para los elementos de potencia ni para el módulo.
- Cualquier situación anormal en la conexión de los elementos o en los mismos elementos no va a tener mayor impacto porque en todos los casos la carga va a aparecer entre las fases. Una situación que si puede conllevar a una sobrecorriente es el corto entre líneas de alimentación diferentes ya sea antes o después de los SCRs o en la carga, por ejemplo

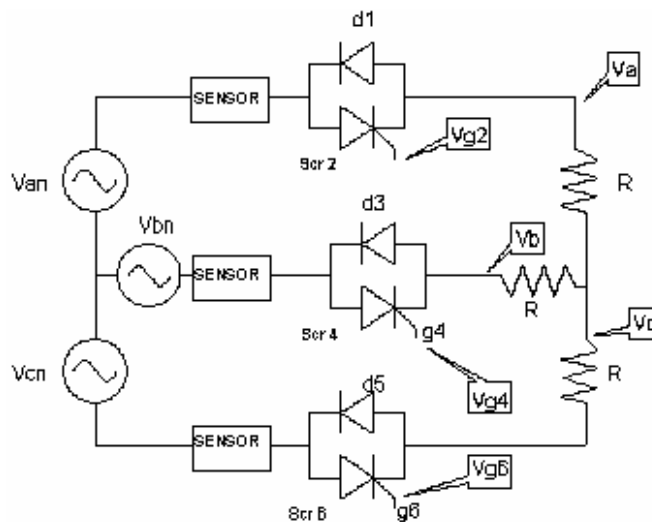
en la figura 11, si ocurre un corto entre los puntos V_a y V_b , bien por corto en la carga o corto entre las salidas de los SCR's 2 y 4, o corto entre las líneas de alimentación L_a y L_b , ocurrirá un corto entre las fases V_{an} y V_{bn} que será visto por los SCR's en conducción y por la línea de alimentación. Esta falla puede ser suprimida quitando los pulsos de control o desconectando la alimentación.

- d. En caso de que el corto entre líneas L_a y L_b ocurra antes de los SCR's producirá una condición de sobrecorriente que solo podrá ser evacuada desconectando la alimentación.

De acuerdo al análisis anterior es necesario colocar los sensores de corriente en la línea de alimentación, antes de los elementos de potencia.

2.8 CONTROL AC TRIFÁSICO CARGA EN Y SIN NEUTRO SEMICONTROLADO

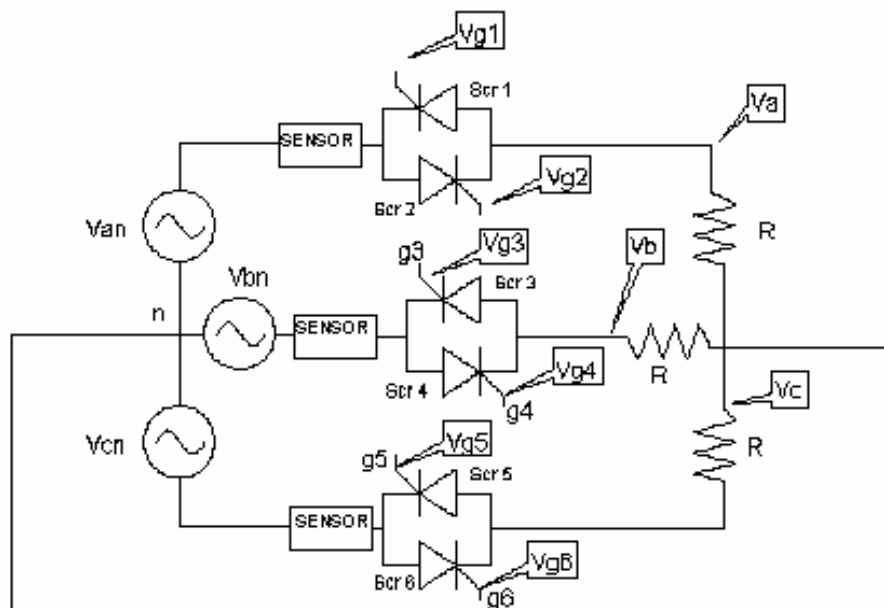
Figura 12. Control AC trifásico carga resistiva en Y sin neutro semicontrolado



Las posibles fallas en esta aplicación, figura 12, son las mismas que para el caso controlado; podría considerarse una conexión de un diodo con la misma polaridad que el SCR en paralelo, en este caso el control en el SCR se perdería debido a que el diodo conduce inmediatamente se polariza. En razón de esto los sensores de corriente se deben colocar de igual manera en la línea de alimentación.

2.9 CONTROL AC TRIFÁSICO CONTROLADO CARGA EN Y CON NEUTRO

Figura 13. Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con neutro.



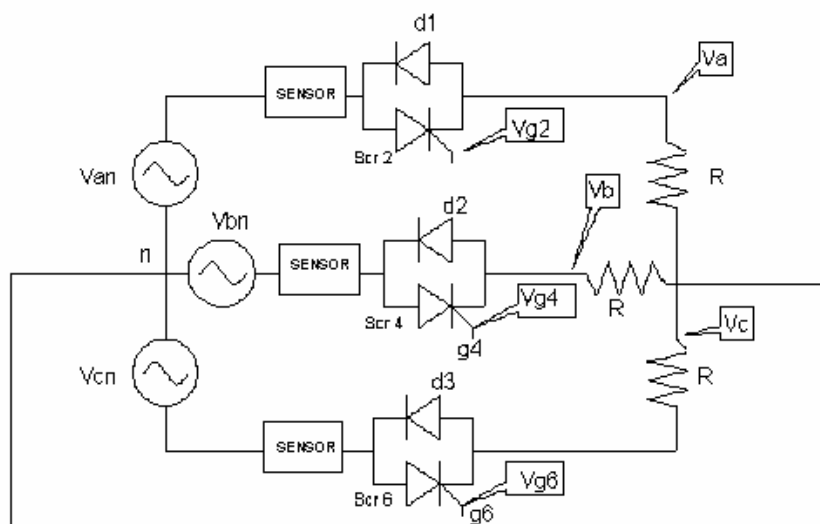
Esta aplicación tiene las mismas posibles fallas que en el caso sin neutro, la única falla que cabría considerar en este caso, figura 13, es un corto en la carga que produciría un corto entre fase y neutro y sería visto por el SCR en

conducción en esa rama y por la alimentación. Esta situación de sobrecorriente se puede evacuar quitando los pulsos de control o desconectando la alimentación.

De acuerdo con lo expuesto, los sensores de corriente deben colocarse en la línea de alimentación.

2.10 CONTROL AC TRIFÁSICO SEMICONTROLADO CARGA EN Y, CON NEUTRO

Figura 14. Control AC trifásico controlado carga resistiva en Y con neutro.

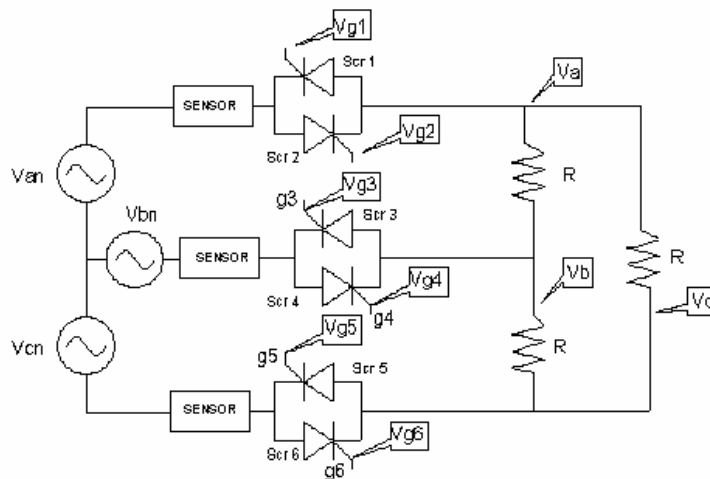


Esta aplicación, figura 14, es similar a el caso controlado por lo tanto las posibles causas de sobrecorriente son las mismas y los sensores deben ubicarse en el mismo sitio, en la alimentación.

2.11 CONTROL AC TRIFÁSICO CONTROLADO CARGA EN DELTA SCRS EN LA LÍNEA

- a. En caso de que la carga quede en corto, se producirá una sobrecorriente que puede dañar los semiconductores que se encuentren en conducción y conectados a la fase correspondiente; será vista directamente por las fases de la alimentación conectadas a ella, figura 15.

Figura 15. Control AC trifásico controlado carga resistiva en triangulo SCR's en la línea.

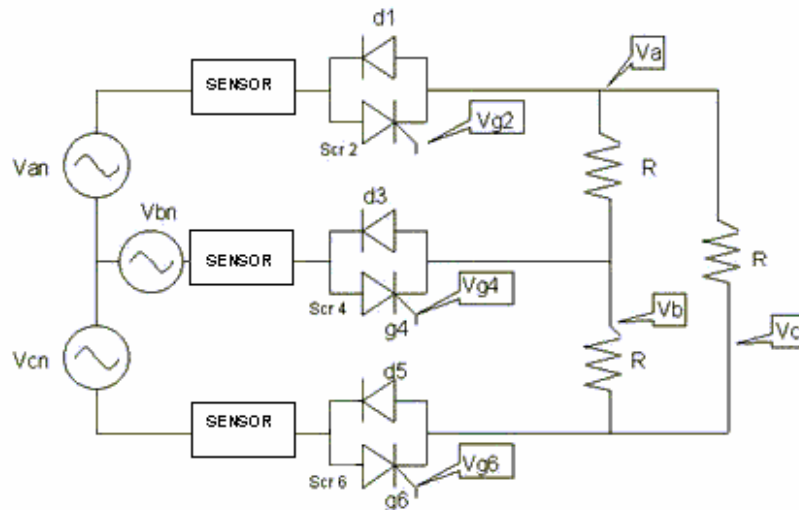


Los sensores de corriente deben ubicarse a la entrada de la alimentación.

2.12 CONTROL AC TRIFÁSICO SEMICONTROLADO CARGA EN DELTA SCRS EN LA LÍNEA

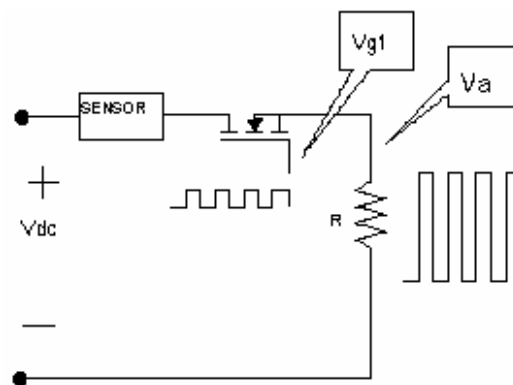
Al igual que las anteriores aplicaciones las consideraciones en esta son las mismas, por la tanto la ubicación de los sensores no cambia.

Figura 16. Control AC trifásico semicontrolado carga resistiva en delta SCR's en la línea.



2.13 TROCEADOR REDUCTOR

Figura 17. Troceador reductor



En la industria hay aplicaciones en las que se hace necesario convertir una fuente de D.C. de tensión fija a una fuente de D.C. de tensión variable. Lo que se conoce como pulsador, chopper, troceador o como convertidor de

D.C. a D.C. Los pulsadores se utilizan en el control de motores D.C de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. Se tiene dos tipos de operación en el Troceador:

- *Operación a frecuencia constante:* La frecuencia de pulsación se mantiene constante variando solo el tiempo activo. Así, el ancho del pulso variará sin variar la frecuencia. Este tipo de control se conoce como control por modulación de ancho de pulso (PWM).
- *Operación a frecuencia variable:* En este caso se varía la frecuencia de pulsación manteniendo constante el tiempo. Lo que se conoce como modulación por frecuencia.

Según la figura 17, se tienen los siguientes casos:

- a. Cuando hay corto en la carga, se produce una corriente de cortocircuito que será vista en la alimentación y por el semiconductor; esta falla puede ser evacuada quitando el pulso al semiconductor o desconectando la alimentación.
- b. Cuando se cortocircuita el mosfet, la carga queda a tensión de fuente, por lo tanto no es una condición de falla.
- c. Cuando hay un cortocircuito entre el Mosfet y el neutro, se produce una corriente de cortocircuito entre fase-neutro y solo se puede evacuar desconectando la alimentación.
- d. El hecho de que en el Mosfet se abra el circuito o incluso la carga, no generará ninguna situación de falla.

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 deben quitar los pulsos de control y desconectar la alimentación.

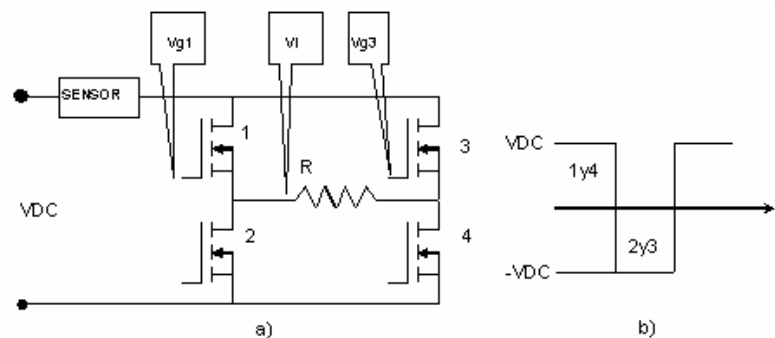
2.14 INVERSOR MONOFÁSICO

En los inversores se produce el efecto contrario que en los rectificadores, aquí la necesidad es obtener señal de tensión a partir de una fuente D.C., para esto se utilizan elementos que actúan como interruptores convirtiendo la energía D.C. en A.C. con tensión y frecuencia de salida que puede ser variable, esto permite regular la tensión entregada a la carga y mantener constante la densidad de flujo 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 armónica cuya magnitud depende principalmente del método de modulación empleado.

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de C.A. de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentación ininterrumpible de potencia etc, etc.

Figura 18. Inversor monofásico con carga resistiva.

a) circuito b) Tensión en la carga.



a. Cuando se abre cualquiera de los semiconductores, no se produce condición de falla.

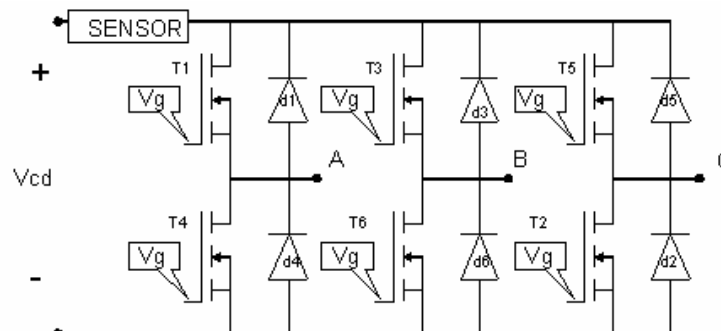
- b. Cuando se presenta un corto en cualquiera de los semiconductores, se produce un cortocircuito que es visto por el Mosfet que se encuentra en la misma columna y por la alimentación, se puede eliminar la situación de falla suprimiendo los pulsos de control o desconectando la alimentación.
- c. Cuando se presenta un corto en la carga, se presenta una falla que es vista por la alimentación y por los dos Mosfets que conduzcan en ese momento, inicialmente, y por los demás semiconductores si la falla persiste.
- d. En el caso que se conecten los pulsos de control de manera incorrecta, de forma tal que los Mosfets de la misma columna obtengan el pulso de control simultáneamente, se producirá corto circuito en la fuente que podrá ser evacuado quitando los pulsos de control o desconectando la alimentación.

De acuerdo al análisis anterior se deben ubicar el sensor en la entrada de la alimentación.

2.15 INVERSOR TRIFÁSICO

Para el inversor trifásico, figura 19, no cambia el análisis, el sensado así como la protección actúan de la misma manera.

Figura 19. Puente inversor trifásico



3. PROTECCIONES

Para el módulo Convertidores Estáticos de Potencia se tuvieron en cuenta dos posibles condiciones críticas de operación para los elementos de potencia que son: sobrecorriente y sobrecalentamiento, generados por corto circuitos, malas conexiones o fallas en los elementos de potencia. Ante estas condiciones el módulo debe suprimir la falla inhibiendo los pulsos de control y seguir energizado, o interrumpir el funcionamiento desconectando la alimentación.

3.1 PROTECCIONES CONTRA SOBRECORRIENTES

Las protecciones de sobrecorriente 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 eliminación de la misma va a ser el suficientemente corto para no comprometer las características 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 especificaciones, y no desproteger en otras zonas y hacer que el dispositivo y todo el módulo corra riesgo de dañarse.

3.1.1. Característica de tiempo inverso.

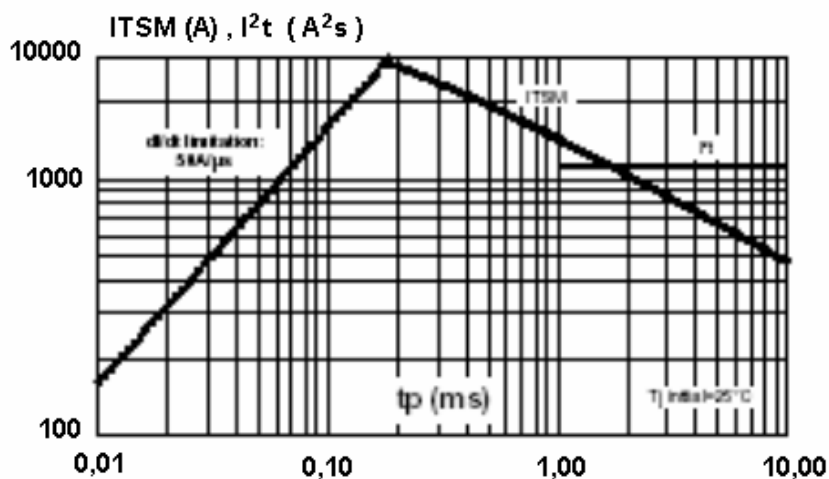
La característica de tiempo inverso determina la corriente máxima que puede circular por el dispositivo semiconductor en un tiempo determinado sin

dañarlo por sobrecalentamiento, por esta razón es necesario conocer esta curva para cada dispositivo que se esté protegiendo.

En el *módulo* se usan 4 tipos de semiconductores, sus características de corriente se presentan a continuación.

- **Triac BTA 41:** este triac⁶ se utiliza en la etapa actuadora de la protección contra sobrecorriente creando un camino alternativo para desviar la corriente de falla y de esta manera proteger el circuito. Como se observa en la curva dada por el fabricante, figura 20, para tiempos de hasta 1ms soporta hasta 1200 A, el cual está por encima de el valor de corriente a la cual se va a exponer el elemento.

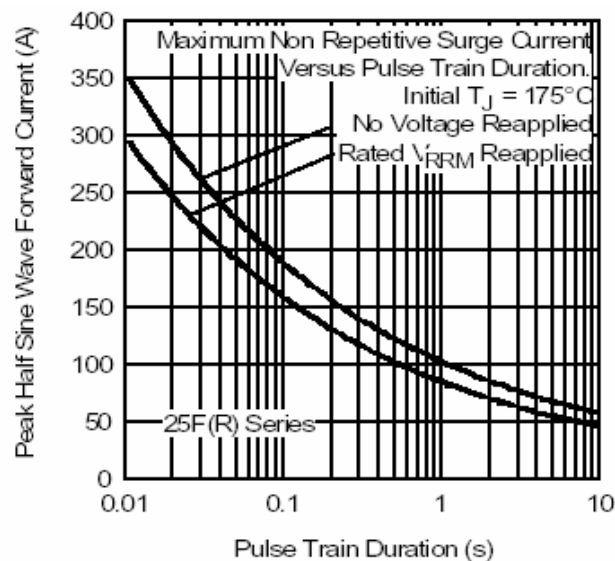
Figura 20. Característica I^2t del Triac



⁶ PHILIPS ECG. Semiconductors Master Replacement Guide. 2000

- **Diodo A25FR:** en la curva suministrada por el fabricante, figura 21, se observa que para valores de 10ms este diodo soporta hasta 300 A, un valor muy superior al nivel de protección para el cual se realizan los diseños, que es de 8 A (I_b).

Figura 21. Característica de Tiempo vs. Corriente del Diodo



- **Mosfet IRFPC50A:** la característica de tiempo inverso⁷ para los Mosfets no es proporcionada por el fabricante y por tanto debe calcularse partiendo de los datos del mismo y las condiciones de operación de la aplicación. Si se desea 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.

⁷ Tomado de la tesis "Generador de Armónicos" de Oscar Diaz, UIS 2002.

Para realizar el cálculo se sugiere el siguiente procedimiento:

1. Calcular la potencia pico instantánea, tabla 3, disipada por el dispositivo para diferentes condiciones de corriente y tensión, datos tomados de la gráfica suministrada por el fabricante para una temperatura de juntura $T_j=150^\circ\text{C}$, figura 22, mediante la expresión

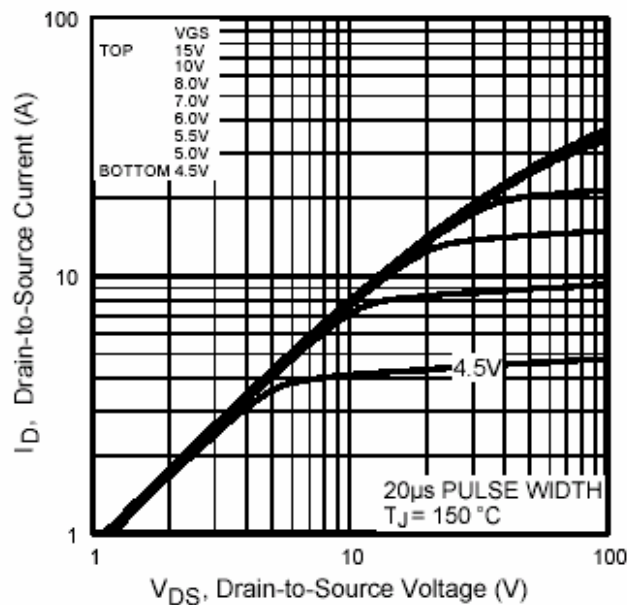
$$P_{DM} = V_{DSsurge} * I_{Dsurge} \quad (1)$$

P_{DM} : potencia pico vista por el dispositivo

$V_{DSsurge}$: tensión drenador surtidor en la condición de surge⁸

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

Figura 22. Característica de I_D vs V_{DS} del Mosfet



⁸ Surge, pulso de corta duración, 20 us en este caso

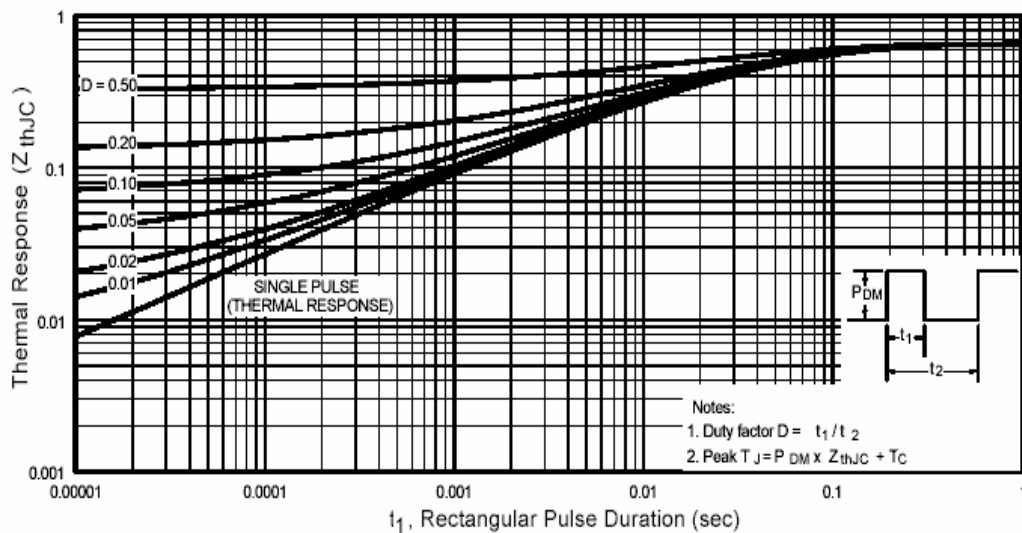
Tabla 2. Potencia pico instantánea

$I_{DS}(A)$	$V_{DS}(V)$	$P_{DM}(W)$
15	20	300
20	33	660
30	65	1950
40	100	4000

2. La temperatura del encapsulado (T_C), es un parámetro de diseño con el que se obtiene la temperatura de juntura, se toma un valor $T_C=25^\circ C$. Para una temperatura máxima de juntura de $T_J=150^\circ C$, en el peor de los casos, se obtendrá la impedancia térmica para cada potencia pico instantánea, según la siguiente expresión:

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

Figura 23. Característica de impedancia térmica del Mosfet

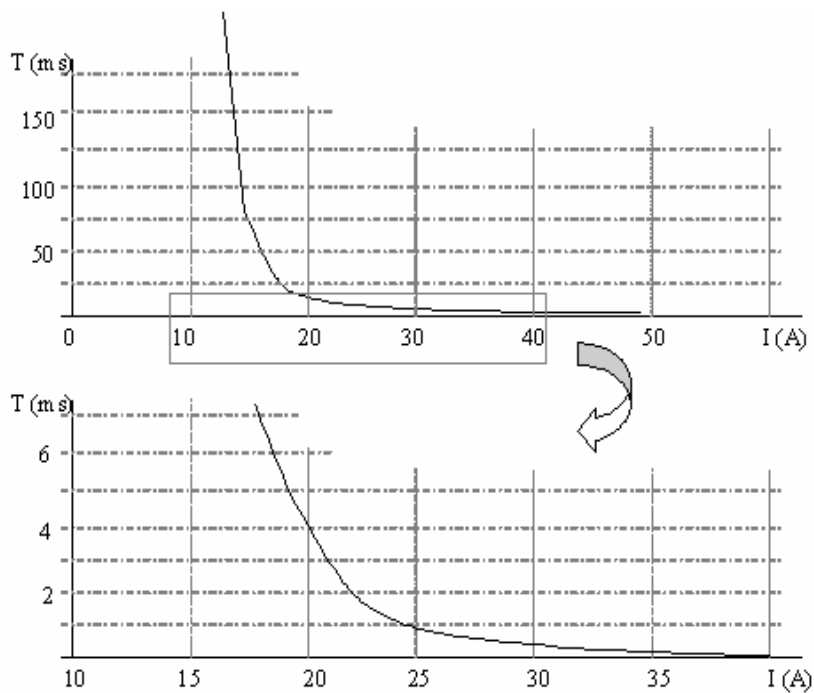


3. De la gráfica de impedancia térmica, figura 23, proporcionada por el fabricante se obtiene el tiempo correspondiente a cada impedancia térmica calculada, para un ciclo de trabajo $D=0,01$ en el peor de los casos por tener la menor inercia térmica.

Tabla3. Tiempo inverso

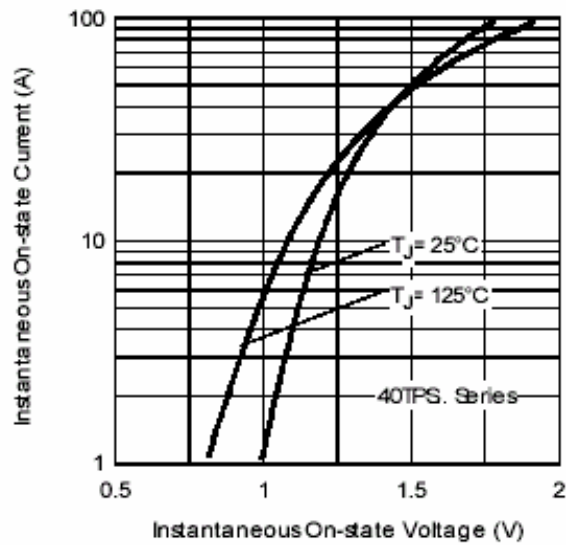
$I_{DS}(A)$	$P_{DM}(W)$	Z_{TH}	T (mseg)
15	300	0,416	25
20	660	0,189	4,5
30	1950	0,064	0,35
40	4000	0,031	0,16

Figura 24. Característica de tiempo inverso del Mosfet. $D=0.1$



- **SCR 40TPS12:** al igual que para los Mosfets la característica de tiempo inverso⁹ para los SCRs no es proporcionada por el fabricante y por tanto debe calcularse siguiendo los mismos pasos que en el caso anterior.
1. Calcular la potencia pico instantánea disipada por el dispositivo para diferentes condiciones de sobrecorriente usando los datos de la figura 25, para una $T_j=125^\circ\text{C}$, en el peor de los casos.

Figura 25. Corriente vs Tensión en estado de conducción.



⁹ Tomado de la tesis "Generador de Armónicos" de Oscar Diaz

2. Calcular la resistencia térmica tomando como referencia la máxima temperatura de juntura dada por el fabricante, $T_j=125^{\circ}\text{C}$ y una temperatura de la capsula $T_c=70^{\circ}\text{C}$, peor de los casos.
3. Con la impedancia térmica calculada y la gráfica de la misma, figura 26, para un ciclo de trabajo de $D=0,008$; determinar los tiempos permitidos para cada caso.

Figura 26. Característica de impedancia térmica del SCR.

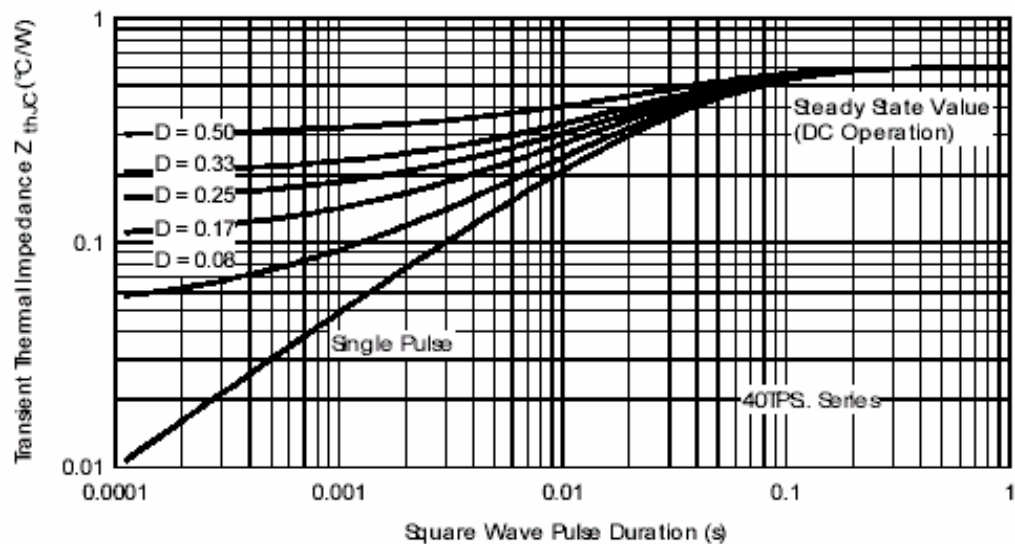
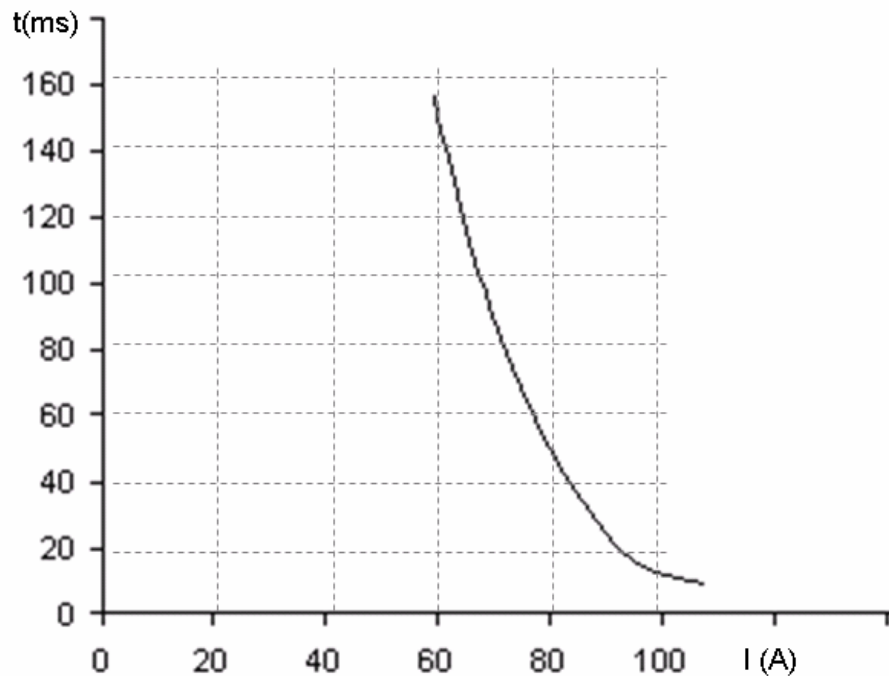


Tabla 4. Tiempo inverso del SCR.

I_{KA} (A)	V_{KA} (V)	P_{DM} (W)	Z_{TH} ($^{\circ}\text{C/W}$)	T (ms)
60	1,65	99	0,6	150
70	1,7	119	0,5	90
80	1,78	142,4	0,42	50
90	1,85	166.5	0,36	25

Figura 27. Característica de tiempo inverso del SCR.



3.1.2. Cálculo de los valores umbral de alarma y peligro

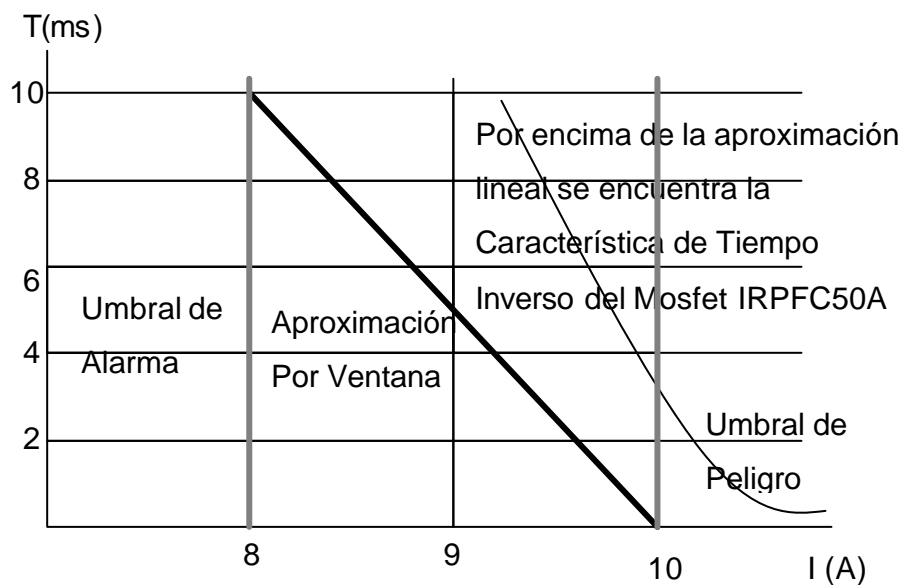
Los valores de umbral y peligro son respectivamente los valores de corriente para los cuales la protección va a empezar a supervisar el comportamiento de esta misma, y en que momento es necesario suspender el flujo de corriente para no correr el riesgo de dañar el dispositivo o los elementos que lo componen.

Estos valores determinan las condiciones de operación de los elementos semiconductores en este trabajo, más que las hojas de datos suministradas por los fabricantes, ya que a partir de estos valores se va a determinar si se detiene la aplicación o si se desconecta la alimentación, todo 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 21, que éste soporta más de 100 A durante 10ms y más de 25 A por sólo 5ms.
- Para el **SCR 40TPS12**: se observa (ver tabla 4) que soporta 60 A durante 150ms y 90 A por 25 ms.
- Para el **Mosfet IRFPC50A**: se observa (ver tabla 3) que soporta 15 A durante 25 ms y 20 A por tan sólo 4,5 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 28. Característica de la ventana deslizante



De la característica de tiempo inverso se observa que una corriente de 8 A es sostenible por 10 ms y una corriente de 10 A se sostiene por 500 μ s, nivel de activación instantánea, 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 μ s aproximadamente.

3.1.3. 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:

$$t = \frac{t_{\min} - t_{\max}}{I_{\text{peligro}} - I_{\text{alarma}}} (I_{\text{sensada}} - I_{\text{peligro}}) + t_{\max} \quad (3)$$

3.2 IMPLEMENTACION DE LAS PROTECCIONES

Una parte fundamental dentro del proyecto es la implementación de un sistema de protección de sobrecorriente que efectúe el sensado mediante software y hardware de los niveles de operación del módulo convertidores estáticos de potencia y pueda rápidamente según la gravedad de la falla, aislar los dispositivos de manejo de potencia, así como los encargados de la parte del control. El módulo va a realizar el control de potencia mediante dispositivos semiconductores: diodos, SCR's, y MOSFETs; estos dispositivos tienen rangos de operación dados por el fabricante dentro de los cuales se van a trabajar, 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 asegurar esto, para crear un sistema confiable y seguro,

que además tenga una larga vida útil y no necesite del reemplazo de partes constantemente.

Las protecciones de un sistema eléctrico, buscan mantener el funcionamiento normal de todos los componentes, esto lo realizan sensando constantemente los niveles de corriente en los semiconductores. El objetivo de una buena protección es que asegure el funcionamiento del dispositivo, en todos los casos posibles, dentro de los parámetros dados por el fabricante. Por esta razón resulta mejor para los intereses del proyecto, operar el dispositivo lejos de la zona de peligro, debido a que lo que se necesita es que el equipo sirva para realizar todas las aplicaciones propuestas dentro de unos niveles seguros que nos permitan tener un sistema robusto y durable.

3.2.1. IMPLEMENTACIÓN DE LA PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE

3.2.1.1. Etapa de Sensado: El sensado de corriente del módulo conversor estático de potencia se hace mediante el uso de una sonda de efecto hall CS25-NPA, que sensa una corriente nominal de 25 A, pero que puede programarse externamente para otros 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 tensión de modo tal que para 10 A se ha dispuesto en 10 volts para que resulte más fácil la conversión análoga-digital. El sensor funciona con una fuente de alimentación dual entre 12 y 18 volts, y presenta una resistencia de entrada para 12 A de $0,7\Omega$.

3.2.1.2. Etapa de acondicionamiento : en la etapa de acondicionamiento se toman las señales de tensión (0-10 V) de salida del sensor de corriente y se rectifican para no ingresar en el caso de corrientes alternas, valores negativos de tensión al microcontrolador, luego de esto las señales se atenúan para obtener 0-5 V a la entrada del microcontrolador; gracias a las

características de este sensor no se hace necesario la implementación de amplificadores externos para acondicionar la señal a niveles aptos para su procesamiento.

3.2.1.3.Etapa de detección : En esta etapa se usa el detector de ventana el cual es básicamente un circuito comparador que determina si la corriente es superior a determinado valor conocido como umbral de alerta, o límite inferior de la ventana, donde la corriente empieza a supervisarse para analizar su comportamiento; y menor que otro valor llamado umbral de peligro, donde se hace necesario reducir a cero la corriente por los elementos semiconductores de forma instantánea o de lo contrario sufrirían daños o se destruirían totalmente; si la corriente se encuentra dentro de estos límites entonces lanza un temporizador y al finalizar el conteo si la corriente es superior al umbral de alerta actúa la protección. Si durante el conteo el valor de la corriente supera el umbral de peligro la protección debe actuar inmediatamente, independientemente de que el temporizador haya terminado el conteo o no. Si al finalizar el conteo la corriente es menor que el umbral de alerta la protección no debe actuar.

Teniendo en cuenta las condiciones anteriores se ajustan los tiempos de espera y los valores de referencia de los umbrales para que protejan de la mejor manera los elementos.

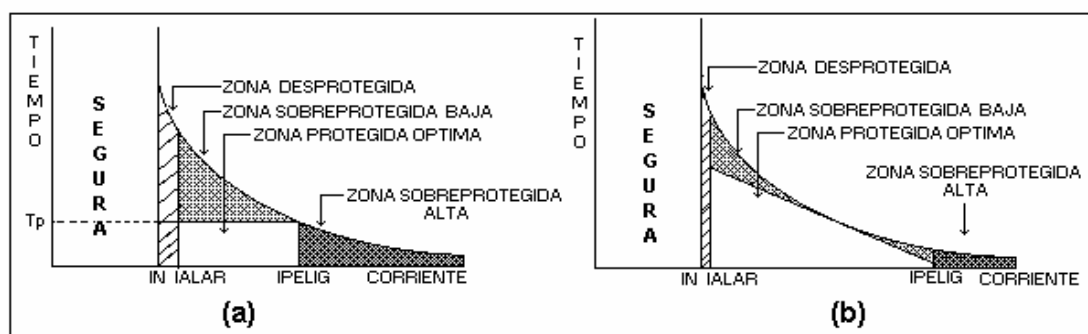
Para garantizar la correcta operación del circuito detector es necesario hacer una elección correcta de los valores umbrales de alerta y peligro y del tiempo durante el cual se tolera la sobrecorriente, estos parámetros deben ser seleccionados teniendo en cuenta básicamente las características de tiempo inverso del dispositivo, calculadas en los numerales anteriores. Se tuvieron en cuenta dos formas de controlar los tiempos de espera luego de

producirse la sobrecorriente, estos son, ventana estática o fija, y ventana deslizante.

La protección por ventana estática es aquella que una vez detectada una condición de corriente superior al umbral de alarma y menor al de peligro, espera un tiempo t_p que es constante e independiente del valor de la corriente, y si la condición permanece entonces activa la protección; la ventaja principal es la sencillez de operación e implementación, la desventaja es que se tratan de la misma manera corrientes cercanas al umbral de alarma como al umbral de peligro lo cual sobreprotege al elemento en la zona baja de la ventana y lo desprotege en la zona alta como se observa en la figura 29.

La protección por ventana deslizante es aquella en la cual para cada valor de sobrecorriente determinará un tiempo diferente, proporcional y menor al tiempo máximo permitido por el fabricante para esa condición de sobrecorriente.

Figura 29. Comparación entre ventana estática y ventana deslizante



Pese a que el principio de funcionamiento de la ventana fija es más sencillo, se ve en la figura 29, como esta protección deja zonas desprotegidas, en la

zona de corriente de alerta pequeña los tiempos de espera son mayores que los de la curva I^2t ; es por este motivo que se decidió implementar la protección mediante ventana deslizante, debido a que ofrece una mayor protección al elemento y trata de manera proporcional cada condición de falla.

3.2.1.4. Etapa actuadora : La etapa actuadora inhibe los pulsos de control y de continuar la situación de sobrecorriente desvía la corriente por un camino alterno al generar un corto a través de una resistencia de 10 a neutro y posteriormente suspende el flujo de potencia al fundir el dispositivo de protección (fusible) por la acción de la corriente de corto.

3.2.2. Protección por Hardware.

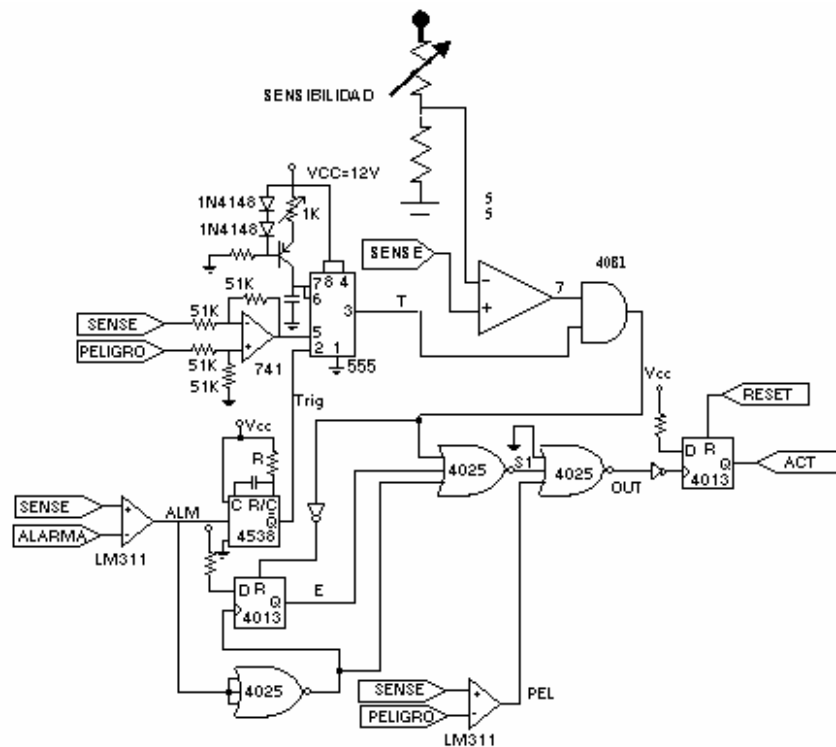
El sistema de ventana deslizante sensa la señal de corriente por medio del sensor de efecto hall y luego de acondicionarla y convertirla en una señal de tensión de 0 a 5 V, la pasa simultáneamente al microcontrolador y a la parte de análisis por hardware.

La estrategia de protección de ventana deslizante en el microcontrolador consiste en convertir una señal mediante el conversor análogo digital para luego de compararlo una sola vez con el nivel instantáneo o peligro y con el de alerta o límite inferior, si supera el instantáneo se activa la protección; si el nivel que se supera es solamente el del límite inferior, se guarda el valor por el cual se ha superado este nivel y mediante una aproximación lineal de la curva de tiempo inverso calculada, para el elemento, se obtiene un valor de tiempo con el cual se setea el timer y se retorna a seguir convirtiendo y comparando los demás valores.

La implementación de esta estrategia por hardware necesita la configuración de un LM555 utilizando la entrada de control de tensión para que por cada estado de sobrecorriente se tenga una tensión distinta en el pin 5 y por tanto un tiempo diferente. Esta tensión se obtiene enviando la señal a la entrada inversora de un LM358 y en la otra entrada se deja el nivel de tensión de peligro realimentando la entrada inversora, lógicamente, esto para hacer que conforme suba el nivel de la señal, la tensión a la salida del LM358 sea menor y por lo tanto el tiempo que cuente el LM555 sea menor también. Por otra parte el LM555 será sincronizado por la entrada de trigger en la cual se colocará la señal de un 4538 (Dual Precisión Multiestable) para que éste empiece a contar.

El control empieza cuando la corriente sobrepasa el nivel de peligro inferior, en ese momento empieza a contar el LM555, figura 30, por lo que la salida de este (pin 3), se vuelve alta, pero la salida de la NOR (parte inferior figura 30) a donde va la señal del comparador (LM311) se vuelve baja, en este instante y debido a que la compuerta tarda menos tiempo en oscilar que el 555 se presentan inconvenientes ya que la siguiente compuerta, que es la encargada de determinar si después de contar la corriente sigue alta, se activaba al ver todas sus entradas bajas y aunque por un instante, es suficiente para enganchar la protección. Se usó un flip flop 4013 (D) para enclavar el LM555 y que en caso de que la corriente aumente y disminuya dentro del ciclo de temporización del LM555 la protección no corra el riesgo de activarse hasta que el 555 no empiece a temporizar nuevamente y setee el 4013.

Figura 30. Circuito implementado para la protección por Hardware.

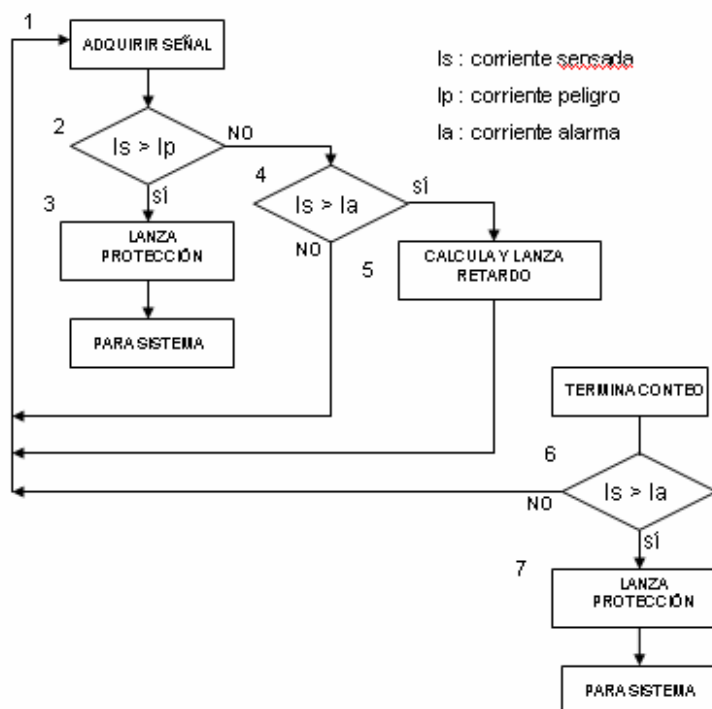


Cabe anotar que así como las señales de alterna tuvieron que ser rectificadas para poder ser analizadas por el microcontrolador, no puede existir ninguna señal por debajo de los 0 V o estar afectada por algún offset que registre tensiones negativas en algún momento; este problema se presentó durante un buen tiempo por la utilización de generadores de onda para generar pulsos de tensión y así probar el correcto funcionamiento de las protecciones en las pruebas.

3.2.3. Protección por Software.

En la protección por software se utiliza el conversor análogo-digital de cada uno de los microcontroladores¹⁰ para poder digitalizar la señal de tensión (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.

Figura 31. Diagrama de bloques del circuito de protección por software



¹⁰ se usó la familia de microcontroladores M68HC08, para mayor información revisar **MOTOROLA SEMICONDUCTOR**. Technical Data – M68HC08. Rev. 6, 8/2002.

Cada señal de corriente de fase es tratada por el microcontrolador que es el mismo que se encarga del control de la fase sensada. En el microcontrolador la señal llega por el pin 3 del puerto B. En la figura 31 se observa el funcionamiento del software de protección.

1. Inicialmente se configura el conversor para que trabaje en la forma de conversión continua a una velocidad de 1 MHz. Luego de esto se realiza la adquisición y la conversión de la señal.
2. Una vez se tiene la representación instantánea de la señal, se compara con un registro, el cual contiene un valor de referencia previamente establecido correspondiente al máximo valor de señal permitido sin causar daño al sistema.
3. Si el valor de la señal es mayor que el registro se lanza la protección¹¹.
4. Si el valor de la señal es menor que un registro de alarma establecido con anterioridad, se retorna a adquirir más datos.
5. Si el valor de la señal es mayor que el registro de alarma se calcula el tiempo del temporizador de acuerdo al nivel de sobrecorriente y se lanza.
6. 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

¹¹ Se desvía la corriente de falla mediante un Triac y una resistencia en serie y en paralelo con la fuente de alimentación.

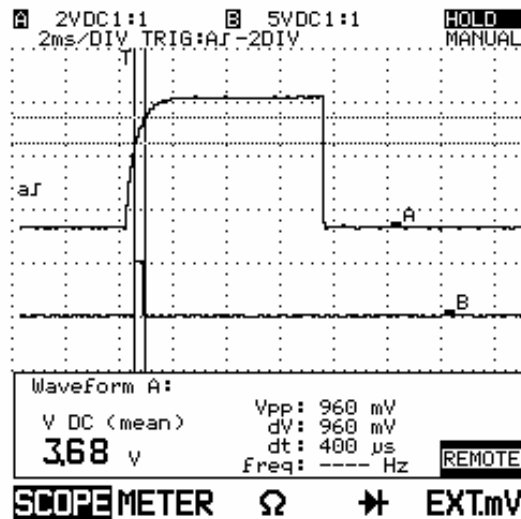
primera lectura fuera mayor que la nueva lectura entonces se retorna a la adquisición de señales.

7. En el otro caso se lanzan las protecciones y se para el sistema.

▪ **Funcionamiento de la ventana deslizante**

La protección por ventana deslizante da un trato a las sobrecorrientes acorde con la magnitud y el comportamiento que estas presentan, aproximándose al comportamiento de la curva de operación de los elementos de potencia; a continuación se muestran algunos casos representativos del funcionamiento de esta

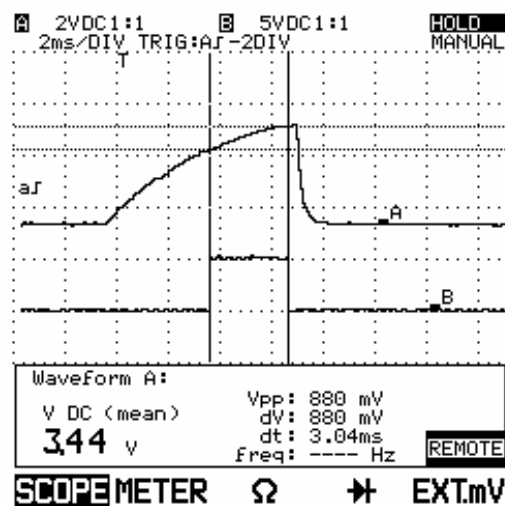
Figura 32. Ventana deslizante tiempo mínimo



En la figura 32, la señal A corresponde a la corriente sensada a la entrada del convertor del microcontrolador, y la señal B corresponde al tiempo de espera de la protección. Se observa como la corriente (señal A) empieza a

incrementarse; en el momento que supera el nivel de alarma de la protección, se realiza el cálculo del tiempo de espera, que para el caso es muy corto (0.5 ms aprox.) debido a la pendiente de la corriente, y empieza el conteo (A en alto); luego que termina el conteo la condición de sobrecorriente continua, aunque no ha sobrepasado el nivel de peligro la protección debe actuar, ya que se ha mantenido una situación de sobrecorriente por un tiempo mayor al calculado por software, por lo tanto se retiran, primero, los pulsos de control y luego se desconecta la alimentación si persiste la sobrecorriente. En la figura 32, la señal A continúa alta un tiempo después de finalizado el conteo de la protección, lo que no corresponde a la situación real en donde la condición de sobrecorriente debe ser eliminada. La razón por la cual la señal continúa alta es por que la señal se obtuvo durante el proceso de calibración y no en el circuito real.

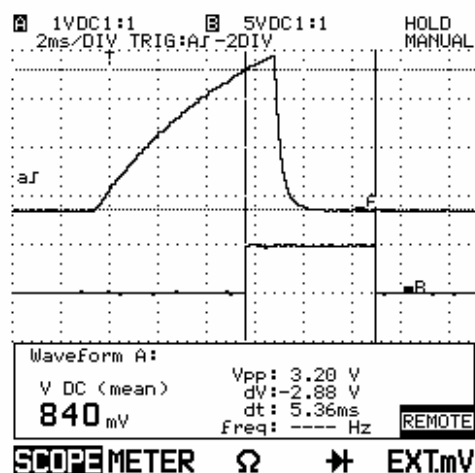
Figura 33. Ventana deslizante, espera y activación



En la figura 33, se aprecia una sobrecorriente con una pendiente un poco más suave que en la figura 32, luego que la corriente (señal A) supera el nivel de alarma, la protección tipo ventana deslizante empieza a supervisar el

comportamiento de esta corriente, calcula el tiempo de espera, mayor que el caso anterior, y carga el timer del microcontrolador. Luego de culminar el conteo, 4 ms aproximadamente, la señal A no ha alcanzado el nivel de peligro pero se mantiene por encima del nivel de alarma, por lo tanto entra a actuar la protección nuevamente; en la gráfica se observa como la condición de sobrecorriente (señal A) se elimina luego de culminar el conteo y activarse la protección.

Figura 34. Ventana deslizante, espera y no activación



En la figura 34, se observa como la corriente (señal A) supera el nivel de alarma con una pendiente suave, inmediatamente la protección empieza a supervisar la señal, calcula el tiempo de espera (6 ms aprox.) y lanza el timer del microcontrolador. Al culminar el tiempo de espera se realiza la comparación nuevamente y se observa que la condición de sobrecorriente ha desaparecido, se tendrá que la representación digital de la corriente sensada va a ser menor que el registro con el valor de comparación correspondiente al umbral de alarma. En este caso no se envía pulso a los triacs de

protección. Un caso que se puede dar es cuando luego de superar el nivel de alarma la corriente siga incrementándose hasta superar el nivel de peligro antes de que el conteo del tiempo de espera termine, en esta situación como se menciona antes, la protección calcula el tiempo de espera con el cual se carga el timer, de acuerdo a la pendiente de la corriente, y empieza a contar, pero inmediatamente la corriente supera el nivel de peligro, la protección tipo ventana deslizante actúa sacando la alimentación sin tener en cuenta el conteo.

3.3 PROTECCIONES TÉRMICAS

El estudio térmico de los dispositivos de potencia es fundamental para un correcto funcionamiento de los mismos. Esto es debido a que en todo semiconductor, el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor, produciendo un incremento de la temperatura del dispositivo. Si este incremento es excesivo e incontrolado, provocará una reducción de la vida útil del elemento y en el peor de los casos lo destruirá.

Uno de los objetivos de este proyecto, fue construir un sistema de refrigeración seguro y confiable que nos permitiera trabajar en él sin temor a exponer al operador ni al equipo, para esto se hizo necesario tener implementado un sistema de protecciones que considerara todas las posibles fuentes de mal funcionamiento. Dentro de las protecciones del prototipo “Módulo de Convertidores Estáticos de Potencia”, se encuentran las protecciones térmicas, las cuales se constituyen por disipadores de calor encargados precisamente de radiar la potencia disipada por el elemento semiconductor.

3.3.1. Cálculo de las pérdidas totales

Es necesario conocer el valor de las pérdidas en los elementos para poder realizar posteriormente el cálculo de los disipadores de calor. Las pérdidas se calcularon teniendo en cuenta los siguientes parámetros¹² :

- Para el Mosfet seleccionado, el IRFPC50A

Para el cálculo de las pérdidas de potencia del mosfet se debe tener en cuenta los tiempos de activación y desactivación los cuales son diferentes y contribuyen en el consumo de potencia total del elemento.

Td _{on} = 15 ns	tiempo de demora en la activación
Td _{off} = 33 ns	tiempo de demora en la desactivación
Tr= 40 ns	tiempo de subida
Tf= 25 ns	tiempo de caída
I _{DAV} = 11 A	corriente average
V _{DS(COND)} = 14 V	tensión drenador surtidor con I _{DAV} = 11 A
I _{DSS} = 250 uA	corriente de fuga drenador surtidor
f _s = 20 KHz	frecuencia
D=50%	ciclo de trabajo
V _{CC} = 480 V	

Potencia instantánea cuando no está activado el mosfet es

$$P_D(t) = I_{DSS} \times V_{DS} = 250 \times 10^{-6} \times 480 = 0,12W \quad ^{13} \quad (4)$$

¹² Los datos para los cálculos se obtienen de la hoja de datos suministrada por el fabricante.

¹³ las ecuaciones utilizadas fueron tomadas del texto de Electrónica de Potencia de Mohamad Rashid, capítulo 8, páginas 269-272.

Potencia durante el tiempo de retraso en la activación

$$\begin{aligned}
 P_d &= \frac{1}{T} \int_0^{t_d} P_D(t) dt = I_{DSS} V_{CC} t_d f_s \\
 &= 250 \times 10^{-6} \times 480 \times 15 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3 = 0,36 \text{ mW}
 \end{aligned} \tag{5}$$

Potencia durante el tiempo de elevación

$$\begin{aligned}
 P_r &= \frac{1}{T} \int_0^{t_r} P_D(t) dt = f_s I_{DAV} t_r \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{DS} - V_{CC}}{3} \right] = \\
 &= 20 \times 10^3 \times 11 \times 40 \times 10^{-9} \left[\frac{480}{2} + \frac{14 - 480}{3} \right] = 0,74 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Pérdida total de potencia durante la activación

$$P_{ON} = P_d + P_r = 0,36 \text{ mW} + 0,74 \text{ W} = 0,74 \text{ W} \tag{7}$$

Potencia consumida durante la conducción

$$\begin{aligned}
 P_D(t) &= I_D(t) \times V_{DS}(t) \\
 I_D(t) &= I_{DAV} = 11 \text{ A} \\
 V_{DS}(t) &= V_{DS(COND)} = 14 \text{ V} \\
 11 \times 14 &= 154 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$P_{COND} = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} P_D(t) dt = V_{DS(COND)} I_{DAV} t_{COND} f_s = 14 \times 11 \times 25 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^3 = 77 \text{ W}$$

$$t_d + t_r + t_{COND} = 25 \text{ ns} \quad t_{COND} \cong 25 \text{ ns}$$

Potencia en la caída

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} P_D(t) dt = \frac{V_{CC} I_{DAV} t_f f_s}{6} =$$

$$= \frac{480 \times 11 \times 25 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3}{6} = 0,44W \quad (9)$$

Potencia durante la desactivación

$$P_{OFF} = P_{doff} + P_f = V_{CC} I_{DAV} f_s \left[t_{doff} + \frac{t_f}{6} \right] =$$

$$= 480 \times 11 \times 20 \times 10^3 \left[33 \times 10^{-9} + \frac{25 \times 10^{-9}}{6} \right] = 3,92W \quad (10)$$

Potencia promedio no conducción

$$P_O = \frac{1}{T} \int_0^{t_o} P_D(t) dt = V_{CC} I_{DSS} t_o f_s = 480 \times 250 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^3 = 77W \quad (11)$$

$$t_o + t_f + t_{doff} = 25\text{ms} \quad t_o \cong 25\text{ms}$$

Potencia total

$$P_T = P_{ON} + P_{COND} + P_{OFF} + P_O =$$

$$= 0,74 + 77 + 3,92 + 0,00059 = 81,67W \quad (12)$$

▪ Para el SCR seleccionado, el 40TPS12 (IR)

Se consideran la potencia consumida por el elemento durante la conducción, cuando está polarizado en directa sin conducir y polarizado en inversamente.

V_{CC}= 220

V (rms)

I_{AV}= 35 A

(se va a operar máx a 8 A(rms))

V_{K-A}=1,3 V

para I_{AV}=35 A

I_{sr}= 0,5 mA

corriente de fuga polarizado en inversa

$I_{sd} = 10 \text{ mA}$ corriente de fuga polarizado en directa
 $R_{K-A (on)} = 9,74 \text{ m}\Omega$ Resistencia cátodo-ánodo en conducción
 $P_{G(AV)} = 2,5 \text{ W}$ potencia promedio de la puerta

Las pérdidas por conducción, para una $T_j = 125^\circ\text{C}$, se obtienen de la expresión siguiente:

$$P_{cond} = I_{AV} V_{K-A} \quad (13)$$

$$P_{cond} = 35 \times 1,3 = 45,5 \text{ W}$$

Potencia con el SCR polarizado en inversa

$$P_{inv} = V_{cc} \times I_{SR} = 220 \times 0,5 \times 10^{-3} = 0,11 \text{ W} \quad (14)$$

Potencia con el SCR polarizado en directa, sin conducir

$$P_{dir} = V_{cc} \times I_{SD} = 220 \times 10 \times 10^{-3} = 2,2 \text{ W} \quad (15)$$

La potencia total disipada por el SCR es

$$P_T = P_{dir} + P_{inv} + P_{cond} + P_{G(AV)} =$$

$$= 2,2 + 0,11 + 45,5 + 2,5 = 50,31 \text{ W} \quad (14)$$

Las pérdidas por conducción son de 45,5 W más las pérdidas de la puerta, 2,5 W, más las pérdidas por fuga en directa e inversa nos dan unas pérdidas totales de 50,31 W.

▪ Para el Diodo seleccionado, el A25FR120M

$$I_{AV} = 35 \text{ A}$$

$V_{CC} = 220 \text{ V}$

$I_{SM} = 12 \text{ mA}$ Corriente de fuga máxima

$R_{K-A(ON)} = 6,8 \text{ m}\Omega$

Potencia en inversa

$$\begin{aligned} P_{inv} &= I_{SM} \times V_{CC} \\ &= 12 \times 10^{-3} \times 220 = 2,64 \text{ W} \end{aligned} \quad (15)$$

Potencia en conducción

$$P_{cond} = I_{AV}^2 R_{K-A(ON)} \quad (16)$$

Teniendo en cuenta que los diodos serán utilizados en las aplicaciones de control AC y rectificadores, la corriente que se toma es la de los SCRs para el cálculo de potencia $I_{CR(AV)} = 35 \text{ A}$, las pérdidas por conducción son de 8,33 W.

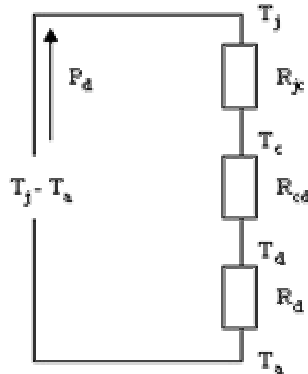
Potencia total

$$P_T = P_{cond} + P_{inv} = 8,33 + 2,64 = 10,97 \text{ W} \quad (17)$$

3.3.2. Cálculo de los radiadores de calor

En todo semiconductor el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. Esto es debido al movimiento en la estructura interna de la unión. El calor eleva la energía cinética de las moléculas dando lugar a un aumento de temperatura en el dispositivo; La capacidad de evacuación del calor al medio ambiente podrá variar según el tipo de cápsula pero en cualquier caso será demasiado pequeña, por lo que necesita una ayuda adicional para transferir el calor disipado mediante un dispositivo de mayor volumen y superficie conocido como disipador de calor, el cual hace de puente para evacuar el calor de la cápsula al medio ambiente, con el fin de mantener a el dispositivo dentro de los niveles de temperatura indicados por el fabricante y así asegurar su correcto funcionamiento y duración.

Figura 35. Transmisión de Calor a través de un encapsulado.



Para que se produzca un flujo de energía calorífica de un punto a otro, debe existir una diferencia de temperatura. El calor pasará del punto más caliente al más frío, pero aparecen factores que dificultan este paso. A estos factores se les denomina resistencias térmicas. Por resistencia térmica se entiende el grado de oposición al flujo de calor en un dispositivo, se da en grados Celsius por vatio; de esta manera se buscará que la resistencia térmica del disipador sea tan pequeña como sea necesario (entre más pequeña sea la resistencia térmica, más costoso y grande resulta el disipador), para que la temperatura de éste, se mantenga por debajo de la temperatura de la junta, condición de equilibrio, y se realice la transferencia de calor al ambiente.

Teniendo en cuenta valores proporcionados por el fabricante tales como temperatura de la junta, potencia máxima disipada, resistencia térmica de la junta y de la cápsula, y la analogía entre la transferencia de calor y la ley de Ohm, podemos obtener la resistencia térmica que debe tener el disipador y con éste dato podemos obtener los disipadores a utilizar de tablas o bien si queremos podemos obtener las dimensiones del disipador.

El flujo de energía que fluye por unidad de tiempo se conoce como potencia conducida y depende del material, su geometría y la diferencia de temperatura.

$$P_{cond} = \frac{IA\Delta T}{d} \quad (18)$$

Donde

$\Delta T = T_1 - T_2$

A = Sección del material en m^2

d = Longitud del material

$\lambda =$ Conductividad térmica del material; para el aluminio con 90% de pureza que es usado generalmente para los disipadores de calor
 $\lambda = 220 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{C}^{-1}$

La resistencia térmica se define como la razón entre la diferencia de temperaturas y la potencia conducida por el elemento.

$$R_{term} = \frac{\Delta T}{P_{cond}} \quad (19)$$

Reemplazando $R_{term} = \frac{d}{IA} \quad (20)$

$$R_{JA} = R_{JC} + R_{CD} + R_{DA} \quad (21)$$

donde:

R_{JA} : resistencia térmica entre la junta y el ambiente

R_{JC} : resistencia térmica entre la junta y el encapsulado

R_{CD} : resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador

R_{DA} : resistencia térmica entre el disipador y el ambiente

Y por tanto la temperatura de junta estará dada por:

$$T_J = (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) P_{cond} \quad (22)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se calcula la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, mediante la siguiente expresión:

$$R_{DA} = \frac{T_C - T_{AMB} - R_{CD}P_n}{nP} \quad (23)$$

Donde

R_{DA} = Resistencia térmica del disipador con el ambiente

R_{CD} = Resistencia térmica del encapsulado con el disipador

T_C = Temperatura del encapsulado.

T_{AMB} = Temperatura ambiente.

N = Número de dispositivos

P_n = Potencia disipada por cada uno de los dispositivos.

Para el cálculo del disipador se tuvieron en cuentas los siguientes parámetros:

Mosfet IRFPC50A

R_{CD} = 0.5 °C/W

T_C = 25 °C

T_{AMB} = 25 °C

n = 1

P_n = 81,6 W por dispositivo

Reemplazando en la ecuación para el Mosfet da un $R_{DA} = 2,909$ °C/W

SCR 40TPS12

R_{CD} = 0.2 °C/W

T_C = 70 °C

T_{AMB} = 25 °C

n = 1

P_n = 50,31 W por dispositivo

Para el SCR da una $R_{DA} = 4,8$ °C/W

Diodo A25FR120M

RCD = 0.5 °C/W

TC = 70 °C

TAMB = 25 °C

n = 1

Pn = 10,97 W por dispositivo

Para el Diodo nos da una RDA = 8,5 °C/W

Teniendo en cuenta que la resistencia térmica del disipador debe ser igual o menor a la obtenida en el cálculo, se empleó para este fin el ECG441B con resistencia Térmica de 1.0 °C/W que fue el empleado en el Puente Rectificador y Control AC del módulo didáctico (Nolbey Ardila y Carmen Olaya), e Inversores y Troceadores del módulo didáctico (Luis Nuñez y Ruben Forero, versión anterior del Módulo Conversor, y que además cumple con las especificaciones).

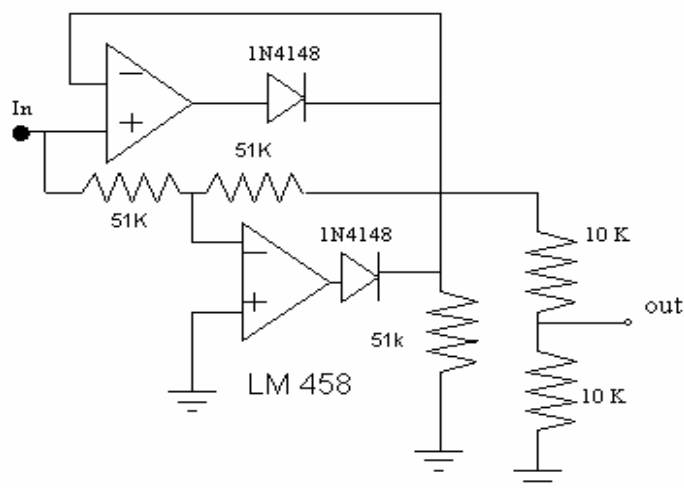
4. CIRCUITOS PARA LAS PROTECCIONES

4.1 RECTIFICADOR DE PRECISIÓN

En la etapa de adquisición de la señal de corriente se hace necesario realizar la rectificación de la señal del sensor, esto debido a que no se puede enviar tensiones negativas al microcontrolador encargado de la conversión, para el análisis de la señal sensada.

Este circuito es un rectificador de onda completa de pequeñas señales que nos 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 valores de mV que corresponden a pequeñas corrientes hasta 5 V que corresponde a una corriente máxima de 10 A.

36. Circuito rectificador de precisión



Estas señales están conectadas a un puerto de entrada del uC, el cual realiza una conversión análogo-digital para el sistema de protección por software, y también están conectadas como entradas de la protección por hardware. Este circuito rectificador necesita una señal de alimentación de 12 V.

Los diodos utilizados en este circuito son de switcheo rápido 1N4148 los cuales permiten rectificar las variaciones rápidas de corriente de alrededor de 50 us. La salida del circuito tiene un máximo de 5 V para poder conectarlo al microcontrolador.

4.2 CIRCUITO DE SENSADO

En este circuito se utiliza el sensor de corriente CS25-NPA marca AMPLOC. Se escogió este sensor básicamente por sus características eléctricas, su fácil calibración en cuanto a la señal sensada, y a las posibilidades de conexión para diferentes niveles de corriente.

Tabla 5. Características eléctricas del sensor de corriente, (tomado de la hoja del fabricante).

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

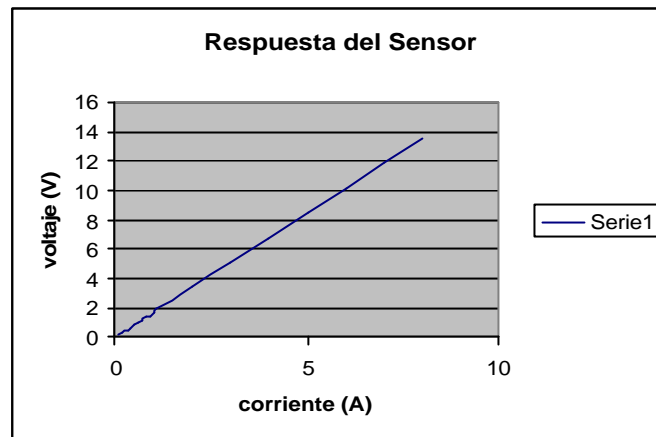
Como se puede apreciar en la tabla 5, este sensor tiene una corriente nominal de 25 A, su característica corriente-tensión tiene una linealidad del 0,2% y un rango de operación en frecuencia de hasta 100 KHz, por estas razones fue seleccionado para la presente aplicación.

De manera experimental al sensor se le realizaron pruebas de linealidad con el equipo generador de corriente EPOCH-10, marca Multi-amp, y capacidad de corriente cuyos datos se referencian en la tabla 6. Se puede apreciar en la figura 37, la respuesta lineal del sensor. Esta linealidad es de suma importancia si tenemos en cuenta que la fidelidad de las mediciones determina la confiabilidad del equipo y la seguridad de los elementos.

Tabla 6. I vs V del Sensor

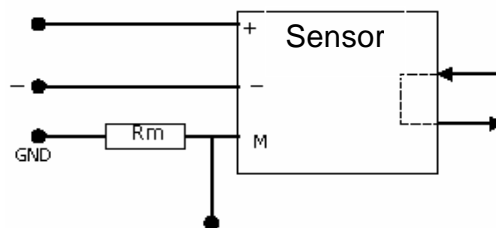
I	V
0.1	0.178
0.2	0.344
0.3	0.512
0.4	0.672
0.5	0.848
0.6	1.02
0.7	1.19
0.8	1.34
0.9	1.52
1	1.7
1.1	1.9
2	3.44
3	5.1
4	6.8
5	8.5
6	10.2
7	11.9
8	13.5

Figura 37. Respuesta del sensor



La calibración de la señal de salida máxima del sensor, se realiza mediante un trimer (R_m) conectado a la salida, figura 38; para este caso tiene un valor de 10 V (10 A), que se pueden medir entre la terminal M del sensor y tierra (GND). Este módulo se alimenta con una fuente dual de 12 V la cual nos permite monitorear señales de niveles alternas (ciclo positivo y negativo).

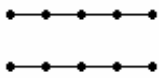
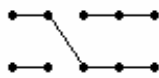
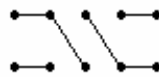


Figura 38. Pines de conexión del sensor



El sensor permite sensar corrientes de hasta 25 A, figura 39, en cinco niveles diferentes, variándole la conexión de los pines de potencia. Para la

aplicación se escogió un máximo de lectura de corriente de 12 A con una impedancia interna de 0,7 mΩ.

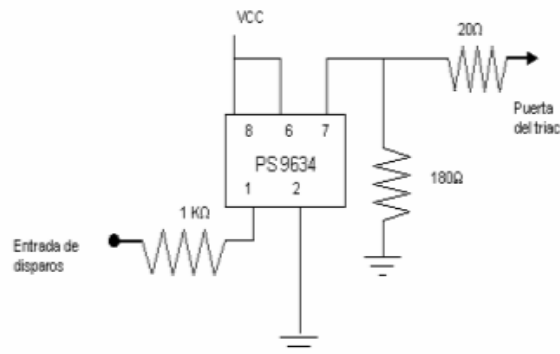
Figura 39. Esquema de configuración del sensor de corriente

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	

4.3 CIRCUITO DE DISPARO PARA PROTECCIONES

Este circuito, figura 40, se utiliza para conectar las puertas de los triacs que hacen actuar los fusibles tanto por hardware como por software para que cuando actúe cualquiera de las dos protecciones se genere un pulso en las puertas de los triacs. Los pulsos son conectados a las puertas de los triacs por medio de un circuito integrado de aislamiento óptico PS 9634 el cual necesita una fuente de alimentación de 12 V.

Figura 40. Circuito de disparo para protecciones



4.4 CIRCUITO DE CODIFICACIÓN

Este circuito, figura 41, sirve para codificar la señal de alarma o peligro que actuó en la fase; los pulsos llegan a las compuertas lógicas (NAND), uno de la protección por software y otro de la protección por hardware respectivamente, dependiendo de cual fase ha presentado la sobrecorriente la NAND correspondiente enviará el pulso al circuito de disparo, ver figura 40. Simultáneamente y mediante lógica combinacional, se envía una palabra de 3 bits, tabla 7, al microcontrolador del sistema operativo con el código del sensor en el cual se presentó la anomalía y la protección que envió la señal, hardware o software.

Figura 41. Circuito de codificación

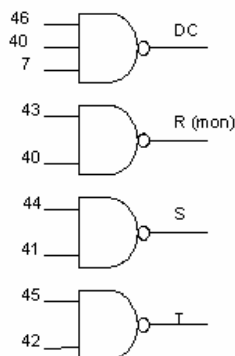


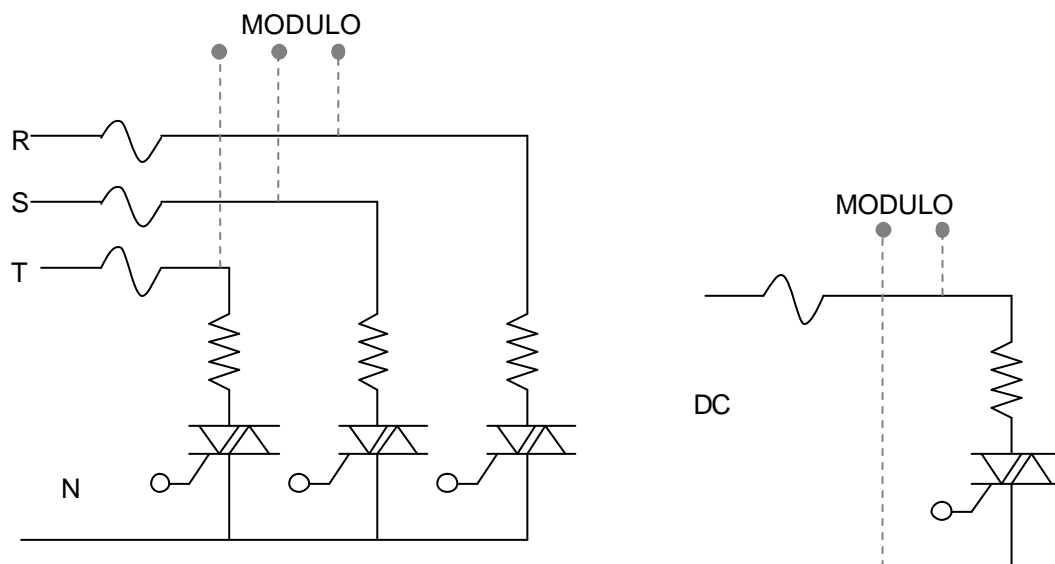
Tabla 7. Actuación de las protecciones

Código	Condición
1 1 1	Operación normal
0 0 0	Sobrecorriente línea DC (Hardware)
0 0 1	Sobrecorriente fase T (Hardware)
0 1 0	Sobrecorriente fase S (Hardware)
0 1 1	Sobrecorriente fase R (Hardware)
1 0 0	Sobrecorriente fase T (Software)
1 0 1	Sobrecorriente fase S (Software)
1 1 0	Sobrecorriente fase R- Monofásico (AC)- DC (Software)

4.5 CIRCUITO ACTUADOR DE FUSIBLES

Está compuesto por TRIACS (3 en AC y 1 en DC), en serie con una resistencia de potencia de 1 O, conectados en paralelo a la fuente de entrada, para cada uno de los circuitos conversores, figura 42.

Figura 42. Activación de la protección

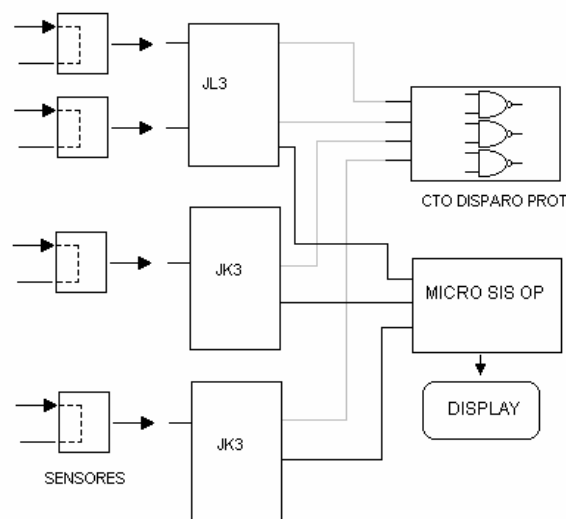


En el momento en que se presenta una condición de sobrecorriente en cualquier parte del circuito de potencia, el sistema de protecciones analiza esta situación por software y hardware utilizando ventana deslizante, la cual determina enviar o no un pulso de disparo a los Triacs para activar una corriente de 150 A que circula por el fusible fundiéndolo y quitando la alimentación al circuito convertidor para proteger los semiconductores. La corriente circula por un tiempo máximo de 1 mseg, el necesario para el accionamiento de los fusibles y en consecuencia de esto la suspensión de la alimentación.

4.6 CIRCUITO DE PROTECCIÓN POR SOFTWARE

Este circuito conecta las señales de los sensores de corriente a los microcontroladores, figura 43, los cuales a través de una conversión análoga digital y un programa que se encuentra instalado en su memoria, toman las decisiones para actuar las protecciones por software.

Figura 43. Circuito de protección por software



El sistema de protección por software inhibe 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 (I de peligro) de los dispositivos se presenta una salida de disparo para el triac de protección y se suspende la alimentación.

Dentro del software se programa el esquema de ventana deslizante el cual varía el tiempo de espera de la condición de sobrecorriente de acuerdo a la pendiente de subida de la señal del sensor (ver cap 4).

5. SELECCIÓN DE ELEMENTOS

5.1 SELECCIÓN DE LOS MOSFETS

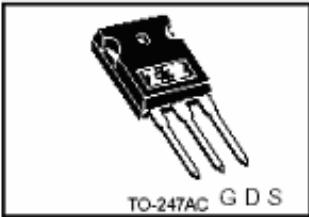
Los factores considerados en la selección de los Mosfets fueron los valores de corriente máxima y tensión a los que podrían estar sometidos durante su funcionamiento normal en el circuito. La corriente máxima (I_D) que se va a manejar será de 10 A, y la tensión máxima en la salida (V_{DS}) será de 480 V.

La referencia del Mosfet elegido es IRFPC50A¹⁴ cuyas características se enumeran en la *Tabla 8*.

Figura 44. Características principales del MOSFET

IRFPC50A
HEXFET® Power MOSFET

V_{DSS}	$R_{ds(on)}$ max	I_D
600V	0.58 Ω	11A



TO-247AC G D S

Como se puede observar en la figura 43, con una tensión de 600 V y una corriente de 11 A a 25°C, el IRFPC50A cumple con los requerimientos de las aplicaciones a implementar como son: inversor monofásico, inversor trifásico y troceador reductor. En la tabla 8, se muestran las características eléctricas de este elemento.

¹⁴ Para mayor información visitar la pagina <http://www.irf.com>

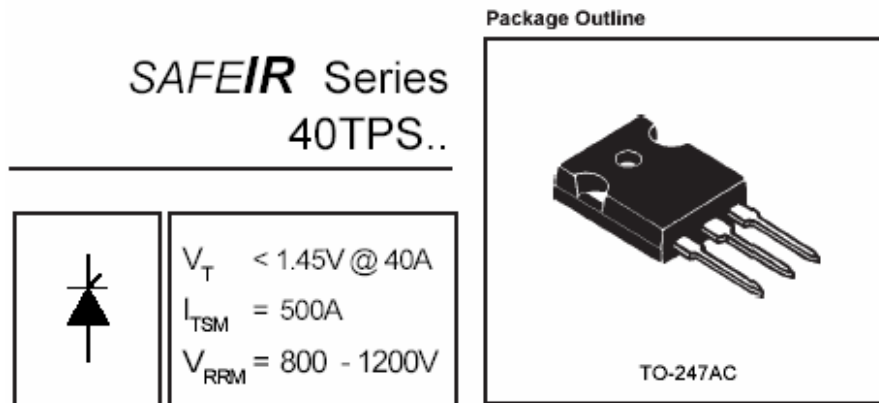
Tabla 8. Características eléctricas del MOSFET

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	11	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	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	± 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)	

5.2 SELECCIÓN DE LOS 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 que no son excesivamente altos, debida a que se construye un equipo de carácter didáctico.

Figura 45. Características principales del SCR



El SCR seleccionado es el 40TPS12, con una tensión de ruptura por avalancha de 1200 V y una corriente promedio de 35 A lo hacen adecuado para las aplicaciones implementadas como son: Control AC y Rectificación, en sus casos monofásico y trifásico. En la tabla 9 se muestran las características eléctricas de este elemento.

Tabla 9. 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/ μs
di/dt	100	A/ μs
T_J	-40 to 125	$^\circ\text{C}$

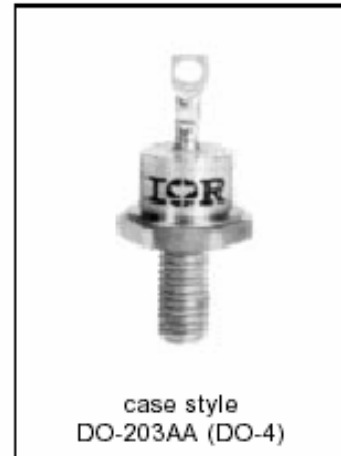
5.3 SELECCIÓN DE LOS DIODOS .

La selección de los diodos se hace en base a los requerimientos del diodo principal pese a que su uso queda determinado por el usuario. Los diodos principales se usan en las aplicaciones de rectificador o control AC semicontrolado, además de esto 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.

De acuerdo con las características del SCR seleccionado y los niveles preestablecidos de operación se escogió el 25FR120, con una corriente promedio de 25 A y una RMS de 40 A, además de una tensión de avalancha de 1200 V, cumpliendo con las especificaciones para el módulo. En la tabla 10 se observan las características principales de este elemento.

Tabla 10. Características principales del Diodo

Parameters	25F(R)	Units
$I_{F(AV)}$	25	A
	@ T_c	120 °C
$I_{F(RMS)}$	40	A
I_{FSM}	@ 50Hz	356 A
	@ 60Hz	373 A
Pt	@ 50Hz	636 A ² s
	@ 60Hz	580 A ² s
V_{RRM}	range 100 to 1200	V
T_J	range - 65 to 175	°C



5.4 SELECCIÓN DE LOS 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 a la entrada de alimentación del módulo, y que por este motivo el elemento seleccionado para esta labor debía ser robusto de forma que soportara la corriente hasta la destrucción del fusible. Como se observa en la tabla 11, la corriente máxima de este elemento es de más de 150 A hasta por 10 ms, el cual es un valor de corriente mayor de la que se va a hacer circular por el circuito, además lado soporta tensiones de hasta 800 V, lo cual es suficiente para asegurar su correcto funcionamiento.

Por las razones anteriores se escogió el Triac BTA40 (figura 60), en la tabla 11, se muestran las características más relevantes de este elemento.

Figura 46. Características principales del Triac

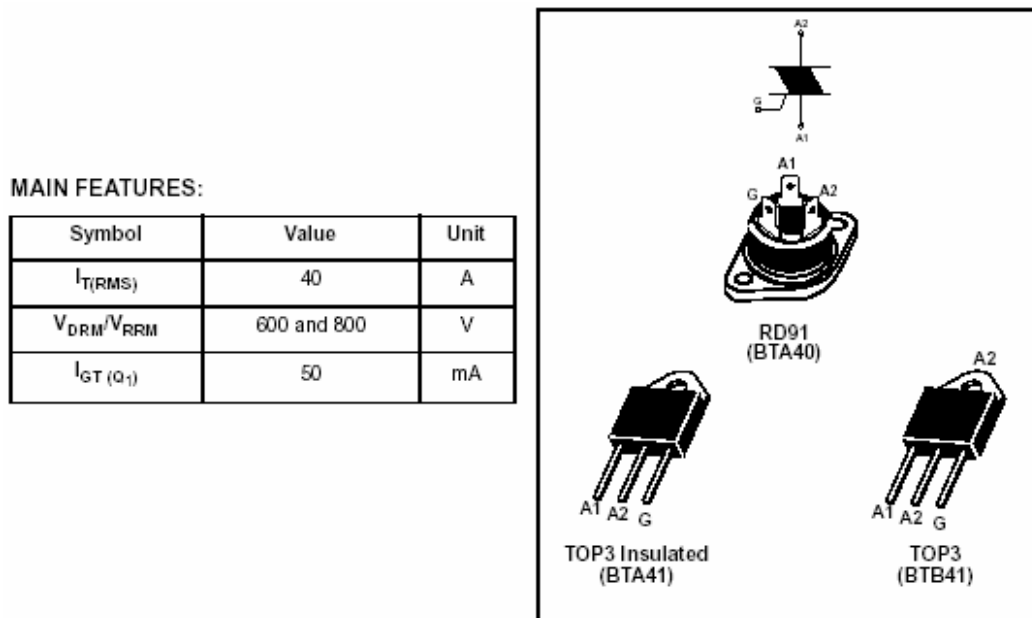


Tabla 11. Características eléctricas del Triac

Symbol	Parameter	Value	Unit		
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (full sine wave)	RD91	40	A	
		TOP3			
		TOP3 Ins.			
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current (full cycle, T_j initial = 25°C)	F = 60 Hz	t = 16.7 ms	420	A
		F = 50 Hz	t = 20 ms	400	
I^2t	I^2t Value for fusing	tp = 10 ms	880	A ² s	
dI/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, $t_r \leq 100$ ns	F = 120 Hz	$T_j = 125^\circ\text{C}$	50	A/ μs
V_{DSM}/V_{RSM}	Non repetitive surge peak off-state voltage	tp = 10 ms	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_{DRM}/V_{RRM} + 100$	V
I_{GM}	Peak gate current	tp = 20 μs	$T_j = 125^\circ\text{C}$	8	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation	$T_j = 125^\circ\text{C}$	1	W	
T_{stg}	Storage junction temperature range		- 40 to + 150	°C	
T_j	Operating junction temperature range		- 40 to + 125		

6. CONCLUSIONES

1. El tiempo de acción de las protecciones debe ser menor que el tiempo que es capaz de soportar el elemento semiconductor ante una condición de sobrecorriente sin destruirse; es necesario conocer este tiempo para cada condición de sobrecorriente y así poder proteger al elemento de acuerdo a la situación. La curva de tiempo inverso debe calcularse teniendo en cuenta la característica de impedancia térmica vs. tiempo de duración del pico de corriente por el dispositivo, la cual es proporcionada por el fabricante, la temperatura de operación y la máxima temperatura de juntura soportable por el dispositivo.
2. El ítem más importante en cuanto al diseño de los circuitos de protección de sobrecorriente se trata, es la característica de tiempo inverso de los semiconductores a la temperatura de operación de estos. La protección de sobrecorriente implementada en este proyecto se diseñó tratando de ubicar los elementos en zonas seguras de operación, de acuerdo a sus propiedades eléctricas, sin llegar a subutilizarlos pero sí alejándolos un poco de las zonas de operación límites. Para implementar la protección se utiliza un detector de sobrecorriente tipo 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.
3. En varios casos durante el proceso de montaje y prueba de los circuitos de potencia se dañaron componentes sin necesidad de sobrepasar sus valores nominales. Debido a que en el mercado nacional no se encontraron puntos de venta que garantizaran las características de funcionamiento de los elementos de potencia

ofrecidas por el fabricante, y al alto costo de estos mismos elementos en el mercado internacional se optó por trabajar con los elementos conseguidos en el mercado local, dándoles un margen de seguridad en algunos casos del 100%, esto para mejorar la confiabilidad del equipo y alargar la vida de los componentes.

4. En la elaboración de las tarjetas impresas para este tipo de aplicaciones se deben tener en cuenta parámetros como: la frecuencia de operación, los efectos capacitivos e inductivos, la diferencia entre líneas de potencia y de señal, esto último para evitar la interferencia, los falsos pulsos o violar las distancias mínimas por aislamiento. Por todo lo antes mencionado las pistas que manejan señales de alta frecuencia deben tener la menor longitud posible para minimizar la inductancia de estas; la separación entre las pistas de alta frecuencia con las pistas de alimentación de potencia debe ser la mayor posible ya que ante la presencia de fuertes dv/dt se establece un camino de conducción de corriente a través de la delgada capa de aire que separa las pistas.
5. La protección por ventana deslizante ofrece una protección más eficiente que la protección por ventana fija. La ventana deslizante por aproximación lineal, implementada en este proyecto, se acerca mucho más a la curva de tiempo inverso del elemento; una mejora a la protección se podría implementar mediante la “protección de ventana por aproximación exponencial”, que sería mucho más cercana a la curva de tiempo inverso de los elementos semiconductores permitiendo operar el dispositivo a un nivel mayor de corriente.
6. El módulo *CONVERSORES ESTATICOS DE POTENCIA*, integra dos proyectos: SISTEMA DE CONTROL y PROTECCIONES DE

SOBRECORRIENTE Y CORTO CIRCUITO; de manera que se obtiene una aplicación completa, funcional y práctica. El módulo es un dispositivo seguro y confiable que permite realizar una gran cantidad de las aplicaciones propuestas en la asignatura de Electrónica de Potencia, además de esto su puesta en marcha es muy sencilla y didáctica, donde no se permite al operador dar ningún valor que ponga en riesgo el funcionamiento del dispositivo ni la salud de los observadores.

7. Un aspecto a mejorar del módulo sería el de hacer que éste sea capaz de determinar si las conexiones realizadas concuerdan con la aplicación y los parámetros seleccionados. Lo anterior para evitar el posible mal funcionamiento de los elementos de potencia, así como de los manejadores de puerta.

BIBLIOGRAFÍA

- TEXTOS

RASHID Muhammad. *Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* México: Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1995. 130 p.

PLATA CORDERO José Gabriel. *Conferencia de Electrónica Industrial.* Bucaramanga: 1984. vii-1 p.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS. Normas Colombianas para la presentación de trabajos de investigación. 2ª actualización. Bogotá D.C.:ICONTEC, 1996. 126p. NTC 1307.

MOTOROLA SEMICONDUCTOR. Technical Data – M68HC08. Rev. 6, 8/2002.

PHILIPS ECG. Semiconductors Master Replacement Guide. 2000

- PROYECTOS DE GRADO

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, Electrónica 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, Electrónica y Telecomunicaciones.