



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE
MÉXICO

FALLA DE ORIGEN

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE
CORRIENTE DIRECTA CON UN SEMICONTROLADOR
DE MEDIA ONDA, TRIFASICA CON SALIDA
HEXAFASICA DE 16 000 AMPERES A 12 VOLTS"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE :

INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

JAVIER SANCHEZ VALENCIA

ASESOR: ING. JOEL LÓPEZ CONTRERAS

ENEP



ARAGON

SAN JUAN DE ARAGON, EDO. DE MEXICO

1995



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA
FUENTE DE CORRIENTE DIRECTA
CON UN SEMICONTROLADOR DE
MEDIA ONDA, TRIFÁSICA CON
SALIDA HEXAFÁSICA DE
16000 AMPERES A 12 VOLTS"**

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi más sincero agradecimiento a las personas que colaboraron para llevar a cabo este trabajo; a mi asesor Ing. Joel López Contreras por su valiosa colaboración y ayuda; al Ingeniero Roberto Macias Pérez por su asesoría y consejo; al Ingeniero Antonio Garibaldi Quintero así como a mi amigo Amancio Hernández Jacobo por su invaluable asesoría técnica; y, de manera muy especial, a mi tío, Vicente Sánchez Sánchez por su valioso apoyo.

DEDICATORIAS**A MIS PADRES FELIPE Y GLORIA**

Porque gracias a su apoyo he alcanzado esta meta.

A MIS HERMANAS NORMA ANGÉLICA Y GLORIA IRMA

Gracias por su apoyo y ayuda.

A MI CUÑADO MARIO

Gracias por su apoyo.

INDICE

| | |
|---|----|
| Objetivo | 6 |
| Introducción | 7 |
| Diagrama a bloques del sistema de la fuente | 8 |
| | |
| Capítulo 1. Transformador trifásico de potencia con salida hexafásica | 10 |
| 1.1 Conexión trifásica a hexafásica | 11 |
| 1.2 Características del transformador | 11 |
| 1.2.1 Dimensiones | 12 |
| 1.2.2 Voltajes y corrientes por fase | 17 |
| | |
| Capítulo 2. Sistema electrónico de potencia | 23 |
| 2.1 Controlador de voltaje de corriente alterna y selección del semicontrolador | 24 |
| 2.2 Tiristor de conducción inversa (RCT) | 25 |
| 2.3 Funcionamiento del control empleado | 25 |
| 2.4 Cálculos del convertidor empleado | 36 |
| 2.5 Montaje | 43 |
| 2.6 Características de los elementos a utilizar | 45 |
| | |
| Capítulo 3. Acoplamiento de las fuentes de corriente directa | 46 |
| 3.1 Cálculo de la bobina de acoplamiento | 47 |
| | |
| Capítulo 4. Control de disparo del SCR | 51 |
| 4.1 Diagrama a bloques del control de disparo del SCR | 52 |
| 4.2 Transformador de acoplamiento del voltaje de línea y el circuito de disparo | 54 |
| 4.3 Detector de cruce por cero | 59 |
| 4.4 Circuito generador de rampa | 60 |
| 4.5 Comparador de voltaje | 66 |
| 4.6 Generador de pulsos o modulador | 67 |
| 4.7 Amplificador de corriente | 70 |
| 4.8 Aislamiento entre el control y la etapa de potencia (transformador de pulsos) | 72 |
| 4.8.1 Transformador de pulsos | 72 |
| 4.8.2 Diseño del transformador de pulsos | 73 |
| 4.8.3 Red de amortiguamiento | 79 |
| 4.9 Control trifásico | 81 |

| | |
|---|-----|
| Capítulo 5. Medición de temperatura y corriente | 84 |
| 5.1 Transductor de temperatura | 85 |
| 5.2 Transductor de corriente | 88 |
| Capítulo 6. Control por microprocesador | 92 |
| 6.1 Descripción de las etapas | 93 |
| 6.2 Opciones para la rapidez del incremento del ángulo de conducción de los SCR's | 95 |
| 6.3 Algoritmo del sistema | 96 |
| 6.4 Diagramas de flujo | 98 |
| Capítulo 7. Protecciones | 105 |
| 7.1 Circuito para sobrecorriente | 106 |
| 7.2 Circuito Snubber para SCR | 109 |
| 7.3 Disipador térmico para SCR | 114 |
| 7.4 Disipador térmico para diodos de retorno de corriente | 116 |
| 7.5 Disipador térmico para diodos del puente rectificador | 118 |
| 7.6 Circuito Snubber para diodos del puente rectificador | 120 |
| Capítulo 8. Recomendaciones | 125 |
| 8.1 Recomendaciones del lugar donde se va a instalar la fuente | 126 |
| 8.2 Recomendaciones de la instalación de la fuente | 126 |
| 8.3 Recomendaciones del manejo de la fuente | 126 |
| 8.4 Recomendaciones del mantenimiento de la fuente | 127 |
| Conclusiones | 128 |
| Apéndice I. Curva de magnetización de chapas para transformadores | 129 |
| Apéndice II. Pérdidas totales en el núcleo de hierro de transformadores | 130 |
| Apéndice III. Coeficiente de plenitud del cobre en embobinados de transformadores | 131 |
| Apéndice IV. Tabla de valores de los coeficientes p y t | 132 |

| | | |
|---------------|--|-----|
| Apéndice V. | Curva de resistencia térmica vs. volumen del disipador | 133 |
| Apéndice VI. | Diagrama general de la fuente de corriente directa | 134 |
| Apéndice VII. | Evaluación económica de la fuente de corriente directa | 135 |
| Bibliografía | | 139 |

OBJETIVO:

Diseñar y construir una fuente de corriente directa

con un semicontrolador de media onda,

con entrada trifásica y salida hexafásica

de 16000 amperes a 12 volts, para realizar

Pruebas Térmicas a las Conexiones Inductivas

que forman parte del Equipo de Señalización

instalado a lo largo de las vías del

Sistema de Transporte Colectivo "Metro".

INTRODUCCION

El Sistema de Transporte Colectivo "Metro" es una institución de servicio que en su búsqueda de proporcionar un servicio cada vez mas eficiente y seguro en la transportación de usuarios, se ve en la necesidad de efectuar ampliaciones, mejoras, estudios y desarrollo de ingeniería e investigación. Para efectuar esto, es necesario realizar ensayos de diferente carácter, llámese mecánico, químico, eléctrico, electrónico entre otros. Estos son llevados a cabo en forma, por el Departamento de Laboratorio de este organismo.

Una de las pruebas o ensayos que deben llevarse a cabo en el laboratorio es la prueba térmica denominada "de calentamiento" a conexiones inductivas, las cuales forman parte de los equipos de señalización como son los semáforos, entre otros. Se encuentran instaladas a lo largo de las vías; aseguran la continuidad del retorno de corriente de tracción, la cual permite el control del tráfico de trenes por medio de la indicación automatizada, a los circuitos de vigilancia (tablero de control), y de las condiciones de ocupación o desocupación de vías al paso de los trenes.

Para la realización de dicha prueba se requiere el paso de una intensidad de corriente directa de 16000 amperes con una tensión de 12 volts y debido a que el equipo que proporcione tales características no es un producto comercial de línea, la presente tesis, tiene como objetivo, llevar a cabo el diseño y la construcción de una fuente de alimentación para poder realizar dicha prueba.

Sintetizando el contenido de la presente tesis, se puede decir que se describe, analiza y calcula cada una de las etapas que conforman el diseño de la fuente. Es así que en la descripción del sistema el Capítulo 1 trata las principales características eléctricas, así como las dimensiones del transformador utilizado. El control de fase y la etapa de rectificación se analiza en el Capítulo 2. El acoplamiento de la etapa de rectificación (puentes rectificadores) se desarrolla en el Capítulo 3. El control de disparo de los SCR's se realiza a través del control del ángulo de conducción esto se contempla en el Capítulo 4. Para sensar la temperatura en la carga y la corriente que fluye hacia la fuente se utilizan transductores con el objeto de lograr el control del sistema, esto se trata en el Capítulo 5. El control de malla cerrada es por medio de un microprocesador, la tarea que éste desarrolla se trata en el Capítulo 6. En el Capítulo 7 se contemplan las protecciones contra sobrevoltajes, sobrecorrientes y exceso de temperatura. Las recomendaciones y mantenimiento del equipo se contemplan en el Capítulo 8. Finalmente se presentan los Conclusiones, Apéndices y la Bibliografía utilizada para la realización de esta tesis.

DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA DE LA FUENTE

Para lograr el objetivo de generar corriente directa de 16000 amperes a 12 volts, se plantea un sistema que comprende un control de malla cerrada, de tal manera que, dependiendo de las condiciones de temperatura y corriente en la carga, estas puedan ser reguladas y aproximadas a la magnitud requerida mediante un microprocesador como se muestra en el diagrama a bloques de la Figura 1, donde se presenta cada una de las etapas que conforman el sistema completo, el cual se describe a continuación:

El sistema es alimentado por una subestación de voltaje trifásico de 220 volts y 1000 amperes (bloque 1). Esta potencia es controlada por un semicontrolador de media onda trifásico formado en cada fase por un SCR y un diodo en paralelo (bloque 2); con el SCR se logra el control de potencia durante el semiciclo positivo, mediante el control de disparo (bloque 3) en la compuerta y sincronizándolo con la señal de entrada, para que de esta manera se pueda controlar el flujo de corriente en la carga y como consecuencia la temperatura, mientras que el diodo proporciona un camino de retorno a la corriente cerrando así la malla de conducción hacia la fuente.

Una vez que se logra el control de la potencia, se requiere incrementar la corriente para tener los 16000 amperes que requiere la carga, para ello se utiliza un transformador reductor de voltaje (bloque 4) con primario conectado en delta y con 2 secundarios conectados en delta y en estrella respectivamente, generando con esto una señal hexafásica que permite aumentar el índice de pulsación para que se tenga una señal rectificadora más "lisa". La rectificación se realiza con dos puentes rectificadores de onda completa (bloques 5) integrados a cada uno de los secundarios. A la salida de cada puente rectificador se tiene una corriente de 8000 amperes; los 16000 amperes se obtienen mediante la suma de ambos rectificadores con una conexión en paralelo por medio de una bobina de acoplamiento (bloque 6), la cual, además de eliminar el rizo proporciona la señal de corriente directa que se requiere para alimentar a la conexión inductiva (bloque 7).

El control del flujo de corriente es realizado por un microprocesador (bloque 9) a través del control de disparo (bloque 3) dependiendo de las condiciones en la carga con respecto a su temperatura, sensada por un transductor de temperatura (bloque 8), así como de la corriente que entra a la fuente y que es sensada por un transductor de corriente (bloque 10). Queda así descrito el sistema que compone la Fuente de Corriente Directa de 16000 Amperes.

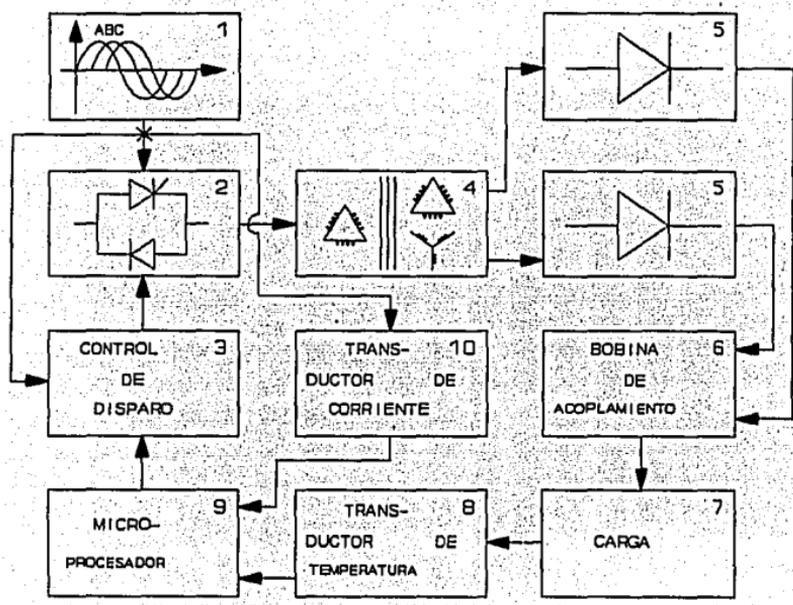


Figura 1. Diagrama a bloques del sistema.

CAPÍTULO 1

TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

DE POTENCIA CON

SALIDA HEXAFÁSICA

CAPÍTULO 1: TRANSFORMADOR TRIFÁSICO DE POTENCIA CON SALIDA HEXAFÁSICA.

La energía eléctrica disponible para las industrias es trifásica y está estandarizada a 220 volts entre fases mientras que la corriente requerida para alimentar la fuente es de 900 amperes. Para algunas aplicaciones es necesario modificar dicha energía eléctrica por medio de transformadores: esta modificación consiste en cambiar la relación entre el voltaje y la corriente y, en algunos casos, se aumenta también el número de fases dependiendo de las necesidades de la aplicación. En este proyecto se requiere que la corriente sea elevada y que exista un voltaje bajo, lo cual es contrario a lo que proporciona la subestación de alimentación, además, se requiere aumentar el número de fases a 6 con el fin de que la señal de salida sea lo más "lisa" posible. Para cumplir con lo anterior se utiliza un transformador del tipo reductor de voltaje con entrada trifásica conectada en delta y salida hexafásica con conexiones en delta y estrella proporcionando cada conexión los 8000 amperes que permitan lograr el objetivo de generar a la salida de la fuente corriente directa de 16000 amperes a 12 volts, con la cual se alimentará el devanado primario de la conexión inductiva para someterla a una alta temperatura.

1.1 CONEXIÓN TRIFÁSICA A HEXAFÁSICA.

Un sistema equilibrado de tensiones hexafásicas consiste de seis tensiones de igual magnitud defasadas 60° ($360^\circ/6$).

Para transformar la potencia trifásica en hexafásica se utilizan comúnmente varios dispositivos. El más sencillo consiste en un transformador trifásico (o un banco de tres transformadores monofásicos) que tenga por cada fase un devanado primario y dos devanados secundarios independientes.

Los 3 primarios pueden conectarse en estrella o delta mientras que los secundarios pueden conectarse en cuatro formas y son: delta-delta, estrella-estrella, delta-estrella y estrella-delta.

1.2 CARACTERÍSTICAS DEL TRANSFORMADOR.

El transformador utilizado en este proyecto es trifásico en el primario conectado en delta, debido a que el control de potencia utilizado maneja corrientes entre fases y sin referencia a tierra, y hexafásico en el secundario, con conexiones en delta y estrella, para aumentar el número de fases con lo cual se mejora la rectificación. El diagrama eléctrico de este transformador se muestra en la Figura 1.1.

1.2.1 DIMENSIONES.

El transformador está compuesto de 3 transformadores monofásicos con un primario y dos secundarios. Por lo anterior el cálculo se realiza para uno de estos transformadores monofásicos ya que los otros dos son idénticos. Las gráficas que muestran las curvas utilizadas en este cálculo, así como la tabla de los coeficientes p y t se encuentran en los Apéndices I a IV.

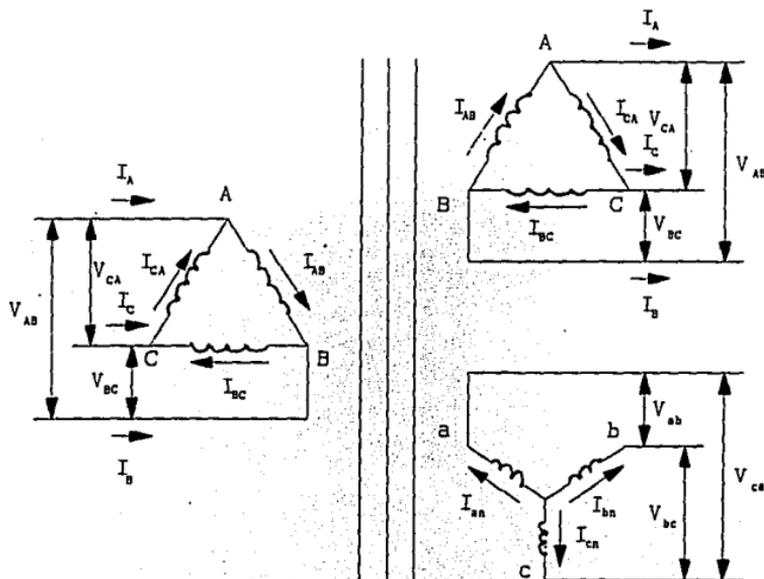


Figura 1.1. Diagrama eléctrico del transformador empleado.

La potencia aparente para cada transformador es:

$$S = \frac{S_{1\phi}}{3} = \frac{600 \times 10^3}{3} = 200 \text{ KVA}$$

el voltaje en el primario es:

$$E_1 = 220 \text{ volts}$$

para obtener un voltaje rectificado V_{do} de 12 volts se requiere tener un voltaje entre fases en los secundarios de:

$$E_2 = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} V_{do}}{2.34} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} (12)}{2.34} = 12.56 \text{ volts}$$

a una frecuencia de:

$$F = 60 \text{ Hertz}$$

Los núcleos están compuestos de chapas de acero al 2% de silicio, de espesor 0.35 mm. Como la operación del transformador será permanente es aconsejable que la relación de pérdidas en el hierro y en el cobre sea la unidad para lograr así el máximo rendimiento.

De la curva de magnetización de chapas mostrada en el Apéndice I se obtiene un valor permisible:

$$B = 12000 \text{ Gauss}$$

De la curva de pérdidas en el hierro mostrada en el Apéndice II, para $B = 12000$ Gauss y espesor de chapa 0.35 mm se tiene:

$$P_f = 3.5 \text{ W/Kg}$$

Como se quiere que la relación de pérdidas valga la unidad.

$$\beta=1$$

Corresponde adoptar otros valores para proseguir el cálculo. La densidad de corriente se toma igual a:

$$\delta=2A/mm^2$$

El coeficiente adimensional de plenitud del cobre que relaciona el área que ocupan los embobinados entre el espacio disponible para ellos se toma del Apéndice III, para transformadores industriales tiene un valor:

$$k_c=0.5$$

Ya que la sección de los núcleos es cuadrada, el coeficiente adimensional de plenitud del hierro dado por el cociente entre la sección neta del hierro y el área del círculo en que ella está inscrita vale:

$$k_f=0.56$$

Ahora se pueden comenzar los cálculos. Para ello se calculan los coeficientes n y m los cuales son de índole práctica; tienen fundamento teórico pero su adopción es de carácter empírico y son utilizados para simplificar los cálculos en la siguiente forma:

Coficiente n:

$$n = \frac{0.57510^6}{BF\delta k_c k_f} = \frac{0.57(200 \times 10^3)10^6}{12000(60)(2)(0.5)(0.56)} = 2827381$$

Coficiente m:

Primero se calcula el coeficiente adimensional alfa dado por el cociente del peso del hierro entre el peso del cobre:

$$\alpha = \frac{2.25\delta^2\beta}{P_f} = \frac{2.25(4)(1)}{3.5} = 2.57$$

Y ahora se calcula m:

$$m = \frac{1.16 k_c \alpha}{k_f} = \frac{1.16 (0.5) (2.57)}{0.56} = 2.66$$

encontrando así en Tabla (Apéndice IV) los valores adimensionales de p y t , deducidos en función de datos empíricos, sobre la base estadística de gran cantidad de transformadores para facilitar los cálculos:

$$p = 1.62$$

$$t = 1.74$$

Cálculo de las dimensiones del núcleo:

$$D = \sqrt[4]{\frac{mn}{p}} = \sqrt[4]{\frac{2.66 (2827381)}{1.62}} = 46 \text{ cm}$$

$$b = tD = 1.74 (46) = 80 \text{ cm}$$

$$A = \frac{\pi D^2 k_f}{4} = \frac{\pi (46)^2 (0.56)}{4} = 930.59 \text{ cm}^2$$

donde A es la sección del núcleo (Figura 1.2).

Cálculo de los embobinados:

El número de espiras para cada uno de los 3 secundarios conectados en delta es:

$$N_{2A} = \frac{10^8 E_2}{4.44 FBA} = \frac{10^8 (12.56)}{4.44 (60) (12000) (930.59)} = 4.22 \text{ espiras}$$

y para cada uno de los 3 secundarios conectados en estrella es:

$$N_{2r} = \frac{N_{2A}}{\sqrt{3}} = \frac{4.22}{\sqrt{3}} = 2.43 \text{ espiras}$$

El número de espiras para cada uno de los 3 primarios conectados en delta es:

$$N_{1A} = kN_{2A} = \frac{220(4.22)}{12.56} = 73.91 \text{ espiras}$$

Para calcular la corriente en cada secundario se calcula primero la corriente total:

$$I = \frac{S_{3\phi}}{E_2} = \frac{600 \times 10^3}{12.56} = 47765.05 \text{ amperes}$$

la corriente para cada uno de los 3 secundarios conectados en delta es:

$$I_{2A} = \frac{I \sqrt{2}}{2 \cdot 3} = \frac{47765.05 \sqrt{2}}{2 \cdot 3} = 11258.33 \text{ amperes}$$

y para cada uno de los 3 secundarios conectados en estrella es:

$$I_{2r} = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{47765.05}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} = 19500 \text{ amperes}$$

Y la corriente en el primario vale:

$$I_1 = \frac{S}{E_1} = \frac{200 \times 10^3}{220} = 909.09 \text{ amperes}$$

Las secciones "a" de los embobinados, con densidad de 2 amperes por milímetro cuadrado, son:

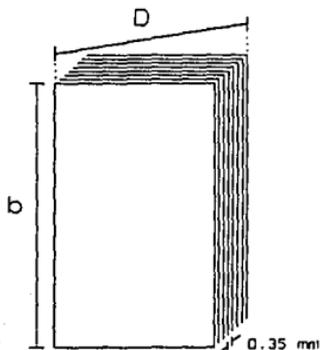


Figura 1.2. Apariencia y dimensiones de uno de los núcleos (monofásico).

$$a_{2A} = \frac{I_{2A}}{\delta} = \frac{11258.33}{2} = 5629.17 \text{ mm}^2$$

$$a_{2r} = \frac{I_{2r}}{\delta} = \frac{19500}{2} = 9750 \text{ mm}^2$$

$$a_1 = \frac{I_1}{\delta} = \frac{909.09}{2} = 454.55 \text{ mm}^2$$

Con lo cual queda dimensionado el transformador.

1.2.2 VOLTAJES Y CORRIENTES POR FASE.

Como ya se mencionó al principio de este Capítulo, el transformador utilizado tiene entrada trifásica conectada en delta y salida hexafásica conectada en delta y estrella. Recordando los voltajes y potencia se tiene en el primario

$$V_1 = 220 \text{ volts}$$

y en el secundario

$$V_2 = 12.56 \text{ volts}$$

con potencia aparente

$$S = 600 \text{ KVA}$$

Dado que en el secundario se presenta una corriente de 16000 amperes, se tienen 8000 amperes en el secundario conectado en delta y 8000 en el secundario conectado en estrella. Ambos devanados son acoplados mediante una bobina de acoplamiento (Capítulo 3). De lo anterior se obtiene en delta:

$$I_{f_\Delta} = \frac{I_d \sqrt{2}}{3} = \frac{8000 \sqrt{2}}{3} = 3771.24 \text{ amperes}$$

$$V_{f_\Delta} = \frac{\pi V_{do}}{q \sqrt{2}} = \frac{\pi (12)}{3 \sqrt{2}} = 8.89 \text{ volts}$$

donde q es el número de fases

$$S_{f_\Delta} = V_{f_\Delta} I_{f_\Delta} = 8.89 \times 3771.24 = 33510.32 \text{ VA}$$

$$S_\Delta = 3 \times S_{f_\Delta} = 3 \times 33510.32 = 100530.96 \text{ VA}$$

y en estrella:

$$I_{f_e} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = 8000 \sqrt{\frac{2}{3}} = 6531.97 \text{ amperes}$$

$$V_{t_Y} = \frac{\pi V_{do}}{2q\sqrt{2}\text{sen}(\pi/q)} = \frac{\pi(12)}{2(3)\sqrt{2}\text{sen}(\pi/3)} = 5.13 \text{ volts}$$

$$S_{t_Y} = V_{t_Y} I_{t_Y} = 5.13 \times 6531.97 = 33510.32 \text{ VA}$$

$$S_Y = 3 \times S_{t_Y} = 3 \times 33510.32 = 100530.96 \text{ VA}$$

considerando los datos del secundario se tiene lo siguiente en el primario:

$$V_{NOM} = 12 \text{ volts}$$

$$I_{NOM} = 16000 \text{ amperes}$$

$$S = V \times I = 12 \times 16000 = 192 \text{ KVA}$$

Por ser, en un transformador, la potencia del primario y del secundario aproximadamente iguales se tiene para este caso:

$$S_P = V_P I_P = 192 \text{ KVA}$$

considerando al voltaje de la subestación en el primario se tiene:

$$V_P = 220 \text{ volts}$$

por lo que al sustituir y despejar en la relación $S=VI$ se tiene:

$$I_P = \frac{S_P}{V_P} = \frac{192 \times 10^3}{220} = 872.73 \text{ amperes}$$

Finalmente, a manera de resumen, las características principales del transformador de alimentación son: tipo exterior,

seco y enfriado por convección natural. Estas características dan como resultado que el transformador sea menos costoso, al no tener sistema de enfriamiento, y que pueda ser operado a la intemperie. La Figura 1.3 muestra el transformador pudiéndose apreciar en su parte superior las terminales y en la parte inferior los devanados.

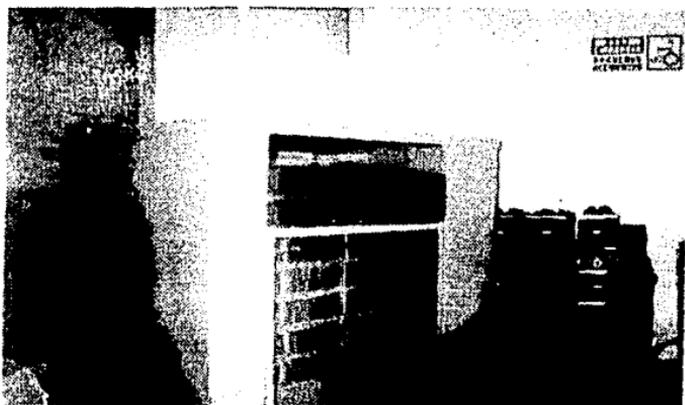


Figura 1.3. Transformador trifásico con salida hexafásica.

Características del primario:

220 volts con variaciones admisibles de la tensión de alimentación de más o menos 5%, trifásico, 60 hertz, 600 KVA, acoplado en delta. En la Figura 1.4 se muestran en la parte superior las 3 terminales del primario del transformador y en la parte inferior las barras que conforman los 3 devanados exteriores del secundario.

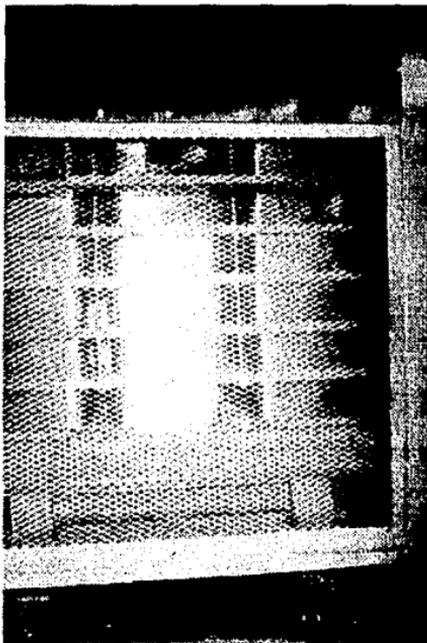


Figura 1.4. Terminales del primario del transformador.

Características del secundario:

2 secundarios interligados, uno en delta y otro en estrella defasados 60° uno con respecto al otro. Cada secundario da una tensión en vacío de 12.56 volts de fase a fase. En la Figura 1.5 se muestran en la parte superior las 4 terminales del secundario conectado en estrella y en la parte inferior las 3 terminales del secundario conectado en delta.

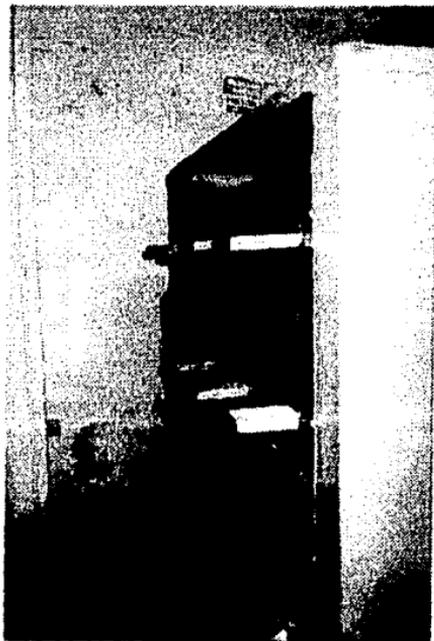


Figura 1.5. Terminales del secundario del transformador.

CAPÍTULO 2

SISTEMA ELECTRÓNICO

DE

POTENCIA

CAPÍTULO 2: SISTEMA ELECTRÓNICO DE POTENCIA.

Cuando se trabaja con potencia eléctrica es necesario utilizar dispositivos que permitan un manejo y control seguro y eficaz. Los dispositivos electrónicos denominados SCR's son utilizados para satisfacer estos requerimientos.

En este caso particular la potencia trifásica que entra al transformador, es controlada por medio de dichos dispositivos que conforman un regulador trifásico de media onda, el cual permite tener absoluto control sobre la potencia requerida por la carga. Una vez que la potencia es regulada se obtiene, a través de los secundarios del transformador, un sistema hexafásico, el cual es rectificado por medio de diodos, que conforman dos rectificadores de onda completa (uno para cada secundario del transformador); de esta manera se obtiene en la salida corriente rectificada.

2.1 CONTROLADOR DE VOLTAJE DE CORRIENTE ALTERNA Y SELECCIÓN DEL SEMICONTROLADOR.

Los SCR's pueden ser operados como interruptores entre la fuente de corriente alterna y la carga, donde el flujo de corriente puede ser controlado por el ángulo de disparo generado por un circuito analógico, como se verá en el Capítulo 4, en el cual se dispara al SCR de 180 a 0 grados eléctricos. Este tipo de circuitos de potencia (un SCR conectado en paralelo con un diodo en inversa como se muestra en la Figura 2.1) son conocidos como Controles de Voltaje de Corriente Alterna.

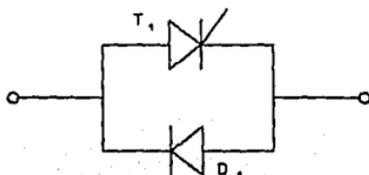


Figura 2.1. Control de Voltaje de Corriente Alterna de Media Onda (RCT).

La selección de esta configuración en particular depende de la naturaleza de la carga y del rango de control requerido. Este tipo

de control se recomienda para cargas poco resistivas, más bien para cargas inductivas. A este control también se le conoce como Control Unidireccional.

Este control es el que mejor satisface las necesidades requeridas en este proyecto, además de que resulta menos costoso que utilizar un SCR en paralelo con otro SCR en inversa, por fase, utilizado para sistemas de Control de Onda Completa (Figura 2.2).

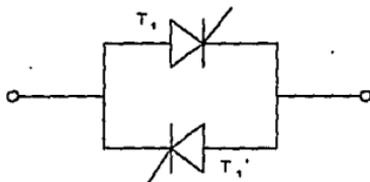


Figura 2.2. Control de Voltaje de Corriente Alterna de Onda Completa.

2.2 TRISTOR DE CONDUCCIÓN INVERSA (RCT).

Un RCT, llamado también Tiristor Asimétrico (ASCR), esta formado por un SCR conectado en paralelo con un diodo en inversa como se muestra en la Figura 2.1. En este arreglo el SCR realiza el control sobre el semiciclo positivo mediante un control de fase y el diodo permite una trayectoria de retorno para el semiciclo negativo, lográndose así un semicontrol de la señal de entrada de alterna.

2.3 FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL EMPLEADO.

El circuito empleado en la etapa de potencia es un semicontrolador trifásico (3 SCR's y 3 diodos mostrado en la Figura 2.3) donde los diodos deben permitir la conducción de retorno al flujo de corriente así como de la energía almacenada en el inductor, debido a la carga conectada en delta (primario del transformador), es decir, mejorará la conmutación del circuito en la conducción de corriente alterna.

En la gráfica mostrada en la Figura 2.4 se presenta la secuencia de conducción de los SCR's y de los diodos. La sucesión

en la conducción, tiene que ver con el potencial variante en el tiempo, de la señal aplicada al semicontrolador; esta secuencia permitirá conocer la sincronización del circuito de disparo que gobierna la compuerta del SCR (Capítulo 4), de acuerdo a la señal de potencial aplicado en el semicontrolador, explicándose de la siguiente manera.

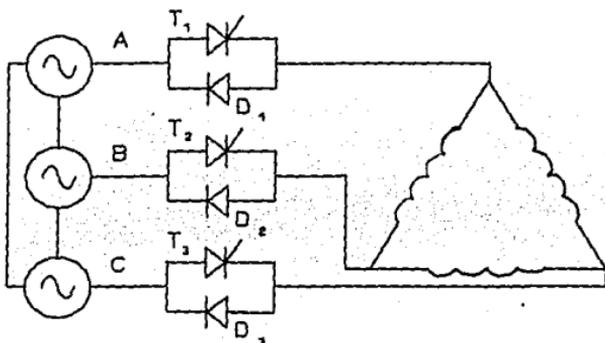


Figura 2.3. Control trifásico de media onda con el devanado primario en delta.

El orden de operación se lleva a cabo considerando que el disparo de los SCR's se realiza 60° eléctricos adelante de cada semiciclo positivo para cada una de las fases, como se observa en la zona sombreada de la Figura 2.4.

En este tipo de configuración conduce el SCR T_1 , de $2\pi/6$ a $8\pi/6$ radianes, y en este intervalo de tiempo el retorno de corriente es por los diodos D_2 y D_3 , es decir, el disparo de la compuerta del SCR T_1 , se efectúa de $2\pi/6$ hasta $4\pi/6$ radianes y el retorno de corriente es exclusivamente por el diodo D_2 , y en $4\pi/6$ a $8\pi/6$ radianes se corta este diodo y empieza a conducir D_3 .

Para el SCR T_2 , la conducción es de π a 2π radianes, y es este intervalo de tiempo el retorno de corriente es por los diodos D_2 y D_3 ; de π a $8\pi/6$ radianes el retorno de corriente es por el diodo D_2 , y de $8\pi/6$ a 2π radianes el retorno es por el diodo D_3 .

Finalmente, para el SCR T_3 , la conducción es de $10\pi/6$ a $16\pi/6$ radianes, y en ese intervalo de tiempo el retorno de corriente es por los diodos D_1 y D_2 ; de $10\pi/6$ a 2π radianes el retorno de corriente es por el diodo D_1 y de 2π a $16\pi/6$ radianes el retorno es por el diodo D_2 .

De la descripción anterior se puede notar que la conducción de los SCR's T_2 y T_3 se realiza defasada 120 y 240 grados eléctricos, respectivamente, de la señal del SCR T_1 (ver Figura 2.4). En la Tabla 2.1 queda resumida la conducción de los SCR's T_1 , T_2 y T_3 con sus respectivos diodos de retorno y los intervalos de operación.

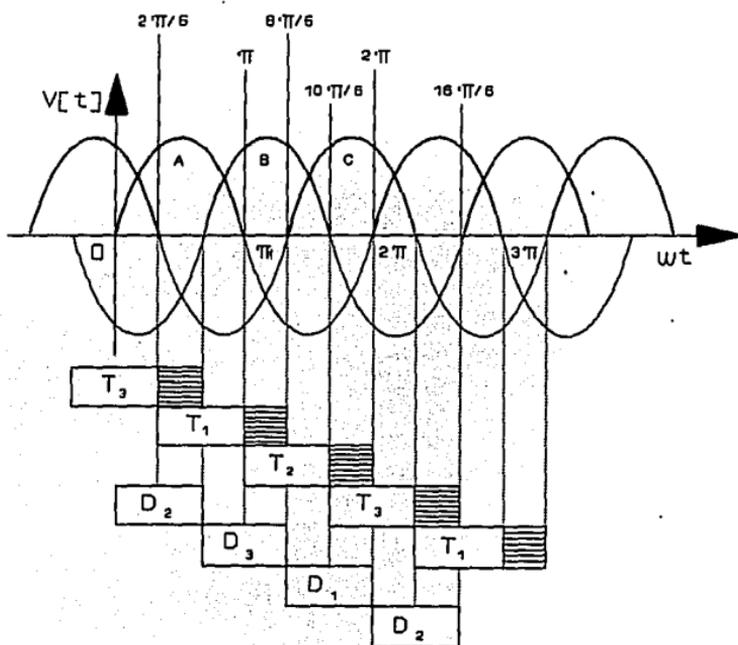


Figura 2.4. Secuencia de conducción en los SCR's y el retorno de la corriente por los diodos.

| INTERVALO | | | ESTADO DE LAS FORMAS DE ONDA | FASES EN CONDUCCIÓN | DISPOSITIVOS CONDUCIENDO |
|-----------|---|---|------------------------------|---------------------|---------------------------------|
| 29/6 | w | t | A > C > B | A Y B | T ₁ Y D ₂ |
| 3/2 | w | t | A > B > C | A Y B | T ₁ Y D ₂ |
| 49/6 | w | t | A > B > C | A Y C | T ₁ Y D ₃ |
| 59/6 | w | t | B > A > C | A Y C | T ₁ Y D ₃ |
| 9 | w | t | B > A > C | A Y C | T ₁ Y D ₃ |
| 79/6 | w | t | B > C > A | A Y C | T ₁ Y D ₃ |
| 9 | w | t | B > A > C | B Y C | T ₂ Y D ₃ |
| 79/6 | w | t | B > C > A | B Y C | T ₂ Y D ₃ |
| 89/6 | w | t | B > C > A | B Y A | T ₂ Y D ₁ |
| 99/6 | w | t | C > B > A | B Y A | T ₂ Y D ₁ |
| 109/6 | w | t | C > B > A | B Y A | T ₂ Y D ₁ |
| 119/6 | w | t | C > A > B | B Y A | T ₂ Y D ₁ |
| 109/6 | w | t | C > B > A | C Y A | T ₃ Y D ₁ |
| 119/6 | w | t | C > A > B | C Y A | T ₃ Y D ₁ |
| 29 | w | t | C > A > B | C Y B | T ₃ Y D ₂ |
| 139/6 | w | t | A > C > B | C Y B | T ₃ Y D ₂ |
| 149/6 | w | t | A > C > B | C Y B | T ₃ Y D ₂ |
| 159/6 | w | t | A > B > C | C Y B | T ₃ Y D ₂ |

Tabla 2.1. Secuencia de conducción y retorno de corriente.

En las Figuras 2.5 a 2.16 se muestran algunas gráficas, obtenidas mediante un Plotter, de la señal controlada por uno de los 3 SCR's para diferentes ángulos de conducción mientras que la Figura 2.17 muestra 2 vistas del Banco de SCR's.

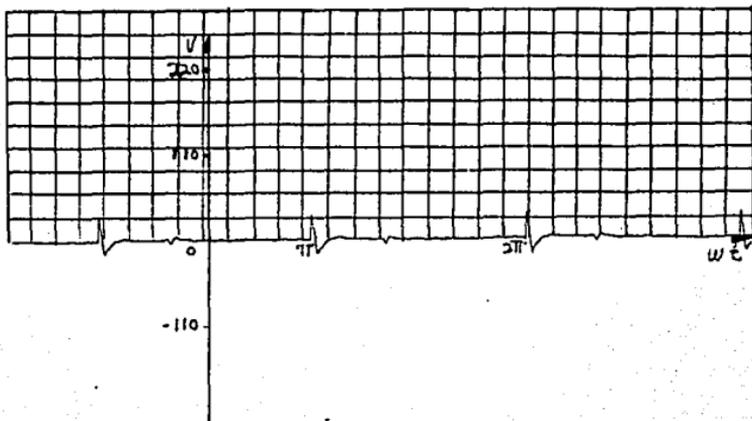


Figura 2.5. Señal controlada para un ángulo de conducción de 10.8° .

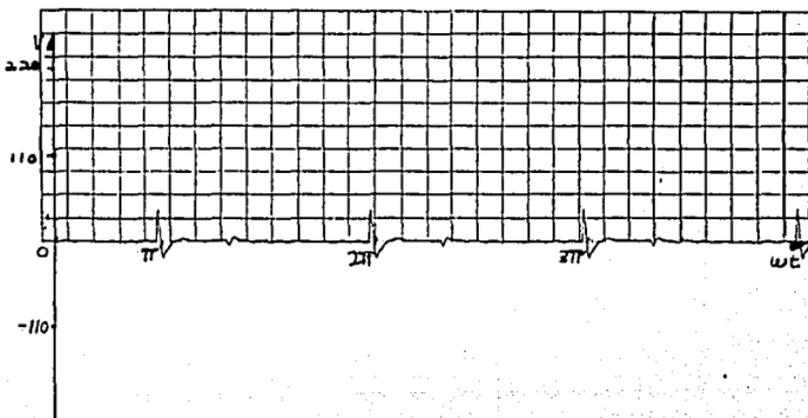


Figura 2.6. Señal controlada para un ángulo de conducción de 15.12° .

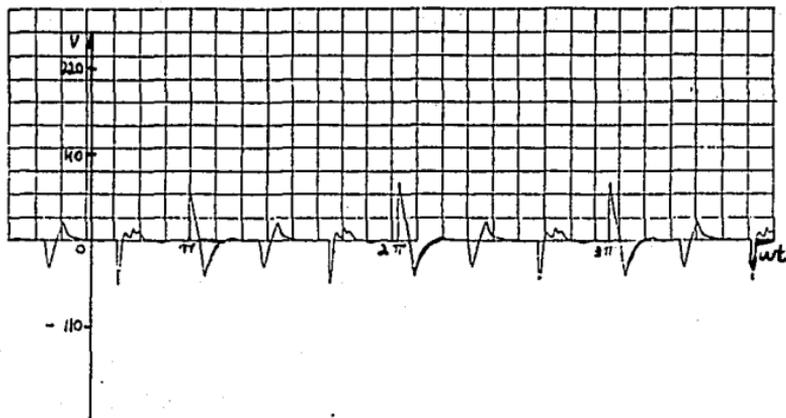


Figura 2.7. Señal controlada para un ángulo de conducción de 19.44°.

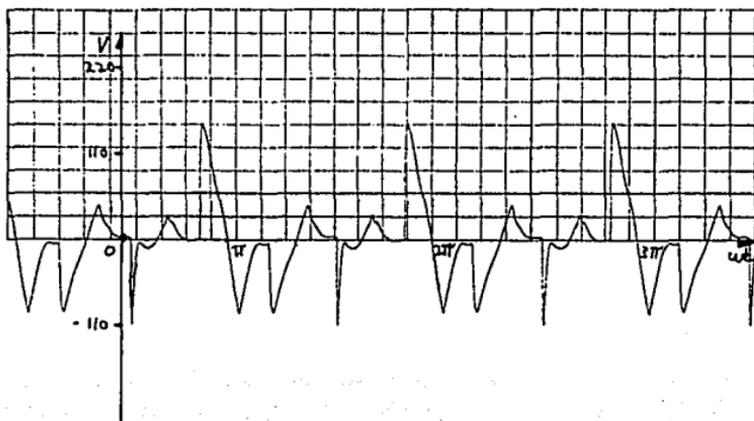


Figura 2.8. Señal controlada para un ángulo de conducción de 47.53°.

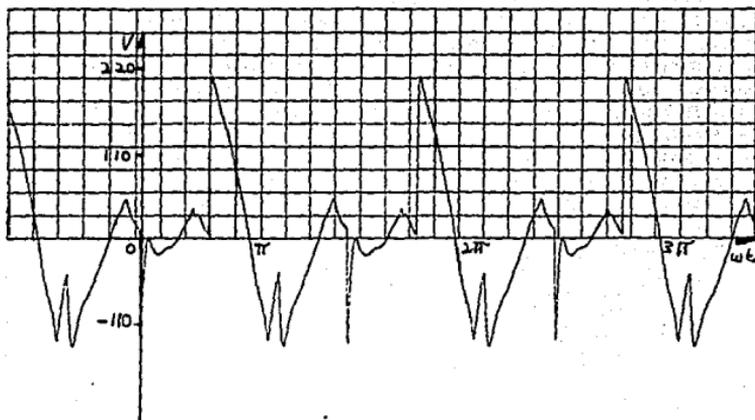


Figura 2.9. Señal controlada para un ángulo de conducción de 69.14° .

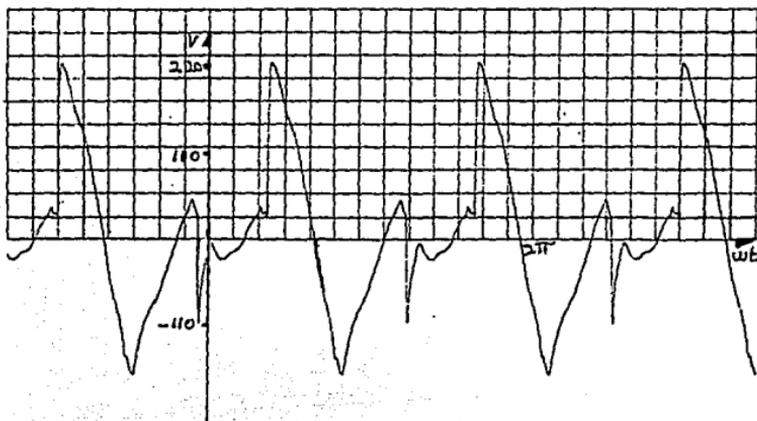


Figura 2.10. Señal controlada para un ángulo de conducción de 79.75° .

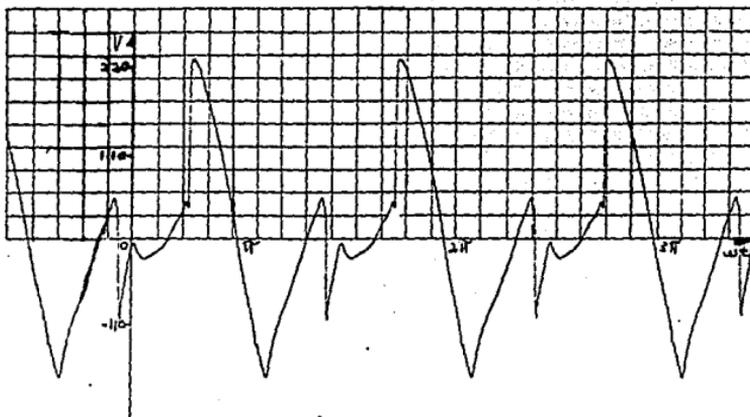


Figura 2.11. Señal controlada para un ángulo de conducción de 84.27° .

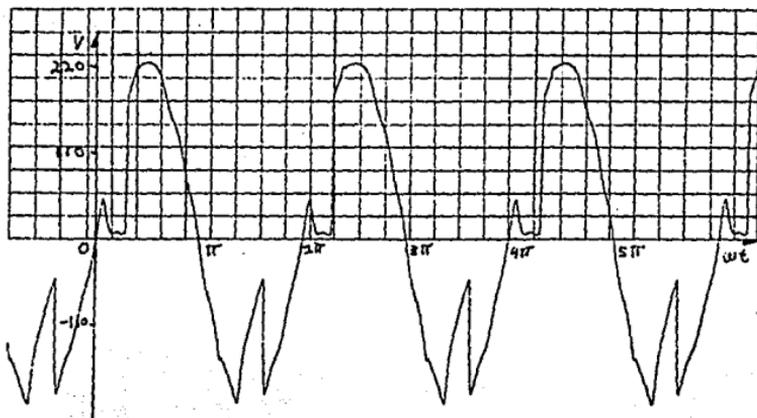


Figura 2.12. Señal controlada para un ángulo de conducción de 129.65° .

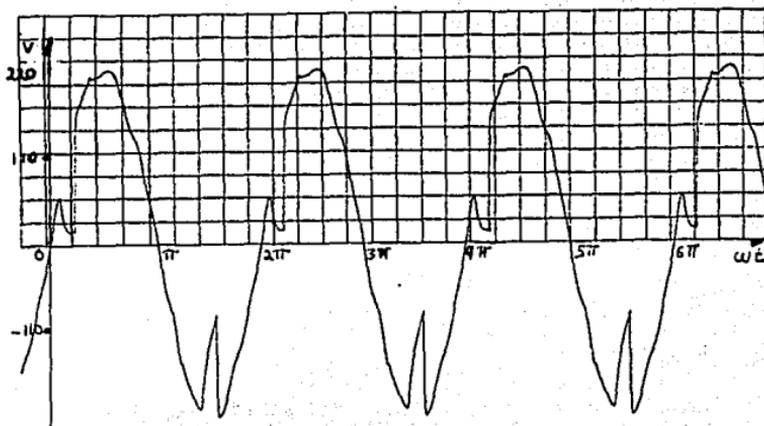


Figura 2.13. Señal controlada para un ángulo de conducción de 140.45° .

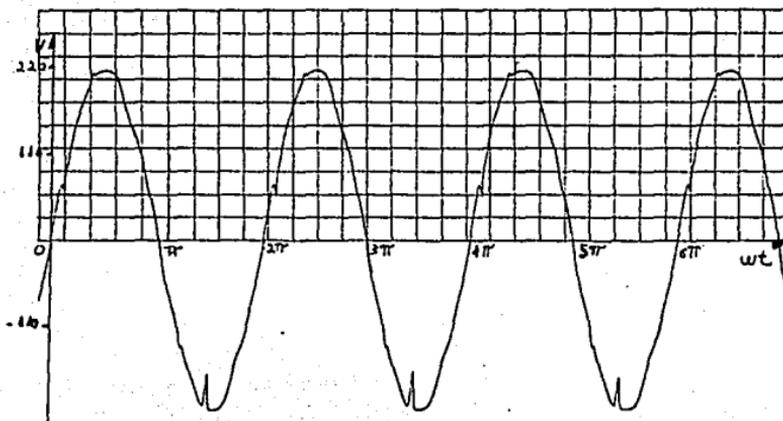


Figura 2.14. Señal controlada para un ángulo de conducción de 172.86° .

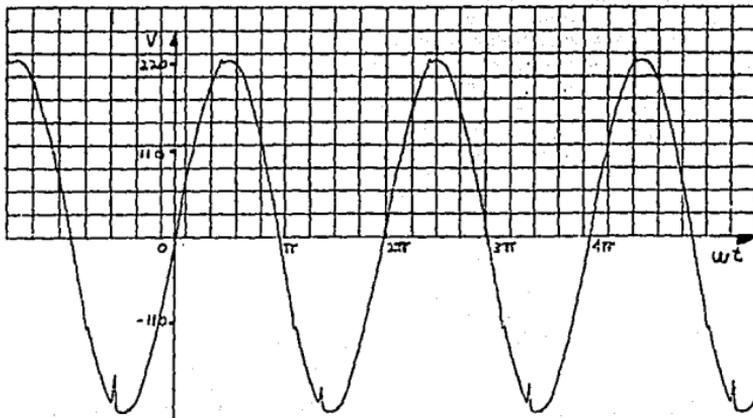


Figura 2.15. Señal controlada para un ángulo de conducción de 177.19° .

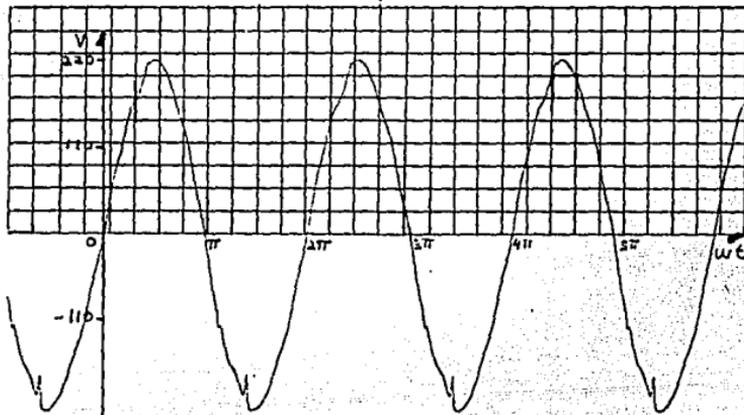
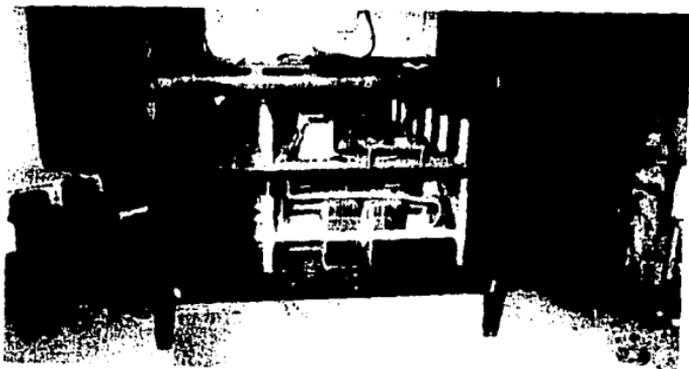


Figura 2.16. Señal controlada para un ángulo de conducción de 180° .



(a)



(b)

Figura 2.17 a y b. Banco de SCR's.

2.4 CÁLCULOS DEL CONVERTIDOR EMPLEADO.

En los secundarios del Transformador Trifásico de Potencia, conectados en delta y en estrella, se tiene corriente alterna la cual es convertida a corriente directa mediante dos Puentes Trifásicos de Onda Completa mostrados en la Figura 2.18 donde se puede apreciar como estos 2 puentes trifásicos son acoplados en paralelo por medio de una bobina de equilibrio la cual se tratará en el Capítulo 3. El ensamble de 2 puentes rectificadores se compone de 24 diodos que se subdividen como sigue: cada uno de los 2 puentes comprende 3 brazos, constituidos cada uno por 4 diodos en paralelo y serie.

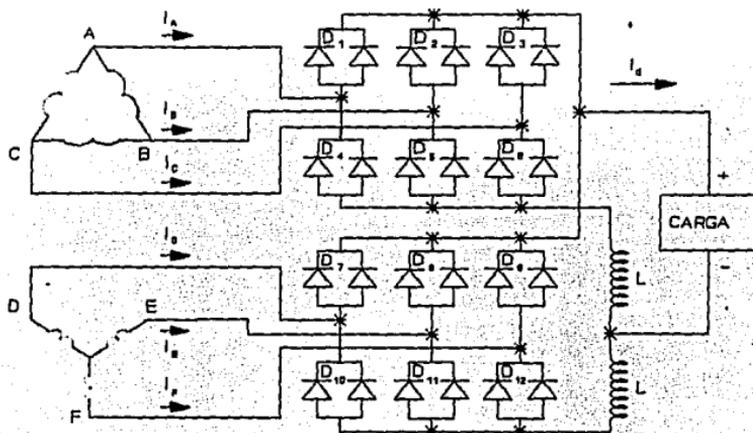


Figura 2.18. Puentes Trifásicos de Onda Completa en el secundario del transformador.

Cuando la demanda de corriente por la carga excede la capacidad de los dispositivos disponibles (diodos) es necesario hacer un arreglo en paralelo. Es por esto que en la Figura 2.18 los

diodos están en paralelo para cada medio ciclo; estos a su vez están en serie con otro par de diodos conectados también en paralelo.

En la gráfica de la Figura 2.19 se muestran las 6 fases a la salida del transformador; el análisis de la conducción y retorno de corriente del puente rectificador se realiza por separado para las fases A, B y C que genera la conexión en delta y las fases D, E y F que genera la conexión en estrella para un período de la señal de entrada. Se puede ver como, por ejemplo, para la fase A de la conexión en delta conduce el diodo D_1 , de $\pi/6$ a $5\pi/6$ y cómo el retorno es por la fase B a través del diodo D_2 , de $-\pi/6$ hasta $\pi/2$ y la fase C a través del diodo D_3 , de $\pi/2$ hasta $7\pi/6$.

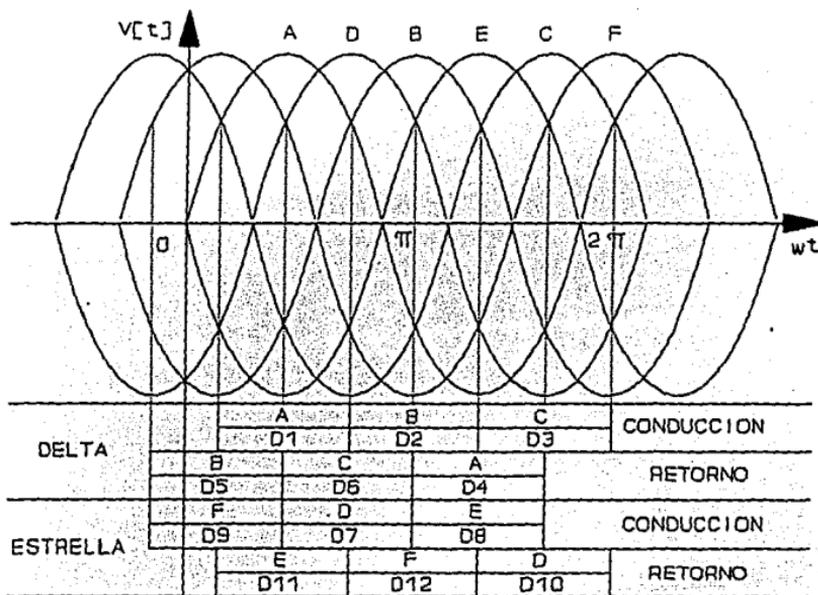


Figura 2.19. Secuencia de conducción de los diodos.

Para analizar el convertidor empleado (puente de diodos) se utiliza el modelo eléctrico mostrado en la Figura 2.20 que permite ver su funcionamiento para la fase A de conducción. La carga de este modelo eléctrico esta formada por una parte predominantemente reactiva, compuesta por la conexión inductiva y la bobina de acoplamiento, y una parte activa (resistencia de la parte reactiva).

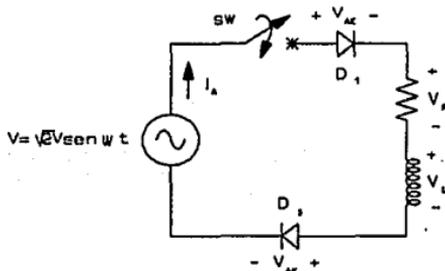


Figura 2.20. Modelo eléctrico del convertidor.

Cuando inicia la conducción (que se representa en el modelo eléctrico de la Figura 2.20 con el cierre del interruptor SW) el voltaje cae y la corriente aumenta debido a que la carga, por ser inductiva, almacena corriente, conduciendo entonces los diodos. La ecuación de malla es:

$$V_R + V_L = v$$

que al sustituir por sus valores, se tiene:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad (1)$$

durante el medio ciclo positivo de v , el cual es multiplicado por raíz de 2 para obtener el voltaje máximo.

La corriente normal (i_N) se obtiene, entonces, cuando $t=0$, donde $v=0$

$$Ri + L \frac{di}{dt} = 0$$

$$L \frac{di}{dt} = -Ri$$

$$L di = -R i dt$$

$$\frac{di}{i} = -\frac{R}{L} dt$$

integrando se tiene:

$$\int \frac{di}{i} = -\frac{R}{L} \int dt$$

$$L \ln i = -\frac{R}{L} t + c$$

eliminando el logaritmo:

$$e^{L \ln i} = e^{-\frac{R}{L} t + c}$$

$$i = e^{-\frac{R}{L} t} \times e^c$$

$$\therefore i_N = K e^{-\frac{R}{L} t}$$

La corriente forzada es $I_p = \text{cte}$, con lo cual la Ec.(1) queda:

$$ZI_p = \sqrt{2}V \sin(\omega t - \phi)$$

$$\therefore I_p = \frac{\sqrt{2}V \sin(\omega t - \phi)}{Z}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

la corriente total es:

$$i_T = i_N + i_F = Ke^{-\frac{R}{L}t} + \frac{\sqrt{2}V \sin(\omega t - \phi)}{Z}$$

Con las condiciones iniciales $i=0$ en $t=0$:

$$Ke^{-\frac{R}{L}(0)} + \frac{\sqrt{2}V \sin[\omega(0) - \phi]}{Z} = 0$$

$$K + \frac{\sqrt{2}V[\sin\omega(0)\cos\phi - \cos\omega(0)\sin\phi]}{Z} = 0$$

$$K + \frac{\sqrt{2}V(0 - \sin\phi)}{Z} = 0$$

$$\therefore K = \frac{\sqrt{2}V \sin\phi}{Z}$$

así la corriente total es:

$$i_r = \frac{\sqrt{2}V \sin \phi}{Z} e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{\sqrt{2}V \sin(\omega t - \phi)}{Z}$$

$$i_r = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\sin(\omega t - \phi) + e^{-\frac{R}{L}t} \sin \phi] \quad (2)$$

Cuando termina la conducción:

$$\omega t = \beta$$

sustituyendo en la Ec. (2):

$$i_r = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\sin(\beta - \phi) + e^{-\frac{R}{L}(\frac{\beta}{\omega})} \sin \phi]$$

Haciendo la suma de voltajes de Kirchoff en el circuito:

$$v - V_R - V_L = 0$$

$$v - Ri - L \frac{di}{dt} = 0$$

de la cual:

$$Ri = \sqrt{2}V \sin \omega t - L\omega \frac{di}{d\omega t}$$

La corriente rectificada es:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V \sin \omega t}{R} - \frac{L\omega}{R} \frac{di}{d\omega t}$$

La corriente promedio es:

$$i_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^\beta (i) d\omega t$$

$$i_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^\beta \left[\frac{\sqrt{2}}{R} V \sin \omega t - \frac{L\omega}{R} \frac{di}{d\omega t} \right] d\omega t$$

por ser, en una bobina, el voltaje promedio igual a cero el segundo término de la integral desaparece:

$$i_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^\beta \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} [-\cos \omega t]_0^\beta = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} [-\cos \beta - (-\cos(0))]$$

$$\therefore i_o = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} [1 - \cos \beta]$$

El voltaje promedio rectificado en la bobina es:

$$V_o = R I_o = R \left[\frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} \right] (1 - \cos \beta)$$

$$\therefore V_o = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} (1 - \cos \beta)$$

Para este caso se tiene lo siguiente:

$$\beta = 180^\circ$$

$$V = 12 \text{ volts}$$

$$R = 0.337 \text{ m}\Omega$$

con lo cual se tiene la corriente promedio en la carga:

$$i_o = \frac{\sqrt{2}(12)}{2\pi(0.337 \times 10^{-3})} [1 - \cos(180^\circ)] = 16000 \text{ amperes}$$

Como el secundario es hexafásico se tendrán 6 pulsos, entonces, para obtener la corriente promedio por rama, se divide entre 6:

$$i_{o_{\text{rama}}} = \frac{i_o}{6} = \frac{16000}{6} = 2666.67 \text{ amperes}$$

Para el voltaje se tiene:

$$V = 12 \text{ volts}$$

$$\beta = 180^\circ$$

con lo que finalmente se obtiene:

$$V_o = \frac{\sqrt{2}(12)}{2\pi} [1 - \cos(180^\circ)] = 5.4 \text{ volts}$$

La Figura 2.21 muestra el banco de 24 diodos que conforman los dos puentes rectificadores de onda completa.

2.5 MONTAJE.

Desde el punto de vista de disposición, los diodos de cada brazo son montados sobre un chasis individual. Cada brazo está conectado en su parte superior al juego de barras de alimentación de corriente alterna, por medio de pequeñas placas de enlace. El chasis está sujeto al armazón por 4 tornillos, y entre ellos por unas plaquetas de metal.

Todo esta arreglado de manera de asegurar una removilidad individual de los brazos del puente (en caso de necesitarse).

Los brazos de polaridad negativa son montados en hilera al frente del armario, mientras que los de polaridad positiva son

también montados en hilera, pero atrás del armario.

Los chasis son mecánicamente idénticos entre ellos y con el fin de prevenir el montaje en el lado que no les corresponde, éstos están dotados de un dispositivo que impide que el chasis se monte equivocadamente.

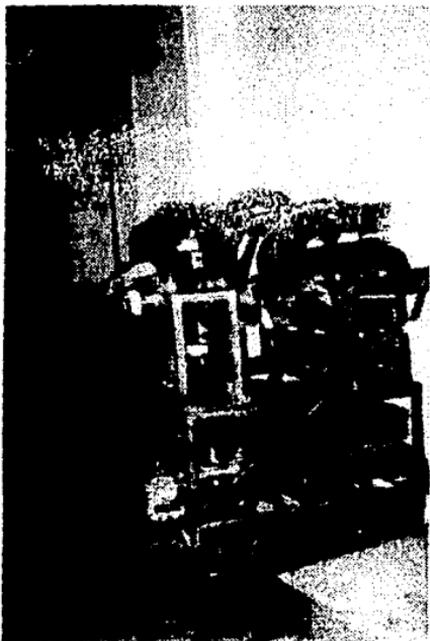


Figura 2.21. Banco de diodos (Puentes Rectificadores de Onda Completa).

2.6 CARACTERÍSTICAS DE LOS ELEMENTOS A UTILIZAR.

A continuación se presentan las principales características de los dispositivos utilizados en la etapa de potencia seleccionados en base a los valores de voltaje y corriente requeridos en la etapa de control y la de rectificación.

En la etapa de control se utilizan 3 SCR's y 3 diodos con las siguientes características:

- SCR's tipo C440:

| | |
|--|-----------------|
| $I_{T(AV)}$ (máximo promedio de corriente en estado de encendido a 180° de conducción) | 850 amperes |
| $I_{(RMS)}$ (máxima corriente RMS en estado de encendido) | 1400 amperes |
| $I_{GT(MAX)}$ (máxima corriente de compuerta) | 150 miliamperes |
| dv/dt (variación de voltaje con respecto al tiempo) | 300 V/microseg |
| di/dt (variación de corriente con respecto al tiempo) | 800 A/microseg |
| V_{GT} (voltaje de compuerta) | 5 volts |

- Diodos tipo R23A4A:

| | |
|--|-----------------|
| $I_{F(AV)}$ (promedio de corriente máximo) | 815 amperes |
| $I_{P(RMS)}$ (corriente RMS) | 1280 amperes |
| Rango de voltaje | 600 a 400 volts |

En la etapa de rectificación se utilizan 24 diodos con las siguientes características:

- Diodos tipo R52K16B:

| | |
|--|-------------------|
| $I_{F(AV)}$ (promedio de corriente máximo) | 2560 amperes |
| $I_{P(RMS)}$ (corriente RMS) | 4020 amperes |
| Rango de voltaje | 2200 a 1600 volts |

CAPÍTULO 3

ACOPLAMIENTO DE

LAS FUENTES DE

CORRIENTE DIRECTA

CAPÍTULO 3: ACOPLAMIENTO DE LAS FUENTES DE CORRIENTE DIRECTA.

Es necesario acoplar las corrientes rectificadas que se tienen a la salida de las dos fuentes de corriente directa (puentes rectificadores de onda completa) mediante una conexión en paralelo para sumarlas. El acoplamiento se realiza con un inductor: con este arreglo se tienen a la salida los 16000 amperes proyectados ya que cada fuente proporciona 8000 amperes que son sumados al estar así acopladas.

El uso de este inductor (Figura 3.1) se justifica debido a que se tiene una fuente de corriente y el inductor, debido a sus propiedades de oponerse a los cambios de corriente a través de él es un excelente filtro para la corriente.

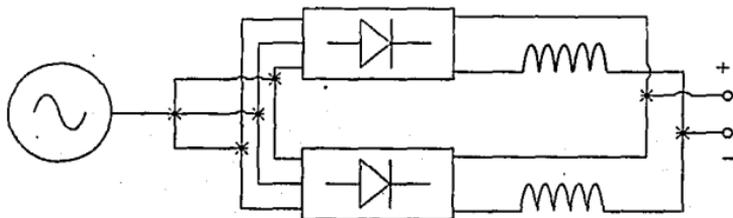


Figura 3.1. Bobina de acoplamiento.

La corriente I_L demandada por la carga (Figura 3.2) permite que cada uno de los dos rectificadores trifásicos conectados en paralelo mediante la bobina de acoplamiento proporcionen permanentemente la misma intensidad de corriente.

3.1 CÁLCULO DE LA BOBINA DE ACOPLAMIENTO.

El cálculo de la bobina de acoplamiento se realiza tomando como analogía el circuito mostrado en la Figura 3.3 donde se considera en estado de conducción D_1 y D_3 .

Cuando el diodo D_1 conduce:

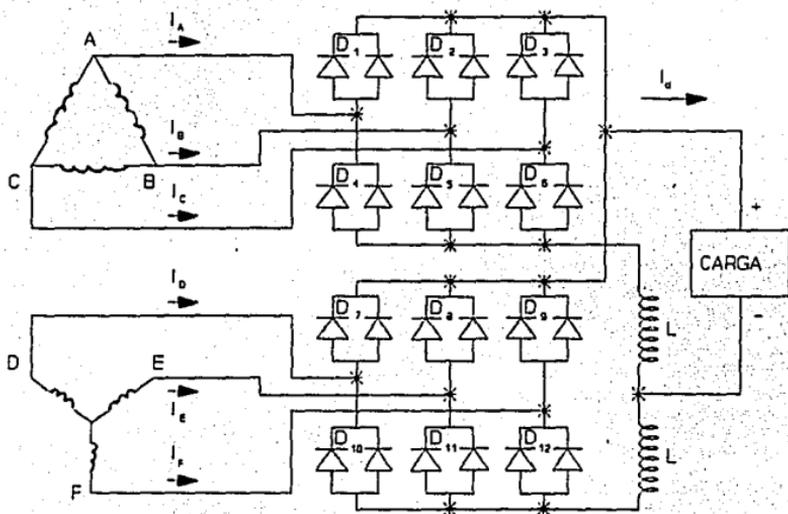


Figura 3.2. Acoplamiento de las fuentes.

$$V_{cd} = V_L = L \frac{di}{dt}$$

de donde:

$$di = \frac{V_{cd}}{L} dt$$

integrando se tiene:

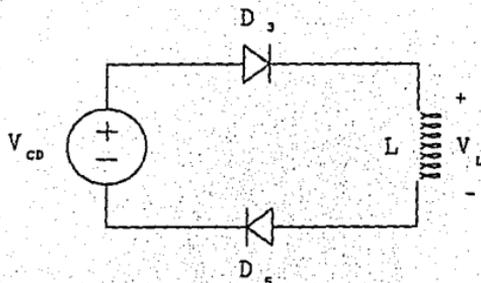


Figura 3.3 Circuito simplificado.

$$\int di = \frac{V_{cb}}{L} \int_0^{T/2} dt$$

considerando una frecuencia de 60 Hertz:

$$i = \frac{V_{cb}}{L} t \Big|_0^{8.33 \times 10^{-3}}$$

$$i = \frac{V_{cb}}{L} (8.33 \times 10^{-3}) - \frac{V_{cb}}{L} (0)$$

$$i = \frac{V_{cb}}{L} (8.33 \times 10^{-3})$$

despejando el valor de la inductancia tiene:

$$L = \frac{V_{cb}}{i} (8.33 \times 10^{-3})$$

donde:

$$V_{cd}=12\text{volts}$$

$$i=8000\text{amperes}$$

siendo estos los valores de voltaje y corriente en cada puente rectificador (Capítulo 2).

Finalmente se obtiene el valor de la inductancia de la bobina de acoplamiento:

$$L = \frac{12}{8000} (8.33 \times 10^{-3}) = 12.5 \mu H$$

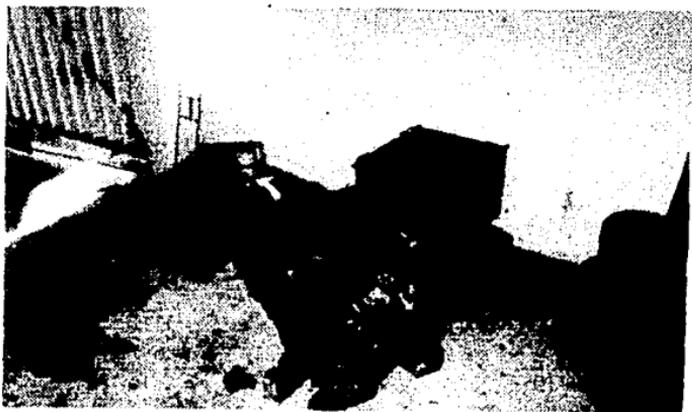


Figura 3.4. Aspecto de la Bobina de Acoplamiento.

CAPÍTULO 4

CONTROL

DE DISPARO

DEL SCR

CAPÍTULO 4: CONTROL DE DISPARO DEL SCR

El flujo de corriente procedente de la subestación de alimentación que entra al primario del transformador y que se consume finalmente en la carga se controla por medio de SCR's. El control se logra gobernando la compuerta de cada uno de los 3 SCR's (uno por fase), ya que esta permite que entren en estado de conducción, mediante un pulso (disparo), permitiendo así el flujo de corriente. En este proyecto se utiliza el Control de Ángulo de Fase ya que permite tener un control total y preciso en los 180° ; el análisis se desarrolla para una sola fase ya que las otras 2 son idénticas.

El disparo que activa al SCR debe tener determinadas características de acuerdo al SCR seleccionado para este caso particular el fabricante del dispositivo que se utiliza recomienda

$$V_g = 5 \text{ volts}$$

$$I_g = 150 - 300 \text{ mA}$$

para asegurar la puesta en conducción del SCR.

Debe conformarse un pulso de 5 volts de amplitud con corriente de 150 a 300 miliamperes; el ancho del pulso debe variarse continuamente de 180° hasta 0° eléctricos.

El circuito de control que permite lograr lo anterior esta formado por varias etapas, las que a continuación se mencionan.

- 1.- Transformador de acoplamiento del voltaje de línea y el circuito de disparo.
- 2.- Detector de cruce por cero.
- 3.- Integrador o generador de rampa.
- 4.- Comparador de voltaje.
- 5.- Generador de pulsos o modulador.
- 6.- Amplificador de corriente.
- 7.- Aislamiento entre el control y la etapa de potencia (transformador de pulsos).

4.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONTROL DE DISPARO DEL SCR.

Como se muestra en el diagrama a bloques de la Figura 4.1 el Control de Disparo del SCR inicia con un transformador reductor (bloque 1) mediante el cual se reduce el voltaje de línea a fin de poder alimentar con dicho voltaje los dispositivos de baja potencia

que conforman el circuito electrónico encargado de controlar el disparo del SCR. El transformador también sirve para aislar la etapa de control de la etapa de potencia.

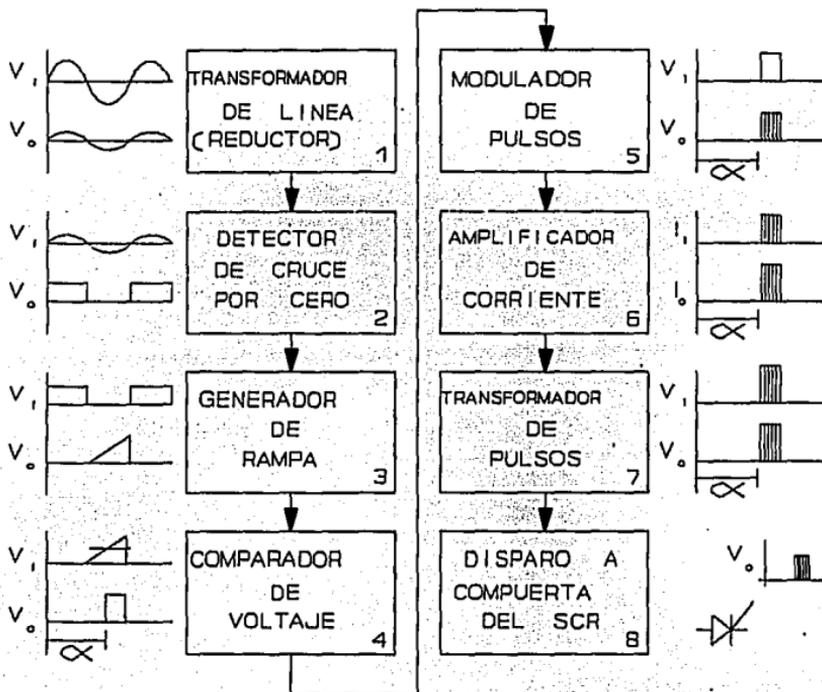


Figura 4.1. Diagrama a Bloques del Control de disparo del SCR.

La señal senoidal proporcionada por el transformador de acoplamiento del voltaje de línea y el circuito de disparo, entra al detector de cruce por cero (bloque 2), el cual tiene la función de generar una señal cuadrada tomando como referencia la

conmutación (cruce por cero) de la señal de entrada con el fin de sincronizar las señales.

La señal cuadrada proporcionada por el detector entra al circuito generador de rampa (bloque 3) el cual integra dicha señal para lograr que sea una función lineal de voltaje en función del ángulo obteniendo así a la salida una señal en forma de rampa, la que comparada con un voltaje de referencia por medio de un circuito comparador de voltaje (bloque 4) genera a la salida un pulso cuadrado proporcional a la diferencia entre ambos voltajes. El voltaje de referencia es un voltaje variable de control mediante el cual se selecciona el ángulo de conducción del SCR.

El pulso cuadrado proporcionado por el comparador de voltaje será el encargado de disparar al SCR después de ser modulada la amplitud por el modulador de pulsos (bloque 5). La modulación se realiza con el fin de asegurar el disparo del SCR ya que así se dispara al SCR con varios pulsos en lugar de uno solo.

Para que el pulso ya modulado dispare al SCR es necesario, además, que su corriente sea incrementada para lo cual se utiliza un amplificador de corriente (bloque 6).

La salida del amplificador de corriente es conectada al primario del transformador de acoplamiento (bloque 7) con el único fin de aislar la etapa de control de la de potencia puesto que su relación de transformación es unitaria. El secundario del transformador es conectado finalmente a la 'compuerta del SCR (bloque 8) lográndose así el control de disparo.

Para polarizar los circuitos integrados utilizados en el control de disparo del SCR se requiere una fuente de corriente continua que proporcione -15, +15 y +5 volts.

4.2 TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO DEL VOLTAJE DE LÍNEA Y EL CIRCUITO DE DISPARO.

La función de este transformador (Figura 4.1, bloque 1) es reducir el voltaje de línea que es de 220 volts a un voltaje en el secundario de 7 volts, el cual permite alimentar los dispositivos del circuito electrónico de control. Además permite el aislamiento entre la etapa de control y la de potencia, siendo sus características las siguientes:

$$V_1 = 220 \text{ volts}$$

$$V_2 = 7 \text{ volts}$$

$$F = 60 \text{ Hertz}$$

El diseño del transformador se inicia con el cálculo de la Potencia Aparente en el secundario:

$$S_2 = VI = 7 \times 0.25 = 1.75 \text{ VA}$$

cifra, que, para tener en cuenta el rendimiento, debe incrementarse aproximadamente en un 20%:

$$S_2 = 1.20 \times 1.75 = 2.1 \text{ VA}$$

con lo cual se calcula la sección A del núcleo:

$$A = 1.5\sqrt{S} = 1.5\sqrt{2.1} = 2.1737 \text{ cm}^2 = 2.2 \text{ cm}^2$$

el número de espiras en el primario se obtiene de:

$$N_1 = \frac{V_1 10^8}{4.44 F A B}$$

en este tipo de transformadores por ser muy pequeños la inducción magnética B se toma comprendida entre 8000 y 10000 gauss, para limitar las pérdidas en el hierro. Se adoptará el valor de 8000 gauss

$$N_1 = \frac{220 \times 10^8}{4.44 \times 60 \times 2.1737 \times 8000} = 4748.95 = 4749 \text{ espiras}$$

el número de espiras en el secundario se obtiene de:

$$N_2 = \frac{N_1 V_2}{V_1} = \frac{4748.95 \times 7}{220} = 151.1 = 151 \text{ espiras}$$

la sección "a" de los conductores se calcula tomando sus respectivas corrientes de carga y una densidad de corriente comprendida entre:

$$\delta = 1.0 - 2.0 \text{ A/mm}^2$$

$$a = \frac{I}{\delta}$$

la corriente en el devanado primario es:

$$I_1 = \frac{S_2}{V_1} = \frac{2.1}{220} = 9.545 \text{ mA}$$

con

$$\delta = 1 \text{ A/mm}^2$$

se tiene

$$a_1 = \frac{I_1}{\delta} = \frac{9.545 \times 10^{-3}}{1} = 0.0095 \text{ mm}^2$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{2a_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{2 \times 0.0095}{\pi}} = 0.11 \text{ mm}$$

d_1 es el diámetro del alambre en el primario del transformador que corresponde a un calibre AWG=38

$$a_2 = \frac{I_2}{\delta} = \frac{250 \times 10^{-3}}{1} = 0.25 \text{ mm}^2$$

d_2 es el diámetro del alambre en el secundario del transformador que corresponde a un calibre AWG=22.

Para dimensionar el núcleo se adoptan ciertas normas prácticas. La Figura 4.2 muestra las dimensiones típicas del núcleo, las que están relacionadas entre si por las siguientes condiciones prácticas:

$$g=1.5h$$

$$e=0.5h$$

$$b=1.5c$$

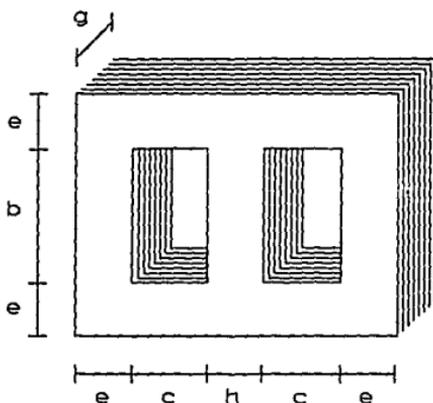


Figura 4.2. Dimensiones típicas del núcleo (transformador reductor).

Las dimensiones b y c están vinculadas al espacio que necesitan los embobinados; estos se hacen en capas, y cada capa necesita un espesor determinado, más la aislación entre capas. Sumando todo eso se llega a la medida C . Una fórmula práctica que permite calcular el espesor que ocupará un embobinado de N espiras, si se lo hace con alambre de un diámetro d (mm), es:

$$\text{espesor} = 0.1d\sqrt{N}$$

considerando los dos embobinados:

$$\text{espesor} = 0.1 [d_1\sqrt{N_1} + d_2\sqrt{N_2}] = 0.1 [0.1\sqrt{4799} + 0.56\sqrt{151}] = 1.377 \text{ cm}$$

$$c = \text{espesor} + \text{aislantes}$$

considerando 0.2 centímetros de aislación se tiene

$$c = 1.377 + 0.2 = 1.577 = 1.6 \text{ cm}$$

por lo tanto

$$b = 1.5 \times 1.577 = 2.36 = 2.4 \text{ cm}$$

considerando la sección A del núcleo se tiene

$$A = h \times g = 2.2 \text{ cm}^2$$

$$h[1.5h] = 2.2 \text{ cm}^2$$

$$h = \sqrt{\frac{2.2}{1.5}} = 1.21 = 1.2 \text{ cm}$$

$$g = 1.5h = 1.5 \times 1.21 = 1.82 = 1.8 \text{ cm}$$

$$e = 0.5h = 0.5 \times 1.21 = 0.61 = 0.6 \text{ cm}$$

con lo cual queda dimensionado el transformador de acoplamiento del voltaje de línea y el circuito de disparo.

4.3 DETECTOR DE CRUCE POR CERO.

La señal de corriente alterna de $7 V_{pp}$ proporcionada por el transformador de acoplamiento es aplicada a la entrada no-inversora del circuito comparador LM106H mientras que la entrada inversora se conecta a tierra (Figura 4.3). Este circuito detecta cuando la señal conmuta del voltaje positivo al negativo y viceversa (Figura 4.1, bloque 2), lo que permite sincronizar la señal a controlar con la señal de disparo, teniendo a la salida del detector una señal cuadrada de 15 volts de amplitud.

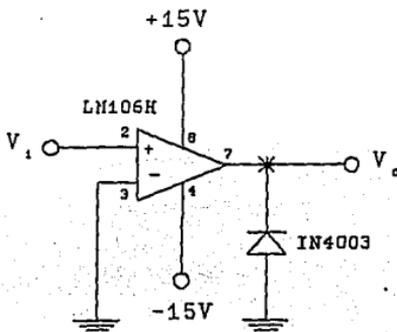


Figura 4.3. Circuito detector de cruce por cero.

Para obtener en la salida un pulso cuadrado únicamente positivo se conecta el diodo IN4003 a la salida del LM106H proporcionando así un camino a tierra para el semiciclo negativo.

Con esto se logra tener un pulso de duración $\frac{\pi}{2}$ radianes y sincronizado con la señal de potencia que se va a controlar. Los resultados se muestran en la Figura 4.4 en la cual se puede ver a la salida del comparador la señal cuadrada con una amplitud de 15 volts que servirá para generar una rampa en la siguiente etapa.

Los dispositivos empleados en esta etapa son los siguientes:

- Circuito Integrado LM106H funcionando como comparador de voltaje.
- Diodo IN4003 para proporcionar un camino a tierra para el semiciclo negativo de la señal de salida.

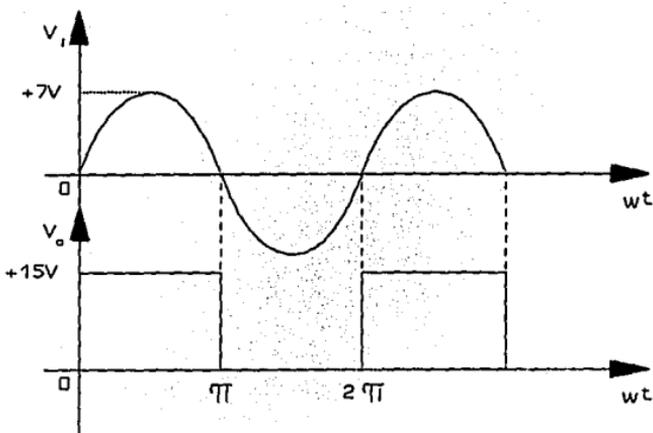


Figura 4.4. Entrada y salida del detector de cruce por cero.

4.4 CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA.

Una vez que se tiene la señal cuadrada proporcionada por el detector de cruce por cero, ésta es integrada con el fin de obtener una señal en forma de rampa cuyo inicio y fin esta determinado por el cruce por cero de la señal a controlar (Figura 4.1, bloque 3).

Tomando en cuenta que a la salida del detector de cruce por cero se tienen pulsos de 15 volts de amplitud la rampa se realiza por medio de una fuente de corriente constante que carga a un capacitor y que es controlada por un transistor operando en corte y saturación, el cual es disparado con el pulso proporcionado por el detector de cruce por cero con el fin de lograr una señal que sea una función lineal de voltaje en función del ángulo. El empleo de un transistor para controlar la fuente de corriente se debe a que este no presenta problemas de compensación.

Sabiendo que la corriente en el capacitor esta dada por:

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

se obtiene

$$dV = \frac{i}{C} dt$$

integrando

$$V = \frac{i}{C} \int dt$$

Como se requiere una rampa de 5 volts durante medio ciclo, es decir, cada $T/2$ segundos, se tiene

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i(t) dt$$

es necesario que:

$$i(t) = \text{constante}$$

$$i(t) = I$$

$$\therefore V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} I dt$$

Esto se logra con la fuente de corriente que se muestra en el circuito de la Figura 4.5, dicho circuito cuenta con un transistor PNP de Silicio y con el diodo zener IN751 con voltaje regulado de 5.1 volts.

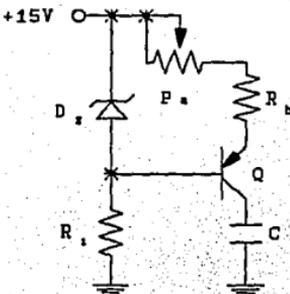


Figura 4.5. Fuente de corriente.

entonces se tiene:

$$V_c(t) = \frac{I}{C} t \int_0^{T/2} - (1)$$

ya que el voltaje en el capacitor al cargarse y descargarse con una I constante provocará una rampa, se requiere entonces que:

$$V_c(t) = 5 \text{ volts}$$

ya que este voltaje debe ser igual al voltaje de referencia con el cual será comparado en la siguiente etapa. Además:

$$\frac{T}{2} = \frac{1/f}{2} = \frac{1/60}{2} = 0.0083 \text{ segundos}$$

en la ecuación (1) se tiene:

$$5 = \frac{I}{C} (0.0083)$$

eligiendo $c = 0.1 \mu\text{F}$

$$I = \frac{5}{0.0083} (0.1 \times 10^{-6}) = 60 \mu\text{A}$$

que es la corriente que debe proporcionar la fuente para producir la rampa de 5 volts.

El valor de R_1 se obtiene de la siguiente forma:
El voltaje en la base esta dado por:

$$V_B = V_{CC} - V_E = 15 - 5.1 = 9.9 \text{ volts}$$

como el diodo zener opera igual o mayor que 2 miliamperes, por ley de ohm:

$$R_1 = \frac{V_B}{I} = \frac{9.9}{2 \times 10^{-3}} \leq 4950 \Omega$$

Para calcular la resistencia del emisor:

$$R_E = R_a + R_b$$

se requiere conocer I_E y V_E . Sabiendo que

$$I_E = I_B + I_C$$

donde

$$I_C = I = 60 \mu\text{A}$$

como

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

se tiene que

$$I_E = \frac{I_C}{\beta} + I_C = \frac{I_C + \beta I_C}{\beta} = \frac{I_C(\beta + 1)}{\beta}$$

para el transistor utilizado $\beta = 100$

$$I_E = \frac{(60 \times 10^{-6})(1 + 100)}{100} = 60.6 \mu\text{A}$$

Para obtener V_{RE} se hace la malla de entrada

$$15 - I_{RE} R_E - V_{BE} - V_B = 0$$

$$15 - V_{RE} - V_{BE} - V_B = 0$$

$$\therefore V_{RE} = 15 - 0.7 - 9.9 = 4.4 \text{ volts}$$

aplicando la ley de ohm:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{RE}} = \frac{4.4}{60.6 \times 10^{-6}} = 72607.26 \Omega$$

eligiendo entonces a partir de este valor:

$$P_E = 50 \text{ k}\Omega$$

$$\therefore R_E = 22 \text{ k}\Omega$$

El control de la fuente de corriente es a través del transistor Q_1 (Figura 4.6), de tal manera que cuando el transistor Q_1 está en corte (1-2), la corriente circula por el capacitor C , produciendo un voltaje que tiene forma de rampa por ser producido por una corriente constante. Cuando entra en estado de conducción (0-1) el capacitor se descarga a través del colector-emisor del transistor provocando la caída abrupta de la rampa.

Gráficamente la señal que proporciona el generador de rampa se muestra en la Figura 4.7.

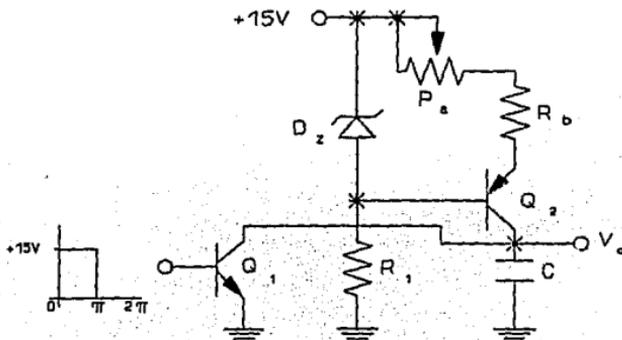


Figura 4.6. Circuito generador de rampa.

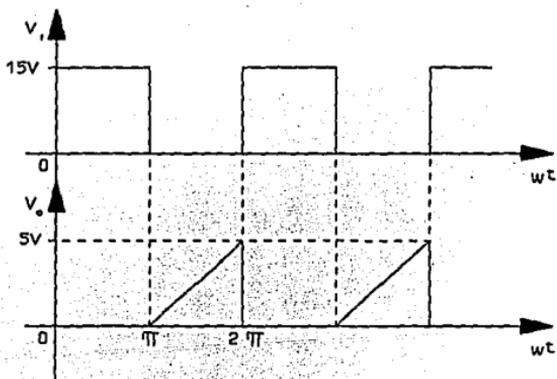


Figura 4.7. Señal de entrada y salida del circuito generador de rampa.

Los dispositivos empleados en esta etapa son los siguientes:

- Q_1 = Transistor de conmutación 2N2222, NPN con $I_c=800\text{mA}$ y $\beta=50$ operando en corte y conducción.
 Q_2 = Transistor de la fuente 2N2907A, PNP con $I_c=600\text{mA}$ y $\beta=100$ operando en activa directa.
 D_1 = Diodo zener IN751 con un voltaje de referencia de 5.1 volts y una potencia de 10.2 mW.

4.5 COMPARADOR DE VOLTAJE.

La señal proporcionada por el generador de rampa, que tiene como valor máximo 5 volts, se compara por medio de un comparador de voltaje (Figura 4.1, bloque 4) con un voltaje de referencia, variable entre 0 y 5 volts, el cual es proporcionado por el Control por Microprocesador (Capítulo 6). A la salida del comparador se obtiene un pulso cuadrado de 15 volts de amplitud, reducido mediante un divisor de voltaje a 5 volts, cuya anchura es proporcional a la diferencia entre la rampa y el voltaje de referencia, logrando con esto, el control del disparo al SCR que depende directamente del valor que tenga el voltaje de referencia (Figura 4.8).

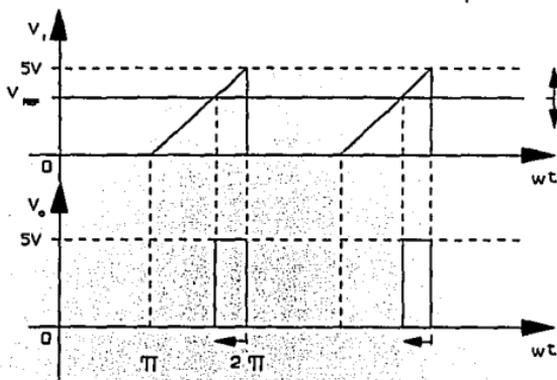


Figura 4.8. Salida del comparador de voltaje debida al voltaje de referencia.

Si V_{ref} va disminuyendo, el comparador da una salida alta todo el tiempo que el voltaje de la rampa aplicado a la terminal no-inversora (Figura 4.9) del circuito comparador sea mayor que dicho voltaje el cual se aplica en la terminal inversora. De esta forma se obtiene un pulso de anchura controlable por V_{ref} .

El dispositivo empleado en esta etapa es el siguiente:

- Circuito Integrado LM106H funcionando como comparador de voltaje.

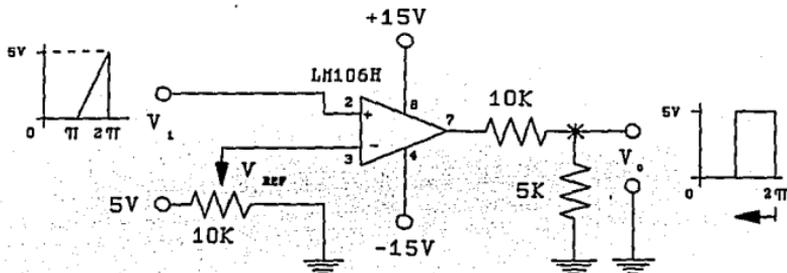


Figura 4.9. Circuito comparador de voltaje.

4.6 GENERADOR DE PULSOS O MODULADOR.

Con el fin de asegurar el disparo del SCR se modula la amplitud del pulso que proporciona el comparador de voltaje (Figura 4.1, bloque 5).

El generador de pulsos mostrado en la Figura 4.10 está formado por el circuito integrado LM555 que opera como un oscilador de onda cuadrada a una frecuencia de 10 KHz por ser esta la frecuencia que debe emplear el SCR para poder controlar el semiciclo positivo a 2.16 grados eléctricos. La señal cuadrada proporcionada por el comparador de voltaje es aplicada a la terminal 4 del LM555; cuando dicha señal tiene un nivel bajo el oscilador se bloquea mientras que cuando el nivel es alto éste se habilita proporcionando a la salida un pulso modulado de 5 volts de amplitud hasta que conmute la señal de entrada.

Los valores de R_1 , R_2 , C_1 y C_2 , se obtienen considerando el tiempo de conducción y de apagado deseados, para este caso se requiere una frecuencia de 10 KHz, es decir;

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{10 \times 10^3} = 100 \mu s$$

donde

$$T = t_a + t_b$$

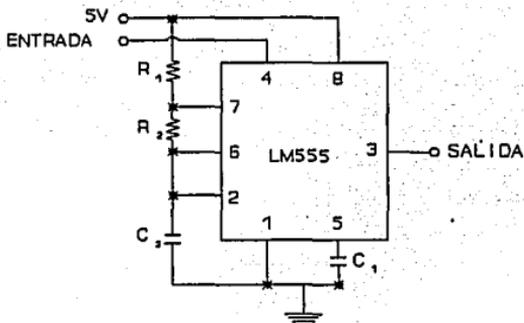


Figura 4.10. Circuito generador de pulsos.

Ya que en un oscilador el tiempo de encendido debe ser mayor al de apagado se propone un tiempo de encendido $t_a = 60 \mu s$ y un tiempo de apagado $t_b = 40 \mu s$.

Se sabe que:

$$t_b = 0.693 (R_2) (C_2)$$

eligiendo $C_2 = 0.0047 \mu F$ se tiene que:

$$R_2 = \frac{t_b}{0.693 C_2} = \frac{40 \times 10^{-6}}{0.693 (0.0047 \times 10^{-6})} = 12280.86 = 12K\Omega$$

Para obtener R_1 , se sabe que:

$$t_a = 0.693 (R_2 + R_1) C_2$$

$$\therefore R_1 = \frac{t_a}{0.693 C_2} - R_2 = \frac{60 \times 10^{-6}}{0.693 (0.0047 \times 10^{-6})} - 12280 = 6141.3 = 6K\Omega$$

Resumiendo, los valores obtenidos para una frecuencia de 10 KHz son:

$$R_1 = 6.14K\Omega$$

$$R_2 = 12.28K\Omega$$

$$C_1 = 0.01\mu F$$

$$C_2 = 0.0047\mu F$$

La salida del generador de pulsos se muestra en la gráfica de la Figura 4.11.

El dispositivo empleado en esta etapa es el siguiente:

- Circuito Integrado LM555 funcionando como oscilador de onda cuadrada a 10 KHz.

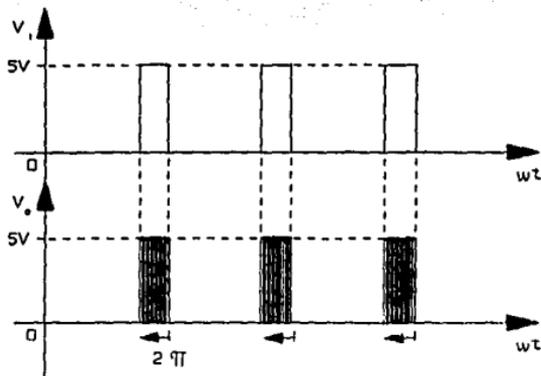


Figura 4.11. Señal de salida del circuito generador de pulsos.

4.7 AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.

La corriente proporcionada por el generador de pulsos LM555 no es suficiente para generar el disparo del SCR por lo que es necesario utilizar un circuito que permita obtener la corriente que requiere el SCR (Figura 4.1, bloque 6).

La señal de salida proporcionada por el generador de pulsos conmutará en corte y saturación al transistor en configuración Darlington, como el que se muestra en la Figura 4.12, asegurando la magnetización del núcleo del transformador de pulsos y generación del pulso de disparo con la corriente que requiere el SCR.

El aumento de corriente es el siguiente en el Darlington:

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$$

además:

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$$

considerando que:

$$I_{B1} = I_{C1}$$

$$I_{B2} = I_{B1}$$

se tiene finalmente que:

$$I_{C2} = \beta_2 (\beta_1 I_{B1}) = \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

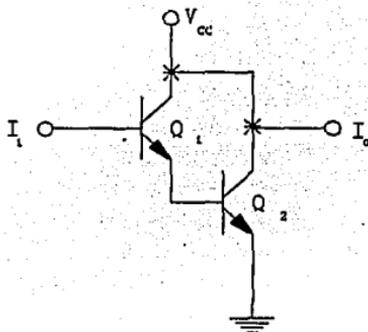


Figura 4.12. Par Darlington.

con lo que se logra un aumento considerable de corriente. Además de lo anterior, el par Darlington hará la función de interruptor ya que conectará y desconectará la tierra de primario del transformador que corresponde a la siguiente etapa.

Los dispositivos empleados en esta etapa son los siguientes:

- Q_1 = Transistor 2N2222, NPN con $I_c=800$ mA y $\beta=50$, operando en corte y conducción.
 Q_2 = Transistor 2N1711, NPN con $I_c=1$ A y $\beta=50$, operando en corte y conducción.

4.8 AISLAMIENTO ENTRE EL CONTROL Y LA ETAPA DE POTENCIA (TRANSFORMADOR DE PULSOS).

El aislamiento eléctrico tiene por objeto acoplar la etapa de control y la de potencia sin que haya posibilidad de regresos de corriente que puedan dañar el circuito de control.

Dicho aislamiento es realizado por medio de un transformador de pulsos con relación de transformación 1:1 que proporcionara pulsos cuadrados con los cuales se disparará el SCR.

4.8.1 TRANSFORMADOR DE PULSOS.

El transformador de pulsos (Figura 4.1, bloque 7) es usado a menudo para acoplar un pulso de disparo generado para un SCR, es decir, para obtener un aislamiento entre dos circuitos (Figura 4.13).

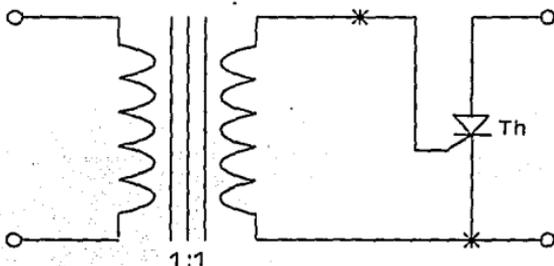


Figura 4.13. Circuito eléctrico del transformador de pulsos.

Los transformadores usados para el control del SCR son de relación 1:1, de dos devanados, o 1:1:1 de tres devanados. El transformador puede ser conectado directamente entre la compuerta y el cátodo, o puede tener un resistor en serie para reducir la corriente en el SCR o para balancear la corriente en la compuerta en un transformador de tres devanados conectados a 2 SCR's, o puede tener un diodo en serie para prevenir la corriente inversa en la

compuerta en caso de resonancia o inversión del pulso de voltaje del transformador.

Algunos factores que se deben considerar en el diseño de transformadores son:

- La magnetización del primario debe ser lo bastante alta y la corriente de magnetización es baja en comparación con el pulso de corriente durante el tiempo que dura el pulso.
- Se debe evitar la saturación del núcleo.
- La unión o conexión entre el primario y secundario debe ser hermética.

4.8.2 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE PULSOS.

Para diseñar el transformador es necesario calcular primeramente la inductancia del primario como se muestra a continuación.

La compuerta del SCR recibirá una corriente de 250 mA para que entre en conducción. Para este tipo de transformadores pequeños se tiene una eficiencia baja y se recomienda considerarla del 80%, es así que en el primario habrá una corriente promedio de:

$$I_P = \frac{I_S}{\eta} = \frac{250 \times 10^{-3}}{0.80} = 312.5 \text{ mA}$$

Cuando el Darlington está en corte, en el primario del transformador habrá 5 volts, ahora, se debe conocer el tiempo de duración de este voltaje en el primario, esto se puede ver gráficamente en la Figura 4.14.

De la gráfica se deduce que:

$$i_P = \frac{i_{P_{MAX}} t}{t_{ON}}$$

La corriente i_P , es una corriente promedio, entonces:

$$i_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^T \left(\frac{i_{pmax}}{t_{ON}} t \right) dt = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{i_{pmax}}{t_{ON}} \right) \frac{t^2}{2} \Big|_0^T$$

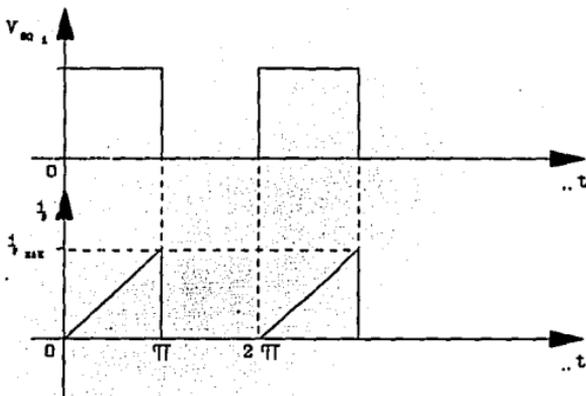


Figura 4.14. Voltaje en el primario del transformador de pulsos.

como $T=t_{ON}$ se tiene que:

$$i_p = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{i_{pmax}}{t_{ON}} \right) \frac{t_{ON}^2}{2} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{i_{pmax}}{2} \right) t_{ON}$$

despejando i_{pmax} :

$$i_{pmax} = \frac{i_p(4\pi)}{t_{ON}} = \frac{i_p(2T)}{t_{ON}}$$

como la frecuencia del modulador es de 10 KHz:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 \times 10^3} = 100 \mu s$$

El transformador proporcionará pulsos en el secundario con un tiempo de duración de:

$$t_{ON} = 60 \mu s$$

entonces:

$$i_{pmax} = \frac{312.5 \times 10^{-3} [2(100 \times 10^{-6})]}{60 \times 10^{-6}} = 1.04 \text{ amperes}$$

Por otra parte se sabe que:

$$V_{L_p} = L_p \frac{di_p}{dt}$$

despejando di_p

$$di_p = \frac{V_{L_p}}{L_p} dt$$

integrando:

$$\int di_p = \frac{V_{Lp}}{L_p} \int dt$$

$$i_p = \frac{V_{Lp}}{L_p} t$$

por lo tanto la inductancia en el primario es:

$$L_p = \frac{V_{Lp}}{i_p} t_{ON} = \frac{5}{1.04} (60 \times 10^{-6}) = 288 \mu H$$

Haciendo un recuento de los datos disponibles hasta el momento se tiene que:

$$V_p = V_s = 5 \text{ volts}$$

$$I_p = 312.5 \text{ mA}$$

$$I_s = 250 \text{ mA}$$

$$F = 10 \text{ KHz}$$

$$L_p = 200 \mu H$$

Con estos datos ya es posible hacer el dimensionado del transformador. En principio se calcula el volumen del núcleo.

$$V = \frac{L(I_p^2)(10^8)}{B(A_v)}$$

donde:

V = Volumen del núcleo en cm^3 .

L = Inductancia en el devanado primario en Henrys.

I_p = Corriente que circula en el devanado primario en amperes.

B = Inducción magnética en Gauss.

A_v = Valor de los ampere-vueltas por cm.

En este tipo de transformadores que trabajan a frecuencias altas adquiere una importancia fundamental la forma de la inducción magnética, pues la más mínima saturación que se produzca deforma la onda de armónicas de dicha fuerza electromotriz, es decir, provoca distorsión de amplitud. Para solventar el inconveniente mencionado, la inducción magnética en estos transformadores se limita a valores muy bajos a fin de utilizar sólo la parte más recta de la curva de magnetización. La inducción magnética media, se adopta:

$$B = 500 \text{ gauss}$$

Este valor parece muy reducido, pero es el límite práctico más prudente para evitar toda posibilidad de saturación magnética.

Por otro lado el valor de los ampere-vueltas por cm se fija en la práctica de acuerdo con las condiciones de trabajo adoptándose:

$$A_v = 3$$

Tomando en cuenta estas consideraciones el volumen del núcleo es:

$$V = \frac{(288 \times 10^{-6})(312.5 \times 10^{-3})^2 10^8}{(500)^3} = 1.88 \text{ cm}^3$$

con lo cual se puede determinar el ancho del alma

$$b = 0.54 \sqrt{V} = 0.54 \sqrt{1.88} = 0.74 \text{ cm}$$

se puede calcular ahora la sección transversal A del alma sabiendo

que es cuadrada con lado igual a b .

$$A=b^2=(0.74)^2=0.55\text{cm}^2$$

El paquete de chapas que formará el núcleo deberá tener un espesor b' que es 10% mayor que b para tener en cuenta la aislación entre chapas:

$$b'=1.1(0.74)=0.813\text{cm}$$

Queda así dimensionado todo el núcleo, en la forma que se indica en la Figura 4.15.

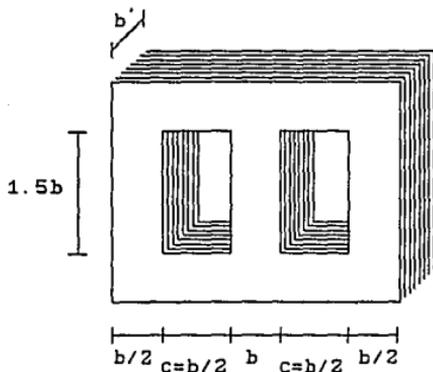


Figura 4.15. Dimensiones del núcleo del transformador acoplador.

El número de espiras en el primario se obtiene de:

$$N_p = \frac{L(I_p) 10^8}{B(b)^2} = \frac{(288 \times 10^{-6}) (312.5 \times 10^{-3}) 10^8}{500 (0.59)^2} = 32.92 = 33 \text{ espiras}$$

como la relación de transformación es unitaria se tiene que el número de espiras en el secundario es:

$$N_s = N_p = 33 \text{ espiras}$$

La sección "a" de los alambres de los embobinados se calcula adoptando una densidad de corriente de 2 amperes por mm².

$$a_p = \frac{I_p}{\delta} = \frac{312.5 \times 10^{-3}}{2} = 0.16 \text{ mm}^2$$

$$d_p = \sqrt{\frac{2a_p}{\pi}} = \sqrt{\frac{2(0.16)}{\pi}} = 0.32 \text{ mm}$$

d_p es el diámetro del alambre en el primario del transformador que corresponde a un calibre AWG=30

$$a_s = \frac{I_s}{\delta} = \frac{250 \times 10^{-3}}{2} = 0.125 \text{ mm}^2$$

$$d_s = \sqrt{\frac{2a_s}{\pi}} = \sqrt{\frac{2(0.125)}{\pi}} = 0.28 \text{ mm}$$

d_s es el diámetro del alambre en el secundario del transformador que corresponde a un calibre AWG=32. Con esto queda dimensionado el transformador.

4.8.3 RED DE AMORTIGUAMIENTO.

Dado que el transformador de pulsos por si solo provoca un

pulso como se muestra en la Figura 4.16, se coloca una red de amortiguamiento cuya constante de tiempo sea la misma que la duración del sobretiro que se presenta que es aproximadamente de 2 microsegundos.

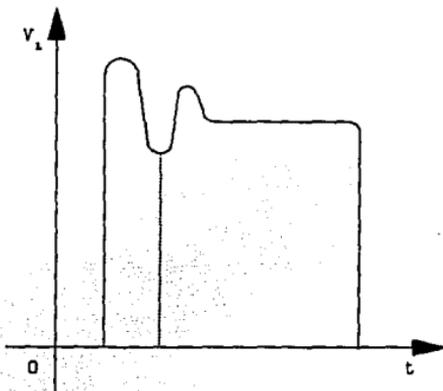


Figura 4.16. Pulso proporcionado por el transformador de pulsos.

Calculando la red de amortiguamiento.
La constante de tiempo esta dada por:

$$\tau = RC$$

sabiendo que:

$$\tau = 2\mu s$$

entonces:

$$2\mu s = RC$$

para

$$C = 0.1\mu F$$

$$R = \frac{2\mu s}{0.1\mu F} = 20\Omega$$

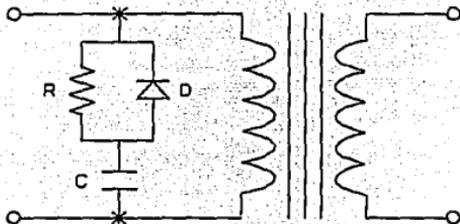


Figura 4.17. Red de amortiguamiento.

Cuando el Darlington esta en corte, la corriente que se almacena en la bobina del primario del transformador requiere un camino para que esta circule, es por esto que se coloca un diodo como se muestra en la Figura 4.17.

4.9 CONTROL TRIFÁSICO.

Dado que se tienen tres fases, es necesario un control de disparo para cada uno de los SCR's que controlan a cada fase. En la Figura 4.18 se muestra el control para cada uno de los SCR's así como la fase a la cual controlan; por ejemplo, el SCR T_2 , que es controlado por el semiciclo negativo de la fase AB a través del

control de disparo, controla la potencia de la fase BC. La Figura 4.19 muestra lo anteriormente descrito en forma gráfica para cada 30° de la señal trifásica de entrada; muestra el instante en que es disparado cada SCR y el tiempo que dura dicho disparo, además se puede observar como en algunos instantes son disparados simultáneamente 2 SCR's así como cual inicia la conducción y cual la continua defasado 120° . También es mostrado el instante en que conducen los diodos que sirven de retorno de corriente.

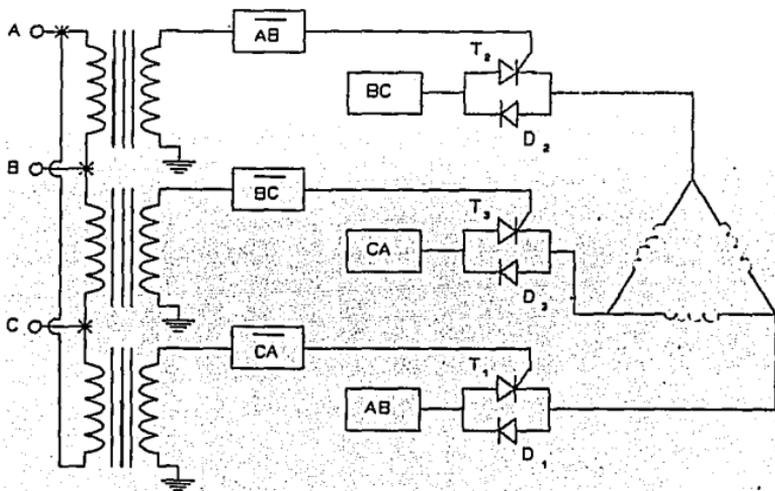


Figura 4.18. Control Trifásico de Potencia.

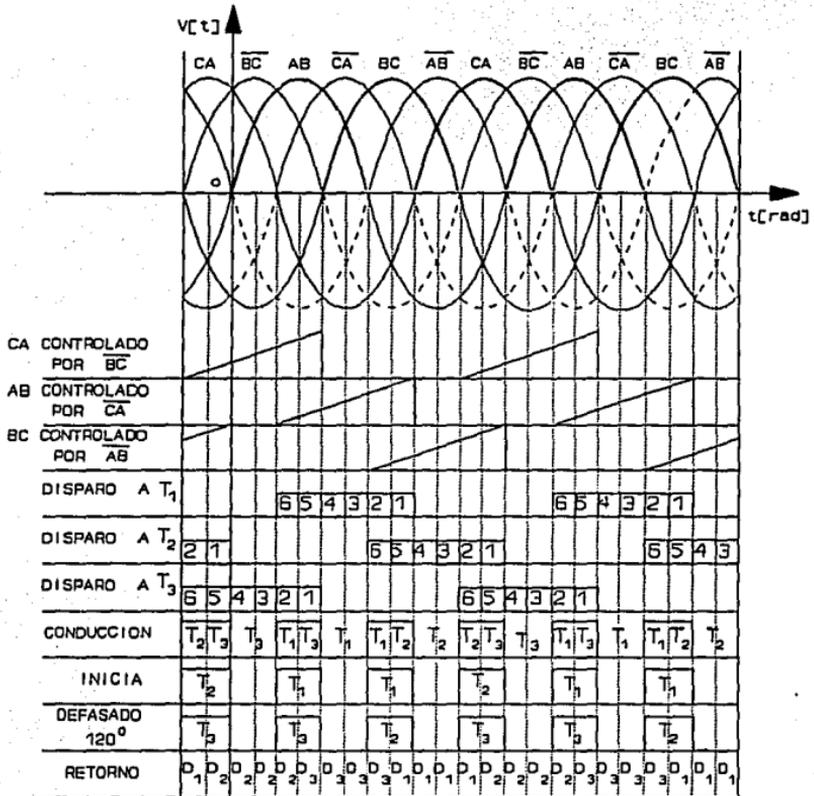


Figura 4.19. Gráfica del Control Trifásico.

CAPÍTULO 5

MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Y CORRIENTE

CAPÍTULO 5: MEDICIÓN DE TEMPERATURA Y CORRIENTE.

El control de la fuente de C.D. se realiza considerando las condiciones de temperatura en la carga así como de la corriente que consume. Para ello es necesario monitorear constantemente estas variables de tal manera que una vez que el sistema de control es informado acerca de las condiciones antes mencionadas actúe directamente en el flujo de corriente a través del Control de Disparo del SCR.

Para realizar la medición de temperatura y corriente se utilizan transductores, los cuales sensan las variables a controlar proporcionando a la salida una diferencia de potencial proporcional a su variación. Esta diferencia de potencial es manejada directamente por el sistema de control para realizar las correcciones correspondientes en caso de desviación con respecto al valor de temperatura programado y de la corriente máxima permitida.

5.1 TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA.

Una vez que se tiene la corriente deseada generada por la fuente, el interés radica en provocar un incremento gradual de temperatura en la carga. Esta temperatura es monitoreada constantemente para poder conocer su valor en todo momento con el fin de que no se exceda la temperatura programada. El valor de temperatura se obtiene mediante el empleo de un transductor el cual permite medirla proporcionando a la salida diferencias de potencial proporcionales a dicha temperatura. Este voltaje variable es amplificado mediante dispositivos electrónicos con el fin de hacerlo manejable por el sistema de control.

El transductor utilizado funciona por efecto termoeléctrico y es conocido como termopar. Para este caso el que se ajusta, por el rango de temperaturas manejadas de hasta 500°C, es el tipo K que esta constituido por dos alambres; uno es de cromo y el otro de aluminio (Cromel-Alumel).

La diferencia de potencial en el orden de milivolts creada por el termopar en uno de sus extremos al variar la temperatura en el otro extremo es amplificada por medio de un circuito electrónico que consta de una etapa de preamplificación y otra de amplificación.

El transductor y el circuito amplificador utilizado es mostrado en la Figura 5.1 y tiene una relación de 10 milivolts por grado centigrado, de tal manera que cuando la temperatura medida en la carga sea de 500°C se tenga un voltaje de 5 volts el cual es manejado por el microprocesador que compone el sistema de control.

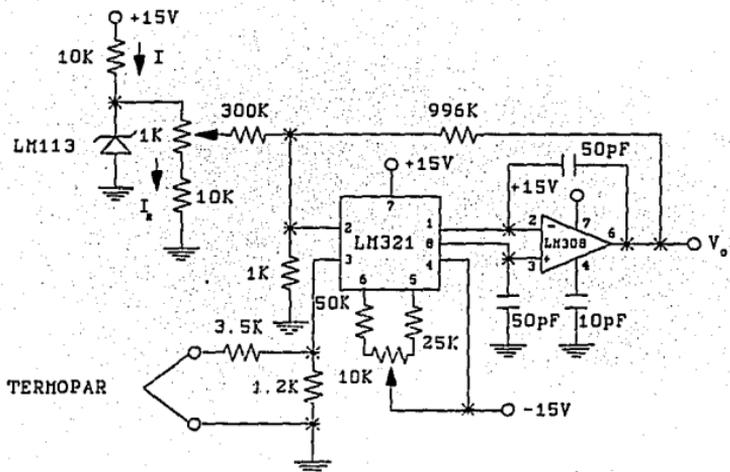


Figura 5.1. Transductor de temperatura.

Ya que la sensibilidad del termopar es de $39.4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ se coloca, a la entrada del amplificador, un divisor de voltaje para obtener una relación de $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. El divisor se calcula de la siguiente manera:

$$10\mu\text{V}/^\circ\text{C} = \frac{(39.4\mu\text{V}/^\circ\text{C}) R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{10\mu\text{V}/^\circ\text{C}}{39.4\mu\text{V}/^\circ\text{C}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\therefore R_1 = 2.94R_2$$

tomando

$$R_2 = 1.2 K\Omega$$

se tiene

$$R_1 = 2.94 (1.2 \times 10^3) = 3.5 K\Omega$$

Para tener la sensibilidad de $10mV/^{\circ}C$ la ganancia es:

$$AV = \frac{V_o}{V_i} = \frac{10mV/^{\circ}C}{10\mu V/^{\circ}C} = 1000$$

con $R=1$ Kiloohm y $R_o=996$ Kiloohms se tiene

$$AV = \frac{996 \times 10^3}{1 \times 10^3} = 996$$

$$V_o = AV(V_i) = 996 (10\mu V/^{\circ}C) = 9.96mV/^{\circ}C = 10mV/^{\circ}C$$

Para poder calibrar la ganancia se utiliza el potenciómetro de 1 Kiloohm. El voltaje V_R y la corriente I_R en la resistencia de 300 kiloohms se calcula de la siguiente manera:

$$I = \frac{V_{cc}}{R} = \frac{15}{10 \times 10^3} = 1.5mA$$

el diodo zener tiene un voltaje de referencia de 1.22 volts con corriente de 500 microamperes a 20 miliamperes, entonces:

$$I_R = \frac{1.22}{11 \times 10^3} = 1.5\mu A$$

$$I_x = 1.5 \times 10^{-3} - 111 \times 10^{-6} = 1.39 \text{ mA}$$

$$V_R = \frac{1.22 (300 \times 10^3)}{(11 \times 10^3) + (300 \times 10^3)} = 1.18 \text{ volts}$$

$$I_R = \frac{1.18}{300 \times 10^3} = 3.92 \mu\text{A}$$

El ajuste de la compensación se realiza con el potenciómetro de 10 Kiloohms.

5.2 TRANSDUCTOR DE CORRIENTE.

En el sistema de control también se contempla la medición de la corriente que fluye hacia la carga con el objeto de no rebasar el rango establecido en el diseño, por lo que se coloca un transductor de Efecto Hall en una de las líneas de alimentación del lado primario del transformador (teniendo en cuenta las relaciones eléctricas con respecto al secundario se tendrá el momento en el que la corriente alcanza su valor máximo en la carga).

El Generador Hall (Figura 5.2) es un semiconductor magneto-sensitivo que provee una salida de voltaje proporcional al producto del campo magnético producido por la corriente que fluye por el conductor que pasa a través de su orificio, y la corriente de excitación I_c que fluye a través de éste. La corriente de excitación es derivada del conductor cuya corriente se quiere medir a través de un transformador con relación 1:1. El fabricante recomienda que el valor de la corriente de excitación, limitada por la resistencia R_1 , se de 40 mA.

De la Figura 5.2 se tiene que:

$$R_1 = \frac{V}{I_c} = \frac{220/\sqrt{2}}{40 \times 10^{-3}} = 3.88 \text{ K}\Omega$$

además:

I_c = Corriente de excitación.

V = Voltaje RMS en el primario.

La potencia requerida para R_1 es:

$$W_p = V \times I_c = 155.56 (40 \times 10^{-3}) = 6.22 \text{ Watts}$$

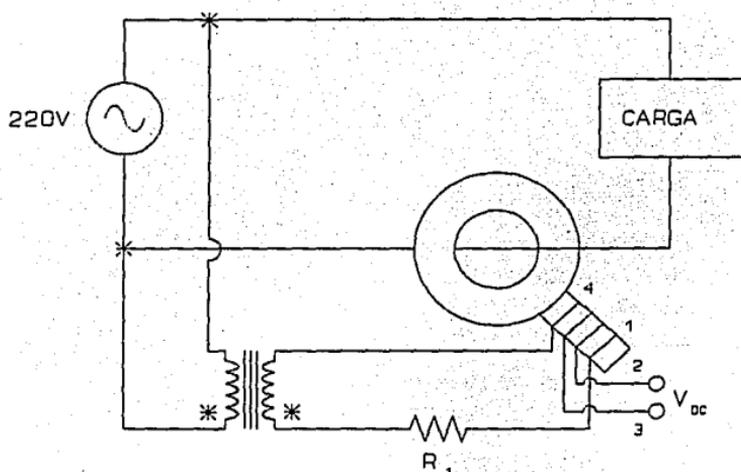


Figura 5.2. Transductor de corriente.

Cuando se tenga en el primario 873 amperes, en el secundario se tendrá la corriente máxima (16000 amperes), de tal forma que la sensibilidad del transductor P1-600 permite tener un voltaje D.C. en su salida de 0.48 volts para 873 amperes.

Para mejor manejo de voltaje se utiliza el circuito mostrado en la Figura 5.3.

Para un voltaje de salida de 4.8 volts:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \left[1 + \frac{R_3}{R} \right] (V_2 - V_3)$$

con un valor de 10 kilohms para R y de 1 kilohm para R_1 :

$$A_v = \frac{10 \times 10^3}{1 \times 10^3} = 10$$

con lo que se tiene a la salida del transductor:

$$V_o = V_1 A_v = 0.48(10) = 4.8 \text{ volts}$$

con lo que se tendrán 4.8 volts cuando para una corriente en el primario del transformador de 873 amperes, es decir, 16000 amperes a la salida.

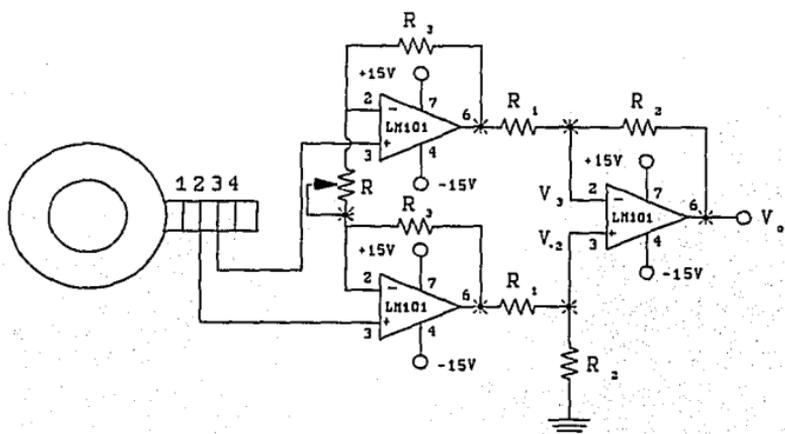


Figura 5.3. Transductor de corriente utilizado.

Las características del transductor de corriente P1-600 son:

- | | |
|---------------------------|-------------------|
| - Nivel de calibración | 525 amperes. |
| - Excitación máxima I_c | 40 milioamperes. |
| - Resistencia de entrada | 30 a 120 ohms. |
| - Sensibilidad | 0.25 a 0.55 mV/A. |

CAPÍTULO 6

CONTROL

FOR

MICROPROCESADOR

CAPÍTULO 6: CONTROL POR MICROPROCESADOR.

Para tener un control más seguro y eficiente del flujo de corriente hacia la carga (conexión inductiva) se emplea un microprocesador el cual realiza el control dependiendo de la temperatura en la carga. Al tener control sobre la corriente se tendrá, consecuentemente, control sobre la temperatura ya que ésta es función de la corriente. El control de la corriente se realiza mediante el control del ángulo de disparo de los SCR's.

La secuencia de trabajo que realiza el microprocesador en el sistema de control del disparo con respecto a la temperatura en la carga se presenta en la gráfica de la Figura 6.1.

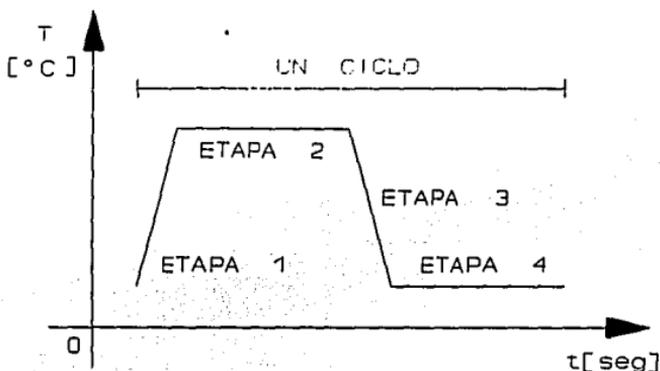


Figura 6.1. Secuencia de trabajo del microprocesador.

La descripción de cada una de las etapas se presenta a continuación.

6.1 DESCRIPCIÓN DE LAS ETAPAS.

Primera Etapa: Incremento de Temperatura. En esta etapa se incrementa gradualmente la temperatura en la carga a través del

control del ángulo de conducción de los SCR's hasta un valor de temperatura máxima programada que puede ser menor o igual a 500°C. La rapidez del aumento del ángulo de disparo de los SCR's también es programable y los valores que puede tomar se muestran en la gráfica de la Figura 6.2.

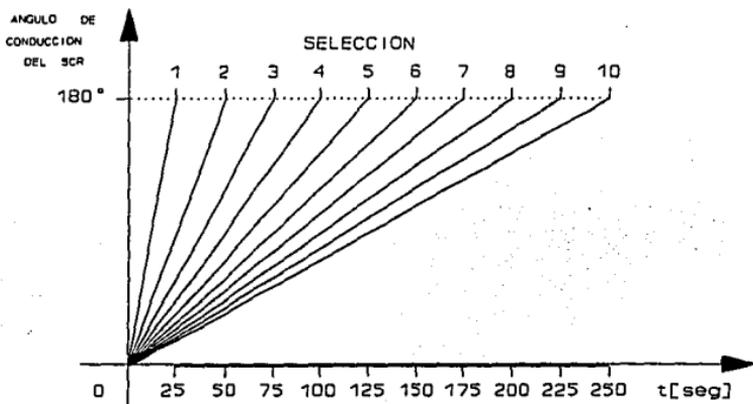


Figura 6.2. Curvas de tiempo del aumento del ángulo de disparo de los SCR's.

Segunda Etapa: Mantenimiento de la Temperatura Máxima Programada. Una vez que se ha llegado a la temperatura máxima programada esta se debe mantener constante durante un tiempo programable entre 0 y 999 segundos. Para lograrlo se sensa la temperatura en la carga y dependiendo de su incremento o disminución con respecto a la temperatura máxima programada el microprocesador modificará el ángulo de disparo de los SCR's permitiendo así menor o mayor flujo de corriente respectivamente con el fin de que las variaciones en la temperatura sean mínimas.

Tercera Etapa: Decremento de Temperatura. Cuando se ha cumplido el tiempo programado en que debe mantenerse la temperatura constante, el microprocesador reduce al máximo el ángulo de disparo de los SCR's para restringir el flujo de corriente con el fin de que la temperatura en la carga disminuya por enfriamiento natural.

hasta llegar al valor de temperatura mínima programada. El valor mínimo que se puede programar para esta temperatura es de 25°C.

Cuarta Etapa: Mantenimiento de la Temperatura Mínima Programada. Cuando ya se ha llegado a la temperatura mínima programada ésta debe ser mantenida constante durante el tiempo programado que puede adoptar un valor entre 0 y 999 segundos. Para mantener constante la temperatura mínima programada la temperatura en la carga es sensada y si ésta disminuye por abajo de la mínima el microprocesador aumentará el ángulo de disparo de los SCR's y, en el caso de que la temperatura aumente por arriba de la mínima, el ángulo de conducción es disminuido logrando así el control de la temperatura mediante la corrección de cualquier desviación.

El ciclo de trabajo termina cuando se cumple el tiempo programado para la temperatura mínima. El número de ciclos programados puede ser de 0 a 999 ciclos de tal manera que si se programa más de un ciclo se repetirá nuevamente el proceso que inicia con la primera etapa.

6.2 OPCIONES PARA LA RAPIDEZ DEL INCREMENTO DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN DE LOS SCR'S.

Para que el ángulo de conducción de los SCR's aumente de cero a su valor máximo hay 10 opciones de tiempo. Estas opciones son múltiplos de 25 segundos como se muestra en la Tabla 6.1.

| OPCIÓN | TIEMPO [SEG] |
|--------|--------------|
| 1 | 25 |
| 2 | 50 |
| 3 | 75 |
| 4 | 100 |
| 5 | 125 |
| 6 | 150 |
| 7 | 175 |
| 8 | 200 |
| 9 | 225 |
| 10 | 250 |

Tabla 6.1. Opciones de tiempo del aumento del ángulo de conducción.

Con estas opciones de tiempo se pretende que el aumento de ángulo de conducción pueda ser controlado.

6.3 ALGORITMO DEL SISTEMA.

El algoritmo del sistema consiste en cumplir con los requerimientos de cada etapa. Lo anterior se describe a continuación:

En la primera etapa se requiere disminuir el voltaje de referencia V_r , que se aplica al circuito generador de disparo de los SCR's (Capítulo 4) en el comparador de voltaje cuyas entradas son: en la entrada no-inversora una rampa y en la entrada inversora se aplica V_r , como se muestra en el circuito mostrado de la Figura 6.3, de tal manera que para $V_r=5$ volts se tiene el inicio del disparo (ángulo de disparo de 180°) y para $V_r=0$ volts se tiene el máximo ángulo de disparo (cero grados) como se muestra en la Figura 6.4.

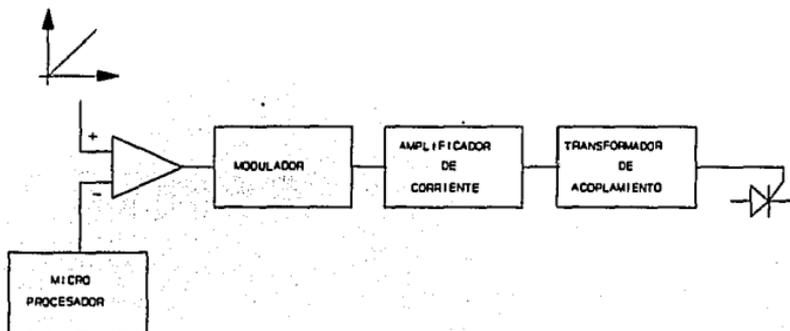


Figura 6.3. Comparador del voltaje de referencia y la rampa.

Para que aumente la temperatura en la carga V_r , tiene que variar de 5 a 0 volts.

El microprocesador efectúa un conteo ascendente que inicia en cero hexadecimal y tiene como máximo 64 hexadecimal y por medio de un convertidor digital-analógico con salida complementada se tiene

un voltaje de referencia de 5 y 0 volts respectivamente, lo que permite variar el ángulo de conducción de su valor mínimo al máximo. Se debe tener presente que los incrementos o decrementos deben ser como máximo de 2° eléctricos para evitar sobrecorrientes durante la conducción.

Una vez que la carga ha llegado a la temperatura máxima programada, ésta se tiene que mantener durante el tiempo programado el cual es controlado por un reloj programable, de tal manera que una vez concluido el tiempo programado le enviará una señal al microprocesador para que este continúe con la siguiente etapa en la que se llevará el voltaje de referencia a 5 volts con lo cual se evita la conducción de los

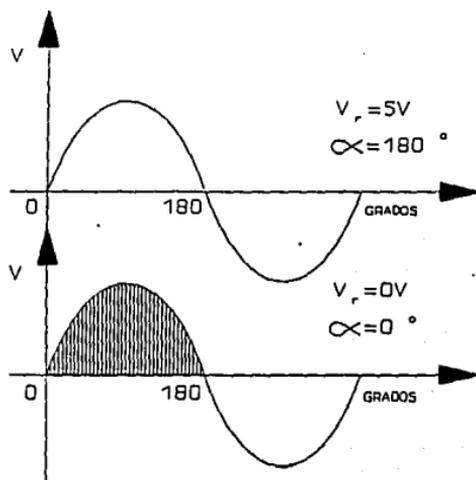


Figura 6.4. Voltaje de referencia y ángulo de conducción.

SCR's logrando así que la temperatura descienda a la mínima programada y una vez que esta es alcanzada se mantendrá constante durante el tiempo que se haya programado. Este tiempo también es controlado por un reloj que le indicará al microprocesador cuando

haya concluido el tiempo programado. Cuando esto ocurre termina un ciclo de trabajo y si se programaron varios ciclos el microprocesador repetirá el proceso descrito nuevamente hasta completar los ciclos programados.

Por otro lado, el microprocesador deberá sensar constantemente la corriente proporcionada por la fuente teniendo como límite 16000 amperes.

El algoritmo debe controlar los siguientes datos:

- Temperatura máxima permitida en la carga: 500°C.
- Temperatura máxima programada (T_p): 0 a 500°C.
- Temperatura mínima permitida (T_{min}): 25°C.
- Tiempo de sostenimiento de la temperatura máxima programada (t_{son}): 0 a 999 segundos.
- Tiempo de sostenimiento de la temperatura mínima programada (t_{off}): 0 a 999 segundos.
- Número de ciclos (E): 0 a 999.
- Rapidez del aumento del ángulo de disparo de los SCR's ($t_{cond max}$): 10 opciones (ver Tabla 6.1).

Se recomienda utilizar el microprocesador 6802 de Motorola que tiene las siguientes características:

- Longitud de palabra: 8 bits.
- Direccionamiento de memoria: 8 bits.
- RAM interna: 1288 bits.
- Enable (habilitador), reloj interno de 1 a 4 MHz.
- V_{cc} = -0.3 a 7 volts de corriente directa.
- V_{ENT} = -0.3 a 7 volts de corriente directa.
- Capacidad para interrupción.
- Compatible con TTL.
- Circuito integrado de 40 terminales.

6.4 DIAGRAMAS DE FLUJO.

En la malla de inicio mostrada en la Figura 6.5 se tiene la entrada de datos, es decir, de los parámetros a controlar, que incluyen la selección de la rapidez del incremento del ángulo de conducción. Una vez que se han introducido los datos se entra a la malla de incremento de temperatura (Figura 6.6), que se encarga de incrementar gradualmente el ángulo de conducción en el tiempo programado, además, se monitorea constantemente la corriente en la carga para que esta no exceda los 16000 amperes, así como también se mide la temperatura de la carga para determinar cuando ésta sea igual a la temperatura máxima programada, si éstas no son iguales y los SCR's ya se encuentran en máxima conducción así permanecerán hasta que dichas temperaturas sean iguales y en ese momento se

pasará a la malla de sostenimiento (Figura 6.7), en la que se activa un reloj programable para indicar el tiempo que se mantendrá la temperatura máxima programada; se coloca un cero lógico en IRQ que sirve de señal al microprocesador para indicarle que el tiempo de sostenimiento no ha transcurrido, y cuando el tiempo se ha cumplido coloca el reloj un 1 lógico en IRQ y se pasa entonces a la siguiente malla. Mientras el tiempo que se mantendrá la temperatura máxima transcurre se lee constantemente la corriente en la carga, así como la temperatura la cual es controlada decrementando o incrementando el voltaje de referencia. La siguiente malla es la de decremento (Figura 6.8) que se encarga de apagar los SCR's a fin de restringir el flujo de corriente hacia la carga y que la temperatura descienda hasta la mínima programada, cuando esto sucede se activa otro reloj programable para indicar el tiempo para la temperatura mínima programada colocando un cero lógico en IRQ al inicio, y un 1 lógico cuando el tiempo se ha cumplido, durante este proceso se controla la temperatura en la carga decrementando o incrementando el voltaje de referencia hasta que se cumpla con el tiempo establecido para pasar entonces a la malla de número de ciclos (Figura 6.9) en donde se verifica si ya se realizaron los ciclos programados; si es así termina el programa y si no, se inicia con otro ciclo a partir de la malla de incremento de temperatura hasta cumplir con los ciclos programados.

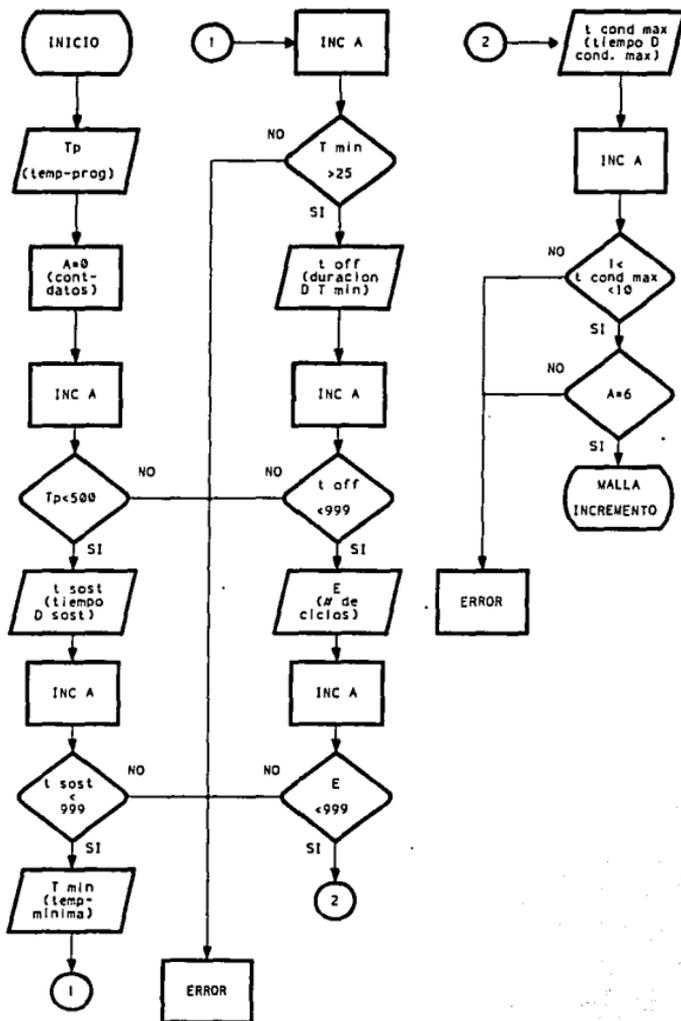


Figura 6.5. Malla de inicio.

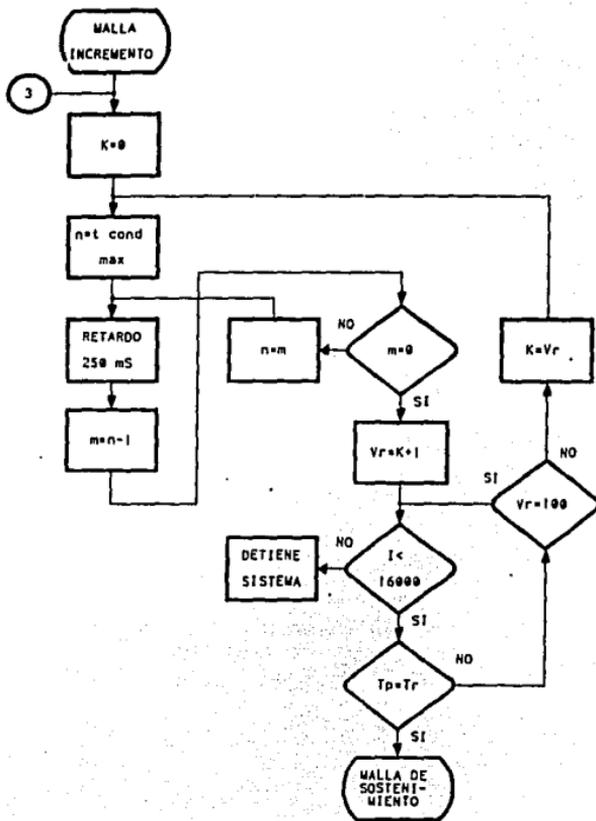


Figura 6.6. Malla de incremento de temperatura.

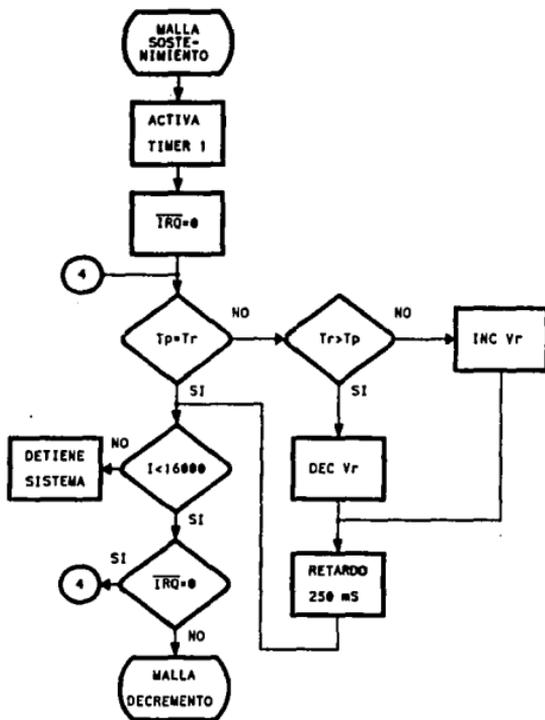


Figura 6.7. Malla de sostenimiento.

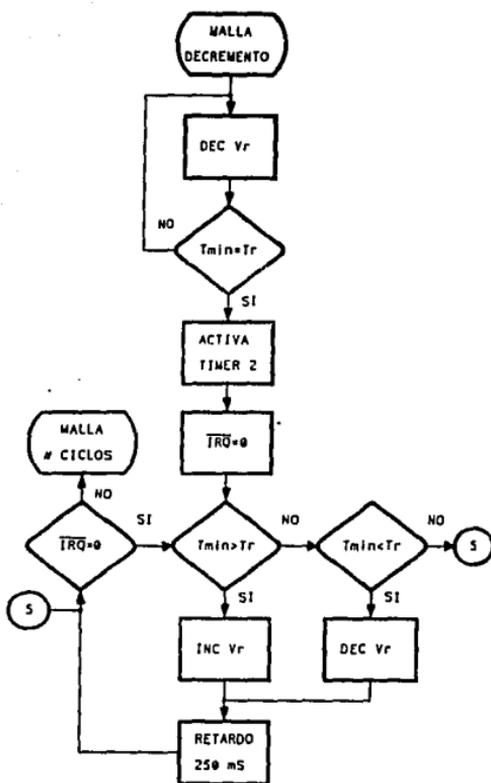


Figura 6.8. Malla de decremento de temperatura.

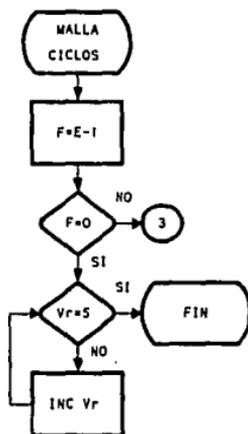


Figura 6.9. Malla de número de ciclos.

CAPÍTULO 7

PROTECCIONES

CAPÍTULO 7: PROTECCIONES.

El sistema de control de potencia debe operar en óptimas condiciones para que no se excedan los rangos operativos de los dispositivos que lo componen como son los SCR's y diodos.

En condiciones anormales de operación el voltaje, corriente y temperatura pueden aumentar considerablemente provocando la reducción de la vida útil de los dispositivos o incluso su destrucción. Por lo anterior deben estar protegidos contra transitorios de voltaje y corriente, así como de temperatura excesiva, para lo cual se utilizan las siguientes protecciones tomando en cuenta los datos técnicos de dichos dispositivos.

Protecciones:

- Circuito para sobrecorriente
- Circuito Snubber (Red Supresora de Sobrevoltajes) para SCR.
- Disipador térmico para SCR.
- Disipador térmico para diodo.
- Circuito Snubber para diodo.

7.1 CIRCUITO PARA SOBRECORRIENTE.

Además de sobrevoltajes, en el Control Trifásico de Media Onda, también se llegan a presentar sobrecorrientes, es decir, intensidades de corriente con alta razón de cambio (di/dt) en el momento en que empieza a conducir el SCR, teniendo como consecuencia un calentamiento que puede alcanzar un valor crítico con el cual se podría destruir la zona conductora del dispositivo. Para evitar lo anterior se coloca una inductancia en serie con cada SCR como se muestra en la Figura 7.1.

Para calcular la inductancia del circuito para sobrecorriente se parte del circuito mostrado en la Figura 7.1 del cual se obtiene la ecuación de malla:

$$V = L \frac{di}{dt} + i_L R_L$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} - \frac{i_L R_L}{L} \quad (1)$$

En $t=0$ se tiene:

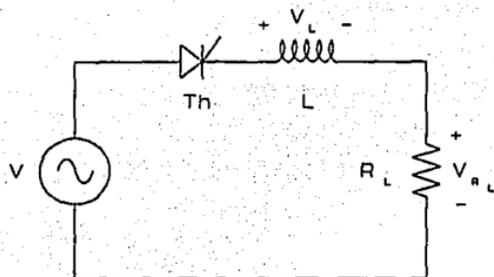


Figura 7.1. Circuito para sobrecorriente.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{i_L R_L}{L}$$

Integrando se encuentra la corriente normal:

$$i_N = c e^{-\frac{R_L}{L}t}$$

Obteniendo la corriente forzada I_F de (1):

$$I_F = \frac{L V_L}{L R_L} = \frac{V_L}{R_L}$$

La corriente total es entonces:

$$i_T = i_N + I_F = c e^{-\frac{R_L}{L}t} + \frac{V_L}{R_L}$$

Con condiciones iniciales $t=0$ se tiene:

$$C = -\frac{V_L}{R_L}$$

con lo cual:

$$i_r = -\frac{V_L}{R_L} e^{-\frac{R_L}{L}t} + \frac{V_L}{R_L} \quad (2)$$

Sustituyendo (2) en (1) y resolviendo:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_L}{L} e^{-\frac{R_L}{L}t}$$

Despejando L:

$$L = \frac{V_L e^{-\frac{R_L}{L}t}}{\frac{di}{dt}}$$

En $t=0$ se tiene:

$$V_L = 220\sqrt{2}$$

y con los datos del fabricante:

$$\frac{di}{dt} = 300A/\mu s$$

se obtiene finalmente el valor de la inductancia:

$$L = \frac{220\sqrt{2}(1)}{300/1 \times 10^{-6}} = 1.04 \mu H$$

7.2 CIRCUITO SNUBBER PARA SCR.

Los sobrevoltajes provenientes de la red de alimentación tienen que ser atenuados mediante un circuito Snubber para evitar que, cuando se presente una tensión abrupta entre el ánodo y cátodo, provoque una razón de cambio de voltaje (dV/dt) mayor que la especificada por el fabricante, la cual pudiera provocar la conducción de los SCR's aun en ausencia del pulso de disparo en la compuerta.

Para calcular el Snubber se parte del circuito mostrado en la Figura 7.2.

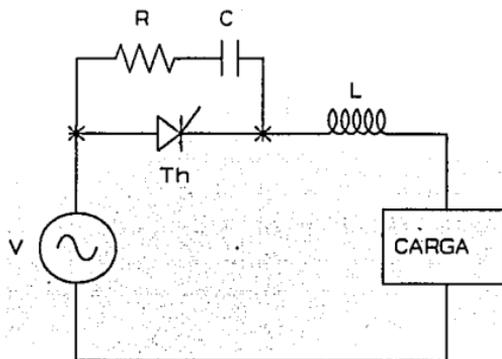


Figura 7.2. Circuito Snubber para sobrevoltaje.

Simplificando dicho circuito queda el que se muestra en la Figura 7.3.

obteniendo R del circuito simplificado:

$$V = V_{AK} + V_L$$

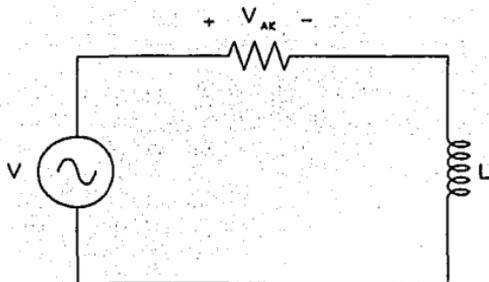


Figura 7.3. Circuito Snubber para sobrevoltaje.

$$V = V_{AK} + L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

o también:

$$V_{AK} = i_{AK} R_{AK} = V - L \frac{di}{dt} \quad (2)$$

en $t=0$; $V=0$, integrando y ordenando se obtiene la corriente normal:

$$i_N = K e^{-t \frac{R_{AK}}{L}}$$

obteniendo la corriente forzada de (2):

$$I_F = \frac{V}{R_{AK}}$$

la corriente total es:

$$i_T = i_N + I_p = Ke^{-t \frac{R_{AK}}{L}} + \frac{V}{R_{AK}}$$

con condiciones iniciales $t=0$:

$$K = -\frac{V}{R_{AK}}$$

derivando se obtiene:

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{V}{L} e^{-t \frac{R_{AK}}{L}}$$

sustituyendo en (1) y resolviendo para V_{AK} :

$$V_{AK} = V(1 - e^{-t \frac{R_{AK}}{L}})$$

$$\frac{dV_{AK}}{dt} = \frac{VR_{AK}}{L} e^{-t \frac{R_{AK}}{L}}$$

en $t=0$, el valor máximo es:

$$\frac{dV_{AK}}{dt} = \sqrt{2} \frac{VR_{AK}}{L}$$

de donde:

$$R_{AK} = \frac{L \frac{dV_{AK}}{dt}}{\sqrt{2}V}$$

con:

$$L=1.032\mu A$$

$$V=220volts$$

y del fabricante:

$$\frac{dV}{dt}=400V/\mu s$$

se tiene:

$$R_{Ar} = \frac{(1.032 \times 10^{-6}) 400}{\sqrt{2} (220)} = 1.32 \Omega$$

el capacitor se obtiene de la relación de amortiguamiento. En principio se escribe la ecuación de malla para el circuito RLC (Figura 7.4):

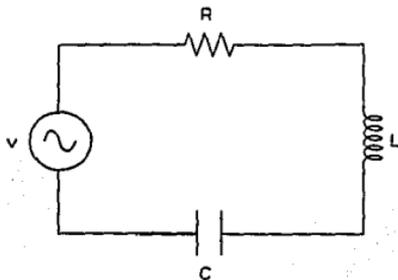


Figura 7.4. Circuito RLC.

$$v = V_R + V_L + V_C$$

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt$$

derivando:

$$\frac{dv}{dt} = R \frac{di}{dt} + L \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{C} i$$

la componente natural esta dada por:

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

en Laplace:

$$s^2 + \frac{R}{L} s + \frac{1}{LC} = 0$$

$$s^2 + 2\epsilon s + \omega_0^2 = 0$$

donde:

$$2\epsilon = \frac{R}{L}$$

despejando epsilon se obtiene el factor de amortiguamiento:

$$\epsilon = \frac{R}{2L}$$

y la frecuencia de resonancia es:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

La relación de amortiguamiento para una ecuación de segundo grado es:

$$\xi^2 = \left[\frac{R\sqrt{LC}}{2L} \right]^2 = \frac{LCR^2}{4L^2}$$

despejando C se tiene:

$$C = \frac{4\xi^2 L}{R^2}$$

para que haya amortiguamiento es recomendable que:

$$\xi = 1$$

obteniendo así el valor del capacitor

$$C = \frac{4(1)^2(1.03 \times 10^{-6})}{(1.32)^2} = 2.36 \mu F$$

7.3 DISIPADOR TÉRMICO PARA SCR.

El SCR seleccionado es el C440 y el cálculo de su disipador se efectúa a partir de la siguiente ecuación:

$$\phi_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_{AV}} - \phi_{JC} - \phi_{CS} \quad (1)$$

donde:

P_{AV} =Potencia-Promedio

ϕ_{JC} =Juntura-Casco

ϕ_{CS} =Casco-Superficie

ϕ_{SA} =Superficie-Ambiente

T_J =Temperatura-de-Juntura

T_A =Temperatura-Ambiente

Para obtener P_{AV} se calcula primero la corriente promedio:

$$I_p = 872.73 \text{ amperes}$$

$$I_{AVG} = \frac{872.73}{1.57} = 555.87 \text{ amperes}$$

Considerando un margen de tolerancia de 1.5:

$$I_{AVG} = 555.87 \times 1.5 = 833.81 \text{ amperes}$$

El fabricante proporciona para la corriente promedio I_{AVG} , la potencia a disipar P_{AV} ; para este caso se tiene que:

$$P_{AV} = 1250 \text{ Watts}$$

además:

$$\phi_{JC} = 0.04^\circ/W$$

$$\phi_{CS} = 0.01^\circ/W$$

$$T_J = 125^\circ C$$

estimando la temperatura ambiente se tiene que:

$$T_A = 40^\circ C$$

De la gráfica que proporciona el fabricante de Resistencia Térmica VS. Volumen del Disipador (ver Apéndice V) se puede obtener el volumen del disipador a partir de la Ecuación (1):

$$\phi_{SA} = \frac{125-40}{1250} - 0.04 - 0.01 = 0.018^\circ C/W$$

y tiene un valor de:

$$V = 40000 \text{ pulg}^3$$

7.4 DISIPADOR TÉRMICO PARA DIODOS DE RETORNO DE CORRIENTE.

El diodo utilizado para el retorno de corriente en el Control Trifásico de Media Onda es el R23A6A y para el cálculo de su disipador se obtiene primero la corriente promedio:

$$I_p = 872.73 \text{ amperes}$$

$$I_{av} = \frac{872.73}{1.57} = 555.87 \text{ amperes}$$

considerando un margen de tolerancia de 1.5 se tiene:

$$I_{AVO}=555.87 \times 1.5 = 833.81 \text{ amperes}$$

el fabricante proporciona para la corriente promedio I_{AV} , la potencia a disipar P_{AV} :

$$P_{AV} = 630 \text{ Watts}$$

además:

$$\phi_{JC} = 0.092^\circ / W$$

$$\phi_{CS} = 0.060^\circ / W$$

$$T_J = 200^\circ C$$

estimando la temperatura ambiente se tiene que:

$$T_A = 40^\circ C$$

con lo cual se calcula:

$$\phi_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_{AV}} - \phi_{JC} - \phi_{CS} = \frac{200 - 40}{630} - 0.092 - 0.060 = 0.10^\circ C/W$$

de la gráfica de Resistencia Térmica VS. Volumen del Disipador (Apéndice V) se obtiene el volumen del disipador a partir de este valor y es de:

$$V = 2200 \text{ pulg}^3$$

con ventilación natural.

7.5 DISIPADOR TÉRMICO PARA DIODOS DEL PUENTE RECTIFICADOR.

En el Puente Rectificador Trifásico de Onda Completa se emplea el diodo R52K y el cálculo de su disipador térmico, mostrado en la Figura 7.5, se efectúa de la siguiente manera.

La corriente promedio por diodo es:

$$I_{avg} = \frac{I_d}{q} = \frac{16000}{6} = 2666.67 \text{ amperes}$$

donde I_d es la corriente rectificadora y q el número de fases.

Como se tienen 2 diodos en paralelo la corriente en cada uno es:

$$I_{avg} = \frac{2666.67}{2} = 1333.33 \text{ amperes}$$

con un factor de seguridad de 1.5 se tiene:

$$I_{avg} = 1333.33 \times 1.5 = 2000 \text{ amperes}$$

el fabricante proporciona para la corriente promedio I_{avg} , la potencia a disipar P_{AV} :

$$P_{AV} = 2200 \text{ Watts}$$

además:

$$\phi_{JC} = 0.025^\circ \text{ C/W}$$

$$\phi_{CS} = 0.020^\circ \text{ C/W}$$

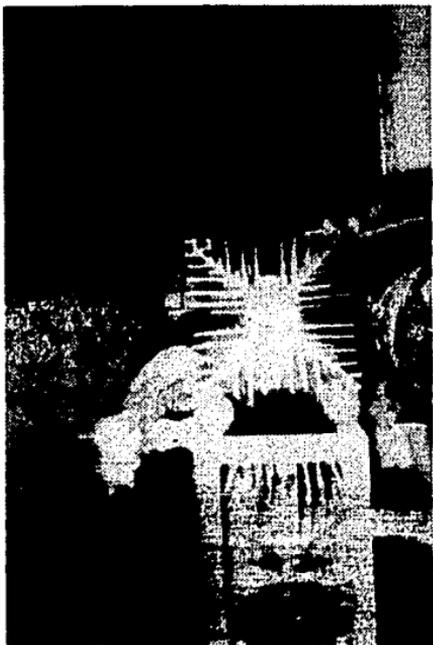


Figura 7.5. Aspecto del disipador térmico.

$$T_j = 200^\circ C$$

estimando la temperatura ambiente se tiene que:

$$T_A = 40^\circ C$$

Con lo cual se calcula:

$$\phi_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_{AV}} - \phi_{JC} - \phi_{CS} = \frac{200 - 40}{2200} - 0.025 - 0.020 = 0.027^\circ C/W$$

de la gráfica de Resistencia Térmica VS. Volumen del Disipador (Apéndice V) se puede obtener el volumen del disipador a partir de este valor y es de:

$$V = 2800 \text{ pulg}^3$$

con ventilación natural.

7.6 CIRCUITO SNUBBER PARA DIODOS DEL PUNTE RECTIFICADOR.

El voltaje presente en los diodos que conforman el puente rectificador es de 12 volts: éste voltaje es pequeño pero es conveniente colocar una protección para suprimir los posibles transitorios de voltaje. A partir de la Figura 7.6 se puede obtener la red RC como sigue:

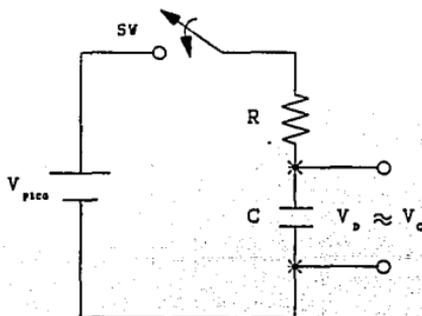


Figura 7.6. Circuito RC.

$$V_{PICO} = Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (1)$$

derivando:

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

$$R \frac{di}{dt} = -\frac{1}{C} i$$

integrando:

$$i = Ke^{-\frac{t}{RC}} \quad (2)$$

sustituyendo (2) en (1):

$$V_{PICO} = Ri + \frac{1}{C} \int_0^t (Ke^{-\frac{t}{RC}}) dt$$

en $t=0$:

$$V_{PICO} = RK + 0$$

$$K = \frac{V_{PICO}}{R}$$

en (1) se tiene:

$$i = \frac{V_{PICO}}{R} e^{-\frac{t}{RC}}$$

obteniendo el voltaje en el capacitor

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{1}{C} \int_0^t \left[\frac{V_{PICO}}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \right] dt$$

$$V_c = V_{PICO} (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

derivando

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{1}{RC} V_{PICO} e^{-\frac{t}{RC}}$$

Dado que se quiere suprimir el $\frac{dV}{dt}_{MAX}$ que se presenta en $t=0$:

$$\left. \frac{dV_c(t)}{dt} \right|_{MAX} = \frac{1}{RC} V_{PICO} e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{V_{PICO}}{RC}$$

Se quiere que:

$$\frac{dV_{MAX}}{dt} \leq \frac{V_{PICO}}{RC}$$

entonces

$$C \leq \frac{V_{PICO}}{R \left(\frac{dV_{MAX}}{dt} \right)}$$

$$C \leq \frac{V_{PICO}}{R} \times \frac{1}{\frac{dV_{MAX}}{dt}}$$

también:

$$C \leq I_{MAX} \times \frac{1}{\frac{dV_{MAX}}{dt}} \leq \frac{I_{MAX}}{\frac{dV_{MAX}}{dt}}$$

Recordando (Sección 7.5) que la corriente en cada diodo es:

$$I_{AVG} = 1333.33 \text{ amperes}$$

y del fabricante se obtiene $V_{MAX} = 1600$ volts por 1 microsegundo, entonces se tiene que:

$$C \leq \frac{1333.33}{\frac{1600}{1 \times 10^{-6}}}$$

$$C \leq 0.833 \mu F$$

se elige:

$$C = 0.33 \mu F$$

se recomienda que la resistencia tenga un valor entre 10 y 100 ohms, se elige:

$$R=30\Omega$$

con lo cual queda dimensionado el circuito Snubber y que es mostrado en la Figura 7.7.

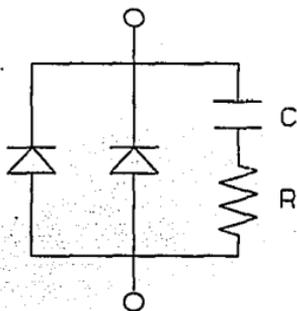


Figura 7.7. Circuito Snubber para diodos del puente rectificador.

CAPÍTULO 8

RECOMENDACIONES .

CAPÍTULO 8: RECOMENDACIONES.

Para asegurar un adecuado funcionamiento, así como un período de vida útil mayor, se deben tener en cuenta aspectos importantes como son: instalación, protección, puesta en marcha y mantenimiento del equipo que conforma la fuente, es por esto que se hacen las siguientes recomendaciones.

8.1 RECOMENDACIONES DEL LUGAR DONDE SE VA A INSTALAR LA FUENTE.

- El acceso deberá estar limitado a personal capacitado y debidamente adiestrado en el manejo y funcionamiento de la fuente ya que la corriente y temperatura a la cual opera es muy elevada.

- La fuente debe estar protegida del medio ambiente en un lugar seco, con ventilación forzada para evitar el sobrecalentamiento en las etapas de potencia (control de media onda y puentes rectificadores) así como del transformador. Con respecto a la conexión inductiva se deben evitar corrientes de aire que pudieran dificultar su calentamiento, por lo que se recomienda que ésta sea introducida en una fosa cuando se someta a pruebas.

8.2 RECOMENDACIONES DE LA INSTALACIÓN DE LA FUENTE.

- La distribución de los elementos que conforman la fuente se debe hacer de tal manera que facilite su manipulación en caso de ser necesario.

- Se deben colocar guardas al control trifásico de potencia (SCR's y diodos de retorno), transformador, puente rectificador y bobina de acoplamiento con el fin de evitar descargas eléctricas o quemaduras como consecuencia de la alta corriente y temperatura a la cual operan. Las guardas deben estar diseñadas de tal manera que permitan la ventilación de los elementos mencionados y que, en caso necesario, puedan, además, ser retiradas fácilmente.

- Los conductores que, por sus dimensiones físicas, no posean aislante eléctrico como son los que conectan la carga con la fuente deberán estar protegidos con guardas como las mencionadas anteriormente.

8.3 RECOMENDACIONES DEL MANEJO DE LA FUENTE.

- Antes de poner en funcionamiento la fuente por primera vez se debe verificar que las conexiones eléctricas sean las correctas y

que se encuentren fuertemente sujetadas.

- Se debe revisar también que no se encuentre alguna persona u objeto cerca de los elementos que conforman la fuente y en especial cerca de la carga.

- Para realizar cualquier intervención en el equipo se debe verificar que no esté energizado y, si se ha puesto en operación previamente, que éste no se encuentre excesivamente caliente.

8.4 RECOMENDACIONES DEL MANTENIMIENTO DE LA FUENTE.

- Realizar cada mes limpieza con aire comprimido y seco a los circuitos electrónicos de la fuente con el fin de retirar el polvo acumulado ya que este puede provocar corrientes parásitas que alteren su funcionamiento correcto.

- Remover cada mes con aire comprimido y seco el polvo acumulado en los disipadores térmicos de SCR's y diodos ya que este puede dificultar la correcta disipación de calor.

- Revisar cada mes, y apretar, en caso necesario, las conexiones eléctricas de la fuente así como sustituir los conductores que tengan dañado el aislante por efecto de la elevada corriente y la consecuente alta temperatura de operación.

CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos hasta ahora de pruebas realizadas a elementos que forman parte de la Fuente de Corriente Directa de 16000 Amperes son favorables. Entre estas pruebas está la realizada al Control de Potencia mediante el Control de Disparo de los SCR's, que consistió en obtener mediante un Plotter gráficas (mostradas en el Capítulo 2) para diferentes ángulos de disparo las cuales verifican su buen funcionamiento.

La prueba mencionada se llevó a cabo a aproximadamente un tercio de la potencia nominal de entrada (290 amperes) debido a que aún no era instalada la subestación que proporcionará la potencia necesaria para producir a la salida de la fuente los 16000 amperes proyectados. Una vez instalada la subestación se deberán llevar a cabo pruebas a la máxima potencia proyectada.

El funcionamiento del Transductor de Temperatura se verificó en laboratorio variando la temperatura de entrada con una Cuba Térmica (Fuente Programable de Temperatura) y verificando la salida con un Voltímetro Digital observando un comportamiento lineal en todo su rango operativo que alcanza hasta los 500°C.

El control automático que lleva a cabo el microprocesador se concluyó en su parte teórica consistente en describir el algoritmo y en la presentación del diagrama de flujo que permite realizar el control de la fuente. No fue posible llevar a cabo la implementación (hardware) de este control automático debido a la suspensión temporal de este proyecto por parte del STC.

La mayor dificultad en la realización de este proyecto consistió en el análisis de la sincronización del control de disparo de los SCR's con la señal a controlar. Lo anterior se debió a que se trata de un sistema trifásico en el cual las 3 fases interactúan conjuntamente.

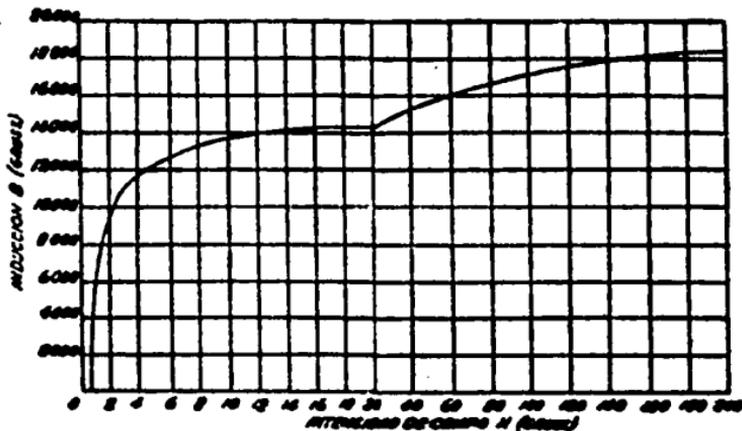
En virtud de las características de potencia y funcionamiento de la fuente se puede utilizar como Banco de Pruebas Eléctricas a equipo o dispositivos que requieran una corriente elevada para su verificación y/o funcionamiento. Entre las pruebas que se pueden llevar a cabo con la fuente esta la de "Control de Calidad a Fusibles" que consiste en verificar su corriente de ruptura.

Debido a sus dimensiones y características la realización de este proyecto implica gran cantidad de recursos económicos, equipo e instalaciones adecuadas, por lo que su terminación se debe llevar a cabo con el apoyo del Sistema de Transporte Colectivo "Metro" ya que cuenta con estos recursos.

En el Apéndice VI muestra el diagrama general de la fuente de corriente directa y en el Apéndice VII se presenta la evaluación económica de dicha fuente.

APÉNDICE I

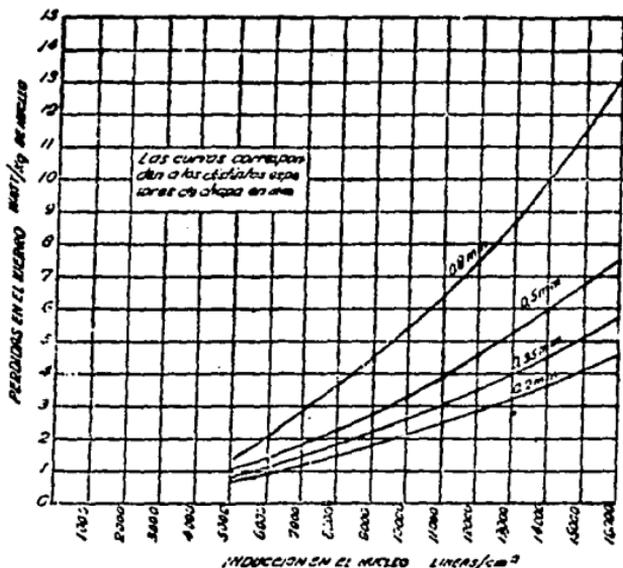
CURVA DE MAGNETIZACIÓN DE CHAPAS PARA TRANSFORMADORES,
DE ESPESOR 0.35 MM.



FALLA DE ORIGEN

APÉNDICE II

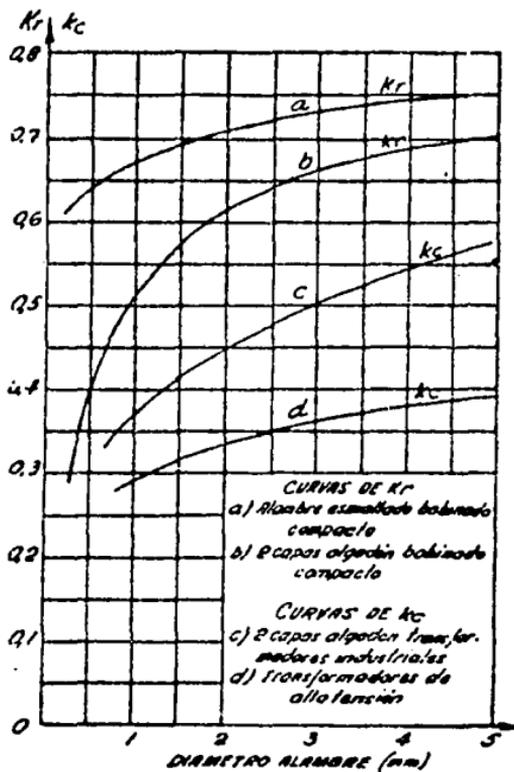
PÉRDIDAS TOTALES EN EL NÚCLEO DE HIERRO DEL TRANSFORMADOR;
HISTÉRESIS Y CORRIENTES PARÁSITAS PARA CHAPAS DE HIERRO
AL 2 % DE SILICIO, A FRECUENCIA DE 60 CICLOS/SEGUNDO.



FALLA DE ORIGEN

APÉNDICE III

COEFICIENTE DE PLENITUD DEL COBRE
EN EMBOBINADOS DE TRANSFORMADORES.



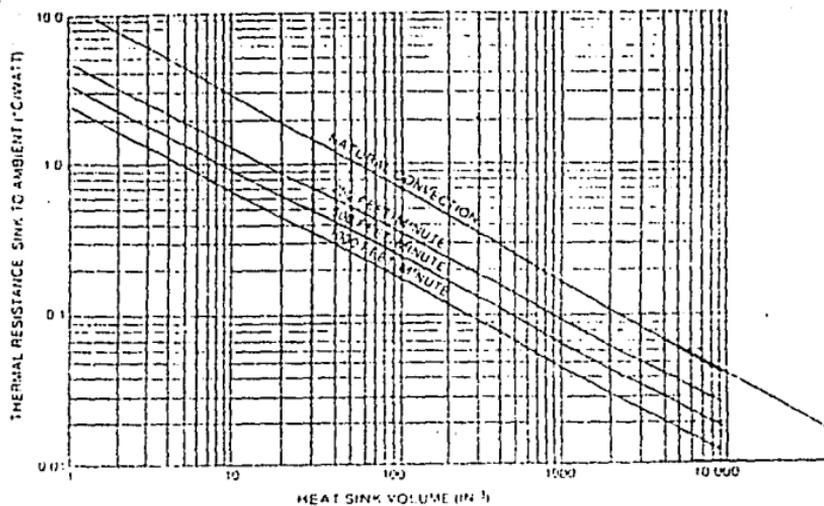
FALLA DE ORIGEN

APÉNDICE IV

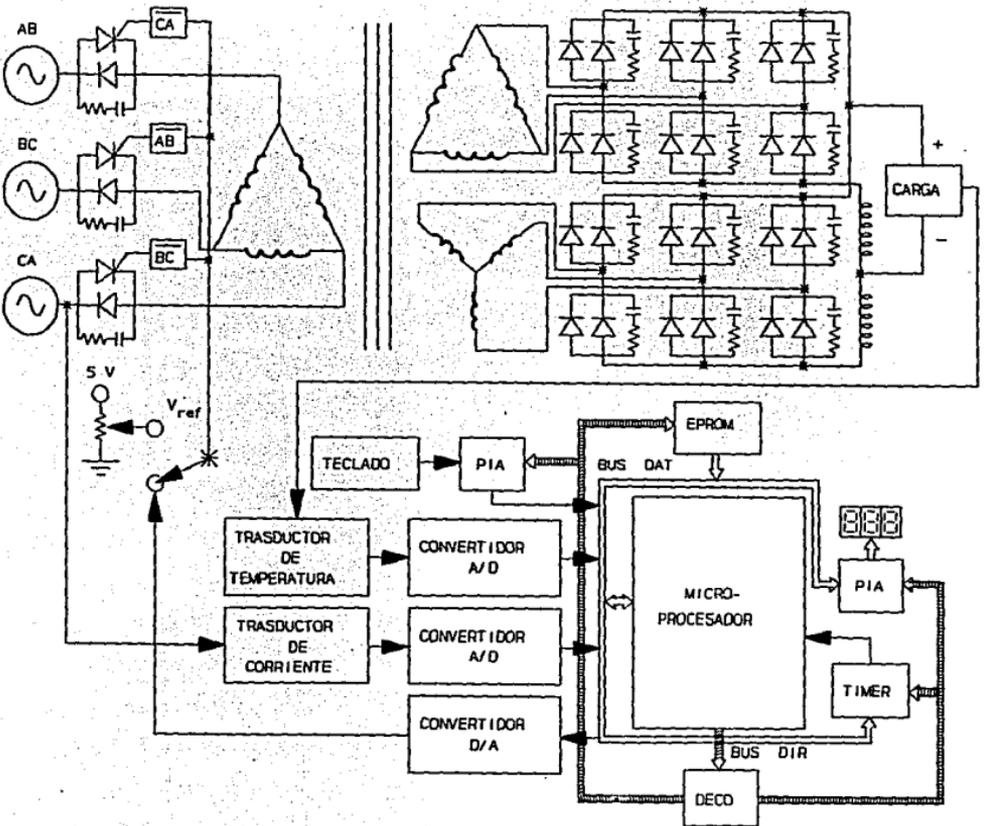
TABLA DE VALORES DE LOS COEFICIENTES P Y T.

| Valor de m | Valor de p | Valor de t |
|------------|------------|------------|
| 1.0 | 1.95 | 2.70 |
| 1.2 | 1.88 | 2.48 |
| 1.4 | 1.80 | 2.23 |
| 1.6 | 1.76 | 2.08 |
| 1.8 | 1.74 | 2.00 |
| 2.0 | 1.72 | 1.92 |
| 2.2 | 1.71 | 1.86 |
| 2.4 | 1.70 | 1.80 |
| 2.6 | 1.65 | 1.76 |
| 2.7 | 1.60 | 1.72 |

APÉNDICE V

CURVA DE RESISTENCIA TÉRMICA VS.
VOLUMEN DEL DISIPADOR.

FALLA DE ORIGEN



FALLA DE ORIGEN

APÉNDICE VII

EVALUACIÓN ECONÓMICA DE LA FUENTE DE CORRIENTE DIRECTA.

A continuación se presenta la evaluación económica de cada una de las etapas que conforman la fuente de corriente directa; el costo de los dispositivos utilizados en cada una de dichas etapas es un costo promedio. Finalmente se presenta el costo total de la fuente.

Transformador trifásico de potencia con salida hexafásica:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|-------------------------|----------------|--------------|
| 1 | TRANSFORMADOR DE 600KVA | N\$ 50000.00 | N\$ 50000.00 |

Control de voltaje de corriente alterna:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|------------------------------------|----------------|-------------|
| 3 | SCR C440, DIODO R23A4A C/DISIPADOR | N\$5000.00 | N\$15000.00 |

Puentes rectificadores de onda completa:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|---------------------------|----------------|-------------|
| 24 | DIODO R52K16B C/DISIPADOR | N\$2200.00 | N\$52800.00 |

Bobinas de acoplamiento:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|------------------------|----------------|------------|
| 2 | BOBINA DE ACOPLAMIENTO | N\$4000.00 | N\$8000.00 |

FALLA DE ORIGEN

Control de disparo de los SCR's:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|----------------------------|----------------|-----------|
| 3 | TRANSFORMADOR 220V-7V | N\$15.00 | N\$45.00 |
| 3 | TRANSFORMADOR 1:1 | N\$11.00 | N\$33.00 |
| 6 | C.I. LM106H | N\$12.40 | N\$74.40 |
| 3 | C.I. LM555 | N\$3.00 | N\$9.00 |
| 3 | TRANSISTOR PNP 2N2907A | N\$3.00 | N\$9.00 |
| 3 | TRANSISTOR NPN 2N222 | N\$3.50 | N\$10.50 |
| 3 | TRANSISTOR NPN 2N1711 | N\$3.80 | N\$11.40 |
| 3 | DIODO ZENER 1N751 | N\$0.45 | N\$1.35 |
| 5 | DIODO 1N4003 | N\$0.35 | N\$2.10 |
| 4 | POTENCIOMETRO DE PRECISION | N\$10.00 | N\$40.00 |
| 27 | RESISTENCIA 1/4 WATT | N\$0.20 | N\$5.40 |
| 12 | CAPACITOR DE LENTEJA | N\$0.20 | N\$2.40 |
| TOTAL | | | N\$243.55 |

Transductor de temperatura:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|----------------------------|----------------|-----------|
| 5 | METROS DE TERMOPAR TIPO K | N\$15.00 | N\$75.00 |
| 1 | C.I. LM321 | N\$76.60 | N\$76.60 |
| 1 | C.I. LM308 | N\$6.00 | N\$6.00 |
| 1 | DIODO ZENER LM311 | N\$28.00 | N\$28.00 |
| 2 | POTENCIOMETRO DE PRECISION | N\$10.00 | N\$20.00 |
| 8 | RESISTENCIA DE PRECISION | N\$4.00 | N\$32.00 |
| 3 | CAPACITOR DE LENTEJA | N\$0.20 | N\$0.60 |
| TOTAL | | | N\$237.60 |

FALLA DE ORIGEN

Transductor de corriente:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|---|----------------|-----------|
| 1 | TRANSF. TIPO DONA PI-600, 1000-5 AMP, N\$103.50 | | N\$103.50 |
| 1 | TRANSFORMADOR 1:1 | N\$10.00 | N\$10.00 |
| 3 | C.I. LM101 | N\$25.00 | N\$75.00 |
| 1 | POTENCIOMETRO DE PRECISION | N\$10.00 | N\$10.00 |
| 1 | RESISTENCIA 1/2 WATT | N\$0.40 | N\$0.40 |
| 6 | RESISTENCIA 1/4 WATT | N\$0.20 | N\$1.20 |
| TOTAL | | | N\$200.10 |

Control por microprocesador:

| CANT. | DESCRIPCION | COSTO UNITARIO | TOTAL |
|-------|---------------------------------|----------------|-----------|
| 1 | MICROPROCESADOR MC6802 | N\$50.00 | N\$50.00 |
| 1 | PIA MC6821 | N\$19.00 | N\$19.00 |
| 1 | MEMORIA EPROM 2716 | N\$24.00 | N\$24.00 |
| 2 | CONVERTIDOR A/D ADC0801 | N\$124.70 | N\$249.40 |
| 1 | CONVERTIDOR D/A DAC0830 | N\$55.30 | N\$55.30 |
| 1 | TIMER PROGRAMABLE MC6840 | N\$19.00 | N\$19.00 |
| 2 | DECODIFICADOR 74156 | N\$3.50 | N\$7.00 |
| 3 | DIPLAY ANODO COMUN | N\$14.00 | N\$42.00 |
| 3 | DECODIFICADOR BCD 7 SEGMENTOS | N\$6.50 | N\$19.50 |
| 1 | TECLADO DE 16 TECLAS | N\$61.60 | N\$61.60 |
| 1 | DECODIFICADOR 16 TECLAS MM74922 | N\$14.00 | N\$14.00 |
| TOTAL | | | N\$560.80 |

FALLA DE ORIGEN

Costo Total de la Fuente de Corriente Directa con un Semicontrolador de Media Onda, Trifásica con Salida Hexafásica de 16000 Amperes a 12 Volts:

| DESCRIPCION | COSTO |
|---|-------------|
| TRANSFORMADOR TRIFASICO CON SALIDA HEXAFASICA | N\$50000.00 |
| CONTROL DE VOLTAJE DE CORRIENTE ALTERNA | N\$15000.00 |
| PUNTES RECTIFICADORES DE ONDA COMPLETA | N\$52800.00 |
| BOBINAS DE ACOPLAMIENTO | N\$8000.00 |
| CONTROL DE DISPARO DE LOS SCR'S | N\$243.55 |
| TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA | N\$237.70 |
| TRANSDUCTOR DE CORRIENTE | N\$200.10 |
| CONTROL POR MICROPROCESADOR | N\$560.80 |
| COSTO TOTAL N\$127042.15 * | |

*Esta evaluación económica se llevo a cabo en junio de 1995.

FALLA DE ORIGEN

BIBLIOGRAFÍA

Circuitos Magnéticos
E.E. Staff Del M.I.T.
Reverte, 1955

Transformadores
Francisco L. Singer
Neotecnica, 1985

Electrónica de Potencia
Guy Séguier
G. Gili, 1986

SCR Manual
General Electric Company
1972

Electrónica de Potencia
Ramshaw, Raymond
Marcombo, 1977

Power Semiconductor
S.B. Dewan Ind. A. Straughen
John Wiley and Sons, 1975

Power Diode and Thyristor Circuits
Davis, R.M.
Institution of Electrical Engineers, 1979

Power Electronics
Fisher, Marvin J.
PWS-Kent, 1991

Linear Applications Handbook
National Semiconductor
1978

Apuntes para el Curso de Microprocesadores Volumen I y II
Ernesto López, Javier Carrillo y Manuel Mendez
IPN, 1986

Diode Semiconductor Data Book
Electronic Information Series
Cordura Publications Inc., 1981

Thyristor Data Book
Electronic Information Series
Cordura Publications Inc., 1980

Programming Reference Manual M6800
Motorola
1976

Linear Data Book
National Semiconductor
1978

Microcomputer Interfacing
Bruce A. Artwick
Prentice-Hall, 1980

Digital System Design and Microprocessors
McGraw-Hill
1984

Microcomputer Control of Power Electronics and Drives
Bimal K. Bose
IEEE, 1987